



U F C C G

**SISTEMA DE BOMBEAMENTO
FOTOVOLTAICO COM
MOTOR DE INDUÇÃO
E SEM BATERIAS**

MONTIÊ ALVES VITORINO

SUPRA OMNIS LUX LUCIS

CAMPINA GRANDE – PARAÍBA
AGOSTO – 2008

Sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias

por

MONTIÊ ALVES VITORINO

Eng. Eletricista (Universidade Federal de Campina Grande – 2007)

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Submetida em satisfação parcial dos requisitos ao grau de

MESTRE EM CIÊNCIAS

EM

ENGENHARIA ELÉTRICA

à

Câmara de Ensino de Pós-Graduação e Pesquisa

da

Universidade Federal de Campina Grande

Aprovada em 26 de Agosto de 2008

A presente pesquisa foi desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas da UFCG, com recursos próprios, da FINEP e do CNPq.

V845s

2008 Vitorino, Montiê Alves,

Sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias / Montiê Alves Vitorino. — Campina Grande, 2008.

144 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Referências.

Orientador: Prof. Dr. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa.

1. Energia Fotovoltaica. 2. Bombeamento. 3. Bomba Centrífuga. 4. Máquina de Indução. 5. Acionamento. 6. Eficiência.
I. Título.

CDU – 621.311.68:621.313 (043)

**SISTEMA DE BOMBEAMENTO FOTOVOLTAICO COM MOTOR DE INDUÇÃO E
SEM BATERIAS**

MONTIÊ ALVES VITORINO

Dissertação Aprovada em 26.08.2008



MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Orientador



ANTÔNIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Componente da Banca



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Componente da Banca



ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
AGOSTO - 2008

Este trabalho é dedicado
especialmente aos meus pais
Ubaldo e Maria José
e à minha avó
Mônica

pelo estímulo e atenção a mim
dados durante toda a minha
trajetória como estudante

“Conhecimento é experiência! O resto é apenas informação.”
Albert Einstein

Resumo

Este trabalho trata da utilização da energia fotovoltaica aplicada ao bombeamento de água utilizando motor de indução trifásico acoplado à uma bomba centrífuga sem a necessidade de baterias eletroquímicas para o acúmulo de energia gerada pelo sistema fotovoltaico. No sistema de bombeamento estudado não existe excesso de energia gerado pelos geradores fotovoltaicos, pois toda a energia gerada pelos mesmos é entregue ao conjunto motor-bomba, que por sua vez bombeará mais ou menos volume de água, dependendo da incidência de radiação solar. Pelo fato dos geradores fotovoltaicos possuírem baixa eficiência na conversão de energia luminosa em energia elétrica, é bastante interessante que essa energia sofra a menor perda possível no seu processamento, que vai desde a geração até o destino final, que neste caso é a energia mecânica necessária ao bombeamento. É feito um estudo experimental do conversor elevador push-pull para determinar a melhor relação entre a tensão de entrada e de saída para se obter um bom controle da corrente de entrada com o máximo de eficiência. Também é estudado como otimizar a conversão de energia elétrica em mecânica por parte do motor de indução. As estratégias de otimização estudadas são: controle do fator de potência; controle de busca; e controle com correntes iguais. Neste trabalho também é apresentado o estudo de seis técnicas de controle e acionamento da máquina de indução, que são: controle Volts/Hertz; controle de corrente orientado pelo fluxo rotórico (IFOC) tradicional; IFOC modificado, tensão de eixo-d; IFOC modificado, tensão de eixo-q; controle direto por escorregamento com fluxo estatórico; e controle vetorial direto do conjugado (DTC). Algumas destas técnicas possuem a vantagem de não necessitar de sensor de velocidade. Este estudo é feito para determinar qual destas técnicas de controle é a melhor para aplicação no bombeamento utilizando energia fotovoltaica.

Palavras-chave: Energia Fotovoltaica, Bombeamento, Bomba Centrífuga, Máquina de Indução, Acionamento, Otimização, Eficiência.

Abstract

This work deals with the use of photovoltaic energy applied to water pumping using tri-phases induction motor attached to a centrifuga pump without need of electrochemistry batteries for save the generated energy by the photovoltaic system. On the pumping system studied there isn't excess of generated energy by the photovoltaic generators, because all the energy generated by them is deliver to the aggregation motor-pump, that will pumping more or less water volume, depending on the incidence of solar radiation. Because of photovoltaic generators have low efficiency on conversion of light energy in electric energy, is much interesting that this energy suffers the least possible loss in its processing, that goes from the generation to the final destination, that in this case is mechanical energy needed for the pumping. It is done an experimental study of the push-pull converter lift to determine the best relationship between the voltage input and output to get a good input current control with maximum efficiency. It is also studied how to optimize the electric energy conversion to mechanical by the induction motor. The optimization strategies studied are: power fact control; search control; and equal current control. In this work is presented the study of six control and drive techniques of the induction machine, they are: Volts/Hertz control; classic indirect field oriented control (IFOC); modified IFOC, d-axis voltage; modified IFOC, q-axis voltage; direct stator flux slip control; and direct torque vector control (DTC). Some of those techniques have the advantage of no need velocity sensor. This study is done for determinate which of these techniques of control is better for implementation in pumping using photovoltaic energy.

Keywords: Photovoltaic Energy, Pumping, Centrifuga Pump, Induction Machine, Drive, Optimization, Efficiency.

Índice

Resumo	vii
Abstract	ix
Índice	xi
Índice de Tabelas	xv
Índice de Figuras	xvii
Glossário	xxiii
1 Introdução Geral	1
1.1 Configurações de sistemas de bombeamento	2
1.2 Sistema de bombeamento	6
1.3 Necessidade de controle da máquina de indução	7
1.4 Otimização da energia por meio da redução do fluxo da máquina de indução	8
1.5 Motivação	10
1.6 Objetivos	10
2 Gerador Fotovoltaico	13
2.1 Princípios físicos	13
2.1.1 O Efeito fotoelétrico	14
2.1.2 Modelo matemático do gerador fotovoltaico	17
2.2 Ponto de máxima potência	20
2.3 Considerações	22
3 Conversor Elevador	23

3.1	Conversor push-pull	23
3.1.1	Operação do push-pull	23
3.2	Ensaio do push-pull	25
3.2.1	Fonte KEPCO	26
3.2.2	Carga variável	26
3.2.3	Perfil da potência de entrada do push-pull	27
3.2.4	Resultados experimentais obtidos	27
3.2.5	Análise das perdas do push-pull	31
3.3	Otimização da operação do push-pull	33
3.3.1	Resultado com otimização do push-pull	33
3.4	Considerações	34
4	Controle da Máquina de Indução	37
4.1	Modelo matemático da máquina de indução	39
4.2	Controle Volts/Hertz	40
4.2.1	Avaliação dinâmica da técnica Volts/Hertz	41
4.3	Controle em quadratura	42
4.3.1	Controle de corrente orientado pelo fluxo rotórico – IFOC tradicional	42
4.3.2	IFOC modificado	43
4.3.3	Avaliação dinâmica das técnicas de controle em quadratura	47
4.4	Controle por escorregamento	49
4.4.1	Controle por escorregamento com fluxo estatórico	49
4.4.2	Controle vetorial direto	51
4.4.3	Controle vetorial direto do conjugado – DTC	51
4.4.4	Avaliação dinâmica das técnicas de controle por escorregamento	53
4.5	Considerações	55
5	Otimização do Acionamento da Máquina de Indução	57
5.1	Técnicas de otimização do acionamento da máquina de indução	58
5.1.1	Controle do fator de potência	58
5.1.2	Controle de busca	60
5.1.3	Controle com correntes iguais	63
5.2	Considerações	67

6	Resultados de Simulação	69
6.1	Resultados para as técnicas de acionamento da máquina de indução	70
6.1.1	Controle Volts/Hertz	72
6.1.2	IFOC tradicional	74
6.1.3	IFOC modificado (tensão de eixo-d)	74
6.1.4	IFOC modificado (tensão de eixo-q)	76
6.1.5	Controle por escorregamento com fluxo estatórico	76
6.1.6	Controle DTC	77
6.1.7	Considerações	77
6.2	Resultados para as técnicas de otimização do acionamento da máquina de indução	78
6.2.1	Controle do fator de potência	79
6.2.2	Controle de busca	81
6.2.3	Controle com correntes iguais	82
6.2.4	Considerações	83
6.3	Resultados para a otimização global do sistema de bombeamento fotovoltaico	84
6.3.1	Elevada insolação média	86
6.3.2	Baixa insolação média	87
6.4	Considerações	89
7	Resultados Experimentais	91
7.1	Resultados experimentais com sensor – IFOC	92
7.1.1	Controle do fator de potência – $\cos(\varphi)$	92
7.1.2	Controle com correntes iguais	96
7.1.3	Avaliação dos resultados	98
7.2	Resultados experimentais sem sensor – IFOC-q	99
7.2.1	Controle do fator de potência – $\cos(\varphi)$	99
7.2.2	Controle com correntes iguais	103
7.2.3	Avaliação dos resultados	104
7.3	Considerações	106
8	Conclusões	107
8.1	Trabalhos futuros	109

Agradecimentos	111
A Transformações $3\Phi/dq$, $dq/3\Phi$ e dq/dq	113
A.1 Transformações utilizadas neste trabalho	114
A.2 Determinação das correntes de fase usando as correntes de linha	115
B Descrição dos Blocos do Trabalho	117
B.1 Integrador	117
B.2 Controlador proporcional integral – PI	118
B.3 Cálculo do fator de potência	118
B.4 Algoritmo do controle de busca	120
Referências Bibliográficas	123
I Sistema de Bombeamento Para Ensaios	129
I.1 Geradores fotovoltaicos	130
I.2 Conversor CC/CC – Push-pull	132
I.3 Conversor CC/CA – Inversor	133
I.3.1 Motor ligado em estrela	134
I.3.2 Motor ligado em delta	136
I.4 Motor de indução	137
I.5 Bomba centrífuga	138
I.5.1 Princípio de funcionamento da bomba centrífuga	139
I.5.2 Característica da carga mecânica – bomba hidráulica	140
I.5.3 Potência desenvolvida pela bomba	140
I.6 Sistema hidráulico para ensaios	140
I.7 Processador digital de sinais – DSP	141
I.8 Montagem do sistema de ensaios	143

Índice de Tabelas

4.1	Análise comparativa entre as técnicas de acionamento da máquina de indução	55
6.1	Parâmetros da máquina de indução utilizada nas simulações	69
6.2	Parâmetros do gerador fotovoltaico utilizado nas simulações	72
6.3	Energia entregue à bomba utilizando o perfil de insolação 1 em kilo Joule (kJ)	86
6.4	Energia entregue à bomba utilizando o perfil de insolação 2 em kilo Joule (kJ)	89
7.1	Balanco de energia do sistema para a máquina acionado pela estratégia IFOC	99
7.2	Balanco de energia do sistema para a máquina acionado pela estratégia IFOC-q	106
I.1	Componentes do sistema hidráulico	142

Índice de Figuras

1.1	Sistema de bombeamento usando energia eólica	2
1.2	Esquema da configuração em que o gerador fotovoltaico é ligado diretamente ao motor CC	3
1.3	Esquema da configuração em que o gerador é ligado diretamente no barramento CC do inversor	4
1.4	Esquema da configuração que utiliza conversor boost elevador de tensão	5
1.5	Configurações do conversor push-pull	6
1.6	Diagrama de blocos do sistema de bombeamento utilizado	6
2.1	Diagrama esquemático do aparelho básico para investigar o efeito fotoelétrico	15
2.2	Efeito fotoelétrico	15
2.3	Modelo matemático do gerador fotovoltaico	17
2.4	Curva característica – $P(V)$ curva Potência vs. Tensão; $I(V)$ curva Corrente vs. Tensão	18
2.5	Influência da temperatura e da insolação sobre um gerador fotovoltaico	19
2.6	Pontos de máxima potência de um gerador fotovoltaico	20
2.7	Algoritmo da técnica IncCond de MPPT	21
3.1	Diagrama elétrico do conversor push-pull	24
3.2	Modos de chaveamento do push-pull	24
3.3	Formas dos pulsos de comando das chaves do push-pull	25
3.4	Diagrama do sistema de ensaio do push-pull	26
3.5	Carga variável	26
3.6	Perfil de potência de entrada do push-pull	28
3.7	Resultado para a tensão e corrente de entrada do push-pull	28

3.8	Resultado da eficiência do conversor para diferentes tensões de saída a temperatura de 75 °C	29
3.9	Resultado tridimensional da eficiência do conversor para diferentes tensões de saída à temperatura de 75 °C	30
3.10	Resultado da eficiência do conversor para diferentes temperaturas do gerador fotovoltaico à tensão de saída de 420 V	30
3.11	Resultado tridimensional da eficiência do conversor para diferentes temperaturas do gerador fotovoltaico à tensão de saída de 420 V	31
3.12	Diagrama elétrico para os <i>snubbers</i> das chaves e diodos	32
3.13	Resultado para as perdas do conversor para diferentes tensões de saída à temperatura de 75 °C	32
3.14	Resultado da eficiência do conversor para diferentes temperaturas do gerador fotovoltaico com o conversor operando com otimização de sua operação	34
3.15	Resultado para a tensão de saída do conversor funcionando com otimização de sua operação	35
4.1	Controle Volts/Hertz	41
4.2	Resposta dinâmica para a técnica Volts/Hertz	41
4.3	Controle vetorial em quadratura com o fluxo rotórico – IFOC tradicional	44
4.4	IFOC modificado – tensão de eixo-d	46
4.5	IFOC modificado – tensão de eixo-q	47
4.6	Resposta dinâmica para a técnica IFOC tradicional	48
4.7	Resposta dinâmica para a técnica IFOC modificado – tensão de eixo-d	48
4.8	Resposta dinâmica para a técnica IFOC modificado – tensão de eixo-q	49
4.9	Diagrama de controle vetorial direto por escorregamento com o fluxo estatórico no referencial estatórico	52
4.10	Diagrama de controle vetorial direto do conjugado (DTC)	52
4.11	Resposta dinâmica para a técnica de controle vetorial direto por escorregamento com fluxo estatórico	53
4.12	Resposta dinâmica para a técnica de controle DTC	54
5.1	Diagrama de blocos do controle do fator de potência	58

5.2	Eficiência da máquina para vários pontos de operação – tracejado: sem controle, $\phi_r^* = 0,826$ Wb; linha cheia: com controle de $\cos(\varphi)$	59
5.3	Fluxo rotórico de referência da máquina, ϕ_r^* , no controle de $\cos(\varphi)$ para vários pontos de operação	60
5.4	Diagrama de blocos do controle de busca	61
5.5	Fluxograma da técnica de busca P&O	62
5.6	Eficiência da máquina para vários pontos de operação – tracejado: sem controle, $\phi_r^* = 0,826$ Wb; linha cheia: com controle de busca	63
5.7	Fluxo rotórico de referência da máquina, ϕ_r^* , no controle de busca para vários pontos de operação	63
5.8	Diagrama de blocos do controle com correntes iguais	65
5.9	Eficiência da máquina para vários pontos de operação – tracejado: sem controle, $\phi_r^* = 0,826$ Wb; linha cheia: com controle com correntes iguais	66
5.10	Fluxo rotórico de referência da máquina, ϕ_r^* , no controle com correntes iguais para vários pontos de operação	66
6.1	Controle da tensão do barramento	70
6.2	Insolação durante o dia 18 de maio de 2007 (acima) e janela de tempo utilizada para as simulações (abaixo) – perfil 1	71
6.3	Resultado de simulação para o controle de máquina usando a estratégia Volts/Hertz	73
6.4	Controle da tensão do barramento CC	73
6.5	Potência do gerador fotovoltaico	74
6.6	Resultado de simulação para o controle de torque usando IFOC tradicional	75
6.7	Resultado de simulação para o controle de torque usando IFOC modificado (tenso de eixo-d)	75
6.8	Resultado de simulação para o controle de torque usando IFOC modificado (tenso de eixo-q)	76
6.9	Resultado de simulação para o controle por escorregamento com fluxo estático	77
6.10	Resultado de simulação para o controle DTC	78
6.11	Controle da velocidade angular da máquina	79
6.12	Eficiência da máquina no controle do $\cos(\varphi)$	80
6.13	Fator de potência da máquina	80

6.14	Fluxo de referência gerado pelo controle do $\cos(\varphi)$	81
6.15	Eficiência da máquina no controle de busca	81
6.16	Fluxo de referência gerado pelo controle de busca	82
6.17	Eficiência da máquina no controle com correntes iguais	83
6.18	Fluxo de referência gerado pelo controle com correntes iguais	83
6.19	Correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b	84
6.20	Critério de escolha para a tensão do barramento CC	85
6.21	Otimização global do sistema de bombeamento	85
6.22	Insolação durante o dia 18 de maio de 2007 ocorrido às 11h43min – perfil 2 .	87
6.23	Fluxo de referência (Wb) para o perfil de insolação 2	88
7.1	Potência de entrada do sistema de bombeamento	92
7.2	Fluxo de referência gerado pelo controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional	93
7.3	Torque de referência gerado para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional . .	93
7.4	Fator de potência para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional	94
7.5	Tensão do barramento CC no controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional	94
7.6	Potência desenvolvida pela bomba centrífuga no controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional	95
7.7	Vazão da bomba para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional	95
7.8	Fluxo de referência gerado pelo controle de correntes iguais com IFOC tradi- cional	96
7.9	Torque de referência gerado para o controle de correntes iguais com IFOC tradicional	96
7.10	Tensão do barramento CC no controle de correntes iguais com IFOC tradicional	97
7.11	Potência desenvolvida pela bomba centrífuga no controle de correntes iguais com IFOC tradicional	97
7.12	Vazão da bomba para o controle de correntes iguais com IFOC tradicional . .	98
7.13	Fluxo de referência pelo controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q	100
7.14	Torque de referência gerado para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q	100
7.15	Fator de potência para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q	101

7.16	Tensão do barramento CC no controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q	101
7.17	Potência desenvolvida pela bomba centrífuga no controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q	102
7.18	Vazão da bomba para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q	102
7.19	Fluxo de referência gerado pelo controle de correntes iguais com IFOC modificado tensão de eixo-q	103
7.20	Torque de referência gerado para o controle de correntes iguais com IFOC modificado tensão de eixo-q	104
7.21	Tensão do barramento CC no controle de correntes iguais com IFOC modificado tensão de eixo-q	104
7.22	Potência desenvolvida pela bomba centrífuga no controle de correntes iguais com IFOC modificado tensão de eixo-q	105
7.23	Vazão da bomba para o controle de correntes iguais com IFOC modificado tensão de eixo-q	105
A.1	Correntes do motor ligado em delta	115
B.1	Integração da variável α	117
B.2	Sinais de tensão e corrente com a medição do atraso para o cálculo do fator de potência	118
B.3	Representação da relação entre o fluxo e a amplitude da corrente do estator .	120
I.1	Diagrama de blocos do sistema de bombeamento com sistema hidráulico . .	130
I.2	Sistema de geração fotovoltaica	131
I.3	Esquema elétrico do push-pull	132
I.4	Esquema elétrico do inversor	133
I.5	Modulação escalar para o inversor	134
I.6	Ligação das bobinas do motor	135
I.7	Ligação do motor de indução trifásico	138
I.8	Conjunto motor-bomba trifásico	139
I.9	Trajectoria do fluxo de líquido dentro de uma bomba centrífuga	139
I.10	Sistema hidráulico	141

I.11 Esquema hidráulico do sistema a ser montado	142
I.12 DSP conectado ao computador	143
I.13 Montagem da plataforma de ensaios	143

Glossário

- DTC – *Direct Torque Control*
- IncCond – *Incremental Conductance*
- IFOC – *Indirect Field Oriented Control*
- IFOC-d – *Indirect Field Oriented Control* modificado tensão de eixo-d
- IFOC-q – *Indirect Field Oriented Control* modificado tensão de eixo-q
- MPP – *Maximum Power Point*
- MPPT – *Maximum Power Point Tracking*
- P&O – Perturba e Observa

1

Introdução Geral

O apelo atual para a utilização de energias ditas renováveis é grande. A geração de energia utilizando combustíveis fósseis vem se tornando vilã do meio ambiente, pela alta emissão de poluentes no processo para obter determinado tipo de energia.

Uma forma de geração de energia sem agredir o meio ambiente com poluentes é a energia elétrica fotovoltaica. Esse tipo de energia proporciona poluição nula na sua geração – conversão da energia luminosa em energia elétrica. Além do fato de que a energia fotovoltaica tem a vantagem de sua geração poder ser feita isoladamente, sem necessidade de ligação com qualquer outra rede de distribuição de energia elétrica.

O bombeamento pode ser considerado uma ótima aplicação da energia elétrica fotovoltaica. Pelo fato da luminosidade do sol se manter por um período limitado do dia, é necessário que o bombeamento seja ininterrupto durante esse período, ou seja, toda a energia gerada deve ser entregue à máquina de indução. Considerando que a energia do sol será processada e utilizada para transporte ou armazenamento de um fluido, percebe-se a possibilidade de não utilizar baterias.

Para que seja possível a utilização da energia fotovoltaica no bombeamento de água proveniente de alguma fonte potável, seja ela rio, poço artesiano, açude ou até mesmo a própria água fornecida pela rede de distribuição comercial, se faz necessária a utilização de diversos dispositivos para fazer o processamento da energia elétrica gerada pelos geradores fotovoltaicos numa forma utilizável para acionar o dispositivo que converterá a energia

elétrica em energia mecânica necessária para fazer o bombeamento.

1.1 Configurações de sistemas de bombeamento

O trabalho proposto é destinado a fazer uso da energia elétrica fotovoltaica no bombeamento utilizando motor de indução trifásico acoplado a uma bomba d'água centrífuga. No entanto, existem outras formas de se fazer o bombeamento de água, tais como utilizando cata-ventos, bombas manuais ou bombas elétricas submersas. Mas todas essas formas de bombeamento apresentam limitações na vazão de água bombeada. Estas formas de bombeamento são destinadas ao uso doméstico, cuja demanda não requer elevado volume de água. No caso do bombeamento utilizando cata-ventos, a região na qual o mesmo seria instalado deve apresentar condições favoráveis de vento para aquilo que o cata-ventos se propõe, caso contrário, fica inviável a instalação de um cata-ventos. As bombas manuais não satisfazem a demanda por água. As bombas submersas, chamadas bombas sapo, apresentam baixa vazão e necessitam estar mergulhadas na água que será bombeada, isso dificulta a instalação e aumenta a probabilidade de apresentarem defeitos.

Uma outra aplicação no uso da energia eólica no bombeamento, assim como o cata-ventos, é apresentada em (Muljadi et al., 2000) e (Bialasiewicz e Muljadi, 2003). Nestes trabalhos é apresentada uma forma de bombeamento que utiliza o motor de indução acoplado à bomba centrífuga cuja fonte de energia é uma turbina eólica. Este esquema é mostrado na fig. 1.1. Uma configuração deste tipo apresenta a desvantagem de necessitar de um local cuja incidência de vento seja elevada e ininterrupta.

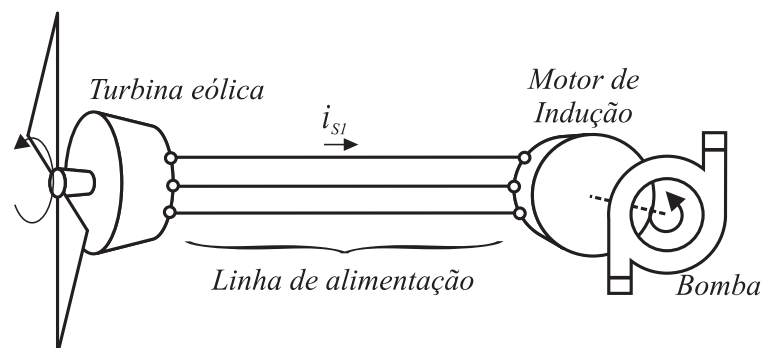


Figura 1.1: Sistema de bombeamento usando energia eólica

Em (Kolhe et al., 2004) é mostrado um estudo feito em cima dos sistema de bombeamento

em que o gerador fotovoltaico é conectado diretamente a um motor CC a ímã permanente acoplado a uma bomba centrífuga. Neste trabalho, foi mostrado que para a utilização deste tipo de configuração se faz necessário um completo estudo desde a carga mecânica, que é a bomba, até o gerador fotovoltaico, para um bom aproveitamento da energia gerada. Isto se dá pelo fato de que o sistema eletromecânico, motor-bomba, apresenta pontos de operação diferentes dos pontos de máxima potência do gerador fotovoltaico, apresentando, assim, uma não transferência da máxima potência gerada. Porém, esta configuração apresenta simples instalação. Na fig. 1.2 é mostrada a ligação entre o gerador fotovoltaico e o motor CC.

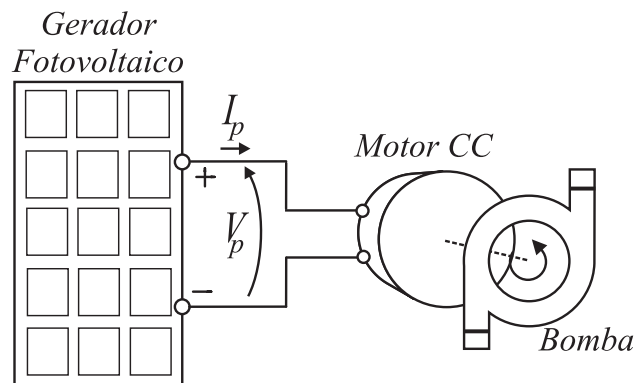


Figura 1.2: Esquema da configuração em que o gerador fotovoltaico é ligado diretamente ao motor CC

Em (Surendra et al., 2000) é apresentada uma configuração de motor-bomba flutuante que utiliza motor CC a ímã permanente de alta eficiência acoplado a uma bomba centrífuga. O motor é conectado diretamente ao gerador fotovoltaico. Esta configuração apresenta desvantagens, pois requer o uso de geradores com tensão elevada para acionar o motor, na ordem de 73V, e a utilização deste sistema flutuante só é possível em situações onde a fonte de água se encontra em local aberto, tal como um rio ou açude.

Um estudo feito em (Vongmanee, 2005) mostrou que o uso de motor CC no bombeamento apresenta desvantagens devido às perdas nas escovas e a necessidade de periódica manutenção devido às mesmas escovas. Uma solução seria um motor CC sem escovas, mas este apresenta dificuldade de se controlar a operação no ponto de torque máximo (Kim et al., 2005). A melhor opção apresentada é a utilização do motor CA para o bombeamento.

O uso da máquina de indução CA operando como motor é uma ótima solução pelo fato da mesma ser de baixo custo e não requerer manutenção. Em (Vongmanee, 2004) é utilizado um motor de indução CA monofásico no bombeamento usando energia fotovoltaica. Porém,

o motor monofásico possui a desvantagem de ser difícil a realização do controle e existe a limitação de potência. Em (Nayar et al., 1993) e (Taha e Suresh, 1996) é utilizado um motor de indução acoplado a uma bomba centrífuga cujo conjunto motor-bomba é submerso. Esta configuração, submersa, apresenta as desvantagens aqui mostradas, como uma grande susceptibilidade de apresentar defeitos.

Em (Muljadi, 1997), (Taha e Suresh, 1996) e (Vongmanee, 2004) é utilizada uma configuração onde o gerador fotovoltaico é ligado diretamente no barramento CC do inversor, fig. 1.3. Esta configuração tem a vantagem de que a corrente é limitada na corrente de curto-circuito do gerador fotovoltaico. Assim, no caso de um curto-circuito no motor ou em um braço do inversor, as chaves do inversor e o motor são protegidos contra excesso de corrente. Além disso, a tensão do barramento CC não ultrapassa a tensão de circuito aberto do gerador fotovoltaico. Porém, para se alcançar a tensão necessária para acionar o motor, se faz preciso fazer associação em série de um elevado número de geradores fotovoltaicos. Por exemplo, no caso de um motor de 220 V, tensão de linha, é preciso associar 20 painéis de 16 V, tensão na máxima potência, em série para alcançar a tensão de 311 V necessária para o barramento CC do inversor.

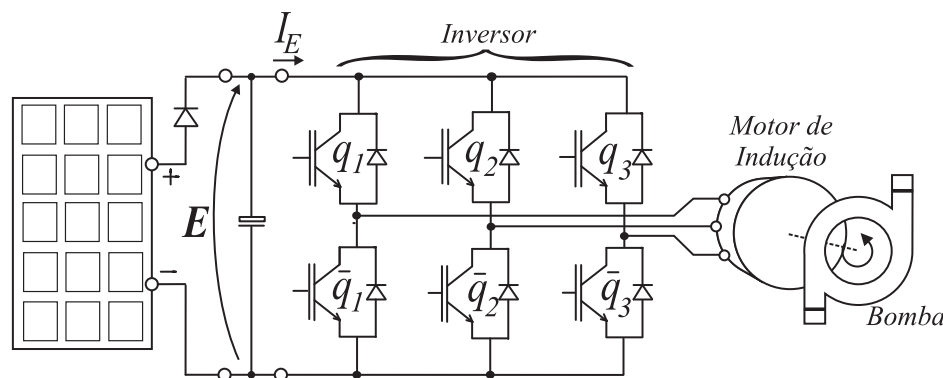


Figura 1.3: Esquema da configuração em que o gerador é ligado diretamente no barramento CC do inversor

Uma solução para reduzir o número de geradores fotovoltaicos associados em série seria utilizar um conversor elevador de tensão entre o gerador e o barramento CC do inversor, fig. 1.4. Em (Vongmanee, 2005) é utilizado um conversor boost para fazer a elevação da tensão do gerador fotovoltaico. Porém, o conversor boost apresenta baixo ganho, o que pode fazer com que ainda seja necessária a utilização de um número relativamente alto de geradores associados em série.

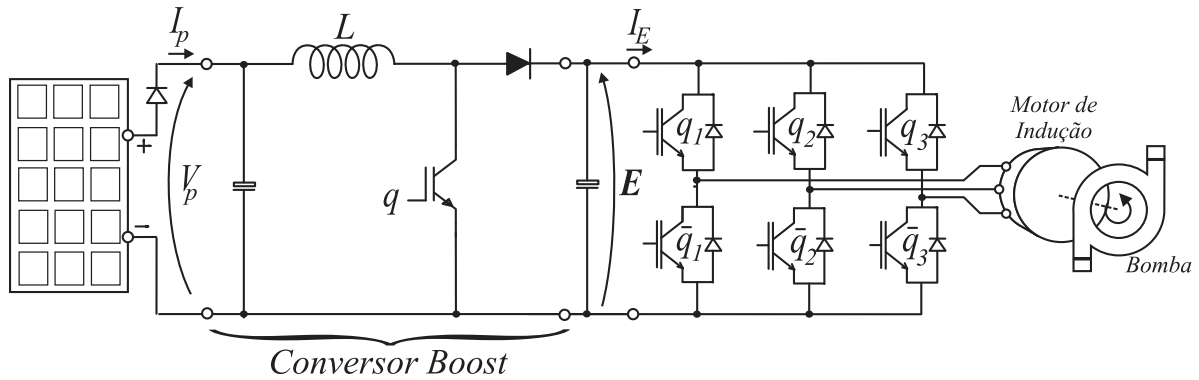


Figura 1.4: Esquema da configuração que utiliza conversor boost elevador de tensão

Para aumentar o ganho do conversor e, conseqüentemente, diminuir o número de geradores fotovoltaicos associados em série, uma solução é fazer uso de um conversor elevador que possua um transformador que utiliza a relação de espiras para aumentar o ganho total do conversor. Este transformador permite a isolação galvânica entre o lado de alta tensão, barramento CC, e o lado de baixa tensão, geradores fotovoltaicos. Para que esse transformador não possua volume elevado, o mesmo deve operar com freqüência elevada. Um conversor deste tipo é o conversor push-pull. Em (Ichinokura et al., 1989) é proposta uma configuração de conversor push-pull para utilização em sistemas fotovoltaicos que utiliza um par de transformadores cujos núcleos são ortogonais entre si. Esta configuração possui a desvantagem da complexidade na construção do transformador e na complexidade no controle do conversor, devido ao elevado número de chaves necessárias. Em (de Aragão Filho e Barbi, 1996) é feito um estudo comparativo entre duas configurações de conversor push-pull, o duplo boost isolado, fig. 1.5(a), e o push-pull alimentado por corrente, fig. 1.5(b). É visto que ambas as configurações apresentam baixo estresse de corrente nas chaves, pois a corrente máxima é igual à corrente de entrada, e elevado ganho. No conversor duplo boost isolado existe a dificuldade no desligamento, uma vez que não é possível remover a energia armazenada em ambos os indutores de entrada simultaneamente. Isto torna o conversor duplo boost isolado inadequado a condições onde não há uma garantia mínima de carga como em sistemas fotovoltaicos isolados. No conversor push-pull, por sua vez, a presença de um único indutor na entrada possibilita o processo de desligamento, quando necessário, com a remoção da energia do indutor. A desvantagem do push-pull alimentado por corrente sobre o duplo boost isolado é que o mesmo apresenta estresse de tensão sobre a chave maior que no caso do duplo boost isolado. Este fato não representa problema devido à baixa tensão de

entrada típica em sistemas fotovoltaicos.

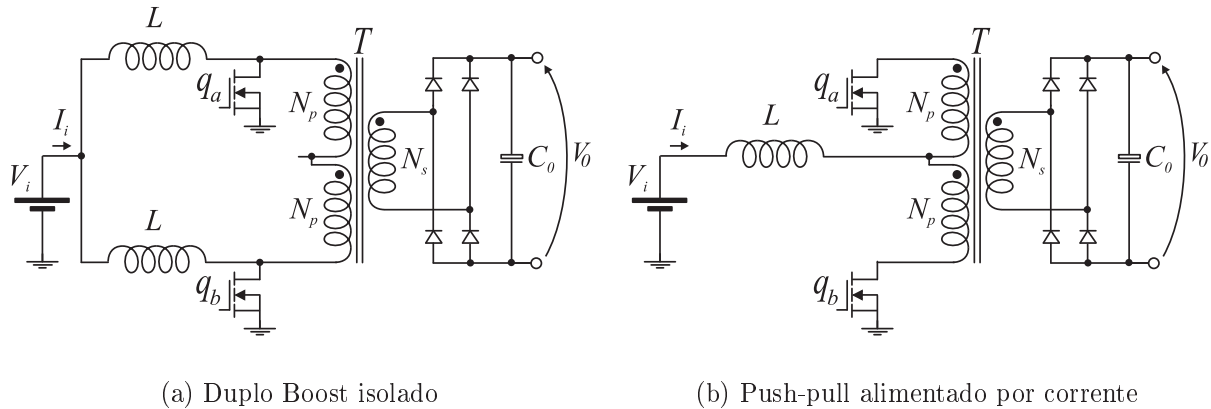


Figura 1.5: Configurações do conversor push-pull

1.2 Sistema de bombeamento

Avaliando as características relevantes dos dispositivos apresentados na seção anterior, levando-se em conta as vantagens e desvantagens apresentadas, a configuração escolhida para o bombeamento utilizando energia fotovoltaica é a apresentada na fig. 1.6.

Os dispositivos necessários para a utilização da energia fotovoltaica no bombeamento são: geradores fotovoltaicos; conversor CC/CC elevador; conversor CC/CA; motor de indução trifásico; e bomba centrífuga. A forma como o *sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias* deve ser montado é mostrado na fig. 1.6.

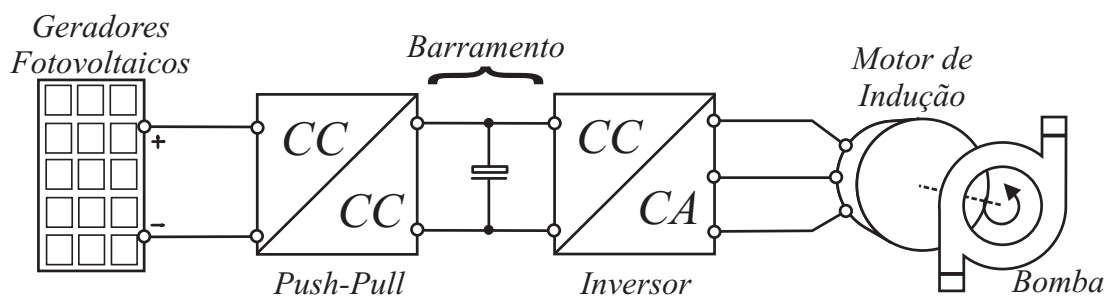


Figura 1.6: Diagrama de blocos do sistema de bombeamento utilizado

Cada dispositivo que compõe o sistema de bombeamento possui sua importância imprescindível no todo. Os *geradores fotovoltaicos* são responsáveis por converterem a energia

luminosa proveniente do Sol em energia elétrica. Essa conversão é feita através do efeito fotoelétrico descoberto por Hertz e estudado com maior profundidade por Einstein. O *conversor CC/CC*, conversor push-pull alimentado por corrente, é responsável por manter o gerador fotovoltaico no ponto de máxima potência. O *converso CC/CA*, inversor, converte a tensão CC do barramento em uma tensão CA trifásica necessária para acionar o *motor de indução*, que por sua vez está acoplado a uma *bomba centrífuga* responsável por bombear a água de um local para outro.

O sistema de bombeamento estudado descarta a necessidade de baterias químicas para o acúmulo do excesso de energia gerada pelo gerador fotovoltaico, pois esse excesso de energia será armazenado não na forma de energia eletroquímica, mas sim na forma de energia potencial gravitacional com o acúmulo de água em um reservatório que se encontre acima do nível da bomba.

Cada dispositivo que compõe o sistema mostrado no diagrama de blocos da fig. 1.6 será mostrado detalhadamente no Anexo I.

1.3 Necessidade de controle da máquina de indução

A máquina assíncrona, máquina de indução, é uma máquina de corrente alternada que apresenta características bastante apreciadas para a realização de acionamentos estáticos a velocidade variável: robustez, simplicidade de construção e baixo preço comparativo com as demais máquinas. Entretanto, sua análise é complexa pois requer o estudo de um sistema multivariável e não linear. Os primeiros esquemas de acionamento com máquina de indução eram do tipo escalar e baseados em modelos de regime permanente, tal como o Volts/Hertz, apresentando fraco desempenho dinâmico. No intuito de desenvolver sistemas de acionamento de alto desempenho, têm sido investigadas estratégias de controle que assegurem o desacoplamento entre o controle do fluxo e do conjugado. Explorando o modelo da máquina, é possível obter este desacoplamento utilizando abordagens ditas vetoriais. Por exemplo, controlando o fluxo rotórico da máquina, pela componente da corrente estatórica em fase com o fluxo, e o conjugado eletromagnético por meio da componente da corrente estatórica ortogonal ou em quadratura com o fluxo, denominado controle por orientação pelo campo. Neste trabalho os sistemas de acionamento com máquina de indução são apresenta-

dos baseando-se numa classificação genérica para as estratégias de controle. Na classificação apresentada neste trabalho, as estratégias de controle são agrupadas em duas categorias denominadas: controle por escorregamento e controle em quadratura. A formulação e a classificação adotadas são suficientemente genéricas e incluem tanto as estratégias clássicas quanto as estratégias modernas do tipo vetorial.

Nas estratégias de controle vetorial, particularmente aquelas em que o fluxo rotórico é controlado, o controle das correntes estatóricas é de importância fundamental. Em geral, os controladores de corrente são baseados num modelo dinâmico invariante de primeira ordem relacionando a corrente estatórica com a tensão estatórica e uma variável de perturbação.

1.4 Otimização da energia por meio da redução do fluxo da máquina de indução

A máquina de indução operando com baixa carga apresenta perdas de potência excessivas que podem ser reduzidas. Em (Baghzouz e Tan, 1989) propõe-se variar a resistência do rotor da máquina para alcançar-se a melhor eficiência. Nesta técnica se faz necessária a utilização de uma máquina de indução com rotor bobinado, este tipo de máquina é de custo elevado e pouco utilizada. A máquina de indução mais barata e mais utilizada é a com rotor em gaiola. Existem outras formas de otimizar a eficiência da máquina de indução mais recomendadas.

O conjugado eletromagnético de uma máquina de indução pode ser escrito aproximadamente pela seguinte relação:

$$c_e = kI_m I_r$$

onde k é uma constante, I_m é a corrente de magnetização e I_r é a corrente do rotor.

Para um dado valor de conjugado mecânico, o conjugado eletromagnético da máquina pode ser obtido por infinitas combinações de I_m e I_r .

Se I_m é grande e I_r é pequeno, então as perdas no material magnético e no cobre do estator serão grandes e as perdas no cobre do rotor serão pequenas. Em contraposição, se I_m fica pequeno e I_r fica grande, então as perdas no material magnético e no cobre do estator diminuem e as perdas no cobre do rotor aumentam, isso significa que existe uma relação entre a corrente de magnetização e a corrente do rotor a qual gera um mínimo de

perdas totais. A máquina é normalmente fabricada para operar próximo do ponto ótimo de eficiência com carga nominal. Mas com baixa carga, existe um excesso de magnetização da máquina, correspondendo a um grande I_m e um pequeno I_r . As perdas totais da máquina podem ser reduzidas, reduzindo-se I_m e aumentando-se I_r . Essa melhoria da eficiência da máquina, por meio da redução da corrente de magnetização, pode ser feita variando-se o fluxo da máquina.

Para se encontrar o fluxo que gere o mínimo de perdas na máquina, se faz necessária a utilização de técnicas de otimização. Uma destas técnicas de otimização é o controle do fator de potência, que teve seu princípio descrito em (Rosenberg et al., 1976) e mencionado na utilização para a otimização da máquina de indução pela primeira vez em (Earle, 1981). O princípio é medir o fator de potência e implementar o controle para que o mesmo force a máquina a operar com o fator de potência desejado. Isso faz com que a máquina opere próximo do ponto ótimo de eficiência.

Uma outra técnica de otimização da eficiência da máquina de indução é fazendo o controle do seu escorregamento. A primeira tentativa de calcular o escorregamento ótimo da máquina de indução foi feito em (Jian et al., 1983) num acionamento com frequência constante. Em (Stanton et al., 1983), e mais tarde em (Xiaogang e Boshi, 1996), foi sugerido usar um valor constante de escorregamento no acionamento com conjugado baixo para aumentar a eficiência da máquina. Foi mostrado que, devido à presença das perdas no material magnético, a utilização de um escorregamento constante deteriora a performance do controle de escorregamento com valor constante. Em (Park e Sul, 1984) é proposta uma estratégia de controle de otimização onde os escorregamentos ótimos da máquina encontram-se em uma tabela. Esta estratégia de controle do escorregamento possui a desvantagem de necessitar da medição da velocidade angular do eixo da máquina.

Existe uma técnica de otimização que faz o rastreamento do fluxo ótimo da máquina acionada com velocidade e carga constantes, chamada de técnica de busca. O princípio do controle de busca foi primeiro mencionado em (Geppert, 1982) para o acionamento de um veículo elétrico. Foi proposto partir o acionamento utilizando uma relação Volts/Hertz nominal, e quando um torque constante fosse detectado, uma diminuição da relação Volts/Hertz era feita até se alcançar um mínimo de corrente do barramento CC. Para um acionamento genérico, a idéia do controle de busca foi primeiro mencionado em (Kusko e Galler, 1983).

Em (Kirschen et al., 1985) foram apresentados os primeiros resultados de simulação para o controle de busca. Assim como existem técnicas de busca mais simples, chamadas técnicas eurísticas, também existem técnicas de busca mais complexas que utilizam lógica fuzzy (Sousa et al., 1993) e (Sousa et al., 1995) ou redes neurais (Choy et al., 1996) e (Hasan et al., 1997).

1.5 Motivação

O que motiva a realização deste trabalho é fazer a junção das técnicas de otimização de todo o sistema de bombeamento fotovoltaico usando motor de indução. Otimização esta que começa desde o gerador fotovoltaico, passando pelo conversor push-pull e, por fim, o acionamento do motor de indução.

Esta junção tem o objetivo de elevar ao máximo a conversão da energia elétrica gerada pelos geradores fotovoltaicos em energia mecânica no eixo da máquina para que se tenha um maior volume de líquido bombeado.

Os geradores fotovoltaicos possuem baixo rendimento e operam por um período limitado do dia. Por isso se faz necessário aproveitar ao máximo a energia gerada pelos mesmos. Para isso, é importante diminuir as perdas de energia entre a geração e o produto final, que é a energia mecânica no eixo da máquina de indução.

1.6 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é fazer a busca pela identificação de uma metodologia para realizar o bombeamento levando em conta que os subsistemas (painéis, conversor CC/CC, acionamento de alto desempenho do motor de indução e bomba) possuem pontos de operação de máxima eficiência independentes. O objetivo é buscar otimizar cada subsistema independentemente para se alcançar a otimização global do sistema. Em virtude disto, se faz necessário um criterioso processamento da energia para alcançar a máxima eficiência global do sistema.

Para o estudo da otimização do sistema de bombeamento, é utilizada uma plataforma de bombeamento flexível que permite emular vários níveis de elevação bem como monitorar

vazão e pressão do sistema de bombeamento. Para isto, é de interesse montar e instalar todo o sistema de ensaio necessário para este estudo. Após a montagem do sistema de ensaios, resultados experimentais serão extraídos.

2

Gerador Fotovoltaico

Será apresentada uma discussão sobre os princípios físicos envolvidos na geração de energia elétrica a partir da energia luminosa. Serão estudadas, também, as características elétricas dos geradores fotovoltaicos.

A motivação deste trabalho é fazer uso de uma forma de energia renovável e abundante, que é a energia fotovoltaica. Renovável, pois a fonte da energia em questão, que é o Sol, nunca se acabará. Abundante, pois a quantidade de energia irradiada pelo Sol é infinitamente grande.

A utilização desse tipo de energia é bastante relevante na região em que este trabalho é desenvolvido, o semi-árido nordestino, pois, aqui, existe uma elevada incidência de radiação solar. Com isso, o aproveitamento da radiação solar seria bastante elevado.

O princípio básico da obtenção de energia elétrica utilizando a radiação solar se dá devido ao efeito fotoelétrico, que é a emissão de elétrons por uma superfície metálica que se encontra sob a incidência de luz, que, por sua vez, é constituída por fótons. Este efeito foi observado pela primeira vez em 1887 pelo físico alemão Heinrich Hertz.

2.1 Princípios físicos

A célula solar é o menor elemento do gerador fotovoltaico. As células de interesse no presente estudo são constituídas por silício e quartzo (SiO_2), um material semicondutor, e são capazes

de gerar potência elétrica na ordem de 1,5W. Para se obter um nível maior de potência, as células são ligadas em série e/ou em paralelo, formando, assim, módulos fotovoltaicos, ou painéis solares. Atualmente três tipos de tecnologias são empregadas na produção de células solares: monocristalino, policristalino e silício amorfo.

O silício monocristalino é o mais utilizado no mercado. A uniformidade da estrutura molecular resultante da utilização de um cristal único é ideal para potencializar o efeito fotovoltaico. O rendimento deste tipo de estrutura é de cerca de 15 %.

O silício policristalino é constituído por um número muito elevado de pequenos cristais da espessura de um fio de cabelo. A descontinuidade da estrutura molecular dificulta o movimento de elétrons e encoraja a recombinação com as lacunas, o que reduz a potência de saída. O rendimento deste tipo de estrutura fica na ordem de 13 %. Em contrapartida, o processo de fabricação é mais barato do que o do silício monocristalino.

O silício amorfo não tem estrutura cristalina, apresentando defeitos estruturais que, em princípio, impediriam a sua utilização em células fotovoltaicas, uma vez que aqueles defeitos potencializariam a recombinação dos pares elétrons-lacunas. No entanto, se ao silício amorfo for adicionada uma pequena quantidade de hidrogênio, os átomos de hidrogênio combinam-se quimicamente de forma a minimizar os efeitos negativos dos defeitos estruturais. O processo de fabricação dessa estrutura é ainda mais barato do que o do silício policristalino. Os equipamentos solares do tipo de relógios e calculadoras utilizam células de silício amorfo. O rendimento desse tipo de célula fica na ordem dos 7 %.

2.1.1 O Efeito fotoelétrico

O efeito fotoelétrico foi descoberto por Hertz, em 1887, e estudado por Lenard em 1900. A [fig. 2.1](#) mostra o diagrama esquemático do aparelho básico para a realização do experimento de investigação do efeito fotoelétrico. Quando a luz incide sobre a superfície metálica limpa, no catodo C, provoca a emissão de elétrons pela superfície. Se alguns destes elétrons atingirem o anodo A, haverá uma corrente no circuito externo. O número de elétrons emitidos que atingem o anodo, pode ser aumentado ou diminuído fazendo-se o anodo mais positivo, ou mais negativo, em relação ao catodo. Seja V a diferença de potencial entre o catodo e

o anodo. A fig. 2.2(a) mostra a corrente em função da ddp (V) para dois valores diferentes da intensidade da luz incidente aplicada sobre o catodo. Quando V for positivo, todos os elétrons emitidos atingem o anodo e a corrente tem o seu valor máximo (UNB, 2007).

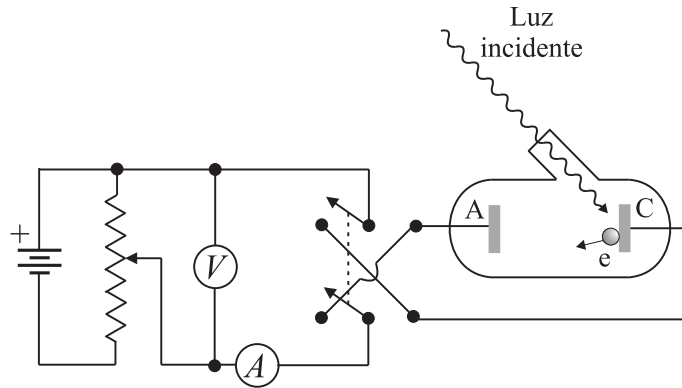
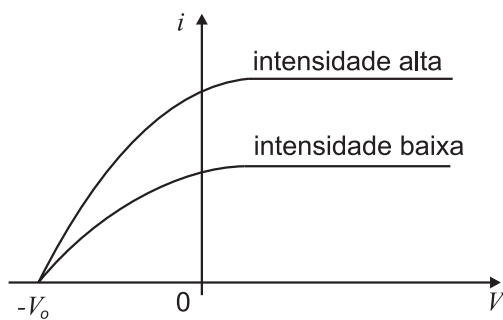
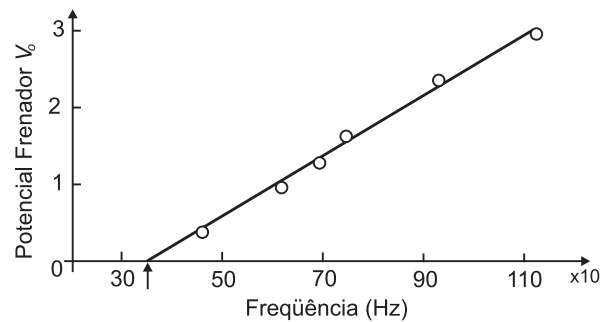


Figura 2.1: Diagrama esquemático do aparelho básico para investigar o efeito fotoelétrico



(a) Corrente em função da ddp (V) para dois valores diferentes da intensidade da luz incidente aplicada sobre o catodo



(b) Potencial frenador

Figura 2.2: Efeito fotoelétrico

Observa-se, experimentalmente, que um aumento extra de V não afeta a corrente. Lenard observou que a corrente máxima era proporcional à intensidade da luz. Quando V for negativo, os elétrons são repelidos pelo anodo. Somente os elétrons que tenham as energias cinéticas iniciais $mv^2/2$ maiores que $|eV|$ podem atingir o anodo. Pela fig. 2.2(a) pode-se ver que se V for menor que $-V_0$, nenhum elétron consegue chegar ao anodo. O potencial V_0 é o potencial frenador o qual está relacionado com a energia cinética máxima dos elétrons emitidos pela superfície pela relação mostrada na equação (2.1):

$$\left(\frac{1}{2}mv^2\right)_{\max} = eV_0 = h\nu - \phi \quad (2.1)$$

onde: m é a massa do elétron ($m = 9,1 \cdot 10^{-31}$ kg); v é a velocidade do elétron; V_0 é o potencial frenador; e é a carga do elétron ($e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C); h é a constante de Planck ($h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Js); ϕ é a função trabalho (J); e ν é a frequência da onda luminosa (Hz).

O resultado experimental, da independência de V_0 em relação à intensidade da luz incidente, era surpreendente.

Na visão clássica, o aumento da taxa da energia luminosa incidente sobre a superfície do catodo deveria aumentar a energia absorvida pelos elétrons e deveria, por isso, aumentar a energia cinética máxima dos elétrons emitidos.

A equação (2.1) é conhecida como a equação do efeito fotoelétrico. A grandeza é a função trabalho, característica do metal. Alguns elétrons terão energias cinéticas menores que $h\nu - \phi$ em virtude da perda de energia que sofrem ao atravessar o metal. A partir da equação do efeito fotoelétrico, pode-se ver que o coeficiente angular da reta de V_0 contra ν , na fig. 2.2(b), deve ser igual a h/e .

Em resumo, pode-se ressaltar três pontos importantes da hipótese de Einstein:

- A energia cinética de cada elétron não depende da intensidade da luz. Isto significa que dobrando-se a intensidade da luz tem-se mais elétrons ejetados, mas as velocidades não serão modificadas.
- Quando a energia cinética de um elétron for igual a zero, significa que o elétron adquiriu energia suficiente apenas para ser arrancado do metal.
- Ausência de um lapso de tempo entre a incidência da radiação e a ejeção do fotoelétron.

A verificação experimental da teoria de Einstein era bastante difícil. Experiências cuidadosas de Millikan, publicadas pela primeira vez em 1914, e depois com maior detalhe em 1916, mostraram que a equação de Einstein estava correta e que as medidas de h concordavam com o valor encontrado por Planck.

Os fótons com as frequências menores que o limiar fotoelétrico, e portanto, com comprimentos de onda maiores que o comprimento de onda do limiar fotoelétrico, não têm energia suficiente para arrancar um elétron de uma certa superfície metálica. O limiar fotoelétrico, e o comprimento de onda correspondente, podem ser relacionados à função trabalho ϕ ,

igualando-se a zero a energia cinética máxima dos elétrons na equação de Einstein.

2.1.2 Modelo matemático do gerador fotovoltaico

Como resultado dos estudos teóricos realizados, o circuito elétrico equivalente de um gerador fotovoltaico pode ser representado como mostra a fig. 2.3 (Castro, 2004).

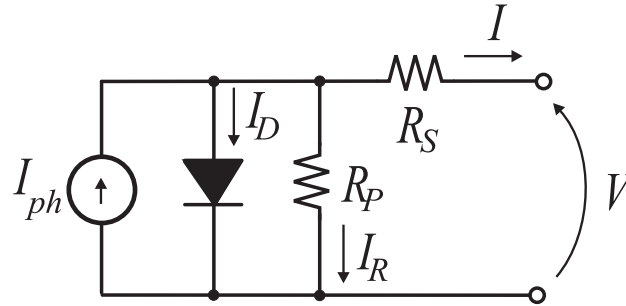


Figura 2.3: Modelo matemático do gerador fotovoltaico

A fonte de corrente I_{ph} representa a corrente elétrica gerada pelo feixe de radiação luminosa incidente sobre a superfície ativa do gerador. Isso ocorre devido ao efeito fotoelétrico já estudado. Esta corrente unidirecional é constante para uma dada radiação incidente. Como o gerador é composto por silício, o mesmo se comportará como um diodo que é atravessado por uma corrente interna unidirecional I_D , que depende da tensão V nos terminais do gerador. No gerador observa-se uma queda de tensão no circuito até os contatos exteriores, a qual é causada por uma resistência que pode ser representada por uma resistência parasita série R_S . Do mesmo modo, também existe corrente de fuga, provocada por uma resistência paralela que pode ser descrita por uma resistência parasita paralela, R_P .

A corrente I devido à uma carga é dada por:

$$I = I_{ph} - I_D - I_R \quad (2.2)$$

Substituindo as devidas equações de (2.2), tem-se:

$$I = I_{ph} - I_O \left(\exp \left(\frac{V + R_S I}{mV_t} \right) - 1 \right) - \frac{V + R_S I}{R_P} \quad (2.3)$$

onde I_O é a corrente reversa máxima de saturação do diodo; V é a tensão nos terminais do gerador; m é o fator de idealidade do diodo; R_S é a resistência parasita série; R_P é a resistência parasita paralela; V_t é o potencial térmico dado por $V_t = kT/q$, onde k é a

constante de Boltzman ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T é a temperatura absoluta do gerador em K e q é a carga do elétron ($q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C).

A equação 2.3 representa o comportamento elétrico de uma célula fotovoltaica. Para representar um painel fotovoltaico, faz-se necessário inserir a quantidade de células ligadas em série e em paralelo. A equação 2.4 mostra a característica elétrica de um painel fotovoltaico tomando como base os parâmetros de uma célula.

$$I = I'_{ph} - I'_O \left(\exp \left(\frac{V + R'_s I}{m' V_t} \right) - 1 \right) - \frac{V + R'_s I}{R'_p} \quad (2.4)$$

onde $I'_{ph} = N_p I_{ph}$, $I'_O = N_p I_O$, $m' = N_s m$, $R'_s = N_s / N_p R_s$, $R'_p = N_s / N_p R_p$, N_p é a quantidade de células ligadas em paralelo e N_s é a quantidade de células ligadas em série.

A equação (2.4) descreve a curva característica do gerador fotovoltaico. Esta curva é exemplificada na fig. 2.4.

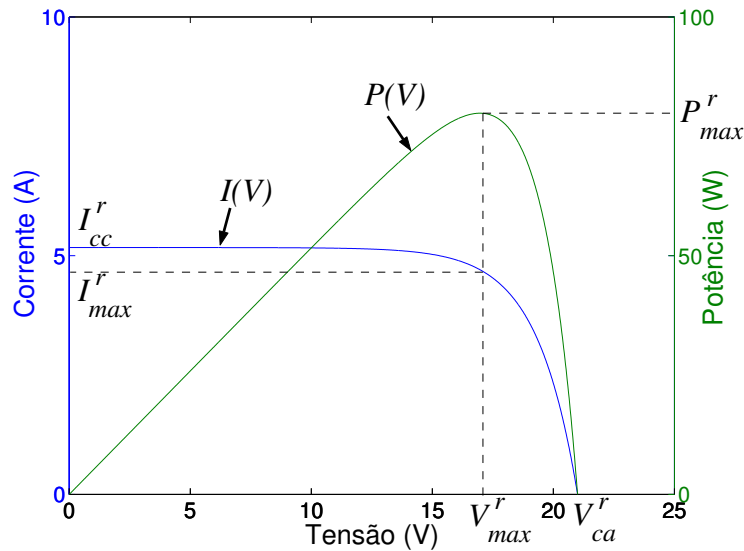


Figura 2.4: Curva característica – $P(V)$ curva Potência vs. Tensão; $I(V)$ curva Corrente vs. Tensão

Os valores corrente de curto-circuito I_{cc}^r , tensão de circuito aberto V_{ca}^r , corrente máxima I_{max}^r , tensão máxima V_{max}^r e potência máxima P_{max}^r são parâmetros fornecidos pelos fabricantes dos geradores fotovoltaicos. Os índices r indicam que o ensaio que forneceu esses parâmetros foram realizados nas seguintes condições: radiação $G^r = 1000$ W/m² e temperatura $T^r = 298,16$ K.

A temperatura e a insolação incidente sobre o gerador são parâmetros que influenciam no comportamento do gerador. A temperatura (T) tem influência sobre I_O , já a insolação

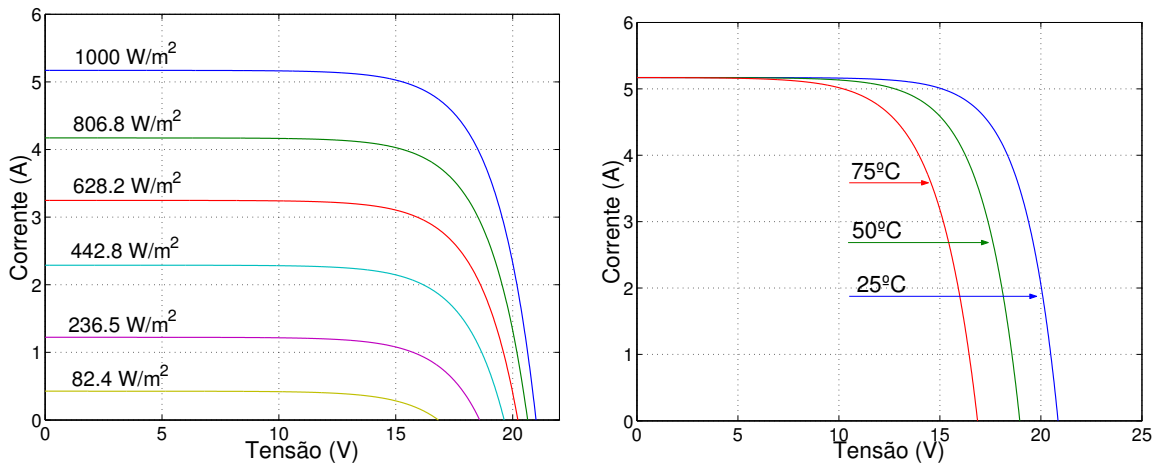
(G) tem influência sobre I_{ph} . As expressões (2.5) e (2.6) descrevem matematicamente a influência da insolação e da temperatura sobre uma célula.

$$I_{ph} = I_{ph}^r \frac{G}{G^r} \quad (2.5)$$

$$I_O = I_O^r \left(\frac{T}{T^r} \right)^3 \exp \left(\frac{\varepsilon}{m} \left(\frac{1}{V_t^r} - \frac{1}{V_t} \right) \right) \quad (2.6)$$

Vale salientar que o m da equação (2.6) deve ser o fator de idealidade de uma célula, e não o equivalente para um painel ou conjunto de painéis.

Na fig. 2.5 é possível observar como se dá o comportamento de um gerador fotovoltaico típico de potência máxima igual a 80 W para variação de insolação, fig. 2.5(a), e para variação de temperatura, fig. 2.6(b).



(a) Influência da insolação no comportamento do gerador fotovoltaico de 80 W, $T = 25$ °C

(b) Influência da temperatura no comportamento do gerador fotovoltaico de 80 W, $G = 1000$ W/m²

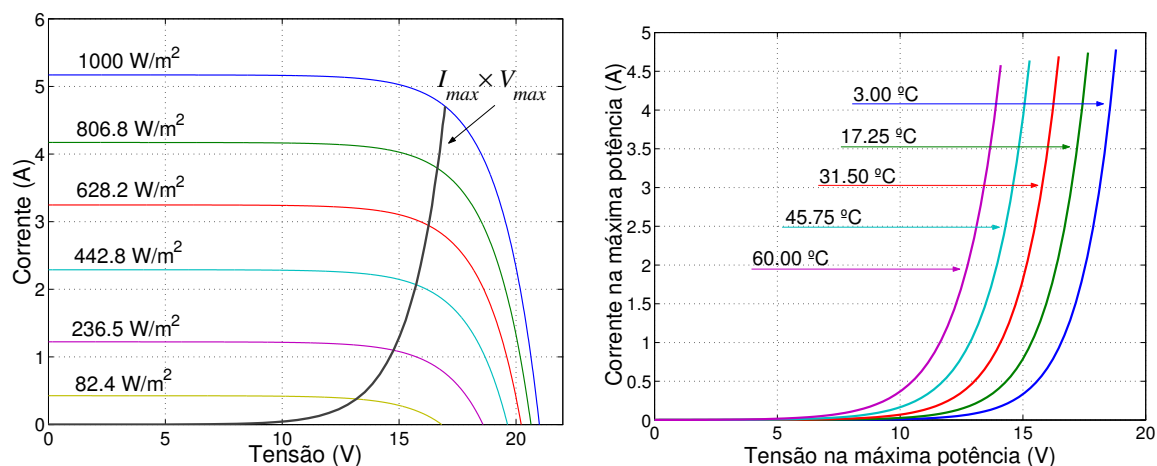
Figura 2.5: Influência da temperatura e da insolação sobre um gerador fotovoltaico

Para a determinação dos parâmetros I_{ph} , I_O , m , R_S e R_P que compõem a equação (2.3), se faz necessário levantar a curva $I \times V$ mostrada na fig. 2.4 através de um ensaio, e utilizar um método numérico de regressão não-linear. Um método de regressão largamente utilizado é o método de *Levenberg-Marquardt* (Press et al., 1992).

2.2 Ponto de máxima potência

Como foi visto, os geradores fotovoltaicos possuem uma curva característica $I \times V$, fig. 2.4, sobre a qual existe um ponto em que há fornecimento da máxima potência, do inglês, *Maximum Power Point* (MPP), para um determinado nível de insolação e temperatura. Este MPP é alcançado ajustando-se o fluxo de energia proveniente do gerador para a carga através de algum dispositivo que tenha a função de regular esse fluxo de energia fornecido pelo gerador fotovoltaico.

Na fig. 2.6(a) é mostrado o gráfico que representa a curva $I_{max} \times V_{max}$ em que a potência do gerador é máxima para qualquer insolação. Já na fig. 2.6(b) são observadas as diversas curvas $I_{max} \times V_{max}$ para diferentes temperaturas. Nestas curvas são mostrados os pontos onde o gerador opera no MPP.



(a) Curva $I_{max} \times V_{max}$ para $T = 25\text{ °C}$

(b) Curvas $I_{max} \times V_{max}$ com variação da temperatura

Figura 2.6: Pontos de máxima potência de um gerador fotovoltaico

Para forçar o gerador a trabalhar no MPP é necessário controlar o fluxo de energia proveniente do gerador. Esse fluxo de energia é controlado variando-se a carga. Para se localizar esse MPP é necessário utilizar técnicas de busca do ponto de máxima potência, *Maximum Power Point Tracking* (MPPT).

Existem diversas técnicas de MPPT encontradas na literatura. Muitas dessas técnicas foram avaliadas em (Oliveira et al., 2006). Em (Vitorino et al., 2006) foi proposta uma téc-

nica, baseada no uso do modelo do gerador fotovoltaico, que acelera a convergência da busca do MPP. Em (Vitorino et al., 2007), este método foi melhorado e comparado com técnicas heurísticas de busca do MPP. Observou-se que a técnica de MPPT denominada condutância incremental, IncCond, apresentada em (Hussein et al., 1995), é a mais largamente utilizada. Esta busca do MPP feita pela técnica IncCond se dá pela técnica dos pontos máximos e mínimos de uma função mostrada na equação (2.7).

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d[IV]}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (2.7)$$

Basicamente, a técnica IncCond consistem em: quando $dP/dV < 0$, decrementa-se a referência de tensão de saída do gerador fotovoltaico por um fator ΔV ; quando $dP/dV > 0$, incrementa-se a referência de tensão de saída do gerador fotovoltaico pelo mesmo fator ΔV ; quando $dP/dV = 0$, a tensão não precisa ser modificada. O fluxograma do método IncCond é mostrado na fig. 2.7.

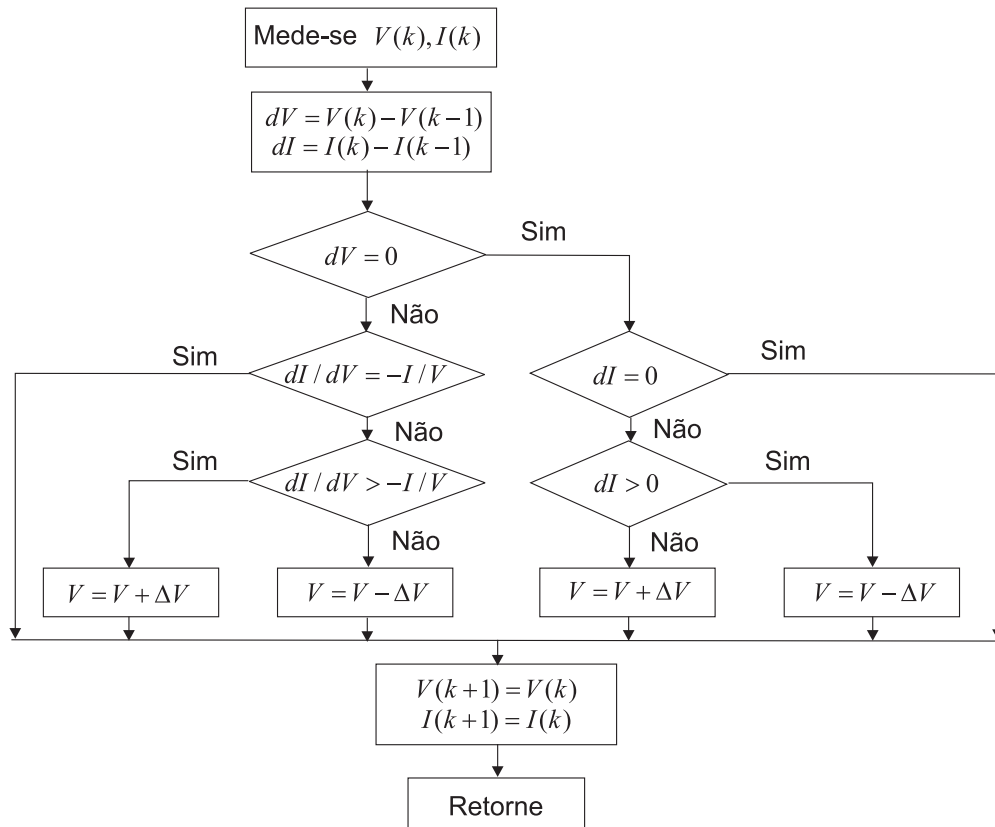


Figura 2.7: Algoritmo da técnica IncCond de MPPT

Foi dada uma maior atenção à técnica de MPPT IncCond pelo fato da mesma ser utilizada no decorrer deste trabalho.

2.3 Considerações

O custo do kWh fotovoltaico é relativamente elevado. Desta forma, é correto fazer com que o gerador forneça o máximo de energia possível. Para isto, se faz necessário utilizar dispositivos que forcem o gerador fotovoltaico a operar no MPP, isso porque o ponto de operação do gerador fotovoltaico depende do fluxo de energia demandado pela carga ligada à ele.

A demanda de energia será determinada pelo dispositivo acoplado ao gerador fotovoltaico. No caso deste trabalho, o dispositivo que irá forçar o gerador a sempre operar no MPP é um conversor elevador.

3

Conversor Elevador

Após garantir que o gerador fotovoltaico fornecerá o máximo de potência possível, sem que um número elevado de geradores seja colocado em série, se faz necessário elevar a tensão para satisfazer a demanda da carga (um motor de indução disponível no mercado).

Neste capítulo será feita uma análise experimental do comportamento do push-pull trabalhando em diferentes pontos de operação. Esta análise será feita para verificar qual, ou quais, seriam os melhores pontos de operação do push-pull. O critério que definirá este ponto de operação será a eficiência do conversor.

3.1 Conversor push-pull

Como já foi dito, foi escolhido para fazer a interligação entre os geradores fotovoltaicos e o inversor um conversor elevador push-pull. O conversor montado é o mesmo apresentado em (Holmes et al., 2006). O diagrama elétrico do push-pull utilizado é mostrado na fig. 3.1.

Este conversor apresenta uma isolação galvânica entre a entrega e a saída. O transformador T é responsável por garantir esta isolação.

3.1.1 Operação do push-pull

Neste conversor push-pull, as duas chaves q_a e q_b não podem bloquear ao mesmo tempo sem que a corrente no indutor L cesse completamente. Os modos de chaveamento do conversor

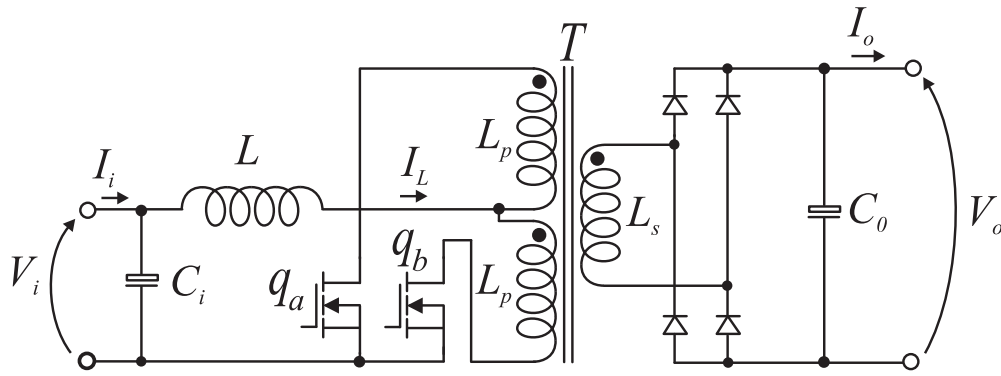


Figura 3.1: Diagrama elétrico do conversor push-pull

push-pull são observados na fig. 3.2.

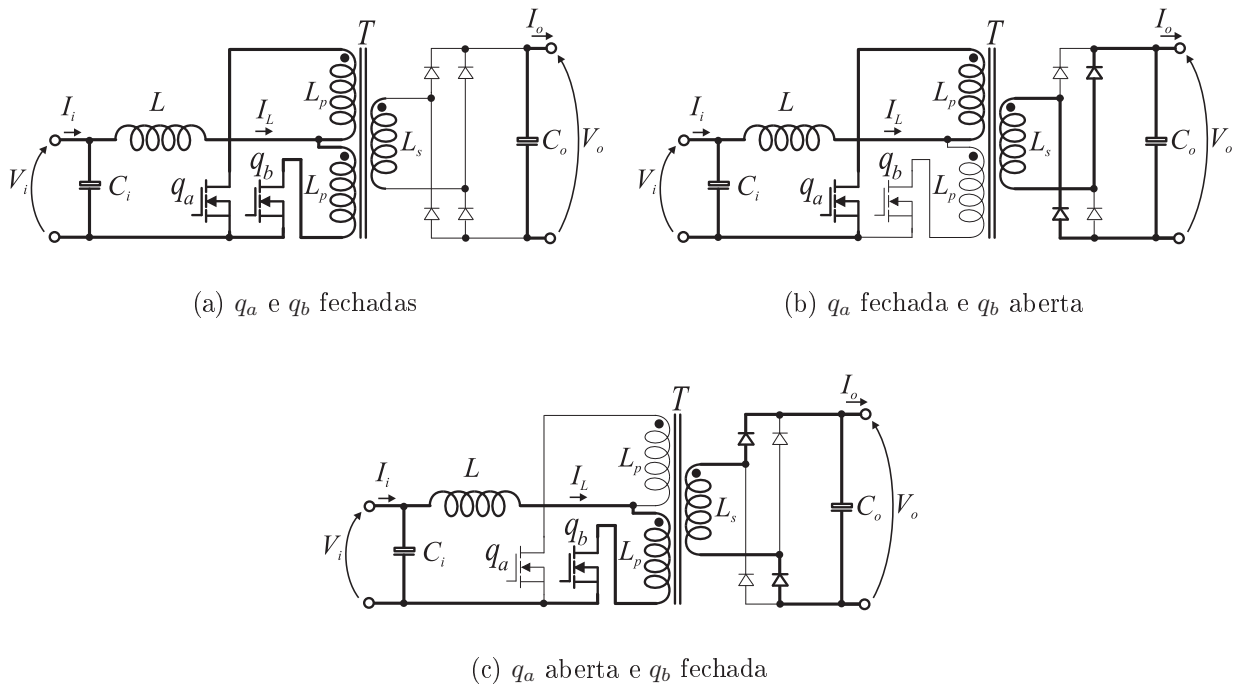


Figura 3.2: Modos de chaveamento do push-pull

Enquanto as chaves q_a e q_b estão fechadas, fig. 3.2(a), o gerador fotovoltaico transfere energia para o indutor L , e o inversor é alimentado pela energia armazenada no capacitor C_o . Quando tanto a chave q_a ou q_b está aberta, fig. 3.2(b) e fig. 3.2(c), tanto o gerador fotovoltaico quanto o indutor transferem energia através do transformador T para o barramento, ou capacitor C_o .

A relação entre o período em que as chaves estão fechadas e o período total de chavea-

mento é chamada ciclo de trabalho, D , e é usado para fazer o controle da operação do conversor. O ciclo de trabalho do conversor está sempre entre 0 e 1, mas independentemente do seu valor, a tensão de saída do conversor sempre será maior que o valor da tensão de entrada refletida para o secundário do transformador.

De acordo com (Hartmann, 2007), o ganho do conversor push-pull é dado por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n}{1-D} \quad (3.1)$$

onde n é a relação de espiras do transformador T , com $n = \sqrt{L_s/L_p}$, e D é o ciclo de trabalho do conversor.

Na fig. 3.3 são mostradas as formas de onda dos pulsos de comando para as chaves do conversor push-pull. Nota-se que a frequência de chaveamento das chaves é a metade da frequência do pulso PWM D .

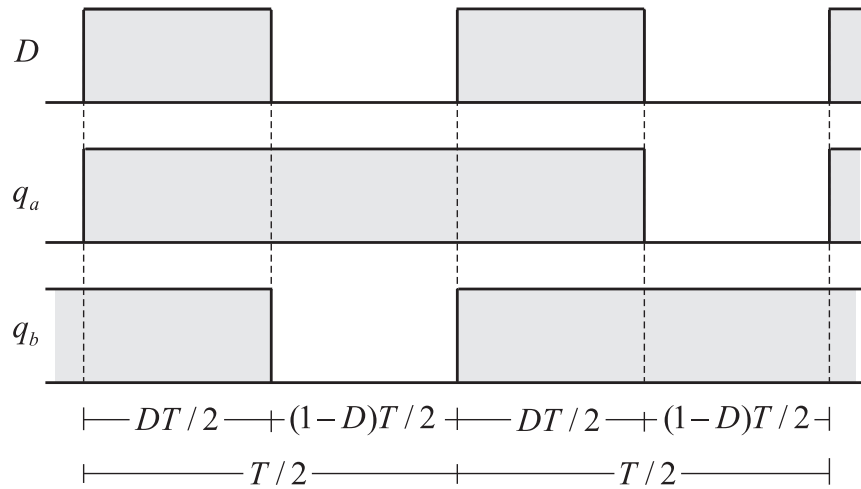


Figura 3.3: Formas dos pulsos de comando das chaves do push-pull

3.2 Ensaio do push-pull

Para um melhor entendimento e conhecimento do funcionamento do conversor push-pull montado, foi feito um ensaio para caracterizar os pontos de operação do mesmo.

Para este ensaio, foi montado o circuito mostrado na fig. 3.4.

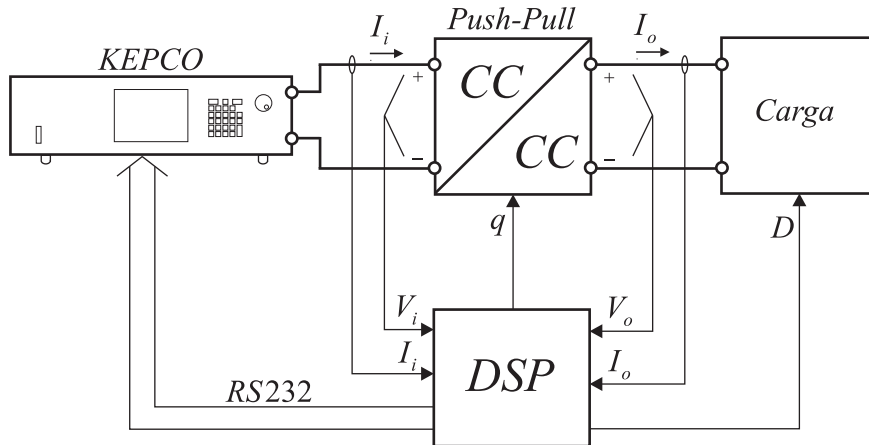


Figura 3.4: Diagrama do sistema de ensaio do push-pull

3.2.1 Fonte KEPCO

Para emular o comportamento do gerador fotovoltaico operando no ponto de máxima potência, foi utilizada uma fonte de tensão com potência máxima de 1 kW. A fonte utilizada foi uma KEPCO BOP 50-20MG com tensão máxima de 50 V e corrente máxima igual a 20 A. O controle desta fonte foi feito através da porta de comunicação serial RS232 usando o protocolo SCPI (*Standard Commands for Programmable Instruments*).

3.2.2 Carga variável

Para fazer o ensaio do push-pull, foi utilizada uma carga variável acoplada à sua saída. O circuito da carga variável utilizada é mostrado na fig. 3.5

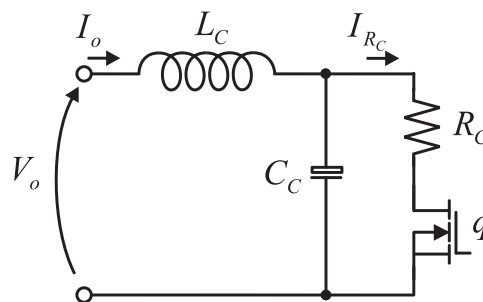


Figura 3.5: Carga variável

Fazendo-se uso da carga mostrada no circuito da fig. 3.5, é possível fazer o controle da tensão V_o num valor pré-determinado, esse controle é feito atuando-se no ciclo de trabalho da chave q .

A corrente I_{R_C} média que atravessa o resistor R_C é dada em função do ciclo de trabalho D da chave q , e considerando-se a tensão do capacitor C_C constante, tem-se:

$$I_{R_C} = \frac{V_{C_C} D}{R_C} \quad (3.2)$$

A potência média dissipada em R_C é calculada da seguinte forma:

$$P_{R_C} = V_{C_C} I_{R_C} = \frac{V_{C_C}^2 D}{R_C} \quad (3.3)$$

No regime permanente, a potência de entrada $P_o = V_o I_o$ é a mesma dissipada no resistor R_C , e a tensão de entrada V_o é igual à tensão V_{C_C} . Desta forma, tem-se que:

$$\begin{aligned} P_o &= P_{R_C} \\ V_o &= V_{C_C} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Substituindo-se (3.4) em (3.3), tem-se que a lei de controle da tensão V_o é a seguinte:

$$\begin{aligned} P_o &= \frac{V_o^2 D}{R_C} \\ V_o &= \sqrt{\frac{P_o R_C}{D}} \end{aligned} \quad (3.5)$$

3.2.3 Perfil da potência de entrada do push-pull

Para ensaiar o conversor push-pull conectado ao gerador fotovoltaico, foi emulado na fonte KEPCO um gerador fotovoltaico que possui o perfil de potência mostrado na fig. 3.6.

Na fig. 3.6 são mostradas as curvas $I_{max} \times V_{max}$ do gerador fotovoltaico nas temperaturas de 37,0 °C, 46,5 °C, 56,0 °C, 65,5 °C e 75,0 °C. Estas curvas foram obtidas por meio de simulação. Também na fig. 3.6 são vistas curvas para potências constantes que vão desde 100 W a 1000 W. A interseção entre as curvas fornece os pontos de tensão, V_i , e corrente, I_i , de entrada para o ensaio do push-pull.

Para cada potência de entrada a operação do push-pull é avaliada para as tensões de saída de referência, V_o^* , iguais a 320 V, 345 V, 370 V, 395 V e 420 V.

3.2.4 Resultados experimentais obtidos

Os resultados experimentais obtidos para a potência de entrada do conversor push-pull são apresentados na fig. 3.7.

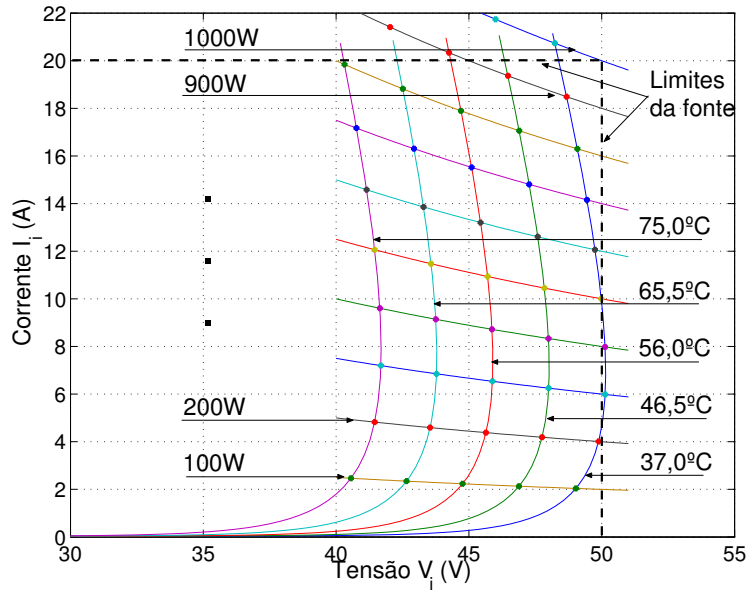


Figura 3.6: Perfil de potência de entrada do push-pull

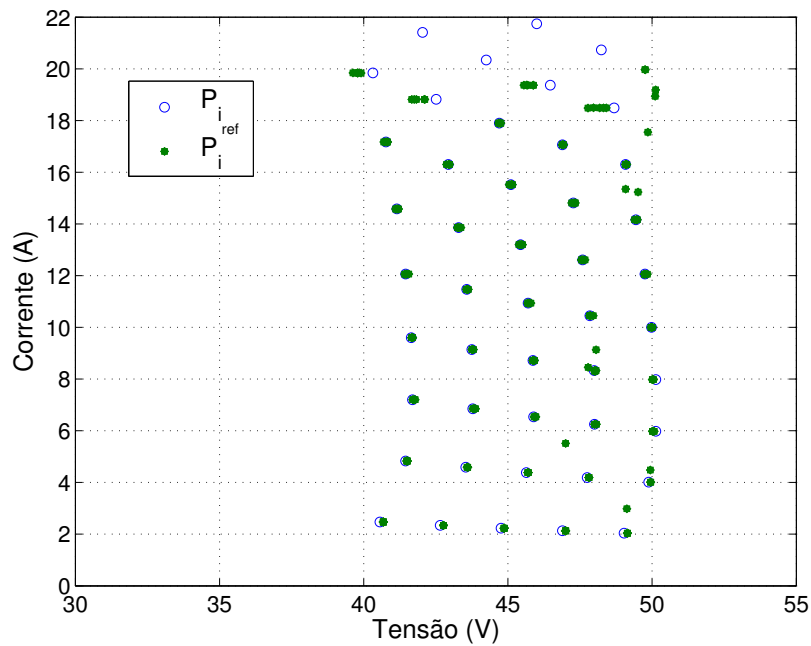


Figura 3.7: Resultado para a tensão e corrente de entrada do push-pull

A partir dos resultados experimentais obtidos do ensaio do conversor, e utilizando a equação (3.1), é possível determinar o valor aproximado de n fazendo uma média de todos os valores de n obtidos para cada ponto de operação. Desta forma, este valor obtido foi de $n = 6,59$.

A partir dos resultados obtidos mostrados na fig. 3.7, onde P_{i_ref} é a potência de entrada de referência e P_i é o resultado medido, cada ponto próximo da referência representa uma

tensão de saída diferente para uma mesma potência de entrada. Foi observado que, quando a relação $nV_i/(1 - D_{\min}) > V_o^*$, onde D_{\min} é o menor valor de D possível para o conversor, não é possível fazer o controle de corrente do conversor, isso explica os pontos muito distantes dos valores de referência. Isso ocorre pois não se pode diminuir o valor de D abaixo do valor mínimo para satisfazer a equação do ganho do push-pull. O que define o D_{\min} é o limite de operação do conversor, limite esse que pode ser o tempo de resposta das chaves. O D_{\min} utilizado foi de 2 %. Para exemplificar, no caso em que a tensão de saída é de 320 V e a tensão de entrada é de 48 V, o valor de D que o conversor deve operar, usando $n = 6,59$, é de $D = 0,01$ %, e esse valor não é possível ser alcançado.

Utilizando os resultados experimentais obtidos, ou seja, tensões e correntes de entrada, fig. 3.7, e saída, para avaliar o comportamento da eficiência do conversor para diferentes pontos de operação foi escolhida a situação em que o gerador fotovoltaico encontra-se a temperatura de 75 °C. O resultado obtido é visto na fig. 3.8.

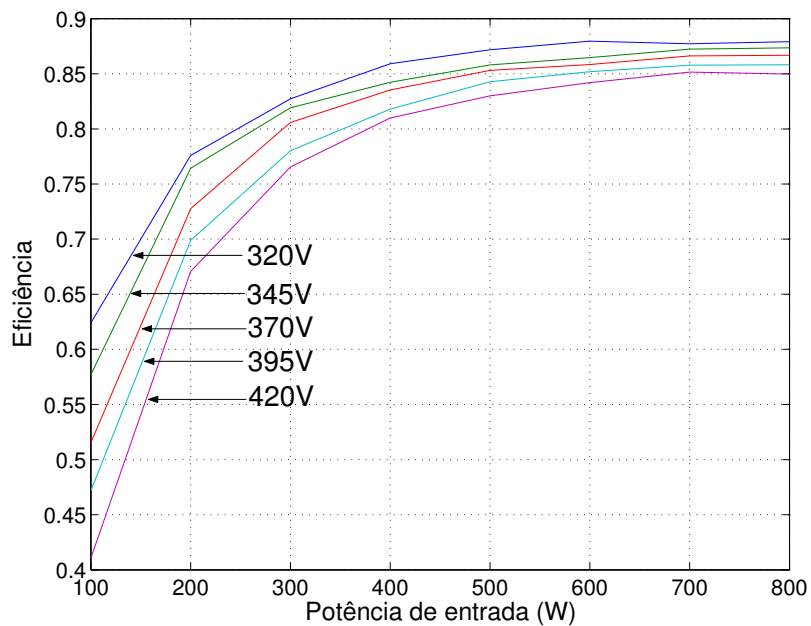


Figura 3.8: Resultado da eficiência do conversor para diferentes tensões de saída a temperatura de 75 °C

É observado na fig. 3.8 que o conversor possui elevação na eficiência quando a tensão de saída do mesmo é baixa e com potência de operação alta. Este comportamento pode ser observado nas diferentes situações de temperatura do gerador fotovoltaico.

O resultado apresentado na fig. 3.8 pode ser, também, observado numa perspectiva

tridimensional. Este gráfico é visto na fig. 3.9.

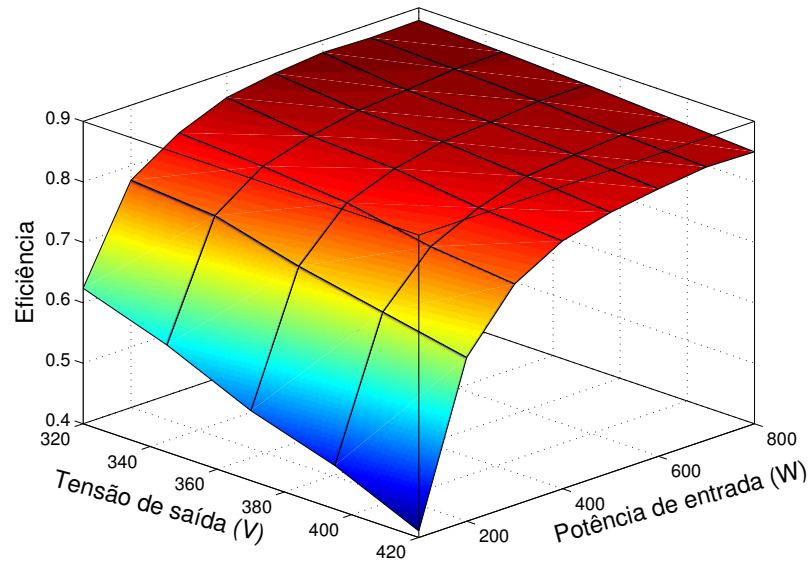


Figura 3.9: Resultado tridimensional da eficiência do conversor para diferentes tensões de saída à temperatura de 75 °C

Para avaliar o comportamento da eficiência do conversor para diferentes temperaturas do gerador fotovoltaico, foi usada a tensão de saída de 420 V para esta análise. O resultado obtido é visto na fig. 3.10.

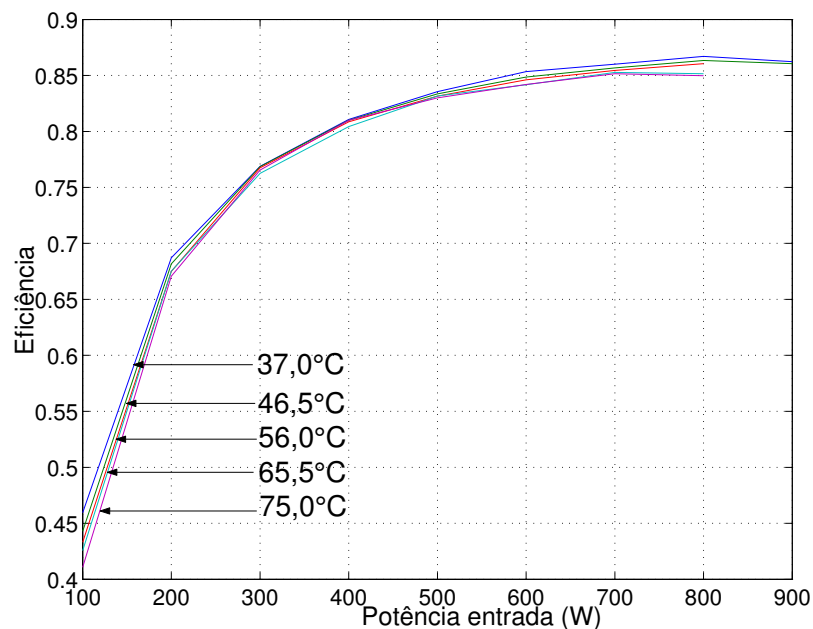


Figura 3.10: Resultado da eficiência do conversor para diferentes temperaturas do gerador fotovoltaico à tensão de saída de 420 V

Na fig. 3.10 é observado que há uma pequena elevação na eficiência do conversor quando

se diminui a temperatura do gerador fotovoltaico. Isso ocorre devido ao fato de quanto menor é a temperatura do gerador, maior será a corrente para manter a potência, isso faz com que se eleve as perdas por condução nas chaves e nas resistências parasitas dos indutores. Este comportamento pode ser observado nas demais situações de tensão de saída.

O resultado apresentado na fig. 3.10, numa perspectiva tridimensional, é mostrado na fig. 3.11.

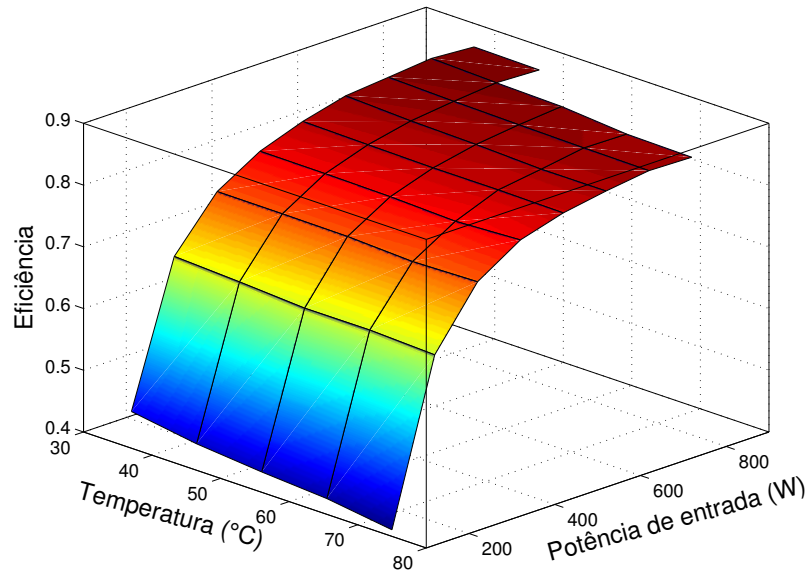


Figura 3.11: Resultado tridimensional da eficiência do conversor para diferentes temperaturas do gerador fotovoltaico à tensão de saída de 420 V

3.2.5 Análise das perdas do push-pull

As perdas aumentam com a elevação da tensão de saída do conversor devido aos *snubbers* das chaves e dos diodos. Os *snubbers* são necessários para proteger estes dispositivos contra picos de tensão no momento do chaveamento. Para simplificar, estes *snubbers* foram omitidos do diagrama elétrico da fig. 3.1, porém, todos os diodos e chaves do push-pull possuem um *snubber*. O diagrama elétrico para os *snubbers* das chaves e diodos é mostrado na fig. 3.12.

Quando as chaves e os diodos estão bloqueados, figs. 3.2(b) e 3.2(c), os capacitores C_{sn} dos seus *snubbers* se carregam pelas resistências R_{sn} . No caso das chaves e diodos bloqueados, os capacitores dos *snubbers* dos diodos se carregam com a tensão de saída V_o , já os capacitores dos *snubbers* das chaves se carregam com o reflexo da tensão de saída, ou seja, $2V_o/n$. Quando as chaves e diodos estão conduzindo, a energia dos capacitores dos

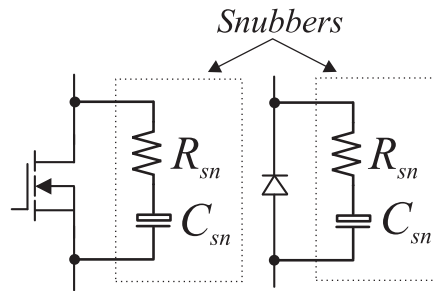


Figura 3.12: Diagrama elétrico para os *snubbers* das chaves e diodos

snubbers é descarregada sobre as resistências R_{sn} através das chaves ou diodos. Quanto maior é a tensão de saída, maior será a energia acumulada nos capacitores dos *snubbers* e, conseqüentemente, maiores serão as perdas devido aos *snubbers*.

Na fig. 3.13 são observadas as curvas das perdas de potência geradas pelo push-pull. Essas curvas são obtidas subtraindo-se a potência de saída da potência de entrada.

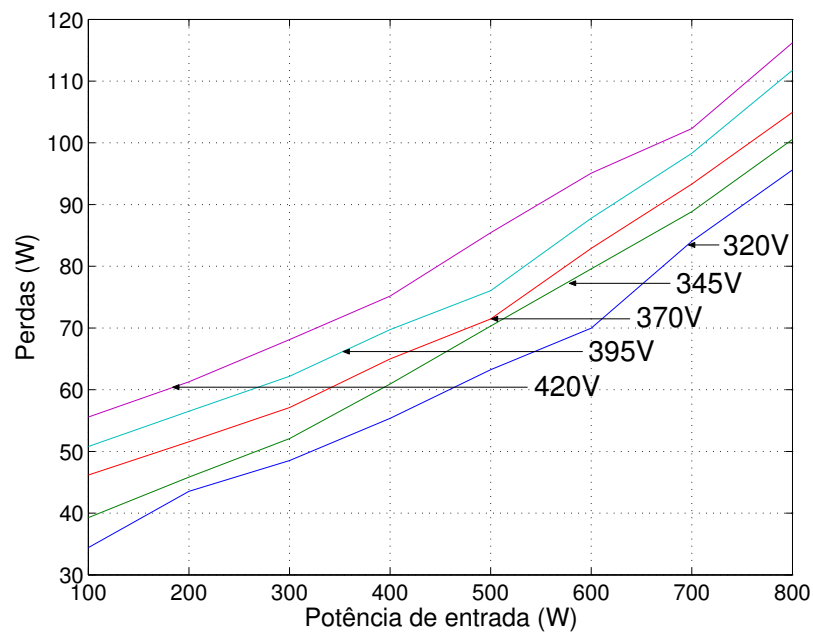


Figura 3.13: Resultado para as perdas do conversor para diferentes tensões de saída à temperatura de 75 °C

Como pode ser visto nas curvas da fig. 3.13, as perdas variam a uma taxa mais lenta que a potência de entrada, por isso que a eficiência do conversor aumenta com o aumento da potência de entrada.

3.3 Otimização da operação do push-pull

A eficiência do conversor push-pull pode ser elevada diminuindo-se sua tensão de saída. Para isto, é necessário satisfazer a condição mínima, que é $V_o/V_i > n/(1 - D)$. A partir desta observação feita, é possível chegar a um valor mínimo de tensão do barramento para que o push-pull opere com eficiência máxima e seja possível garantir o controle de corrente ou tensão de entrada do conversor. Este valor é mostrado a seguinte:

$$V_{o_{\min}}^* > \frac{n}{1 - D_{\min}} V_i \quad (3.6)$$

onde $V_{o_{\min}}^*$ é a tensão de referência mínima para o barramento CC, n é a relação de transformação do transformador, e D_{\min} é o ciclo de trabalho mínimo do conversor.

Como pode ser visto na equação (3.6), o valor de $V_{o_{\min}}^*$ deve ser maior que o lado direito da equação, isto significa que é necessário utilizar uma margem de segurança para garantir o correto controle do conversor. Esta margem pode ser de 10 % acima do valor mínimo calculado.

É importante salientar que a tensão do barramento definida pela equação (3.6) não será, necessariamente, a tensão do barramento do sistema de bombeamento. Esta equação serve para definir qual seria a tensão mínima, que seria a melhor, para a operação correta do push-pull. O conversor CC/CA ligado ao barramento também necessita de uma tensão mínima de operação para que seja possível acionar o motor corretamente. Esta tensão mínima de acionamento é discutida na seção 1.3. A tensão de operação do barramento CC do sistema de bombeamento será discutida na seção 6.3.

3.3.1 Resultado com otimização do push-pull

Para constatar a elevação da eficiência do conversor utilizando a equação (3.6), foi utilizado o mesmo perfil de potência de entrada do push-pull mostrado na fig. 3.6. Foi utilizado um $n = 6,59$, determinado experimentalmente, o D_{\min} foi de 2 % e uma margem de 10 % acima do valor de $V_{o_{\min}}^*$. O resultado da eficiência do push-pull obtido é mostrado na fig. 3.14.

Foi observado o correto controle da corrente de entrada do push-pull para todos os pontos de operação.

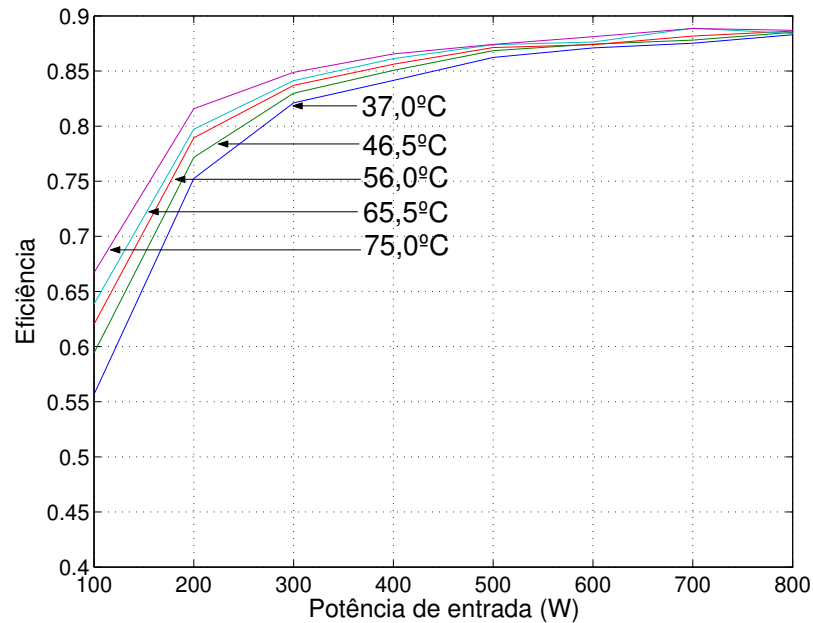


Figura 3.14: Resultado da eficiência do conversor para diferentes temperaturas do gerador fotovoltaico com o conversor operando com otimização de sua operação

Fazendo a análise comparativa entre os resultados apresentados nas figs. 3.8 e 3.14, é possível notar um considerável aumento na eficiência do conversor, mais especificamente no caso em que a temperatura é de 75 °C, já que o resultado mostrado na fig. 3.8 é para a temperatura de 75 °C. Esse resultado comprova a eficiência da equação (3.6) na otimização da operação do push-pull por meio da redução da tensão de saída.

Na fig. 3.15 é mostrado como se comporta a tensão de saída do conversor quando o mesmo está operando com otimização da eficiência.

3.4 Considerações

O conversor push-pull apresenta uma alta razão de transformação devido à relação de espiras do transformador.

Ao se utilizar a equação (3.6) para definir o valor mínimo para a tensão do barramento, para determinado valor de tensão de entrada, será feita a otimização do conversor push-pull e, indiretamente, será feita uma otimização do inversor acoplado à saída do push-pull, isso porque quanto menor for a tensão do barramento do inversor, maior será o índice de modulação do mesmo, e, com isso, serão diminuídas as perdas do inversor, pois quando o

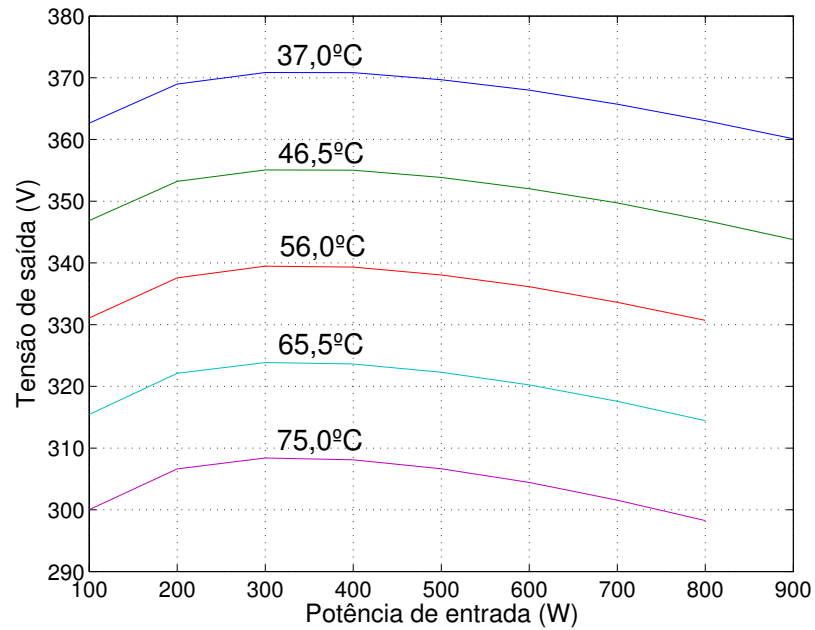


Figura 3.15: Resultado para a tensão de saída do conversor funcionando com otimização de sua operação

inversor opera com índice de modulação elevado, isso faz com que se tenha uma baixa taxa de distorção harmônica.

O inversor, conversor CC/CA, serve para gerar tensões alternadas a partir de uma fonte de tensão contínua. Os mesmos são bastante utilizados no acionamento e controle de máquinas de indução.

Os resultados para a otimização da eficiência do push-pull mostraram-se bastante satisfatórios.

4

Controle da Máquina de Indução

Após ter sido otimizado o conversor elevador e alimentado o barramento do inversor com tensão contínua, será apresentado como fazer o acionamento da máquina de indução utilizando o controle Voltz/Hertz, o controle indireto orientado pelo fluxo rotórico (IFOC) e o controle por escorregamento. O controle Voltz/Hertz é o mais simples de implementar e executar. O controle IFOC mostrado aqui apresentam dois tipos: *IFOC tradicional*, que necessita da medição da velocidade angular do eixo da máquina e o *IFOC modificado* que estima a velocidade angular do eixo da máquina, sendo desnecessária a medição da velocidade angular da máquina. O controle por escorregamento estudado aqui se divide em: *controle por escorregamento com o fluxo estatórico* e *controle vetorial direto do conjugado* (DTC). Neste último também não se faz necessária a medição da velocidade angular do eixo da máquina.

Os sistemas de acionamento estático que empregam máquinas assíncronas são mecanicamente robustos, mas sua análise é complexa pois requer o estudo de um sistema multivariável e não linear. Os primeiros esquemas de acionamentos com máquina assíncrona eram do tipo escalar e baseados em modelos de regime permanente, tal como o Volts/Hertz ([Leonhard, 1985](#)), apresentando fraco desempenho dinâmico. No intuito de desenvolver sistemas de acionamento de alto desempenho, têm sido investigadas estratégias de controle que assegurem o desacoplamento entre o controle do fluxo e do conjugado.

É possível obter este desacoplamento utilizando abordagens ditas vetoriais, por exemplo, controlando o fluxo rotórico da máquina pela componente da corrente estatórica em fase

com o fluxo e o conjugado eletromagnético por meio da componente da corrente estatórica ortogonal ou em quadratura com o fluxo, denominado controle por orientação pelo campo (de Doncker e Novotny, 1988).

Outros exemplos de estratégias de controle da máquina assíncrona de alto desempenho dinâmico foram propostos em (Takahashi e Noguchi, 1986), (Rossi et al., 1994), (Habetler e Divan, 1991) e (Lima, 1989) baseados no controle da amplitude e da frequência do fluxo estatórico.

A escolha das variáveis de estado, das variáveis de comando e da localização do sistema de eixos de referência permite estabelecer uma classificação genérica para as estratégias de controle da máquina assíncrona. Na classificação utilizada aqui, as estratégias de controle são agrupadas em duas categorias denominadas *controle por escorregamento* e *controle em quadratura*.

De modo genérico, as estratégias de controle de fluxo e conjugado podem ser classificadas como estratégias escalares ou vetoriais. Nas estratégias escalares controlam-se simultaneamente a amplitude e a frequência da grandeza, que é o caso da estratégia Volts/Hertz. No caso das estratégias vetoriais o controle é feito por meio dos valores da amplitude e da fase ou das componentes dq da grandeza. As estratégias podem ser classificadas de acordo com o fluxo escolhido para a excitação magnética da máquina e de acordo com o tipo de variável empregada no controle do conjugado eletromagnético. A excitação magnética pode ser feita através do fluxo estatórico, do fluxo rotórico ou do fluxo de entreferro. O conjugado eletromagnético pode ser controlado através da frequência de escorregamento da variável escolhida para excitar a máquina (controle por escorregamento), ou pela componente de uma segunda variável, variável de conjugado, em quadratura com a variável de excitação (controle em quadratura).

As estratégias de controle podem ser implementadas na forma direta ou indireta. No controle direto, existe uma malha fechada de controle do fluxo. No controle indireto, o fluxo é controlado sem realimentação. O sinal de realimentação do fluxo pode ser obtido diretamente através de sensores de fluxo (Lipo e Chang, 1986) ou estimado utilizando-se um observador de estados em malha fechada (Lima, 1989), (Pietrzak-David et al., 1992) ou ainda estimado em malha aberta (Xu et al., 1988).

4.1 Modelo matemático da máquina de indução

O modelo dq matemático da máquina é mostrado nas equações abaixo.

$$\mathbf{v}_s^g = r_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (4.1)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (4.2)$$

$$\phi_s^g = l_s \mathbf{i}_s^g + l_m \mathbf{i}_r^g \quad (4.3)$$

$$\phi_r^g = l_r \mathbf{i}_r^g + l_m \mathbf{i}_s^g \quad (4.4)$$

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r \quad (4.5)$$

$$c_e = P i_s \phi_s \sin(\delta_i - \delta_a) = P \frac{l_m}{l_r} i_s \phi_r \sin(\delta_i - \delta_b) \quad (4.6)$$

onde:

$$j = \sqrt{-1}$$

$\mathbf{v}_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$: vetor tensão estatórica num referencial arbitrário “ g ”;

$\mathbf{i}_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$: vetor corrente estatórica num referencial arbitrário “ g ”;

$\mathbf{i}_r^g = i_{rd}^g + ji_{rq}^g$: vetor corrente rotórica num referencial arbitrário “ g ”;

$\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$: fluxo estatórico num referencial arbitrário “ g ”;

$\phi_r^g = \phi_{rd}^g + j\phi_{rq}^g$: fluxo rotórico num referencial arbitrário “ g ”;

ω_g : freqüência de rotação num referencial arbitrário “ g ”;

ω_r : freqüência de rotação do rotor;

δ_i : posição angular do vetor corrente estatórica;

δ_a : posição angular do vetor fluxo estatórico;

δ_b : posição angular do vetor fluxo rotórico;

i_s : amplitude do vetor corrente estatórica;

ϕ_s : amplitude do vetor fluxo estatórico;

ϕ_r : amplitude do vetor fluxo rotórico;

c_e : conjugado eletromagnético;

c_m : conjugado mecânico;

l_s : indutância cíclica estatórica;

l_r : indutância cíclica rotórica;

l_m : indutância cíclica mútua;

r_s : resistência ôhmica estatórica;

r_r : resistência ôhmica rotórica;

J : momento de inércia;

F : coeficiente de atrito;

P : número de pares de pólos.

As equação (4.1)-(4.6) serão utilizadas no decorrer deste trabalho.

4.2 Controle Volts/Hertz

A técnica de controle da máquina de indução utilizando a estratégia Volts/Hertz (Leonhard, 1985) é a que apresenta maior simplicidade na implementação, pois não requer conhecimento dos parâmetros da máquina e não necessita da monitoração de nenhuma variável elétrica ou mecânica da mesma, porém, apresenta fraco desempenho dinâmico.

A máquina de indução na estratégia Volts/Hertz é acionada variando-se tanto a amplitude das tensões quanto a frequência das tensões aplicadas ao estator da máquina.

No acionamento Volts/Hertz, a relação v_s/ω_s satisfaz uma relação constante. Ou seja, as tensões aplicadas às bobinas do estator devem ser proporcionais à frequência do campo girante por uma constante k^* , onde essa constante é dada por:

$$k^* = \frac{v_s^*}{\omega_s^*} \quad (4.7)$$

onde v_s^* é a amplitude da tensão nominal da máquina em volts e ω_s^* é a frequência nominal do campo girante da máquina em rad/s.

A unidade da constante k^* , em (4.7), é o V/rad/s. Esta unidade também pode ser o

Weber (Wb), de fluxo magnético. Isso indica que no controle Volts/Hertz é possível se fazer um controle indireto do fluxo estático da máquina.

O diagrama de blocos desta estratégia de acionamento é mostrado na fig. 4.1.

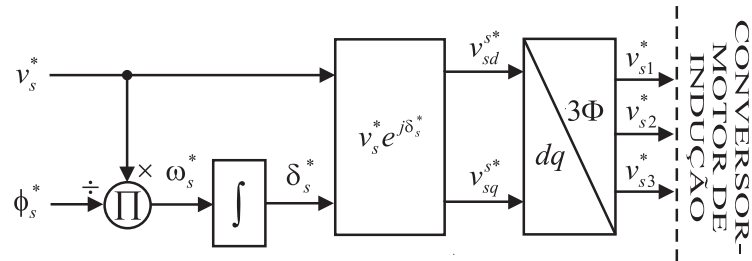


Figura 4.1: Controle Volts/Hertz

Esta estratégia de controle da máquina de indução é uma estratégia escalar.

4.2.1 Avaliação dinâmica da técnica Volts/Hertz

Na fig. 4.2 é apresentado o comportamento do conjugado eletromagnético gerado pela máquina quando a mesma se encontra acionada pela técnica Volts/Hertz. O perfil de conjugado eletromagnético de referência utilizado são degraus de 25 %, 100 % e 50 % do conjugado nominal da máquina. O conjugado eletromagnético base usado é de 6,29 Nm. A carga acoplada ao eixo da máquina tem uma característica de variar com o quadrado da velocidade angular.

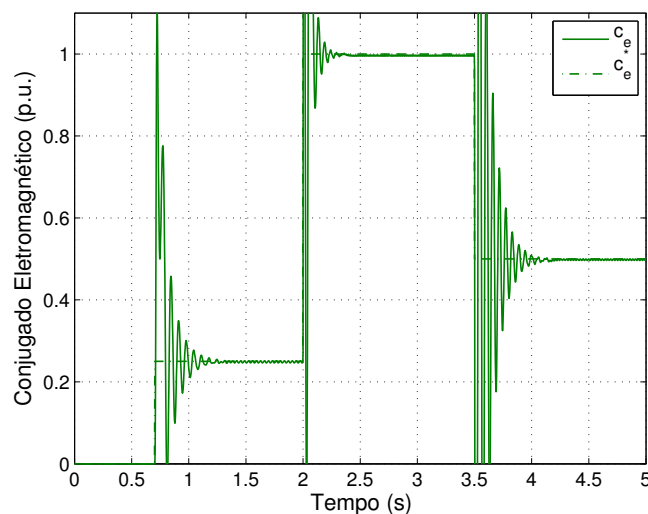


Figura 4.2: Resposta dinâmica para a técnica Volts/Hertz

É possível observar, na fig. 4.2, que o conjugado eletromagnético da máquina consegue seguir o conjugado eletromagnético de referência, porém há oscilações até a estabilização do conjugado. A máquina passa 0,6 segundos para estabilizar as oscilações.

4.3 Controle em quadratura

4.3.1 Controle de corrente orientado pelo fluxo rotórico – IFOC tradicional

Uma outra estratégia de controle da máquina de indução é o controle de corrente orientado pelo fluxo rotórico, do Inglês: *indirect flux oriented control*, IFOC.

Utilizando-se as equações (4.2) e (4.4), pode-se escrever a seguinte equação dinâmica, relacionando o fluxo rotórico com a corrente estatórica:

$$\frac{l_m}{\tau_r} \mathbf{i}_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (4.8)$$

onde $\tau_r = l_r/r_r$ é a constante de tempo rotórica.

O modelo dinâmico que relaciona as correntes estatóricas e o fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico é obtido a partir da equação (4.8), fazendo-se $\phi_{rd}^b = \phi_r$, $\phi_{rq}^b = 0$, $\mathbf{i}_s^g = \mathbf{i}_s^b = i_{sd}^b + j i_{sq}^b$ e $\omega_g = \omega_b$ onde b indica que as variáveis encontram-se no referencial fluxo rotórico.

Este modelo é expresso pelas seguintes equações, separando as partes imaginárias e reais da equação (4.8):

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{\phi_r}{\tau_r} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (4.9)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b = \omega_{br} \phi_r \quad (4.10)$$

onde $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$, $i_{sd}^b = i_s \cos(\delta_i - \delta_b)$ e $i_{sq}^b = i_s \sin(\delta_i - \delta_b)$.

Da equação (4.6) e introduzindo i_{sq}^b , escreve-se a seguinte expressão para o conjugado eletromagnético:

$$c_e = \frac{Pl_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (4.11)$$

A equação (4.11) mostra que o conjugado eletromagnético pode ser controlado através de i_{sq}^b . Por sua vez, da equação (4.9), observa-se que o fluxo ϕ_r pode ser controlado através

de i_{sd}^b , independentemente de i_{sq}^b , o que caracteriza o desacoplamento perfeito no controle do fluxo face ao controle do conjugado.

A determinação das correntes i_{sd}^{b*} e i_{sq}^{b*} são feitas utilizando-se as equações (4.9) e (4.11), respectivamente, considerando-se $d\phi_r/dt = 0$, pois o modelo é para o regime permanente. A determinação de ω_{br}^* é feita utilizando-se a equação (4.10). Desta forma, as equações para o controle da máquina são as seguintes:

$$i_{sd}^{b*} = \frac{\phi_r^*}{l_m} \quad (4.12)$$

$$i_{sq}^{b*} = \frac{l_r}{Pl_m} \frac{c_e^*}{\phi_r^*} = \frac{l_r}{Pl_m^2} \frac{c_e^*}{i_{sd}^{b*}} \quad (4.13)$$

$$\omega_{br}^* = \frac{l_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{b*}}{\phi_r^*} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{b*}}{i_{sd}^{b*}} \quad (4.14)$$

A posição do fluxo rotórico é determinada integrando-se a velocidade angular do fluxo rotórico retirada da equação (4.14). Esta posição é importante para as transformações das variáveis de dq no referencial fluxo rotórico para 3Φ no referencial estático. Com isso, tem-se:

$$\omega_b = \omega_{br}^* + \omega_r \quad (4.15)$$

$$\delta_b = \int_0^t \omega_b(\tau) d\tau \quad (4.16)$$

Utilizando-se as equações (4.12), (4.13) e (4.14) obtém-se o diagrama de blocos da fig. 4.3.

4.3.2 IFOC modificado

Esta estratégia de controle baseia-se em uma modificação do IFOC tradicional, mostrado anteriormente. É possível fazer uma estimação direta da frequência do vetor fluxo rotórico. Além disso, é conveniente a utilização desta estratégia em aplicações onde não existe a necessidade do controle de velocidade. Por isso, essa estratégia é interessante para aplicação como o bombeamento utilizando energia solar, pois não se faz necessário o controle de velocidade.

O método foi proposto em (Azevedo et al., 2002) e avaliado em (Corrêa et al., 2005) para acionar um motor de indução monofásico.

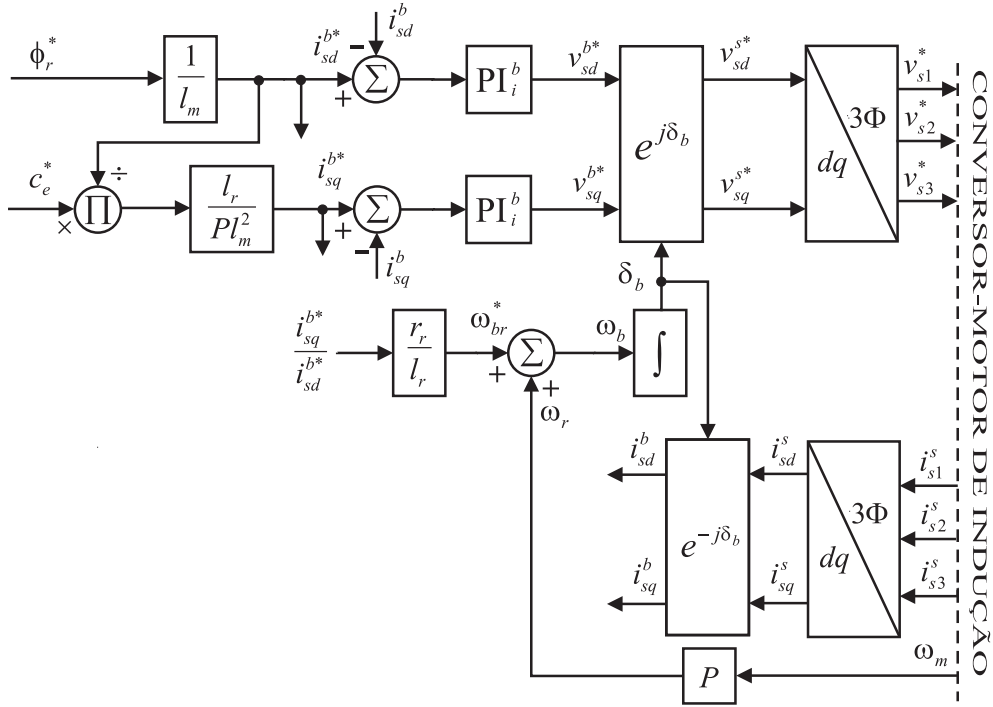


Figura 4.3: Controle vetorial em quadratura com o fluxo rotórico – IFOC tradicional

Para fazer a estimação da posição do fluxo rotórico sem necessidade de sensor de velocidade, são utilizadas as equações das tensões estatóricas no eixo-d ou -q.

As equações necessárias para o cálculo do fluxo rotórico são mostradas em seguida.

Decompondo-se a equação (4.1), e fazendo-a no referencial fluxo rotórico, ou seja, $g = b$, tem-se:

$$v_{sd}^b = r_s i_{sd}^b + \frac{d\phi_{sd}^b}{dt} - \omega_b \phi_{sq}^b \quad (4.17)$$

$$v_{sq}^b = r_s i_{sq}^b + \frac{d\phi_{sq}^b}{dt} + \omega_b \phi_{sd}^b \quad (4.18)$$

Decompondo-se a equação (4.3), e fazendo-a no referencial fluxo rotórico, ou seja, $g = b$, tem-se:

$$\phi_{sd}^b = l_s i_{sd}^b + l_m i_{rd}^b \quad (4.19)$$

$$\phi_{sq}^b = l_s i_{sq}^b + l_m i_{rq}^b \quad (4.20)$$

Descompondo-se a equação (4.4), e fazendo-a no referencial fluxo rotórico, ou seja, $g = b$,

e $\phi_{rd}^b = \phi_r$, $\phi_{rq}^b = 0$, tem-se:

$$\phi_{rd}^b = l_r i_{rd}^b + l_m i_{sd}^b = \phi_r \quad (4.21)$$

$$\phi_{rq}^b = l_r i_{rq}^b + l_m i_{sq}^b = 0 \quad (4.22)$$

Tensão de eixo-d

Para fazer o IFOC modificado utilizando a tensão estatórica no referencial fluxo rotórico, é utilizada a equação (4.17).

A partir da equação (4.22), tem-se:

$$i_{rq}^b = -\frac{l_m i_{sq}^b}{l_r} \quad (4.23)$$

Substituindo-se (4.23) em (4.20) e, em seguida, em (4.17), tem-se:

$$v_{sd}^b = r_s i_{sd}^b + \frac{d\phi_{sd}^b}{dt} - \omega_b l_s \sigma i_{sq}^b \quad (4.24)$$

onde $\sigma = 1 - l_m^2/(l_s l_r)$ representa o fator de dispersão.

A determinação de ω_b é feita utilizando a equação (4.24) e considerando o regime permanente, ou seja, $\frac{d\phi_{sd}^b}{dt} = 0$. Com isso, tem-se:

$$\omega_b = \frac{-(v_{sd}^{b*} - r_s i_{sd}^{b*})}{\sigma l_s i_{sq}^{b*}} \quad (4.25)$$

Pela equação (4.25) é observado que para estimar a frequência e conseqüentemente a posição do fluxo rotórico, é desnecessário o conhecimento da velocidade do rotor da máquina.

O cálculo da posição do fluxo rotórico é feito utilizando a equação (4.16).

Utilizando-se as equações (4.12), (4.13) e (4.25), obtém-se o diagrama de blocos da fig. 4.4.

Tensão de eixo-q

Neste caso, o IFOC modificado utiliza a tensão estatórica no referencial fluxo rotórico em quadratura, ou seja, é utilizada a equação (4.18).

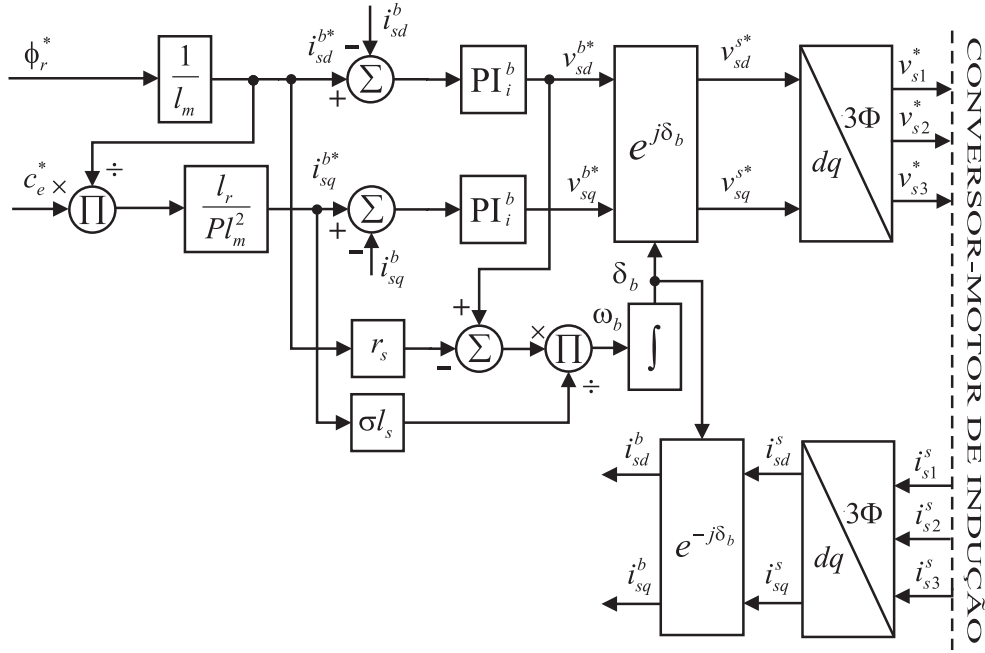


Figura 4.4: IFOC modificado – tensão de eixo-d

Pela equação (4.21), tem-se que:

$$i_{rd}^b = \frac{\phi_r - l_m i_{sd}^b}{l_r} \quad (4.26)$$

A partir da equação (4.9), e fazendo $\frac{d\phi_r}{dt} = 0$, tem-se:

$$\phi_r = l_m i_{sd}^b \quad (4.27)$$

Substituindo (4.27) em (4.26), tem-se que:

$$\begin{aligned} i_{rd}^b &= \frac{l_m i_{sd}^b - l_m i_{sd}^b}{l_r} \\ i_{rd}^b &= 0 \end{aligned} \quad (4.28)$$

Substituindo (4.28) em (4.19) e, em seguida, em (4.18), tem-se que:

$$v_{sq}^b = r_s i_{sq}^b + \frac{d\phi_{sq}^b}{dt} + \omega_b l_s i_{sd}^b \quad (4.29)$$

A determinação de ω_b é feita utilizando a equação (4.29) e considerando o regime permanente, ou seja, $\frac{d\phi_{sq}^b}{dt} = 0$. Com isso, tem-se:

$$\omega_b = \frac{v_{sq}^{b*} - r_s i_{sq}^{b*}}{l_s i_{sd}^{b*}} \quad (4.30)$$

O cálculo da posição do fluxo rotórico é feito utilizando a equação (4.16).

Utilizando-se as equações (4.12), (4.13) e (4.30), obtém-se o diagrama de blocos da fig. 4.5.

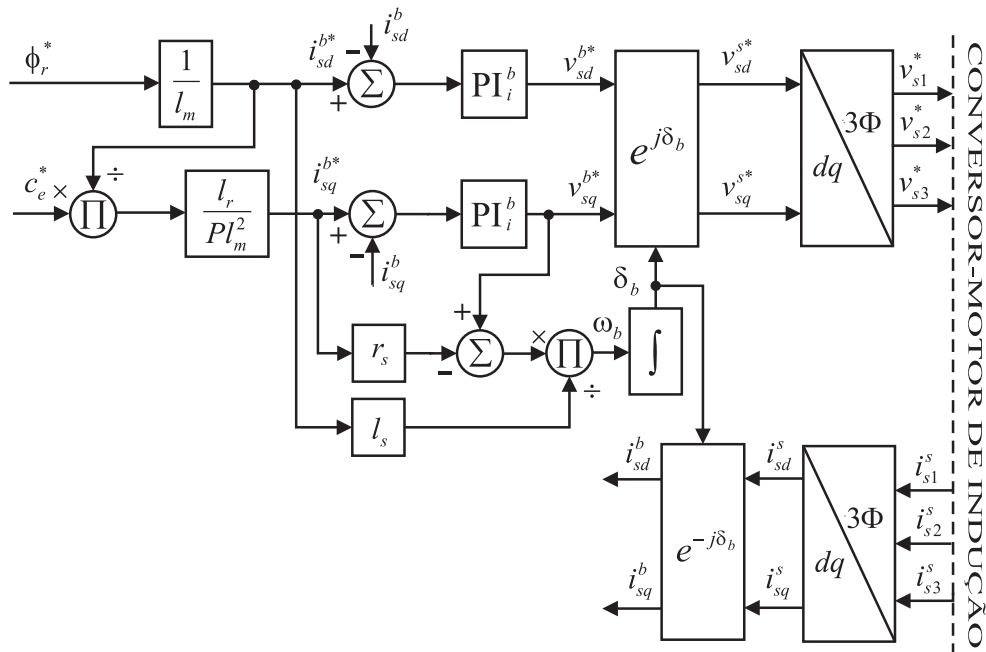


Figura 4.5: IFOC modificado – tensão de eixo-q

Uma abordagem sobre a utilização do IFOC tanto o tradicional quanto o modificado voltado ao bombeamento utilizando energia fotovoltaica foi apresentada em (Vitorino et al., 2008).

4.3.3 Avaliação dinâmica das técnicas de controle em quadratura

IFOC tradicional

Na fig. 4.6 é apresentado o comportamento do conjugado eletromagnético gerado pela máquina quando a mesma se encontra acionada pela técnica IFOC tradicional.

É possível observar, na fig. 4.6, que o conjugado eletromagnético da máquina consegue seguir o conjugado eletromagnético de referência sem que haja oscilações com tempo de convergência de 0,5 segundos.

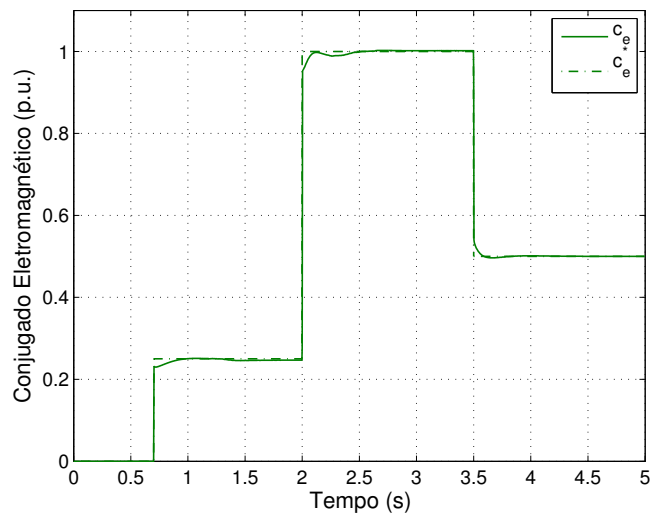


Figura 4.6: Resposta dinâmica para a técnica IFOC tradicional

IFOC modificado – tensão de eixo-d

Na fig. 4.7 é apresentado o comportamento do conjugado eletromagnético gerado pela máquina quando a mesma se encontra acionada pela técnica IFOC modificado, tensão de eixo-d.

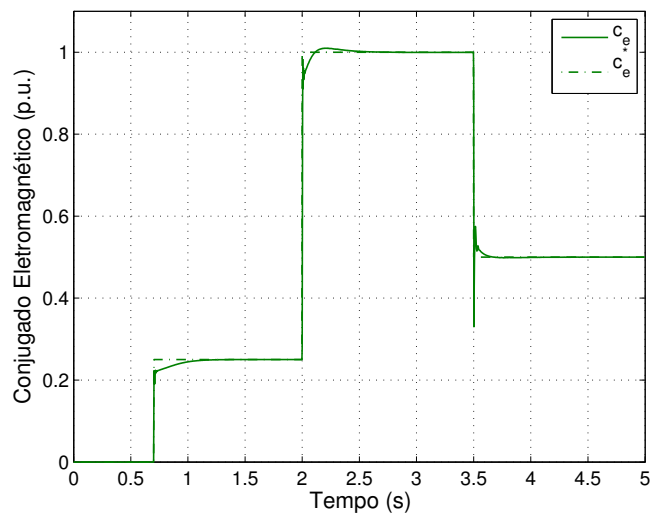


Figura 4.7: Resposta dinâmica para a técnica IFOC modificado – tensão de eixo-d

É possível observar, na fig. 4.7, que o conjugado eletromagnético da máquina consegue seguir o conjugado eletromagnético de referência sem que haja oscilações com tempo de convergência de 0,4 segundos, com a vantagem de não necessitar de sensor de velocidade.

IFOC modificado – tensão de eixo-q

Na fig. 4.8 é apresentado o comportamento do conjugado eletromagnético gerado pela máquina quando a mesma se encontra acionada pela técnica IFOC modificado, tensão de eixo-q.

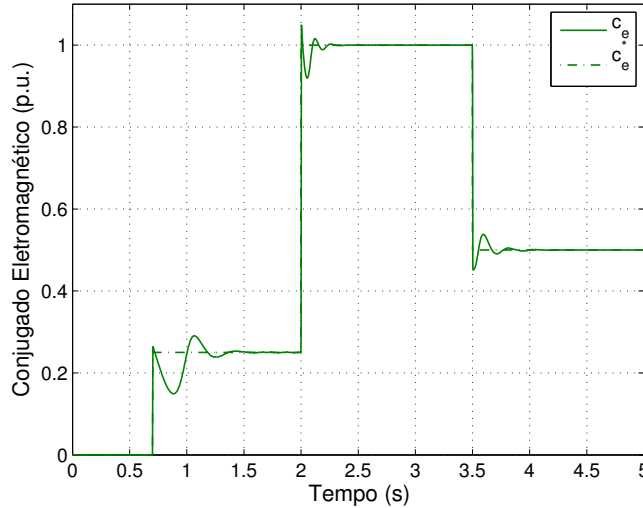


Figura 4.8: Resposta dinâmica para a técnica IFOC modificado – tensão de eixo-q

É possível observar, na fig. 4.8, que o conjugado eletromagnético da máquina consegue seguir o conjugado eletromagnético de referência com pequenas oscilações. O tempo de convergência máximo é de 0,8 segundos, com a vantagem de não necessitar de sensor de velocidade para a realização do controle.

4.4 Controle por escorregamento

4.4.1 Controle por escorregamento com fluxo estático

O controle por escorregamento é outra forma de fazer o controle da máquina de indução. Neste controle são tomados como variáveis de controle o conjugado eletromagnético e o fluxo estático.

Substituindo $i_{sq}^a = i_s \cos(\delta_i - \delta_a)$, onde a indica que as variáveis encontram-se no referencial fluxo estático, na equação (4.6), tem-se que:

$$c_e = P i_{sq}^a \phi_s \quad (4.31)$$

Substituindo-se (4.3) em (4.4), tem-se:

$$\mathbf{i}_r^g = \frac{\phi_s^g - l_s \mathbf{i}_s^g}{l_m} \quad (4.32)$$

$$\phi_r^g = \frac{l_r}{l_m} \phi_s^g + \left(l_m - \frac{l_r l_s}{l_m} \right) \mathbf{i}_s^g \quad (4.33)$$

Substituindo-se (4.32) e (4.33) em (4.2), e fazendo-se $d\phi_r^g/dt = 0$, pois o modelo é para o regime permanente, tem-se:

$$\begin{aligned} 0 &= r_r \mathbf{i}_r^g + j\omega_{gr} \phi_r^g \quad \therefore \quad \omega_{gr} = \omega_g - \omega_r \\ 0 &= \left(\frac{r_r}{l_m} + j\omega_{gr} \frac{l_r}{l_m} \right) \phi_s^g + \left[-\frac{r_r l_s}{l_m} + j \left(l_m - \frac{l_r l_s}{l_m} \right) \omega_{gr} \right] \mathbf{i}_s^g \end{aligned} \quad (4.34)$$

Levando-se a equação (4.34) para o referencial fluxo estatórico, ou seja, $g = a$, e separando-se as partes imaginárias e reais, tem-se:

$$0 = \frac{r_r}{l_m} \phi_{sd}^a - \omega_{ar} \frac{l_r}{l_m} \phi_{sq}^a - \frac{r_r l_s}{l_m} i_{sd}^a - \left(l_m - \frac{l_r l_s}{l_m} \right) \omega_{ar} i_{sq}^a \quad (4.35)$$

$$0 = \frac{r_r}{l_m} \phi_{sq}^a + \omega_{ar} \frac{l_r}{l_m} \phi_{sd}^a - \frac{r_r l_s}{l_m} i_{sq}^a + \left(l_m - \frac{l_r l_s}{l_m} \right) \omega_{ar} i_{sd}^a \quad (4.36)$$

Como o referencial utilizado é o fluxo estatórico, a componente em quadratura do fluxo estatórico é nula, ou seja, $\phi_{sq}^a = 0$ e $\phi_{sd}^a = \phi_s$. Fazendo-se essas considerações em (4.35) e (4.36), tem-se:

$$0 = \frac{r_r}{l_m} \phi_s - \frac{r_r l_s}{l_m} i_{sd}^a - \left(l_m - \frac{l_r l_s}{l_m} \right) \omega_{ar} i_{sq}^a \quad (4.37)$$

$$0 = \omega_{ar} \frac{l_r}{l_m} \phi_s - \frac{r_r l_s}{l_m} i_{sq}^a + \left(l_m - \frac{l_r l_s}{l_m} \right) \omega_{ar} i_{sd}^a \quad (4.38)$$

Isolando-se i_{sd}^a de (4.37) e substituindo-a em (4.38), tem-se:

$$i_{sq}^a = \frac{l_m^2}{r_r l_s^2} \frac{\omega_{ar}}{(1 + \tau_r^2 \sigma^2 \omega_{ar}^2)} \phi_s \quad (4.39)$$

onde $\sigma = 1 - l_m^2/(l_s l_r)$ é o fator de dispersão e $\tau_r = l_r/r_r$ é a constante de tempo rotórica.

Substituindo-se (4.39) em (4.31), tem-se que, em regime permanente, o conjugado eletromagnético pode ser calculado da seguinte forma:

$$c_e = P \frac{l_m^2}{r_r l_s^2} \frac{\omega_{ar}}{(1 + \tau_r^2 \sigma^2 \omega_{ar}^2)} \phi_s^2 \quad (4.40)$$

Para pequenos valores de escorregamento e abaixo do valor de “*pull-out*” esta expressão pode ser aproximada por:

$$c_e \simeq \frac{Pl_m^2 \omega_{ar} \phi_s^2}{r_r l_s^2} \quad (4.41)$$

Segundo a equação (4.41), nota-se que c_e pode ser controlado através de ω_{ar} , desde que ϕ_s seja mantido constante.

4.4.2 Controle vetorial direto

No caso da estratégia de malha fechada o controle do conjugado e do fluxo é obtido diretamente através do vetor fluxo estatórico. O vetor fluxo estatórico de referência é dado por:

$$\boldsymbol{\phi}_s^{s*} = \phi_s^* e^{j\delta_a^*} \quad (4.42)$$

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_{ar}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (4.43)$$

A estimação do vetor fluxo estatórico pode ser baseado diretamente da equação (4.1), no referencial estatórico, com o termo da queda de tensão resistiva tomado como perturbação a ser compensada. Com isso, tem-se que a estimação do vetor fluxo estatórico será feita da seguinte forma:

$$\mathbf{v}_s^s = r_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\boldsymbol{\phi}_s^s}{dt} \quad (4.44)$$

$$\boldsymbol{\phi}_s^s = \int_0^t [\mathbf{v}_s^s(\tau) - r_s \mathbf{i}_s^s(\tau)] d\tau \quad (4.45)$$

onde

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{sd}^s{}^2 + \phi_{sq}^s{}^2} \quad (4.46)$$

Utilizando-se das equações (4.41), (4.42) e (4.43) obtém-se o diagrama de blocos desta técnica mostrado na fig. 4.9.

O bloco **Estimador de fluxo** mostrado na fig. 4.9 representa as equações (4.45) e (4.46).

4.4.3 Controle vetorial direto do conjugado – DTC

Na fig. 4.10 é mostrada uma variação do controle por escorregamento que permite uma resposta de conjugado mais rápida. Neste caso, o conjugado é controlado em malha fechada

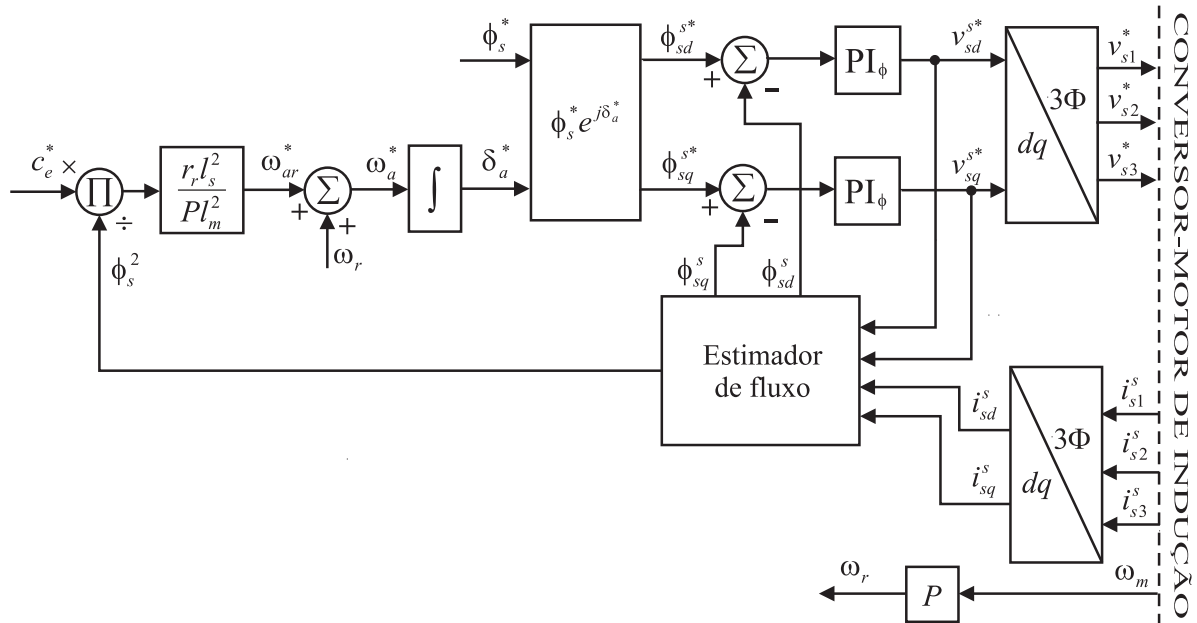


Figura 4.9: Diagrama de controle vetorial direto por escorregamento com o fluxo estático no referencial estático

por meio do controlador \mathbf{PI}_{ce} . Este esquema é conhecido na literatura como DTC (*Direct Torque Control*) (Habetler e Divan, 1991).

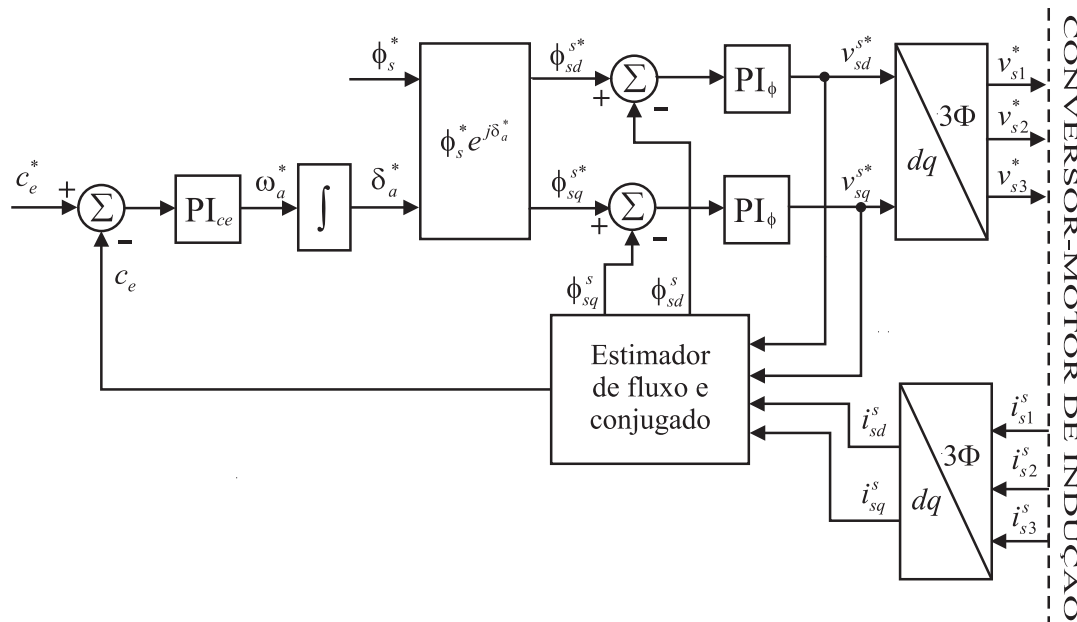


Figura 4.10: Diagrama de controle vetorial direto do conjugado (DTC)

Para a estimação do conjugado, referente ao bloco **Estimador de fluxo e conjugado** da fig. 4.10, é utilizada uma variação da equação (4.6). A equação de estimação do conjugado

eletromagnético da máquina é a seguinte:

$$c_e = P(i_{sq}^s \phi_{sd}^s - i_{sd}^s \phi_{sq}^s) \quad (4.47)$$

No controle DTC se faz desnecessária a medição da velocidade do eixo da máquina. Isso é uma vantagem sobre a estratégia de controle por escorregamento mostrada antes.

4.4.4 Avaliação dinâmica das técnicas de controle por escorregamento

Controle por escorregamento com fluxo estático

Na fig. 4.11 é apresentado o comportamento do conjugado eletromagnético gerado pela máquina quando a mesma se encontra acionada pela técnica de controle por escorregamento com fluxo estático.

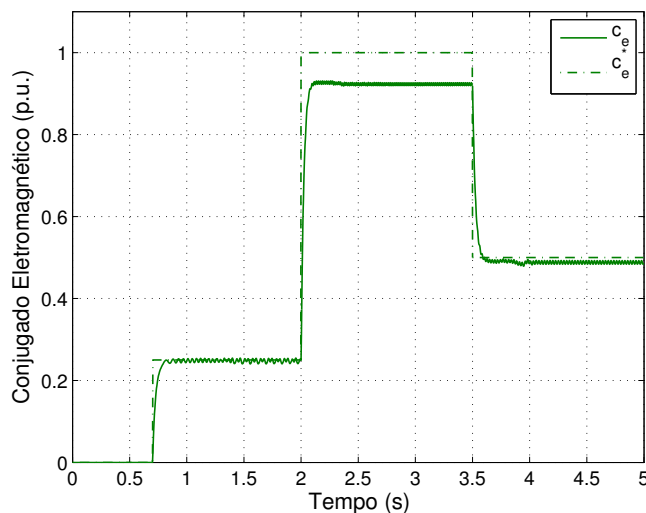


Figura 4.11: Resposta dinâmica para a técnica de controle vetorial direto por escorregamento com fluxo estático

É possível observar, na fig. 4.11, um relativo baixo tempo de convergência, menos de 0,2 segundos, porém essa técnica não garante erro de regime permanente nulo. Pode-se observar que quanto maior for o conjugado eletromagnético de referência, maior será o erro de regime permanente. Com 100 % de conjugado de referência, é possível observar um erro de 7 % no conjugado eletromagnético da máquina.

Esse erro se dá devido à aproximação feita na equação (4.40). Esta aproximação foi

necessária para simplificar o cálculo de ω_{ar} . Com o aumento do conjugado eletromagnético a velocidade da máquina se eleva, fazendo com que se tenha um aumento no conjugado mecânico, isso faz com que se tenha uma elevação do escorregamento, como a equação (4.41) é uma simplificação da equação (4.40) para baixo escorregamento, o erro no controle do conjugado eletromagnético aparece quando se tem elevado conjugado de referência. Para eliminar o erro acarretado pela aproximação, equação (4.40), que é uma equação de segundo grau, pode ser resolvida, cuja solução é mostrada abaixo:

$$\omega_{ar} = \frac{P(l_m\phi_s)^2 \pm \sqrt{(Pl_m^2\phi_s^2)^2 - 4(c_e r_r l_s^2 \tau_r \sigma)^2}}{2c_e r_r (l_s \tau_r \sigma)^2} \quad (4.48)$$

É possível observar, na equação (4.48), a complexidade em determinar ω_{ar} . Isso faz com que se eleve o esforço computacional.

Controle DTC

Na fig. 4.12 é apresentado o comportamento do conjugado eletromagnético gerado pela máquina quando a mesma se encontra acionada pela técnica de controle vetorial direto do conjugado, DTC.

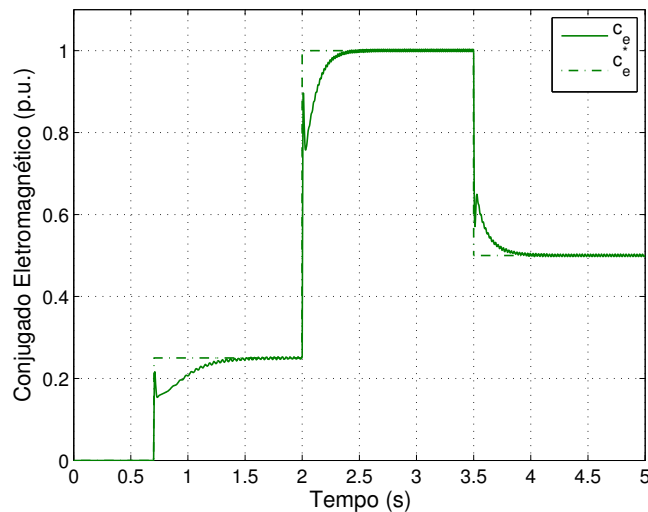


Figura 4.12: Resposta dinâmica para a técnica de controle DTC

É possível observar, na fig. 4.12, que o controle DTC garante erro de regime permanente nulo, com tempo máximo de convergência na partida da máquina de 0,7 segundos. Essa técnica tem a vantagem de não precisar de sensor de velocidade para executar o controle.

Outros resultados de simulação destas diversas técnicas de acionamento da máquina de indução apresentadas nesta seção serão apresentados no capítulo 6.

No Apêndice A são mostradas as transformações utilizadas neste capítulo.

4.5 Considerações

As diversas técnicas aqui apresentadas para o acionamento e controle da máquina de indução apresentam diferenças, seja na complexidade de implementação, seja na rapidez de convergência. A tabela 4.1 mostra as diferenças entre as técnicas apresentadas.

Tabela 4.1: Análise comparativa entre as técnicas de acionamento da máquina de indução

	V/Hz	IFOC-tr.	IFOC-d	IFOC-q	Escorr.	DTC
Especificação dos parâmetros da máquina	Não	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim
Medição da velocidade	Não	Sim	Não	Não	Sim	Não
Complexidade	Baixa	Média	Média	Média	Alta	Média
Tempo de convergência	0,6 s	0,5 s	0,4 s	0,8 s	0,2/ ∞ s	0,7 s

Dentre as técnicas apresentadas na tabela 4.1, as técnicas de acionamento que não necessitam de sensor de velocidade seriam as técnicas ideais para o bombeamento. Numa avaliação preliminar dentre as características mostradas na tabela 4.1, é possível dizer que a técnica IFOC modificado tensão de eixo-d apresenta as melhores características no geral, pois não necessita de sensor de velocidade e apresenta rápida convergência. Porém, não é possível eleger, ainda, qual das técnicas de acionamento seria a melhor para utilizar no bombeamento utilizando energia fotovoltaica. Isso porque a insolação, que é a variável climática que gera o conjugado eletromagnético de referência para as técnicas, é uma variável lenta, não varia mais que 30 % do seu valor máximo por segundo. Uma melhor avaliação das técnicas de acionamento da máquina de indução voltadas para o bombeamento utilizando energia fotovoltaica será feita no capítulo 6.

As técnicas de acionamento e controle da máquina de indução proporcionam o acesso às variáveis da máquina que determinam o trabalho a ser realizado pela mesma e o consumo de

energia elétrica. Este consumo de energia pode ser diminuído utilizando técnicas que atuem na redução do fluxo da máquina.

5

Otimização do Acionamento da Máquina de Indução

A partir das técnicas de controle, é possível atuar nas variáveis da máquina que determinam o quanto de energia será consumida pela mesma. Serão estudadas algumas técnicas de otimização da eficiência da máquina de indução trifásica, a partir da diminuição das perdas, para utilizá-la no bombeamento.

As máquinas de indução são normalmente dimensionadas e fabricadas para operarem em valores constantes de tensão e frequência, de tal forma que elas possuem eficiência ótima próximo de 75 % quando se encontram com tensão, frequência e carga nominais. Para uma certa velocidade e carga na máquina, a tensão do estator pode ser reduzida se a frequência estatórica for aumentada. Isto reduz as perdas no ferro e as perdas no cobre do estator, mas aumenta as perdas do cobre no rotor. Se a tensão e o fluxo são diminuídos, as perdas no ferro são diminuídas, mas as perdas no rotor e as perdas no cobre do estator devido às correntes de magnetização são aumentadas excessivamente, isto é, para todas as cargas e velocidades, existe um nível de fluxo onde as perdas na máquina são mínimas. A questão é: como determinar o correto ajuste do fluxo para otimizar a eficiência da máquina?

Neste capítulo será mostrado como determinar o fluxo ótimo da máquina, seja o fluxo rotórico ou estatórico, para se ter uma otimização da sua eficiência, diminuindo as perdas para produzir um mesmo trabalho com menos energia. No caso em que se utiliza energia fotovoltaica: realizar mais trabalho com a mesma energia. Serão vistas três diferentes técnicas

de otimização da eficiência do acionamento da máquina de indução.

5.1 Técnicas de otimização do acionamento da máquina de indução

Nesta seção serão apresentadas as técnicas de otimização utilizadas para otimizar a eficiência da máquina de indução.

Foram estudadas as técnicas de otimização que utilizam o *controle do fator de potência* e o *controle de busca* apresentadas em (Abrahamsen et al., 1998). Também é estudada uma proposta de técnica de otimização que usa o *controle com correntes iguais* que busca igualar as correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b para se alcançar a máxima eficiência da máquina de indução. Estas técnicas visam reduzir as perdas de energia na máquina, seja perdas no cobre ou no material magnético.

5.1.1 Controle do fator de potência

A elevação da eficiência da máquina pelo controle do fator de potência consiste em fazer o controle do fator de potência em um valor constante, próximo do valor nominal da máquina.

O diagrama de blocos do controle do fator de potência utilizado para otimizar o fluxo rotórico ou estático da máquina é mostrado na fig. 5.1. O bloco **Técnica de controle do MI**, visto na fig. 5.1, representa as técnicas de controle da máquina de indução apresentadas no capítulo 4.

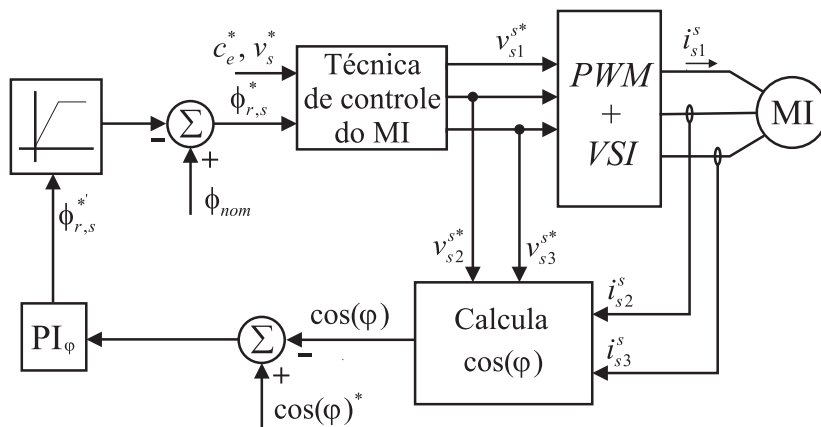


Figura 5.1: Diagrama de blocos do controle do fator de potência

O fluxo ϕ_r^* , ou ϕ_s^* , dependendo da técnica de controle da máquina utilizada, definido pelo \mathbf{PI}_φ , mostrado na fig. 5.1, passa por um limitador que limita o fluxo para que não ultrapasse o valor nominal, esse valor é subtraído do fluxo nominal ϕ_{nom} , definindo, assim, o $\phi_{r,s}^*$.

Pelo fato da medição do fator de potência ser fácil de ser executada, o controle do fator de potência como técnica de otimização apresenta baixo custo (Andersen e Pedersen, 1996).

O algoritmo implementado para o cálculo do fator de potência é mostrado na seção B.3 do apêndice B.

Avaliação da técnica de controle do fator de potência – $\cos(\varphi)$

O gráfico da fig. 5.2 mostra a eficiência da máquina para uma faixa de conjugado mecânico que varia de 0,1 Nm a 6,0 Nm com e sem controle de otimização. A máquina é controlada utilizando a técnica IFOC tradicional. A velocidade da máquina é mantida constante para os diversos pontos de conjugado. É avaliado o comportamento da máquina para as velocidades de 1500 rpm, 900 rpm e 300 rpm. Na fig. 5.3 observa-se o comportamento do fluxo de referência para vários pontos de operação.

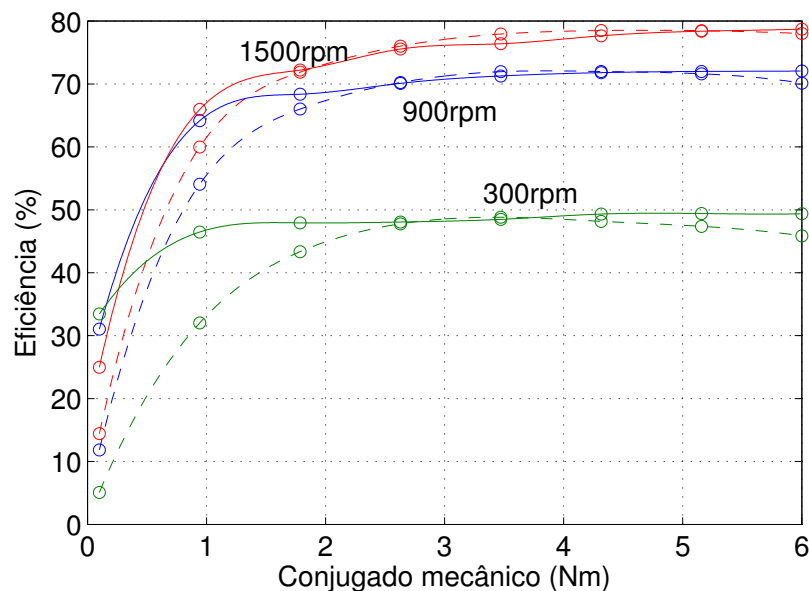


Figura 5.2: Eficiência da máquina para vários pontos de operação – tracejado: sem controle, $\phi_r^* = 0,826$ Wb; linha cheia: com controle de $\cos(\varphi)$

Na fig. 5.2, observa-se que a eficiência da máquina utilizando o controle de otimização

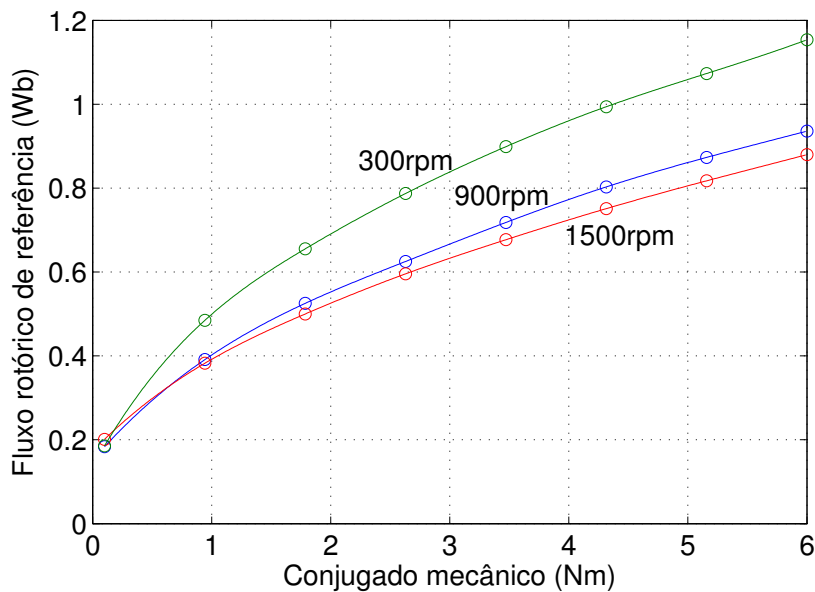


Figura 5.3: Fluxo rotórico de referência da máquina, ϕ_r^* , no controle de $\cos(\varphi)$ para vários pontos de operação

ficou acima da eficiência sem controle de otimização em quase todos os pontos de operação. Para garantir o controle do fator de potência, o controlador define valores de ϕ_r^* , para a velocidade de 300 rpm, na faixa entre 3 e 6 Nm, acima do fluxo nominal, isso pode ser visto na fig. 5.3. Isto pode fazer com que a máquina opere saturada, isso implica que a máquina poderá operar superexcitada, o que pode proporcionar perdas no material magnético da máquina.

5.1.2 Controle de busca

O que aqui é chamado controle de busca, é chamado por outros autores como controle de teste, controle adaptativo, ou otimização on-line. É o nome para o princípio de controle onde um parâmetro significativo é minimizado ou maximizado por meio de tentativa e erro.

O princípio do controle de busca é manter a potência no eixo da máquina constante e encontrar o ponto de operação onde a potência de entrada seja a mínima. Este mínimo é encontrado medindo-se a potência de entrada e iterativamente mudar o nível do fluxo de referência em pequenos passos até que a potência de entrada mínima seja detectada. A potência no eixo da máquina é mantida constante mantendo-se a velocidade da máquina constante.

A principal vantagem do método de busca é que o ponto ótimo da eficiência da máquina é encontrado sem que seja necessário conhecer os parâmetros da máquina.

Em (Kioskeridis e Margaris, 1996) é mostrado que minimizando a corrente do estator obtém-se quase o mesmo resultado de quando se minimiza a potência de entrada. A vantagem é que a corrente do estator é mais fácil de medir do que a potência, e o mínimo da corrente de entrada é melhor definido do que o mínimo da potência de entrada.

Esta técnica de otimização da eficiência do motor de indução foi primeiramente apresentada em (Kirschen, Novotny e Lipo, 1985).

O diagrama de blocos desta estratégia de controle é mostrado na fig. 5.4.

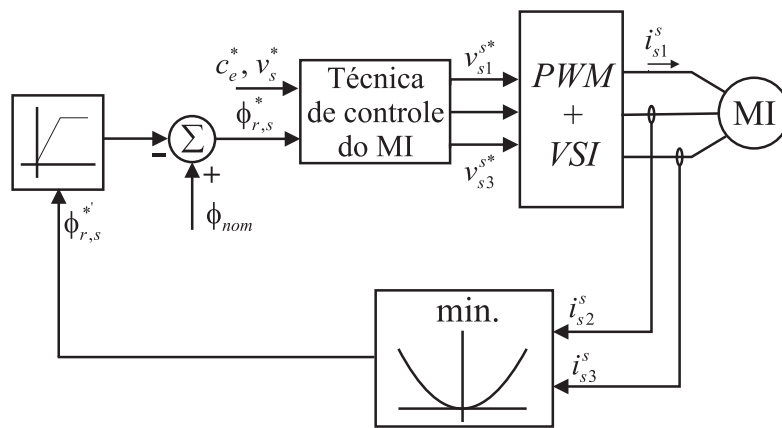


Figura 5.4: Diagrama de blocos do controle de busca

A técnica de busca do ponto de melhor eficiência para o acionamento da máquina de indução utilizada foi a técnica denominada *Perturba e Observa* (P&O). O fluxograma da fig. 5.5 mostra como o método de busca funciona.

A variável “ q ” mostrada na fig. 5.5 consiste de uma variável aleatória que pode ser 0, zero, ou 1, um. Essa aleatoriedade é necessária para inserir a perturbação no fluxo de referência e observar o comportamento da corrente, e, assim, fazer a decisão de incrementar ou decrementar o fluxo rotórico de referência, ϕ_r^* , ou estático, ϕ_s^* , no próximo *loop* de controle.

O cálculo da amplitude da corrente, I_{sdq}^s , é feito da seguinte forma:

$$I_{sdq}^s = \sqrt{i_{sd}^{s2} + i_{sq}^{s2}} \quad (5.1)$$

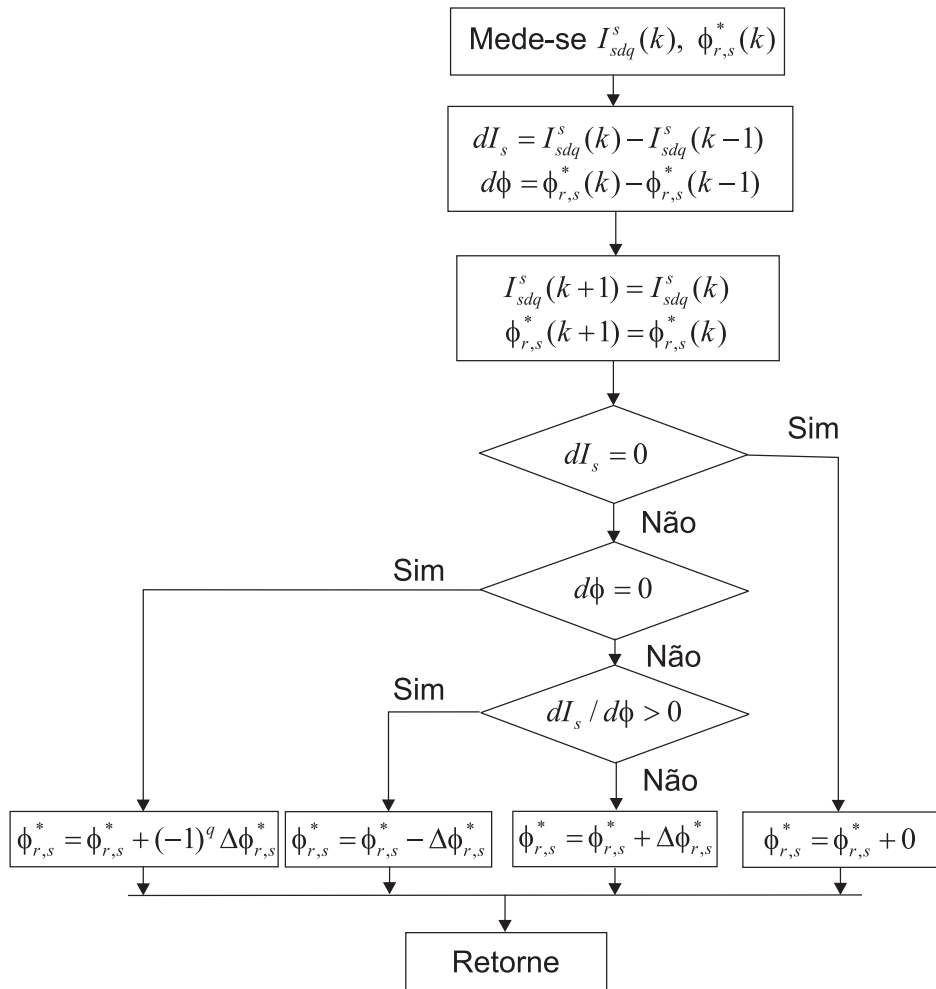


Figura 5.5: Fluxograma da técnica de busca P&O

Avaliação da técnica de controle de busca

O gráfico da fig. 5.6 mostra a eficiência da máquina para uma faixa de conjugado mecânico que varia de 0,1 Nm a 6,0 Nm e velocidades fixas. Na fig. 5.7 observa-se o comportamento do fluxo de referência para vários pontos de operação.

Como pode ser visto na fig 5.6, a eficiência da máquina com o controle de otimização pelo controle de busca apresentou elevação para os casos entre 0,1 Nm e 2,0 Nm. Ocorreu uma pequena diminuição da eficiência no caso com controle de otimização para a faixa entre 2,0 Nm e 5,3 Nm para as velocidades avaliadas.

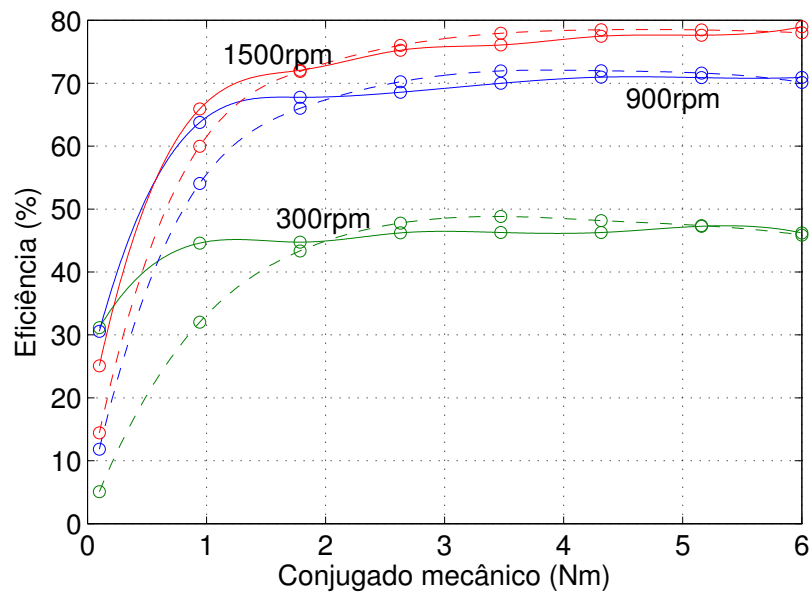


Figura 5.6: Eficiência da máquina para vários pontos de operação – tracejado: sem controle, $\phi_r^* = 0,826$ Wb; linha cheia: com controle de busca

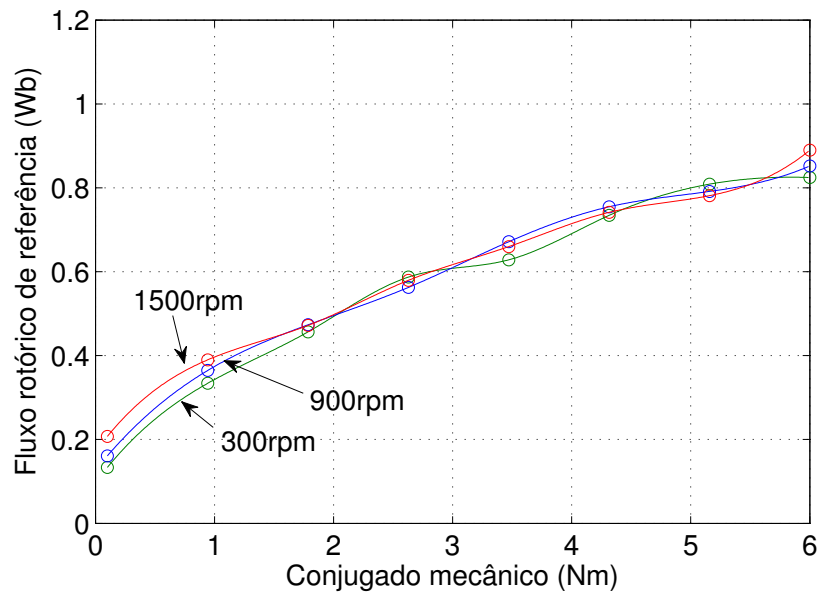


Figura 5.7: Fluxo rotórico de referência da máquina, ϕ_r^* , no controle de busca para vários pontos de operação

5.1.3 Controle com correntes iguais

Neste controle faz-se necessária a utilização do controle IFOC para acionar a máquina, pois no processo de controle usando o IFOC, a posição do fluxo rotórico é fornecida. Esta posição é necessária para definir as correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b utilizadas nesta técnica.

Esta técnica de otimização consiste em fazer com que i_{sd}^b e i_{sq}^b sejam iguais, pois, quando

isso ocorre, é onde se tem a maior eficiência da máquina de indução. A demonstração matemática é mostrada em seguida.

Substituindo-se a equação (4.9), fazendo $d\phi_r/dt = 0$, pois o modelo é para o regime permanente, em (4.11), tem-se que o conjugado eletromagnético da máquina pode ser escrito da seguinte forma:

$$c_e = \frac{Pl_m^2}{l_r} i_{sd}^b i_{sq}^b \quad (5.2)$$

Considerando um mesmo valor de amplitude de corrente estatórica, para encontrar a relação entre as correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b que fornece o máximo de conjugado eletromagnético, se faz necessário maximizar a equação (5.2). Antes desta maximização, são necessárias algumas manipulações algébricas.

A corrente estatórica no referência fluxo rotórico pode ser escrita na forma complexa da seguinte forma:

$$\mathbf{i}_s^b = i_{sd}^b + j i_{sq}^b \quad (5.3)$$

A amplitude da corrente \mathbf{i}_s^b é calculada tirando-se o módulo da equação (5.3). Com isso, tem-se:

$$I_s^{b2} = i_{sd}^{b2} + i_{sq}^{b2} \quad (5.4)$$

$$i_{sd}^b = \sqrt{I_s^{b2} - i_{sq}^{b2}} \quad (5.5)$$

onde I_s^b é a amplitude da corrente \mathbf{i}_s^b .

Substituindo-se (5.5) em (5.2), tem-se:

$$c_e = \frac{Pl_m^2}{l_r} \sqrt{I_s^{b2} - i_{sq}^{b2}} i_{sq}^b \quad (5.6)$$

A maximização de (5.6) consiste em determinar qual é a melhor relação entre i_{sd}^b e i_{sq}^b , para um mesmo valor de I_s^b , que fornece o máximo de c_e possível. Essa maximização se dá utilizando a técnica dos pontos máximos e mínimos de uma função, ou seja, o c_e será máximo, para um dado I_s^b , quando:

$$\frac{dc_e}{di_{sq}^b} = 0 \quad (5.7)$$

Substituindo-se (5.6) em (5.7), tem-se:

$$\frac{dc_e}{di_{sq}^b} = \frac{d}{di_{sq}^b} \left[\frac{Pl_m^2}{l_r} \sqrt{I_s^{b2} - i_{sq}^{b2}} i_{sq}^b \right] = 0$$

$$\begin{aligned}\frac{dc_e}{di_{sq}^b} &= \frac{Pl_m^2}{l_r} \frac{d}{di_{sq}^b} \left[\sqrt{I_s^{b^2} - i_{sq}^{b^2}} i_{sq}^b \right] = 0 \\ \frac{dc_e}{di_{sq}^b} &= \frac{Pl_m^2}{l_r} \frac{d}{di_{sq}^b} \left[\sqrt{I_s^{b^2} i_{sq}^{b^2} - i_{sq}^{b^4}} \right] = 0 \\ \frac{dc_e}{di_{sq}^b} &= \frac{Pl_m^2}{l_r} \frac{I_s^{b^2} - 2i_{sq}^{b^2}}{\sqrt{I_s^{b^2} - i_{sq}^{b^2}}} = 0\end{aligned}\quad (5.8)$$

Substituindo-se (5.4) em (5.8), tem-se:

$$\frac{dc_e}{di_{sq}^b} = \frac{Pl_m^2}{l_r} \frac{(i_{sd}^{b^2} + i_{sq}^{b^2}) - 2i_{sq}^{b^2}}{\sqrt{(i_{sd}^{b^2} + i_{sq}^{b^2}) - i_{sq}^{b^2}}} = 0 \quad (5.9)$$

A partir da equação (5.9), a relação entre i_{sd}^b e i_{sq}^b que fornece o máximo conjugado eletromagnético para o mesmo valor de amplitude de corrente é a seguinte:

$$\begin{aligned}i_{sd}^{b^2} + i_{sq}^{b^2} - 2i_{sq}^{b^2} &= 0 \\ i_{sd}^{b^2} - i_{sq}^{b^2} &= 0 \\ i_{sd}^b &= i_{sq}^b\end{aligned}\quad (5.10)$$

A equação (5.10) mostra que o conjugado eletromagnético da máquina será máximo, considerando um mesmo valor de amplitude de corrente estatórica, quando $i_{sd}^b = i_{sq}^b$.

Para fazer com que i_{sd}^b e i_{sq}^b sejam iguais, é utilizado um controlador PI_i . Este controlador atua no fluxo rotórico de referência. O diagrama de blocos da fig. 5.8 mostra como se faz a igualdade das correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b .

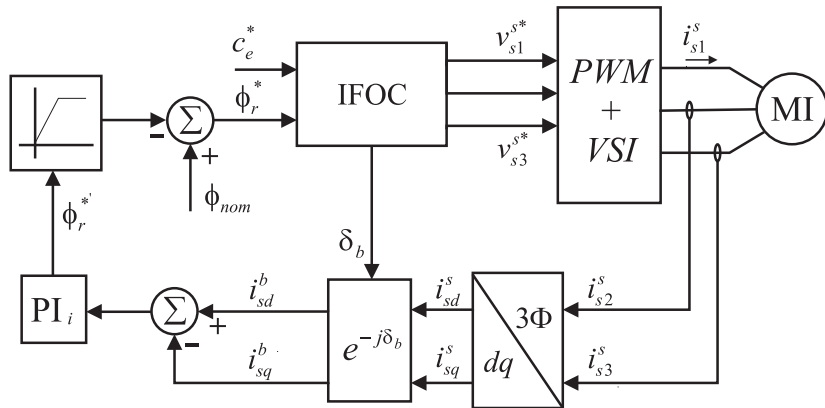


Figura 5.8: Diagrama de blocos do controle com correntes iguais

Avaliação da técnica de controle com correntes iguais

O gráfico da fig. 5.9 mostra a eficiência da máquina para uma faixa de conjugado mecânico que varia de 0,1 Nm a 6,0 Nm. Na fig. 5.10 observa-se o comportamento do fluxo de referência para vários pontos de operação.

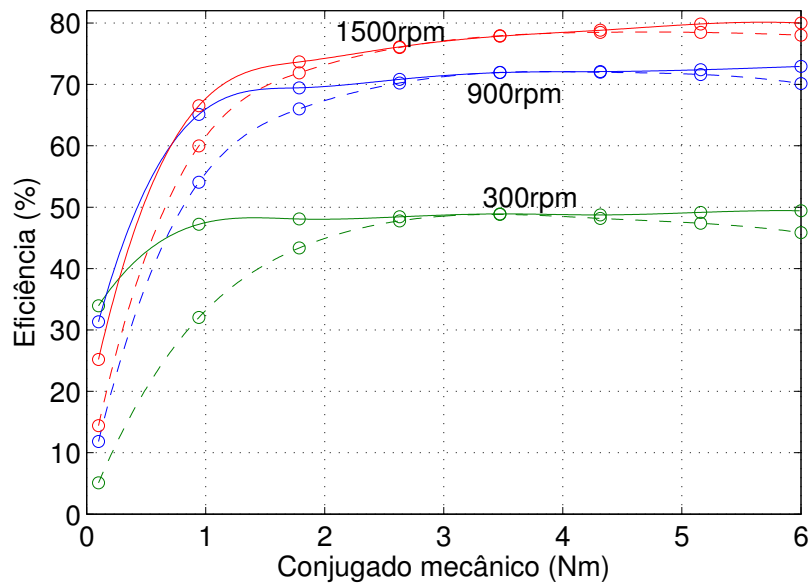


Figura 5.9: Eficiência da máquina para vários pontos de operação – tracejado: sem controle, $\phi_r^* = 0,826$ Wb; linha cheia: com controle com correntes iguais

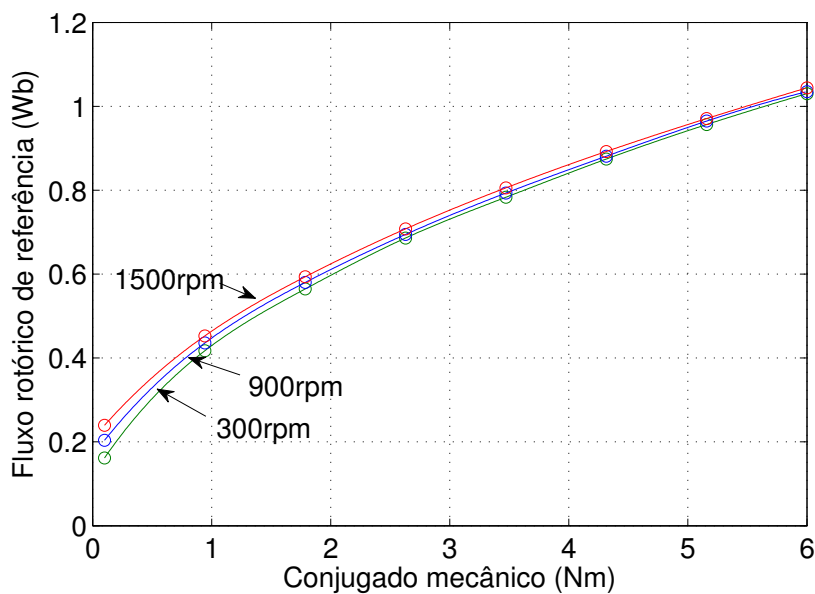


Figura 5.10: Fluxo rotórico de referência da máquina, ϕ_r^* , no controle com correntes iguais para vários pontos de operação

É visto na fig. 5.9 que a técnica de otimização com correntes iguais apresentou ótimos resultados na elevação da eficiência da máquina. Na fig. 5.10 é mostrado que a partir de 4 Nm o fluxo rotórico de referência apresenta valores acima do valor nominal. Isso ocorre por conta da atuação do controlador para forçar que a corrente i_{sd}^b seja igual a i_{sq}^b .

Outros resultados de simulação destas diversas técnicas de otimização da máquina de indução apresentadas nesta seção serão apresentados no capítulo 6.

5.2 Considerações

Dentre as técnicas de otimização apresentadas, é importante salientar que a técnica de busca necessita que a máquina esteja com velocidade constante para que a mesma possa atuar e elevar a eficiência da máquina. A técnica de controle por correntes iguais necessita que a máquina seja acionada pelo controle IFOC, pois no controle IFOC, é estimada a posição do fluxo rotórico da máquina, e esta posição é necessária para o controle de otimização por correntes iguais. O controle do fator de potência mostra-se bastante eficaz na otimização do motor de indução quando se encontra com baixa carga.

Após apresentar diversas técnicas de controle e otimização da máquina de indução, é interessante fazer uma avaliação destas técnicas aplicadas a uma máquina de indução acoplada a uma bomba centrífuga, cuja máquina é alimentada por um gerador fotovoltaico operando no ponto de máxima potência. Esta avaliação é feita no capítulo 6.

6

Resultados de Simulação

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação obtidos com o uso de programas desenvolvidos na linguagem C++.

Os resultados que serão apresentados correspondem às técnicas de acionamento da máquina de indução vistas no capítulo 4 e às técnicas de otimização do acionamento da máquina de indução vistas no capítulo 5.

Uma avaliação preliminar das técnicas de acionamento e otimização da máquina de indução é feita neste capítulo para validar o que foi visto na teoria.

Os resultados aqui apresentados foram obtidos utilizando uma máquina de indução de 1,5 cv de potência mecânica, fator de potência 0,82, frequência nominal $w_s = 60$ Hz, conjugado mecânico nominal 6,0 Nm, eficiência nominal de 80 % e 1720 rpm de rotação. Esta máquina foi ensaiada e foram obtidas as características elétricas mostradas na tabela 6.1.

Tabela 6.1: Parâmetros da máquina de indução utilizada nas simulações

r_s (Ω)	r_r (Ω)	l_s (H)	l_r (H)	l_m (H)	P	J ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	F
8,7	1,95	0,35	0,35	0,32	2	$0,33\cdot 10^{-2}$	$0,14\cdot 10^{-2}$

Serão mostrados os resultados para o acionamento da máquina de indução utilizada em um sistema de bombeamento que utiliza a energia elétrica fotovoltaica. Este acionamento será feito pelas técnicas mostradas no capítulo 4. Em seguida serão mostrados os resultados

para as técnicas de otimização da máquina de indução vistas no capítulo 5.

O conjugado mecânico gerado pela bomba centrífuga utilizada nas simulações é retirado do modelo mostrado na equação (1.26), onde $k_f = 0 \text{ Nm}/(\text{rad/s})$ e $k_p = 1,7938 \cdot 10^{-4} \text{ Nm}/(\text{rad/s})^2$. Com isso, tem-se que o conjugado mecânico gerado pela bomba centrífuga acoplada ao eixo da máquina será:

$$c_m = 1,7938 \cdot 10^{-4} \omega_m^2 \quad (6.1)$$

Com o conjugado determinado pela equação (6.1) é possível alcançar o conjugado nominal da máquina, que é de 6,0 Nm, a velocidade angular nominal de 1720 rpm.

6.1 Resultados para as técnicas de acionamento da máquina de indução

Para avaliar o que foi descrito no capítulo 4, foi simulado o sistema mostrado na fig. 1.1.

Antes de mostrar os resultados obtidos, algumas considerações devem ser apresentadas.

Para que toda a energia gerada pelos geradores fotovoltaicos seja entregue à máquina de indução, é necessário que haja um controle do conjugado da máquina para que a mesma possa absorver toda a energia gerada pelos geradores fotovoltaicos. A variável assumida como referência para definir o consumo de energia da máquina é a tensão do barramento CC do sistema de bombeamento. Isso porque a energia gerada pelos geradores fotovoltaicos é armazenada nos capacitores do barramento CC na forma de tensão, para garantir que a máquina consumirá toda a energia gerada, a tensão do barramento CC é controlada em um valor fixo. Este controle definirá uma referência de torque, c_e , necessária para o acionamento utilizando o IFOC e o controle por escorregamento. O diagrama de blocos do controle da tensão do barramento é mostrado na fig. 6.1

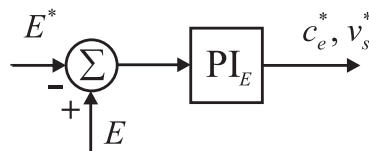


Figura 6.1: Controle da tensão do barramento

No caso do controle Volts/Hertz, o controlador da tensão do barramento \mathbf{PI}_E , mostrado

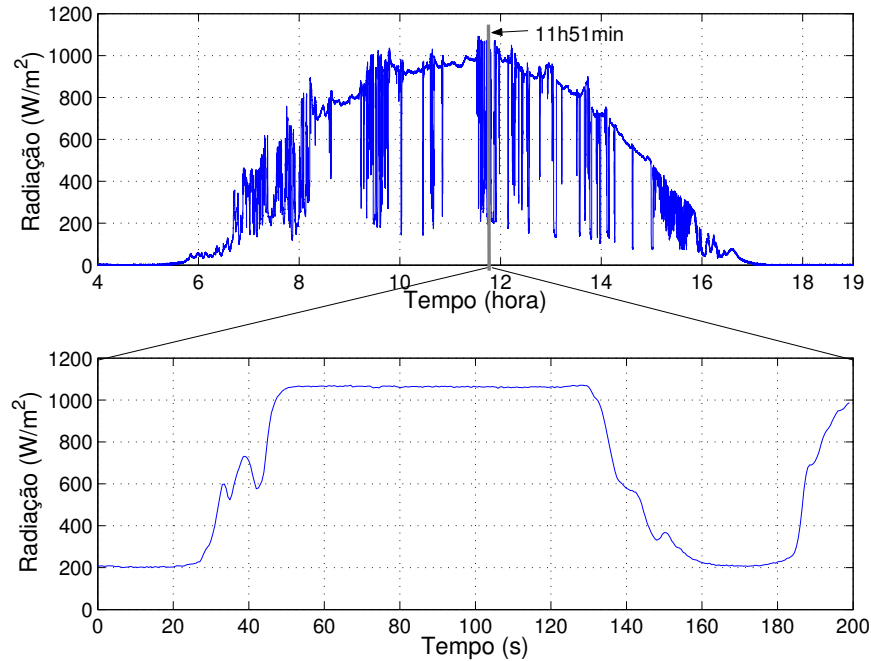


Figura 6.2: Insolação durante o dia 18 de maio de 2007 (acima) e janela de tempo utilizada para as simulações (abaixo) – perfil 1

na fig. 6.1, definirá a amplitude das tensões de fase de referência, v_s^* , e não o conjugado eletromagnético de referência.

Para simular o sistema, foi utilizado um perfil de insolação real de um dia de outono em Campina Grande – Brasil. Este perfil de insolação pode ser observado na fig. 6.2.

Este perfil de insolação variável serve para avaliar a dinâmica do IFOC, do controle por escorregamento e do Volts/Hertz quando existe variação de potência disponível para acionar a máquina.

Usando essa janela de tempo de 200 s, fig. 6.2 (inferior), é possível avaliar o comportamento da técnica de MPPT controlando o push-pull e o controle do motor utilizando as técnicas aqui apresentadas assumindo uma bomba centrífuga acoplada ao eixo da máquina de indução.

Para simular os geradores fotovoltaicos, foram utilizados dados de placa de um gerador fotovoltaico comercial de 120 W modelo KC-120, cujo fabricante é a Kyocera. Estes dados forneceram as características mostradas na tabela 6.2. Este painel apresenta um conjunto de 36 células ligadas em série.

Para o estudo das técnicas de acionamento da máquina de indução por meio de simulação,

Tabela 6.2: Parâmetros do gerador fotovoltaico utilizado nas simulações

I'_{ph} (A)	m'	R'_s (Ω)	R'_p (Ω)	I'_0 (A)
7,45	27,69	0,7404	120,00	$6,2239 \cdot 10^{-13}$

foram utilizados 9 painéis fotovoltaicos, sendo uma associação de três grupos de três painéis ligados em série, estes três grupos são ligados em paralelo. Com esse arranjo, é possível alcançar-se uma potência de 1080 Wp a 1000 W/m² de insolação.

Os fluxos rotórico e estatórico de referência necessários para o controle Volts/Hertz, IFOC e o controle por escorregamento são calculados da seguinte forma:

$$\phi_r^* = \phi_s^* = \frac{v_{s_{nom}}}{\omega_{s_{nom}}} \quad (6.2)$$

onde $v_{s_{nom}}$ é a amplitude da tensão nominal por fase da máquina, em Volts, e $\omega_{s_{nom}}$ é a frequência síncrona nominal da máquina, em rad/s.

Os valores de ϕ_r^* e ϕ_s^* utilizados nas simulações desta seção são obtidos utilizando a equação (6.2). Esta equação fornece $\phi_r^* = \phi_s^* = 220\sqrt{2}/(2\pi 60) = 0,826$ Wb.

Nas simulações que são apresentadas nesta seção, o capacitor do barramento CC apresenta tensão inicial igual a 550 V, já a tensão do barramento de referência para o controle da mesma é de 540 V. O passo de cálculo utilizado é de $1 \cdot 10^{-6}$ s.

6.1.1 Controle Volts/Hertz

Na fig. 6.3 observa-se o resultado de simulação para a estratégia de acionamento da máquina utilizando o controle Volts/Hertz mostrado na fig. 4.1.

Nota-se na fig. 6.3 (superior) que o fluxo rotórico, ϕ_r , não segue o fluxo rotórico de referência, ϕ_r^* . Isso se dá devido ao fato de não existir uma malha fechada no controle do fluxo para o controle Volts/Hertz.

Na fig. 6.4 é apresentado o controle da tensão do barramento para que seja possível manter o fluxo de potência para a máquina de indução.

Este controle da tensão do barramento é evidenciado em todas as estratégias de controle aqui apresentadas, por isso não serão apresentados os resultados do controle da tensão do

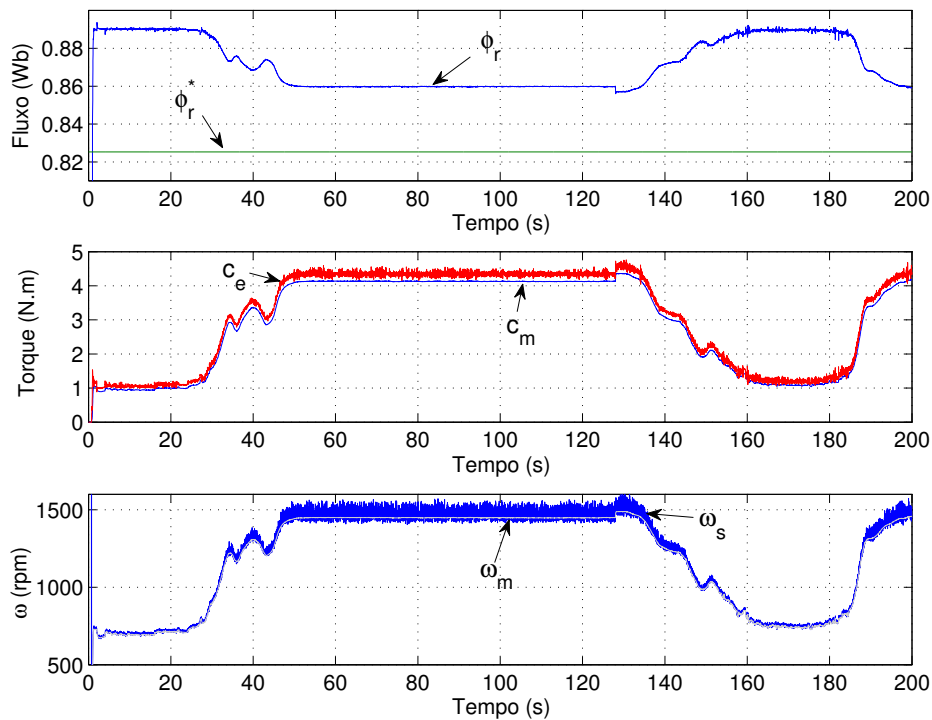


Figura 6.3: Resultado de simulação para o controle de máquina usando a estratégia Volts/Hertz

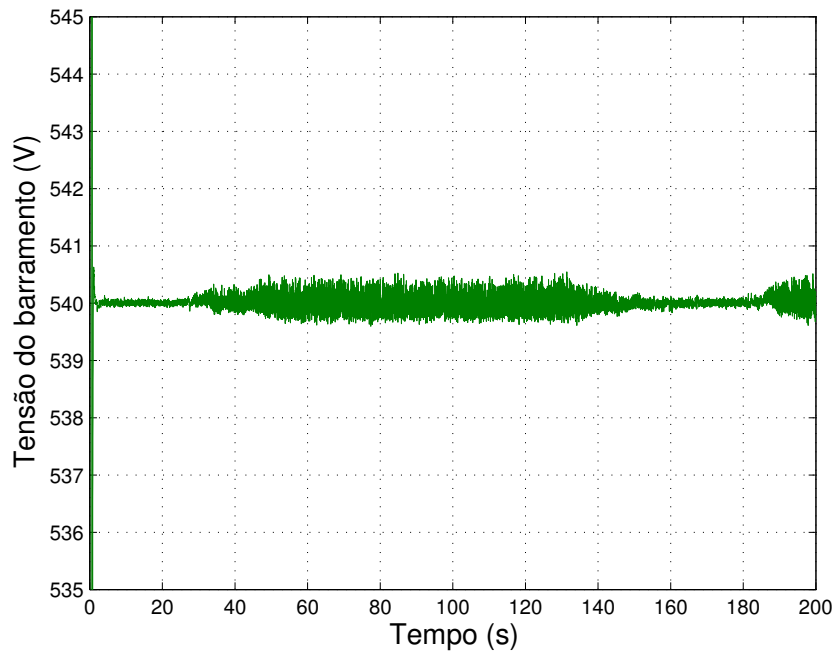


Figura 6.4: Controle da tensão do barramento CC

barramento para as outras estratégias de acionamento e controle.

O resultado para o rastreamento da máxima potência do gerador fotovoltaico pode ser

observado na fig. 6.5.

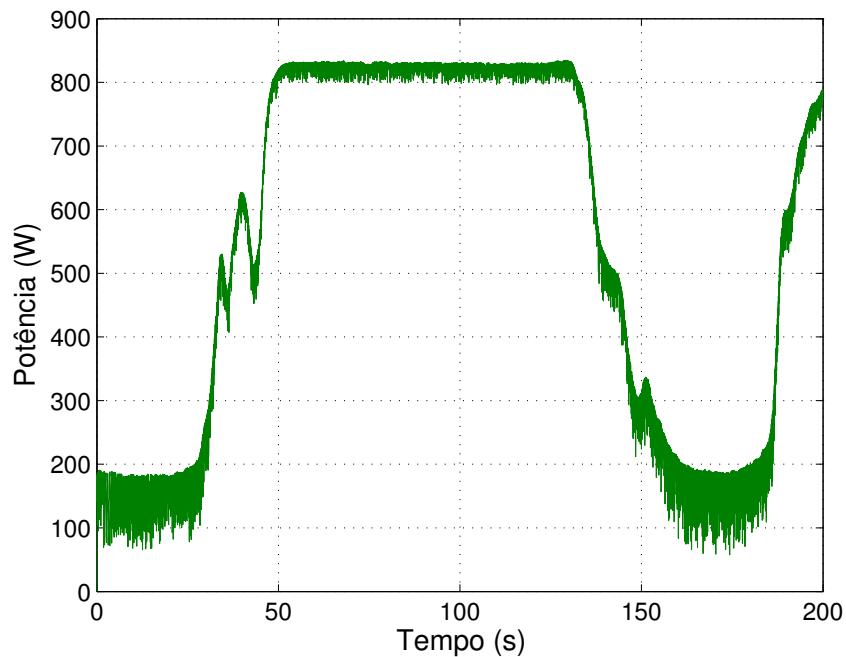


Figura 6.5: Potência do gerador fotovoltaico

Este alcance da máxima potência do gerador fotovoltaico é observado em todas as estratégias de acionamento, isso porque o dispositivo responsável por fazer o rastreamento da máxima potência é o push-pull, cujo funcionamento independe do funcionamento do inversor.

6.1.2 IFOC tradicional

Na fig. 6.6 é observado o resultado de simulação para o acionamento usando IFOC tradicional. É possível observar que o fluxo rotórico e o conjugado eletromecânico seguem os valores de referência.

6.1.3 IFOC modificado (tensão de eixo-d)

Na fig. 6.7 é mostrado o resultado de simulação para o acionamento da máquina usando IFOC modificado, tensão de eixo-d.

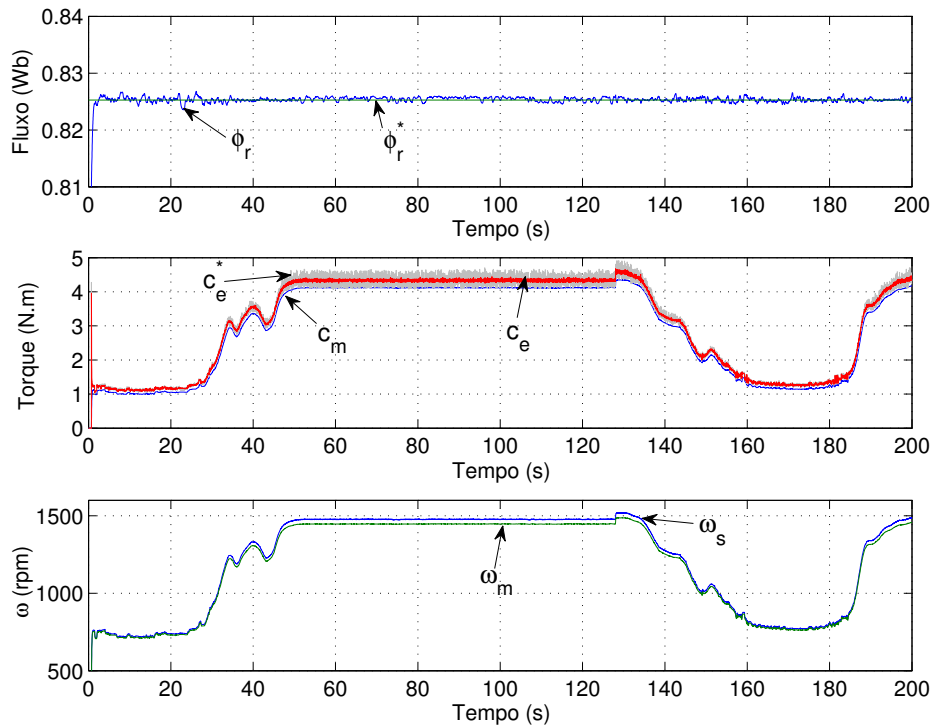


Figura 6.6: Resultado de simulação para o controle de torque usando IFOC tradicional

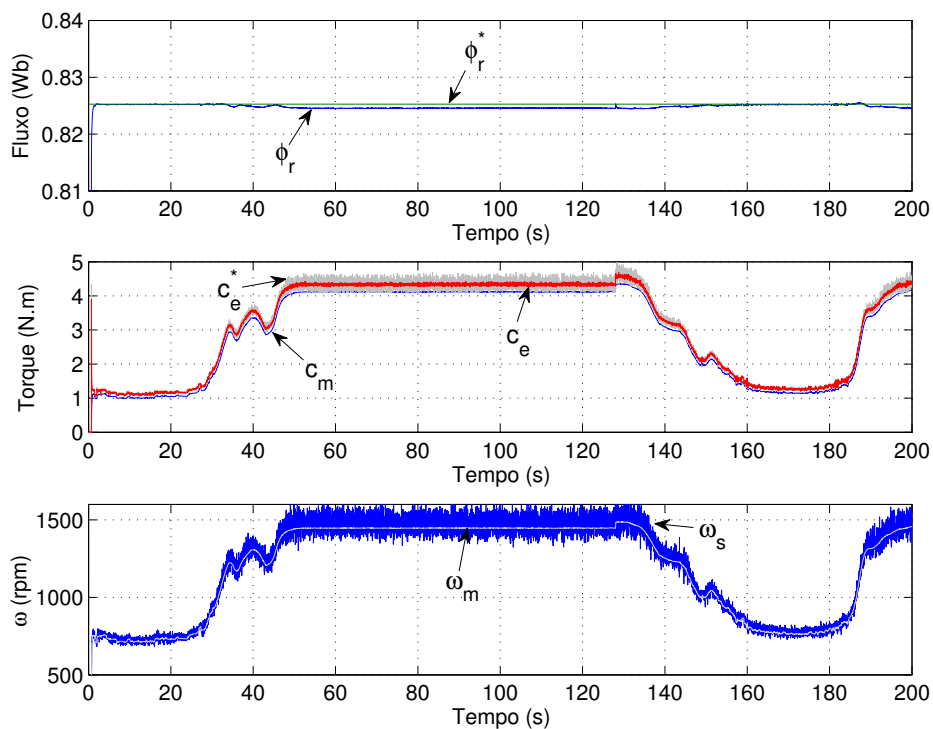


Figura 6.7: Resultado de simulação para o controle de torque usando IFOC modificado (tenso de eixo-d)

6.1.4 IFOC modificado (tensão de eixo-q)

Na fig. 6.8 é mostrado o resultado de simulação para o acionamento da máquina usando IFOC modificado, tensão de eixo-q.

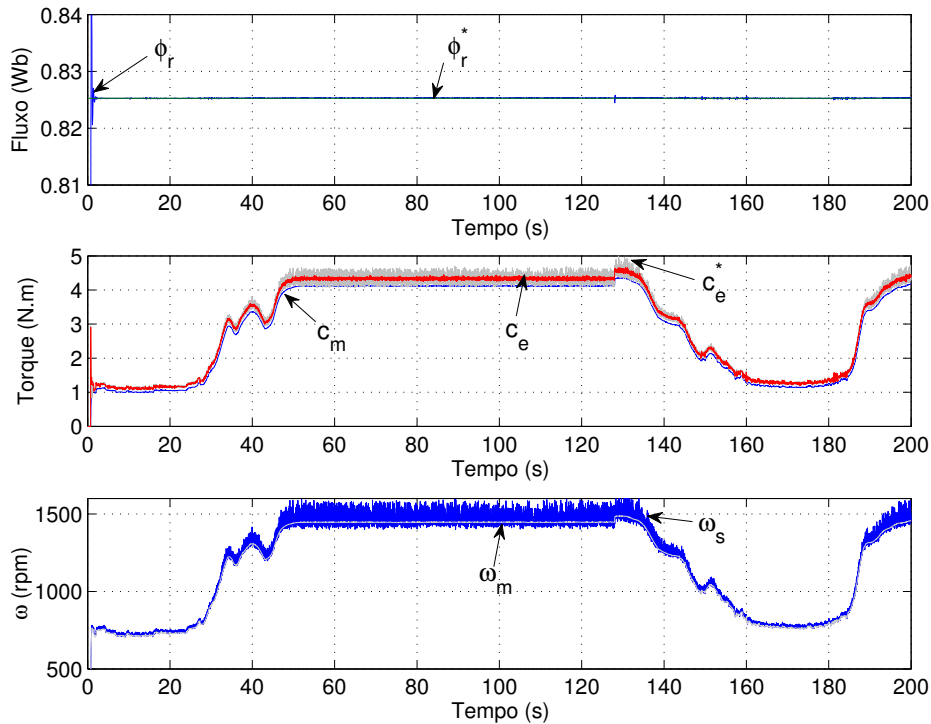


Figura 6.8: Resultado de simulação para o controle de torque usando IFOC modificado (tenso de eixo-q)

6.1.5 Controle por escorregamento com fluxo estático

Na fig. 6.9 é observado o resultado de simulação para o acionamento usando controle por escorregamento com fluxo estático.

Assim como foi feito nos acionamentos usando IFOC tradicional e modificado, o ϕ_s^* observado na fig. 6.9 é calculado utilizando a equação (6.2). Esta equação fornece um fluxo estático de referência igual a: $\phi_s^* = 220\sqrt{2}/(2\pi 60) = 0,826$ Wb.

Assim como foi observado na fig. 4.11, no resultado apresentado na fig. 6.9 (centro) também é observado um erro de regime permanente para o conjugado eletromagnético. Porém, isto não é grave, pois o controlador \mathbf{PI}_E fornecerá um c_e^* necessário para que a máquina consuma toda a energia disponível.

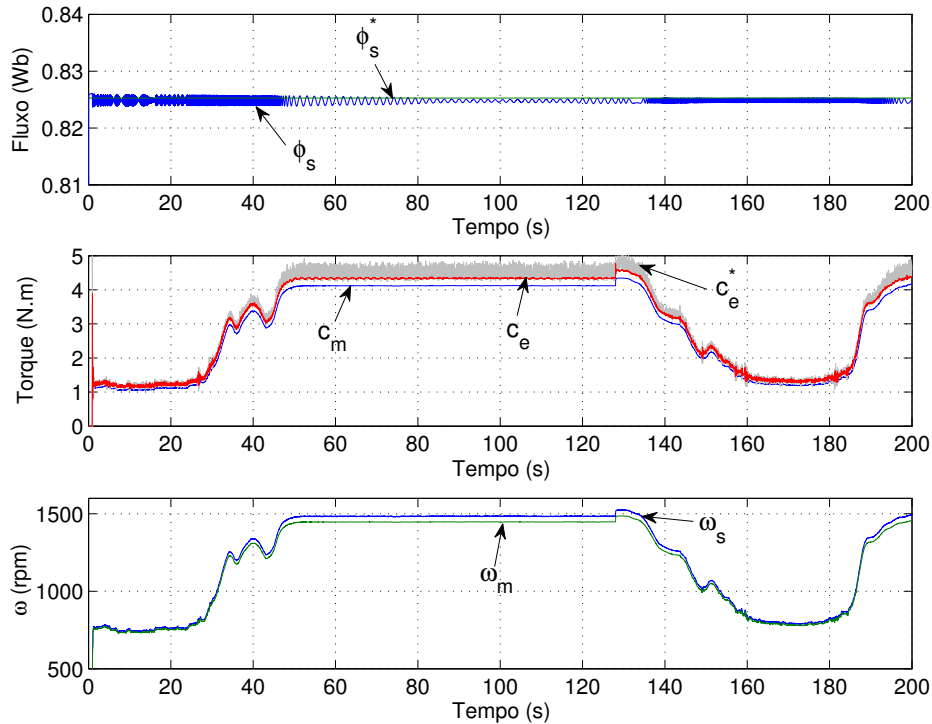


Figura 6.9: Resultado de simulação para o controle por escorregamento com fluxo estático

6.1.6 Controle DTC

Na fig. 6.10 observa-se o resultado de simulação para o acionamento da máquina usando DTC.

6.1.7 Considerações

É possível ver na fig. 6.2 que a insolação não varia mais rápido que $300 \text{ W/m}^2/\text{s}$, isso indica que a referência de torque e tensão do controle da tensão do barramento não sofrerá variações bruscas, facilitando, assim, o controle da tensão do barramento nas diversas técnicas apresentadas.

Uma observação importante a respeito do acionamento utilizando a estratégia Volts/Hertz é a não necessidade de conhecimento da velocidade angular e das características elétricas ou físicas da máquina a ser controlada. Não é possível garantir um bom controle de fluxo nesta estratégia. Ressaltando que as estratégias de otimização atuam no fluxo da máquina para otimizar a eficiência da mesma.

O aspecto mais relevante do acionamento utilizando IFOC modificado é que, diferente-

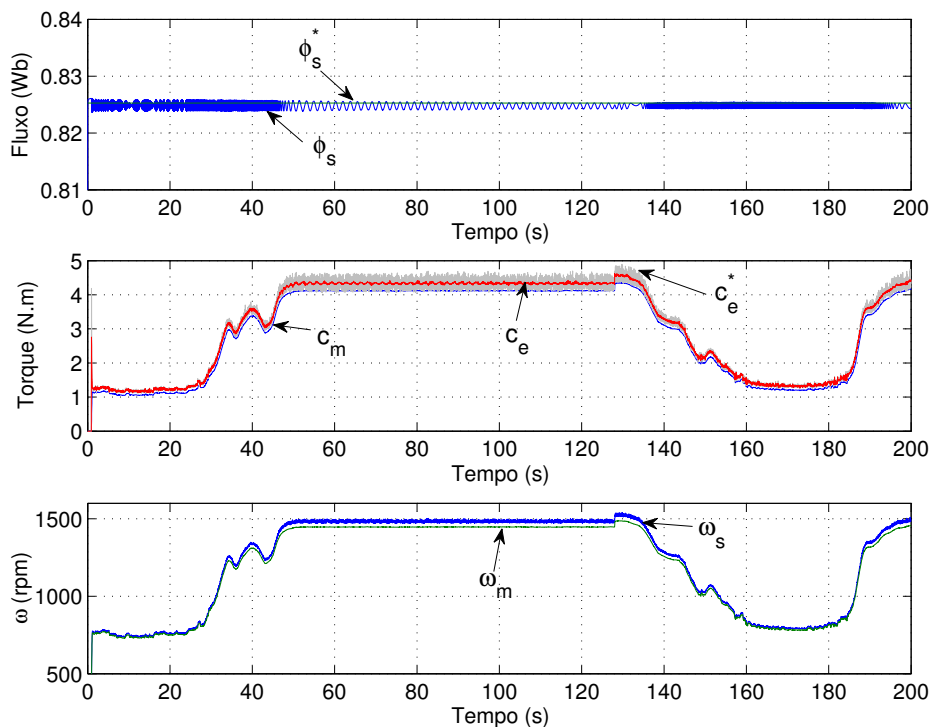


Figura 6.10: Resultado de simulação para o controle DTC

mente do IFOC tradicional, a estimativa da velocidade do fluxo rotórico não depende da velocidade do rotor da máquina. Uma observação importante, é que o IFOC modificado necessita que a máquina esteja magnetizada para a partida da mesma, este fato pode ser visto em (Vitorino et al., 2008).

O controle DTC possui a vantagem sobre o controle por escorregamento no sentido de que não necessita da medição da velocidade do eixo da máquina.

6.2 Resultados para as técnicas de otimização do acionamento da máquina de indução

Para avaliar o comportamento das técnicas de otimização da máquina de indução mostradas no capítulo 5, foi considerado que o barramento CC do inversor que alimenta a máquina de indução possui energia infinita. Ou seja, neste caso, não é considerado que o barramento do inversor é alimentado por um gerador fotovoltaico, que é uma fonte fraca. Foi escolhida uma das técnicas de acionamento para que se possa avaliar o comportamento das técnicas de otimização apresentadas neste trabalho. A técnica escolhida foi o IFOC tradicional para

fazer o controle da máquina. A escolha do IFOC tradicional como estratégia de controle da máquina não impede que as demais técnicas mostradas no capítulo 4 sejam, da mesma forma, utilizadas.

Para cada técnica de otimização, foi analisado o comportamento da máquina de indução nas velocidades de 1500 rpm, 900 rpm e 300 rpm. Essas velocidades são mantidas constantes durante as simulações. O comportamento da máquina utilizando as técnicas de otimização é comparado com a máquina acionada com fluxo rotórico nominal igual a 0,826 Wb.

O controle da velocidade da máquina é feito utilizando o controlador mostrado na fig. 6.11 atuando no c_e^* do controle IFOC.

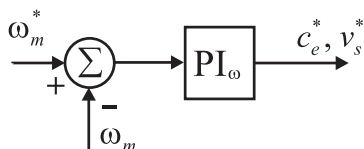


Figura 6.11: Controle da velocidade angular da máquina

No caso do controle Volts/Hertz, o controlador PI_ω da fig. 6.11 atuaria na tensão v_s^* .

Nas simulações desta seção, a máquina se encontra em regime permanente com fluxo de referência igual ao fluxo nominal, após 2 s é iniciado o controle de otimização da máquina. Desta forma, é possível comparar o comportamento da máquina antes e depois do controle de otimização

6.2.1 Controle do fator de potência

Serão apresentados resultados de simulação da técnica de controle mostrada no diagrama da fig. 5.1.

O fator de potência de referência utilizado foi de 0,74.

Na fig. 6.12 é observado que o rendimento da máquina, quando se insere o controle de otimização, obteve elevação na velocidade de 900 rpm e um aumento de 487,5 % a velocidade de 300 rpm, já a 1500 rpm a máquina se manteve com o mesmo rendimento. Na fig. 6.13 observa-se que o controle do fator de potência consegue garantir erro de regime permanente nulo para todas as velocidades. Na fig. 6.14 observa-se como se comporta o fluxo de referência

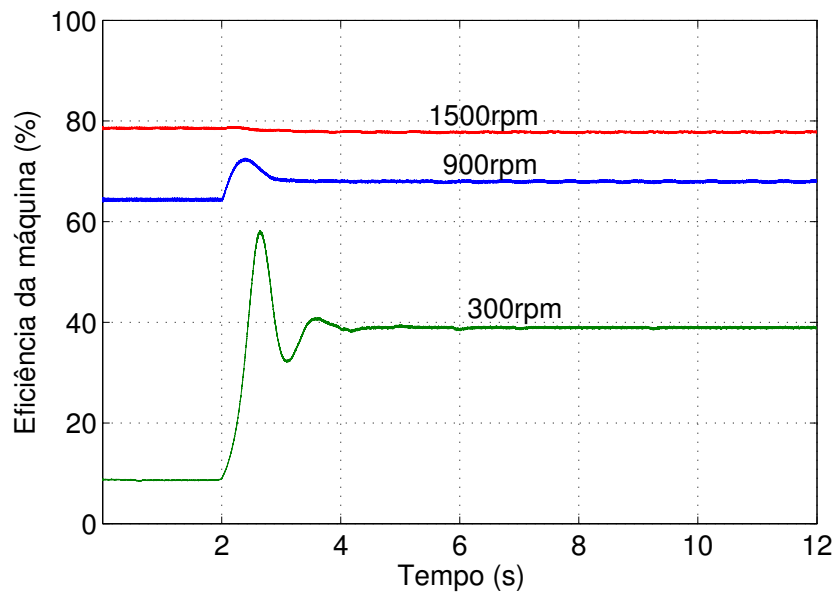
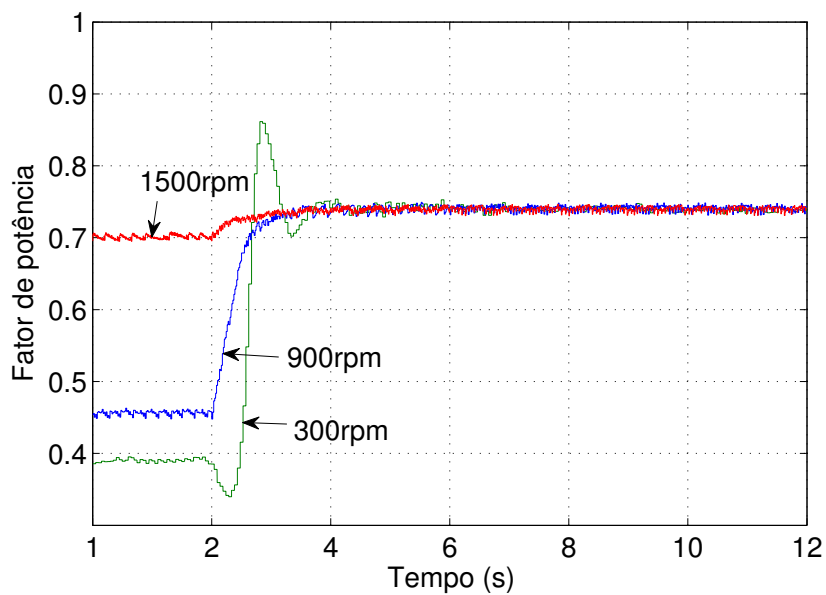
Figura 6.12: Eficiência da máquina no controle do $\cos(\varphi)$ 

Figura 6.13: Fator de potência da máquina

gerado pelo controle do fator de potência.

Os resultados apresentados para a técnica de otimização de controle do fator de potência correspondem a um determinado ponto de operação, ou seja, o conjugado mecânico imposto pela bomba será o mesmo no regime permanente para velocidades fixas.

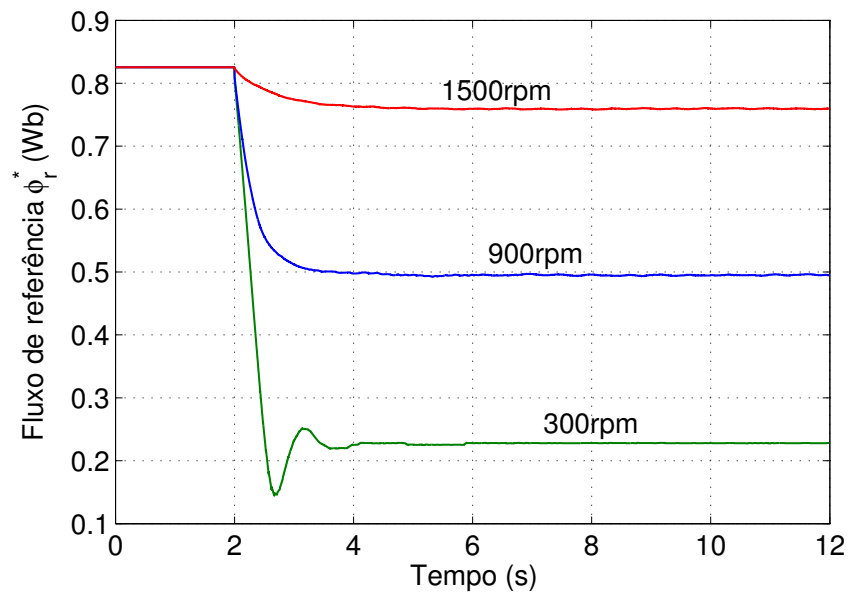


Figura 6.14: Fluxo de referência gerado pelo controle do $\cos(\varphi)$

6.2.2 Controle de busca

Serão apresentados resultados de simulação da técnica de controle mostrada no diagrama da fig. 5.4.

Nesta simulação, a execução da rotina de busca é feita a um passo de $22 \cdot 10^{-3}$ s com $\Delta\phi_r^* = 0,002$ Wb.

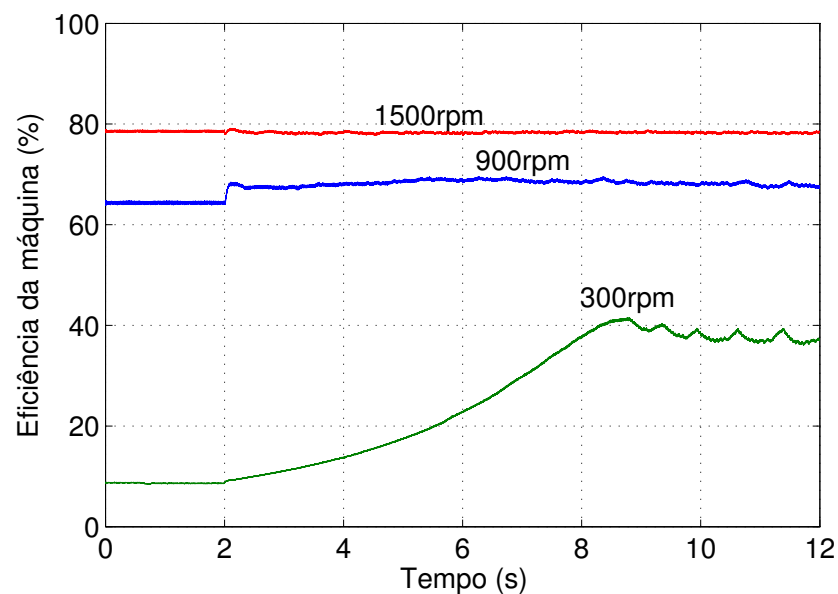


Figura 6.15: Eficiência da máquina no controle de busca

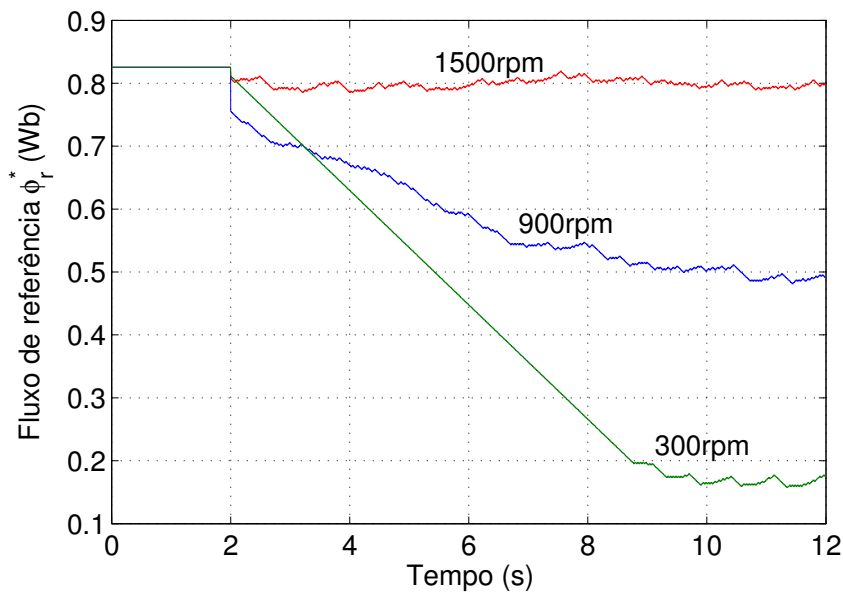


Figura 6.16: Fluxo de referência gerado pelo controle de busca

Assim como foi observado no controle do fator de potência, a eficiência da máquina, usando o controle de busca, ficou acima da eficiência com fluxo nominal, fig. 6.15, com imperceptível variação para a velocidade de 1500 rpm. Na fig. 6.16 são mostrados os fluxos de referência gerados pelo controle de busca. É possível observar na fig. 6.16 o método fazendo o rastreamento do fluxo ótimo para a obtenção do melhor rendimento da máquina.

O rastreamento do ponto de melhor eficiência da máquina demorou 8 s, nas velocidades de 900 rpm e 300 rpm, para atingir o ponto ótimo.

6.2.3 Controle com correntes iguais

Serão apresentados resultados de simulação da técnica de controle mostrada no diagrama da fig. 5.8.

Assim como nas demais técnicas, foi observado um melhoramento na eficiência da máquina, fig. 6.17. Foi observado um aumento do fluxo de referência para a velocidade de 1500 rpm, fig. 6.18. Na fig. 6.19 é mostrado o controle de corrente atuando para igualar as correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b . No caso em que houve elevação do fluxo de referência, fig. 6.18, velocidade de 1500 rpm, a corrente i_{sq}^b estava maior que i_{sd}^b , para a igualdade das duas foi preciso aumentar o fluxo de referência.

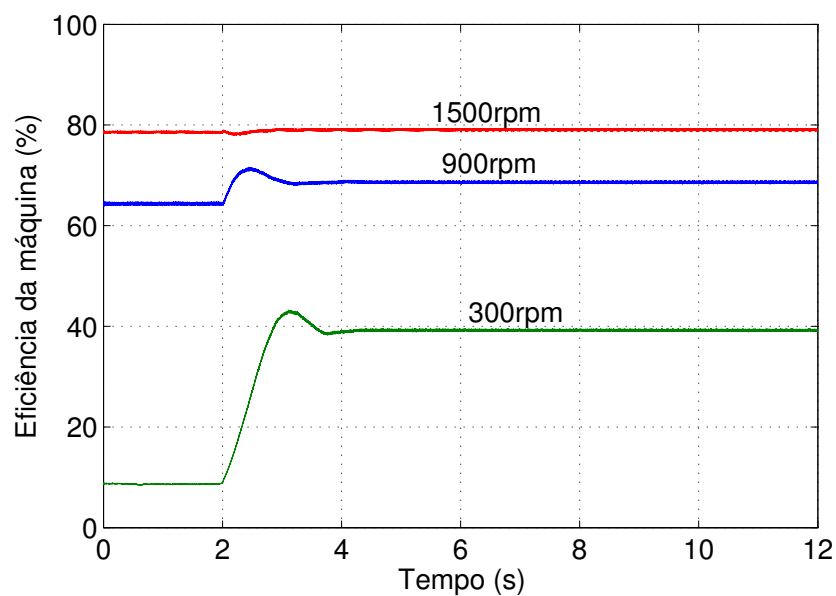


Figura 6.17: Eficiência da máquina no controle com correntes iguais

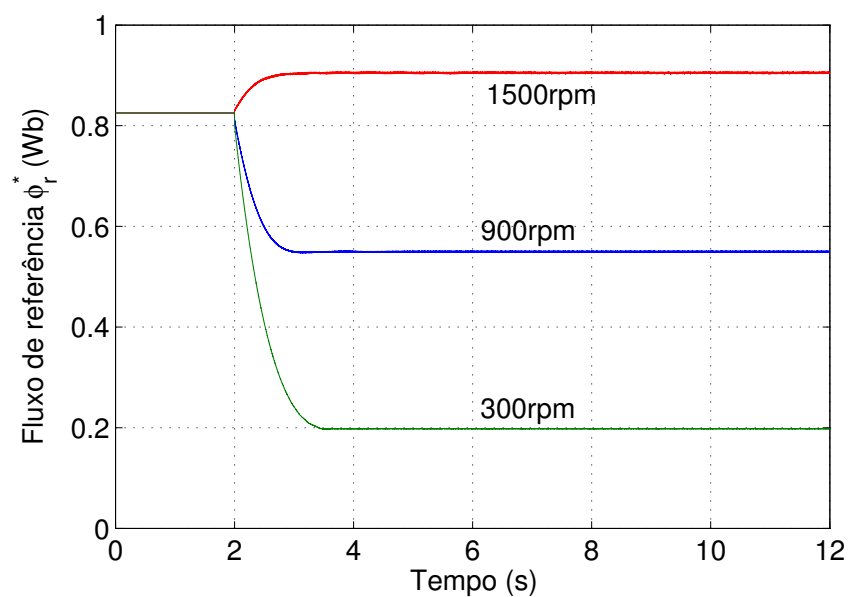


Figura 6.18: Fluxo de referência gerado pelo controle com correntes iguais

6.2.4 Considerações

Nos casos em que há elevação do fluxo de referência acima do nominal, que é de 0,826 Wb, a máquina opera com a corrente i_{sd}^b menor que i_{sq}^b .

A estratégia de busca apresenta a desvantagem de possuir um elevado tempo de convergência. Esse tempo pode ser reduzido diminuindo-se o passo de execução da rotina de

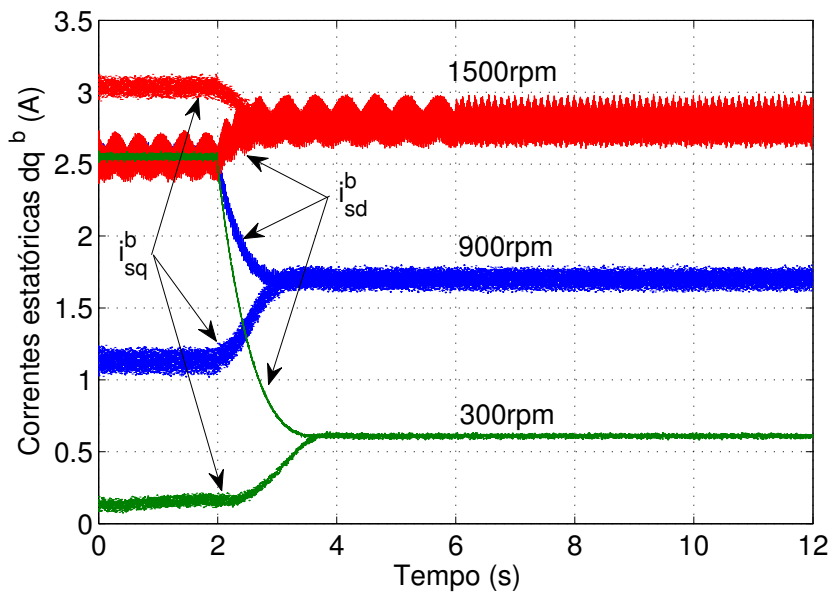


Figura 6.19: Correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b

busca e/ou o passo de incremento do fluxo de referência, porém, essa redução pode inserir perturbações no rastreamento, fazendo com que não seja alcançado o ponto ótimo.

Em (Abrahamsen et al., 1998) é mostrado que o controle da máquina utilizando a estratégia escalar, neste caso, Volts/Hertz, apresenta um elevado tempo de convergência comparado às estratégias vetoriais.

6.3 Resultados para a otimização global do sistema de bombeamento fotovoltaico

O principal objetivo deste trabalho é reduzir as perdas no processamento da energia elétrica fotovoltaica utilizada no bombeamento. As perdas no sistema de bombeamento utilizado neste trabalho podem ser reduzidas diminuindo-se a tensão do barramento CC ao valor mínimo possível. Este valor mínimo é definido pelo conversor CC/CC elevador e pelo conversor CC/CA. Para satisfazer os dois conversores, é necessário aderir a um critério de escolha do valor da tensão do barramento. Este critério é mostrado na fig. 6.20. Como as tensões do push-pull e do conversor CC/CA não podem ser menores que seus limites inferiores, o bloco MAX faz a escolha entre o maior valor entre E_p e E_M . Com isso, para que haja redução das perdas, o barramento possui tensão variável.

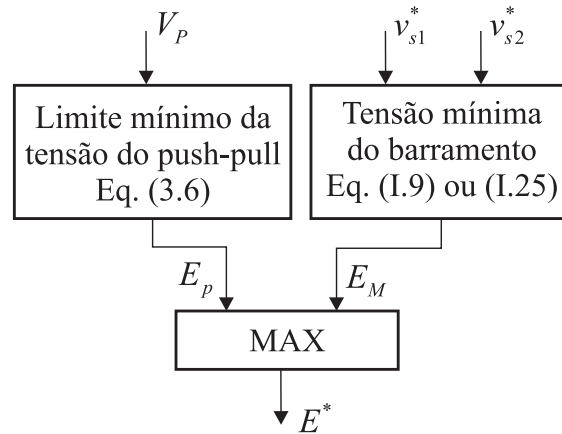


Figura 6.20: Critério de escolha para a tensão do barramento CC

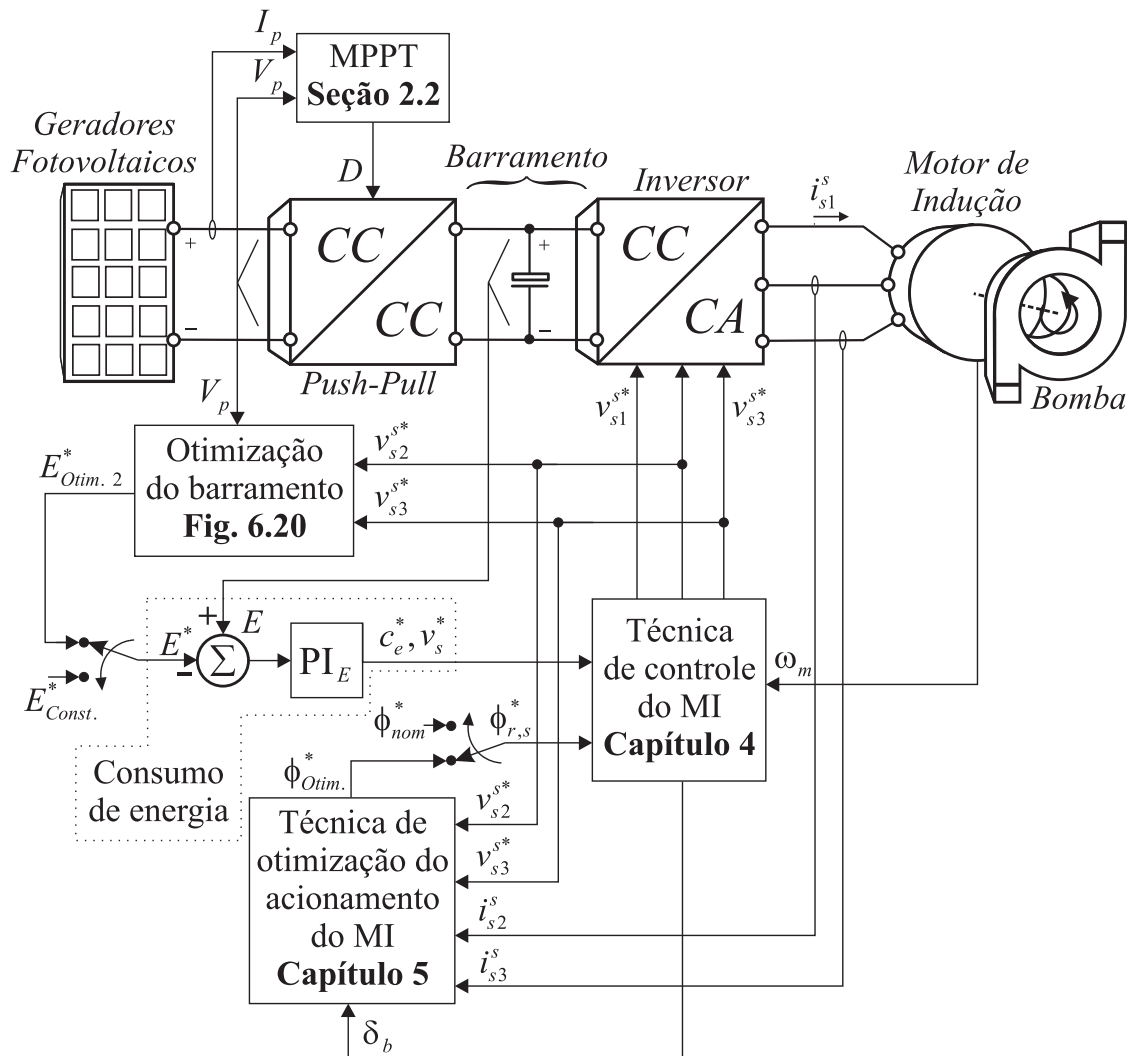


Figura 6.21: Otimização global do sistema de bombeamento

Depois de estudada individualmente as técnicas de acionamento e as técnicas de otimização tanto do push-pull, quanto do acionamento da máquina de indução, é do interesse deste

trabalho aplicá-las ao bombeamento que utiliza bomba centrífuga acoplada a um motor de indução alimentado por energia elétrica proveniente de geradores fotovoltaicos. Na Fig. 6.21 é mostrado o diagrama de blocos do sistema global com cada subsistema otimizado.

Nesta seção é feito a avaliação quantitativa de quanto de energia pode ser transferida para o bombeamento utilizando todas as técnicas aqui apresentadas.

6.3.1 Elevada insolação média

Na tabela 6.3 é possível observar o quanto de energia é possível transferir para a bomba centrífuga pelo motor de indução utilizando as técnicas de acionamento com e sem as técnicas de otimização da máquina de indução. O aumento percentual mostrado na tabela 6.3 é calculado comparando-se os resultados com o pior casos sem otimização, que aconteceu no controle Volts/Hertz. O controle de busca não serve para a aplicação que utiliza energia fotovoltaica, isto porque a velocidade da máquina está sempre variando, dependendo da intensidade de luz incidente nos geradores fotovoltaicos, e a técnica de busca requer que a máquina esteja trabalhando com velocidade fixa para poder atuar e elevar a sua eficiência.

O perfil de insolação utilizado para estas simulações é o mesmo mostrado na fig. 6.2 (inferior). Este perfil de insolação apresenta um alto valor médio. Isto mostra que a energia elétrica entregue à máquina é a mesma para todos os casos.

Tabela 6.3: Energia entregue à bomba utilizando o perfil de insolação 1 em kilo Joule (kJ)

	Sem Otim.		Com Otim.			
	$\phi_{r,s}^* = 0,826$		$\cos(\varphi)$		Corr. Iguais	
	kJ	↑(%)	kJ	↑(%)	kJ	↑(%)
Volts/Hertz	80,554	–	81,358	1,00	×	×
IFOC trad.	80,894	0,42	81,089	0,66	82,240	2,09
IFOC-d	80,898	0,43	81,087	0,66	82,234	2,08
IFOC-q	80,894	0,42	81,073	0,64	82,228	2,08
Escorr.	81,476	1,14	81,944	1,72	×	×
DTC	81,471	1,14	81,962	1,75	×	×

É possível observar na tabela 6.3 que em todos os casos que se utilizou as estratégias de

otimização foi possível obter elevação na transferência de energia para a bomba. Isso significa que foi elevada a eficiência da máquina de indução.

6.3.2 Baixa insolação média

Para melhor evidenciar que o aumento na eficiência da máquina se dá quando a mesma encontra-se com baixa carga, é utilizado um perfil de insolação em que há uma baixa incidência média de radiação solar. Este novo perfil ocorreu no mesmo dia em que ocorreu o perfil de insolação mostrado na fig. 6.2, porém essa nova ocorrência aconteceu às 11h43min. Este novo perfil de insolação é mostrado na fig. 6.22.

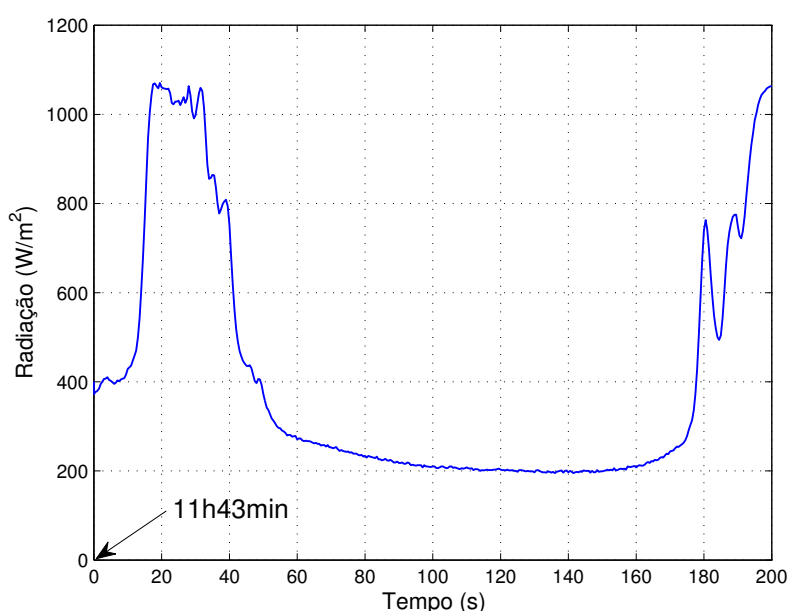
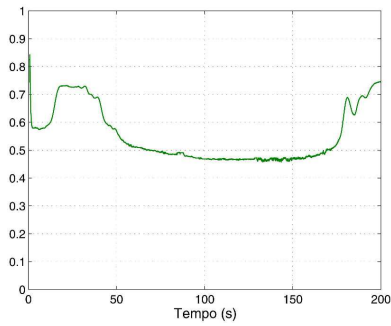
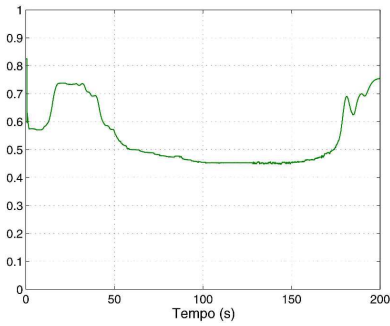
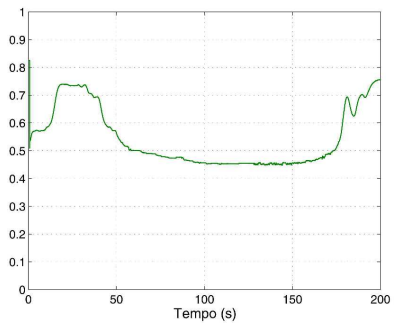
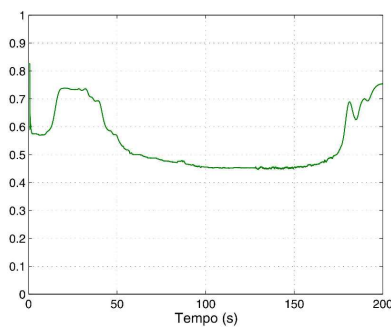
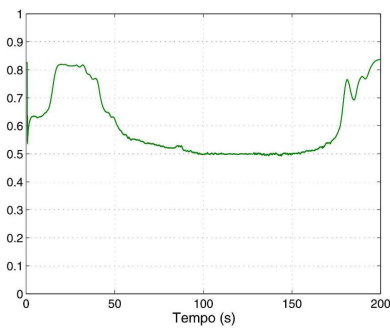
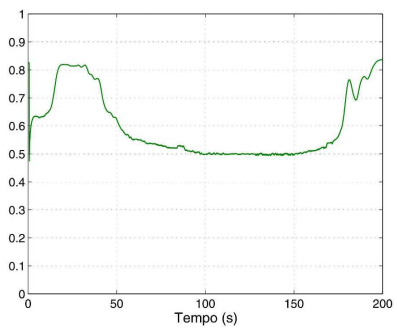
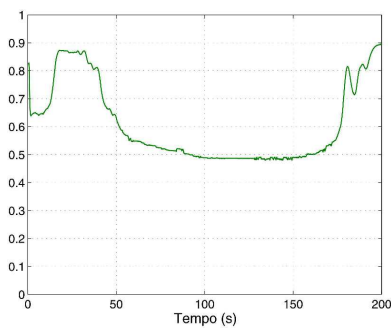


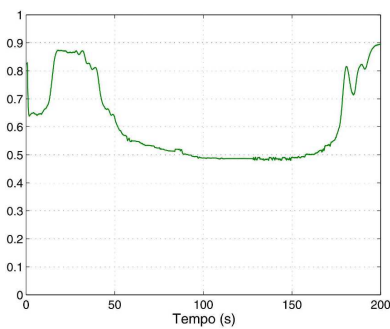
Figura 6.22: Insolação durante o dia 18 de maio de 2007 ocorrido às 11h43min – perfil 2

Na fig. 6.23 é mostrado o comportamento do fluxo de referência, $\phi_{r,s}^*$, para as diversas técnicas de acionamento e otimização da máquina de indução.

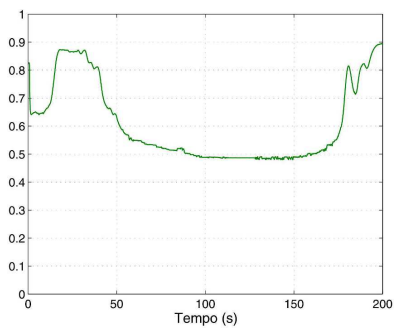
Na tabela 6.4 é possível observar o quanto de energia é possível transferir para a bomba centrífuga pelo motor de indução utilizando as técnicas de acionamento com e sem as técnicas de otimização da máquina de indução para o perfil de insolação 2. Também é observado o aumento percentual calculado comparando-se os resultados obtidos com o pior caso, que ocorreu no controle Volts/Hertz sem otimização.

(a) Volts/Hertz – $\cos(\varphi)$ (b) IFOC-trad. – $\cos(\varphi)$ (c) IFOC-d – $\cos(\varphi)$ (d) IFOC-q – $\cos(\varphi)$ (e) Escorregamento – $\cos(\varphi)$ (f) DTC – $\cos(\varphi)$ 

(g) IFOC-trad. – Corr. Iguais



(h) IFOC-d – Corr. Iguais



(i) IFOC-q – Corr. Iguais

Figura 6.23: Fluxo de referência (Wb) para o perfil de insolação 2

Tabela 6.4: Energia entregue à bomba utilizando o perfil de insolação 2 em kilo Joule (kJ)

	Sem Otim.		Com Otim.			
	$\phi_{r,s}^* = 0,826$		$\cos(\varphi)$		Corr. Iguais	
	kJ	↑(%)	kJ	↑(%)	kJ	↑(%)
Volts/Hertz	44,726	–	47,634	6,50	×	×
IFOC trad.	45,742	2,27	47,472	6,14	48,061	7,46
IFOC-d	45,745	2,28	47,472	6,14	48,072	7,48
IFOC-q	45,730	2,24	47,461	6,12	48,062	7,46
Escorr.	46,780	4,59	47,986	7,29	×	×
DTC	46,797	4,63	47,984	7,28	×	×

É possível observar na tabela 6.4 que o aumento na eficiência foi mais acentuado do que o que foi visto na tabela 6.3. Isso porque as técnicas de otimização apresentam melhores resultados quando a máquina está sobre baixa carga mecânica.

6.4 Considerações

As estratégias de controle e acionamento da máquina de indução devem ser capazes de permitir o controle da tensão e da frequência aplicadas aos enrolamentos do estator da máquina.

O controle Volts/Hertz é uma alternativa barata e de fácil implementação que independe completamente de conhecer qualquer característica física da máquina, sendo necessário apenas saber qual a frequência e a tensão por fase nominais da máquina. Os controles IFOC apresentam bons resultados no acionamento, sendo que os controles IFOC modificados têm a vantagem sobre o IFOC tradicional pelo fato de não precisarem de sensor de velocidade do eixo da máquina, diferentemente do IFOC tradicional que se faz preciso o uso do sensor de velocidade. Os controles IFOC necessitam que a máquina se encontre magnetizada para que seja possível a partida da mesma. Nas tabelas 6.3 e 6.4 é visto que o controle por escorregamento, tanto o controle vetorial por escorregamento com fluxo rotórico, quanto o DTC, apresentaram os melhores resultados na transferência de energia sem controle de otimização em relação às demais técnicas. O controle DTC tem a vantagem de não necessitar da

medição da velocidade do eixo da máquina para fazer o controle da mesma.

Os controles de otimização apresentam elevação na eficiência da máquina quando a mesma se encontra com baixa carga. Isso porque, sem controle de otimização, a máquina opera sobre-excitada. As técnicas de otimização atuam no fluxo da máquina para reduzir a excitação e, assim, diminuir as perdas de energia, sejam no material magnético, sejam no cobre.

A utilização da estratégia de otimização de busca não é aplicável ao sistema de bombeamento que utiliza energia fotovoltaica, isto porque esta técnica necessita de velocidade da máquina constante para operar corretamente. Os resultados apresentados na tabela 6.3 mostram que as técnicas de otimização da máquina de indução fornece uma elevação na energia transferida a bomba, aumento este que chegou a 2,09 % no controle de otimização com correntes iguais com a máquina acionada pela estratégia IFOC tradicional. Isto mostra que a máquina sofreu um aumento na eficiência, pois a energia elétrica entregue à máquina é a mesma para todos os casos, mas a energia da máquina entregue à bomba é maior. Este aumento da eficiência pode ser melhor evidenciado no caso de um perfil de insolação onde a predominância seja baixa insolação. Foi possível ver, na tabela 6.4, um aumento que chegou a 7,48 % no controle de otimização com correntes iguais com a máquina acionada pela estratégia IFOC modificado, tensão de eixo-d. Isto porque as técnicas de otimização atuam melhor com a máquina operando com baixa carga, e baixa insolação representa baixa velocidade da máquina e, conseqüentemente, baixa carga no eixo da máquina.

Após a análise do comportamento das técnicas de acionamento e de otimização do acionamento da máquina por meio de simulações digitais, é interessante validar as técnicas por meio de resultados experimentais.

7

Resultados Experimentais

Neste capítulo são mostrados e discutidos os resultados experimentais das diversas técnicas de controle e otimização apresentadas neste trabalho.

Os resultados que serão mostrados foram obtidos utilizando a plataforma de ensaios apresentada no Anexo I. O diagrama da otimização global do sistema é mostrado na fig. 6.21.

Para simplificar o número de ensaios, pois esse trabalho apresenta muitas técnicas de controle, foi avaliada uma técnica de acionamento do motor de indução com sensor, IFOC tradicional, e uma técnica de acionamento sem sensor, IFOC modificado, tensão de eixo- q .

Os resultados que serão apresentados mostram a máquina sendo alimentada com um mesmo perfil de potência de entrada para todos os casos. Os geradores fotovoltaicos foram substituídos por uma fonte de tensão que emula o comportamento de um gerador fotovoltaico. O perfil de potência de entrada é obtido mantendo a tensão de entrada do sistema constante, o valor escolhido foi 40 V, e fazendo variar a corrente de entrada do push-pull para obter a potência desejada. O sistema é alimentado com 200 W, 500 W e 350 W por 10 s cada potência, o que dá uma janela de tempo de 33 s de ensaio. A variação entre uma potência e outra é feita lentamente com a mesma taxa de variação que é observada em um gerador fotovoltaico real.

Serão apresentados três tipos de resultados: i) (**Sem**) para o sistema sem otimização; ii) (**Otim. 1**) com otimização parcial, apenas do motor; e iii) (**Otim. 2**) com otimização do motor, push-pull e barramento CC.

Na fig. 7.1 é mostrado o perfil de potência de entrada do sistema obtido experimentalmente para os três tipos de resultados. Este mesmo perfil é observado em todos os ensaios.

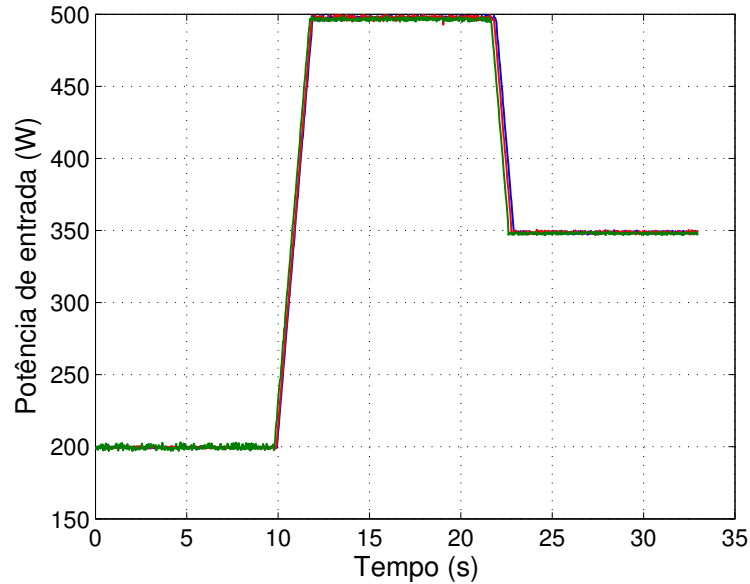


Figura 7.1: Potência de entrada do sistema de bombeamento

A tensão de referência do barramento para os casos sem otimização e com otimização parcial foi fixada em 350 V.

7.1 Resultados experimentais com sensor – IFOC

Nesta seção será avaliado o comportamento da técnica de acionamento do motor de indução usando o controle IFOC tradicional.

7.1.1 Controle do fator de potência – $\cos(\varphi)$

Na fig. 7.2 é mostrado o fluxo de referência gerado pela estratégia de otimização do acionamento do motor de indução utilizando o controle do fator de potência comparado com o fluxo de referência nominal para o acionamento do motor sem otimização. É possível observar a redução do fluxo para os casos com otimização.

Na fig. 7.3 são mostrados os torques de referência gerados para garantir o controle da tensão do barramento para os controles com e sem otimização do motor e do sistema. É

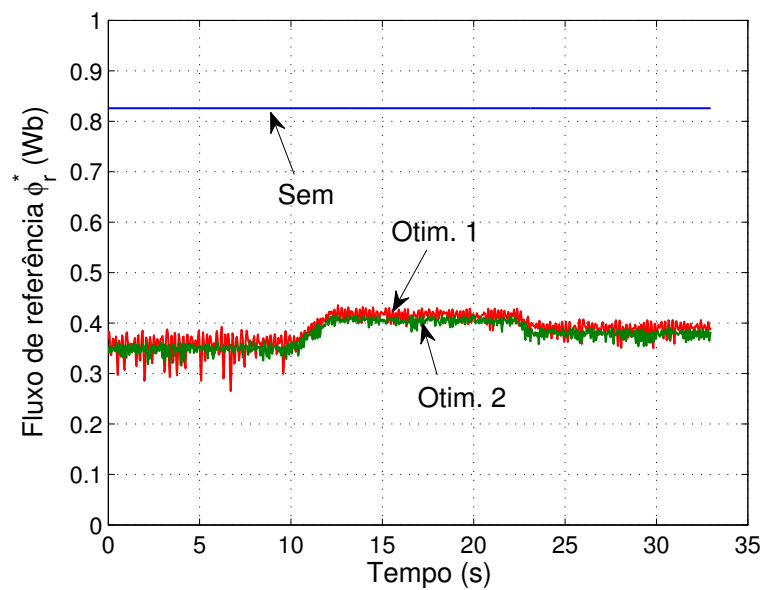


Figura 7.2: Fluxo de referência gerado pelo controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional

observado que para o caso sem otimização o torque de referência é mais elevado do que nas situações com otimização.

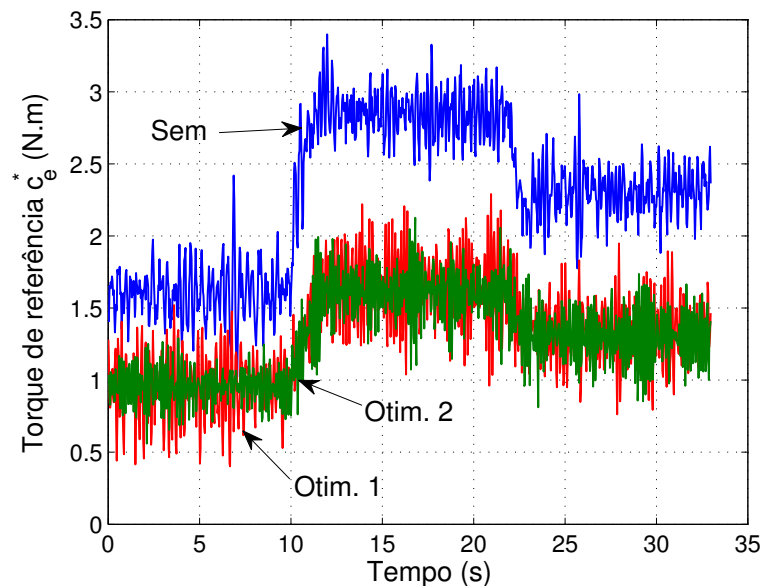


Figura 7.3: Torque de referência gerado para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional

É observado, na fig. 7.4, que está sendo garantido erro de regime permanente nulo no controle do fator de potência nas situações em que se aplica o controle de otimização. O fator de potência escolhido para se fazer o controle foi de 0,75.

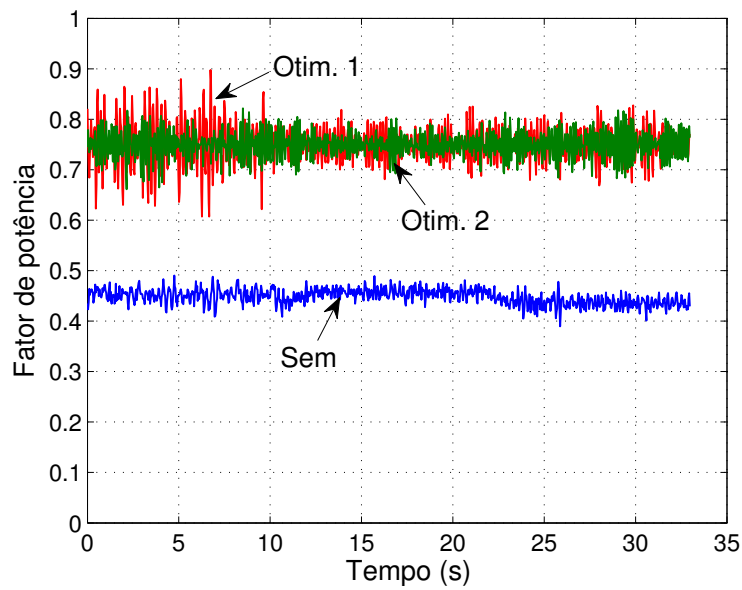


Figura 7.4: Fator de potência para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional

A fig. 7.5 mostra a tensão do barramento CC. É visto que o controlador consegue manter a tensão regulada em 350 V no caso de otimização parcial e sem otimização, e 291,8 V no caso em que também é feita a otimização do push-pull e do barramento CC, Otim. 2. Esse último valor foi obtido utilizando-se a equação (3.6).

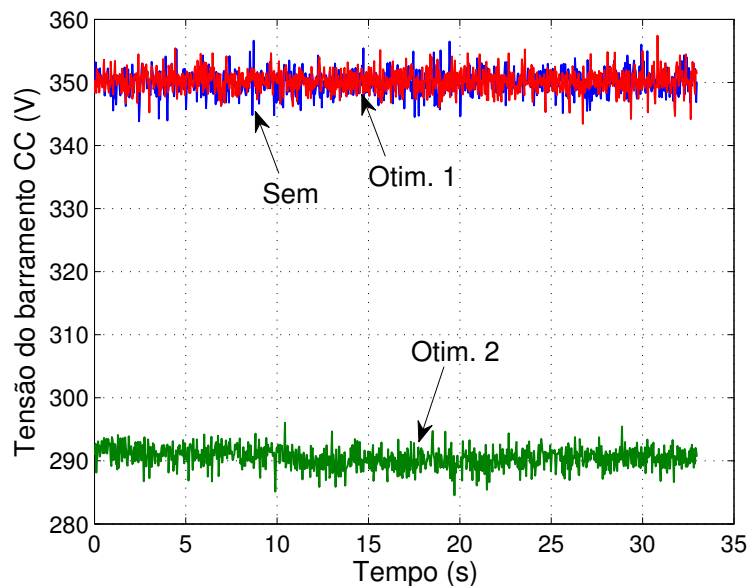


Figura 7.5: Tensão do barramento CC no controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional

A fig. 7.6 mostra a potência desenvolvida pela bomba. Esta potência é determinada utilizando a equação (1.27). É visto que quanto melhor for a otimização do sistema, maior

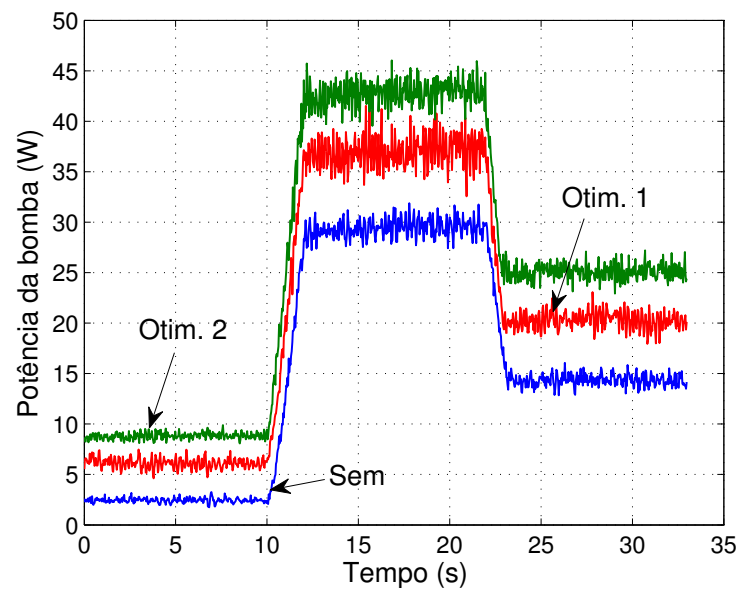


Figura 7.6: Potência desenvolvida pela bomba centrífuga no controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional

será a potência desenvolvida pela bomba.

Pode ser visto na fig. 7.7 que quanto melhor for a otimização da energia do sistema de bombeamento fotovoltaico, maior será o volume de água bombeado.

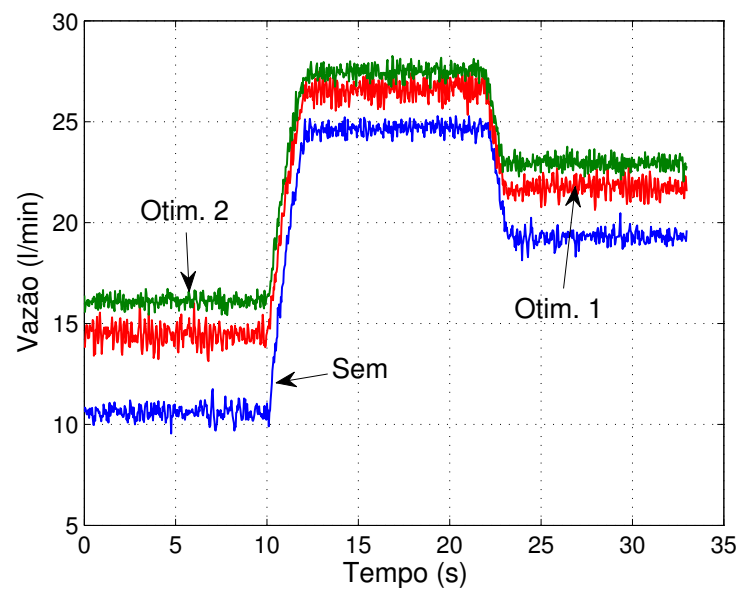


Figura 7.7: Vazão da bomba para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC tradicional

7.1.2 Controle com correntes iguais

Na fig. 7.8 é mostrado o fluxo de referência gerado pela estratégia de otimização do acionamento do motor de indução utilizando o controle de correntes iguais comparado com o fluxo de referência nominal para o acionamento do motor sem otimização.

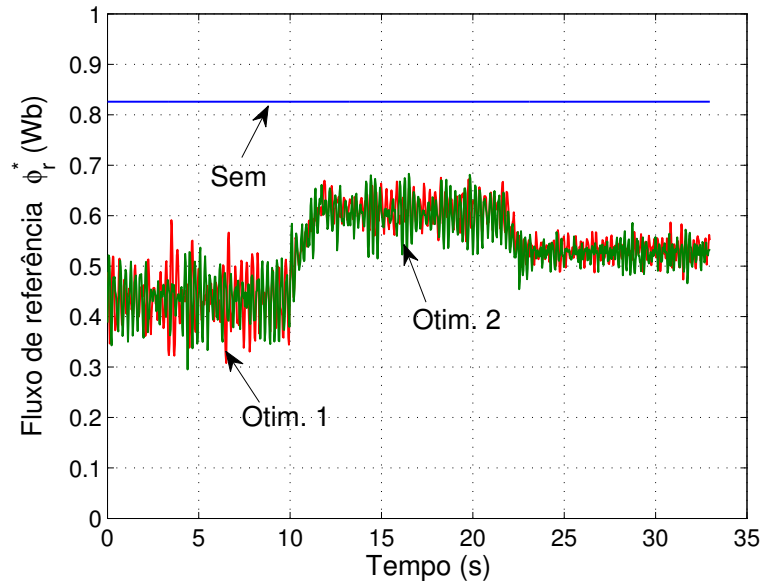


Figura 7.8: Fluxo de referência gerado pelo controle de correntes iguais com IFOC tradicional

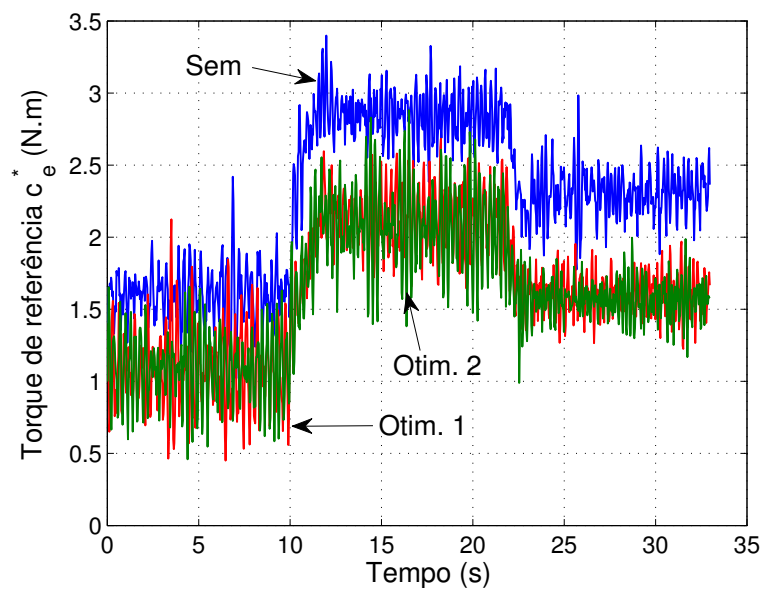


Figura 7.9: Torque de referência gerado para o controle de correntes iguais com IFOC tradicional

Já na fig. 7.9 são mostrados os torques de referência gerados para garantir o controle da tensão do barramento para os controles com e sem otimização do motor e do sistema. O controle da tensão do barramento para a estratégia de otimização com correntes iguais pode ser visto na fig. 7.10.

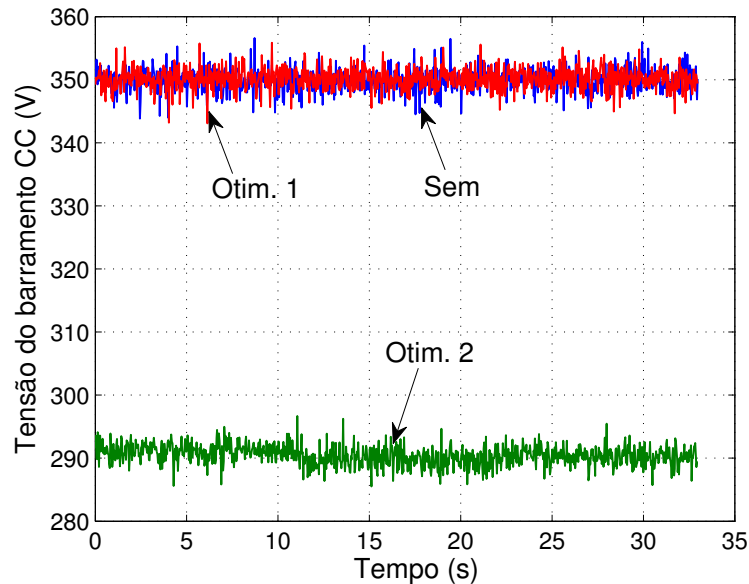


Figura 7.10: Tensão do barramento CC no controle de correntes iguais com IFOC tradicional

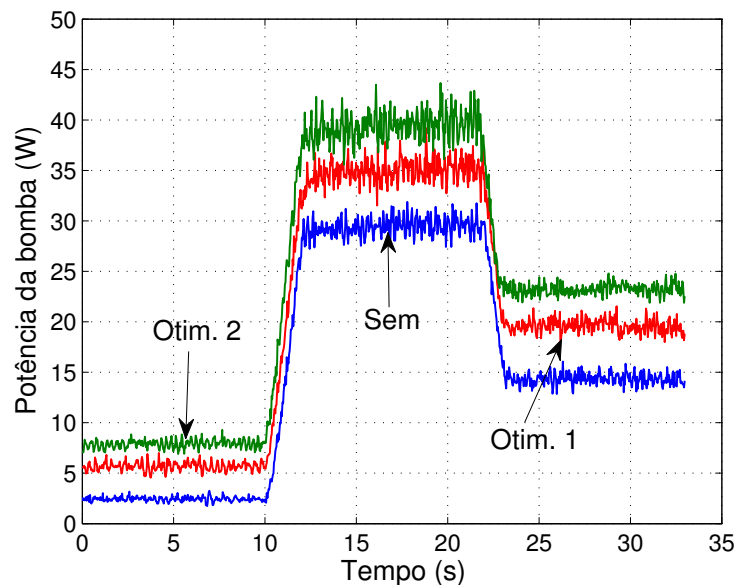


Figura 7.11: Potência desenvolvida pela bomba centrífuga no controle de correntes iguais com IFOC tradicional

A fig. 7.11 mostra a potência desenvolvida pela bomba. Assim como foi visto no caso

anterior, quanto melhor for a otimização do sistema, maior será a potência desenvolvida pela bomba.

Pode ser visto na fig. 7.12 que também houve uma melhoria significativa na vazão da bomba nos casos em que se é aplicada a otimização.

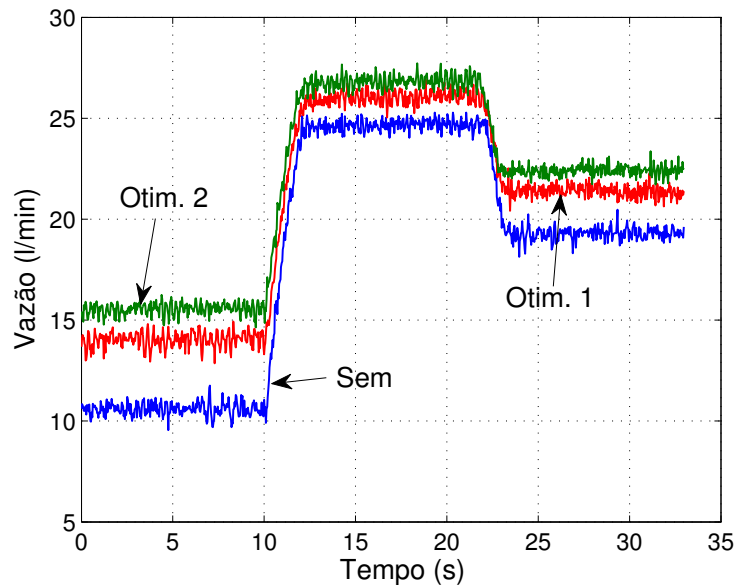


Figura 7.12: Vazão da bomba para o controle de correntes iguais com IFOC tradicional

7.1.3 Avaliação dos resultados

De acordo com os resultados obtidos, é possível determinar o volume de água bombeado, a quantidade de energia fornecida ao sistema e a energia consumida pela bomba durante o intervalo de tempo do ensaio.

Uma avaliação quantitativa para os resultados obtidos para o acionamento IFOC é feita utilizando a tabela 7.1. É feita uma análise comparativa com o caso em que não se tem otimização no sistema de bombeamento.

A partir dos resultados observados na tabela 7.1 é possível ver que o ganho percentual para a energia desenvolvida pela bomba é maior que o ganho em volume bombeado. Isso ocorre devido ao fato de que quanto maior a velocidade, maior será a vazão e, conseqüentemente, maior será a pressão na bomba, e como é visto na equação (1.27), a potência da bomba é proporcional à pressão e à vazão. Também é possível ver que a otimização Otim.

Tabela 7.1: Balanço de energia do sistema para a máquina acionada pela estratégia IFOC

	Sem Otim.	Com Otimização							
	$\phi_r^* = 0,826$	$\cos(\varphi)$				Correntes iguais			
		Otim. 1		Otim. 2		Otim. 1		Otim. 2	
		↑(%)		↑(%)		↑(%)		↑(%)	
Volume bombeado (litros)	10,06	11,56	14,94	12,14	20,68	11,30	12,41	11,91	18,47
Energia convertida pela bomba (Joules)	510,84	700,78	37,18	833,09	63,08	664,46	30,07	784,00	53,47
Energia entregue ao sistema (kilo Joules)	11,59	11,58	-0,06	11,57	-0,08	11,57	-0,11	11,59	0,08

2 apresentou ganhos significativos comparado com o caso sem otimização.

O caso de otimização Otim. 2 no controle $\cos(\varphi)$ apresentou os melhores resultados comparado com a situação sem otimização. Foi possível obter um aumento de 20,68 % de volume bombeado e 63,08 % de energia consumida pela bomba.

7.2 Resultados experimentais sem sensor – IFOC-q

7.2.1 Controle do fator de potência – $\cos(\varphi)$

Na fig. 7.13 é mostrado o fluxo de referência gerado pela estratégia de otimização do acionamento do motor de indução utilizando o controle do fator de potência comparado com o fluxo de referência nominal para o acionamento do motor sem otimização.

Na fig. 7.14 são mostrados os torques de referência gerados para garantir o controle da tensão do barramento para os controles com e sem otimização do motor e do sistema. É observado que, para o caso sem otimização, o torque de referência gerado pelo controle, diferentemente do caso com sensor, é menor do que na situação com otimização.

É observado, na fig. 7.15, que está sendo garantido erro de regime permanente nulo no controle do fator de potência nas situações em que se é aplicado o controle de otimização.

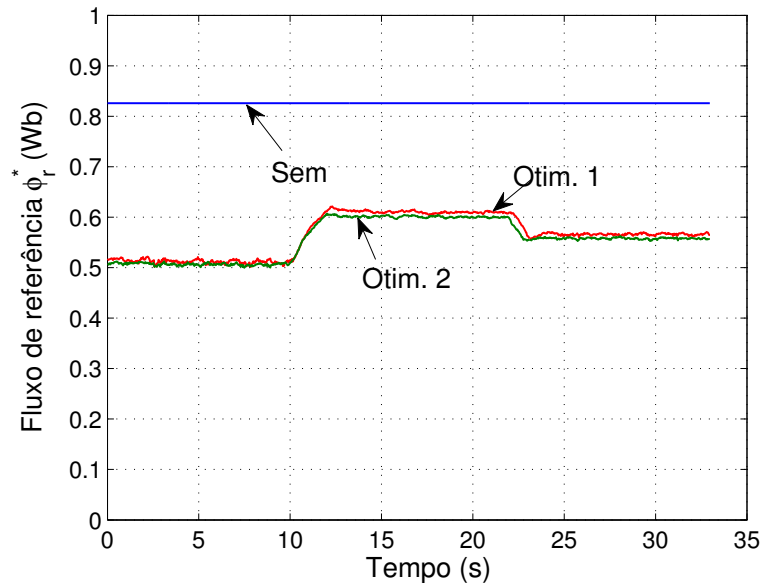


Figura 7.13: Fluxo de referência pelo controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q

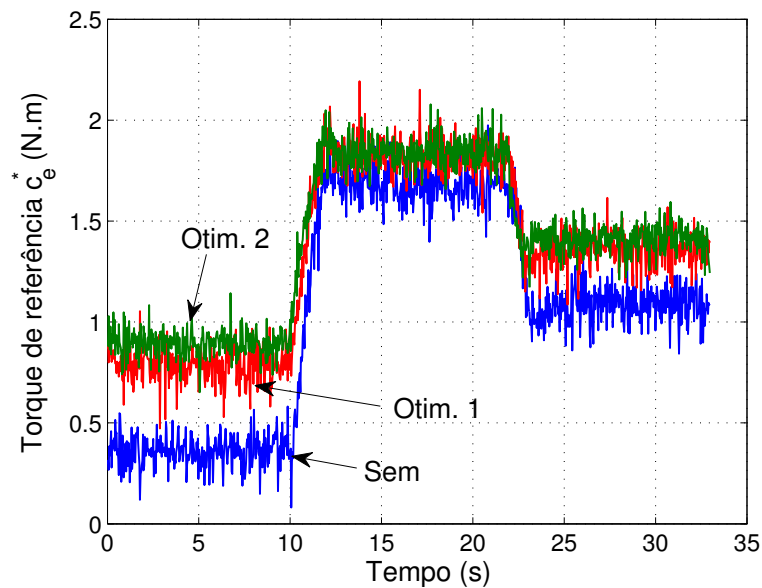


Figura 7.14: Torque de referência gerado para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q

É visto que o fator de potência apresenta menor ruído, assim como o fluxo de referência, comparado com o fator de potência do caso com sensor, IFOC, fig. 7.4. Isso ocorre pelo fato de que o controlador, no caso do IFOC-q, deve ser mais lento, para evitar que o controle divirja.

A fig. 7.16 mostra a tensão do barramento CC. É visto que o controlador consegue manter

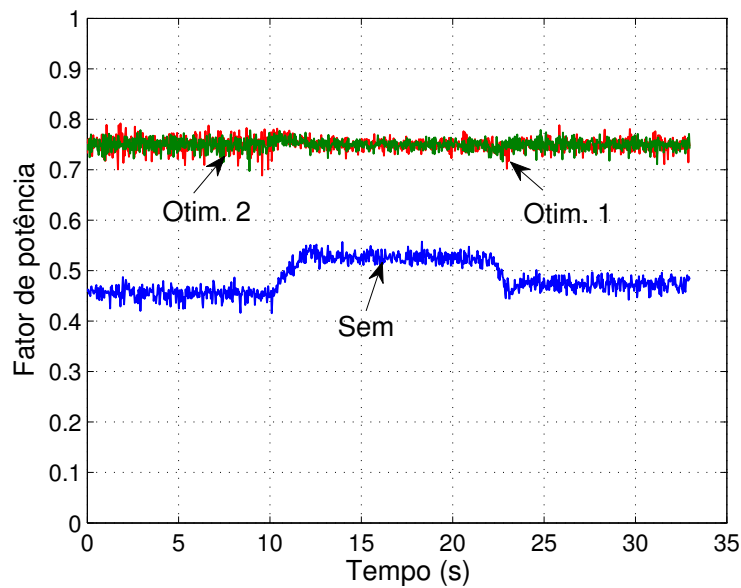


Figura 7.15: Fator de potência para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q

a tensão regulada em 350 V no caso de otimização parcial e sem otimização, e 291,8 V no caso em que também é feita a otimização do push-pull e do barramento CC, Otim. 2. É observado que acontece um pequeno *overshoot* com duração de 2,5 s nos transitórios de potência. Esse *overshoot* ocorre pelo fato do controlador necessitar de ser lento, na estratégia IFOC-q, para garantir o controle correto da máquina.

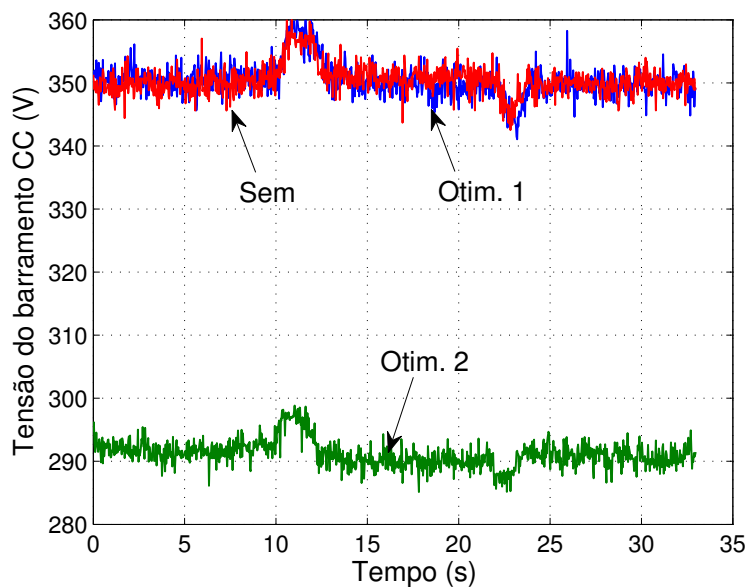


Figura 7.16: Tensão do barramento CC no controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q

A fig. 7.17 mostra a potência desenvolvida pela bomba. Esta potência é determinada utilizando a equação (I.27). É visto que quanto melhor for a otimização da energia no sistema, maior será a potência desenvolvida pela bomba.

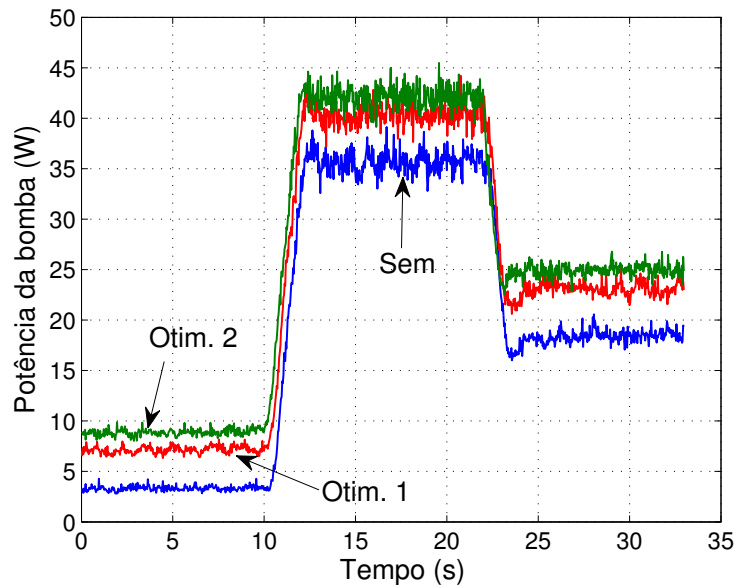


Figura 7.17: Potência desenvolvida pela bomba centrífuga no controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q

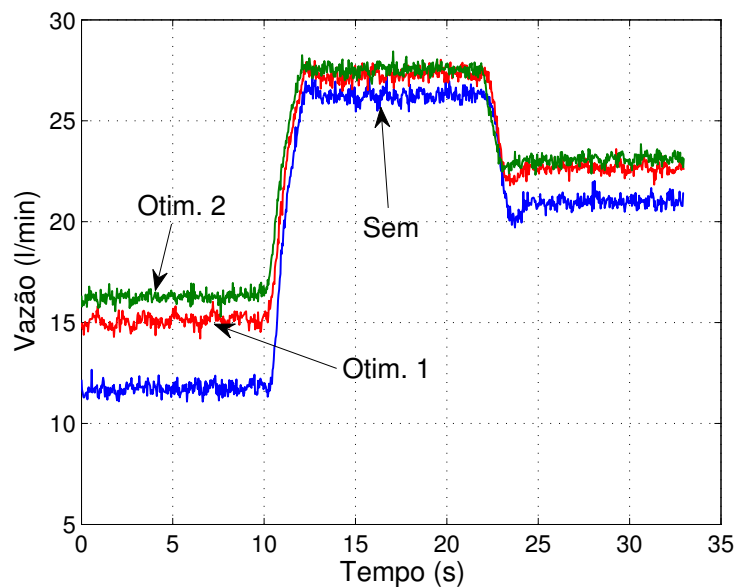


Figura 7.18: Vazão da bomba para o controle $\cos(\varphi)$ com IFOC modificado tensão de eixo-q

Pode ser visto na fig. 7.18 que quanto melhor for a otimização da energia do sistema de bombeamento fotovoltaico, maior será a vazão e, conseqüentemente, maior será o volume de

água bombeado.

7.2.2 Controle com correntes iguais

Na fig. 7.19 é mostrado o fluxo de referência gerado pela estratégia de otimização do acionamento do motor de indução utilizando o controle de correntes iguais comparado com o fluxo de referência nominal para o acionamento do motor sem otimização.

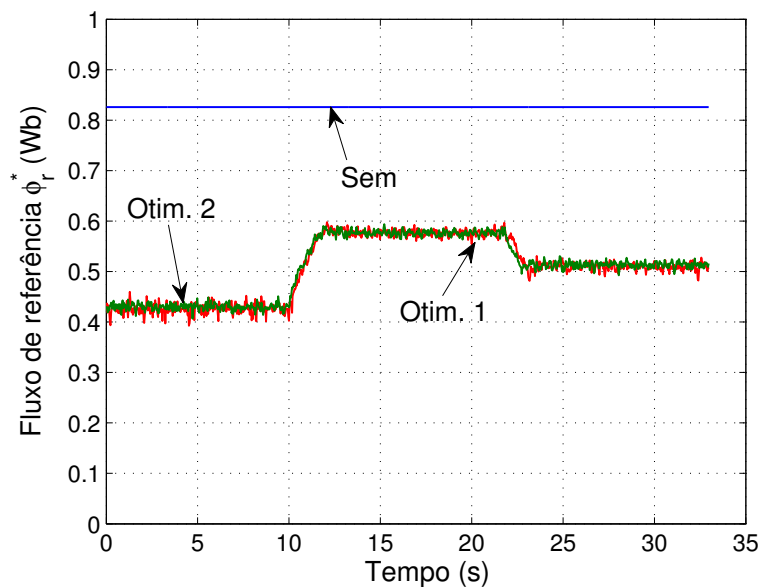


Figura 7.19: Fluxo de referência gerado pelo controle de correntes iguais com IFOC modificado tensão de eixo-q

Já na fig. 7.20 são mostrados os torques de referência gerados para garantir o controle da tensão do barramento para os controles com e sem otimização do acionamento do motor, push-pull e barramento CC. O controle da tensão do barramento para a estratégia de otimização com correntes iguais pode ser visto na fig. 7.21. Neste caso, assim como no controle do fator de potência, também é observado o *overshoot* devido a lentidão do controlador.

A fig. 7.22 mostra a potência desenvolvida pela bomba. Assim como foi visto no caso anterior, quanto melhor for a otimização da energia do sistema, maior será a potência desenvolvida pela bomba.

Pode ser visto na fig. 7.23 que também houve uma significativa melhoria na vazão da bomba nos casos em que se é aplicada a otimização.

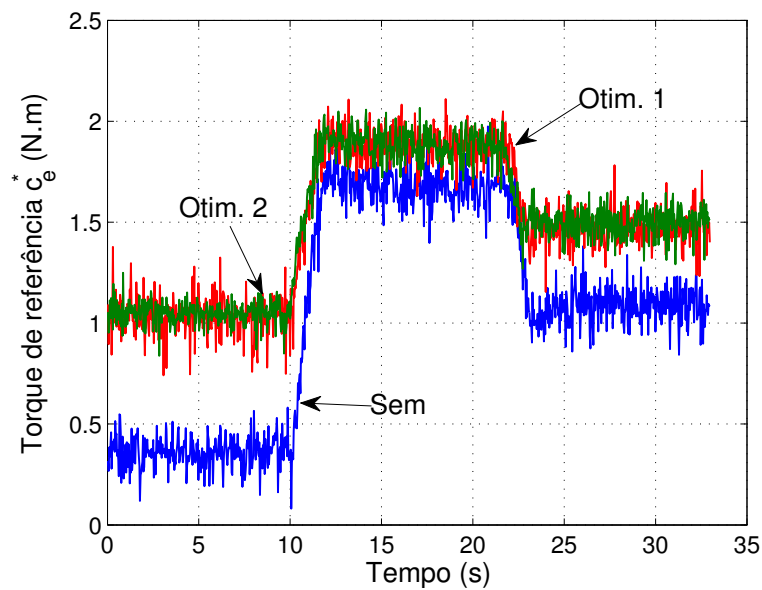


Figura 7.20: Torque de referência gerado para o controle de correntes iguais com IFOC modificado tensão de eixo-q

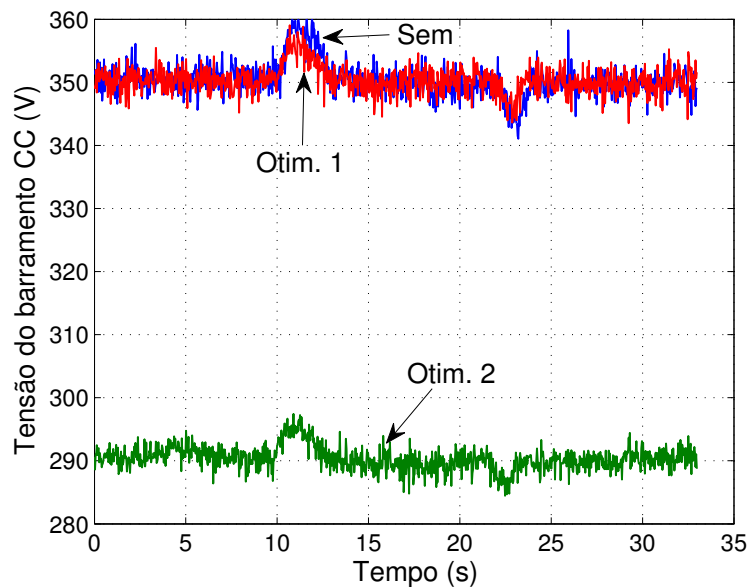


Figura 7.21: Tensão do barramento CC no controle de correntes iguais com IFOC modificado tensão de eixo-q

7.2.3 Avaliação dos resultados

Uma avaliação quantitativa para os resultados obtidos para o acionamento IFOC modificado tensão de eixo-q é vista na tabela 7.2. É feita uma análise comparativa com o caso em que não se tem otimização no sistema de bombeamento.

A partir dos resultados observados na tabela 7.2 é possível ver que o ganho percentual

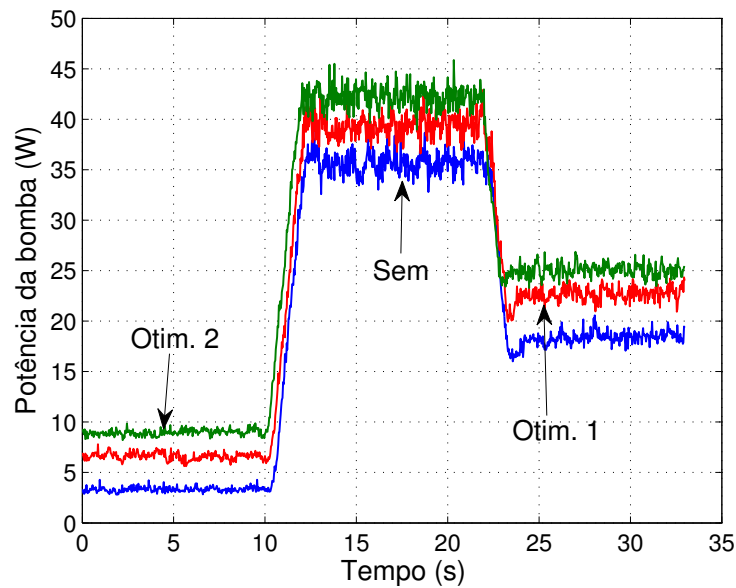


Figura 7.22: Potência desenvolvida pela bomba centrífuga no controle de correntes iguais com IFOC modificado tensão de eixo-q

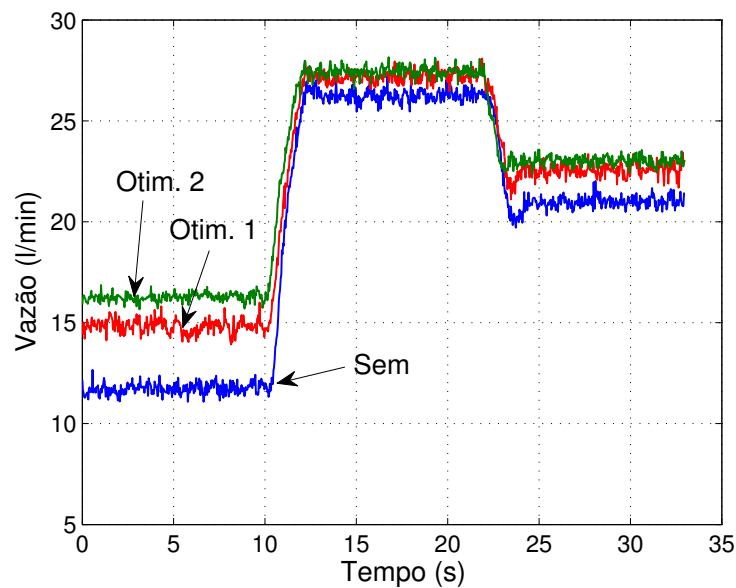


Figura 7.23: Vazão da bomba para o controle de correntes iguais com IFOC modificado tensão de eixo-q

para a energia desenvolvida pela bomba é maior que o ganho em volume bombeado. Isso ocorre devido ao fato de que quanto melhor for a otimização da energia do sistema de bombeamento, maior será a velocidade desenvolvida pelo eixo do motor, maior será a vazão e, conseqüentemente, maior será a pressão na bomba, e, como é visto na equação (1.27), a potência da bomba é proporcional à pressão e à vazão. Também é possível ver que a otimização Otim. 2 apresentou ganhos significativos comparado com o caso sem otimização.

Tabela 7.2: Balanço de energia do sistema para a máquina acionado pela estratégia IFOC-q

	Sem Otim.		Com Otimização						
	$\phi_r^* = 0,826$	$\cos(\varphi)$				Correntes iguais			
		Otim. 1		Otim. 2		Otim. 1		Otim. 2	
		$\uparrow(\%)$		$\uparrow(\%)$		$\uparrow(\%)$		$\uparrow(\%)$	
Volume bombeado (litros)	10,85	11,96	10,23	12,31	13,46	11,87	9,43	12,26	13,05
Energia convertida pela bomba (Joules)	633,53	781,41	23,34	845,11	33,40	757,51	19,57	857,26	35,32
Energia entregue ao sistema (kilo Joules)	11,57	11,57	0,0	11,53	-0,29	11,57	0,0	11,58	0,07

Como pode ser visto na tabela 7.2, o caso de otimização Otim. 2 no controle $\cos(\varphi)$ apresentou o melhor resultado comparado com a situação sem otimização, pois foi possível obter um aumento de 13,46 % de volume de água bombeado.

7.3 Considerações

É mostrado que os resultados experimentais condizem com o que foi visto por meio de simulações: a otimização da energia no sistema de bombeamento aumenta a quantidade de água bombeada. É visto que quanto melhor for a otimização do processamento da energia no sistema, maior será o volume de água bombeado.

Fazendo-se uma análise comparativa entre os valores das tabelas 7.1 e 7.2, é possível ver que no caso sem sensor foram alcançados valores absolutos de volume bombeado e de energia convertida pela bomba maiores que no caso com sensor. Isso ocorreu devido a imprecisão do modelo da máquina utilizado. Este fato faz com que as técnicas de acionamento forcem o motor a trabalhar em pontos de operação diferentes para cada técnica. Para o modelo da máquina utilizado, a técnica IFOC-q apresentou melhores resultados que o IFOC.

8

Conclusões

O apelo atual para a utilização de energias ditas renováveis é grande, devido ao fato de que a geração de energia utilizando combustíveis fósseis vem degradando o meio ambiente devido à alta emissão de poluentes no processo para obter determinado tipo de energia. Este fato motivou a utilização de energia elétrica fotovoltaica no bombeamento, pois este tipo de energia proporciona poluição nula na sua geração – conversão da energia luminosa em energia elétrica. Outro fator relevante é que a energia elétrica fotovoltaica é uma solução viável para o bombeamento de água em regiões que não dispõem de energia elétrica comercial próximo da fonte sorvedora de água.

Na busca por uma configuração de um sistema de bombeamento que satisfizesse as necessidades de potência, tensão e corrente de entrada, e volume de água a ser bombeado, chegou-se à conclusão de que a melhor configuração para um sistema de bombeamento que utilize a energia elétrica fotovoltaica como fonte de energia é a configuração que utiliza conversor elevador, inversor, motor de indução trifásico e bomba centrífuga. Esta configuração possui a vantagem de ser possível controlar as variáveis de interesse do sistema, que são tensão e corrente de entrada do push-pull, tensão do barramento CC, amplitude e fase das tensões e correntes do motor de indução, a partir disto é possível impor ao sistema para que trabalhe no ponto de operação desejado.

Após definida a configuração do sistema elétrico necessário para o bombeamento, foram estudadas técnicas para otimizar os diversos dispositivos envolvidos no processamento da

energia. Esta otimização consistiu em diminuir as perdas elétrica no processamento da energia, para que seja possível aumentar o volume de água bombeado para uma mesma oferta de energia, com isso, é possível baratear os custos no bombeamento fotovoltaico.

Durante o estudo do comportamento da operação do conversor CC/CC elevador, push-pull, foi observado que quanto menor for sua tensão de saída, maior é a sua eficiência. Isso ocorre pelo fato de se diminuir as perdas nos *snubbers*. Também foi visto que a tensão de saída do push-pull deve satisfazer a um valor mínimo, pois abaixo deste valor mínimo é perdido o controle da corrente ou tensão de entrada. Com isso, foi definido um valor de tensão mínimo para a saída do conversor push-pull que garante, simultaneamente, um bom controle da corrente de entrada e um aumento da sua eficiência. Concluiu-se que este valor de tensão mínimo para a saída do push-pull deve satisfazer a equação que define o ganho do conversor no regime permanente. A elevação da eficiência do conversor chegou a 60,7 % para o pior caso, que ocorreu quando a potência de entrada foi de 100 W e a tensão de saída de referência foi de 420 V a temperatura de 75 °C.

A máquina de indução foi escolhida como elemento responsável por converter a energia elétrica em energia mecânica necessária para o bombeamento pelo fato da mesma apresentar características bastante apreciadas para a realização de acionamentos estáticos a velocidade variável: robustez, simplicidade de construção e baixo preço comparativo com outros tipos de máquinas. Dentre as diversas técnicas de acionamento estudadas, conclui-se que o acionamento da máquina de indução utilizando as estratégias Volts/Hertz, IFOC modificado, eixo-d e eixo-q, e DTC são bastante interessantes pelo fato de não necessitarem de sensor de velocidade do rotor da máquina.

Uma máquina de indução é fabricada para operar próximo do ponto ótimo de eficiência com carga nominal. Mas com baixa carga, existe um excesso de magnetização da máquina. Este excesso de magnetização se reflete na elevação das perdas, tanto no material magnético, quanto no cobre do rotor e estator. As perdas totais da máquina podem ser reduzidas por meio da redução da corrente de magnetização, redução esta que pode ser obtida reduzindo-se o fluxo da máquina. Esta redução do fluxo da máquina é feita utilizando estratégias de otimização do acionamento da máquina de indução. Mantendo-se a energia entregue a máquina e diminuindo-se as perdas, é possível obter uma elevação no trabalho desenvolvido pela máquina. Os resultados de simulação apresentados utilizando as técnicas estudadas

mostraram-se satisfatórios, pois foi observada elevação da eficiência da máquina quando se tem baixa carga, o que gerou mais trabalho com a mesma quantidade de energia entregue à máquina.

A junção das estratégias de acionamento e otimização da máquina de indução apresentaram ótimos resultados de simulação na elevação da eficiência da máquina quando a mesma encontra-se alimentada por energia elétrica fotovoltaica. Este aumento da eficiência significa que, para uma mesma quantidade de energia elétrica entregue à máquina, é possível diminuir as perdas, aumentando, assim, a velocidade de rotação do eixo, o que proporcionará um volume maior de água bombeado pela bomba centrífuga. Este aumento da eficiência representa um considerado volume de água bombeado ao longo de um dia. O aumento do volume de água bombeado pode ser mais considerável no caso de um dia nublado, em que a incidência de luminosidade é baixa e a máquina opera com baixa velocidade.

Os resultados experimentais obtidos utilizando a plataforma de ensaios montada no laboratório validaram todas as estratégias e técnicas apresentadas neste trabalho. Os resultados experimentais também mostraram que a otimização individual dos dispositivos do sistema de bombeamento ajudam na otimização global do sistema ao se juntarem os dispositivos e suas respectivas técnicas de otimização simultaneamente. Foi visto que a otimização no processamento da energia nos diversos dispositivos que compõem o sistema de bombeamento, push-pull, inversor e motor, aumenta a quantidade de água bombeada. Os resultados experimentais mostraram que quanto melhor for a otimização do processamento da energia no sistema, maior será o volume de água bombeado comparado com o caso sem otimização.

8.1 **Trabalhos futuros**

Tem-se em vista os seguintes trabalhos:

- Fazer o estudo do bombeamento utilizando bombas centrífugas de diferentes fabricantes.
- Fazer a caracterização das diversas bombas centrífugas utilizadas.
- Utilizar os conversores aqui apresentados, push-pull e inversor, para fazer a conexão do sistema de geração elétrica fotovoltaica à rede elétrica comercial.

- Fazer uso de conversores elevadores não isolados em conjunto com soluções de projeto para reduzir a tensão de operação do motor.
- Avaliar melhorias da eficiência do push-pull incorporando novas tecnologias, como os transformadores planares.

Agradecimentos

A Deus, por conceder-me mais uma vitória na vida, orientador desta grande jornada. Por tudo, obrigado, Senhor!

Aos meus pais, Ubaldo Vitorino Filho e Maria José Alves Vitorino, que me deram a vida e me ensinaram a vivê-la com dignidade, possibilitaram a realização de mais uma conquista.

À minha avó Mônica Ricardo Alves, que sem ela, acredito, não teria chegado a esse ponto da minha vida.

Ao Professor Doutor Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, pelo privilégio de tê-lo como orientador, subsidiando a realização dessa pesquisa científica.

A Lucas Vinicius Hartmann, a quem tenho grande apreço e que dedicou uma parte de seu tempo no auxílio a realização desta pesquisa.

Às minhas irmãs Mônica, Magdala e Monique, por tudo que elas fizeram, proporcionando esse momento de glória e felicidade.

A todos os meus tios, em especial a Hamilton Ricardo Alves e Germana Ricardo Alves por terem estado presentes durante toda a minha vida acadêmica.

A meu amigo Vinicius Eduardo Nóbrega, por sua alegre presença, encorajando-me a concretizar esse objetivo.

Ao FINEP e CNPq, por ter fornecido suporte financeiro para a realização desta pesquisa.

A coordenação, professores, funcionários e alunos da Universidade Federal de Campina Grande, meus sinceros e calorosos agradecimentos por terem contribuído com minha pesquisa.

A todos aqueles que, direta ou indiretamente, cooperaram com este trabalho, sobretudo

àqueles que foram capazes de um gesto de compreensão e solidariedade, marcando de maneira especial esta realização.

A

Transformações $3\Phi/dq$, $dq/3\Phi$ e dq/dq

Dada as variáveis trifásicas de interesse da máquina, (fluxo, corrente ou tensão), pode-se definir uma transformação para estas variáveis de tal forma a representá-las por um modelo mais simples que o trifásico primitivo.

Uma transformação de variáveis é definida pela operação, se retendo as variáveis estatóricas da máquina:

$$x_{s123}^s = \bar{P}_s x_{sodq}^g \quad (\text{A.1})$$

onde:

$$x_{s123}^s = [x_{s1}^s \quad x_{s2}^s \quad x_{s3}^s]^T \quad x_{sodq}^g = [x_{so}^g \quad x_{sd}^g \quad x_{sq}^g]^T$$

O expoente “ g ” serve para indicar o referencial genérico dos eixos dq . Este expoente mudará em função do referencial dq utilizado, exemplos: estator $g \rightarrow s$, rotor $g \rightarrow r$, campo girante $g \rightarrow e$.

Uma matriz \bar{P}_s adequada para a obtenção de uma nova representação mais simples que a representação trifásica primitiva pode ser obtida fazendo-se:

$$\bar{P}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g - 2\pi/3) & -\sin(\delta_g - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g - 4\pi/3) & -\sin(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Nota-se que $\bar{P}_s^{-1} = \bar{P}_s^T$, ou seja, a matriz de transformação é ortogonal.

A.1 Transformações utilizadas neste trabalho

Nas transformações que serão mostradas a seguir, será desprezada a componente homopolar, componente o , isso porque as variáveis trifásicas são balanceadas.

Utilizando-se as equações (A.1) e (A.2), para transformar as corrente trifásicas estatóricas para dq , no referencial estatórico, $\delta_g = \delta_s = 0$, tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Para transformar as correntes dq do referencial estatórico para o referencial fluxo rotórico, é necessário fazer a projeção de um referencial no outro. Ou seja:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^b \\ i_{sq}^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_b) & \sin(\delta_b) \\ -\sin(\delta_b) & \cos(\delta_b) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

A equação (A.4) mostra que para fazer a transformação do referencial estatórico para o referencial fluxo rotórico é necessário conhecer a posição do fluxo rotórico.

Para transformar as tensões dq do referencial fluxo rotórico para o referencial síncrono, é necessário fazer a projeção de um referencial no outro, assim como foi feito na transformação inversa para as correntes. Ou seja:

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_b) & -\sin(\delta_b) \\ \sin(\delta_b) & \cos(\delta_b) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^b \\ v_{sq}^b \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Utilizando-se as equações (A.1) e (A.2), para transformar as tensões dq no referencial estatórico para trifásicas, no referencial estatórico, $\delta_g = \delta_s = 0$, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{s1}^s \\ v_{s2}^s \\ v_{s3}^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

A composição de uma variável dq utilizando a transformação $\mathbf{x}_s^g = x_s e^{j\delta_g}$ é feita, fazendo:

$$\mathbf{x}_s^g = x_s e^{j\delta_g} = x_s (\cos(\delta_g) + j \sin(\delta_g)) \quad (\text{A.7})$$

$$\begin{bmatrix} x_{sd}^g \\ x_{sq}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_s \cos(\delta_g) \\ x_s \sin(\delta_g) \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

A.2 Determinação das correntes de fase usando as correntes de linha

Numa configuração em delta de um motor de indução, existe a dificuldade de se determinar a corrente de fase por meio de sensores. A partir das correntes de linha, é possível determinar a corrente que está passando pela fase fazendo-se algumas considerações. Na fig. A.1 é mostrada a ligação em delta das bobinas do estator da máquina.

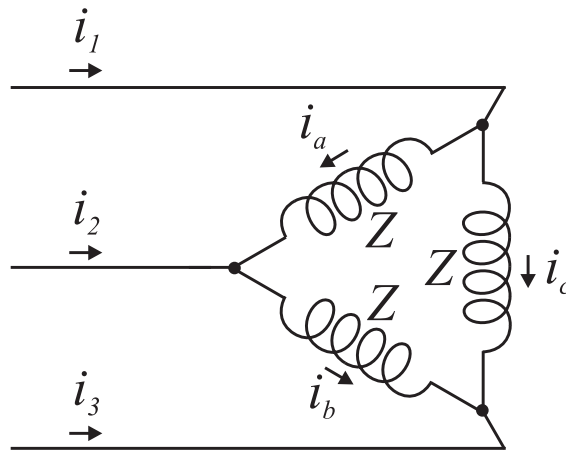


Figura A.1: Correntes do motor ligado em delta

Pelo fato da carga ser equilibrada, as correntes que circulam pelas fases da máquina e pela linha podem ser representadas da seguinte forma:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (\text{A.9})$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{A.10})$$

Pela lei dos nós, é possível determinar as correntes mostradas na fig. A.1 como sendo:

$$i_a = i_1 + i_c \quad (\text{A.11})$$

$$i_b = i_2 + i_a \quad (\text{A.12})$$

Utilizando as equações (A.9)-(A.12), e fazendo manipulações algébricas, é possível determinar as equações das correntes de fase da máquina a partir das correntes de linha.

$$i_a = \frac{1}{3}i_1 - \frac{1}{3}i_2 \quad (\text{A.13})$$

$$i_b = \frac{1}{3}i_1 + \frac{2}{3}i_2 \quad (\text{A.14})$$

$$i_c = -\frac{2}{3}i_1 - \frac{1}{3}i_2 \quad (\text{A.15})$$

B

Descrição dos Blocos do Trabalho

Neste apêndice são apresentadas as descrições dos blocos que compõem alguns dos diagramas mostrados no decorrer deste trabalho.

B.1 Integrador

O integrador, representado pelos blocos com o símbolo “ \int ”, observados em diversos diagramas deste trabalho, é responsável por fazer a integração matemática, no decorrer do tempo, de determinada variável.

A integração apresentada na representação mostrada na fig. B.1, é calculado da seguinte forma:

$$\beta = \int_0^{\tau} \alpha(\tau) d\tau \quad (\text{B.1})$$

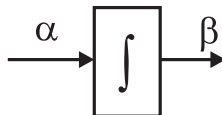


Figura B.1: Integração da variável α

A integração numérica da equação (B.1), utilizando o método de Euler, é feita da seguinte forma:

$$\beta_{i+1} = \beta_i + \alpha_i h \quad (\text{B.2})$$

onde h é o passo da cálculo e o índice i representa o instante do cálculo.

B.2 Controlador proporcional integral – PI

A transformada de Laplace dos controladores **PI** do controle está mostrada na equação (B.3). Os ganhos k_p , proporcional, e k_i , integral, dos controladores devem ser sintonizados para que o sistema funcione corretamente. O ganho integral é responsável por garantir erro de regime permanente nulo, já o ganho proporcional é responsável pela velocidade do controlador.

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_i(sk_p/k_i + 1)}{s} \quad (\text{B.3})$$

B.3 Cálculo do fator de potência

Na fig. B.2 é mostrada as curvas de tensão e corrente e os tempos medidos para fazer o cálculo do fator de potência.

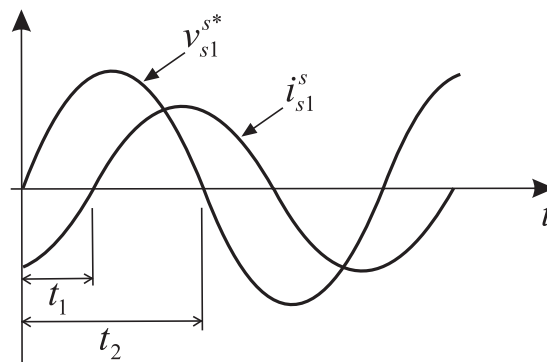


Figura B.2: Sinais de tensão e corrente com a medição do atraso para o cálculo do fator de potência

O cálculo do fator de potência é feito da seguinte forma:

$$f.p. = \cos\left(\frac{t_1}{t_2}\pi\right) \quad (\text{B.4})$$

onde $f.p.$ é o fator de potência e $\pi = 3,1415$.

O bloco “**Calcula** $\cos(\varphi)$ ” mostrado na fig. 5.1 faz o cálculo do fator de potência da máquina através da detecção da passagem por zero dos sinais de tensão e corrente. A partir da passagem por zero da tensão, é iniciada duas contagens de tempo. Quando é detectada

a passagem por zero da corrente, a primeira contagem é registrada na variável `t1_vsd`. Quando a tensão passa novamente por zero, a segunda contagem é registrada na variável `t2_vsd`. Com essas duas variáveis, `t1_vsd`, que define o atraso entre a corrente e a tensão, e `t2_vsd`, que define a metade do período do sinal da tensão, é calculado o fator de potência da máquina. O algoritmo para definir o fator de potência da máquina é mostrado abaixo.

```

/* ----- */
/*          Detector de passagem por zero          */
/* ----- */

count_isd = 0; // flag para garantir a proxima passagem por zero de isd
pll = 0;      // flag para iniciar a contagem do semi-ciclo
count_pll = 0; // flag para iniciar a contagem do atraso entre isd e vsd

//detecta a passagem de VdF por zero
static int next_pll = 0;
if(!next_pll && VdF > 0 && VdF_ant < 0) {
    pll = 1;
    next_pll = 1000; // para evitar ripple em torno do zero
}
if(!next_pll && VdF < 0 && VdF_ant > 0) {
    pll = 1;
    next_pll = 1000;
}
if(next_pll) --next_pll;
VdF_ant = VdF;

//detecta a passagem de IdF por zero
static int next_count = 0;
if(!next_count && IdF > 0 && IdF_ant < 0) {
    count_pll = 1;
    next_count = 1000; // para evitar ripple em torno do zero
}
if(!next_count && IdF < 0 && IdF_ant > 0) {
    count_pll = 1;
    next_count = 1000;
}
if(next_count) --next_count;
IdF_ant = IdF;

//Calculo do tempo de defasagem entre vsd e isd
if(pll == 1){
    cos_phi = cos(t1_vsd/t2_vsd*pi); //fator de potencia da maquina
    t1_vsd = 0;
    t2_vsd = 0;
}

t2_vsd = t2_vsd + h;

if(pll || count_isd){
    t1_vsd = t1_vsd + h;
    count_isd = 1;
    if(count_pll) count_isd = 0;
}
// fim do calculo do fator de potencia

```

B.4 Algoritmo do controle de busca

Na fig. B.3 é mostrada a curva que representa a amplitude da corrente estática em função do fluxo. A técnica de busca rastreia o valor do fluxo em que a máquina fornece o menor valor de corrente para uma carga fixa.

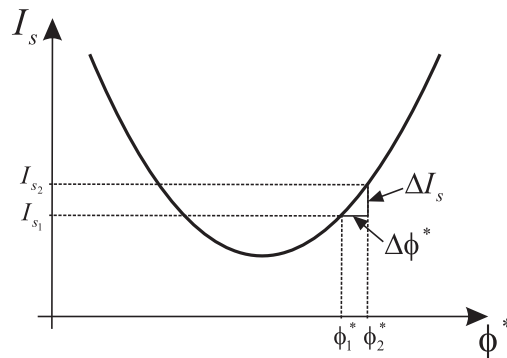


Figura B.3: Representação da relação entre o fluxo e a amplitude da corrente do estator

A partir do cálculo da derivada, fazendo $\Delta I_s / \Delta \phi^*$, é possível determinar a direção em que, tanto o fluxo de referência, quanto o módulo da corrente, estão seguindo. A partir da determinação do sentido de crescimento do fluxo de referência e da amplitude da corrente estática da máquina, é possível tomar a decisão para incrementar ou decrementar o fluxo de referência.

O algoritmo que descreve o fluxograma para o controle de busca utilizando a técnica P&O mostrado na fig. 5.5 é apresentado abaixo:

```

/* ----- */
/*                               Controle de busca                               */
/* ----- */

mod_is = sqrt(isd_s*isd_s + isq_s*isq_s); // calculo da amplitude da corrente

delta_flux = fluxo_rot_ref1 - flux_ant; // variacao do fluxo
delta_is = mod_is - mod_is_ant; // variacao da amplitude da corrente
mod_is_ant = mod_is; // gravar o valor anterior da amplitude da corrente
flux_ant = fluxo_rot_ref1; // gravar o valor anterior do fluxo

if(delta_is == 0) fluxo_rot_ref1 = fluxo_rot_ref1 + 0;
else{
  if(delta_flux == 0){
    fluxo_rot_ref1 += (1-2*(rand())&1)*hfluxo; // perturbacao do fluxo
  }
  else{
    if(delta_is/delta_flux > 0) fluxo_rot_ref1 -= hfluxo;
    else fluxo_rot_ref1 += hfluxo;
  }
}

```

```
    }  
  }  
  // fim do algoritmo p&o
```


Referências Bibliográficas

- Abrahamsen, F.; Blaabjerg, F.; Pedersen, J. K.; Grabowski, P. Z. e Thøgersen, P. (1998) On the energy optimized control of standard and high-efficiency induction motors in ct and hvac applications, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **34**:882–830.
- Akbaba, M. e Akbaba, M. C. (2001) Dynamic performance of a photovoltaic-boost converter powered dc motor-pump system, in: *IEEE Trans. on Energy Conversion*, pp. 356–361.
- Andersen, H. R. e Pedersen, J. K. (1996) Low cost optimized control strategy for a variable speed three phase induction motor, *Conf. Rec. PESC'96*, **1**:920–924.
- Azevedo, C.; Jacobina, C. B.; Ribeiro, L.; Lima, A. M. N. e Oliveira, A. (2002) Indirect field orientation for induction motors without speed sensor, *Proc. IEEE APEC*.
- Baghzouz, Y. e Tan, O. T. (1989) Optimal efficiency speed control of induction motors by variable rotor impedance, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, **4**(2):216–223.
- Bialasiewicz, J. T. e Muljadi, E. (2003) Power transfer and time-domain analysis of a wind-turbine water-pumping system, *IEEE IECON*, **2**:1302–1307.
- Cad, M. M. (2000) Estratégias de Modelagem Dinâmica e Simulação Computacional do Motor de Indução Trifásico, Dissertação, Universidade de São Paulo - Escola de Engenharia de São Carlos, São Carlos.
- Castro, R. M. G. (2004) Introdução à energia fotovoltaica, energias renováveis e produção descentralizada, *Tech. Rep.*, Instituto Superior Técnico de Lisboa.
- Choy, I.; Kwon, S. H.; Choi, J. Y.; Kim, J. W. e Kim, K. B. (1996) On-line efficiency optimization control of a slip angular frequency controlled induction motor drive using neural networks, *IEEE IECON*, **2**:1216–1221.
- Corrêa, M. B. R.; Jacobina, C. B.; Santos, P.; Santos, E. e Lima, A. M. N. (2005) Sensorless control strategies for single-phase induction motor drive system, *Proc. IEEE PESC*.

- de Doncker, R. e Novotny, D. W. (1988) The universal field oriented controller, IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 450–456.
- Earle, K. L. (1981) Variable speed induction motor control system, U.S. Patent.
- de Aragão Filho, W. C. P. e Barbi, I. (1996) A comparison between two current-fed push-pull dc-dc converters-analysis, design and experimentation, IEEE INTELEC, pp. 313–320.
- Geppert, S. (1982) Pwm inverter control and the application thereof within electric vehicles, U.S. Patent 4 316 132.
- Habetler, T. G. e Divan, D. M. (1991) Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation, IEEE Trans. Ind. Applicat., **27**:893–901.
- Hartmann, L. V. (2007) Otimização de Sistemas Fotovoltaicos, Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande – Brasil.
- Hasan, K. M.; Zhang, L. e Singh, B. (1997) Neural network control of induction motor drives for energy efficiency and high dynamic performance, IEEE IECON, **2**:488–493.
- Holmes, D. G.; Atmur, P.; Beckett, C. C.; Bull, M. P.; Kong, W. Y.; Luo, W. J.; Ng, D. K. C.; Sachchithanathan, N.; Su, P. W.; Ware, D. P. e Wrzos, P. (2006) An innovative, efficient current-fed push-pull grid connectable inverter for distributed generation systems, Proc. IEEE PESC, pp. 1–7.
- Hussein, K. H.; Muta, I.; Hoshino, T. e Osakada, M. (1995) Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions, IEE Proc. Gener. Transm. Distrib., **142**(1):59–64.
- Ichinokura, O.; Tajima, K. e Murakami, K. (1989) Photovoltaic power system using an orthogonal-core type push-pull converter and characteristics of a push-pull parametric transformer, IEEE Trans. Journal on Magnetics in Japan, **4**(5):312–318.
- Jacobina, C. B. (2005) Sistema de acionamentos estáticos de máquinas elétricas, Campina Grande.
- Jian, T. W.; Schmitz, N. L. e Novotny, D. W. (1983) Characteristic induction motor slip values for variable voltage part load performances optimization, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, **PAS-102**(1):38–46.
- Kim, C. G.; Lee, J. H.; Kim, H. W. e Youn, M. J. (2005) Study on maximum torque

- generation for sensorless controlled brushless dc motor with trapezoidal back emf, IEE Proc. Electric Power Applications, **152**(2):277–291.
- Kioskeridis, I. e Margaris, N. (1996) Loss minimization in scalar-controlled induction motor drives with search controllers, IEEE Trans. Power Electron., **11**(4):213–220.
- Kirschen, D. S.; Novotny, D. W. e Lipo, T. A. (1985) On-line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive, IEEE Trans. Ind. Applicat., **IA-21**(4):610–616.
- Kolhe, M.; Joshi, J. C. e Kothari, D. P. (2004) Performance analysis of a directly coupled photovoltaic water-pumping system, IEEE Trans. on Energy Conversion, **19**(3):613–618.
- Kusko, A. e Galler, D. (1983) Control means for minimization of losses in ac and dc motor drives, IEEE Trans. on Ind. Applic., **IA-19**(4):561–570.
- Leonhard, W. (1985) Control of Electric Drives, McGraw-Hill, Berlin: Springer, 1st edn..
- Lima, A. M. N. (1989) Commande Numérique d'une Machine Asynchrone, Thèse de docteur, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse – France.
- Lipo, T. A. e Chang, K. C. (1986) A new approach to flux and torque-sensing in induction machines, IEEE Trans. Ind. Applicat., **22**(4):731–737.
- Muljadi, E. (1997) Pv water pumping with a peak-power tracker using a simple six-step square-wave inverter, IEEE Trans. Ind. Applicat., **33**(3):714–721.
- Muljadi, E.; Nix, G. e Bialasiewicz, J. T. (2000) Analysis of the dynamics of a wind-turbine water-pumping system, IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, **4**:2506–2519.
- Nayar, C. V.; Vasu, E. e Phillips, S. J. (1993) Optimised solar water pumping system based on an induction motor driven centrifugal pump, IEEE TENCON, **5**:388–393.
- Oliveira, K. C.; Cavalcanti, M. C.; Azevedo, G. M. S. e Neves, F. A. S. (2006) Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems, in: *Conf. Rec. VII INDUSCON*, pp. 1–6.
- Park, M. H. e Sul, S. K. (1984) Microprocessor-based optimal-efficiency drive of an induction motor, IEEE Trans. on Ind. Elec., **IE-31**(1):69–73.
- Pietrzak-David, M.; de Fornel, B.; Lima, A. M. N. e Jelassi, K. (1992) Digital control of an induction motor drive by a stochastic estimator and airgap magnetic flux feedback loop, IEEE Trans. Power Electron., **7**(2):393–403.

- Press, W. H.; Teukolsky, S. A.; Vetterling, W. T. e Fannery, B. P. (1992) Nonlinear models, in: *Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing*, pp. 681–685.
- Rosenberg, S. A.; Dewan, S. B. e Slemon, G. R. (1976) Inverter fed induction motor drive using power factor control, Journal of the 1976 annual meeting of the IEEE society.
- Rossi, R. D. F.; Menezes, B. R. e Silva, S. R. (1994) Vector control of voltage fed three-phase inverters: Variable switching regions, Proc. IEEE PESC, **1**:219–224.
- Sousa, G. C. D.; Bose, B. K. e Cleland, J. G. (1993) Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive, IEEE IECON, **2**:1168–1174.
- Sousa, G. C. D.; Bose, B. K. e Cleland, J. G. (1995) Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive, IEEE Trans. on Ind. Elec., **42**(2):192–198.
- Stanton, W. E.; Eisenhaure, D. B. e Drescher, R. D. (1983) Optimum efficiency control system, U.S. Patent 4 392 100.
- Surendra, T. S.; Prakash, P. N. e Shrikanth, J. (2000) The pv-powered dc floating pump system - a new revolution, IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pp. 1611–1613.
- Taha, M. S. e Suresh, K. (1996) Maximum power point tracking inverter for photovoltaic source pumping applications, IEEE Intern. Conf. on Power Electr., **2**:883–886.
- Takahashi, I. e Noguchi, T. (1986) A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor, IEEE Trans. Ind. Applicat., **IA-22**(5):820–827.
- UNB (2007) O efeito fotoelétrico, Disponível em <<http://www.unb.br/iq/kleber/CursosVirtuais/QQ/aula-5/aula-5.htm>>.
- Vitorino, M. A.; Almeida, G. R. P.; Hartmann, L. V.; Corrêa, M. B. R. e Lima, A. M. N. (2006) Nova técnica de busca do ponto de máxima potência para sistemas fotovoltaicos baseada na curva i_{max} - v_{max} do gerador fotovoltaico, XVI CBA.
- Vitorino, M. A.; Hartmann, L. V.; Lima, A. M. N. e Corrêa, M. B. R. (2007) Using the model of the solar cell for determining the maximum power point of photovoltaic systems, Proc. EPE, pp. 1–10.
- Vitorino, M. A.; Corrêa, M. B. R.; Jacobina, C. B. e Lima, A. M. N. (2008) Sensorless induction motor drive for photovoltaic pumping applications, Proc. IEEE APEC.

- Vongmanee, V. (2004) The photovoltaic pumping system using a variable speed single phase induction motor drive controlled by field oriented principle, IEEE Asia-Pacific Conf. on Circuits and Systems, **2**:1185–1188.
- Vongmanee, V. (2005) The photovoltaic water pumping system using optimum slip control to maximum power and efficiency, IEEE Power Tech, pp. 1–4.
- Xiaogang, F. e Boshi, C. (1996) Constant slip control of induction motor at light load, IEEE IECEC, **3**:1828–1833.
- Xu, X.; de Doncker, R. e Novotny, D. W. (1988) A stator flux oriented induction machine drive, Proc. IEEE PESC, **2**:870–876.



Sistema de Bombeamento Para Ensaio

Neste anexo é apresentado o layout do sistema de ensaios do sistema de bombeamento estudado. É mostrado como foram montados e dispostos os dispositivos utilizados, desde o gerador fotovoltaico, conversores, máquina de indução e sistema hidráulico com todos os sensores e atuadores necessários para emular um sistema de bombeamento real.

Para a realização dos estudos do sistema de bombeamento de água utilizando a energia fotovoltaica como fonte de energia elétrica e desprezando-se a necessidade de acumuladores químicos, baterias, foi montado todo o sistema de ensaio com sensores para as variáveis elétricas, atmosféricas e hidráulicas, assim como atuadores para emular diferentes condições para as variáveis hidráulicas.

Os sensores para as variáveis elétricas consistem de sensores de corrente e tensão. Já para as variáveis atmosféricas, são utilizados sensores de temperatura, para monitorar a temperatura ambiente e dos geradores fotovoltaicos, e sensor de insolação, para medir a intensidade da radiação solar incidente sobre os geradores fotovoltaicos. Para as variáveis hidráulicas, são utilizados sensores de pressão, para medir a pressão nas tubulações encontradas antes e depois da bomba centrífuga, e sensores de vazão para medir a vazão do líquido bombeado. Os atuadores utilizados são válvulas proporcionais que servem para aumentar ou diminuir o diâmetro da tubulação, o que fará com que a pressão nas tubulações se eleve, para que dessa forma seja possível a emulação, seja de locais onde a fonte de água se encontre num ponto profundo ou distante da bomba, seja reservatórios que se encontrem num ponto muito alto

ou distante da bomba.

O sistema de bombeamento a ser montado é o mesmo mostrado na fig. 1.6 acrescentando-se o sistema hidráulico, como pode ser visto na fig. I.1.

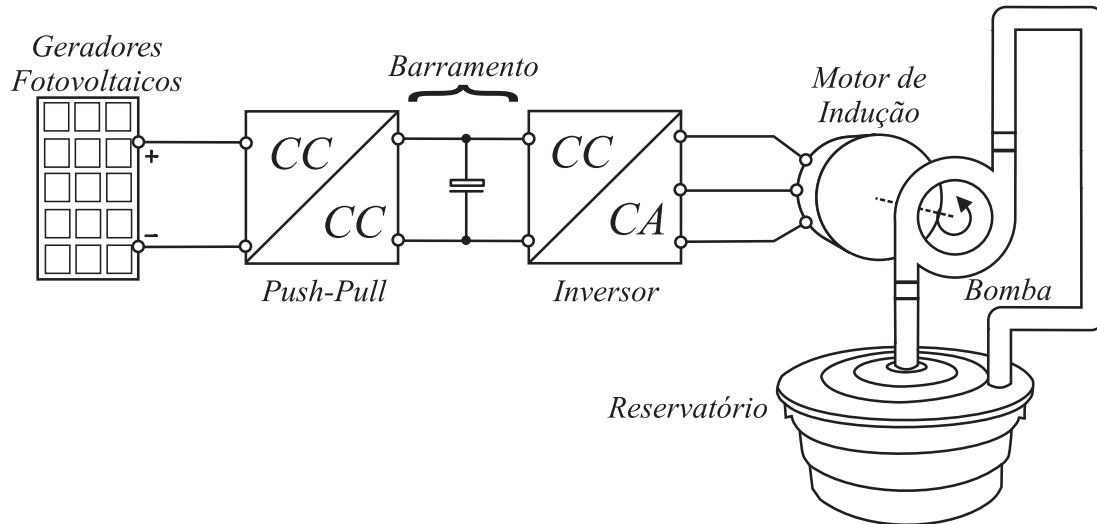


Figura I.1: Diagrama de blocos do sistema de bombeamento com sistema hidráulico

O diagrama de blocos mostrado na fig. I.1 é composto de: geradores fotovoltaicos; conversor CC/CC elevador; conversor CC/CA; motor de indução trifásico; bomba centrífuga; e sistema hidráulico.

O sistema de bombeamento estudado descarta a necessidade de baterias químicas para o acúmulo do excesso de energia gerado pelo gerador fotovoltaico, pois esse excesso de energia será armazenado não na forma de energia eletroquímica, mas sim na forma de energia potencial gravitacional com o acúmulo de água em um reservatório que se encontre acima do nível da bomba.

Cada dispositivo que compõe o sistema mostrado no diagrama de blocos da fig. I.1 será mostrado detalhadamente em seguida.

I.1 Geradores fotovoltaicos

Os geradores fotovoltaicos devem ser instalados associados de tal forma para alcançarem a potência desejada. Neste trabalho, é utilizado um motor de indução trifásico com potência nominal de 1,5 cv, o que dá uma potência ativa aproximada de 1104 W. Serão utilizados

painéis solares com potência nominal de 120 W cada. Para se alcançar a potência nominal do motor serão utilizados 9 painéis associados, sendo 3 grupos associados em paralelo de 3 painéis associados em série. Na fig. I.2 é mostrado o conjunto de geradores e os sensores utilizados para o monitoramento das variáveis elétricas e climáticas do sistema de geração fotovoltaica.

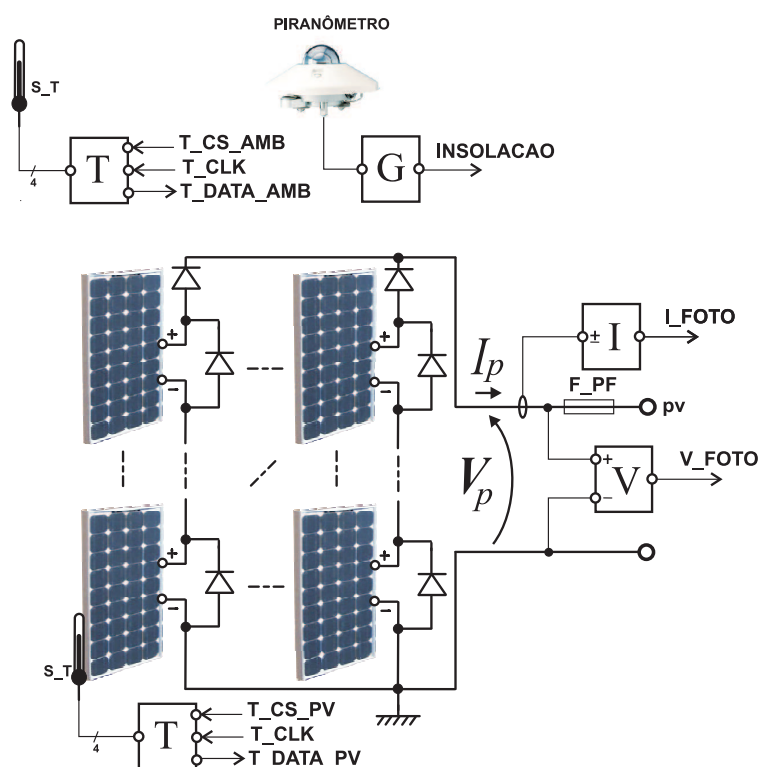


Figura I.2: Sistema de geração fotovoltaica

Na fig. I.2, os painéis são associados em série e em paralelo para alcançarem a potência desejada. O bloco **T** corresponde ao circuito de controle do sensor de temperatura digital S_T . Os blocos **I** e **V** correspondem aos sensores de corrente e tensão, respectivamente. O bloco **G** corresponde ao circuito de condicionamento do sinal proveniente do sensor de insolação, piranômetro.

Os geradores fotovoltaicos, painéis, e os sensores de temperatura e insolação se encontram instalados sobre o prédio do laboratório onde esse trabalho é desenvolvido.

I.2 Conversor CC/CC – Push-pull

Para que seja possível converter a tensão contínua gerada pelos geradores fotovoltaicos em tensão alternada trifásica para acionar o motor de indução, é necessário elevar a baixa tensão gerada pelos geradores fotovoltaicos, pois a tensão para acionar o motor possui, geralmente, valor máximo, por fase, maior que 311 V de pico. Para isso, é utilizado um conversor de tensão CC/CC entre o conversor CC/CA e os geradores fotovoltaicos. O conversor escolhido para fazer a conversão CC/CC foi o push-pull mostrado na fig. I.3.

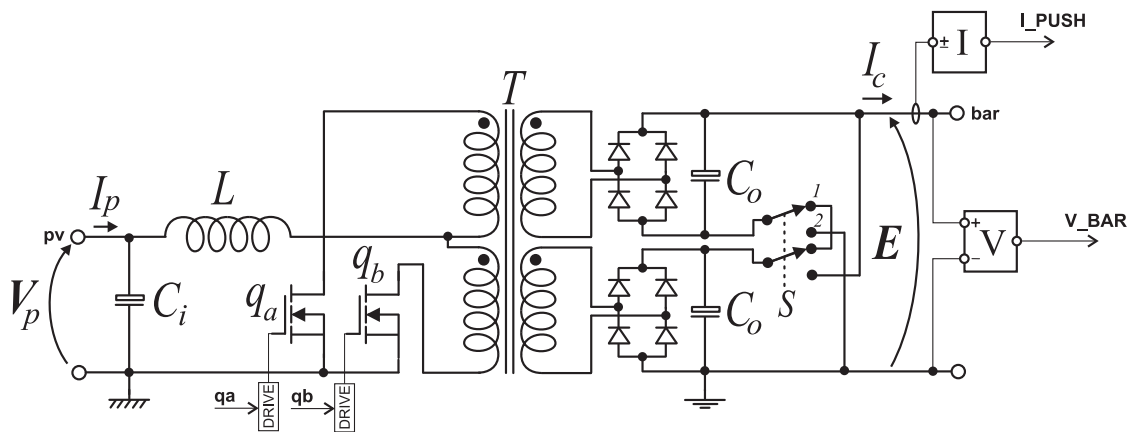


Figura I.3: Esquema elétrico do push-pull

A chave S mostrada na fig. I.3 tem a função de escolher entre E ou $E/2$ na tensão de saída, conservando a potência de saída.

Este conversor foi escolhido pelo fato do mesmo fornecer uma isolamento galvânica entre os geradores fotovoltaicos, baixa tensão, e a alta tensão, barramento CC. Isso nos garante uma proteção no caso da necessidade de manipulação ou manutenção dos geradores fotovoltaicos. Esta isolamento galvânica é garantida pelo transformador T .

O push-pull foi montado para operar com potência máxima igual a 1000 W e tem uma relação de espiras igual a 6, $N = 6$, o que permite uma elevada razão de transformação.

O push-pull é responsável por forçar os geradores fotovoltaicos a operarem no ponto de máxima potência. A referência de tensão definida pelas técnicas de MPPT mostradas na seção 2.2, funciona como entrada no sistema de controle do push-pull.

Como neste trabalho o conversor push-pull é conectado aos geradores fotovoltaicos, algumas considerações devem ser observadas. Quando há o aumento do ciclo de trabalho, D , a

corrente por L também aumenta. Isto também irá causar a redução da corrente do gerador, pela sua característica elétrica, fig. 2.4, estabelecendo, assim, uma relação negativa entre D e V_p . Esta informação é usada para incrementar a tensão do gerador com o decremento do ciclo de trabalho e o decremento da tensão do gerador com o incremento do ciclo de trabalho, obtendo, assim, uma forma de controle do push-pull.

I.3 Conversor CC/CA – Inversor

A conversão da tensão contínua de saída do push-pull para tensões trifásicas alternadas para acionar o motor de indução é feita utilizando um inversor de tensão. O circuito do inversor utilizado é mostrado na fig. I.4.

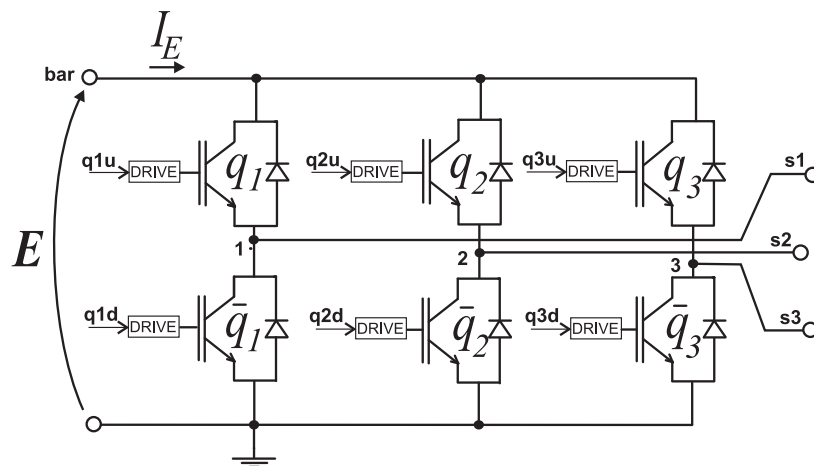


Figura I.4: Esquema elétrico do inversor

O inversor além de converter a tensão CC do barramento em alternada, serve para fazer o controle da tensão do barramento num valor fixo pré-determinado.

A partir do inversor, que compõe o sistema da fig. I.1, é possível obter tensões trifásicas defasadas de 120° entre elas com frequências e amplitudes variáveis (Jacobina, 2005).

Para que seja possível obter um sinal alternado na saída do inversor, é necessário utilizar de tensões de referência que modulam a tensão de saída. A modulação utilizada foi a modulação escalar, onde o disparo das chaves se dá de acordo com a fig. I.5.

As tensões mostradas na Figura I.5 são as tensões de pólo, ou seja, são as tensões entre um braço do inversor e um referencial hipotético que seria entre os dois capacitores C_o do

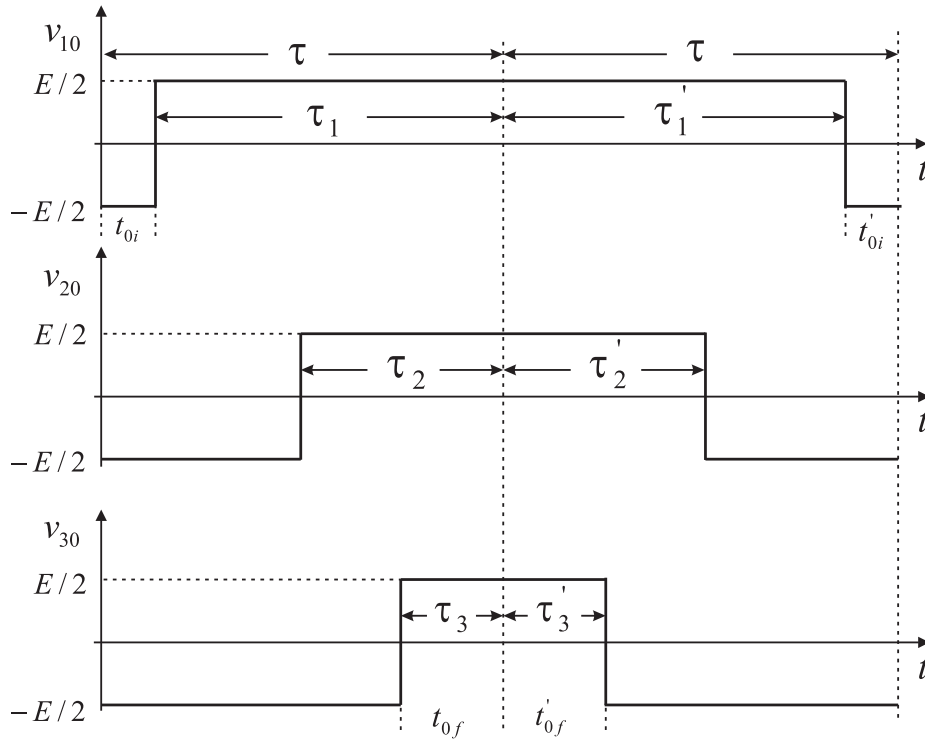


Figura I.5: Modulação escalar para o inversor

push-pull com tensões no valor $E/2$ cada. Os valores dos tempos mostrados na Figura I.5 serão calculados da seguinte forma:

$$\tau_j = \left(\frac{v_{j0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) \tau \quad (\text{I.1})$$

onde $j = 1, 2, 3$; τ é o período da modulante; E é a tensão do barramento CC; v_{j0}^* será:

$$v_{j0}^* = V_a^* \cos(\omega t + \phi_j) \quad (\text{I.2})$$

em que v_{j0}^* são as tensões senoidais de referência, a defasagem ϕ_j é de 120° entre cada fase. Estas tensões são definidas pelo controle da máquina utilizado.

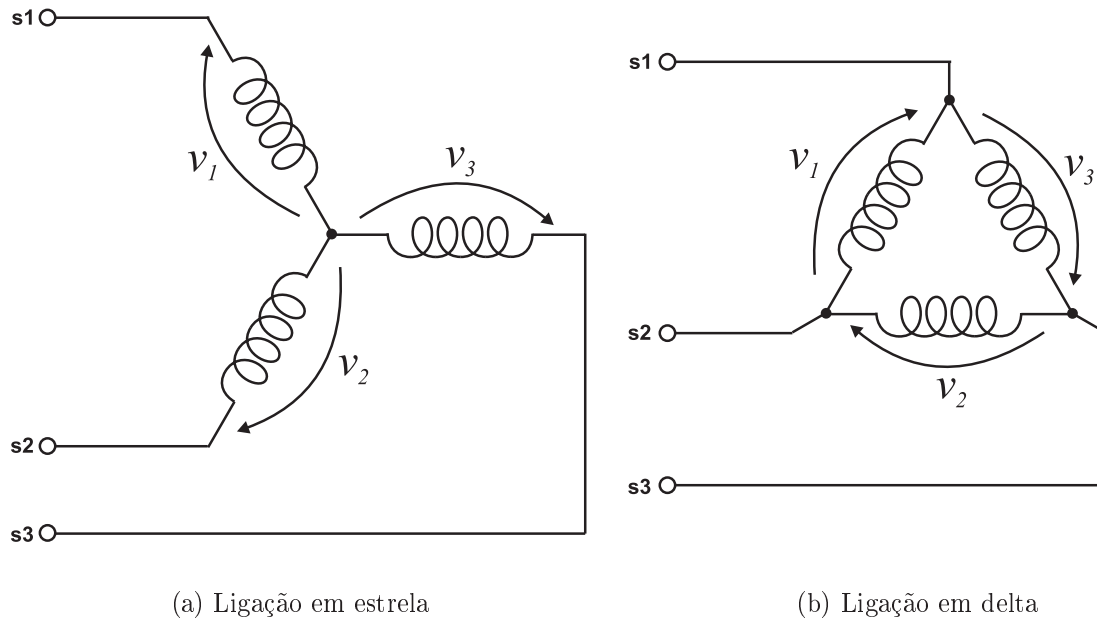
A tensão de pólo máxima que pode ser obtida é de $E/2$.

I.3.1 Motor ligado em estrela

Na fig. I.6(a), é mostrada a ligação em estrela dos enrolamentos do motor. Para gerar as tensões desejadas, é necessário fazer alguns cálculos.

A tensão de fase obtida é calculada da seguinte forma:

$$v_j = v_{j0} - v_h \quad (\text{I.3})$$



(a) Ligação em estrela

(b) Ligação em delta

Figura I.6: Ligação das bobinas do motor

onde v_h é a tensão de roda livre:

$$v_h = E \left(\frac{1}{2} - \mu \right) - (1 - \mu)v_{\max} - \mu v_{\min} \quad (\text{I.4})$$

onde v_{\max} e v_{\min} são os valores máximos e mínimos instantâneos das tensões de fase de referência (v_1^* , v_2^* e v_3^*), respectivamente, e μ é o fator de roda livre ($0 < \mu < 1$).

Substituindo a equação (I.1) na equação (I.3), tem-se que os tempos de condução das chaves para gerarem tensões para uma máquina ligada em estrela serão:

$$\left(2\frac{\tau_1}{\tau} - 1 \right) \frac{E}{2} = v_1 + v_h$$

$$\left(2\frac{\tau_2}{\tau} - 1 \right) \frac{E}{2} = v_2 + v_h$$

$$\left(2\frac{\tau_3}{\tau} - 1 \right) \frac{E}{2} = v_3 + v_h$$

$$\tau_1 = \left[\frac{1}{E}(v_1^* + v_h) + \frac{1}{2} \right] \tau \quad (\text{I.5})$$

$$\tau_2 = \left[\frac{1}{E}(v_2^* + v_h) + \frac{1}{2} \right] \tau \quad (\text{I.6})$$

$$\tau_3 = \left[\frac{1}{E}(v_3^* + v_h) + \frac{1}{2} \right] \tau \quad (\text{I.7})$$

É necessário garantir uma tensão do barramento, E , mínima para o acionamento correto da máquina. Para o cálculo desta tensão mínima, é necessário conhecer a amplitude das

tensões de referência. Esta amplitude é calculada da seguinte forma:

$$V^* = \sqrt{v_1^{*2} + v_2^{*2}} \quad (\text{I.8})$$

onde V^* é o módulo da amplitude das tensões de fase de referência. Para o cálculo de V^* , podem ser utilizadas quaisquer duas das três fases de referência.

A tensão do barramento mínima para garantir o acionamento da máquina ligada em estrela é dada da seguinte forma:

$$E_{\min} = \sqrt{3}V^* \quad (\text{I.9})$$

I.3.2 Motor ligado em delta

Na fig. I.6(b), é mostrada a ligação em delta dos enrolamentos do motor.

Se os enrolamentos da máquina estiverem ligados em delta, a tensão aplicada a cada fase é a diferença entre as tensões de polo, ou seja:

$$v_1 = v_{10} - v_{20} \quad (\text{I.10})$$

$$v_2 = v_{20} - v_{30} \quad (\text{I.11})$$

$$v_3 = v_{30} - v_{10} \quad (\text{I.12})$$

Utilizando as equações (I.10)-(I.12), não é possível determinar a matriz transformação inversa que define as tensões de polo a partir das tensões de fase. Estas tensões de polo são necessárias para a determinação dos tempos de condução das chaves.

Para solucionar esse problema, é feita a seguinte consideração:

$$v_{20} = v' \quad (\text{I.13})$$

Com isso, substituindo (I.13) em (I.10) e (I.12), tem-se:

$$v_{10} = v_1 + v' \quad (\text{I.14})$$

$$v_{20} = v' \quad (\text{I.15})$$

$$v_{30} = -v_2 + v' \quad (\text{I.16})$$

Somando-se as equação (I.14)-(I.16), e considerando que a soma das tensões de polo é nula, tem-se que:

$$v_{10} + v_{20} + v_{30} = v_1 - v_2 + 3v' = 0 \quad (\text{I.17})$$

$$v' = \frac{-v_1 + v_2}{3} \quad (\text{I.18})$$

Substituindo o valor de v' nas equações (I.14)-(I.16), tem-se que as tensões de polo que devem ser geradas são:

$$v_{10} = \frac{2}{3}v_1 + \frac{1}{3}v_2 \quad (\text{I.19})$$

$$v_{20} = -\frac{1}{3}v_1 + \frac{1}{3}v_2 \quad (\text{I.20})$$

$$v_{30} = -\frac{1}{3}v_1 - \frac{2}{3}v_2 \quad (\text{I.21})$$

Utilizando-se a equação (I.1) e substituindo-a nas equações (I.19)-(I.21), tem-se que os tempos de condução das chaves para uma máquina ligada em delta devem ser:

$$\begin{aligned} \left(2\frac{\tau_1}{\tau} - 1\right) \frac{E}{2} &= \frac{2}{3}v_1 + \frac{1}{3}v_2 \\ \left(2\frac{\tau_2}{\tau} - 1\right) \frac{E}{2} &= -\frac{1}{3}v_1 + \frac{1}{3}v_2 \\ \left(2\frac{\tau_3}{\tau} - 1\right) \frac{E}{2} &= -\frac{1}{3}v_1 - \frac{2}{3}v_2 \end{aligned}$$

$$\tau_1 = \left[\frac{1}{E} \left(\frac{2}{3}v_1^* + \frac{1}{3}v_2^* \right) + \frac{1}{2} \right] \tau \quad (\text{I.22})$$

$$\tau_2 = \left[\frac{1}{E} \left(-\frac{1}{3}v_1^* + \frac{1}{3}v_2^* \right) + \frac{1}{2} \right] \tau \quad (\text{I.23})$$

$$\tau_3 = \left[\frac{1}{E} \left(-\frac{1}{3}v_1^* - \frac{2}{3}v_2^* \right) + \frac{1}{2} \right] \tau \quad (\text{I.24})$$

A tensão do barramento mínima para garantir o acionamento da máquina ligada em delta é dada da seguinte forma:

$$E_{\min} = V^* \quad (\text{I.25})$$

I.4 Motor de indução

No sistema de bombeamento estudado, o motor de indução é o dispositivo responsável por transformar a energia elétrica gerada pelos geradores fotovoltaicos em energia mecânica que faz o trabalho necessário para executar o ato do bombeamento, ou seja, puxar um certo volume de água de um nível inferior para um nível superior, fazendo, assim, o acúmulo da energia mecânica na forma de energia potencial gravitacional.

O motor de indução é o tipo de motor elétrico mais utilizado e difundido, tanto para motorização de sistemas, quanto para processos industriais. Sua principal vantagem é a eliminação do atrito de todos os contatos elétricos deslizantes e uma construção bastante simples, o que possibilita sua construção a um custo ainda mais baixo, sendo que estas máquinas são fabricadas para grande variedade de aplicações, desde alguns watts até muitos megawatts. Além de ser robusto em termos de operação, proporcionando vantagens econômicas consideráveis tanto na aquisição, quanto na manutenção (Cad, 2000).

O modelamento matemático do motor de indução pode ser observado no capítulo 4.

Na fig. 1.7 é mostrado como se é instalado o motor de indução com os sensores de corrente para cada fase.

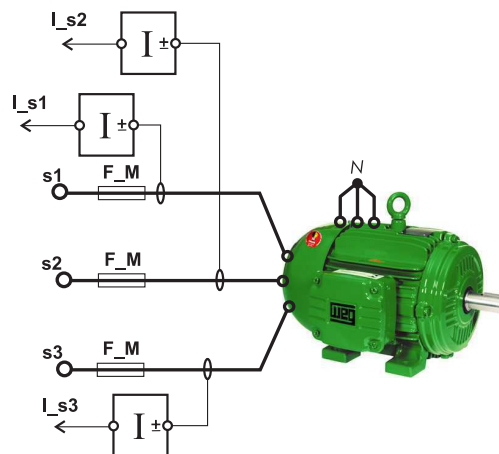


Figura 1.7: Ligação do motor de indução trifásico

1.5 Bomba centrífuga

Uma bomba centrífuga é o equipamento mais simples no sistema de bombeamento. Seu propósito é converter a energia de uma fonte motriz principal (o motor elétrico), em velocidade ou energia cinética, e então, em energia de pressão do fluido que está sendo bombeado, que neste caso é água. As transformações de energia acontecem em virtude de duas partes principais da bomba: o impulsor e a voluta, ou difusor.

Na fig. 1.8 é mostrado um exemplo de um motor elétrico acoplado a uma bomba centrífuga, formando, assim, um conjunto motor-bomba.



Figura I.8: Conjunto motor-bomba trifásico

I.5.1 Princípio de funcionamento da bomba centrífuga

A geração da força centrífuga na bomba se dá da seguinte forma: O líquido entra no bocal de sucção e, logo em seguida, no centro de um dispositivo rotativo conhecido como impulsor. Quando o impulsor gira, ele imprime uma rotação ao líquido situado nas cavidades entre as palhetas externas, proporcionando-lhe uma aceleração centrífuga. Cria-se uma área de baixa pressão no olho do impulsor, causando mais fluxo de líquido através da entrada, como folhas líquidas. Como as lâminas do impulsor são curvas, o fluido é impulsionado nas direções radial e tangencial pela força centrífuga. Fazendo uma analogia para melhor compreensão, esta força que age dentro da bomba é a mesma que mantém a água dentro de um balde, girando na extremidade de um fio. A fig. I.9 mostra um corte lateral de uma bomba centrífuga indicando o movimento do líquido e as partes que a compõe.

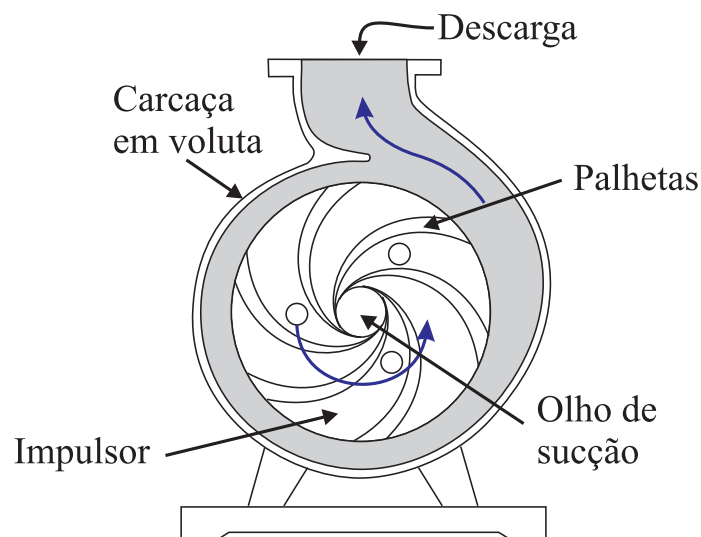


Figura I.9: Trajetória do fluxo de líquido dentro de uma bomba centrífuga

I.5.2 Característica da carga mecânica – bomba hidráulica

A bomba acoplada ao eixo do motor proporciona um conjugado mecânico que é proporcional ao quadrado da velocidade do eixo rotórico do motor. Este conjugado mecânico é dado pela equação (I.26) (Akbaba e Akbaba, 2001).

$$T_p = k_p \omega_m^2 + k_f \omega_m \quad (\text{I.26})$$

onde: T_p é o conjugado mecânico imposto pela bomba (Nm); k_p é a constante de torque (Nm/(rad/s)); k_f é o coeficiente de fricção (Nm/(rad/s)²); ω_m é a velocidade angular do eixo do motor (rad/s).

A característica mecânica da bomba centrífuga mostrada na equação (I.26) serve para fazer simulações do comportamento da mesma.

I.5.3 Potência desenvolvida pela bomba

Para determinar a potência produzida pela bomba, é utilizada a seguinte equação:

$$P_{bomba} = P_{press} V_{vazao} \quad (\text{I.27})$$

onde P_{bomba} é a potência gerada pela bomba em watts; P_{press} é pressão na bomba em Pascal; e V_{vazao} é a vazão em m³/s.

O sensor de vazão utilizado fornece a vazão em l/min, para converter a vazão de l/min para m³/s é utilizada a seguinte relação:

$$V_{vazao} = 1 \text{ (l/min)} = 0,001/60 \text{ (m}^3\text{/s)} \quad (\text{I.28})$$

Já o sensor de pressão utilizado fornecesse o valor da pressão em bar. Para converter a pressão de bar para Pascal, é utilizada a seguinte relação:

$$P_{press} = 1 \text{ (bar)} = 100.000 \text{ (Pascal)} \quad (\text{I.29})$$

I.6 Sistema hidráulico para ensaios

Para possibilitar uma plataforma completa de estudos das variáveis de interesse de um sistema hidráulico, foi montado o sistema básico mostrado na fig. I.10.

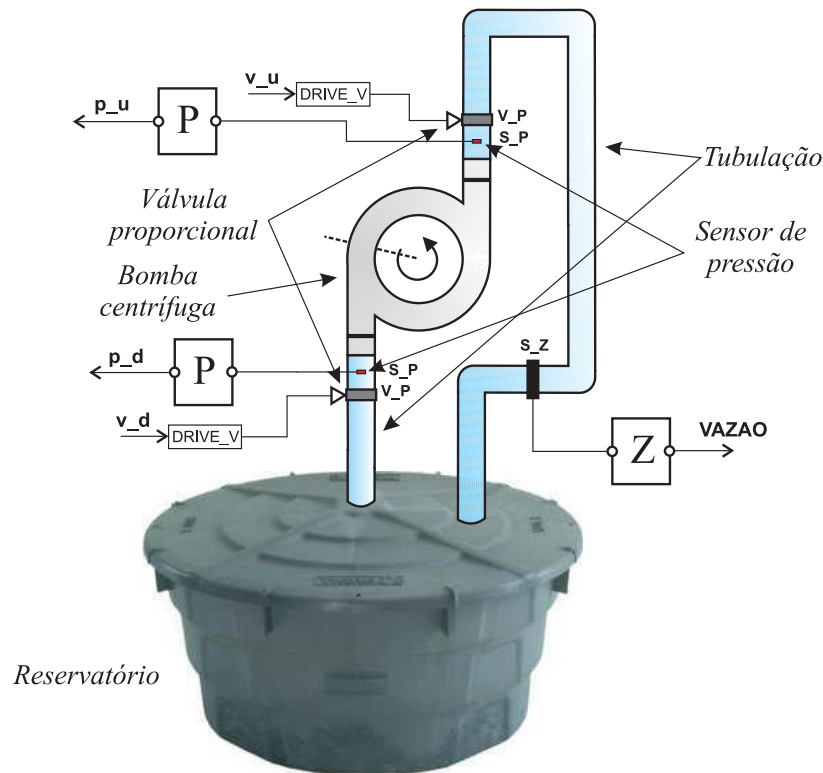


Figura I.10: Sistema hidráulico

O sistema é composto por sensores de pressão S_P que medem a pressão antes e depois da bomba. O bloco P representa o circuito de condicionamento do sinal proveniente do sensor de pressão. O $DRIVE_V$ condiciona o sinal de comando das válvulas proporcionais V_P . É instalada uma válvula proporcional antes e depois da bomba para emular a profundidade da fonte de água e a altura do reservatório, respectivamente. O sinal proveniente do sensor de vazão S_Z é condicionado pelo circuito representado pelo bloco Z .

O sistema hidráulico possuirá outros componentes adicionais para aumentar a capacidade do mesmo. O esquema hidráulico completo do sistema hidráulico pode ser observado no diagrama da fig. I.11.

A tabela I.1 mostra a descrição de cada componente que compõe o sistema hidráulico mostrado no esquema da fig. I.11.

I.7 Processador digital de sinais – DSP

O DSP, *Digital Signal Processor*, será responsável por fazer o controle, a aquisição de dados e o monitoramento de todas as variáveis do sistema. O DSP comunica-se com o computador

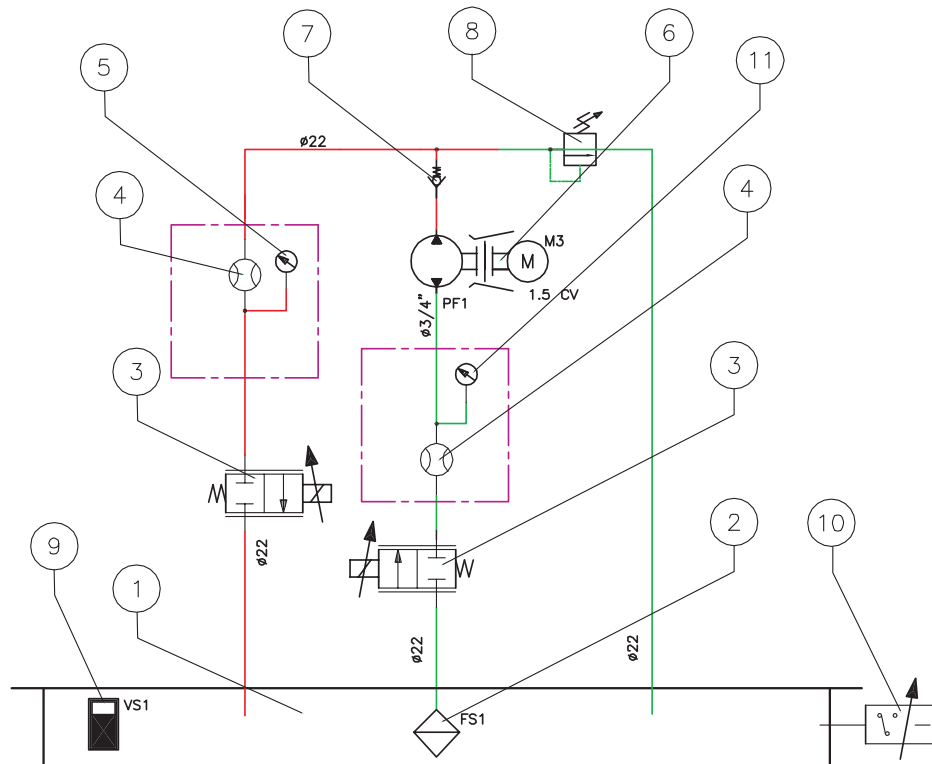


Figura I.11: Esquema hidráulico do sistema a ser montado

Tabela I.1: Componentes do sistema hidráulico

Item	Referência	Descrição	Fabricante
1	744H9504-1	Reservatório 60 litros	PARKER
2	XX	Filtro de sucção	PARKER
3	830VSN12T34AMH000	Válvula série 830 3/4"NPT 4-20mA	PARKER
4	SCFT-060-32-07	Sensor de vazão	PARKER
5	SCP-006-44-07	Transdutor de pressão 0 a 10V	PARKER
6	647-003023	Motobomba 1,5 cv trifásico REF. SMH2-5	ANDRES
7	613-PN16DN20	Válvula de retenção 3/4"NPT	MIPEL
8	627-0136	Válvula de alívio MIPEL 3/4"BSP	MIPEL
9	600-VB127T/2	Visor de nível com termômetro	HDA
10	SCLSD-250-10-07	Sensor de nível digital	PARKER
11	SCPSD-016-14-15	Transdutor de pressão digital	PARKER

para o armazenamento dos dados coletados. No computador é compilado o programa de controle do sistema de bombeamento que será feito pelo DSP.

Na fig. I.12 é mostrado o DSP com todas as variáveis de entrada e saída necessárias para

monitoração e controle do sistema de bombeamento apresentado neste capítulo.

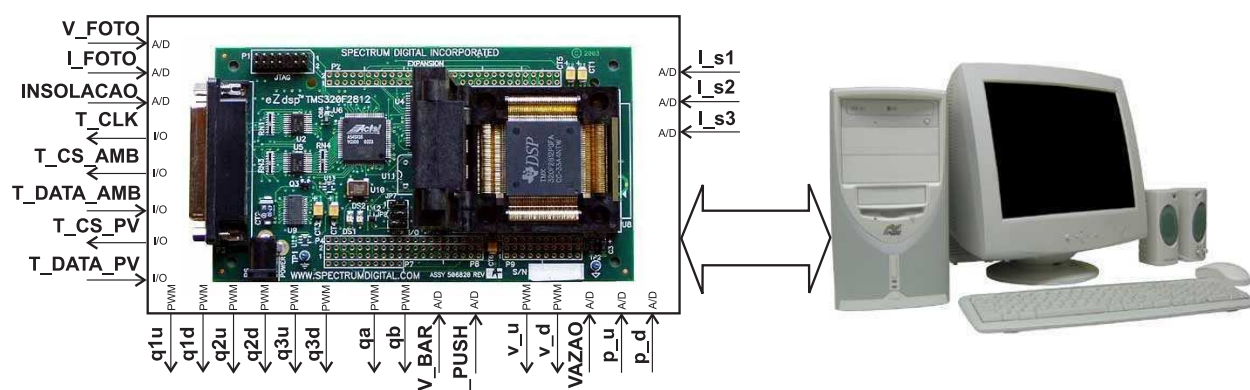


Figura I.12: DSP conectado ao computador

O DSP que será utilizado é o TMS320F2812 da Texas InstrumentsTM.

I.8 Montagem do sistema de ensaios

Na fig.I.13 é observada a fotografia da plataforma de ensaios que se encontra montada no laboratório.

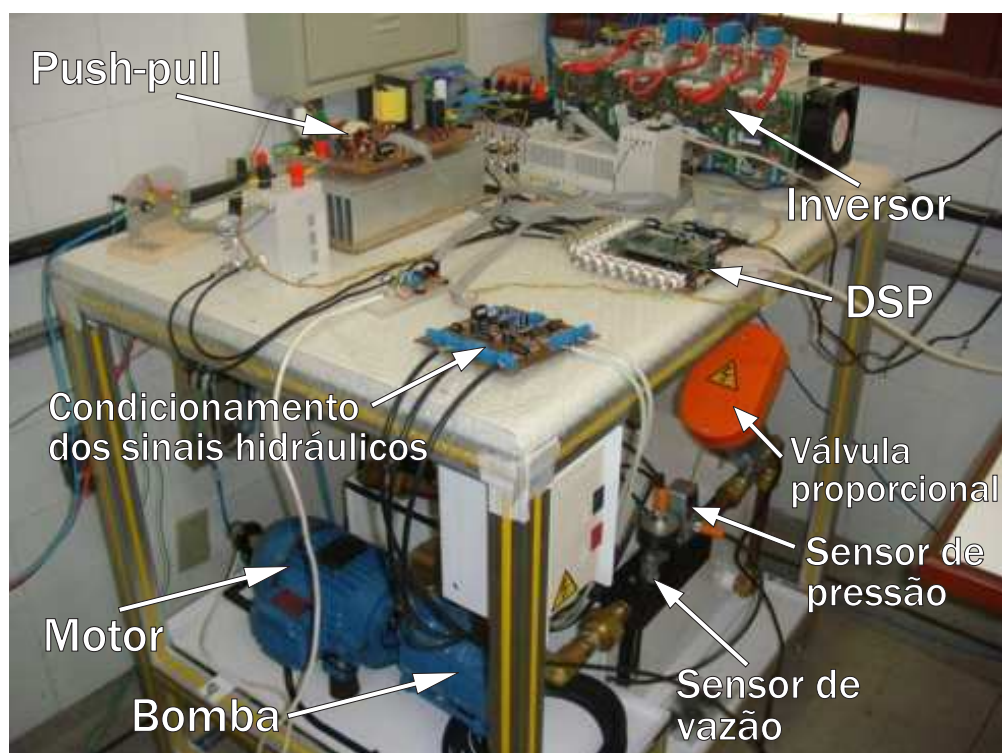


Figura I.13: Montagem da plataforma de ensaios

