

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**GERADOR DE INDUÇÃO ISOLADO COM TENSÃO E  
FREQUÊNCIA REGULADAS POR CONVERSOR  
MATRICIAL ESPARSO**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**Jordan Gustavo Trapp**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2008**

**GERADOR DE INDUÇÃO ISOLADO COM TENSÃO E FREQUÊNCIA  
REGULADAS POR CONVERSOR MATRICIAL ESPARSO**

**por**

**Jordan Gustavo Trapp**

Dissertação Apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como Requisito Parcial para Obtenção do Grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Felix Alberto Farret, Ph D.**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2008**

**Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Dissertação de Mestrado

**GERADOR DE INDUÇÃO ISOLADO COM TENSÃO E FREQUÊNCIA  
REGULADAS POR CONVERSOR MATRICIAL ESPARSO**

elaborada por  
**Jordan Gustavo Trapp**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

**Felix Alberto Farret, Ph D.**  
(Presidente/Orientador)

**Jocemar Biasi Parizzi, Dr. (UFSM)**

**Jonas Rodrigues Gomes, Dr. (CGTEE)**

**Luciane Neves Canha, Dr<sup>a</sup>. (UFSM)**  
(Suplente)

Santa Maria, 30 de junho de 2008.

## RESUMO

**Dissertação de Mestrado**  
**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**  
**Universidade Federal de Santa Maria**

### **GERADOR DE INDUÇÃO ISOLADO COM TENSÃO E FREQUÊNCIA REGULADAS POR CONVERSOR MATRICIAL ESPARSO**

AUTOR: Jordan Gustavo Trapp  
ORIENTADOR: Felix Alberto Farret, Ph D.  
DATA E LOCAL: Santa Maria, 30 de junho de 2008.

O Gerador de Indução é atrativo para geração de energia elétrica com fontes alternativas por apresentar baixo custo, robustez, baixo índice de manutenção, grande disponibilidade e bom comportamento dinâmico. Por isso, ele é muito aplicado em sistemas alternativos de geração de energia onde o baixo custo, baixo índice de manutenção, disponibilidade e facilidade de substituição do gerador, são características bastante apreciadas. Particularmente, no caso dos geradores de indução auto-excitados por bancos de capacitores, apesar de também eles serem atrativos, sua operação isolada apresenta problemas relacionados à regulação de tensão insatisfatória e frequência variável dependentes da carga, e pela necessidade de capacitores de auto-excitação de tamanho e custo elevados. Os custos elevados dos bancos de capacitores ainda limitam o uso isolado do gerador de indução a pequenas unidades apenas, com potência inferior à 50kW.

Esta dissertação propõe o uso do Conversor Matricial Esparso como forma de regular a tensão no gerador de indução e fixar a frequência na carga. Além disso, o uso deste conversor possibilita drenar uma corrente do gerador em fase com sua respectiva tensão, reduzindo assim o custo dos capacitores e do sistema como um todo. São apresentados resultados de simulação e resultados práticos de um protótipo do conversor matricial esparso, desenvolvido nos laboratórios do CEEMA-UFSM para conexão ao gerador de indução. Estes resultados servem de base para a comprovação e validação da teoria desenvolvida para a integração do gerador de indução auto-excitado e do conversor matricial esparso apresentada nesta dissertação.

Palavras-chave: gerador de indução; conversor matricial; regulação de tensão; auto-excitação.

## **ABSTRACT**

Master Thesis  
Post-Graduation Program in Electrical Engineering  
Federal University of Santa Maria

### **STAND ALONE INDUCTION GENERATOR WITH VOLTAGE AND FREQUENCY REGULATED BY A SPARSE MATRIX CONVERTER**

AUTOR: Jordan Gustavo Trapp  
ADVISOR: Felix Alberto Farret, Ph D.  
DATE and LOCATION: Santa Maria, June 30<sup>th</sup>, 2008.

The induction generator has characteristics making it interesting for alternative sources of energy, such as low cost, ruggedness, low maintenance, high availability and good dynamic behavior. So, it is very much applied in alternative energy systems, where low cost, low maintenance and easy availability are essential characteristics. Although this generator is very attractive, its operation presents problems related to a poor voltage regulation, load dependent variable frequency, and the need of large size self-excitation capacitors, for stand-alone induction generator systems. In order to minimize these problems, this study proposes a sparse matrix converter associated to an induction generator as a way to regulate the generated voltage, fix the frequency and increase the system reliability. Moreover, it allows the reduction of the self-excitation capacitors by draining out of the generator, mostly resistive current thus, reducing capacitor costs and of the whole system size. In this dissertation is presented some simulation and practical results of a sparse matrix converter connected to the induction generator prototype developed in CEEMA laboratories. These results confirm the here presented theory and validate this work.

Key words: induction generator; matrix converter; voltage regulation; self-excitation.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1 – Circuito equivalente por fase da MI em regime permanente .....	17
FIGURA 2.2 – Característica de magnetização do gerador de indução .....	18
FIGURA 2.3 – Curva de magnetização, reatância capacitiva e processo de auto-excitação .....	19
FIGURA 2.4 – Sistema básico que compõe o GIAE com carga conectada .....	20
FIGURA 2.5 – Circuito equivalente do GI conectado a capacitor e carga $RL$ série .....	20
FIGURA 2.6 – Circuitos equivalentes após transformação de impedância .....	21
FIGURA 2.7 – Curva de saturação e reatância para dois valores de capacitância .....	24
FIGURA 2.8 – Curva de saturação e reatância capacitiva para dois valores de frequência ..	25
FIGURA 3.1 – Esquema básico do sistema baseado no conversor matricial esparsos .....	28
FIGURA 3.2 – Circuito de potência do conversor matricial esparsos e filtros $LC$ de entrada e de saída .....	28
FIGURA 3.3 – Estágio retificador conectado à rede trifásica .....	29
FIGURA 3.4 – Circuito final do estágio retificador conectado à rede .....	29
FIGURA 3.5 – Circuito retificador com comutação das chaves $S_{w1}$ , $S_{w2}$ e $S_{w6}$ , com $V_a > 0$ , $V_b < 0$ e $V_c < 0$ .....	30
FIGURA 3.6 – PWM nas chaves $S_{w1}$ , $S_{w2}$ e $S_{w6}$ quando $V_a > 0$ , $V_b < 0$ e $V_c < 0$ .....	31
FIGURA 3.7 – PWM nas chaves $S_{w1}$ , $S_{w2}$ e $S_{w6}$ mostrando o tempo morto .....	32
FIGURA 3.8 – Inversor trifásico controlado por PWM .....	32
FIGURA 3.9 – Exemplo de SPWM através da comparação de dois sinais .....	33
FIGURA 3.10 – Sinal SPWM de controle para as três fases do inversor .....	34
FIGURA 3.11 – Tensão na carga, com e sem filtro $LC$ , em uma fase .....	34
FIGURA 3.12 – Conversor matricial esparsos para análise matemática .....	35
FIGURA 4.1 – Circuito equivalente por fase do SMC .....	42
FIGURA 4.2 – Circuito equivalente do SMC .....	43
FIGURA 4.3 – SMC conectado ao GI e a carga .....	44
FIGURA 4.4 – Circuito equivalente por fase do GI conectado ao SMC .....	44
FIGURA 4.5 – Circuito equivalente do SMC conectado ao GI .....	47
FIGURA 5.1 – Representação do GIAE para simulação com variação de carga .....	49

FIGURA 5.2 – Tensão no secundário do transformador a vazio e com carga resistiva e indutiva .....	50
FIGURA 5.3 – Tensão e corrente na carga de $135\Omega$ .....	50
FIGURA 5.4 – Tensão e corrente na carga de $3\Omega$ e $0.32H$ em série .....	51
FIGURA 5.5 – Circuito do SMC utilizado nas simulações .....	52
FIGURA 5.6 – Tensão e corrente na entrada (acima) e na saída do SMC (abaixo) para uma carga de $108\Omega$ .....	53
FIGURA 5.7 – Espectro harmônico da corrente de entrada do SMC para carga de $108\Omega$ .....	53
FIGURA 5.8 – Tensão e corrente na entrada (acima) e saída do SMC (abaixo) para carga $2\Omega$ e $0.256H$ em série.....	55
FIGURA 5.9 – Espectro harmônico da corrente de entrada do SMC para carga de $2\Omega$ e $0.256H$ em série .....	55
FIGURA 5.10 – Tensão e corrente na entrada (acima) e na saída do SMC (abaixo) com carga de $108\Omega$ , com $50Hz$ na fonte de alimentação .....	56
FIGURA 5.11 – Tensão no barramento CC do SMC .....	57
FIGURA 5.12 – Modelo equivalente do SMC, em regime permanente .....	57
FIGURA 5.13 – Tensão e corrente na entrada do circuito equivalente do SMC com carga resistiva .....	58
FIGURA 5.14 – Tensão e corrente na entrada do circuito equivalente do SMC com carga indutiva .....	58
FIGURA 5.15 – Tensão e corrente na carga com a presença do 3° harmônico .....	59
FIGURA 5.16 – Conteúdo harmônico da corrente na presença do 3° harmônico .....	59
FIGURA 5.17 – Tensão e corrente na carga resistiva conectada ao GIAE .....	60
FIGURA 5.18 – Tensão e corrente na carga indutiva conectada ao GIAE .....	61
FIGURA 5.19 – Tensão e corrente na entrada do SMC para carga resistiva .....	62
FIGURA 5.20 – Tensão e corrente na carga resistiva .....	63
FIGURA 5.21 – Tensão e corrente na entrada do SMC para carga indutiva .....	64
FIGURA 5.22 – Tensão e corrente na carga indutiva .....	64
FIGURA 5.23 – Tensão na entrada do SMC com banco de capacitores com $15\mu F$ .....	65
FIGURA C1 – Circuito de potência do SMC com as variáveis observadas .....	80
FIGURA C2 – GI conectado à carga e variáveis observadas .....	81
FIGURA D1 – Protótipo do SMC implementado em laboratório .....	82

FIGURA D2 – SMC conectado ao GIAE .....	83
FIGURA D3 – Placa de desenvolvimento baseada do DSP 56F8013 .....	83
FIGURA D4 – Circuito de detecção de fase e sincronismo .....	84
FIGURA D5 – Circuito de distribuição de sinais de sincronismo e PWM .....	85
FIGURA D6 – Circuito de Dead Time e isolador óptico com driver .....	86
FIGURA D7 – Circuito de isolamento entre DSP e circuito de comando .....	87



## LISTA DE TABELAS

TABELA 3.1 – Valores de D para a comutação das chaves .....	31
TABELA A1 – Valor de tensão de fase x corrente correspondente à curva de magnetização .....	73
TABELA C1 – Equipamentos de medida utilizados nos experimentos .....	79
TABELA C2 – Equipamentos de medida associados às variáveis observadas .....	80

## LISTA DE ABREVIATURAS

GIAE	– Gerador de indução auto-excitado
GI	– Gerador de indução
CA	– Corrente alternada
CC	– Corrente contínua
<i>RPM</i>	– Rotações por minuto
SPWM	– Modulação por largura de pulso senoidal
PWM	– Modulação por largura de pulso
IEEE	– Institute of Electrical and Electronic Engineers
MI	– Máquina de indução
MP	– Máquina primária
SMC	– Sparse matrix converter
IGBT	– Insulated gate bipolar transistor
<i>M</i>	– Índice de modulação
RMS	– Root mean Square
PLL	– Phase Lock Loop

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C_{eq}$	– Capacitância equivalente
$C_{ca}$	– Capacitor de auto-excitação
$f$	– Frequência
$I$	– Corrente
$j$	– Número complexo imaginário
$kW$	– Kilowatt
$Hz$	– Hertz
$L_{cs}$	– Indutância série de carga.
$L_{f1}C_{f1}$	– Filtro $LC$ entre a rede e o conversor
$L_{f2}C_{f2}$	– Filtro $LC$ entre o conversor e a carga
$L_m$	– Indutância magnetizante
$L_r$	– Indutância do rotor
$L_s$	– Indutância do estator
$p$	– N° de pólos
$R_{cs}$	– Resistência série de carga.
$R_r$	– Resistência do rotor
$R_s$	– Resistência do estator
$s$	– Escorregamento
$S_{w1}$ a $S_{w6}$	– Interruptores de 1 a 6 do retificador
$X_c$	– Reatância capacitiva
$X_{c1}$	– Reatância do banco de capacitores para a frequência $f_1$
$X_{c2}$	– Reatância do banco de capacitores para a frequência $f_2$
$X_{Ceq}$	– Reatância capacitiva equivalente
$X_{cs}$	– Reatância de carga.
$X_p$	– Reatância paralela
$\omega$	– Frequência angular da tensão gerada.

$\omega_s$	– Rotação angular síncrona
$\omega_r$	– Rotação angular do rotor
$V$	– Tensão
$V_a, V_b, V_c$	– Tensão nas fases $a, b$ e $c$ depois do filtro de entrada
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	– Tensão da rede
$V_{dc}$	– Tensão no link de corrente contínua
$V_m$	– Amplitude da tensão da fonte
$Z_s$	– Impedância série
$Z_p$	– Impedância paralela
$u, v, w$	– Fases de saída do conversor
$X_{Lf1}$	– Reatância do filtro de entrada
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	– Corrente de rede nas fases $a, b$ e $c$
$dB$	– Decibel
$\Omega$	– Ohm
$H$	– Henry
$D$	– Razão cíclica

## LISTA DE ANEXOS

<b>ANEXO A – Dados de Placa, Parâmetros e Curva de Magnetização do Gerador de Indução Utilizado .....</b>	<b>73</b>
<b>ANEXO B – Fluxograma e Listagem de Comandos do Programa Implementado em DSP para o Acionamento do SMC .....</b>	<b>74</b>
<b>ANEXO C – Materiais e Métodos .....</b>	<b>79</b>
<b>ANEXO D – Protótipo Implementado em Laboratório e Circuitos Utilizados .....</b>	<b>82</b>

## SUMÁRIO

<b>RESUMO</b> .....	i
<b>ABSTRACT</b> .....	ii
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	iii
<b>LISTA DE TABELAS</b> .....	vi
<b>LISTA DE ABREVIATURAS</b> .....	vii
<b>LISTA DE SÍMBOLOS</b> .....	viii
<b>LISTA DE ANEXOS</b> .....	x
<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	1
<b>1.1 Generalidades</b> .....	1
<b>1.2 Objetivos</b> .....	2
<b>1.3 Justificativa</b> .....	2
<b>1.4 Revisão Bibliográfica</b> .....	3
1.4.1 Princípios de Operação do Gerador de Indução e o Gerador de Indução Auto-Excitado por Banco de Capacitores .....	3
1.4.2 Gerador de Indução Auto-Excitado Conectado a Compensadores Estáticos de Reativos.....	4
1.4.3 Modelagem Matemática da Máquina de Indução.....	6
1.4.4 Gerador de Indução Acionado com Velocidade Variável.....	6
1.4.5 Gerador de Indução Alimentando Circuito Retificador.....	7
1.4.6 Gerador de Indução Conectado a Conversor Estático PWM.....	8
1.4.7 Gerador de Indução Conectado a Conversor Back-to-Back e à Rede Elétrica.....	10
1.4.8 Gerador de Indução Conectado a Conversor Matricial e à Rede Elétrica.....	10
1.4.9 Conversores Matriciais.....	11
1.4.10 Modelagem de sistemas eletrônicos.....	14
<b>1.5 Organização da Dissertação</b> .....	15
<b>2 GERADOR DE INDUÇÃO AUTO-EXCITADO</b> .....	16
<b>2.1 Circuito Equivalente, Curva de Saturação e Operação da Máquina de Indução</b> .....	16
<b>2.2 Gerador de Indução Auto-Excitado por Banco de Capacitores</b> .....	19

<b>2.3 Gerador de Indução Acionado com Velocidade Variável.....</b>	<b>25</b>
<b>2.4 Definição do Ponto de Operação do GIAE.....</b>	<b>26</b>
<b>2.5 Resumo do Capítulo. ....</b>	<b>26</b>
<b>3 CONVERSOR MATRICIAL ESPARSO. ....</b>	<b>27</b>
<b>3.1 Conversor Matricial Esperso Controlado por PWM.....</b>	<b>27</b>
3.1.1 Retificador PWM Trifásico Bidirecional. ....	29
3.1.2 Inversor PWM Trifásico.....	32
<b>3.2 Síntese Matemática do Conversor Matricial Esperso Controlado por SPWM.....</b>	<b>35</b>
<b>3.3 Resumo do Capítulo. ....</b>	<b>40</b>
<b>4 CONVERSOR MATRICIAL ESPARSO ASSOCIADO AO GERADOR DE INDUÇÃO AUTO-EXCITADO.....</b>	<b>41</b>
<b>4.1 Modelagem do Circuito Equivalente ao SMC. ....</b>	<b>41</b>
<b>4.2 Conexão do SMC ao Gerador de Indução. ....</b>	<b>43</b>
<b>4.3 Conexão do Circuito Equivalente do SMC ao Gerador de Indução.....</b>	<b>46</b>
<b>4.4 Resumo do Capítulo. ....</b>	<b>47</b>
<b>5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E PRÁTICOS. ....</b>	<b>48</b>
<b>5.1 Resultados de Simulação Utilizando o Modelo Dinâmico do GI.....</b>	<b>48</b>
5.1.1 Resultados Obtidos com o GIAE. ....	49
5.1.2 Resultados Obtidos com o SMC.....	52
5.1.3 Resultados Obtidos com o SMC Conectado ao GI. ....	57
<b>5.2 Resultados Práticos para o GI e o SMC. ....</b>	<b>60</b>
5.2.1 Resultados Práticos do GIAE. ....	60
5.2.2 Resultados Práticos do SMC associado ao GIAE. ....	62
<b>5.3 Resumo do Capítulo. ....</b>	<b>66</b>
<b>6 CONCLUSÃO.....</b>	<b>67</b>
<b>6.1 Principais Contribuições.....</b>	<b>68</b>
<b>6.2 Sugestões para Trabalhos Futuros.....</b>	<b>69</b>
<b>BIBLIOGRAFIA. ....</b>	<b>70</b>

<b>ANEXO A.....</b>	<b>73</b>
<b>ANEXO B.....</b>	<b>74</b>
<b>ANEXO C.....</b>	<b>79</b>
<b>ANEXO D.....</b>	<b>82</b>



# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Generalidades

A Máquina de Indução Trifásica há muito desperta o interesse da comunidade científica e da indústria para aplicações em acionamentos ou em sistemas de geração. Por ser uma máquina robusta, construtivamente simples, apresentar baixo índice de manutenção, ter grande densidade de potência, e custo reduzido, seu uso é difundido em inúmeras aplicações industriais. Além disso, ela é facilmente substituível por apresentar ampla disponibilidade comercial (*Fitzgerald et al.*, [7]; *Chapman et al.*, [5]). Dadas essas características, o uso da máquina de indução como gerador tornou-se uma alternativa viável para redução de custos em sistemas alternativos de geração de energia elétrica, além de ser, de forma geral, de fácil implementação (*Muljadi et al.* [24]; *Seyoum et al.*, [32]; *Grantham et al.*, [8]).

O Gerador de Indução Auto-Excitado (GIAE) pode ser conectado à rede elétrica ou operar de forma isolada. Quando conectado à rede, é capaz de gerar tensões trifásicas com frequência constante, mesmo se acionado com velocidade variável (*Basset et al.*, [4]; *Wagner*, [39]; *Grantham et al.*, [8]). Além disso, possui naturalmente a capacidade de auto-proteção e um bom desempenho dinâmico se comparado a outros tipos de geradores.

Embora apresente inúmeras vantagens, o Gerador de Indução (GI) possui uma regulação de tensão insatisfatória e frequência variável com a carga quando operando isoladamente da rede elétrica, ou ainda quando acionado com velocidade variável (*Basset et al.*, [4]; *Wagner*, [39]; *Grantham et al.*, [8]). Portanto, o uso de mecanismos de controle é necessário para regulação de tensão e frequência, de forma a compensar os reativos de cargas indutivas conectadas nos terminais do GI. Sistemas de geração onde a máquina primária apresenta velocidade variável, como centrais hidráulicas sem controle de velocidade e em turbinas eólicas, o uso de tais mecanismos de compensação devem ser utilizados como forma de melhorar a qualidade da energia gerada.

Com o avanço da eletrônica básica, eletrônica de potência e da tecnologia dos dispositivos semicondutores, principalmente das chaves eletrônicas, surgiram inúmeros sistemas visando obter melhor desempenho das plantas baseadas no GI. Para tanto o desenvolvimento de sistemas capazes de minimizar o tamanho do banco dos capacitores de auto-excitação e, ao mesmo tempo, regular a tensão gerada, mantendo a frequência constante pode ser uma boa escolha em sistemas alternativos de geração de energia elétrica de baixo

custo, pois o custo dos capacitores de auto-excitação ainda limita muito o uso do GI em sistemas de geração até 50kW (*Marra et al., [18]*).

Alternativas inovadoras que representem uma melhora substancial na qualidade de energia, aliadas à redução de custos e com bom desempenho, fazem do gerador de indução uma alternativa razoável para geração de energia elétrica.

## 1.2 Objetivos

Esta dissertação objetiva contribuir para a melhora da qualidade da energia fornecida pelo GIAE, aliada a redução do banco de capacitores e a redução dos custos de sistemas isolados para geração alternativa de energia elétrica, com controle limitado de velocidade. Ainda visa associar o GIAE a um conversor matricial com o objetivo de regular a tensão gerada, fixar a frequência da tensão na carga, compensar os reativos de cargas indutivas, minimizar os capacitores de auto-excitação, facilitar a operação do GIAE com velocidade variável e drenar do gerador uma corrente sempre em fase com a respectiva tensão de fase.

## 1.3 Justificativa

Hoje, a redução de custos nas mais variadas áreas do conhecimento juntamente com o avanço tecnológico, são necessidades fundamentais. Então, sistemas de geração de energia elétrica, incluindo o GI, onde a máquina primária não necessita de controle de velocidade, apresentam uma redução de custo significativa em pequenas centrais hidrelétricas, pois o regulador de velocidade, juntamente com o conjunto turbina/gerador, podem representar 50% do valor total do sistema (*Viana, apud Marra, [17]*). Assim, a conexão de um sistema, que opere em conjunto com o GIAE, e que seja capaz de reduzir o banco de capacitores e eliminar o uso de regulador de velocidade, são fatores determinantes para a redução de custos, em virtude da redução do tamanho dos capacitores de auto-excitação e da eliminação do regulador de velocidade. A pesquisa, privada ou pública, é a base para o surgimento de novos conhecimentos, produtos, novas metodologias e aplicabilidades. Neste contexto, propostas que minimizem os problemas existentes em sistemas isolados de geração de energia elétrica baseados no gerador de indução, são indispensáveis para a redução dos custos para implementação destes sistemas e para a melhora das características de operação do GIAE.

## 1.4 Revisão Bibliográfica

Esta revisão bibliográfica serviu-se de pesquisas em anais de congressos, dissertações, teses, livros, pesquisas na internet, em periódicos do IEEE, IET e em congressos de relevância na área. Estas referências compreendem as áreas de eletrônica de potência, máquinas elétricas, sistemas de geração de energia alternativa e análise e modelagem de sistemas baseados no gerador de indução. A apresentação da bibliografia é subdividida em subseções, onde se reúnem os autores abordando um mesmo tema. Alguns autores aparecem em mais de um grupo, pois seus trabalhos englobam mais de um tema. As referências são apresentadas em ordem cronológica, dentro de cada subseção.

### 1.4.1 Princípios de Operação do Gerador de Indução e o Gerador de Indução Auto-Excitado por Banco de Capacitores.

Nessa subseção apresentam-se artigos e trabalhos relativos aos princípios de operação do gerador de indução, abordando os seguintes temas: uso da máquina de indução como gerador; processo de auto-excitação; modelos matemáticos do gerador; modelo em regime permanente; efeitos da indutância magnetizante da máquina de indução; banco de capacitores de auto-excitação do GI; e demanda de reativos do gerador.

Basset et al. [4] e Wagner [39] descrevem o princípio de operação da máquina de indução como gerador e as características de operação do gerador de indução auto-excitado por banco de capacitores. Analisam o modelo em regime permanente do GIAE para demonstrar a tensão terminal e a corrente de estator com a variação de carga. Embora tenham sido os primeiros trabalhos nesta área, eles apresentam de maneira concisa a teoria do GIAE e seus princípios de funcionamento.

Grantham et al. [8] descrevem um método para prever com precisão o valor mínimo dos capacitores necessários para iniciar o processo de auto-excitação com o GIAE em operação isolada. A tensão e a frequência também são calculadas no estado de equilíbrio final do processo de auto-excitação. Ainda, a teoria é estendida para incluir a evolução transitória da tensão no estágio inicial do processo de auto-excitação, bem como as perturbações na tensão terminal e na corrente do estator sob alterações de carga. Estes autores demonstram

ainda que a tensão durante a auto-excitação e as perturbações na corrente do estator e na tensão terminal sob alteração de carga são descritas fielmente utilizando integração numérica levando em conta a indutância mútua em relação à corrente de magnetização. Os autores apresentam resultados satisfatórios, condizentes com resultados normalmente obtidos com os geradores de indução auto-excitado reais.

Seyoum et al. [32] apresentam o efeito da indutância de magnetização e a mínima e máxima rotação necessária para iniciar o processo de auto-excitação, para dado valor dos capacitores de auto-excitação e carga. Mostram que a variação da indutância de magnetização é o principal fator que influencia na tensão gerada. Concluem que o GIAE quando carregado, operando com um valor específico de banco de capacitores, pode perder excitação se acionado com velocidade acima ou abaixo de certos limites, e que o aumento da rotação não é a única variável que garante a auto-excitação. Apresentam ainda resultados de simulação e resultados práticos para confirmar a modelagem matemático do GIAE. Embora demonstrem de maneira fiel a operação do gerador, associado a banco de capacitores em operação isolada, não propõem formas de melhorar a operação do GIAE.

Simões et al. [33] abordam o uso de fontes alternativas de energia enfatizando a modelagem, acionamento e a utilização do gerador de indução para sistemas de geração de energia elétrica. Apresentam diversos tópicos tratando da operação, projeto e análise de sistemas utilizando o GI, de forma isolada e sistemas associados ao GI conectados à rede elétrica. Enfatizam ainda o uso de técnicas de controle e automação, bem como o a utilização da eletrônica de potência para interface do GI com a rede ou carga.

#### 1.4.2 Gerador de Indução Auto-Excitado Conectado a Compensadores Estáticos de Reativos

Nessa subseção apresentam-se artigos que tratam da regulação de tensão do GI auto-excitado por banco de capacitores, que abordam: conexão junto ao GIAE de banco de reativos acionados por chaves estáticas; e chaveamento dos capacitores de auto-excitação.

Al-saffar et al. [2] apresentam como forma de regular a tensão do GIAE em operação isolada a aplicação do chamado capacitor shunt controlado, o qual diminui ou aumenta sua capacitância de acordo com o chaveamento de interruptores conectados junto aos capacitores.

Com isso, controla-se a carga de cada capacitor e, conseqüentemente, os reativos do GI. Resultados práticos e de simulação comprovam a regulação de tensão mesmo sob adição de carga e acionamento do GI com velocidade variável. Embora tenham obtido bons resultados com o sistema proposto, são necessários capacitores de auto-excitação de tamanho elevado quando na conexão de cargas indutivas, apresentando um custo e volume maiores deste sistema.

Murthy et al. [25] propõem um controlador de carga simples e de baixo custo, como forma de controlar o GIAE em operação isolada, mantendo a tensão regulada. Para tanto, utilizam um conversor chopper com chaves totalmente controladas (IGBT) para adicionar ou diminuir a carga do GI. Ainda propõem a adição de um compensador estático de reativos (SVC) para compensar os reativos de cargas indutivas. Apresentam resultados práticos para comprovar sua proposta e obtêm bom desempenho dinâmico. Porém há a necessidade de cargas auxiliares e a adição de um banco de capacitores, associados à chaves eletrônicas. Portanto, há um custo adicional devido ao acréscimo de capacitores e um baixo rendimento quando a carga auxiliar atua completamente.

Ahmed et al. [1] propõem a utilização de um compensador estático de reativos para regular a tensão terminal mesmo com a conexão de carga indutiva. Utiliza um algoritmo para demonstrar a operação do GIAE no domínio da frequência, considerando um circuito equivalente simplificado em regime permanente. Demonstram com simulação e resultados práticos a efetividade da proposta apresentada, onde se obtêm um alto desempenho do sistema baseado no GIAE em operação isolada. Porém, devido à presença dos capacitores de auto-excitação adicionais o sistema não é de baixo custo.

Kuperman et al. [15] apresentam vários circuitos utilizados em geradores de indução em operação isolada, como forma de regular a tensão. Os autores descrevem a operação do compensador de reativos estático (SVC) e do compensador baseado em um inversor de tensão ou corrente, conhecido na literatura como STATCOM, mostrando as vantagens e desvantagens de cada um. Concluem que o STATCOM apresenta melhor desempenho dinâmico que o SVC, além de fornecer uma tensão com menor conteúdo harmônico na carga e necessitar capacitores de auto-excitação de menor valor. Embora o STATCOM tenha um custo mais elevado que o SVC, o STATCOM é um grande candidato para ser aplicado em

modernos sistemas de geração baseados no GIAE em operação isolada, até uma determinada potência.

#### 1.4.3 Modelagem Matemática da Máquina de Indução

Nesta subseção apresentam-se artigos e trabalhos que abordam a modelagem matemática da máquina de indução, mostrando: modelos dinâmicos da máquina de indução para simulação em regime permanente e transitório; e modelo dinâmico do GI com o efeito da saturação para simulação da máquina de indução como gerador.

Szczesny et al. [36] apresentam um modelo dinâmico para a máquina de indução no qual é adotado um sistema de eixos estacionários, onde cada eixo é posicionado em um dos eixos magnéticos dos enrolamentos das fases *a*, *b* e *c* do estator de uma máquina equivalente de dois pólos. Este modelo foi denominado modelo  $\alpha\beta\gamma$  da máquina de indução. Como vantagens, ele possibilita a utilização de um circuito equivalente com o mesmo número de terminais da máquina real. Além disso, pode ser implementado em simuladores que utilizam interface circuital e apresenta boa precisão e robustez matemática. O modelo apresentado por estes autores não inclui o efeito da saturação no núcleo magnético da máquina de indução.

Marra [17] apresenta um modelo dinâmico do GI na qual são adicionados os efeitos da saturação no núcleo magnético. Este modelo permite a simulação de conversores de potência associados ao GI conectados diretamente em seus terminais e utilizando programas de simulação com interface circuital com excelente precisão. Apresenta resultados de simulação com o modelo do GIAE implementado no software PSpice, versão 8.0. Embora este modelo tenha um bom desempenho computacional para simulações no qual o GI, é associado à conversores chaveados, demandando grande capacidade de processamento computacional.

#### 1.4.4 Gerador de Indução Acionado com Velocidade Variável

Nessa subseção apresentam-se artigos relativos ao acionamento do GI sem controle de velocidade ou com velocidade variável, abordando: aplicação do GI em sistemas de geração eólica; e geração hídrica sem controle de velocidade.

Seyoum et al. [32] analisam o GIAE quando acionado com velocidade variável, para demonstrar suas características de operação e processo de auto-excitação e desexcitação.

Peña et al. [27] apresentam um esquema de controle para um sistema de geração utilizando o GI, conectado à rede elétrica e com velocidade variável, acionado por um simulador de turbina eólica. A interface entre a rede e o gerador é realizada por meio de um conversor back-to-back, alimentado por tensão, onde é necessário o uso de um capacitor eletrolítico de grande capacidade no barramento CC deste conversor. O controle utilizado é um controle Fuzzy baseado na interpolação de diferentes controladores PI para controlar a tensão no barramento CC, o qual apresenta uma rápida resposta dinâmica. São mostrados resultados para a corrente injetada na rede com baixa distorção harmônica. O sistema mantém o fator de potência próximo à unidade. Contudo, o sistema proposto precisa estar conectado à rede elétrica e é necessário o uso de um capacitor eletrolítico de tamanho elevado no barramento CC do conversor, aumentando seu custo e diminuindo a vida útil.

Nejmi et al. [26] apresentam um estudo sobre a aplicação do GIAE acionado por turbina hidráulica com e sem regulador de velocidade, mostrando o efeito da regulação de velocidade na tensão, na corrente e na frequência do GI, com carga resistiva e indutiva. Os autores analisam também a influência do tamanho dos capacitores de auto-excitação no processo de auto-excitação. Os resultados de simulação estão condizentes com a teoria acerca do GI apresentada, mas carecendo de resultados práticos que poderiam ser facilmente obtidos a partir de um GIAE, para comprovar efetivamente a análise realizada pelos autores.

#### 1.4.5 Gerador de Indução Alimentando Circuito Retificador

Esta subseção apresenta artigos que tratam da conexão de circuitos retificadores trifásicos nos terminais do GI, que mostram: os efeitos da conexão do circuito retificador no gerador, como conteúdo harmônico e fator de potência; e a conexão de circuito retificador em sistemas de geração com velocidade variável.

Muljadi et al. [24] apresentam um sistema composto pelo GIAE em operação isolada conectado a um retificador trifásico não controlado, o qual alimenta um inversor trifásico a tiristor. O sistema é capaz de fornecer tensão senoidal com baixo conteúdo harmônico e com

freqüência fixa. Embora a tensão entregue à carga tenha essas características, a corrente drenada pelo retificador apresenta um grande conteúdo harmônico, o qual se reflete na distorção da tensão terminal do gerador e, conseqüente redução de tensão.

Tanady et al. [37] utilizam um conversor CA/CC/CA para regular a tensão gerada e manter constante a freqüência no GIAE acionado com velocidade variável e operando isoladamente da rede elétrica. Para tanto, usam um estágio retificador, baseado em ponte trifásica semi-controlada, conversor buck-boost para controlar a tensão de barramento CC e finalmente um estágio inversor. Com isso, mantém-se a tensão de saída do inversor num valor desejado, quase constante. O sistema proposto não apresenta uma alta eficiência pelo fato de ser composto por três conversores em série. Além disso, apresenta um conteúdo harmônico elevado na corrente fornecida pelo GIAE, ocasionado pela utilização de um retificador trifásico de seis pulsos semi-controlado.

Kuo et al. [14] apresentam uma análise transitória e em regime permanente do GIAE isolado alimentando um retificador trifásico semi-controlado e controlado. Para tanto, utilizam um modelo híbrido baseado nos modelos dinâmicos *abc* e *d-q* da máquina de indução para descrever dinamicamente seu funcionamento e melhorar as simulações. Também são modelados o retificador e a carga, para obter a resposta dinâmica do sistema quando o retificador é conectado à carga. Algumas simulações em MatLab são apresentadas pelos autores para validar o modelo proposto, bem como os resultados experimentais com um GI acionado por uma máquina CC.

#### 1.4.6 Gerador de Indução Conectado a Conversor Estático PWM

Nesta subseção apresentam-se artigos que tratam da conexão de conversor estático PWM em paralelo ao GI de modo a compensar os reativos drenados por cargas indutivas ou compensar partidas de motores elétricos, abordando: regulação de tensão e freqüência, compensação de reativos em sistemas isolados; regulação de tensão, fixação de freqüência e compensação de reativos em sistemas conectados à rede elétrica.

Marra [17] e Marra et al. [18] propõem a associação de um inversor PWM com o GIAE como forma de regular a tensão gerada, fixar a freqüência e controlar o fluxo de



reativos no GIAE e na carga. Mostra-se que o uso do conversor PWM, operando como um compensador estático de reativos (STATCOM) é uma alternativa viável em sistemas alternativos de energia baseados em GIAE, até potências de 50kW. Contudo, há a necessidade de capacitor eletrolítico adicional no barramento CC do STATCOM, além de uma carga auxiliar para manter o equilíbrio do sistema.

Leidhold et al. [16] apresentam uma estratégia para controlar o GI com velocidade de acionamento e com carga variáveis, em operação isolada. Utilizam um inversor e um controlador de campo orientado afim de auto-excitar de forma eficiente o GI, diminuir as perdas no cobre e no ferro, e regular a tensão gerada. Comparam ainda dois algoritmos, onde um é baseado na orientação de campo com fluxo constante e o outro propõe a regulação da tensão e minimização de perdas utilizando uma fonte de corrente, no qual é controlada a tensão no barramento CC do inversor de acordo com um valor de referência. Os resultados mostraram bom comportamento dinâmico mesmo quando o GI é acionado com velocidade variável e quando a carga é variada subitamente. Contudo, é utilizado um capacitor eletrolítico de grande capacidade no barramento CC do inversor, aumentando o custo do sistema.

Singh et al. [34] propõem um compensador estático de reativos (STATCOM) associado ao GIAE em operação isolada, para compensar os harmônicos de corrente drenados por cargas não lineares. Este sistema ainda é capaz de regular a tensão terminal do gerador controlando o fluxo de reativos na carga e no GI. Utilizam um modelo dinâmico baseado em coordenadas de eixos de referência estacionários para prever o comportamento do sistema sob transitórios provenientes da conexão de cargas não lineares. Comprovam que a conexão do STATCOM regula a tensão, além de mantê-la senoidal e balanceada nas três fases, mesmo sob ação de cargas não lineares e cargas desbalanceadas. O STATCOM é uma boa opção em sistemas isolados associados ao GI, mas apresenta um custo adicional, pois não minimiza o tamanho do banco de capacitores de auto-excitação, além de necessitar um capacitor eletrolítico para o barramento CC.

Perumal et al. [28] analisam o GIAE isolado associado ao compensador estático de reativos (STATCOM) utilizando baterias no barramento CC do inversor ao invés de capacitores eletrolíticos. Isso torna o sistema mais estável, além de ter um melhor rendimento do conjunto inversor/bateria. Controlam o sistema em malha aberta para analisar a tensão

terminal, frequência e potência ativa e reativa, utilizando diferentes índices de modulação e diferentes ângulos da corrente injetada no GI. Comprovam os resultados com simulações utilizando o software MatLab/Simulink. Contudo, a vida útil de baterias é muito menor do que a dos capacitores eletrolíticos, além de apresentarem um custo elevado e grande volume.

#### 1.4.7 Gerador de Indução Conectado a Conversor Back-to-Back e à Rede Elétrica

Nesta subseção apresentam-se artigos que abordam a auto-excitação do GI por meio de conversor PWM, conectado à rede elétrica, mostrando: injeção de reativos no GI por meio de fonte de corrente contínua; e conexão do GI com a rede elétrica por meio de conversor back-to-back para prover regulação de tensão e sincronismo.

Peña et al. [27] propõem a conexão de um conversor back-to-back entre a rede e o GI como forma de regular a tensão gerada, fixar a frequência e manter a excitação do gerador. Resultados de simulação com o GI associado ao conversor back-to-back comprovam a proposta apresentada pelos autores, embora não tenham sido apresentados os resultados experimentais.

Molinas et al. [23] propõem um sistema baseado no GI conectado à rede elétrica por meio de um conversor back-to-back, onde o GI é acionado por uma turbina eólica emulada por um motor CC. Utilizam uma técnica de controle vetorial para manter um equilíbrio entre a potência gerada e potência injetada na rede. O sistema é testado sob condições de curto circuito e afundamentos de tensão de até 50% da tensão normal de operação para comprovar sua robustez. O conversor back-to-back apresenta um custo maior por necessitarem um capacitor eletrolítico de grande capacidade no barramento CC do conversor.

#### 1.4.8 Gerador de Indução Conectado a Conversor Matricial e à Rede Elétrica

Nessa subseção apresentam-se artigos no qual o gerador de indução é conectado à rede elétrica por meio de conversor matricial, mostrando: auto-excitação e injeção de reativos da rede para o GI através de conversor matricial; e conexão entre rede e gerador em sistemas com velocidade variável.

Barakati et al. [3] apresentam um sistema de geração eólica sem regulação de velocidade associado ao GI, como forma de reduzir custos. Um conversor matricial é conectado entre a rede elétrica e o GI para prover a auto-excitação do gerador e, ao mesmo tempo, fornecer potência ativa à rede, com fator de potência unitário. O sistema proposto ainda regula a tensão entregue à rede, mantendo a frequência fixa, além de manter a operação do GI no seu ponto de máxima potência mesmo com velocidade variável da turbina eólica. Resultados de simulação com o sistema proposto comprovam a teoria apresentada pelos autores, embora não tenham apresentado resultados experimentais.

Kumar et al. [13] propõem o uso do GIAE conectado à rede elétrica por meio de conversor matricial, para manter fixa a frequência e regular a tensão em sistemas eólicos de geração. Mesmo com velocidade de acionamento do GI variável, ocasionada pela variação da rotação da turbina eólica, se obtém tensão regulada e frequência constante, além do total controle do fluxo de potência entre o gerador e a rede. Utilizam uma técnica de controle vetorial para obter uma maior razão de transferência de tensão com conteúdo harmônico com componentes de alta frequência somente. Os autores apenas discutem a teoria apresentada, sem apresentar nenhum resultado prático ou de simulação.

Satish et al. [31] propõem o uso de um conversor matricial conectado entre o GI e a rede elétrica para controlar a potência ativa entregue à rede pelo gerador. Utilizam um controle adaptativo no qual é medida a velocidade do rotor, bem como o fluxo e a fase no estator, de forma a entregar à rede uma corrente com fator de potência unitário e injetar reativos no GI necessários para sua correta excitação e operação. Resultados de simulação utilizando o software MatLab/ Simulink são apresentados para dar suporte à teoria acerca do GI e do conversor matricial discutida pelos autores, mas resultados experimentais não são apresentados.

#### 1.4.9 Conversores Matriciais

Nessa subseção apresentam-se artigos que tratam da tecnologia de conversores matriciais, abordando: características de operação; técnicas de controle PWM para minimização de harmônicos da corrente de entrada; correção do fator de potência; novas

topologias dos conversores matriciais; e redução dos elementos armazenadores de energia em conversores estáticos.

Venturini [38] apresenta uma nova topologia de conversor sem a presença de componentes de armazenamento e barramento CC, onde a conversão da energia da fonte de alimentação para a carga se dá de maneira direta. O conversor, definido como conversor matricial, pode fornecer correntes senoidais de saída e drenar uma corrente também senoidal. Resultados experimentais validam a topologia proposta e a teoria apresentada acerca das características e operação do conversor matricial.

Holtz et al. [10] propõem um conversor back-to-back sem elementos de armazenamento de energia, baseado em conversores matriciais, onde é utilizada uma técnica de controle PWM senoidal em ambos os conversores que compõem o conversor back-to-back. Com isso obtêm correntes com reduzido conteúdo harmônico na entrada. Os autores apenas mostram resultados de simulação para validar a aplicação do conversor back-to-back operando como conversor matricial.

Holmes et al. [9] apresentam um retificador PWM controlado, no qual é aplicada a teoria de conversores matriciais para facilitar o controle, além de fornecer harmônicos de corrente de entrada somente de ordens elevadas, facilmente minimizadas por filtros passa-baixa. Somente são apresentadas simulações para comprovar a teoria discutida acerca do controle e do funcionamento do sistema proposto.

Minari et al. [20] propõem o uso de um retificador PWM associado a um inversor para acionamento de motores de indução, no qual não há capacitor de barramento CC, como forma de aumentar a vida útil do conversor. O controle PWM é aplicado para melhorar as formas de onda de entrada do conversor e minimizar o tamanho do filtro de entrada. Os autores discutem a estabilidade do sistema com e sem capacitor de barramento CC e apresentam resultados de simulação e práticos para validar a proposta apresentada.

Milanovic et al. [19] propõem uma estratégia de controle para o conversor matricial onde se obtém fator de potência unitário da entrada sob qualquer condição de frequência e ângulo da tensão de saída sintetizada, sem a necessidade de controle e sensores de corrente. Os autores demonstram a técnica de controle do conversor proposta por meio de simulações

utilizando o software MatLab, e comprovam os resultados de simulação com resultados práticos, evidenciando o fator de potência unitário quando a tensão de saída tem frequência diferente da tensão da fonte de alimentação.

Wei et al. [40] apresentam uma nova topologia de conversor matricial com vantagens em relação ao conversor matricial convencional, onde o método de controle pode ser implementado com um PWM de conversores convencionais, diminuindo a complexidade do sistema. Além disso, as chaves podem ser desativadas sob corrente nula, não apresentando qualquer problema de comutação. Ainda, a forma de onda da corrente de entrada apresenta harmônicos de ordem elevada e é praticamente senoidal. A análise teórica do conversor é realizada e resultados de simulação são obtidos pra comprovar sua viabilidade, embora não tenham sido obtidos resultados experimentais.

Sung et al. [35] propõem um novo método de controle para o conversor matricial, baseado na conversão indireta de tensão, o qual controla a tensão de saída do conversor e, ao mesmo tempo, obtêm uma corrente senoidal e com baixo conteúdo harmônico na entrada. O método proposto é uma extensão do controle PWM dos conversores convencionais alimentados por tensão, obtendo com isso um sistema de fácil implementação. Os autores apresentam resultados experimentais, os quais mostram concordância razoável com a teoria apresentada acerca do conversor matricial, validando a proposta de controle.

Iimori et al. [11] analisam o conversor matricial esparsa separando-o em estágio retificador e inversor, além de descreverem um método analítico para demonstrar as características de operação do circuito "snubber" necessário ao retificador. Os autores validam a análise realizada e o modelo proposto com base na conexão de um motor de indução ligado nos terminais de saída de um protótipo do conversor matricial, havendo conformidade entre resultados práticos e teóricos.

Mohapatra et al. [22] analisam o conversor matricial sob o ponto de vista dos conversores multi-níveis, evitando assim esquemas de modulação complexos e eliminando o uso de tabelas de chaveamento. Propõem um novo esquema de modulação para se obter fator de potência unitário na entrada do conversor e formas de onda senoidais na saída. Os autores validam o trabalho proposto com um protótipo implementado em laboratório. Não são apresentados resultados de simulação.

Kolar et al. [12] apresentam o conversor matricial esparsos (SMC), sem o emprego de componentes de armazenamento e utilizando quinze chaves unidirecionais, ao invés de dezoito chaves comumente utilizadas em conversores matriciais convencionais. Os autores propõem ainda o conversor matricial ultra-esparsos (USMC), onde é requerido fluxo de potência unidirecional entre a carga e a fonte de alimentação. Apresentam-se resultados de simulação e resultados práticos com protótipos do SMC e do USMC para comprovar o esquema de comutação das chaves do conversor e a técnica de controle vetorial adotada.

#### 1.4.10 Modelagem de Sistemas Eletrônicos

Nesta subseção apresentam-se artigos que tratam da modelagem de circuitos eletrônicos, abordando: modelagem matemática a partir do conteúdo harmônico; e aproximações na modelagem matemática de cargas não lineares.

Fauri [6] apresenta um modelo harmônico alternativo para representar cargas não lineares. O modelo harmônico é aplicável a cargas não lineares que drenam uma corrente não senoidal de uma fonte de alimentação, cuja tensão fundamental permanece senoidal. Resultados do modelo harmônico proposto são comparados com testes experimentais com cargas não lineares.

Reformat et al. [31] apresentam uma nova aproximação para a modelagem de cargas não lineares no domínio do tempo, mostrando que essas cargas absorvem uma corrente não senoidal mesmo quando alimentadas por uma fonte com tensão senoidal, e que qualquer distúrbio na tensão tem reflexo no conteúdo harmônico da corrente drenada pela carga. O modelo contempla a operação em regime permanente bem como em regime transitório. Comparação entre simulação e resultados práticos obtidos com uma lâmpada fluorescente e uma fonte chaveada de computador comprova a teoria apresentada para modelar essas cargas não lineares.

## 1.5 Organização da Dissertação

Além do capítulo 1, que engloba uma breve introdução, objetivos do trabalho, justificativa e revisão bibliográfica, o texto é dividido em cinco capítulos subseqüentes, organizados da seguinte forma:

**Capítulo 2:** *Gerador de Indução Auto-Excitado.* Apresenta-se neste capítulo a teoria básica do gerador de indução, discutindo-se a curva de magnetização, magnetismo residual, circuitos equivalente e o processo de auto-excitação. Ainda são mostradas as características de operação em sistemas isolados, justificando a regulação de tensão insatisfatória e a variação freqüência.

**Capítulo 3:** *Conversor Matricial Esparso.* Apresenta-se neste capítulo a tecnologia acerca do conversor matricial esparsa, abordando a técnica de modulação utilizada e as características de operação. Apresenta-se ainda a análise matemática em função da modulação adotada para demonstrar aspectos importantes da operação deste conversor.

**Capítulo 4:** *Conversor Matricial Esparso Associado ao Gerador de Indução Auto-Excitado em Operação Isolada.* Apresenta-se neste capítulo os efeitos da conexão do conversor matricial esparsa com o gerador de indução, enfatizando a regulação de tensão e freqüência.

**Capítulo 5:** *Resultados Obtidos por Simulação e Protótipo Prático.* Apresenta-se neste capítulo resultados de simulação do sistema proposto utilizando programa com interface circuita e os resultados práticos obtidos em laboratório com um protótipo conectado ao gerador de indução.

**Capítulo 6:** *Conclusão.* Apresenta-se neste capítulo uma discussão acerca dos temas abordados dentro dos capítulos 2, 3, 4 e 5, aspectos importantes e os principais fatos que contribuíram, de forma positiva ou negativa, para este trabalho. São mostradas ainda as principais contribuições e sugestões para trabalhos futuros, dentro da mesma linha de pesquisa.

## 2 GERADOR DE INDUÇÃO AUTO-EXCITADO

A máquina de indução (MI) apresenta características construtivas e de operação que difundiram seu uso na indústria e nas mais variadas aplicações. Além disso, sua disponibilidade no mercado, robustez e custo reduzido, tornou esta máquina muito atrativa para sistemas de geração de baixo custo, pois a MI pode operar também como gerador por sua característica de magnetização não linear. Portanto, sistemas alternativos de energia, onde o custo reduzido e facilidade de implantação e manutenção são necessários, requerem uma máquina com essas características.

O gerador de indução (GI) é o sistema composto pela máquina de indução conectada a um banco de capacitores, para prover a auto-excitação e manter o GI em operação. A associação do GI com um banco de capacitores possui características únicas em relação a outros tipos de geradores, e essas características são abordadas neste capítulo para compreender o funcionamento do GI e buscar formas de minimizar problemas como regulação de tensão insatisfatória e frequência variável, dependentes da carga e da velocidade de acionamento do GI. Para realizar esta análise, os circuitos equivalentes do GI, característica de magnetização, princípio de funcionamento, regulação de tensão e variação de frequência são abordados e discutidos.

### 2.1 Circuito Equivalente, Curva de Saturação e Operação da Máquina de Indução

O circuito equivalente por fase da máquina de indução, em regime permanente, é mostrado na Figura 2.1. Este circuito assemelha-se ao circuito equivalente de um transformador, onde a tensão é induzida no rotor através do circuito de estator (*Fitzgerald et al., [7]; Chapman et al., [5]; Simões et al., [33]*). Neste circuito, a indutância  $L_m$  representa a indutância magnetizante e o termo  $s$  é o escorregamento, o qual representa a relação entre a velocidade síncrona e a velocidade do rotor. Os termos  $L_s$  e  $R_s$  representam o circuito do estator da MI e  $L_r$  e  $R_r$ , o circuito do rotor. Ainda, para simplificação deste modelo, foi desconsiderada a impedância em paralelo com a indutância  $L_m$ , relativa à magnetização do núcleo da máquina de indução.



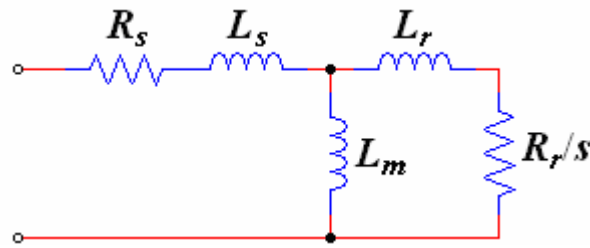


Figura 2.1 – Circuito equivalente por fase da MI em regime permanente.

O gerador de indução apresenta uma característica de magnetização não linear, com a saturação magnética de seu núcleo. Ou seja, a característica tensão versus corrente, no estator da máquina, não é linear. Essa característica é mostrada usualmente relacionando tensão de fase (valor rms) com sua respectiva corrente de fase (valor rms). Isto é válido somente se o ramo de magnetização tiver uma impedância muito maior que a impedância do estator, pois o correto é mostrar a característica de magnetização relacionando tensão de entreferro, ou tensão no ramo magnetizante, com sua respectiva corrente. Pela dificuldade em se obter as tensões de entreferro, uma vez que a indutância  $L_m$  é variável, usa-se a tensão de estator da máquina com uma pequena margem de erro, pois  $L_m$  é muitas vezes maior que  $L_s$  (*Simões et al., [33]*).

A velocidade síncrona é definida por (2.1) e a equação (2.2) define o escorregamento.

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

onde  $p$  é o número de pólos,  $f$  é a frequência e  $n_s$  é a rotação síncrona.

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.2)$$

onde  $\omega_r$  é a velocidade angular do rotor e  $\omega_s = n_s/2\pi$ .

A curva de saturação, ou curva de magnetização, é obtida acionando-se o GI com uma máquina primária na velocidade síncrona e alimentado-o com uma fonte externa variável, com frequência fixa correspondente à frequência síncrona. Desse modo  $\omega_s$  tende a se igualar

a  $\omega_r$ , fazendo o escorregamento tender a zero. Portanto, o termo  $R_r/s$ , na Figura 2.1, torna-se uma impedância muito grande e a corrente flui somente pelo ramo de magnetização. Variando-se a tensão de alimentação desde zero até em torno de 25% acima da tensão nominal da máquina, e medindo a corrente correspondente, pode-se obter a curva de saturação. Como a impedância do ramo de magnetização varia com a frequência, tem-se uma curva de saturação para cada frequência de operação do GI. A Figura 2.2 mostra uma curva de saturação típica de uma máquina de indução trifásica de 380V e 2,3A em ligação estrela, 60Hz e 1kW de potência.

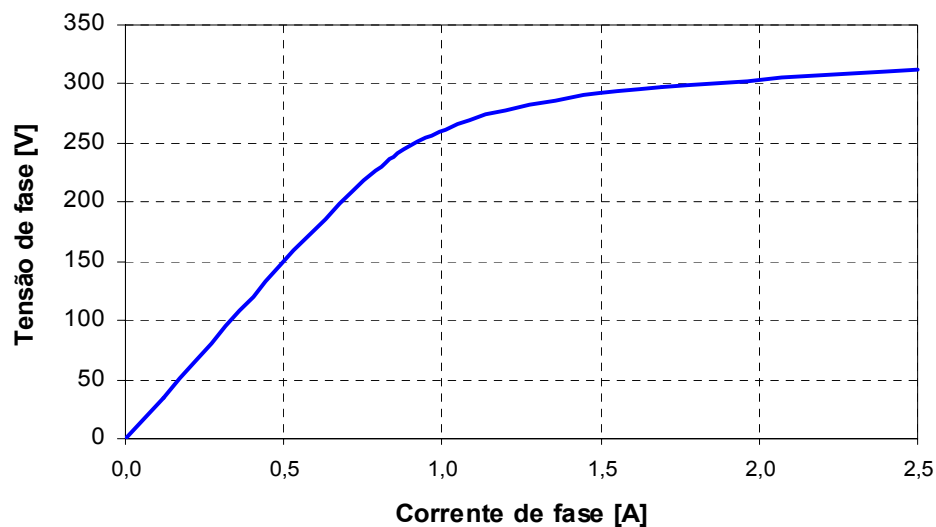


Figura 2.2 – Característica de magnetização do gerador de indução.

A característica  $V/I$  de um capacitor representa a sua reatância, e essa característica é linear. Quando um capacitor adequado é conectado nos terminais do GI, a reta que representa a reatância capacitiva intercepta a curva de magnetização em um ponto, definindo o ponto de operação do GI. A Figura 2.3 mostra a reatância da máquina (série 1) e a reatância capacitiva (série 2).

O gerador de indução quando acionado por uma máquina primária, apresenta uma tensão muito pequena em seu estator, induzida pelo seu magnetismo residual. Essa tensão tem frequência proporcional à velocidade de acionamento do rotor e sua amplitude depende do quão magnetizado está o núcleo do GI. Essa tensão “residual” é responsável pelo processo de auto-excitação do GI.

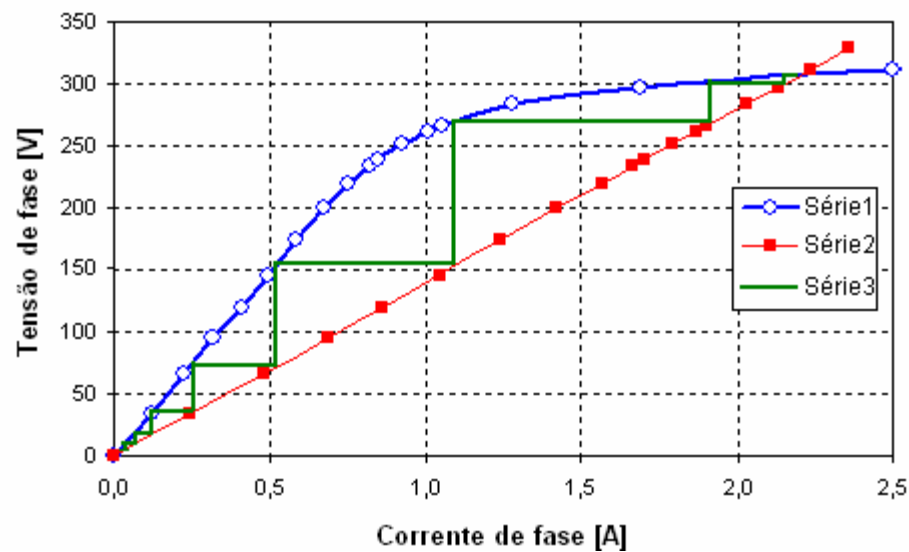


Figura 2.3 – Curva de magnetização, reatância capacitiva e processo de auto-excitação.

## 2.2 Gerador de Indução Auto-Excitado por Banco de Capacitores

O processo de auto-excitação ocorre quando é conectado um capacitor de valor adequado nos terminais do gerador, que ao ser acionado com uma rotação adequada, aplica sua tensão residual ao capacitor. Num processo de ressonância, o capacitor devolve essa tensão ao GI. Como o GI continua com uma tensão residual devido à ação da máquina primária, a tensão nos seus terminais sofre um acréscimo pela soma de duas tensões em fase, iniciando a auto-excitação. No próximo ciclo, o gerador aplica uma tensão ainda maior ao capacitor e este devolve esta tensão ao gerador, no mesmo processo de ressonância. A tensão aumenta até atingir o ponto de operação definido pelo ponto de encontro da curva de saturação com a reta da reatância do capacitor. Portanto, para cada valor de capacitor e velocidade de acionamento do rotor, tem-se um ponto de operação diferente.

O sistema que compõe o gerador de indução auto-excitado trifásico é visto na Figura 2.4. Este sistema é composto pela máquina primária (MP), gerador de indução, banco de capacitores ( $C_{ca}$ ) e carga.

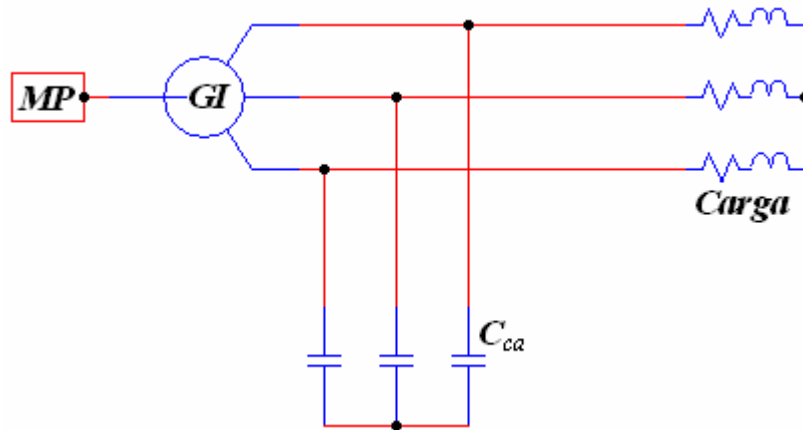


Figura 2.4 – Sistema básico que compõe o GIAE com carga conectada.

O circuito equivalente por fase do GI em regime permanente, conectado ao banco de capacitores e a carga  $RL$  série, é visto na Figura 2.5.

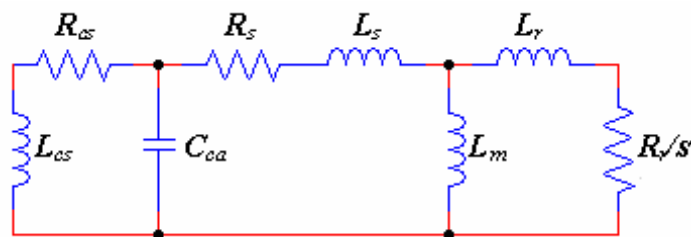


Figura 2.5 - Circuito equivalente do GI conectado a capacitor e carga  $RL$  série.

O termo  $R_r/s$  torna-se negativo no circuito equivalente da Figura 2.5, pois a máquina de indução opera como gerador, onde seu escorregamento é negativo. Quando uma carga resistiva é conectada, o escorregamento aumenta. Conseqüentemente, a frequência da tensão gerada sofre um decréscimo, mantendo-se a velocidade de acionamento constante. Como a reatância do banco de capacitores é inversamente proporcional à frequência, a reatância aumenta. Portanto, a característica  $V/I$  desta reatância se altera e o novo valor da reatância ocasiona um ponto de operação de menor corrente, se refletindo em uma menor tensão. Isto justifica por que ocorre uma queda de tensão quando o GI opera com cargas com característica resistiva.

Com carga indutiva, o gerador se comporta de maneira semelhante, mas o escorregamento é menor em relação à operação com cargas resistivas de mesma potência. Porém, a reatância indutiva da carga se opõe parcialmente a reatância do banco de capacitores, resultando em uma capacitância equivalente de menor valor. Isso ocasiona uma queda de tensão mais acentuada, pois o ponto de operação sofre grande alteração na curva de magnetização, diminuindo também sua corrente. Esta alteração é pouco compensada pelo aumento da rotação síncrona, pois o escorregamento diminui devido à injeção menor de reativos no GI.

Para se estimar a capacitância equivalente, com o gerador submetido a uma carga indutiva, usam-se os circuitos equivalentes com carga  $RL$ . Inicialmente, a carga  $RL$  série é transformada em uma carga  $RL$  em paralelo. Com isso, tem-se a indutância da carga em paralelo com o capacitor de auto-excitação. Finalmente, a capacitância equivalente é encontrada subtraindo-se a reatância do indutor paralelo da reatância do capacitor. A Figura 2.6 representa os circuitos equivalentes mostrando a transformação da impedância.

O cálculo da capacitância equivalente ( $C_{eq}$ ) é aproximado, uma vez que a frequência sofre uma pequena variação e ela entra no cálculo da transformação de impedância. Mas isso não altera de maneira significativa os resultados finais, ou seja, a frequência pode ser considerada constante.

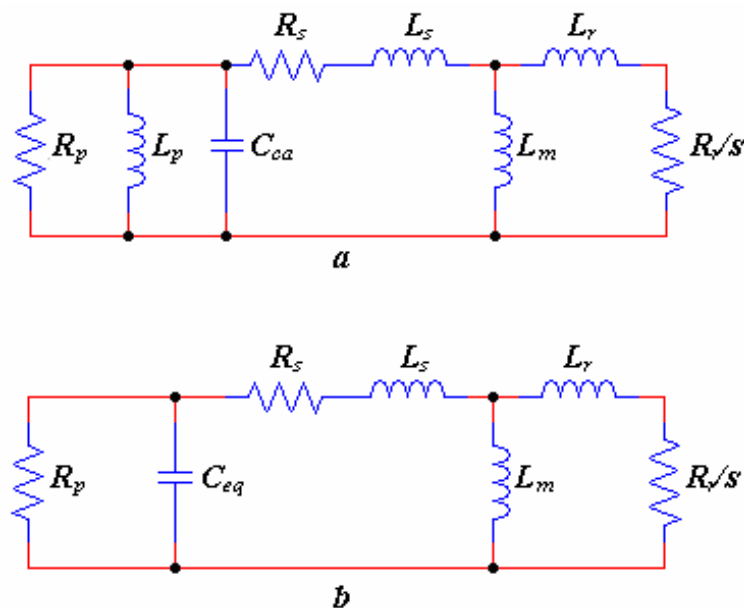


Figura 2.6 – Circuitos equivalentes após transformação de impedância.

Como transformação auxiliar para demonstrar a transformação de impedância, usam-se as equações de (2.3) à (2.12), estabelecidas por (Simões *et al.*, [33]), que descrevem a transformação da impedância série em impedância paralela.

A equação (2.3) representa a impedância série da carga  $RL$ .

$$Z_s = R_{cs} + j\omega L_{cs} = R_{cs} + jX_{cs} \quad (2.3)$$

onde:

$R_{cs}$  é a resistência de carga.

$L_{cs}$  é a indutância de carga.

$X_{cs}$  é a reatância de carga.

$Z_s$  é a impedância série.

Mas para ter  $Z_s = Z_p$ , onde  $Z_p$  é a impedância paralelo, faz-se:

$$R_{cs} + jX_{cs} = R_p // jX_p \quad (2.4)$$

assim

$$R_{cs} + jX_{cs} = \frac{R_p X_p^2 + jX_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad (2.5)$$

onde:

$R_p$  é a resistência paralela equivalente.

$X_p$  é a reatância paralelo equivalente.

assim, tem-se que

$$R_{cs} = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad (2.6)$$

e

$$X_{cs} = \frac{X_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad (2.7)$$

Portanto

$$R_p = \frac{X_{cs}^2 + R_{cs}^2}{R_{cs}} \quad (2.8)$$

e

$$X_p = \frac{X_{cs}^2 + R_{cs}^2}{X_{cs}} \quad (2.9)$$

Com  $X_c$  e  $X_p$ , a reatância capacitiva equivalente  $X_{Ceq}$  fica:

$$\frac{1}{X_{Ceq}} = \frac{1}{X_c} - \frac{1}{X_p} \quad (2.10)$$

onde:

$X_c$  é a reatância capacitiva

$X_{Ceq}$  é a reatância capacitiva equivalente

Das equações (2.9) e (2.10),  $X_{Ceq}$  é definido como:

$$\frac{1}{X_{Ceq}} = \frac{1}{X_c} - \left( \frac{X_{cs}^2 + R_{cs}^2}{X_{cs}} \right) \quad (2.11)$$

Portanto:

$$C_{eq} = C - \left( \frac{L_{cs}}{(\omega L_{cs})^2 + R_{cs}^2} \right) \quad (2.12)$$

onde:

$\omega$  é a frequência angular da tensão gerada.

De posse da Equação (2.12), é possível determinar o capacitor equivalente quando é conectada uma carga  $RL$  nos terminais do GI com pequena margem de erro. Com isso, a reta da reatância capacitiva se altera de um valor inicial sem carga para um valor final com carga, definindo um novo ponto de operação, como mostra a Figura 2.7.

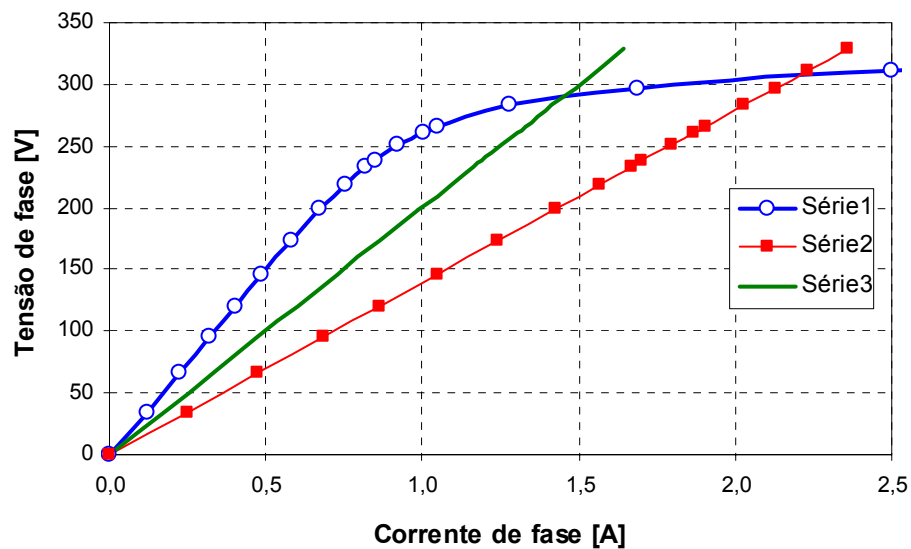


Figura 2.7 – Curva de saturação e reatância para dois valores de capacitância.

Observa-se na Figura 2.7 que os dois valores de reatância representados pelas séries 2 e 3 determinam dois pontos de operação bem distintos ao interceptar a curva de saturação, determinando uma diferença acentuada de tensão. Isso demonstra a regulação de tensão insatisfatória quando o GI alimenta cargas indutivas. Como a excitação do gerador é mantida pela relação de tensão existente entre o banco de capacitores e a sua indutância magnetizante, qualquer distúrbio externo ocasionado pela conexão de uma carga mais elevada é capaz de sucumbir à tensão instantânea existente nos capacitores, ou drenar toda a potência reativa entregue pelo banco de capacitores ao gerador, fazendo com que a tensão nos terminais do GI se anule, ou seja, o gerador perde a excitação, deixando de operar.

Cargas críticas que apresentam corrente elevada em um curto intervalo de tempo, como partida de motores elétricos ou cargas não lineares, podem anular a tensão nos terminais do GI. Isto de fato ocorre, pois o capacitor equivalente torna-se muito pequeno, ou o escorregamento do gerador chega próximo da unidade, alterando a curva de saturação. Normalmente ambas as situações ocorrem. Embora esta característica seja indesejada, ela confere ao GI uma capacidade de auto-proteção contra curto-circuito e sobrecarga.



### 2.3 Gerador de Indução Acionado com Velocidade Variável

Quando o GI é acionado por uma máquina primária com rotação variável, em operação isolada, a tensão gerada também terá frequência variável. A Figura 2.8 mostra a curva de magnetização para duas frequências diferentes, e as retas da reatância capacitiva para essas frequências.

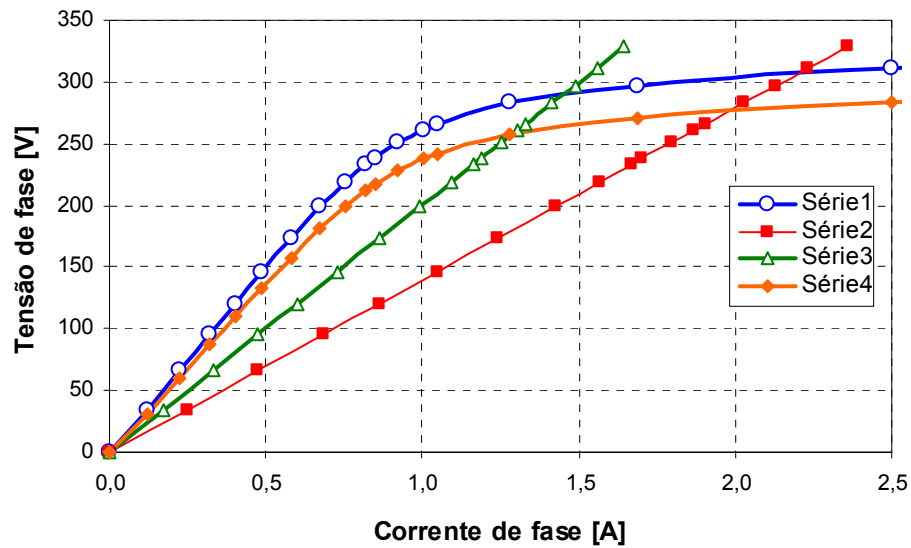


Figura 2.8 – Curva de saturação e reatância capacitiva para dois valores de frequência.

Com uma rotação menor no GI, a frequência da tensão gerada tende a ser menor (frequência  $f_1$ ). Portanto, a indutância de magnetização terá um decréscimo e determinará a curva de magnetização da série 4, na Figura 2.8, onde têm-se a corrente de magnetização e tensão definidas pelo ponto 1. Já com uma rotação maior no GI, a frequência da tensão gerada é maior (frequência  $f_2$ ). Portanto, a indutância de magnetização terá um acréscimo e determinará a curva de magnetização representada pela série 1 da Figura 2.8, onde têm-se uma corrente de magnetização e tensão maiores, definidas pelo ponto 2. Na Figura 2.8,  $X_{c1}$  representa a reatância do banco de capacitores para a frequência  $f_1$ . Já  $X_{c2}$  representa a reatância dos capacitores para a frequência  $f_2$ . A situação mostrada na Figura 2.8 ocorre sem alteração do valor dos capacitores de auto-excitação.

Como dito anteriormente, ao ser conectada uma carga resistiva no GI, este sofre um aumento no escorregamento. Com isso a frequência da tensão gerada também altera seu valor, refletindo-se na mudança da reatância capacitiva. Como resultado tem-se pontos de operação distintos, com tensões diferentes.

Ao ser conectado carga indutiva, esta diminui o valor efetivo dos capacitores de auto-excitação. Com isso, a injeção de reativos para prover a excitação é menor e o GI trabalha com um escorregamento menor. Assim, a rotação tem um leve acréscimo que aumenta a frequência da tensão gerada, aumentando a reatância do banco de capacitores. Como resultado, este efeito tende a compensar a redução dos capacitores pela conexão da carga indutiva, mas com uma regulação de tensão desfavorável ainda, pois o capacitor equivalente de menor valor é a principal variável na definição do ponto de operação.

#### 2.4 Definição do Ponto de Operação do GIAE

De posse dos dados do GI e sua curva de saturação, pode-se escolher um ponto de operação que fique dentro dos seus limites aceitáveis de corrente e tensão. Com o ponto de operação definido, ou seja, com os valores de tensão e corrente já definidos, e com a frequência também definida, calcula-se o valor da capacitância pela equação (2.13).

$$C_{ca} = \frac{I}{2\pi(fV)} \quad (2.13)$$

#### 2.5 Resumo do Capítulo

De acordo com a teoria apresentada, percebem-se claramente os problemas relativos à regulação de tensão e frequência. Estes problemas são mais evidenciados pela variação da reatância dos capacitores de auto-excitação na curva de saturação do GI e pela variação da própria curva de saturação, quando este é acionado com velocidade variável e quando ocorre a conexão de cargas. Para cargas indutivas a variação da tensão terminal do gerador é maior, pois a reatância da carga se opõe à reatância do banco de capacitores. Dessa forma, a utilização de dispositivos eletrônicos associados ao GI, que mantenham a corrente adiantada em relação à tensão nos seus terminais, pode ser a maneira mais compacta e de menor custo para se resolver este problema.

### 3 CONVERTOR MATRICIAL ESPARSO

O conversor matricial (CM) é um conversor de potência bidirecional em corrente e tensão, capaz de processar a energia de uma fonte ca para uma carga ca diretamente, com frequência e tensão variáveis. Além disso, o CM não necessita de componentes de armazenamento de energia geralmente de tamanho elevado, o que aumenta sua vida útil pela minimização de componentes passivos. O CM é composto apenas por chaves eletrônicas totalmente controladas, apresentando tamanho e peso reduzidos. Assim, sua aplicação representa uma alternativa em plantas industriais, onde essas características são necessárias (*Venturini, [38]*).

Embora tenha características atrativas, o complexo esquema de comutação do CM, circuitos de proteção para as chaves eletrônicas, aliados a tecnologia limitada existente no passado, desencorajou seu uso na indústria. Com o advento de novas tecnologias, oriundas de pesquisas na área, redução de custos dos componentes semicondutores e disponibilidade de inúmeras plataformas de controle digital, o uso do conversor matricial tornou-se viável nas mais diversas áreas e aplicações.

O Conversor Matricial Esparso, conhecido na literatura como Sparse Matrix Converter (SMC), tem sido empregado na indústria e em outras aplicações, por suas características construtivas semelhantes ao conversor matricial apresentado por Venturini. O SMC, quando opera com fluxo unidirecional de potência, apresenta um estágio retificador e um inversor, ambos totalmente controlados. O controle desses estágios atua de forma independente e assim se pode utilizar técnicas de controle com Modulação por Largura de Pulso (PWM) de fácil implementação. Com controle adequado, obtém-se um fator de potência próximo à unidade, baixo conteúdo harmônico da corrente e da tensão de entrada e formas de onda senoidais de tensão e corrente entregues à carga (*Holtz et al., [10]*; *Holmes et al., [9]*; *Minari et al., [20]*; *Milanovic et al., [19]*; *Wei et al., [40]*; *Sung et al., [35]*; *Iimori et al., [11]*; *Mohapatra et al., [22]*; *Kolar et al., [12]*).

#### 3.1 Conversor Matricial Esparso Controlado por PWM

O conversor matricial é um conversor bidirecional em tensão e corrente, capaz de processar a energia da entrada para a saída de maneira direta, sem o uso de componentes de

armazenamento. Nesta seção apresenta-se a teoria que envolve o conversor matricial esparsamente juntamente com as características de operação e esquema de comutação PWM. A Figura 3.1 representa o esquema básico do SMC, onde a carga é conectada ao conversor por um filtro  $LC$  e o conversor é conectado à fonte de alimentação também por um filtro  $LC$ .

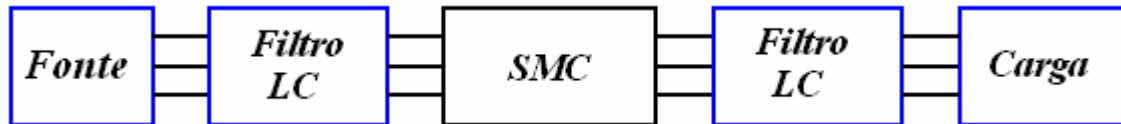


Figura 3.1 – Esquema básico do sistema baseado no conversor matricial esparsamente.

Os filtros  $LC$  são utilizados para suprimir os harmônicos de corrente causados pela comutação em alta frequência das chaves eletrônicas, tanto na rede de alimentação como na carga, e suavizar a tensão na carga. Na Figura 3.2 tem-se o circuito de potência do SMC, juntamente com os filtros de entrada e saída, respectivamente formados por  $L_{f1}C_{f1}$  e  $L_{f2}C_{f2}$ .

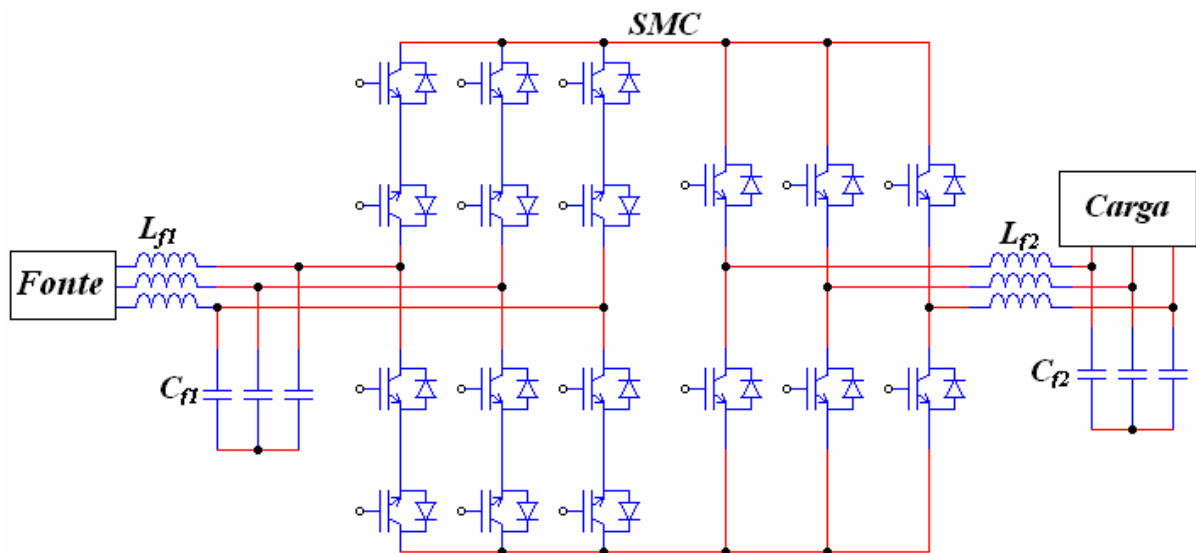


Figura 3.2 – Circuito de potência do conversor matricial esparsamente e filtros  $LC$  de entrada e saída.

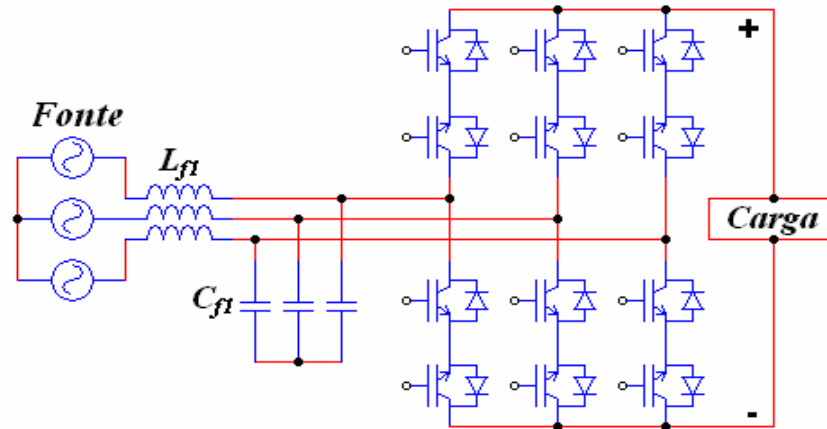


Figura 3.3 – Estágio retificador conectado à rede trifásica.

Observa-se na Figura 3.2 que o SMC pode ser separado em um estágio retificador e outro inversor, ambos conectados através de um barramento CC sem qualquer elemento de armazenamento de energia. Como o acionamento das chaves de cada estágio é independente, num primeiro momento, o retificador e o inversor serão analisados separadamente.

### 3.1.1 Retificador PWM Trifásico Bidirecional.

Na Figura 3.3 é mostrado o estágio retificador conectado à fonte trifásica e ao filtro  $LC$  de entrada. Neste circuito, o fluxo de potência se dá no sentido da fonte para a carga, e são necessárias apenas seis chaves totalmente controladas e seis diodos. Com isso, no circuito da Figura 3.3, as seis chaves são substituídas por seis diodos, como mostra a Figura 3.4.

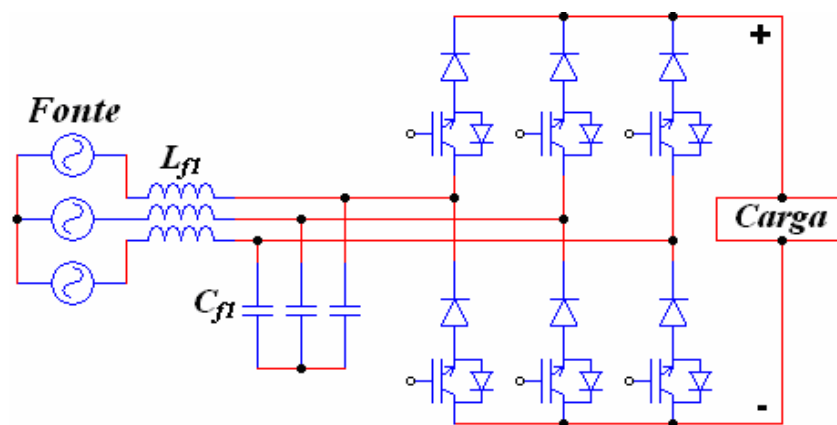


Figura 3.4 – Circuito final do estágio retificador conectado à rede.

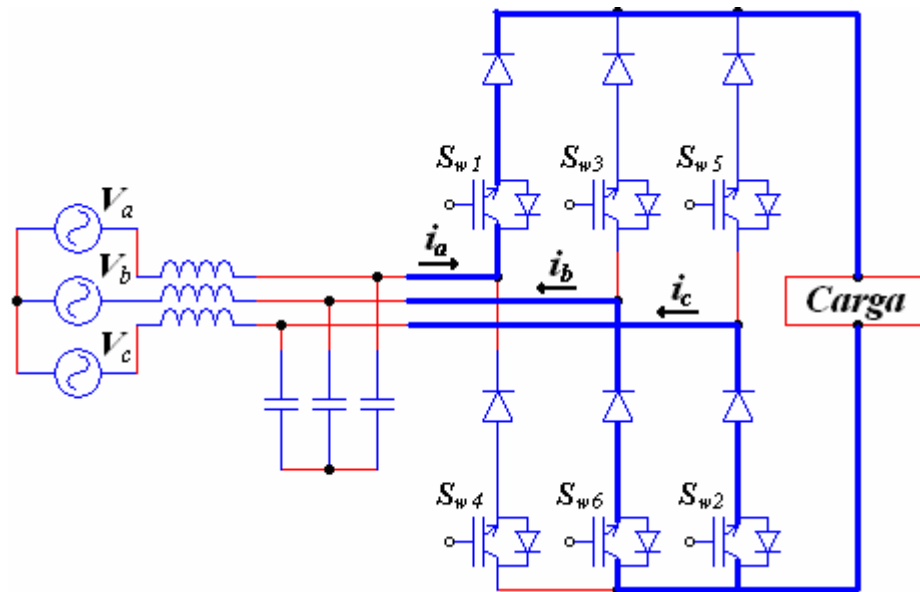


Figura 3.5 – Circuito retificador com comutação das chaves  $S_{w1}$ ,  $S_{w2}$  e  $S_{w6}$ , com  $V_a > 0$ ,  $V_b < 0$  e  $V_c < 0$ .

A comutação das chaves é baseada no PWM senoidal para garantir correntes de entrada com mínimo conteúdo harmônico. A Figura 3.5 apresenta o circuito do retificador exemplificando o modo de comutação de três chaves, no momento em que a tensão da fase  $a$  é positiva e as tensões das fases  $b$  e  $c$  cruzam por zero e tornam-se negativas ( $60^\circ$  até  $120^\circ$ ).

Neste intervalo de tempo, que inicia em  $60^\circ$  e vai até  $120^\circ$  do período da tensão da fase  $a$ , a chave  $S_{w1}$  permanece acionada e as chaves  $S_{w2}$  e  $S_{w6}$  são comutadas usando modulação por largura de pulso senoidal. De  $60^\circ$  até  $120^\circ$ , a razão cíclica ( $D$ ) do PWM da chave  $S_{w2}$  inicia em 0 e acaba em 0.866, justamente o valor do seno da fase  $c$  em  $120^\circ$ , em módulo. Na chave  $S_{w6}$   $D$  inicia em 0.866, que corresponde ao valor do seno da fase  $b$  em  $60^\circ$ , em módulo, e acaba em 0. As chaves  $S_{w2}$  e  $S_{w6}$  são acionadas uma após a outra, para evitar sobreposição de corrente.

O modo de comutação é visto na Figura 3.6, apresentando entre as linhas tracejadas a situação citada anteriormente, no intervalo de tempo que vai de  $60^\circ$  até  $120^\circ$ . A cada  $60^\circ$  da tensão da rede essa situação se repete, comutando três chaves de braços distintos. O esquema de comutação das chaves mostrando  $D$  para todas as chaves e para todo o ciclo da tensão da rede é mostrado na tabela 3.1.

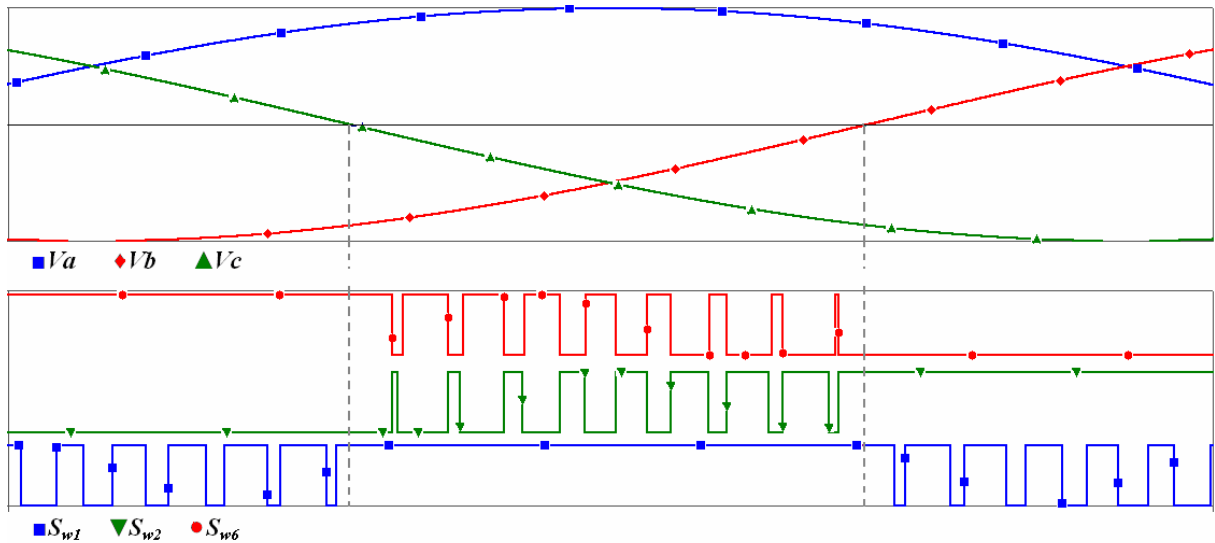


Figura 3.6 – PWM nas chaves  $S_{w1}$ ,  $S_{w2}$  e  $S_{w6}$  quando  $V_a > 0$ ,  $V_b < 0$  e  $V_c < 0$ .

O PWM mostrado na Figura 3.6, é gerado a partir dos valores correspondentes ao seno da tensão nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  desde 0 até 0.866. Com isso, a soma das larguras dos pulsos nunca é unitária. Ou seja, há um tempo morto concebido naturalmente pela leitura dos senos, no tempo em que as chaves precisam ser acionadas. Este tempo morto é variável e responsável por aplicar à chave  $S_{w1}$  a modulação senoidal durante o tempo em que ela permanece acionada, de  $60^\circ$  até  $120^\circ$ . A Figura 3.7 é um detalhe da Figura 3.6, e mostra o momento em que a chave  $S_{w1}$  deixa de ser modulada e as chaves  $S_{w2}$  e  $S_{w6}$  iniciam sua modulação. Observa-se na Figura 3.7 o tempo morto  $dt$ , entre o acionamento de  $S_{w2}$  e o desligamento de  $S_{w6}$ , indicado pelas linhas tracejadas.

Tabela 3.1 – Valores de D para a comutação das chaves

Intervalo	PWM nas chaves eletrônicas					
	$D S_{w1}$	$D S_{w2}$	$D S_{w3}$	$D S_{w4}$	$D S_{w5}$	$D S_{w6}$
$0-60^\circ$	0 a 0.866	0	0	0	0.866 a 0	1
$60^\circ-120^\circ$	1	0 a 0.866	0	0	0	0.866 a 0
$120^\circ-180^\circ$	0.866 a 0	1	0 a 0.866	0	0	0
$180^\circ-240^\circ$	0	0.866 a 0	1	0 a 0.866	0	0
$240^\circ-300^\circ$	0	0	0.866 a 0	1	0 a 0.866	0
$300^\circ-360^\circ$	0	0	0	0.866 a 0	1	0 a 0.866

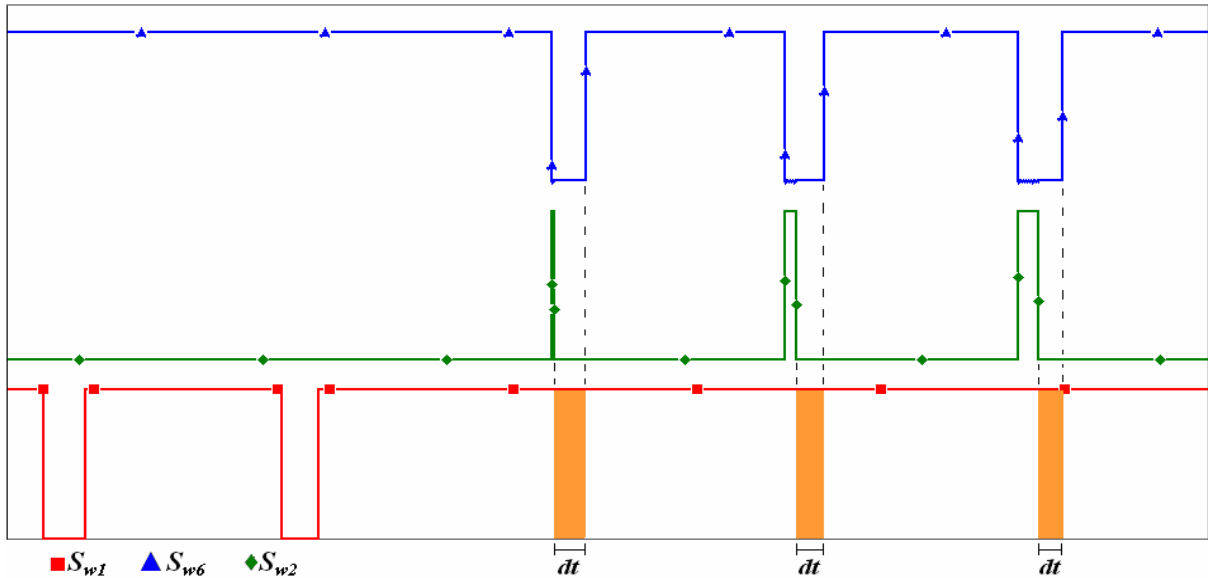


Figura 3.7 – PWM nas chaves  $S_{w1}$ ,  $S_{w2}$  e  $S_{w6}$  mostrando o tempo morto.

O esquema de chaveamento descrito anteriormente, relacionado às tensões das fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ , determinam a tensão no barramento CC. Esta terá uma envoltória como à de um retificador trifásico com comutação de linha, mas será descontinuada em decorrência da modulação PWM.

### 3.1.2 Inversor PWM Trifásico

O inversor empregado no conjunto do SMC é um inversor convencional, utilizando seis chaves totalmente controladas do tipo IGBT e modulação por largura de pulso senoidal (SPWM). Na Figura 3.8 é visto o circuito do inversor juntamente com o filtro de saída.

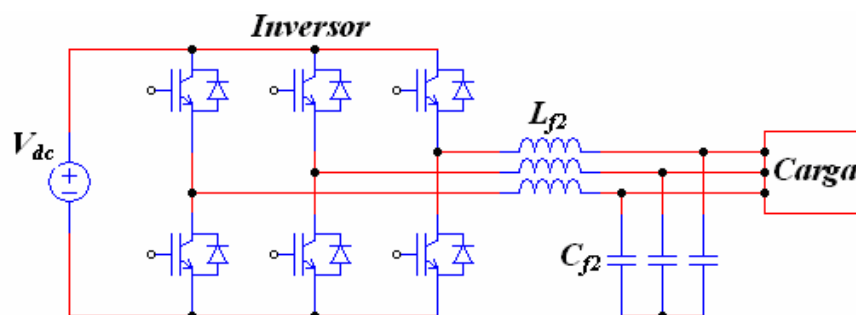


Figura 3.8 – Inversor trifásico controlado por PWM.



A modulação SPWM é obtida comparando-se um sinal senoidal de referência com um trem de pulsos triangular ou dente-de-serra, ou pode ser obtido digitalmente. A relação entre as amplitudes do sinal de referência e do trem de pulsos é definida como o índice de modulação ( $M$ ). Quando a amplitude do sinal de referência é nula, o índice de modulação  $M$  é igual a zero. Em oposição, quando a amplitude do sinal de referência é igual à amplitude do trem de pulsos,  $M$  é unitário. A Figura 3.9 mostra a SPWM com  $M$  unitário e a comparação entre o sinal de referência e o trem de pulsos.

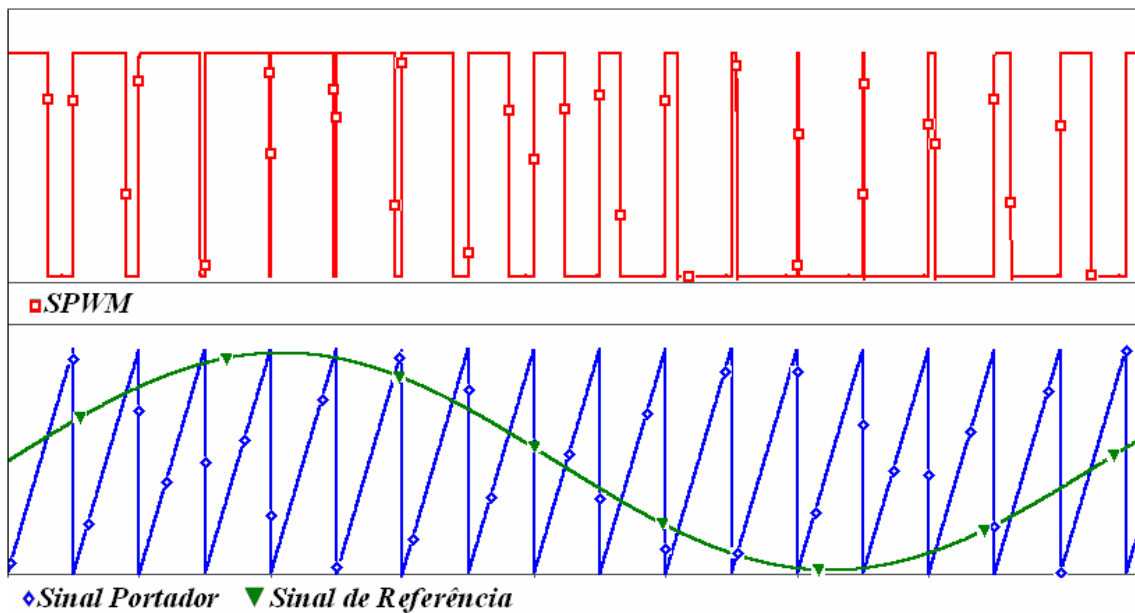


Figura 3.9 – Exemplo de SPWM através da comparação de dois sinais.

No inversor trifásico, as tensões nas três fases da carga devem estar defasadas de  $120^\circ$  entre si, e serão definidas como fase  $u$ ,  $v$  e  $w$ , pois são geradas a partir de um sinal de referência. Portanto, as chaves que formam cada braço do inversor devem ser comutadas com uma modulação senoidal também defasada de  $120^\circ$ . Na Figura 3.10 tem-se a SPWM defasada de  $120^\circ$  e seus respectivos sinais de referência.

Deve-se evitar a condução simultânea de chaves que compõem um mesmo braço, pois esta condição representaria um curto-circuito para a fonte  $V_{dc}$  da Figura 3.8. Portanto, estas chaves devem ser acionadas com lógica inversa uma da outra. Além disso, deve haver um “tempo morto”, no qual nenhuma chave do mesmo braço conduz por um breve período, suficiente apenas para evitar a comutação de uma das chaves antes da abertura da outra. Isto garante uma operação segura para o inversor e tensões de saída com mínima distorção.

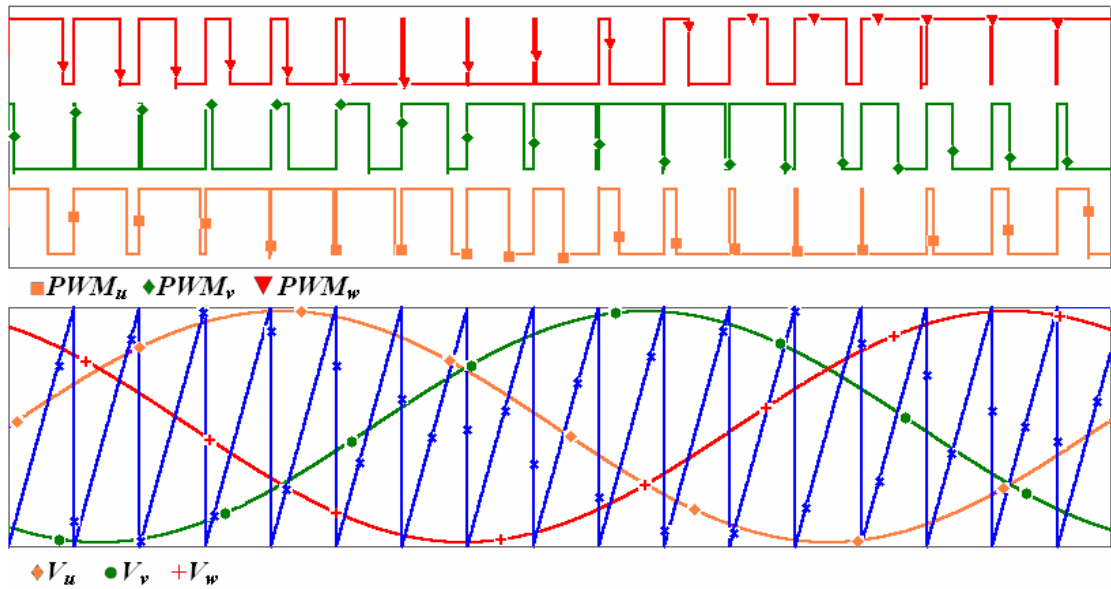


Figura 3.10 – Sinal SPWM de comutação para as três fases do inversor.

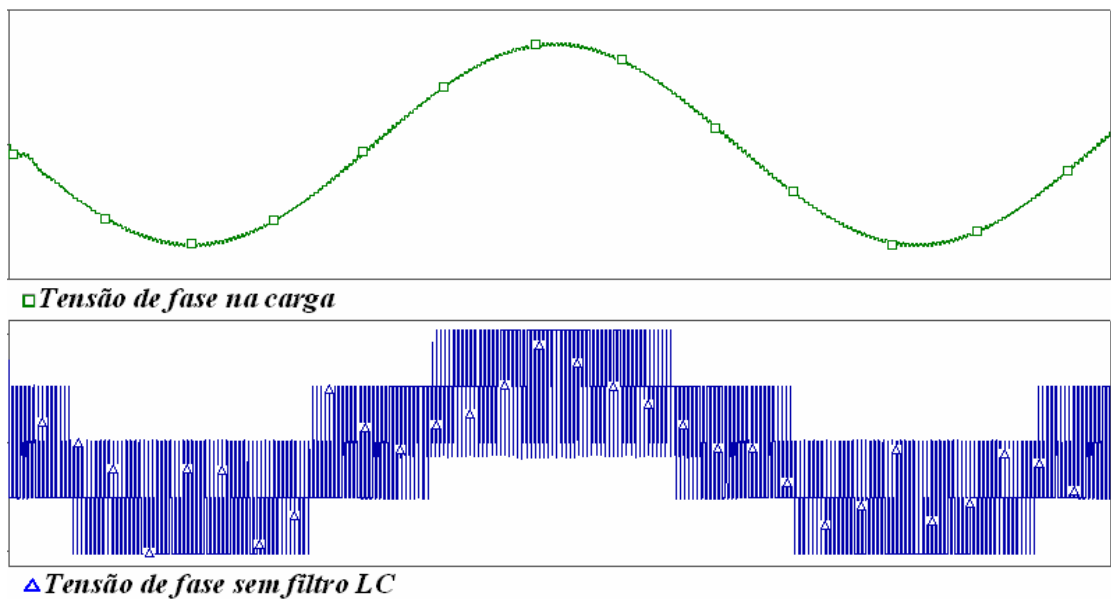


Figura 3.11 – Tensão na carga, com e sem filtro  $LC$ , em uma fase.

Como resultado desse esquema de comutação, obtém-se as formas de onda da tensão na carga, com e sem o filtro  $LC$  de saída, como mostra a Figura 3.11. Observa-se nesta figura que a tensão de saída pode ser senoidal após o filtro, sendo a forma de onda desta tensão e sua distorção determinadas pela frequência de chaveamento e pela frequência de corte deste filtro.

### 3.2 Síntese Matemática do Conversor Matricial Esperso Controlado por SPWM

A síntese matemática do SMC é realizada considerando-se o esquema de modulação PWM e o circuito completo do SMC, ou seja, com o retificador conectado ao inversor. A Figura 3.12 mostra o SMC e as variáveis envolvidas na análise.

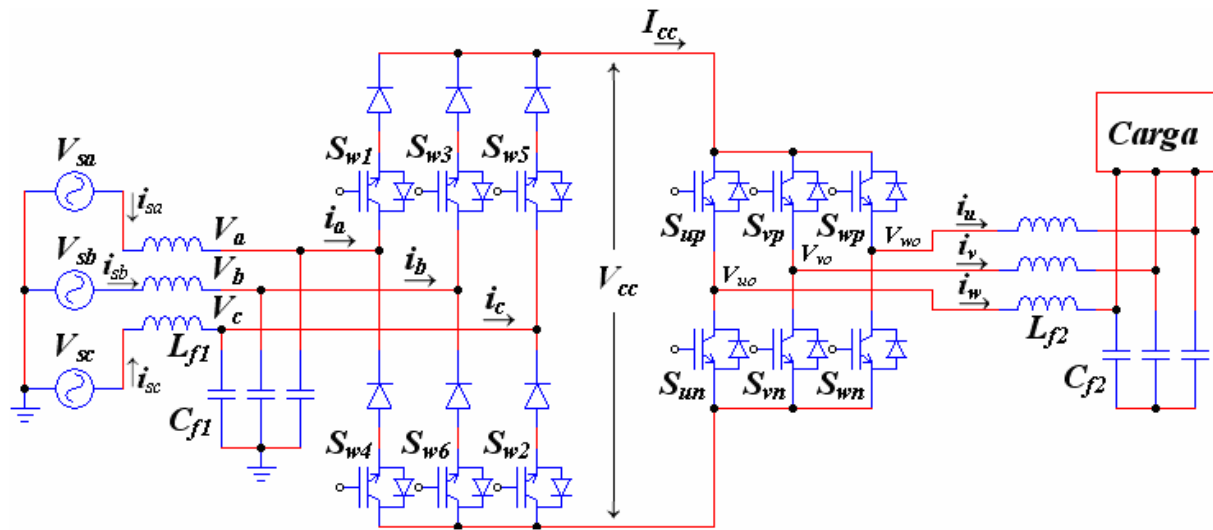


Figura 3.12 – Conversor matricial esperso para análise matemática.

As equações (3.1) até (3.21) descrevem matematicamente a operação do SMC e foram desenvolvidas por [37], associando a tensão no barramento CC com as tensões de entrada e a corrente no barramento CC com as correntes de carga. O conjunto de Equação (3.1) relaciona as tensões  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ , com as tensões da fonte de alimentação  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$  e  $V_{sc}$ .

$$\begin{aligned}
 V_a &= V_{sa} - i_{sa} X_{Lf1} \\
 V_b &= V_{sb} - i_{sb} X_{Lf1} \\
 V_c &= V_{sc} - i_{sc} X_{Lf1}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Como os filtros  $LC$  de entrada e de saída são usualmente projetados com uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de chaveamento, com ganho de  $-40dB$ , isso significa que a ondulação das tensões ou a variação das tensões  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ , na

freqüência de chaveamento, é cem vezes menor que a amplitude da tensão de alimentação. Ainda, se a freqüência de chaveamento for muito maior que a freqüência da tensão da fonte,  $X_{Lf1}$  representa uma baixa impedância e  $X_{Cf1}$  representa uma alta impedância, para a freqüência da fonte. Assim, a queda de tensão na impedância  $X_{Lf1}$  é muito baixa, podendo ser desconsiderada. Com isso, para baixas freqüências (3.1) torna-se:

$$\begin{aligned} V_a &= V_{sa} \\ V_b &= V_{sb} \\ V_c &= V_{sc} \end{aligned} \quad (3.2)$$

As tensões  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$  são as tensões de entrada do retificador, e são expressas por (3.3).

$$\begin{aligned} V_a &= V_m \text{sen}(\omega_i t) \\ V_b &= V_m \text{sen}(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_c &= V_m \text{sen}(\omega_i t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde  $V_m$  é a amplitude da tensão da fonte,  $\omega_i t = \theta_a$ ,  $\omega_i t - 2\pi/3 = \theta_b$ ,  $\omega_i t + 2\pi/3 = \theta_c$  e  $\omega_i$  é a freqüência da fonte de alimentação.

As correntes de saída do inversor são dadas pelo conjunto de equações (3.4).

$$\begin{aligned} i_u &= I_o \text{sen}(\omega_o t + \varphi_0) \\ i_v &= I_o \text{sen}(\omega_o t + \varphi_0 - 2\pi/3) \\ i_w &= I_o \text{sen}(\omega_o t + \varphi_0 + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde  $\omega_o$  é a freqüência da tensão gerada pelo inversor,  $\omega_o t = \alpha_u$ ,  $\omega_o t - 2\pi/3 = \alpha_v$ ,  $\omega_o t + 2\pi/3 = \alpha_w$  e  $\varphi_0$  é o ângulo da corrente da fase  $u$  com sua respectiva tensão.

Se as tensões de entrada do retificador são equilibradas, duas situações são possíveis.

1º) Duas tensões são positivas e uma é negativa. Por exemplo,  $V_a$  e  $V_b$  são positivas e  $V_c$  é negativa. Neste caso, pode-se escrever a relação (3.5).

$$|V_c| = |V_a| + |V_b| \quad (3.5)$$

Nesta situação, considerando o esquema de modulação descrito anteriormente, a chave  $S_{w2}$  mantém-se ligada e  $S_{w1}$  e  $S_{w3}$  são moduladas. Todas as outras chaves permanecem desativadas. Quando  $S_{w1}$  é acionada, a tensão  $V_{cc}$  será igual a  $V_{ac}$ , e positiva. Então, a razão cíclica da chave  $S_{w1}$  é dada por (3.6).

$$D_{ac} = -\frac{\text{sen}\theta_a}{\text{sen}\theta_c} \quad (3.6)$$

Quando  $S_{w3}$  é acionada, a tensão  $V_{cc}$  será igual a  $V_{bc}$ , e também é positiva. Então, a razão cíclica da chave  $S_{w3}$  é dada por (3.7).

$$D_{bc} = -\frac{\text{sen}\theta_b}{\text{sen}\theta_c} \quad (3.7)$$

Portanto, a tensão  $V_{cc}$  em um ciclo de chaveamento, é representada por (3.8).

$$V_{cc} = D_{ac}(V_a - V_c) + D_{bc}(V_b - V_c) \quad (3.8)$$

Substituindo (3.3), (3.6) e (3.7) em (3.8), encontra-se o valor médio de  $V_{cc}$ , dado por (3.10).

$$V_{cc} = \frac{3V_m}{2|\text{sen}\theta_c|} \quad (3.10)$$

2º) Duas tensões são negativas e uma é positiva. Por exemplo,  $V_a$  e  $V_b$  são negativas e  $V_c$  é positiva. Neste caso, pode-se escrever a relação (3.11).

$$|V_c| = |V_a| + |V_b| \quad (3.11)$$

Nesta situação, a chave  $S_{w5}$  mantém-se ligada e  $S_{w4}$  e  $S_{w6}$  são moduladas. Todas as outras chaves permanecem desativadas. Quando  $S_{w4}$  é acionada, a tensão  $V_{cc}$  será igual a  $V_{ac}$ , e positiva. Então, a razão cíclica da chave  $S_{w4}$  é igualmente dada por (3.5).

Quando  $S_{w6}$  é acionada, a tensão  $S_{w4}$  será igual a  $V_{bc}$  e também é positiva. Então, a razão cíclica da chave  $S_{w6}$  é dada por (3.6).

A tensão  $V_{cc}$  em um ciclo de chaveamento será dada por (3.12).

$$V_{cc} = D_{ac}(V_c - V_a) + D_{bc}(V_c - V_b) \quad (3.12)$$

Substituindo (3.3), (3.6) e (3.7) em (3.11), encontra-se o valor médio de  $V_{dc}$ , dado por (3.13).

$$V_{cc} = \frac{3V_m}{2|\text{sen}\theta_c|} \quad (3.13)$$

Utilizando esta análise para outros estados de chaveamento do conversor, obtém-se a tensão média  $V_{cc}$  para todo o período da tensão de alimentação, dada por (3.14).

$$V_{cc} = \frac{3V_m}{2|\text{sen}\theta_i|} \quad (3.14)$$

onde  $\text{sen}(\theta_i) = \max(|\text{sen}(\theta_a)|, |\text{sen}(\theta_b)|, |\text{sen}(\theta_c)|)$

A tensão de pico de saída do inversor com modulação PWM senoidal, para cada ciclo de chaveamento, é dada por (3.15).

$$V_o = V_{cc} \times M \quad (3.15)$$

onde  $M$  é o índice de modulação.

Substituindo  $V_{cc}$  pela Equação (3.14), em (3.15), tem-se.

$$V_o = \frac{3V_m.M}{2|\text{sen}(\theta_i)|} \quad (3.16)$$

O valor instantâneo das tensões de saída do inversor é definido pelo ângulo da tensão dada pela equação (3.16) e pelo índice de modulação. Esta relação é definida na Equação (3.17).

$$\begin{aligned} V_u &= V_o \text{sen}(\alpha_u) \\ V_v &= V_o \text{sen}(\alpha_v) \\ V_w &= V_o \text{sen}(\alpha_w) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Se a corrente de saída é senoidal e a queda de tensão nos indutores do filtro de saída é desprezível na frequência da tensão gerada, então a corrente no barramento CC é definida por (3.18).

$$I_{cc} = i_u + i_v + i_w \quad (3.18)$$

$$I_{cc} = I_o \left[ \text{sen}(\alpha_u + \varphi_0) + \text{sen}(\alpha_v + \varphi_0 - 2\pi/3) + \text{sen}(\alpha_w + \varphi_0 + 2\pi/3) \right] \quad (3.19)$$

$$I_{cc} = I_o \cdot \text{sen}(\alpha_o) \quad (3.20)$$

onde  $\text{sen}(\alpha_o) = \max\left(|\text{sen}(\alpha_u + \varphi_0)|, |\text{sen}(\alpha_v + \varphi_0 - 2\pi/3)|, |\text{sen}(\alpha_w + \varphi_0 + 2\pi/3)|\right)$

Por (3.20) percebe-se que a corrente no barramento CC é sempre contínua, com uma ondulação decorrente da diferença entre as tensões das fases de saída para diferentes ângulos.

No instante de tempo em que  $S_{w1}$  e  $S_{w2}$  estão conduzindo,  $S_{w3}$  permanece aberta. Assim,  $i_a = -i_c = I_{cc}$ . No outro intervalo de chaveamento, tem-se  $S_{w3}$  e  $S_{w2}$  acionadas e  $S_{w1}$  aberta. Portanto,  $i_b = -i_c = I_{dc}$ . Assim, a corrente de fase de entrada do retificador é

sempre igual á  $I_{cc}$  durante o período de condução das chaves. Se as áreas correspondentes de cada período forem moduladas com largura de pulso senoidal em fase com a respectiva tensão de fase, esta corrente será também senoidal e estará em fase com sua tensão. Assim, pode-se escrever.

$$\begin{aligned}i_a &= I_o \cdot \text{sen}(\alpha_o) \cdot \text{sen}(\theta_a) \\i_b &= I_o \cdot \text{sen}(\alpha_o) \cdot \text{sen}(\theta_b) \\i_c &= I_o \cdot \text{sen}(\alpha_o) \cdot \text{sen}(\theta_c)\end{aligned}\tag{3.21}$$

A partir da Equação (3.21) pode-se afirmar que o fator de potência de entrada do SMC é unitário se a modulação for senoidal e estiver em fase com as tensões de entrada.

### 3.3 Resumo do Capítulo

O SMC surgiu recentemente baseado no conversor matricial convencional e com os mesmos princípios de funcionamento. Apesar de ser uma topologia não muito difundida em aplicações industriais, sua tecnologia não é complexa e é baseada na operação de um retificador trifásico totalmente controlado associado a um inversor trifásico. O acionamento do retificador e do inversor é independente e técnicas de modulação senoidais são usadas para garantir baixo conteúdo harmônico na saída e o fator de potência unitário na entrada. O acionamento das chaves do retificador é baseado num PWM senoidal modificado, onde a corrente de carga do inversor e do barramento CC sempre é conduzida por duas chaves do retificador. No inversor foi usada a modulação SPWM com 2 níveis, a qual é aplica em inversores trifásicos e a forma de onda processada da tensão de saída é praticamente senoidal.

A síntese matemática mostra que as correntes de entrada estão em fase com suas respectivas tensões se a modulação também for gerada em fase. Além disso, a tensão processada pelo inversor e as correntes de carga não tem qualquer influência sobre o ângulo das correntes de entrada, exceto nas suas amplitudes.

Na freqüência da fonte de alimentação, os indutores dos filtros de entrada e de saída representam uma baixa impedância e os capacitores do filtro representam uma alta impedância. Assim, a tensão da fonte se reflete nos capacitores quase que integralmente. Por isso a tensão de entrada do conversor foi considerada igual à tensão da fonte.



## **4 CONVERSOR MATRICIAL ESPARSO ASSOCIADO AO GERADOR DE INDUÇÃO AUTO-EXCITADO**

A associação de um conversor matricial esparso (SMC) ao gerador de indução visa principalmente a redução do tamanho do banco de capacitores de auto-excitação, a minimização do problema da insatisfatória regulação de tensão e fixação da frequência da tensão aplicada à carga. Conforme mostrado no capítulo 3, o correto acionamento do estágio retificador faz com que a corrente de entrada do conversor permaneça em fase com a respectiva tensão de fase do gerador de indução. Como o SMC é conectado entre a carga e o GI, a carga vista pelo gerador é o próprio SMC. Assim, sob o ponto de vista do GI, ele terá sempre um resistor como carga, independentemente de ter conectado carga indutiva ou resistiva na saída do SMC. Ou seja, a carga do conversor drenará uma potência ativa do GI com uma amplitude correspondente à amplitude da carga.

A corrente drenada pelo conversor é aproximadamente resistiva, mas como o conversor opera com comutação de chaves em alta frequência, apresentando perdas e ondulações de corrente durante o acionamento e desligamento, esta corrente drenada apresenta um conteúdo harmônico significativo. Considerando isto, pode-se modelar o SMC operando com SPWM por um circuito equivalente, formado por uma fonte de corrente controlada por tensão, dependente do conteúdo harmônico da corrente drenada pelo conversor e pela tensão que o alimenta. Isto simplifica as simulações em computador envolvendo o GI conectado ao SMC, resultando em um tempo de processamento menor. Além disso, este procedimento pode ser estendido para outros conversores ou cargas não lineares conectadas ao GI.

### **4.1 Modelagem do Circuito Equivalente ao SMC**

Para reduzir a complexidade da simulação e o tempo computacional, o circuito equivalente ao SMC é modelado a partir da corrente e da tensão de entrada do conversor, como discutido na seção 4.2. Se o SMC for chaveado com uma frequência muito elevada e a comutação das chaves ocorrerem instantaneamente e sem perdas, tem-se um conversor ideal. Neste caso, a corrente e a tensão de entrada serão praticamente senoidais se a modulação também o for.

Na prática o SMC apresenta uma distorção em relação às formas de onda da corrente de entrada, refletindo-se na distorção da tensão de alimentação, se a fonte não for ideal. Esta distorção é proporcional à frequência de chaveamento, às perdas, aos problemas de comutação e à ressonância decorrente das capacitâncias e indutâncias parasitas presentes nos dispositivos semicondutores e demais partes do circuito.

Se a tensão de alimentação da fonte sofrer uma pequena distorção, pode-se considerar que ela é composta apenas pela frequência fundamental. Isto simplifica a relação da tensão da fonte com os harmônicos de corrente se a tensão for considerada puramente senoidal e a corrente estiver em fase com a tensão (Fauri, [6]). Como resultado, a corrente total pode ser definida pela soma da corrente fundamental com todos os harmônicos de corrente. Desse modo, a corrente do circuito equivalente será proporcional ao conteúdo harmônico da corrente de entrada do SMC e sua componente fundamental. A Figura 4.1 mostra o circuito equivalente por fase do SMC, formado por uma fonte de corrente controlada por tensão. O circuito equivalente total será formado por três blocos iguais ao da Figura 4.1, uma para cada fase de entrada do SMC.

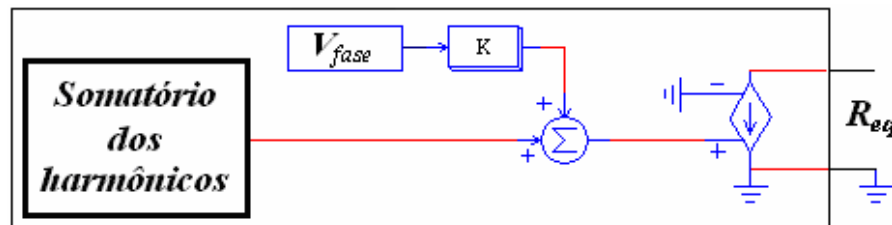


Figura 4.1 – Circuito equivalente por fase do SMC.

A corrente de fase total do GIAE é dada pela equação (4.1), que depende da tensão de referência  $V_{ref}$  e da amplitude da corrente fundamental.

$$I_{tot} = V_{ref} + \frac{V_{a,b,c}}{K} \quad (4.1)$$

onde  $K$  é o ganho pelo qual a tensão deve ser multiplicada para se obter a corrente fundamental, e  $V_{a,b,c}$  são as tensões nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ .

$K$  é determinado pela simulação do SMC, onde se faz a leitura da corrente fundamental e também dos harmônicos.

A tensão de referência é a soma dos harmônicos, e é encontrada a partir da leitura da amplitude das correntes de cada harmônico, e cada leitura de amplitude é aplicada a uma fonte de tensão senoidal. Ou seja, para cada harmônico tem-se uma fonte de tensão. Portanto, para  $n$  harmônicos, a tensão de referência é dada por (4.2).

$$V_{ref} = V_2 + V_3 + V_4 + V_5 + \dots + V_n \quad (4.2)$$

onde a amplitude de cada harmônico de tensão equivale à amplitude do harmônico da corrente correspondente.

O circuito equivalente completo do SMC é visto na Figura 4.2.

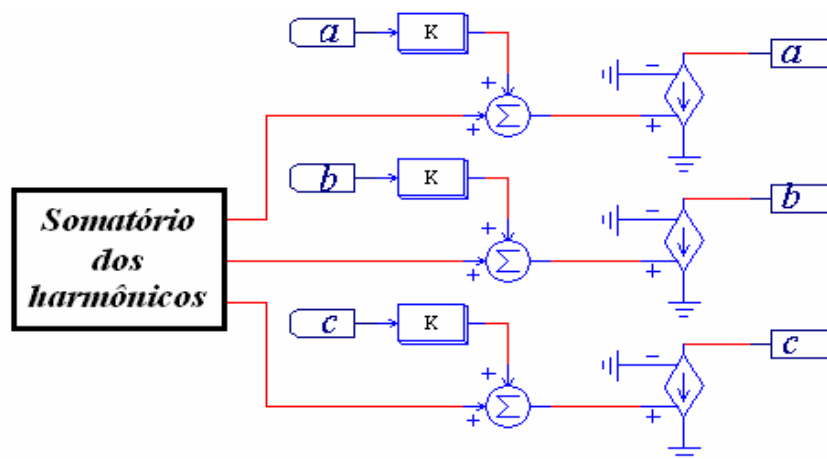


Figura 4.2 – Circuito equivalente do SMC.

#### 4.2 Conexão do SMC ao Gerador de Indução

Para se garantir uma carga puramente resistiva e não se afetar a auto-excitação do GIAE, o SMC é conectado diretamente ao GI com a função de forçar ou drenar corrente em fase com sua respectiva tensão, minimizando também o conteúdo harmônico. Com isso, cargas indutivas conectadas na saída do conversor representarão uma carga resistiva para o

GI, melhorando sua regulação de tensão e contribuindo para a minimização dos capacitores de auto-excitação. A Figura 4.3 ilustra a conexão do SMC ao GI e à carga.

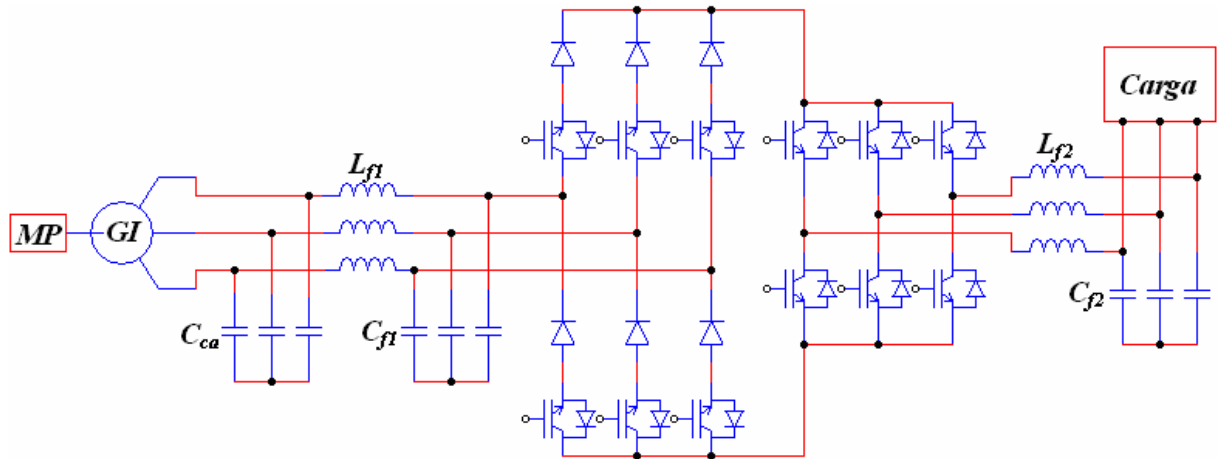


Figura 4.3 – SMC conectado ao GI e à carga.

A conexão do SMC ainda possibilita a geração de tensões com frequência fixa na sua saída, mesmo se a frequência da tensão do GI apresentar grandes variações. Desta forma, obtém-se o circuito equivalente por fase do sistema composto pelo GI conectado ao SMC que é mostrado na Figura 4.4.

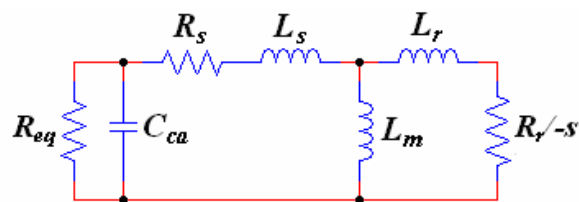


Figura 4.4 – Circuito equivalente por fase do GI conectado ao SMC.

Na Figura 4.4,  $R_{eq}$  representa o SMC que drena uma corrente em fase e com conteúdo harmônico dependente da modulação e características do conversor. Assim, a corrente no capacitor de auto-excitação  $C_{ca}$  e a corrente no SMC são definidas por (4.3) e (4.4), respectivamente.

$$I_{C_{ca}} = \frac{V_{a,b,c}}{X_{C_{ca}}} \quad (4.3)$$

$$I_{R_{eq}} = \frac{V_{a,b,c}}{R_{eq}} \quad (4.4)$$

A corrente dada em (4.4) determina a característica de  $R_{eq}$ . Se esta corrente possui harmônicos, ela apresentará um fator de potência diferente da unidade, e este determinará uma nova impedância, composta por um resistor e um indutor. A Equação (4.5) representa a corrente  $I_{R_{eq}}$  mais o ângulo existente devido aos harmônicos.

$$I_{FP} = I_{R_{eq}} \angle \cos^{-1} FP \quad (4.5)$$

e

$$FP = \frac{\cos \phi}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (4.6)$$

onde

$$THD = \frac{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{I_o} \quad (4.7)$$

onde  $\cos \phi$  é unitário se a corrente drenada pelo conversor estiver em fase com a tensão.

A corrente  $I_{FP}$  pode ser separada em parte real e imaginária, como definido em (4.8).

$$I_{FP} = (I_{real}, I_{img}) \quad (4.8)$$

Fazendo-se analogia com um circuito  $RL$ , uma corrente formada por uma componente real e uma componente imaginária pode ser decomposta em duas correntes, uma real e outra imaginária. Esta transformação é definida em (4.9).

$$(I_{real}, I_{img}) = (I_{real}, 0) + (0, I_{img}) \quad (4.9)$$

Com a Equação (4.9) obtém-se a amplitude das correntes da resistência e da indutância equivalentes, em paralelo. Portanto, as Equações (4.10) e (4.11) determinam os valores da resistência e da indutância equivalentes, respectivamente.

$$R_{eq_p} = \frac{V_{a,b,c}}{I_{real}} \quad (4.10)$$

$$L_{eq_p} = \frac{V_{a,b,c}}{2\pi f I_{img}} \quad (4.11)$$

De posse das impedâncias equivalentes, determina-se o capacitor equivalente pela Equação (2.12) do capítulo 2, resultando em um ponto de operação diferente.

Utilizando-se o esquema da Figura 4.3, os trabalhos de simulação em computador podem ser muito custosos, pois o GI necessita de tempos de simulação longos em virtude do processo de auto-excitação e da variação e aplicação de cargas. Ao contrário, conversores chaveados em alta frequência utilizam um passo de cálculo muito pequeno para a correta simulação, embora não necessitem de tempos longos de simulação. Portanto, conectando o SMC ao GIAE, tem-se grande tempo de simulação juntamente com passos de cálculo pequenos, o qual requer grande capacidade de processamento computacional.

### 4.3 Conexão do Circuito Equivalente do SMC ao Gerador de Indução

O circuito equivalente do SMC conectado ao GI é utilizado para simplificar as simulações realizadas em computador. Este circuito drena a mesma corrente e apresenta o mesmo conteúdo harmônico do SMC, mas é muito mais simples se comparado ao circuito completo do conversor. A Figura 4.5 mostra a conexão do circuito equivalente ao GI. Para se obter o circuito equivalente pode-se simular separadamente o SMC. Assim, este pode ter um tempo de simulação com poucos ciclos da tensão do GI, apenas para fornecer as amplitudes dos harmônicos de corrente. Mesmo que haja passos de cálculo pequenos, o tempo de processamento é pequeno.

De posse do conteúdo harmônico das correntes de entrada do SMC, modela-se o circuito equivalente, podendo ser realizada a simulação do GI com um tempo grande e passos

de cálculo grandes. Isso reduz muito o tempo de simulação de todo o sistema, além de necessitar menor capacidade de processamento nos programas de simulação de circuitos.

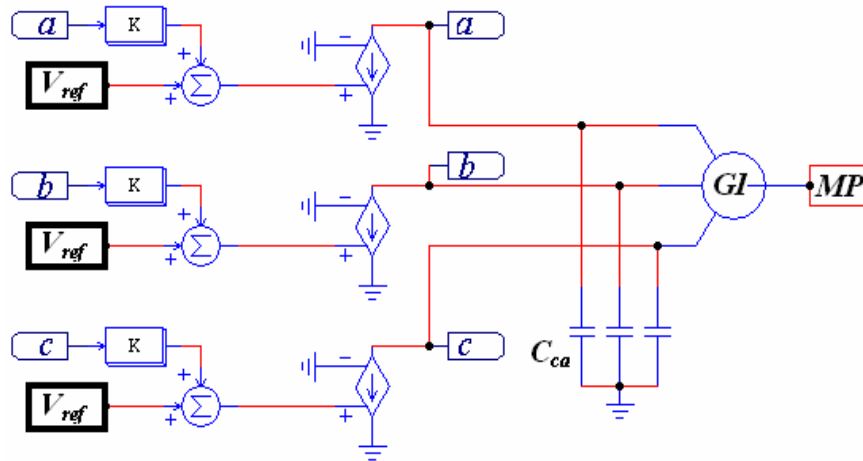


Figura 4.5 – Circuito equivalente do SMC conectado ao GI.

#### 4.4 Resumo do Capítulo

Os conversores chaveados apresentam formas de onda distorcidas de corrente e de tensão de entrada, portanto apresentam conteúdo harmônico dependente do tipo de conversor e do controle das comutações das chaves eletrônicas. Estes conversores, quando associados aos sistemas que requerem tempos de simulação elevados, como o GI, demandam grande capacidade de processamento da simulação circuital. Neste caso, os conversores podem ser modelados a partir do conteúdo harmônico que originam, resultando em circuitos equivalentes simples, mas que descrevem corretamente o seu funcionamento. Com isso, necessitam de menor capacidade de processamento, diminuindo o tempo total de simulação.

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E PRÁTICOS

Para realizar simulações com GIAE é necessário usar o seu modelo dinâmico incluindo a saturação. O modelo dinâmico com a inclusão da saturação foi implementado inicialmente no programa PSpice versão 8.0 baseado no modelo utilizado para aplicações com acionamento de motores de indução (*Szczesny et al., [36]*) e, posteriormente, (*Marra, [17]*) incluiu os efeitos da saturação. As simulações mostradas neste capítulo foram realizadas no programa Orcad versão 9.2, versão posterior ao PSpice 8.0. Utilizando o modelo dinâmico, foi simulado a associação do SMC com o GIAE para mostrar a tensão, corrente e frequência na carga e a tensão, corrente e frequência no GIAE, e serão mostrados os resultados onde o GIAE é simulado sem o uso do SMC.

Os resultados práticos servem de base para a validação dos resultados simulados e da teoria de operação do SMC discutidas na Seção 3. A tensão, corrente e frequência na carga e a tensão, corrente e frequência no GIAE foram obtidas com base no protótipo de SMC implementado em laboratório associado ao GIAE. Tanto na simulação quanto na prática, foi conectado um transformador trifásico com relação de transformação 1:0.579, com a função de diminuir a tensão aplicada ao SMC. Serão mostradas também estas mesmas variáveis com a carga conectada ao GIAE, por meio do transformador, como forma de comparação desses resultados com os resultados obtidos com a associação do SMC ao GIAE.

Aspectos práticos relativos ao protótipo também são discutidos nesse capítulo, evidenciando a forma de implementação do comando de PWM do retificador e do inversor e as características de operação do SMC.

### 5.1 Resultados de Simulação Utilizando o Modelo Dinâmico do GIAE

Como dito na introdução deste capítulo, as simulações foram realizadas com base no modelo dinâmico implementado por (*Marra, [17]*), utilizando o programa Orcad versão 9.2, cuja interface circuital, componentes e modelos matemáticos pré-definidos resultam em simulações muito realísticas.

Inicialmente é simulado o GIAE com a conexão de cargas resistiva e indutiva em seus terminais. Após, são mostrados os resultados com a conexão do SMC junto ao GIAE, onde a carga é conectada na saída do conversor. Em ambas as situações a carga utilizada é a mesma.



A carga resistiva é igual a  $135\Omega$  e a carga indutiva é composta por uma resistência série com uma indutância de valores respectivamente iguais a  $3\Omega$  e  $0.32H$ . Ainda, os dados relativos ao GI utilizado nos testes práticos e simulações são mostrados no Anexo A, ou seja, sua curva de magnetização a  $60Hz$ , os valores tabelados de tensão de fase x corrente correspondentes, parâmetros do GI e dados de placa. Estes dados foram utilizados no modelo implementado no Orcad.

### 5.1.1 Resultados Obtidos com o GIAE

A Figura 5.1 representa o GIAE usado nas simulações. Com os dados do GI, escolhe-se um ponto de operação que fique dentro dos seus limites de operação. Assim, a partir dele, determina-se o valor do banco de capacitores necessário para obter a tensão desejada, com base na curva de magnetização. O ponto escolhido na curva de magnetização, conforme visto na tabela do Anexo 1, foi em  $311.8V / 2.5A$ . Este ponto está dentro dos limites de operação do GI utilizado.

Substituindo na equação (2.13) os valores de tensão, de corrente e de frequência pré-estabelecidos, encontra-se  $C_{ca} \cong 21.27\mu F$ . Por questões práticas de disponibilidade, utilizou-se  $C_{ca} \cong 19\mu F$ . Como é um valor próximo ao calculado, a tensão de fase no GI permanece próxima a  $300V_{RMS}$ , mantendo o ponto de operação praticamente inalterado.

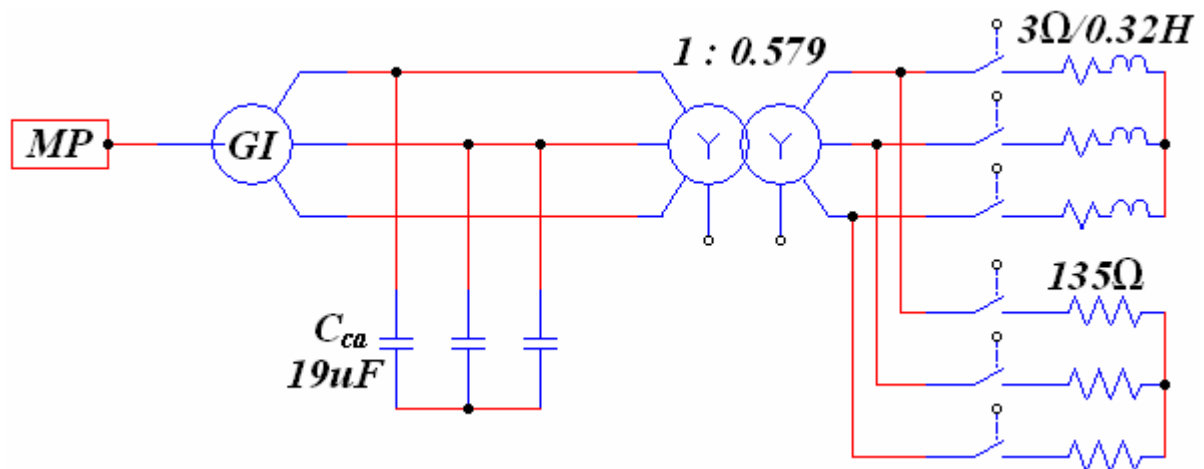


Figura 5.1 – Representação do GIAE para simulação com variação de carga.

Inicialmente é mostrado o resultado do processo de auto-excitação e da regulação de tensão, onde em 0.3s é vista a tensão no secundário do transformador a vazio, em 0.5s é conectada uma carga  $RL$  série de valores iguais a  $3\Omega$  e  $0.32H$ , e em 0.7s é conectada uma carga resistiva de  $135\Omega$  e desconectada a carga indutiva. Este resultado é visto na Figura 5.2, onde se observa que a tensão  $V_{GI}$  no secundário do transformador tem uma acentuada queda no momento em que é aplicada carga indutiva, em 0.5s.

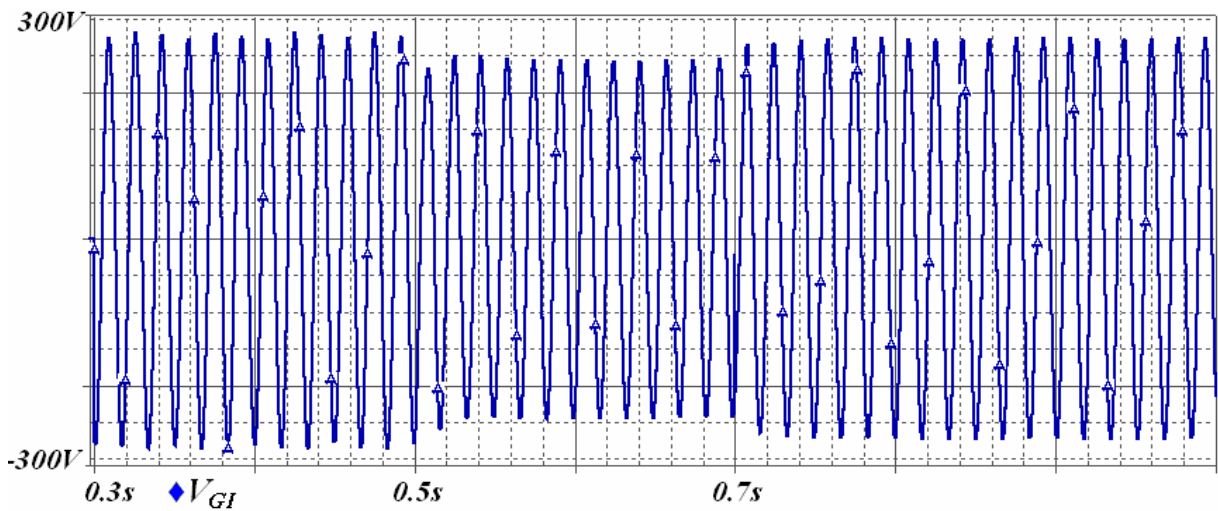


Figura 5.2 – Tensão no secundário do transformador a vazio e com carga resistiva e indutiva.

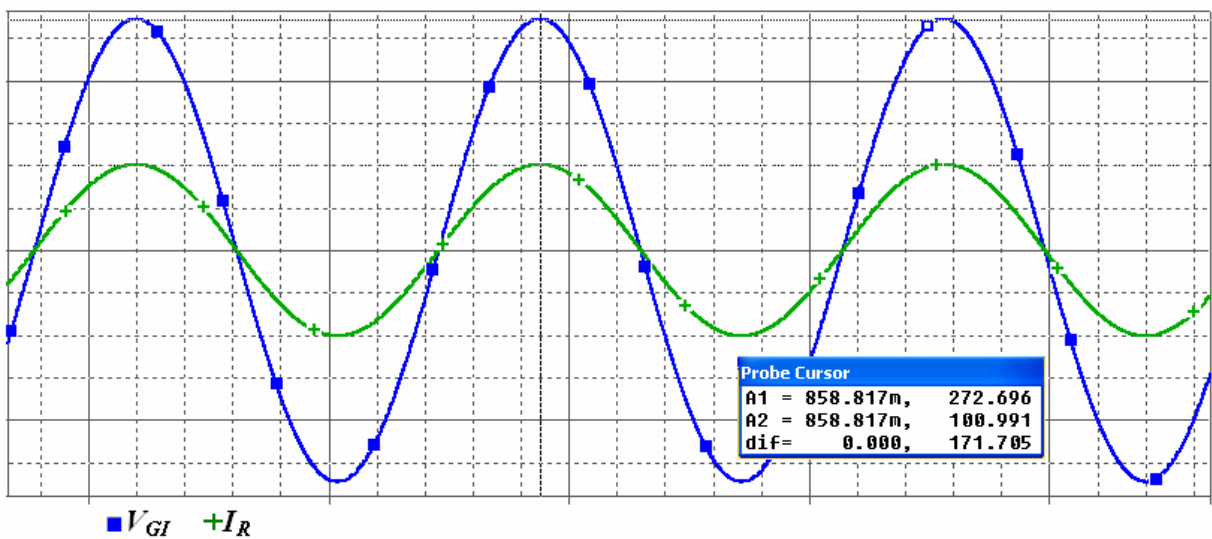


Figura 5.3 – Tensão e corrente na carga de  $135\Omega$ .

A Figura 5.3 mostra a tensão e a corrente no secundário do transformador com carga resistiva, onde a tensão de pico na carga,  $V_{GI}$ , é de  $272.7V$  ou  $193.4V_{RMS}$ . Na Figura 5.3 a corrente na carga está multiplicada por cinquenta (50) para melhor visualização das formas de onda, e a corrente aproximada  $I_R$  é  $1.42A_{RMS}$ . A Figura 5.4 mostra a tensão e a corrente no secundário do transformador com carga indutiva, onde a tensão de pico é  $243.3V$  ou  $172.5V_{RMS}$ . A corrente  $I_L$  na Figura 5.4 é a corrente na carga indutiva e também está multiplicada por 50. Seu valor aproximado é  $1.38A_{RMS}$ . A potência para carga resistiva e indutiva é, respectivamente,  $193.4V \times 1.42A \cong 275W$  por fase, ou  $P_{tot} = 275W \times 3 \cong 825W$ , e  $172.5V \times 1.38A \cong 238VA$  por fase, ou  $P_{tot} = 238VA \times 3 \cong 714VA$ .

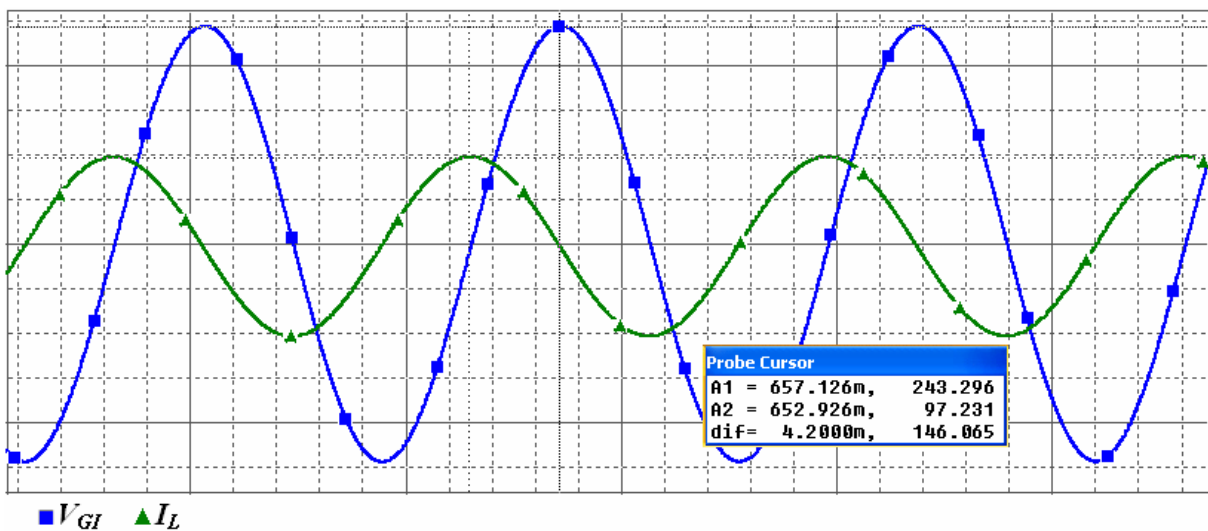


Figura 5.4 – Tensão e corrente na carga de  $3\Omega$  e  $0.32H$  em série.

Observa-se na Figura 5.4 que a corrente  $I_L$  na carga está atrasada  $90^\circ$  da tensão, como se espera para cargas indutivas. Isso demonstra o efeito destas cargas em se opor ao banco de capacitores, resultando em uma corrente de magnetização menor. A diferença de tensão na presença de carga indutiva em relação à carga resistiva é de  $21V_{RMS}$ . No primário do transformador esta diferença aumenta para aproximadamente  $36V_{RMS}$ . Isso representa uma queda na tensão significativa, sendo esta variação indesejável para alimentação de cargas em geral.

### 5.1.2 Resultados Obtidos com o SMC

Na Figura 5.6 tem-se o esquema do SMC utilizado nas simulações. Este é alimentado por uma rede trifásica com tensão de amplitude  $311V$  e frequência  $60Hz$  e as chaves IGBT são comutadas a  $19kHz$ . Nas simulações são observadas a tensão e a corrente na entrada e na saída do SMC, para carga indutiva-resistiva e com uma fonte trifásica com frequência igual e menor do que a frequência da tensão sintetizada pelo estágio inversor do SMC.

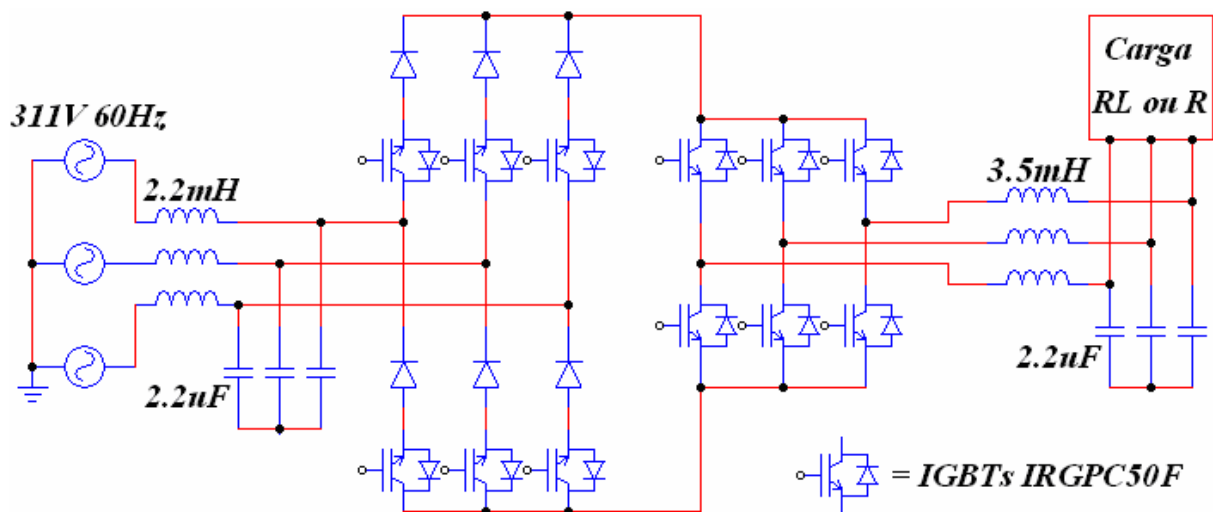


Figura 5.5 – Circuito do SMC utilizado nas simulações.

Inicialmente conectou-se uma carga resistiva de  $108\Omega$  na saída do conversor, para obter as formas das ondas de tensão e corrente de entrada, e tensão e corrente de saída. Logo após é conectada uma carga  $RL$  de  $2\Omega$  e  $0.256H$  em série. A Figura 5.6 apresenta a tensão e a corrente na entrada do SMC e na carga resistiva, conectada na saída do SMC. Na Figura 5.8 tem-se o espectro harmônico da corrente de entrada vista na Figura 5.6.

A Figura 5.8 apresenta a tensão e corrente na entrada do SMC e na carga indutiva, conectada na saída do SMC. Na Figura 5.9 tem-se o espectro harmônico da corrente de entrada vista na Figura 5.8.

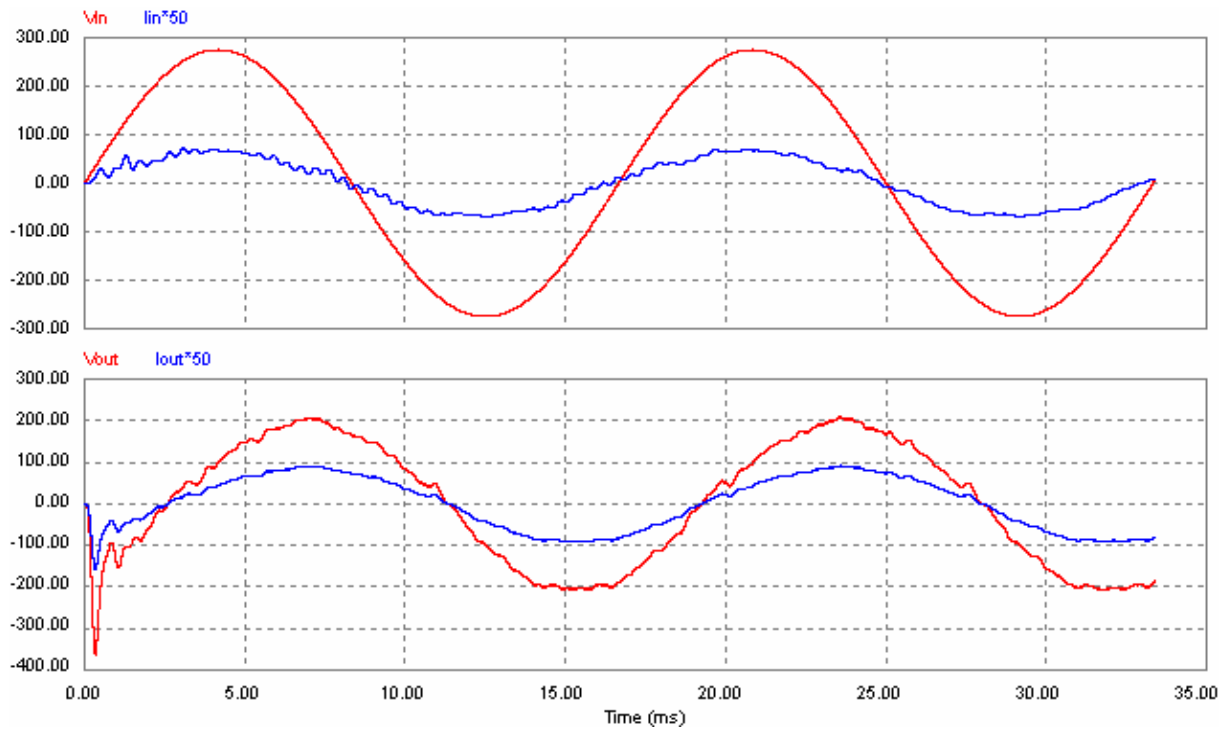


Figura 5.6 – Tensão e corrente na entrada (acima) e na saída do SMC (abaixo) para uma carga de  $108\Omega$ .

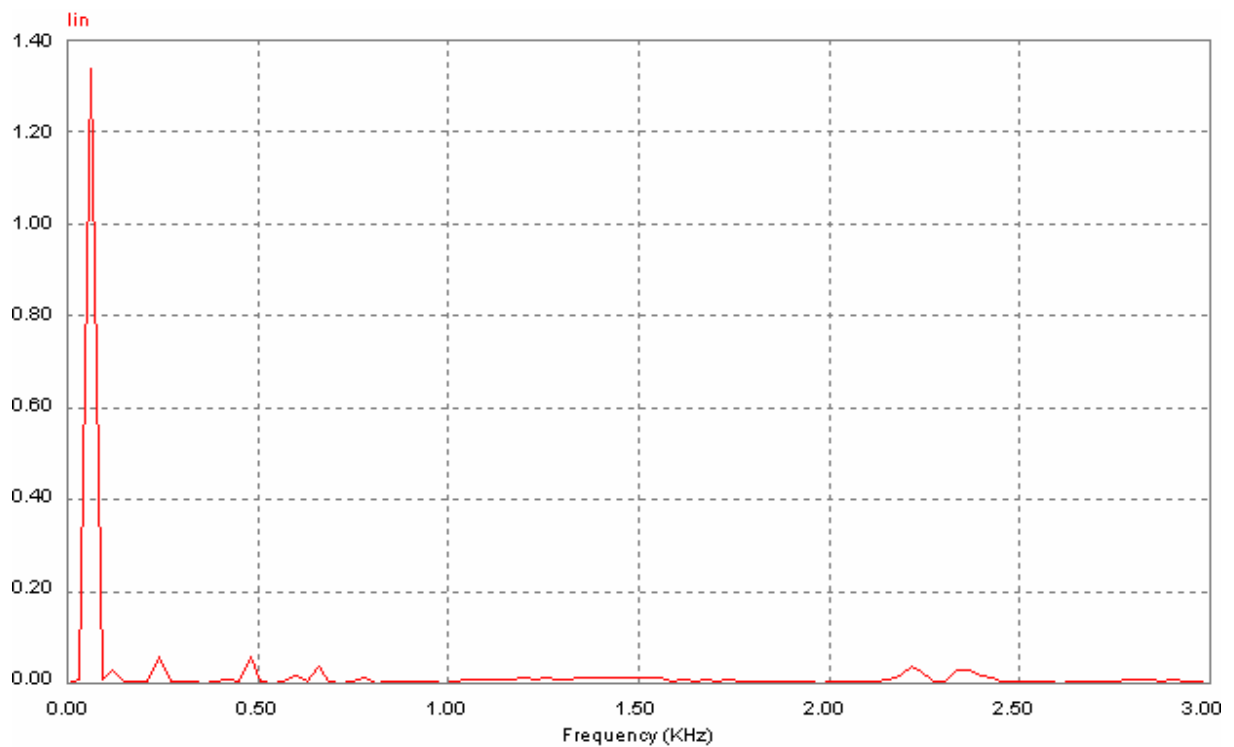


Figura 5.7 – Espectro harmônico da corrente de entrada do SMC para carga de  $108\Omega$ .

Nas Figuras 5.6 e 5.8,  $V_{in}$  e  $I_{in}$  representam a tensão e a corrente de entrada do SMC, respectivamente. Nas mesmas figuras,  $V_{out}$  e  $I_{out}$  representam a tensão e a corrente na saída do SMC, respectivamente. A tensão de saída do conversor foi gerada com frequência de  $60\text{Hz}$ , em fase com a tensão de entrada. Na Figura 5.6 a corrente de entrada está em fase com a tensão, e esta corrente apresenta o conteúdo harmônico mostrado na Figura 5.7. A distorção harmônica total dessa corrente é calculada pela equação (4.7) do capítulo 4. Com base na Equação (4.7), a corrente de entrada da Figura 5.6 tem uma  $THD \cong 7.57\%$ . Na Figura 5.8 tem-se a tensão e a corrente, respectivamente, de entrada e de saída do SMC, para carga indutiva, e observa-se que a corrente de entrada também está em fase com a tensão. Portanto, mesmo com carga indutiva na saída, a configuração apresenta um fator de potência próximo da unidade. A distorção harmônica total da corrente de entrada para esta situação é aproximadamente  $18.4\%$ . Assim, pode-se calcular o fator de potência para as duas situações de carga pela equação (4.6). Nas Figuras 5.6 e 5.8, o ângulo  $\phi$  é praticamente nulo, podendo ser considerado como tal. Assim, o fator de potência para as duas situações de carga é:

$$\text{Carga resistiva: } FP = \frac{1}{\sqrt{1 + (0.0757)^2}} = 0.997$$

$$\text{Carga Indutiva: } FP = \frac{1}{\sqrt{1 + (0.184)^2}} = 0.983$$

Isto mostra que a corrente de entrada do SMC é praticamente resistiva, sob condição de carga resistiva ou indutiva conectadas na saída.

Os valores de tensão e corrente na carga, para a Figura 5.6, são respectivamente  $142.85V_{RMS}$  e  $1.34A_{RMS}$ , resultando em uma potência igual a  $191.4W$  por fase, ou  $P_{tot} = 191.4W \times 3 = 574.25W$ . De acordo com a Figura 5.8, os valores de tensão e corrente na carga são, respectivamente,  $168V_{RMS}$  e  $1.89A_{RMS}$ , resultando em uma potência igual a  $317.5W$  por fase, ou  $P_{tot} = 317.5W \times 3 = 952.5W$ .

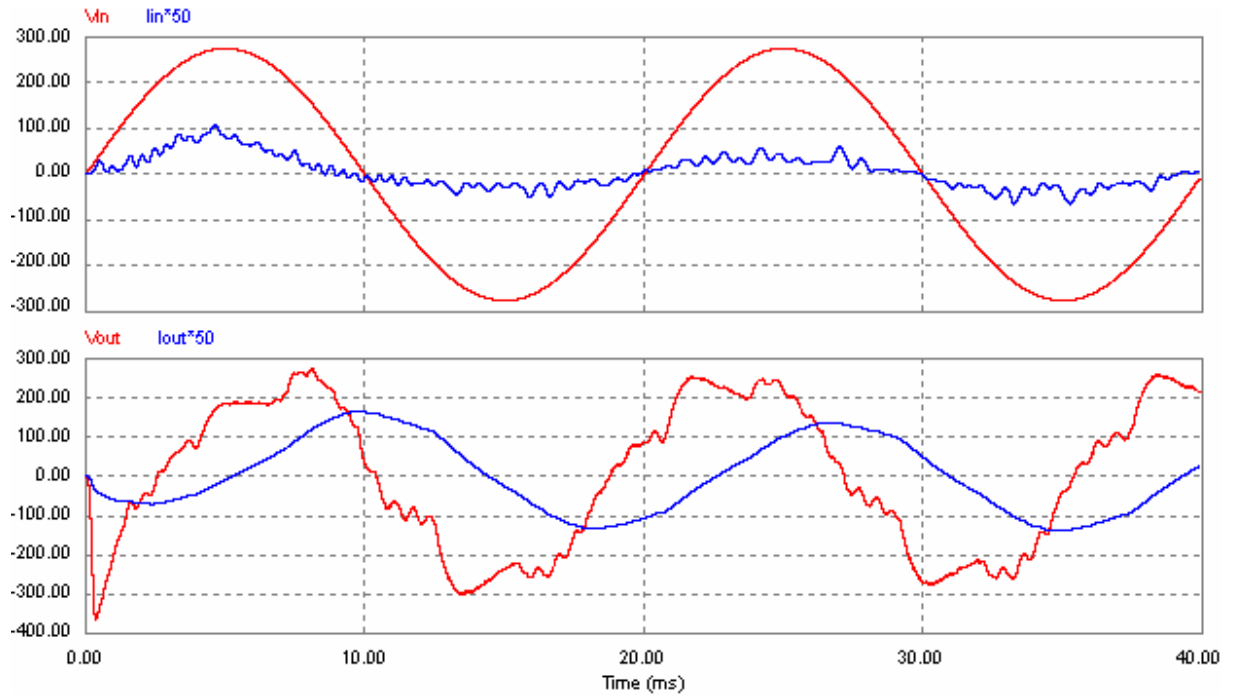


Figura 5.8 – Tensão e corrente na entrada (acima) e saída do SMC (abaixo) para carga  $2\Omega$  e  $0.256H$  em série.

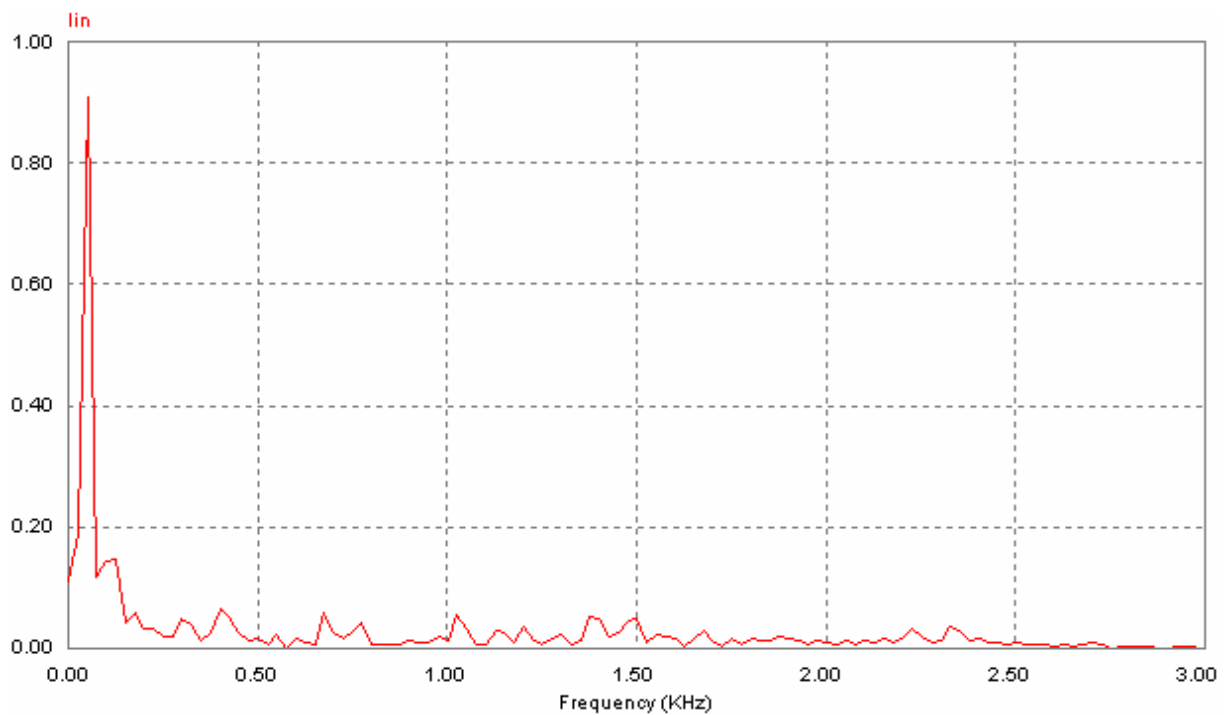


Figura 5.9 – Espectro harmônico da corrente de entrada do SMC para carga de  $2\Omega$  e  $0.256H$  em série.

A Figura 5.10 apresenta o resultado de simulação onde a fonte de alimentação possui frequência igual a  $50\text{Hz}$  e a frequência da tensão de saída é  $60\text{Hz}$ , com a carga de  $108\Omega$ . Mesmo com frequências diferentes das tensões de entrada e saída a corrente de entrada permanece em fase com a tensão. Portanto, para frequências diferentes das tensões de entrada e tensões de saída, sob condição de carga resistiva ou indutiva, respeitando os limites de potência e frequência de chaveamento do conversor, resulta em uma corrente de entrada com característica resistiva.

A forma de onda da tensão de saída é distorcida pelo fato de não haver compensação no estágio inversor do SMC e deste ser alimentado por uma tensão CC com ondulação.

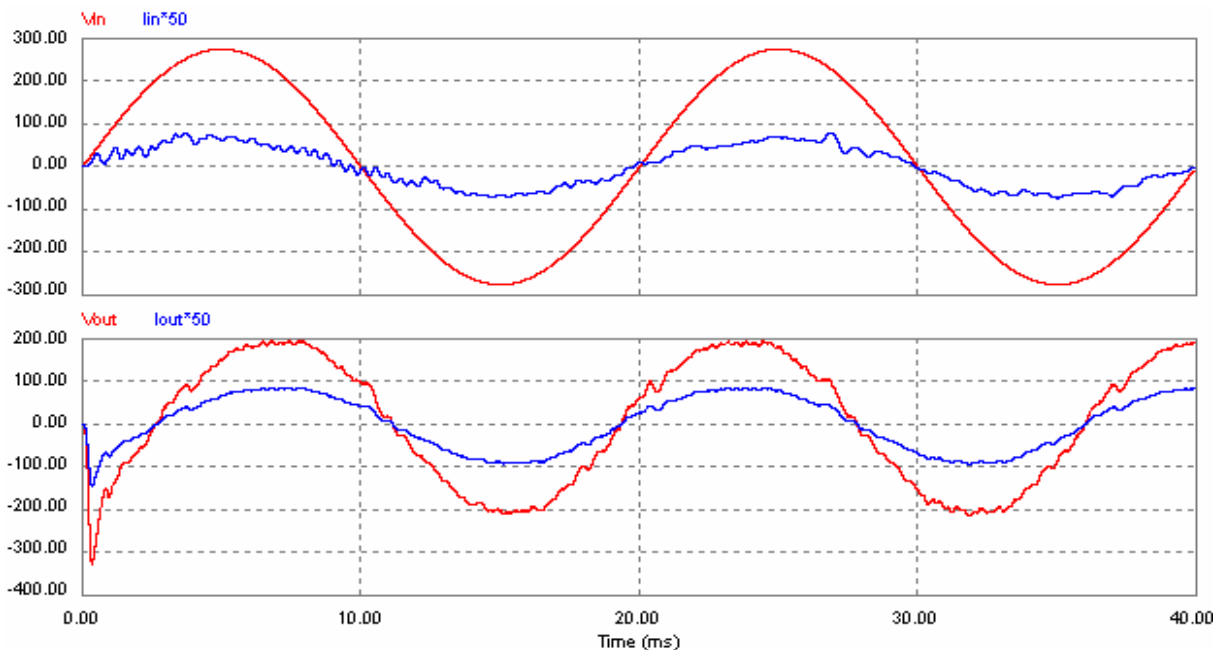


Figura 5.10 – Tensão e corrente na entrada (acima) e na saída do SMC (abaixo) com carga de  $108\Omega$ , com  $50\text{Hz}$  na fonte de alimentação.

Na Figura 5.11 tem-se a tensão no barramento CC do SMC. Pelo fato de não haver capacitores, a tensão apresenta uma ondulação, definida pela Equação (3.14), e é descontinuada decorrente da comutação das chaves e diferença entre as fases das tensões de entrada.



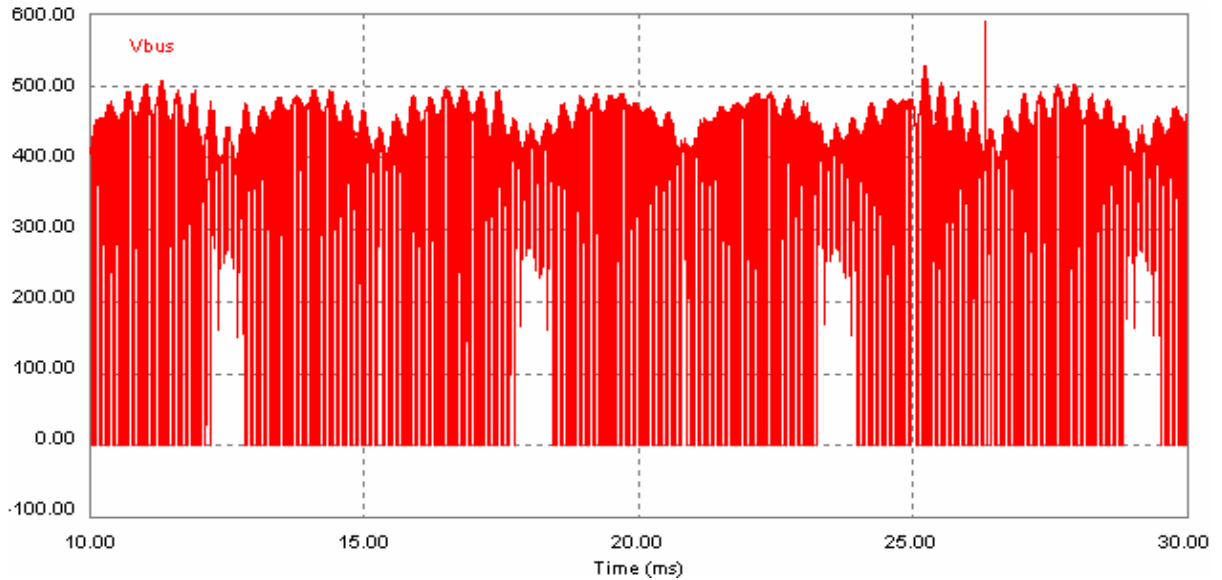


Figura 5.11 – Tensão no barramento CC do SMC.

### 5.1.3 Resultados Obtidos com o SMC Conectado ao GI

A simulação do SMC conectado ao GI foi realizada usando-se o modelo do SMC, baseado no seu conteúdo harmônico da corrente de entrada, com carga indutiva e resistiva, em regime permanente, conforme discutido no capítulo 4. O modelo equivalente do SMC é apresentado na Figura 5.12, e está conectado ao GIAE.

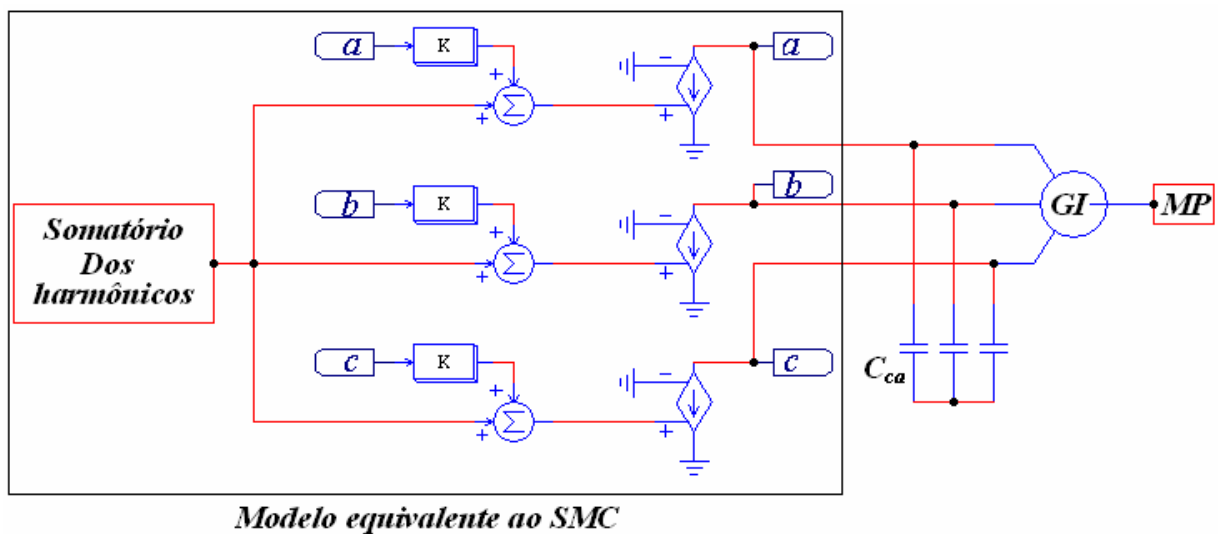


Figura 5.12 – Modelo equivalente do SMC, em regime permanente.

A Figura 5.13 mostra a simulação do modelo dinâmico do GIAE conectado ao modelo do SMC, quando este é simulado com carga resistiva. Na Figura 5.14, tem-se a tensão no GI e a corrente drenada pelo modelo do conversor, sob carga indutiva. A figura 5.15 mostra um caso hipotético, onde o modelo dinâmico do GIAE é simulado com o modelo do SMC baseado no conteúdo harmônico da corrente, onde é drenada uma corrente fundamental com  $1A$  de pico e com 3º harmônico com amplitude  $0.3A$  de pico.

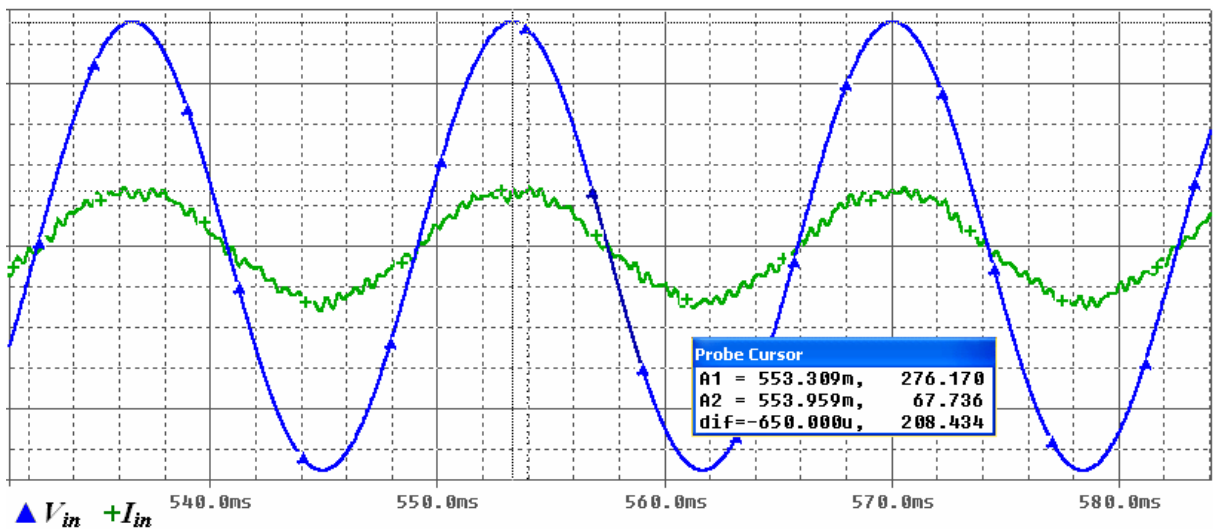


Figura 5.13 – Tensão e corrente na entrada do circuito equivalente do SMC com carga resistiva.

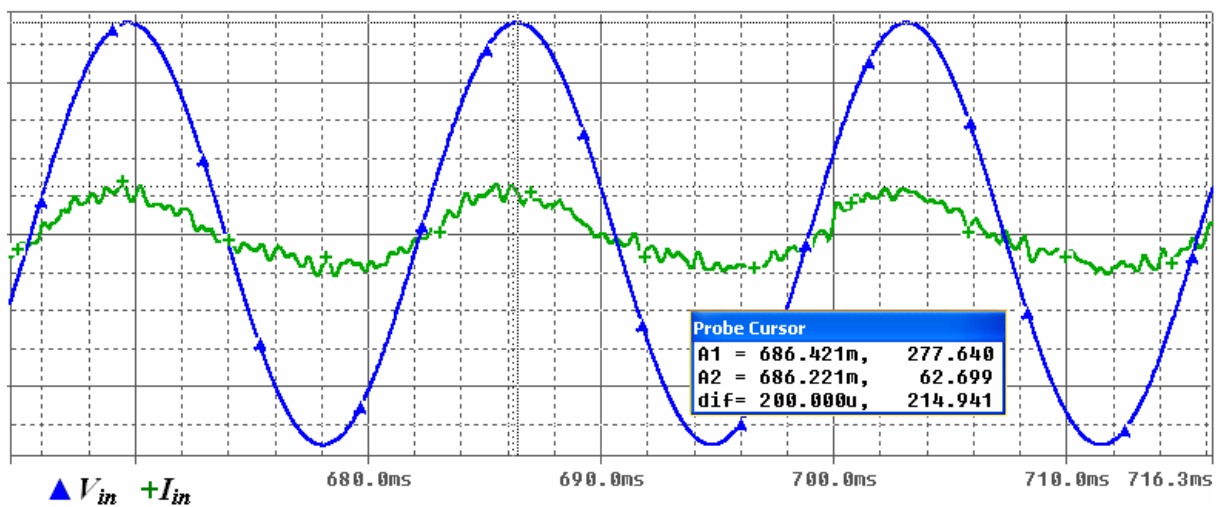


Figura 5.14 – Tensão e corrente na entrada do circuito equivalente do SMC com carga indutiva.

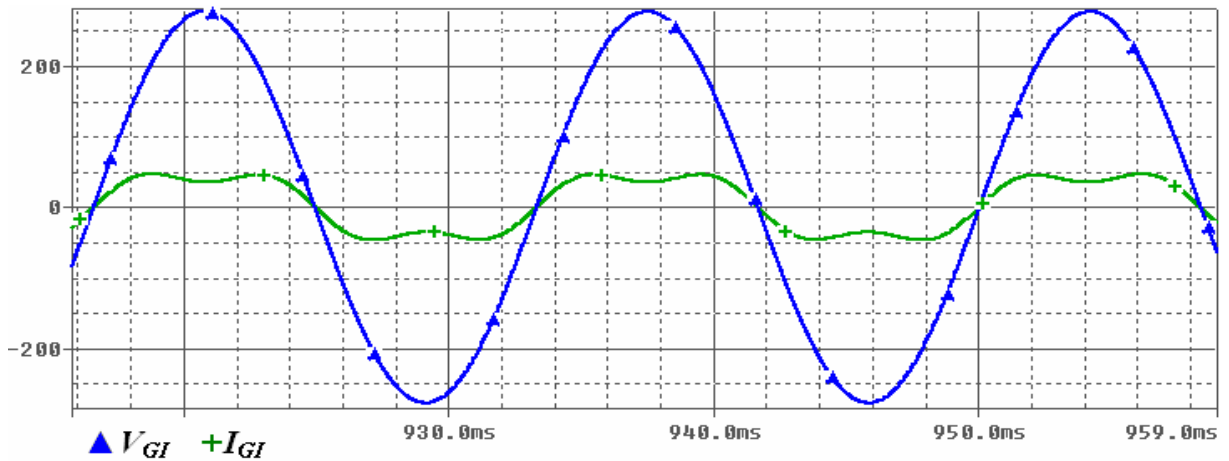


Figura 5.15 – Tensão e corrente na carga com a presença do 3º harmônico.

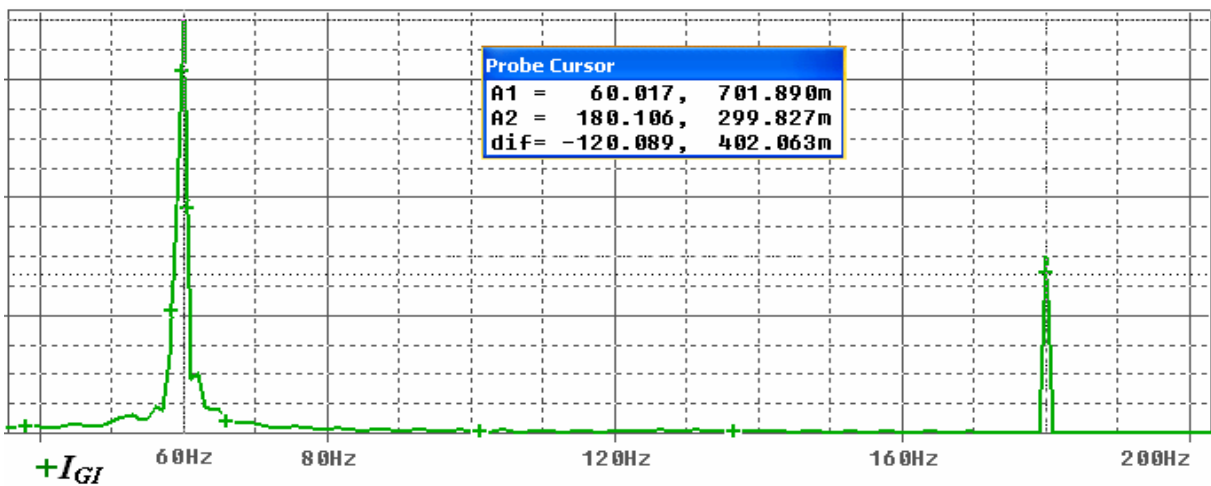


Figura 5.16 – Conteúdo harmônico da corrente na presença do 3º harmônico.

O resultado da Figura 5.15 comprova que o modelo apresentado pode representar a carga pelo seu conteúdo harmônico, considerando as condições de operação do SMC e as simplificações efetuadas e discutidas no capítulo 4. A figura 5.16 mostra o espectro harmônico da corrente da Figura 5.15, e também comprova a correta modelagem do SMC.

De posse do fator de potência e da corrente de entrada do SMC para carga indutiva, mostrada na Figura 5.8, pode-se calcular o resistor e o indutor equivalentes, usando as equações (4.5), (4.8) a (4.11), da seção 4. Então, de  $FP = 0.983$  e  $I_{in} = 0.68A_{RMS}$  obtém-se  $L_{eq_p} = 4.15H$  e  $R_{eq_p} = 292.58\Omega$ . Com isso, determina-se o circuito equivalente final, composto por um resistor em paralelo com um indutor. Ou seja, o circuito equivalente ao

SMC é levemente indutivo, pois a indutância  $L_{eq_p}$  para o caso simulado, apresenta um valor elevado.

## 5.2 Resultados Práticos para o GI e o SMC

Para a obtenção dos resultados práticos foram utilizadas as mesmas cargas para o GIAE simulado, o mesmo ocorrendo com o SMC.

### 5.2.1 Resultados Práticos do GIAE

Os resultados práticos foram obtidos com o GI real, cujos dados estão no Anexo A e, além disso, as cargas utilizadas foram as mesmas cargas utilizadas nas simulações. Na Figura 5.17 tem-se a tensão e corrente na carga, para carga resistiva conectada ao GIAE.

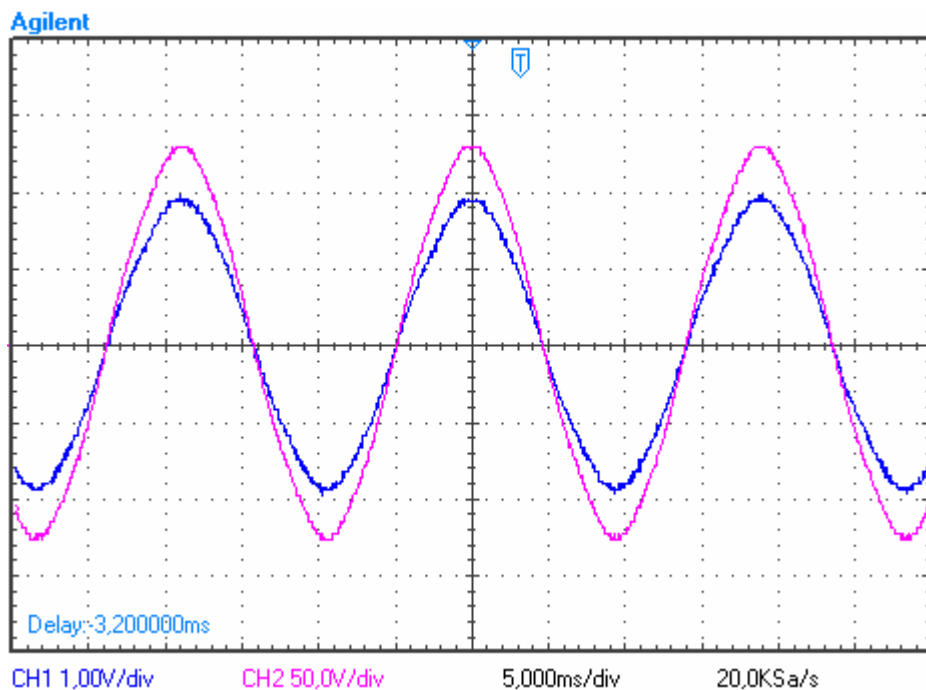


Figura 5.17 – Tensão e corrente na carga resistiva conectada ao GIAE.

O canal 2 (CH2) mostra a tensão, na escala de  $50V/div$ , e a ponteira de tensão com um ganho de 0.5. O canal 1 (CH1) mostra a corrente, na escala  $1V/A$  do medidor de corrente, e  $1V/div$  do osciloscópio.

Conforme a Figura 5.17 e os dados levantados, a tensão na carga é  $181.4V_{RMS}$  e a corrente igual a  $1.34A_{RMS}$ . A potência total na carga é  $729W$ . Na Figura 5.18 é vista a tensão e a corrente na carga com carga praticamente indutiva formada por uma resistência de  $3\Omega$  em série com uma indutância de  $0.32H$ .

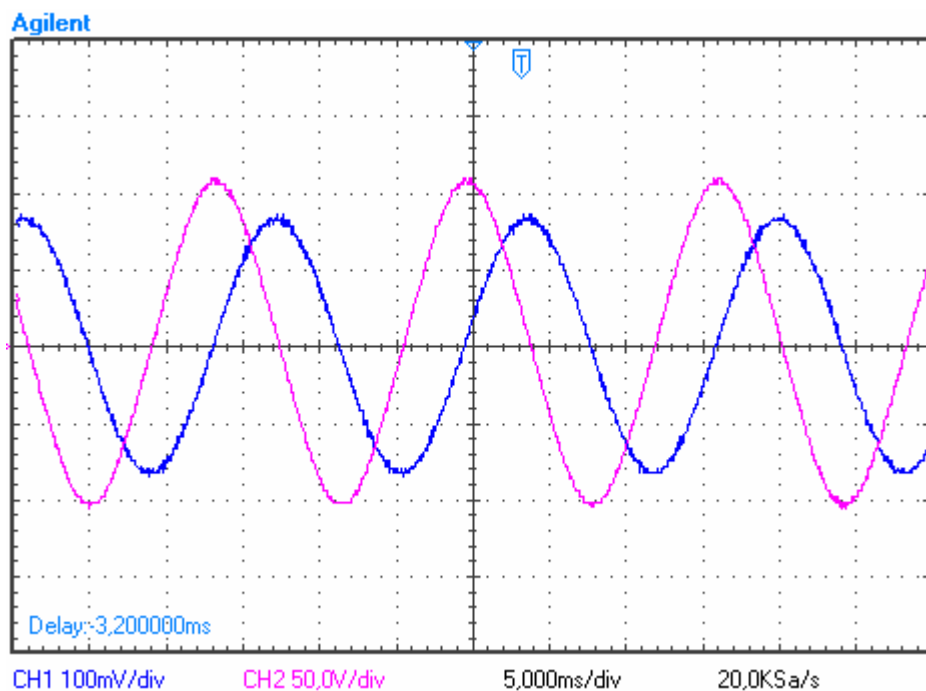


Figura 5.18 – Tensão e corrente na carga indutiva conectada ao GIAE.

Na Figura 5.18 o canal 2 (CH2) mostra a tensão, na escala de  $50V/div$ , e a ponteira de tensão com um ganho de 0.5. O canal 1 (CH1) mostra a corrente, na escala  $100mV/A$  do medidor de corrente, e  $100mV/div$  do osciloscópio. Nesta situação, a tensão na carga é  $143.3V_{RMS}$  e a corrente igual a  $1.18A_{RMS}$ . A potência total na carga é  $507VA$ .

Observa-se que a tensão na carga cai de  $181.4V_{RMS}$  com carga resistiva para  $143.3V_{RMS}$  com carga indutiva, sem o uso do SMC. Isto significa uma queda acentuada, próxima a  $40V_{RMS}$ . Além disso, a potência da carga resistiva é maior do que a potência da carga indutiva.

### 5.2.2 Resultados Práticos do SMC associado ao GIAE

Os resultados práticos para o SMC foram obtidos com um protótipo implementado em laboratório, com potência de  $5kW$ , comandado por uma placa de desenvolvimento baseada na família de DSP 56F8000, e alimentado pelo secundário do transformador trifásico, onde o GIAE alimentava o primário.

O controle do estágio retificador do SMC é baseado na detecção da passagem por zero da tensão de uma fase de referência. A partir desta detecção, um PLL é utilizado para sincronizar a leitura de uma tabela de larguras de pulso pré-definidas, com as tensões da entrada do SMC. Esta leitura tem como resultado um sinal PWM adequado à comutação das chaves. Este sinal é aplicado a uma placa dedicada de comando, o qual distribui o sinal PWM corretamente para cada chave. A Figura 5.19 mostra a tensão e corrente na entrada do SMC com carga resistiva de  $108\Omega$  por fase, utilizando a ponteira de tensão com ganho igual a 0.5 e sensor de corrente com ganho de  $2V/A$ , e na Figura 5.20 é visto a tensão e corrente na saída do SMC para a mesma situação de carga, onde o sensor de corrente tem um ganho  $5V/A$ .

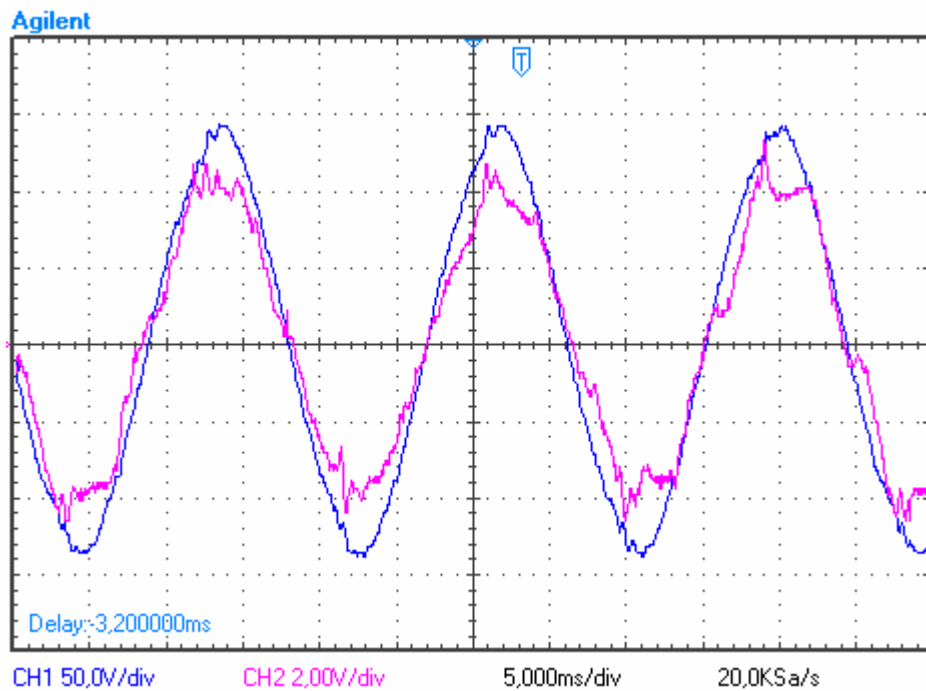


Figura 5.19 – Tensão e corrente na entrada do SMC para carga resistiva.

A tensão e corrente na carga, dadas na Figura 5.20, são respectivamente iguais a  $144V_{RMS}$  e  $1.35A_{RMS}$ . A potência total na carga é  $583W$ . A tensão de entrada, dada na Figura 5.19 é  $200V_{RMS}$ . A Figura 5.21 mostra a tensão e corrente na entrada do SMC com carga indutiva de  $0.256H$  com  $2\Omega$  de resistência série, por fase.

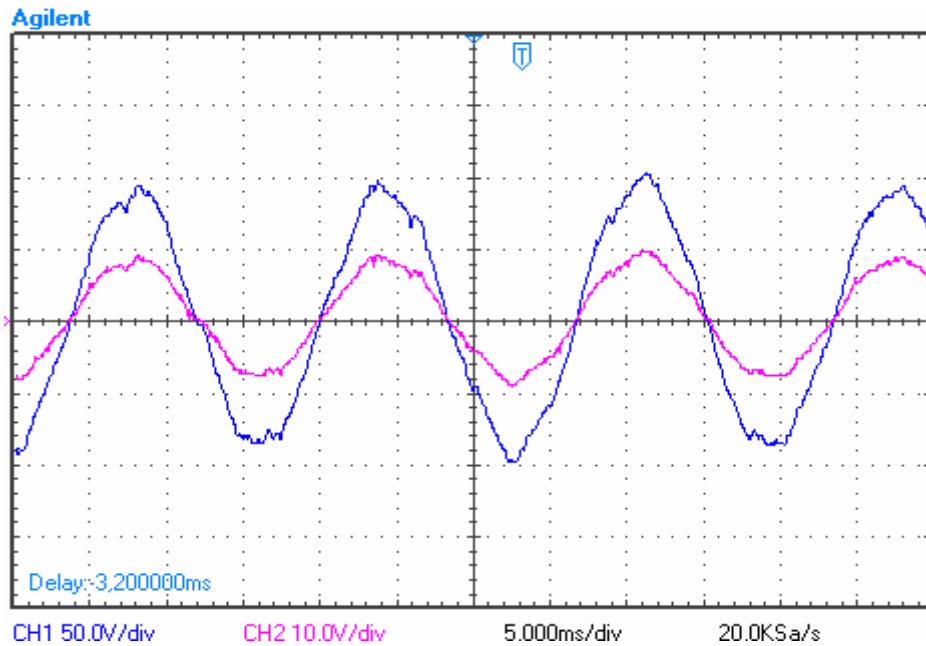


Figura 5.20 – Tensão e corrente na carga resistiva.

Nas medidas das Figuras 5.21 a ponteira de tensão tem um ganho de 0.5 e o sensor de corrente tem um ganho de  $0.5V/A$ . Já na Figura 5.22 o sensor de corrente tem um ganho de  $5V/A$ .

A tensão na entrada do SMC, mostradas na Figura 5.21, é igual a  $212V_{RMS}$ . A Figura 5.22 mostra a tensão e a corrente na carga, cujos respectivos valores são  $165V_{RMS}$  e  $1.15A_{RMS}$ . A potência total na carga é  $569.25VA$ .

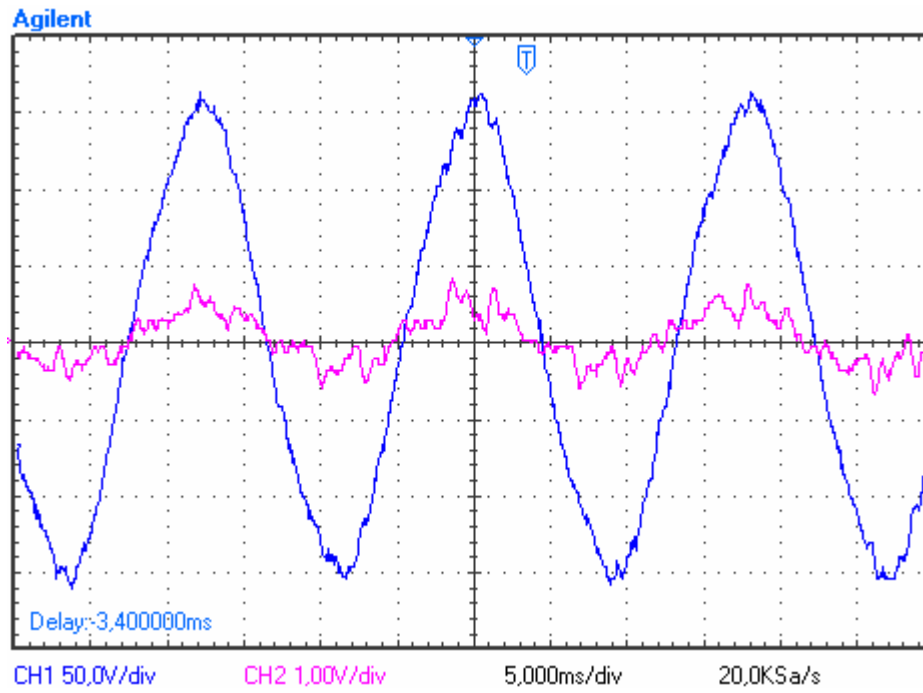


Figura 5.21 – Tensão e corrente na entrada do SMC para carga indutiva.

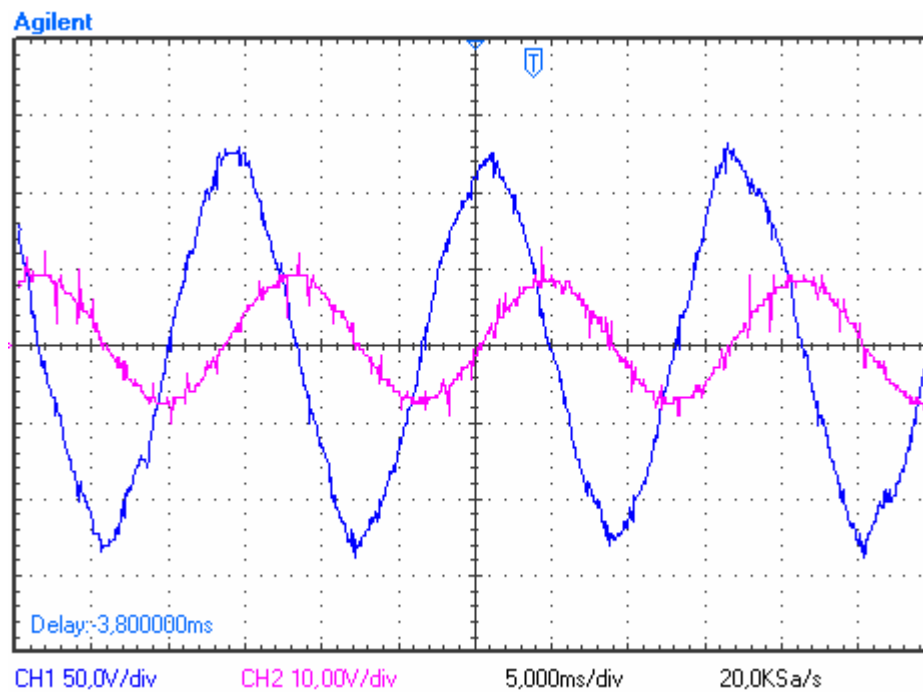


Figura 5.22 – Tensão e corrente na carga indutiva.



Como observado nas Figuras 5.19 e 5.21, a corrente drenada pelo SMC está em fase com a tensão, tendo na saída carga resistiva ou indutiva. Portanto, se as cargas indutiva e resistiva tiverem potências aproximadamente iguais, como é o caso, a queda de tensão na entrada do SMC para as duas situações será muito próxima. Quantitativamente essa diferença fica em  $12V_{RMS}$ . Como a potência da carga resistiva é um pouco maior que a potência da carga indutiva, essa diferença acentuada de tensão de justifica, podendo ser minimizada utilizando carga resistiva e indutiva de mesma potência.

Por estes resultados obtidos com o SMC, comprova-se que a corrente de entrada está sempre em fase com a sua respectiva tensão de fase, sob carga indutiva ou resistiva.

Um resultado importante obtido da associação do SMC com o GIAE é a redução dos capacitores de auto-excitação para que se tenha a mesma queda de tensão de uma carga resistiva conectada diretamente nos terminais do GI, ou no secundário do transformador, quando é conectada uma carga indutiva na saída do SMC. Como citado anteriormente, a corrente de entrada está em fase com a tensão, e isto se reflete na regulação de tensão do GI.

A Figura 5.23 mostra o resultado da conexão de uma carga indutiva de  $0.256H$  com  $2\Omega$  de resistência série, com  $15\mu F$  de capacitores de auto-excitação. Ou seja,  $4\mu F$  a menos com que os resultados foram apresentados anteriormente.

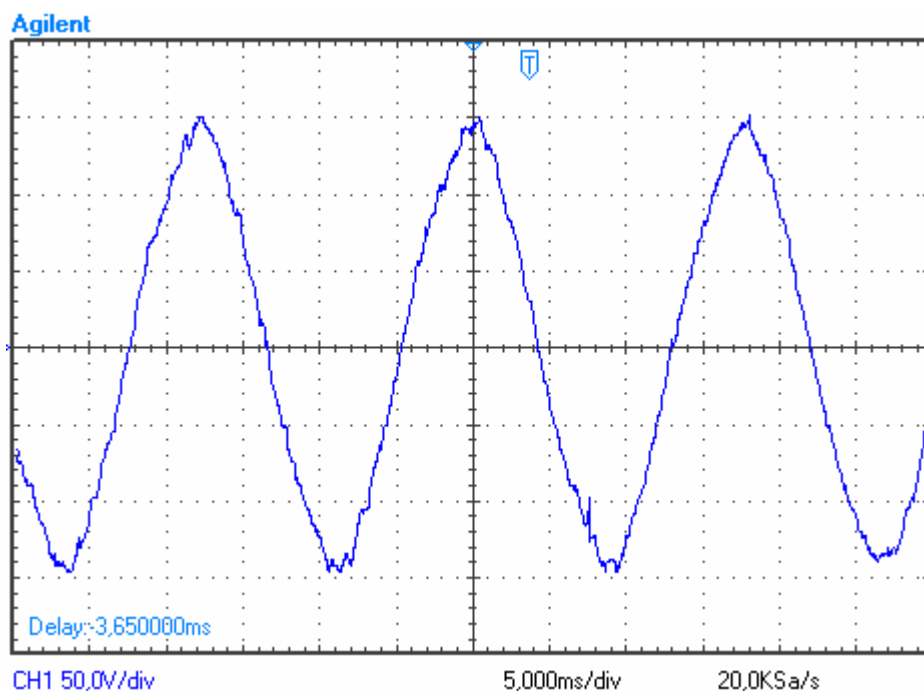


Figura 5.23 – Tensão na entrada do SMC com banco de capacitores com  $15\mu F$ .

A tensão mostrada na Figura 5.23 é aproximadamente  $206V_{RMS}$  e a potência da carga é aproximadamente  $600VA$ . Comparando-se o resultado desta mesma carga indutiva conectada no secundário do transformador, sem o SMC, tem-se  $143.3V_{RMS}$  e potência total na carga de  $507VA$ . Ou seja, mesmo com uma carga maior e utilizando o SMC, a tensão no secundário do transformador melhora sua regulação em aproximadamente  $62V_{RMS}$ . Além disso, o gerador de indução necessita, neste acaso, em torno de 30% menos capacitores de auto-excitação para que se tenha a mesma queda de tensão de uma carga resistiva de mesma potência.

### 5.3 Resumo do Capítulo

Comparando-se os resultados da simulação e os resultados práticos com o GIAE percebe-se uma concordância razoável entre os resultados simulados e experimentais nas amplitudes e formas de onda. No caso do SMC, os resultados práticos e simulados comprovam que a corrente de entrada é sempre resistiva, sob condição de carga resistiva ou resistiva-indutiva na saída. Com isto, observa-se que a conexão do SMC ao GIAE melhora a regulação de tensão, além de reduzir em torno de 30% o valor dos capacitores de auto-excitação.

Os resultados práticos do SMC apresentaram uma corrente de entrada com distorção superior à simulação. Isso ocorre pela existência de perdas e instabilidades no circuito de potência, além de variáveis externas que não foram consideradas pelo modelo matemático do conversor, tais como ruído externo, perdas de chaveamento e atrasos de propagação de sinais.

Mostrou-se neste capítulo que o modelo equivalente proposto nesta dissertação a partir do conteúdo harmônico do SMC, apresentou resultados condizentes em relação à simulação do circuito de potência completo.

Como a frequência fundamental do sinal PWM responsável pelo comando do estágio inversor do SMC é constante, a frequência da tensão na é fixa.

## 6 CONCLUSÕES

Esta dissertação descreve uma configuração eletrônica capaz de minimizar os capacitores de auto-excitação quando associados ao GI em operação isolada, regulando a tensão na carga e mantendo a frequência fixa. Além disso, este trabalho contribui para a redução de custo desses sistemas pelo fato de permitir a operação do GIAE com velocidade variável na máquina primária, não apresentar componentes de armazenamento extras e minimizar o banco de capacitores para auto-excitação do GI. Com a tecnologia aqui desenvolvida espera-se viabilizar a utilização dos geradores de indução auto-excitados para capacidades cada vez maiores.

Os resultados práticos obtidos nos testes de laboratório do CEEMA-UFSM confirmam os resultados simulados em computador e a teoria apresentada com relação às formas de onda, dimensões do banco de capacitores de auto-excitação e níveis de tensão e corrente.

O modelo dinâmico do GI implementado no Orcad apresentou precisão e robustez eletricamente compatíveis quando simulado com os capacitores de auto-excitação e cargas resistiva e indutiva. A simulação do sistema completo, conectando o SMC ao GI, demandou grande capacidade de processamento e longos tempos de simulação. O modelo equivalente usando apenas o conteúdo harmônico do SMC apresentou resultados condizentes com a teoria, dadas as condições e simplificações efetuadas, e que são válidas para o conversor em questão. Com isso, possibilitou a simulação do SMC associado ao GI com um tempo extremamente reduzido se comparado ao mesmo sistema simulado na íntegra.

A teoria apresentada, a simulação e os resultados práticos dos testes conectando o GI diretamente a cargas resistivas e indutivas, apresentaram concordância experimental compatível e ficaram muito próximos entre si. Da mesma forma, os resultados obtidos no protótipo do SMC foram satisfatórios para os propósitos deste trabalho.

Por outro lado, os resultados das simulações e práticas com o SMC demonstraram que a configuração eletrônica proposta nesta dissertação pode assegurar uma corrente de entrada sempre em fase com a respectiva tensão, não importando se a carga é resistiva ou resistiva-indutiva. Isso reduz o tamanho dos capacitores de auto-excitação, pois sob o ponto de vista do GI, a carga é praticamente sempre um resistor.

Com os desenvolvimentos realizados até o presente, o conteúdo harmônico da corrente de entrada ainda é elevado, tanto na simulação como na prática. Na montagem experimental teve-se muito ruído externo associado aos sinais de comando, erros de modulação causados

por instabilidades no circuito de detecção de passagem por zero da tensão da fonte de alimentação, atrasos de propagação de sinais, e distúrbios causados aos demais sinais. Tais ruídos são do tipo irradiado, principalmente pela carga indutiva conectada na saída do conversor. Este problema pode ser tratado pela blindagem convencional e nos testes foi minimizado apenas com a compactação do protótipo, numa única placa, incluindo o estágio retificador e inversor do SMC.

A configuração eletrônica implementada não incluiu a realimentação da tensão de saída do conversor, apresentando distorção devido ao barramento CC conter uma ondulação decorrente da ausência de capacitores. Mesmo assim, o controle manteve a corrente de entrada do SMC sempre em fase com a tensão. Com isto, a conexão do SMC junto ao GIAE pôde reduzir em torno de 30% o valor dos capacitores de auto-excitação, refletindo-se em redução de custo, peso, e volume.

O sistema proposto pode apresentar melhores formas de onda, inclusive próximas da senoidal, se for implementado um controle mais sofisticado, o que está fora do escopo deste trabalho. Mesmo assim, pôde-se obter uma corrente drenada pelo SMC praticamente resistiva e com baixo conteúdo de componentes harmônicos.

Como conclusão final, a associação do SMC ao GIAE, possibilita a redução do banco de capacitores, regula a tensão e mantém a frequência fixa na carga decorrente da sintetização da tensão pelo inversor com frequência fixa, além de reduzir o custo, aumentar a segurança de sistemas baseados em GIAE e melhorar de forma geral a qualidade da energia fornecida.

## **6.1 Principais Contribuições**

Este trabalho contribui para a melhoria dos sistemas de energia baseados em GIAE em operação isolada com relação à qualidade da energia fornecida, vista pelos seguintes aspectos:

- 1) Minimização dos capacitores de auto-excitação decorrente do fornecimento de potência ativa à carga, mesmo com cargas indutivas conectadas na saída do conversor.
- 2) Regulação automática da tensão na carga pela presença de carga resistiva, vista pelo gerador.
- 3) Frequência de saída fixa, dependente do comando PWM adotado no estágio inversor.
- 4) Redução de custos como resultado da redução do banco de capacitores para auto-excitação do GIAE, quando este alimenta carga resistiva-indutiva com mesma potência.

5) Flexibilização no uso do conversor de potência para aplicação de várias técnicas de controle, visando a minimização dos harmônicos de corrente e o controle do fluxo de potência reativa independente do fluxo da potência ativa.

De uma forma geral, esta dissertação contribui para o desenvolvimento e viabilização de sistemas alternativos com capacidade cada vez maiores assegurando novas vantagens no uso do GIAE e minimizando os problemas normalmente encontrados nos sistemas alternativos de energia baseados no GIAE operando de forma isolada.

## 6.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Sugere-se para o prosseguimento deste trabalho o desenvolvimento de um controle mais sofisticado para o SMC visando reduzir a *THD* da corrente de carga e compensar a distorção da tensão de saída, obtendo assim uma forma de onda senoidal com baixa distorção com mínimo uso de capacitores e indutores de potência.

Propõe-se ainda a modelagem da associação do gerador de indução com o SMC utilizando outro software com interface circuital ou matemática, ou ambas, como MatLab ou PSim. Isso possibilitaria a simulação mais completa e a possibilidade de estudarem-se novas teorias e conhecimentos de forma mais detalhada.

Propõe-se ainda um estudo do comportamento da solução proposta nesta dissertação e de custos detalhados para instalações com ampla faixa de potência, para verificar sua viabilidade e sua aplicabilidade em sistemas de maior potência.

Por fim, propõem-se novos estudos visando a redução ou até mesmo a eliminação do banco de capacitores de potência.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] AHMED, T.; NORO, O.; HIRAKI, E.; NAKAOKA, M. **Terminal Voltage Regulation Characteristics by Static Var Compensator for a Three-Phase Self-Excited Induction Generator**. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 4, July/August 2004.
- [2] AL-SAFFAR, M. A.; NHO, E.; LIPO, T. A. **Controlled Shunt Capacitor Self-Excited Induction Generator**. IEEE, 1998.
- [3] BARAKATI, S. M.; KAZERANI, M.; CHEN, X. **A New Wind Turbine Generation System Based on Matrix Converter**. Power Engineering Society General Meeting, IEEE June 2005.
- [4] BASSETT, D. E.; POTTER, M. F. **Capacitive Excitation for Induction Generators**. IEE Transactions, Vol. 54, pp. 540-543, 1935.
- [5] CHAPMAN S. J. **Electric Machinery Fundamentals**. McGraw-Hill, 1985.
- [6] FAURI, M. **Harmonic Modeling of Non-Linear Load by Means of Crossed Frequency Admittance Matrix**. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 12, No. 4, Nov 1997.
- [7] FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY J. C.; KUSKO, A. **Máquinas Elétricas: Conversão Eletromecânica de Energia, Processos, Dispositivos e Sistemas**. McGraw-Hill, 1975.
- [8] GRANTHAM, C.; SUTANTO, D.; MISMAIL, B. **Steady-State and Transient Analysis of Self-Excited Induction Generators**. IEE Proceedings, Vol. 136, Pt. E, No. 2, March 1989.
- [9] HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Implementation of a Controlled Rectifier Using AC-AC Matrix Converter Theory**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 7, No. 1, January 1992.
- [10] HOLTZ, J.; BOELKENS, U. **Direct Frequency Converter with Sinusoidal Line Currents for Speed-Variable AC Motors**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36, No. 4, November 1989.
- [11] IIMORI, K.; SHINOHARA, K.; YAMAMOTO, K. **A Study of Dead-time of PWM Rectifier of Voltage-Source Inverter without DC Link Components and Its Operating Characteristics of Induction Motor**. IEEE, IAS 2004.
- [12] KOLAR J. W.; SCHAFMEISTER, F.; ROUND, S. D.; ERTL, H. **Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters**. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 5, September 2007.
- [13] KUMAR, S. G.; RAHMAN, S. A.; UMA, G. **Operation of Self-Excited Induction Generator Through Matrix Converter**. Power Engineering Society General Meeting, IEEE, June 2005.

- [14] KUO, S. C.; WANG, L. **Analysis of Isolated Self-Excited Induction Generator Feeding a Rectifier Load**. IEE Proceedings, 2002.
- [15] KUPERMAN, A.; RABINOVICI, R. **Shunt Voltage Regulators for Autonomous Induction Generators, Part II: Circuits and Systems**. Electronics, Circuits and Systems, ICECS, IEEE 2004.
- [16] LEIDHOLD, R.; GARCIA, G.; VALLA, M. I. **Field-Oriented Controlled Induction Generator With Loss Minimization**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002.
- [17] MARRA, E. G. **Gerador de Indução Associado a Inversor PWM Operando com Frequência Constante**. Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Campinas, SP, Brasil, Agosto 1999.
- [18] MARRA, E. G.; POMILIO, J. A. **Sistemas de Geração Baseados em Gerador de Indução Operando com Tensão Regulada e Frequência Constante**. SBA Controle & Automação Vol. 11 no. 01 / Jan., Fev., Mar, Abril de 2000.
- [19] MILANOVIC, M.; DOBAJ B. **Unity Input Displacement Factor Correction Principle for Direct AC to AC Matrix Converters Based on Modulation Strategy**. IEEE Transactions on Circuits and Systems – Part I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 47, No. 2, February 2000.
- [20] MINARI, Y.; SHINOHARA, K.; UEDA, R. **PWM-rectifier/Voltage-source Inverter without DC Link Components for Induction Motor Drive**. IEE Proceedings-B, Vol. 140, No. 6, November 1993.
- [21] MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics Applications and Design**. John Wiley & Sons, Inc. 2nd. ed., 1995.
- [22] MOHAPATRA, K. K.; JOSE, P.; DROLIA, A.; AGGARWAL, G.; THUTA, S. **A Novel Carrier-Based PWM Scheme for Matrix Converters that is Easy to Implement**. IEEE, 2005.
- [23] MOLINAS M.; NAESS, B.; GULLVIK, W.; UNDELAND, T. **Cage Induction Generators for Wind Turbines with Power Electronics Converters in the Light of the New Grid Codes**. EPE, 2005.
- [24] MULJADI, E.; BUTTERFIELD, C. P.; SALLAN, J.; SANZ, M. **Investigation of Self-Excited Induction Generators for Wind Turbine Applications**. IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting, Phoenix, Arizona, October 3-7, 1999.
- [25] MURTHY, S.A.; JOSE, R.; SINGH, B. **A Practical Load Controller or Stand Alone Small Hydro Systems Using Self Excited Induction Generator**. Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, IEEE, 1998.
- [26] NEJMI, A.; ZIDANI, Y.; NACIRI, M. **Investigation on the Self Excited Induction Generator Provided with a Hydraulic Regulator**. FIER, Tétouan, Maroc, 2002.

- [27] PEÑA, R.; CARDENAS, R.; BLASCO, R.; ASHER, G.; CLARE, J. **A Cage Induction Generator Using Back to Back PWM Converters for Variable Speed Grid Connected Wind Energy System**. The 27<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2001.
- [28] PERUMAL, B.V.; CHATTERJEE, J. K. **Analysis of a Self Excited Induction Generator with STATCOM/Battery Energy Storage System**. IEEE 2006.
- [29] RASHID, M. H. **Power Electronics Systems, Devices and Applications**. Prentice-Hall International, Inc., 2nd. ed., 1993.
- [30] REFORMAT, M.; WOODFORD, D.; WACHAL, R.; TARKO, N. J. **Non-linear Load Modeling for Simulations in Time Domain**. 8<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power, IEEE, Oct 1998.
- [31] SATISH, T.; MOHAPATRA, K.K.; MOHAN, N. **Speed Sensor-less Direct Power Control of a Matrix Converter Fed Induction Generator for Variable Speed Wind Turbines**. International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES '06, 2006.
- [32] SEYOUM, D.; GRANTHAM, C.; FAHMAN, F. **The Dynamics of an Isolated Self-Excited Induction Generator Driven by a Wind Turbine**. IECON'01: The 27<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001.
- [33] SIMÕES, M.G.; FARRET, F.A. **Renewable Energy Systems - Design and Analysis with Induction Generators**. CRC Press, Boca Raton, Florida, EUA, 2008.
- [34] SINGH, B.; MURTHY, S. S.; GUPTA, S. **STATCOM-Based Voltage Regulator for Self-Excited Induction Generator Feeding Nonlinear Loads**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 5, October 2006.
- [35] SUNG, K. M.; KOBAYASHI, K.; SATO, Y. **A New Control Method to Reduce Input Current Harmonics in Matrix Converters**. IEEE, 2002.
- [36] SZCZESNY, R.; RONKOWSKY, M. **A New Equivalent Circuit Approach to Simulation of Converter – Induction Machine Associations**. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE' 91), pp. 4/356-4/361, Firenze, Italy, 1991.
- [37] TANADY, A. H. **Modeling of Self-Excited Induction Generator and AC/DC/AC Converter for Energy Conversion Systems**. School of Electrical and Computer Engineering, Curtin University of Technology , 1987.
- [38] VENTURINI, M. **A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive component**. In Proc. POWERCON 7, pp. E3-1-E3-15, 1980.
- [39] WAGNER, C. F. **Self-Excitation of Induction Motors**. AIEE Transactions, Vol 58, pp. 47-51, Feb. 1939.
- [40] WEI, L.; LIPO, T. A. **A Novel Matrix Converter Topology with Simple Commutation**. Proceedings of the IEEE-IAS Annual Meeting, vol. 3, 2001.



## ANEXO A

### Dados de Placa, Parâmetros e Curva de Magnetização do Gerador de Indução Utilizado

Os parâmetros do GI foram obtidos realizando o ensaio a vazio e medindo-se seus parâmetros internos. A curva de magnetização foi obtida acionando-se o GI com um motor CC até este atingir a velocidade síncrona de um motor de indução de 4 pólos e  $60\text{Hz}$ , e variando-se a tensão de alimentação do GI acima da tensão nominal.

#### Dados de Placa

Tensão nominal:	$220V / 380V$
Corrente nominal:	$4A / 2.3A$
Potência:	$1kW$
Frequência:	$60\text{Hz}$
Nº Pólos:	4
Rotação:	$1730\text{RPM}$

#### Parâmetros

Indutância do estator:	$0.043H$
Indutância do rotor:	$0.043H$
Resistência do estator:	$4.3\Omega$
Resistência do rotor:	$4.3\Omega$

Tabela A1 – Valor de tensão de fase x corrente correspondente à curva de magnetização.

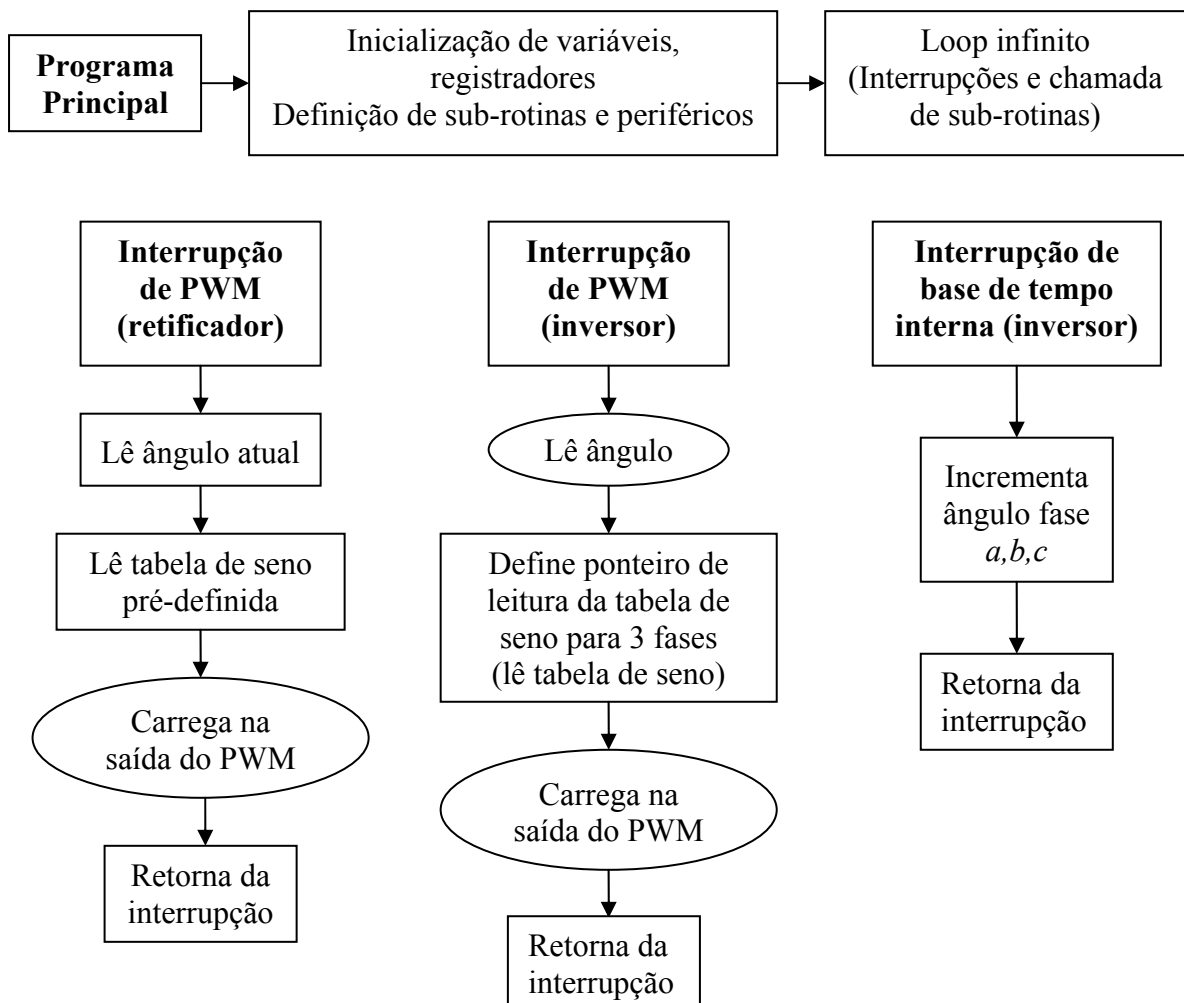
Corrente [A]	Tensão [V]	Corrente [A]	Tensão [V]	Corrente [A]	Tensão [V]
0.000	0.0	0.581	173.2	1.007	261.0
0.121	34.6	0.674	198.6	1.051	265.6
0.224	66.4	0.752	218,8	1.277	282.9
0.317	95.3	0.819	232.7	1.690	297.3
0.404	120.1	0.849	237.9	2.500	311.8
0.489	146.1	0.922	251.1	6.000	329.1

## ANEXO B

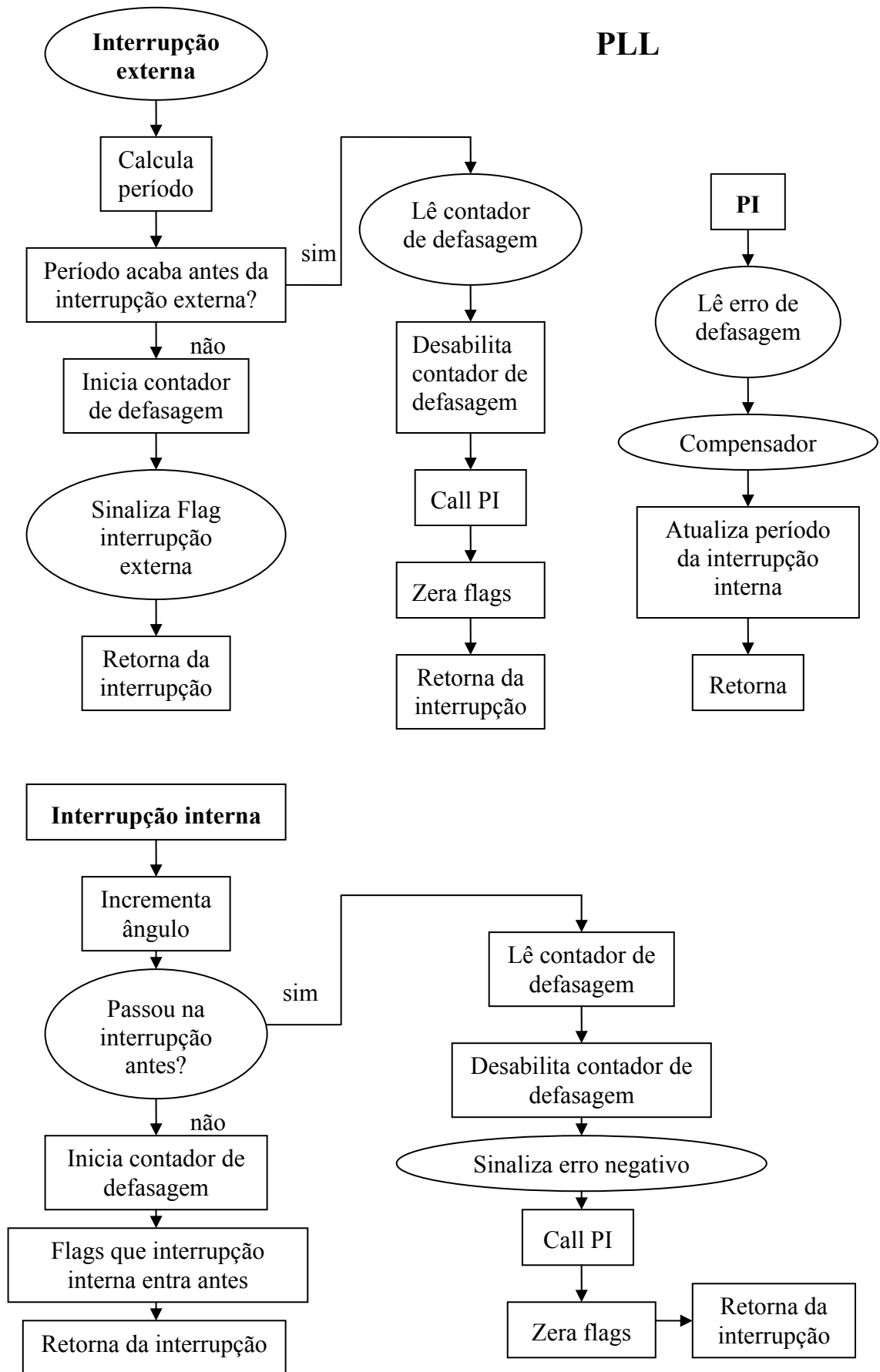
### Fluxograma e Listagem de Comandos do Programa Implementado em DSP para o Acionamento do SMC

O programa para acionamento das chaves eletrônicas do estágio retificador e inversor foi implementado em um DSP modelo 56F8013 da Motorola. Este DSP possui 6 canais de conversores A/D, 6 PWM de saída e capacidade de processamento compatível com aplicações que requerem velocidade e precisão. O programa implementado é baseado em interrupções, onde após o processo de inicialização e definição das funções e periféricos utilizados pelo DSP, a partir das quais as interrupções internas e externas chamam determinada função ou executam uma sub-rotina. Estas interrupções são responsáveis por acionar os canais PWM de saída do DSP, além de fazerem a leitura de ângulo e frequência da tensão da entrada do SMC.

#### Diagrama de Fluxo



## PLL



## Listagem de Comandos

```

#include "Cpu.h"
#include "Events.h"
#define SetPV(Val) setRegBitGroup(PWMA_PMCTL,PRSC,(Val))
#define setRegBite(reg, bit) (reg |= bit)
#define clrRegBite(reg, bit) (reg &= ~bit)

void NOP();

bool flag;

word DAC_OUT,DAC_OUT2,Value1;

word INV_R,INV_S,INV_T;

int SPeriod,SPeriod2;

const word tabela[201] = {
    //tabela de Seno
    2500,2579,2657,2735,2813,2891,2968,3045,3122,3198,3273,3347,3420,3493,3565,3635,370
    4,3773,3840,3905,3970,4032,4094,4153,4211,4268,4322,4375,4426,4475,4523,4568,4611,46
    52,4691,4728,4762,4794,4825,4852,4878,4901,4922,4940,4956,4969,4980,4989,4995,4999,5
    000,4999,4995,4989,4980,4969,4956,4940,4922,4901,4878,4852,4825,4794,4762,4728,4691,
    4652,4611,4568,4523,4475,4426,4375,4322,4268,4211,4153,4094,4032,3970,3905,3840,377
    3,3704,3635,3565,3493,3420,3347,3273,3198,3122,3045,2968,2891,2813,2735,2657,2579
    ,2500,2422,2343,2265,2187,2109,2032,1955,1878,1803,1727,1653,1580,1507,1436,1365,129
    6,1227,1160,1095,1031,968,906,847,789,732,678,625,574,525,477,432,389,348,309,272,238,
    206,176,148,122,99,79,60,44,31,20,11,5,1,0,1,5,11,20,31,44,60,79,99,122,148,176,206,238,2
    72,309,348,389,432,477,525,574,625,678,732,789,847,906,968,1031,1095,1160,1227,1296,1
    365,1436,1507,1580,1653,1727,1803,1878,1955,2032,2109,2187,2265,2343,2422
};
const tabelaR[201] = { //tabela de Seno
    0,157,314,471,627,782,937,1091,1243,1395,1545,1694,1841,1986,2129,2270,2409,2545,267
    9,2810,2939,3065,3187,3307,3423,3536,3645,3751,3853,
    3951,4045,4135,4222,4304,4222,4135,4045,3951,3853,3751,3645,3536,3423,3307,3187,306
    5,2939,2810,2679,2545,2409,2270,2129,1986,1841,1694,
    1545,1395,1243,1091,937,782,627,471,314,157,0,157,314,471,627,782,937,1091,1243,1395,
    1545,1694,1841,1986,2129,2270,2409,2545,2679,2810,
    2939,3065,3187,3307,3423,3536,3645,3751,3853,3951,4045,4135,4222,4304,4222,4135,404
    5,3951,3853,3751,3645,3536,3423,3307,3187,3065,2939,
    2810,2679,2545,2409,2270,2129,1986,1841,1694,1545,1395,1243,1091,937,782,627,471,314
    ,157,0,0,157,314,471,627,782,937,1091,1243,1395,1545,
    1694,1841,1986,2129,2270,2409,2545,2679,2810,2939,3065,3187,3307,3423,3536,3645,375
    1,3853,3951,4045,4135,4222,4304,4222,4135,4045,3951,
    3853,3751,3645,3536,3423,3307,3187,3065,2939,2810,2679,2545,2409,2270,2129,1986,184
    1,1694,1545,1395,1243,1091,937,782,627,471,314,157,0

```

```

};
const tabela2R[201] = { //tabela de Seno
778,865,955,1049,1147,1249,1355,1464,1577,1693,1813,1935,2061,2190,2321,2455,2591,27
30,2871,3014,3159,3306,3455,3605,3757,3909,4063,4218,
4373,4529,4686,4843,5000,5000,4843,4686,4529,4373,4218,4063,3909,3757,3605,3455,330
6,3159,3014,2871,2730,2591,2455,2321,2190,2061,1935,
1813,1693,1577,1464,1355,1249,1147,1049,955,865,778,696,778,865,955,1049,1147,1249,1
355,1464,1577,1693,1813,1935,2061,2190,2321,2455,
2591,2730,2871,3014,3159,3306,3455,3605,3757,3909,4063,4218,4373,4529,4686,4843,500
0,5000,4843,4686,4529,4373,4218,4063,3909,3757,3605,
3455,3306,3159,3014,2871,2730,2591,2455,2321,2190,2061,1935,1813,1693,1577,1464,135
5,1249,1147,1049,955,865,778,696,778,865,955,1049,1147,
1249,1355,1464,1577,1693,1813,1935,2061,2190,2321,2455,2591,2730,2871,3014,3159,330
6,3455,3605,3757,3909,4063,4218,4373,4529,4686,4843,5000,
5000,4843,4686,4529,4373,4218,4063,3909,3757,3605,3455,3306,3159,3014,2871,2730,259
1,2455,2321,2190,2061,1935,1813,1693,1577,1464,1355,1249,
1147,1049,955,865,778

```

```

};
void NOP() {asm {nop}}

```

```

#pragma interrupt called

```

```

void PWMC1_OnReload(void)
{

```

```

// ***** INVERSOR *****

```

```

PWMC1_SetDuty(2,INV_R);
PWMC1_SetDuty(3,INV_S);
PWMC1_SetDuty(4,INV_T);

```

```

// ***** RETIFICADOR *****

```

```

PWMC1_SetDuty(0,tabelaR[tabelacR]);
PWMC1_SetDuty(1,tabela2R[tabelacR]);

```

```

// *****

```

```

PWMC1_Load();

```

```

}

```

```

#pragma interrupt called

```

```

void EInt1_OnInterrupt(void)
{

```

```

ZC_GetCounterValue(&Value1);
ZC_Reset();
setReg(TMR1_CMPLD1,Value1/200
setReg(TMR1_CMPLD2,Value1/200

```

```
        tabelacR = 0;
        flag = 1;
    }

#pragma interrupt called

void TI1_OnInterrupt(void)
{
    tabelacR++;
}

#pragma interrupt called

void T_200_OnInterrupt(void)
{
    tabelac++;
    if (tabelac >= 200)
    {
        tabelac = 0;
    }
    tabelac2++;
    if (tabelac2 >= 200)
    {
        tabelac2 = 0;
    }
    tabelac3++;
    if (tabelac3 >= 200)
    {
        tabelac3 = 0;
    }
    INV_R = tabela[tabelac];
    INV_S = tabela[tabelac2];
    INV_T = tabela[tabelac3];
}

/* END Events */
```

## ANEXO C

### Materiais e Métodos

Na realização dos experimentos e levantamento dos resultados práticos em laboratório foram utilizados equipamentos descritos na Tabela C1 para medição das variáveis de operação do SMC e do GIAE, tais como medidas de tensão, de corrente e de rotação do gerador de indução.

Tabela C1 – Equipamentos de medida utilizados nos experimentos.

<b>Equipamento</b>	<b>Marca/Modelo</b>	<b>Descrição</b>
Osciloscópio Digital	Agilent / DSO3062A	Osciloscópio digital, 2 canais, 60MHz, proteção CAT II
Multímetro Digital	WaveTek Meterman / 27XT	Multímetro digital, LCD 4 dígitos, escala de tensão CA 750V/CC 1000V, corrente CA/CC 20A
Tacômetro Digital	Takotron / Tako TD100	Medidor de rotação digital, até 9999RPM, display 4 dígitos
Ponteira de Tensão	Fluke / DP120	Ponteira diferencial de tensão, proteção até 600V CAT III
Ponteira de Corrente	Tektronix / A622	Ponteira de corrente de efeito Hall, 70Arms, 100 CA/CC de pico, escalas 10mV/A e 100mV/A

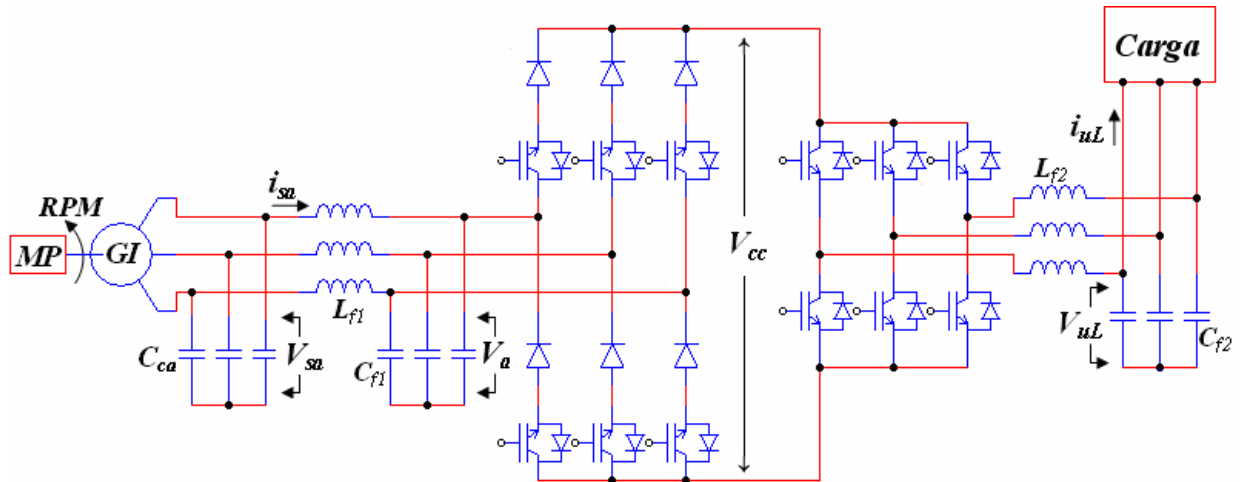


Figura C1 – Circuito de potência do SMC com as variáveis observadas.

No levantamento dos resultados práticos com o protótipo do SMC construído em laboratório, assim como nas simulações realizadas com o mesmo conversor, foram observadas tensões e correntes, mostradas na Figura C1, os quais definem as características de operação do SMC. A visualização destas tensões e correntes serve de comparação e validação da proposta desta dissertação com os resultados obtidos na prática. A Tabela C2 relaciona os equipamentos utilizados com a respectiva variável observada.

Tabela C2 – Equipamentos de medida associados às variáveis observadas.

Variável Medida	Equipamento Utilizado	Tipo de Medida
$V_{sa}$	Osciloscópio Agilent com ponteira de tensão diferencial Fluke	Forma de onda de tensão e valores de pico e rms
$i_{sa}$	Osciloscópio Agilent com ponteira de corrente Tektronix	Forma de onda de corrente e valores de pico e rms
$V_a$	Osciloscópio Agilent com ponteira de tensão diferencial Fluke	Forma de onda de tensão e valores de pico e rms
$V_{cc}$	Osciloscópio Agilent com ponteira de tensão diferencial Fluke	Forma de onda de tensão e valor de pico



$V_{uL}$	Osciloscópio Agilent com ponteira de tensão diferencial Fluke	Forma de onda de tensão e valores de pico e rms
$i_{uL}$	Osciloscópio Agilent com ponteira de corrente Tektronix A622	Forma de onda de corrente e valores de pico e rms
$RPM$	Tacômetro Digital Takotron Tako TD100	Medida de rotação em $RPM$ no eixo do gerador

O tacômetro e o multímetro foram utilizados para o levantamento experimental da curva de saturação do GI utilizado nos experimentos, dada no Anexo A, onde se fez a leitura com o multímetro do valor rms da tensão de fase nos terminais do gerador e com o tacômetro mediu-se a rotação no eixo do gerador em RPM. Além disso, no levantamento dos resultados do GIAE associado ao SMC, foram feitos com a máquina primária mantida numa rotação pré-determinada, cujo valor era visualizado pelo tacômetro digital.

A Figura C2 mostra as variáveis medidas no GI conectado diretamente à carga, sem a presença do SMC.

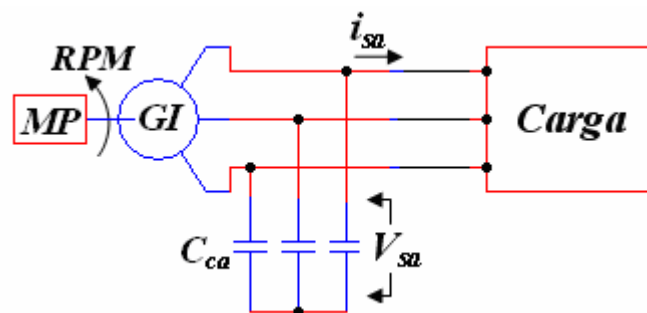


Figura C2 – GI conectado à carga e variáveis observadas.

Para a Figura C2, as variáveis  $RPM$ ,  $V_{sa}$  e  $i_{sa}$  foram medidas utilizando os mesmos equipamentos do caso da Figura C1, de acordo com a Tabela C2.

## ANEXO D

### Protótipo Implementado em Laboratório e Circuitos Utilizados

Apresenta-se em anexo as fotografias do protótipo do SMC implementado no laboratório do CEEMA-UFSM, placa de desenvolvimento em DSP e demais esquemas dos circuitos utilizados para interface de sinais. A Figura D1 mostra o protótipo do SMC e a Figura D2 mostra o SMC conectado ao GIAE.

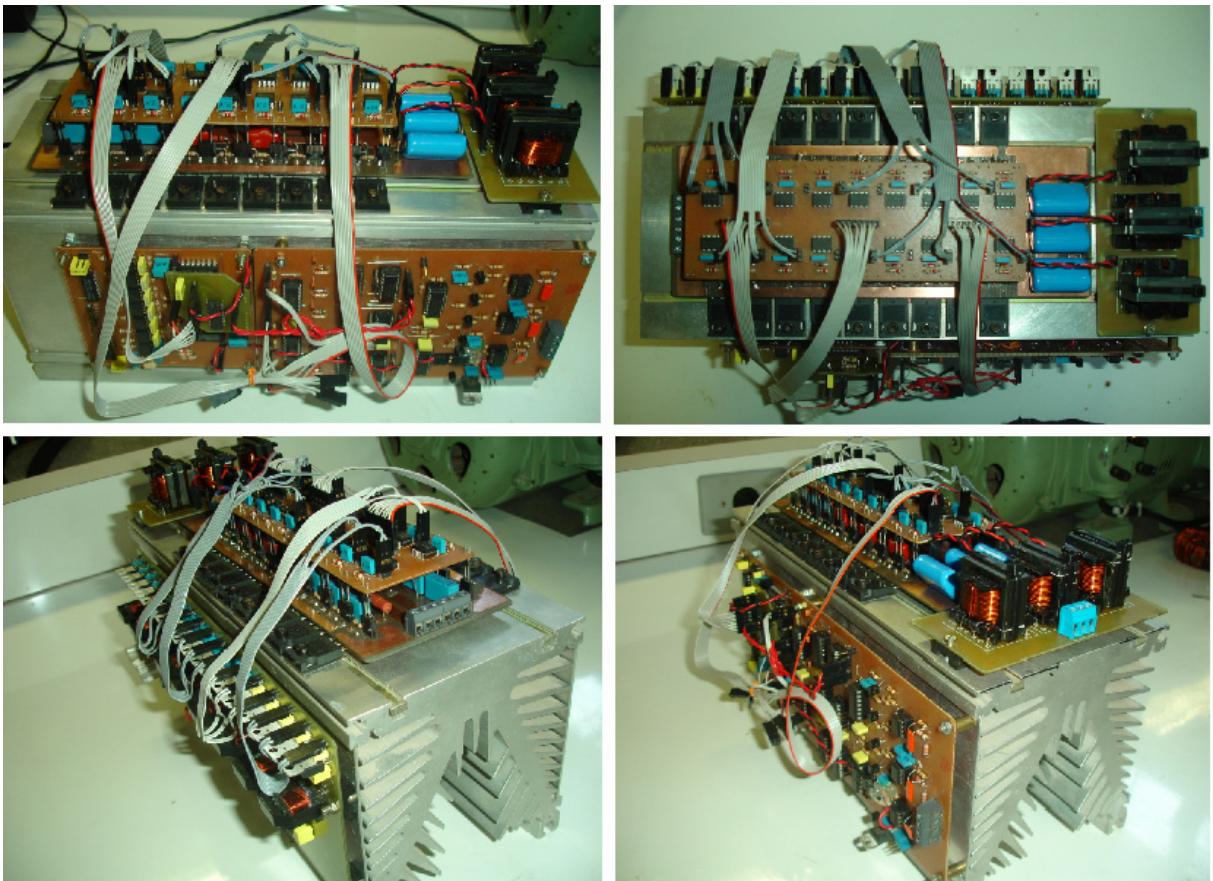


Figura D1 – Protótipo do SMC implementado em laboratório.

O protótipo ilustrado na Figura D1 é constituído por um estágio de potência, que inclui um retificador e inversor, um circuito de detecção de fases e sincronismo, um circuito de distribuição dos sinais para acionamento das chaves eletrônicas, um circuito para isolamento entre os sinais da placa do DSP e demais circuitos e uma placa de drivers para as chaves.

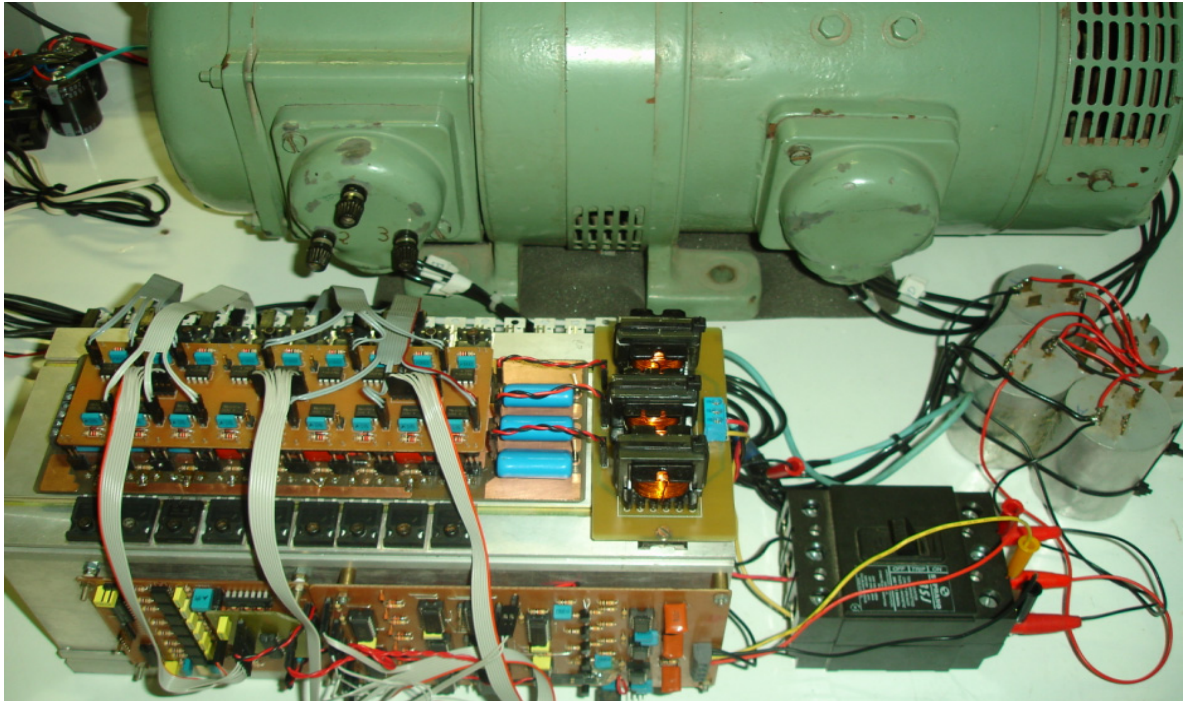


Figura D2 – SMC conectado ao GIAE.



Figura D3 – Placa de desenvolvimento baseada do DSP 56F8013.

A Figura D3 apresenta a placa de desenvolvimento baseada no DSP 56F8013. A figura D4 representa o circuito de detecção de fase e sincronismo. Este circuito é baseado nos amplificadores operacionais TL072, onde se faz a comparação das senóides das três fases para se obter na saída um nível alto de tensão em momentos distintos. Os transistores NPN BC548 são empregados para adequar o sinal de saída dos amplificadores operacionais ao sinal de entrada das portas lógicas TTL.

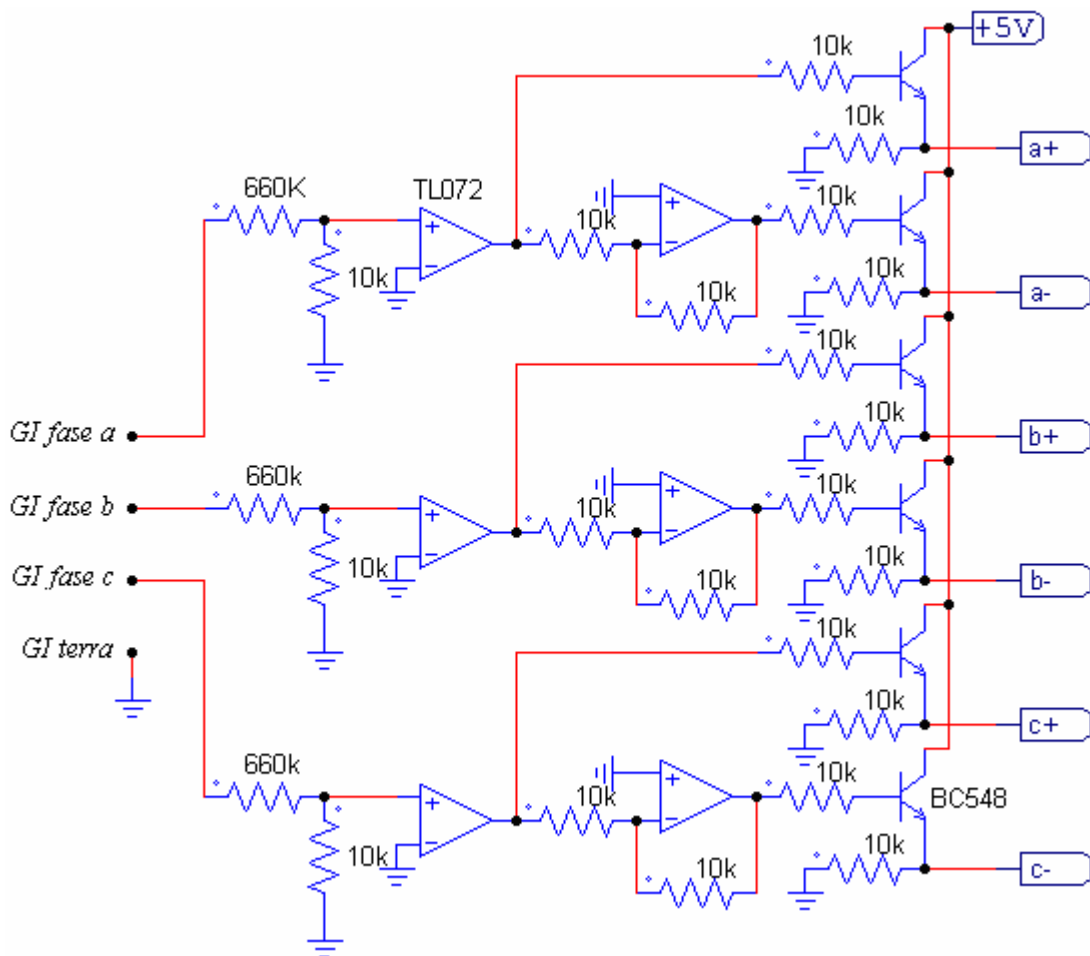


Figura D4 – Circuito de detecção de fase e sincronismo.

A Figura D5 mostra o circuito de distribuição de sinais de sincronismo e PWM. Este circuito ainda habilita a saída de sinal para o acionamento das chaves de acordo com a ativação de portas END, determinada pela lógica empregada no circuito.

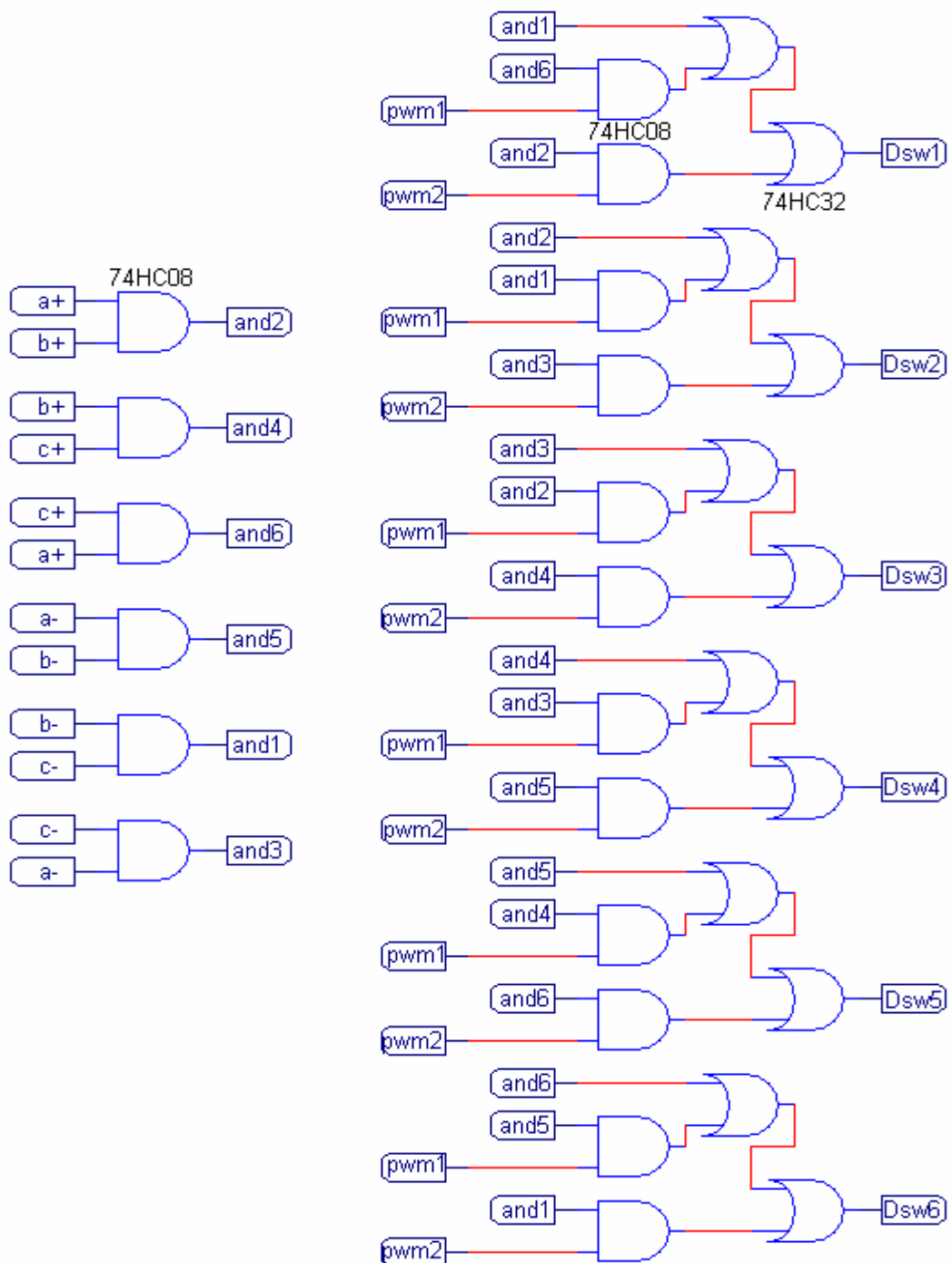


Figura D5 – Circuito de distribuição de sinais de sincronismo e PWM.

A Figura D6 apresenta o circuito de driver das chaves eletrônicas. Neste circuito são empregados isoladores ópticos digitais com driver, além de um pré-estágio para geração de tempo morto (Dead Time).

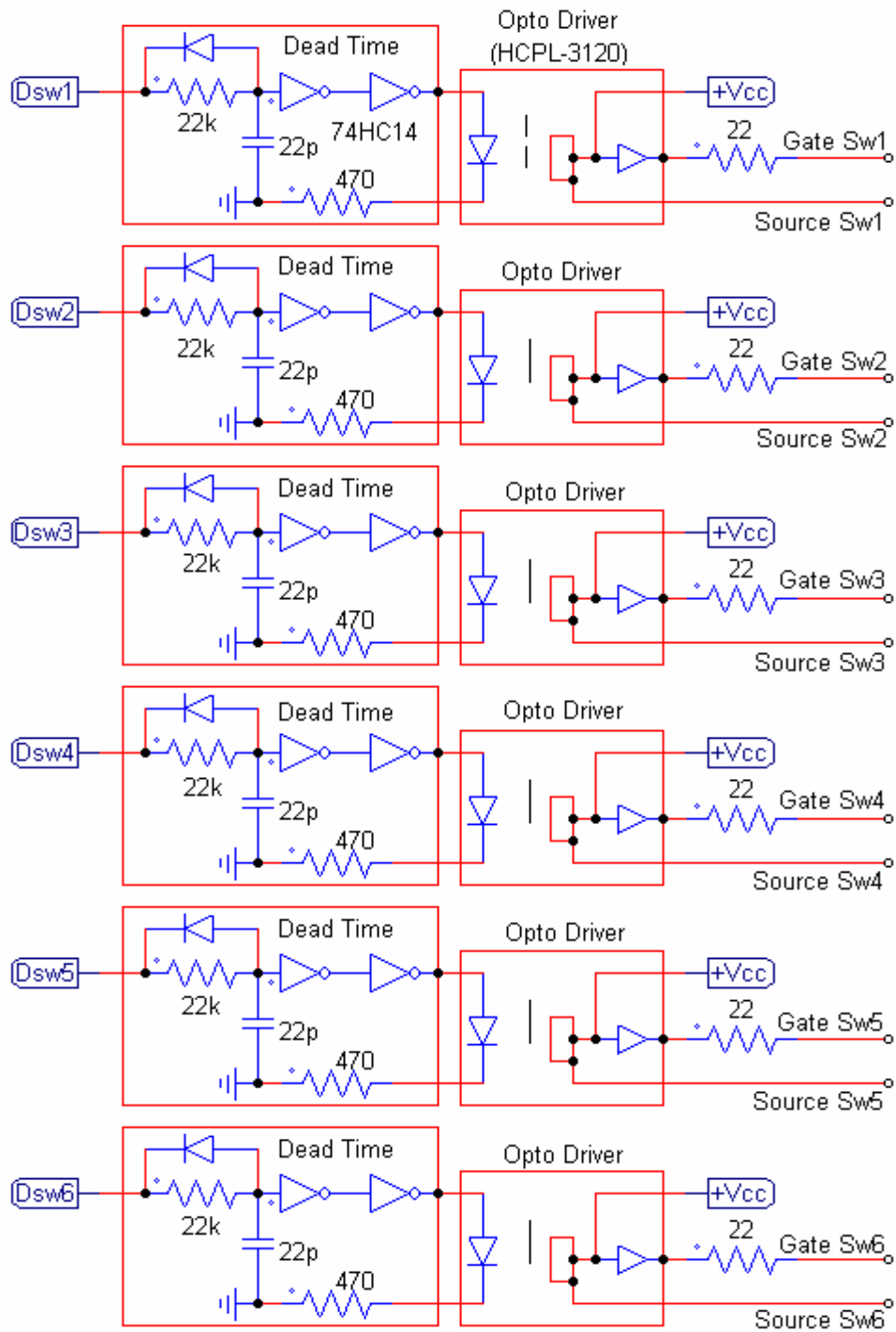


Figura D6 – Circuito de Dead Time e isolador óptico com driver.

Na Figura D7 é visto o circuito para isolação entre a placa do DSP e demais partes do circuito de comando, onde o DSP recebe a informação de sincronismo e envia os sinais dos canais de PWM.

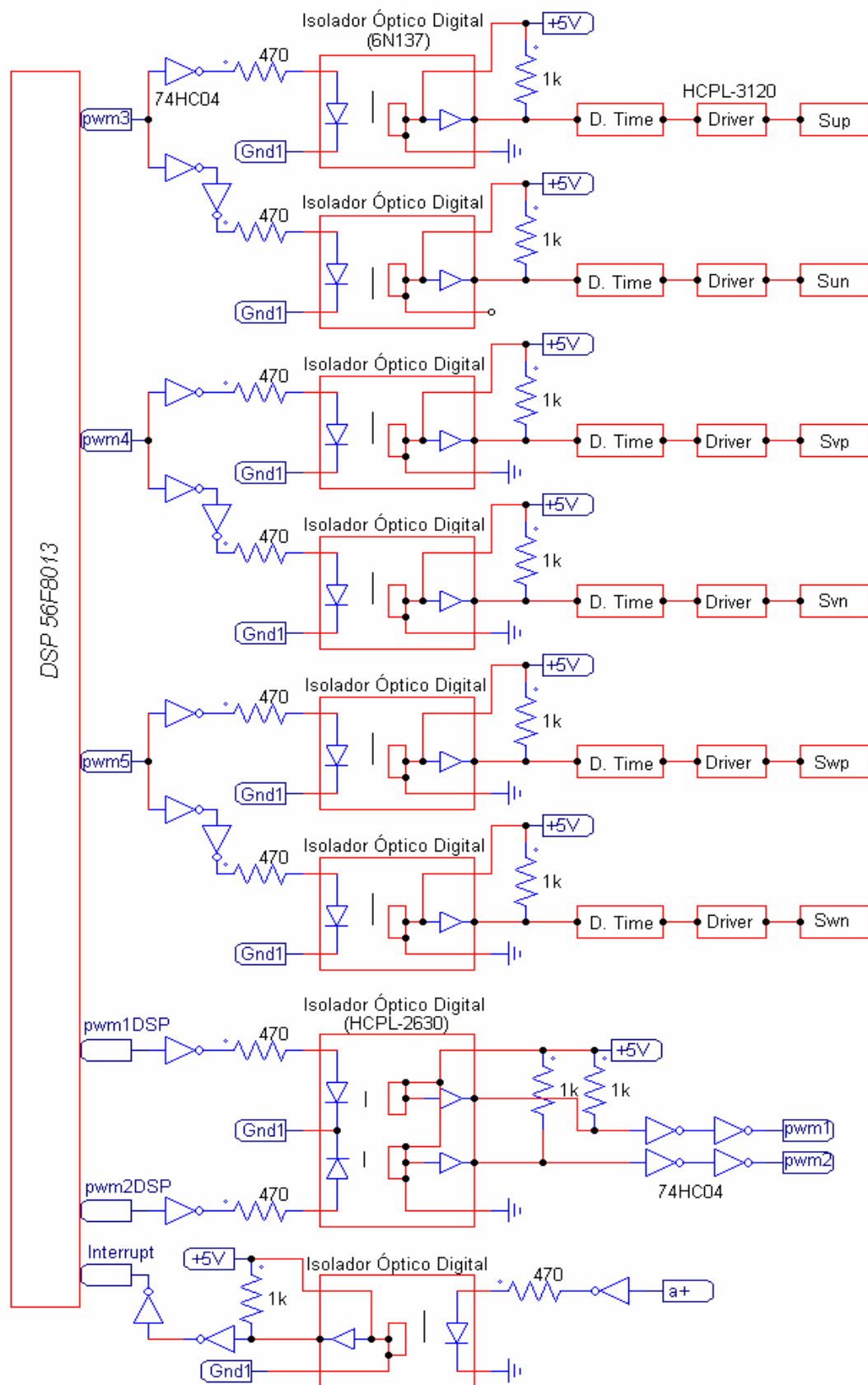


Figura D7 – Circuito de isolamento entre DSP e circuito de comando.