

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ - UNIFEI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Controle Preditivo Baseado em Modelo
Aplicado a Conversor Multinível Ponte-H em
Cascata com Estabilização das Tensões nos
Barramentos CC

Pedro Andrade de Oliveira

Itajubá, 13 de janeiro de 2020

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ - UNIFEI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Pedro Andrade de Oliveira

Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado a Conversor
Multinível Ponte-H em Cascata com Estabilização das Tensões
nos Barramentos CC

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção
do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação e sistemas elétricos industriais

**Orientador: Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva
Coorientador: Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti**

13 de janeiro de 2020

Itajubá

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ - UNIFEI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado a Conversor
Multinível Ponte-H em Cascata com Estabilização das Tensões
nos Barramentos CC.

Pedro Andrade de Oliveira

Dissertação aprovada por banca examinadora em
13 de Dezembro de 2019, conferindo ao autor o
título de **Mestre em Ciências em Engenharia
Elétrica.**

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva
Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti
Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira
Prof. Dr. Sílvia Costa Ferreira

**Itajubá
2019**

Pedro Andrade de Oliveira

Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado a Conversor Multinível
Ponte-H em Cascata com Estabilização das Tensões nos Barramentos CC. –
Itajubá, 13 de janeiro de 2020

Orientador: Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva

Dissertação (Mestrado)

Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI

Programa de pós-graduação em engenharia elétrica, 13 de janeiro de 2020.

1. Controle Preditivo Baseado em Modelo. 2. Conversores Multiníveis.

Pedro Andrade de Oliveira

Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado a Conversor Multinível Ponte-H em Cascata com Estabilização das Tensões nos Barramentos CC

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. Itajubá, 13 de Dezembro de 2019:

**Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da
Silva**
Orientador

Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti
Coorientador

Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira

Prof. Dr. Sílvia Costa Ferreira

Itajubá
13 de janeiro de 2020

Agradecimentos

Agradeço primeiramente aos meus pais Tânia e Ivan pelo apoio incondicional às minhas decisões e suporte para que eu conseguisse terminar este mestrado. Agradeço a eles ainda pela força e dedicação dada mim durante anos. Agradeço à minha irmã, Nara, pelo carinho e cuidados nos momentos tempestuosos.

Agradeço à minha namorada, Isabella, por dividir comigo todas as dúvidas e ansiedades, e por me apoiar e encorajar em todos os momentos em que a minha continuidade no programa de mestrado foi colocada em questão.

Aos meus amigos e colegas do GEPCI, pelo auxílio e companhia.

Agradeço ao Prof. Robson, pelas inúmeras horas de orientação e pela paciência em trabalhar junto comigo possibilitando que as pesquisas e este mestrado fossem concluídos.

Aos Profs. Luiz Eduardo e Rondineli pelo conhecimento compartilhado e pela oportunidade de fazer parte do grupo de pesquisa GEPCI, além da confiança no meu trabalho.

Por fim, agradeço a todos que um dia participaram como alunos de graduação, mestrado e doutorado do GEPCI, pois os trabalhos e resultados coletados outrora é que permite que as pesquisas de hoje aconteçam.

"Nunca ande por caminhos já traçados, eles só o conduziram a lugares onde outros já estiveram."

(Alexander Graham Bell)

Resumo

Este trabalho propõe alternativas de contorno a dois problemas enfrentados na utilização de controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC) aplicado a conversores multiníveis Ponte-H em cascata (CHB). Apesar de bastante eficiente no controle de conversores de energia, o FCS-MPC pode requerer, a depender da aplicação, um enorme custo computacional, inviabilizando sua utilização com técnicas de controle FCS-MPC tradicionais. Além disso, quando aplicado em conversores multiníveis, um desbalanceamento das tensões nos barramentos CC é gerado causando instabilidade no sistema. Partindo do modelo matemático do filtro de acoplamento, que liga o conversor à rede elétrica, é possível discretizar o modelo do sistema e incluir não-linearidades que permitirão o balanceamento das tensões nos capacitores dos barramentos CC. É proposto ainda um método sistemático para redução do número de estados do conversor resultando em redução dos custos computacionais da malha de controle. Os resultados práticos e de simulação obtidos mostram a viabilidade da técnica de controle FCS-MPC proposta, tanto na redução dos estados de chaveamento quanto no controle das tensões dos barramentos CC, enquanto o algoritmo de controle FCS-MPC aplicado a um STATCOM (composto por um conversor CHB de sete níveis) realiza a compensação de potência reativa.

Palavras-chaves: Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC). Conversores Multiníveis. STATCOM.

Abstract

This work proposes ways to overcome two main problems faced in the using of finite control set model based predictive control (FCS-MPC) applied to a cascaded H-bridge multilevel converter (CHB). Despite very efficient in the control of power converters, FCS-MPC may require, depending on the application, an enormous computational burden, which makes it unfeasible with traditional FCS-MPC techniques. Furthermore, when applied to multilevel converters, an unbalance in the DC link's voltage is generated causing instability in the system. Starting from the mathematical model of the coupling filter, which links the converter to the grid, it is possible to discretize the system model and include nonlinearities that allow voltage balancing in the DC links capacitors. It is also proposed a systematic method to reduce the number of converter's states resulting in a reduction of the computational burden of the control system. The practical results and simulations obtained show the feasibility of the proposed FCS-MPC technique, both in the reduction of switching states as well as in the control of DC links voltage, while the FCS-MPC algorithm applied to a STATCOM (built with a CHB converter of seven levels) compensates the reactive power.

Key-words: Model Based Predictive Control (MPC). Multilevel Converters. STATCOM.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Princípio da Compensação de Potência Reativa: (a) Sistema sem Compensação (b) Sistema com Compensação. Fonte: (J. Dixon., 2005) . . .	20
Figura 2 – Diagrama em Blocos da Extração da Parcela Reativa e Ativa da Corrente - Referência Síncrona.	22
Figura 3 – Extração da Parcela Reativa e Ativa da Corrente - Referência Síncrona Monofásica.	22
Figura 4 – Classificação dos Métodos de Controle Preditivo Utilizados em Eletrônica de Potência.	24
Figura 5 – Inversor Monofásico.	27
Figura 6 – Espaço de Vetores Unidimensional.	27
Figura 7 – Princípio de Operação FCS-MPC: Caso Ideal.	29
Figura 8 – Princípio de Operação FCS-MPC: Atraso.	29
Figura 9 – Princípio de Operação FCS-MPC: Caso Real.	30
Figura 10 – Forma de onda na saída do conversor multinível.	33
Figura 11 – Topologia do Conversor NPC trifásico. Fonte:(Rodrigues et al.,2009) .	34
Figura 12 – Topologia do Conversor com Capacitores Flutuantes trifásico. Fonte:(Rodrigues et al.,2009)	35
Figura 13 – Conversor multinível com três Pontes-H em cascata de sete níveis. . . .	36
Figura 14 – Modulação Phase-Shifted PWM	37
Figura 15 – Modulação Level-Shifted PWM	38
Figura 16 – Conversor Ponte-H em cascata conectado à rede através de um filtro L	42
Figura 17 – Circuito simplificado	42
Figura 18 – Esquema completo do controle	44
Figura 19 – Diagrama do experimento	50
Figura 20 – Circuito da Simulação	51
Figura 21 – Saída de tensão e corrente do CHB: (a) Tensão V_{CHB} (b) Corrente I_C .	52
Figura 22 – Degrau na referência de corrente: (a) Tensão V_{CHB} (b) Corrente I_C . .	53
Figura 23 – Tensões nos barramentos CC desbalanceadas	54
Figura 24 – Balanceamento dos barramentos CC	54
Figura 25 – Simulação da compensação de reativo: (a) Tensão da rede V_S e Corrente da carga I_L (b) Corrente da fonte I_S e Corrente do conversor I_C	55
Figura 26 – Imagens frontal e traseira do protótipo do STATCOM	56
Figura 27 – Balanceamento das tensões nos capacitores: (a) Ripple de tensão nos barramentos CC com escala de 4V/div (b) Tensões nos barramentos CC com escala de 20V/div	58
Figura 28 – Compensação de potência reativa	59

Figura 29 – Resposta transitória	61
Figura 30 – Resposta ao degrau na carga	61
Figura 31 – Saída de tensão do conversor e ripple de corrente	62
Figura 32 – Distorção harmônica total	63
Figura 33 – Vetores dos Estados de Chaveamento	70
Figura 34 – Leitura das Variáveis	70
Figura 35 – Chamada da Função SPLL	71
Figura 36 – Função do Software PLL	72
Figura 37 – Referência de corrente Id	73
Figura 38 – Referência de corrente Iq	73
Figura 39 – Controle MPC	74

Lista de tabelas

Tabela 2 – Estados de Chaveamento	26
Tabela 3 – Estados de Chaveamento CHB 7 Níveis	40
Tabela 4 – Estados proposto para conversor CHB de 7 níveis	46
Tabela 5 – Parâmetros da Simulação	51
Tabela 6 – Parâmetros do Sistema	57

Lista de abreviaturas e siglas

CCS	<i>Code Composer Studio</i>	56
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>	17
DHT	<i>Distorção Harmônica Total</i>	62
DHTi	<i>Distorção Harmônica Total de Corrente</i>	62
DHTv	<i>Distorção Harmônica Total de Tensão</i>	62
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>	56
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i>	17
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>	18
FP	<i>Fator de Potência</i>	56
FPB	<i>Filtro Passa Baixa</i>	44
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>	46
MPC	<i>Model Predictive Control</i>	18
MSRF	<i>Modified Synchronous Reference Frame</i>	44
PI	<i>Proporcional Integral</i>	47
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>	21
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>	37
RS	<i>Referência Síncrona</i>	20
RSM	<i>Referência Síncrona Modificada</i>	23
STATCOM	<i>Static Compensator</i>	17
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>	26
TI	<i>Texas Instruments</i>	56

Sumário

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Organização do trabalho	18
2	COMPENSAÇÃO DINÂMICA DE REATIVO	20
2.1	Algoritmos de Extração da Componente Reativa Fundamental	21
2.1.1	Referência Síncrona	21
2.1.2	Referência Síncrona Modificada	22
3	CONTROLE PREDITIVO	24
3.1	Fundamentação Teórica	25
3.1.1	Controle Preditivo Baseado em Modelo	25
3.1.2	Método da Aproximação Discreta de Euler	25
3.1.3	Estados do Conversor Chaveado	26
3.2	Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito	27
3.2.1	Princípio Básico de Operação	28
3.2.2	Compensação do Atraso Devido ao Tempo de Processamento do Algoritmo	29
3.2.3	Modelo Discreto do Sistema	31
3.2.4	Definição da Função Custo	31
4	CONVERSORES MULTINÍVEIS	33
4.1	Topologia dos Conversores Multiníveis	33
4.1.1	Inversor Multinível com Diodo de Grampeamento - NPC	34
4.1.2	Inversor Multinível com Capacitores Flutuantes	34
4.2	Conversor Multinível com Ponte-H em Cascata	35
4.2.1	Técnicas de Modulação PWM para CHB	37
4.2.2	Estados de Chaveamento de um CHB de 7 Níveis	39
5	FCS-MPC APLICADO AO CONVERSOR CHB	41
5.1	Modelagem do Sistema	41
5.2	Função Custo	43
5.3	Controle de Corrente e Diagrama de Controle	44
5.4	Redução dos estados de Chaveamento	45
5.5	Balanceamento das tensões nos Barramentos CC	47
5.6	Algoritmo FCS-MPC Proposto	48
6	SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	50

6.1	Diagrama do Circuito	50
6.2	Simulações	50
6.2.1	Parâmetros da Simulação	50
6.2.2	Resultados da Simulação para Regime Permanente	51
6.2.3	Resultados da Simulação para Resposta Transitória	52
6.2.4	Tensões nos Barramentos CC	53
6.2.5	Simulação da Compensação de Reativo	55
6.3	Resultados Experimentais	56
6.3.1	Parâmetros Elétricos do Protótipo e Velocidade de Processamento	56
6.3.2	Resultado da Técnica de Balanceamentos das Tensões	58
6.3.3	Compensação de Potência Reativa	59
6.3.4	Resposta Transitória da Compensação	59
6.3.5	Forma de Onda do Conversor e Conteúdo Harmônico	62
7	CONCLUSÕES	64
	REFERÊNCIAS	65
	APÊNDICES	69
	APÊNDICE A – CÓDIGOS	70
A.1	Vetores dos Estados de Chaveament do FCS-MPC	70
A.2	Leitura das Variáveis	70
A.3	Software Phase Locked Loop	71
A.4	Referência de Corrente Id	73
A.5	Referência de Corrente Iq	73
A.6	Algoritmo FCS-MPC	74
	ANEXOS	75
	ANEXO A – ARTIGOS PUBLICADOS	76

1 Introdução

A forma como usamos eletricidade tem mudado no passar das últimas décadas. Com o desenvolvimento do sistema elétrico de potência interligado, problemas mais complexos são identificados dando oportunidade para novos campos de estudo nas engenharias. A entrada de fontes renováveis e das fontes de gerações distribuídas na rede elétrica [1] têm demandado melhoramentos na área de Eletrônica de Potência, uma vez que os conversores chaveados oferecem ótimas soluções para superar estes problemas.

Conectar diversas fontes de energia distribuída na rede elétrica pode introduzir algumas preocupações, como fluxo de energia bidirecional, que apenas podem ser solucionadas com o uso de modernas técnicas de controle. A atual estrutura da rede elétrica emprega um crescente número de nós de entrada de potência o que possibilita o direcionamento da eletricidade. Para liberar mais carga nos nós da rede, novos sistemas eletrônicos de potência, como conversores multiníveis, oferecem uma solução promissora no roteamento da energia elétrica além de promover a interface para sistemas de fornecimento distribuídos e energias renováveis [2].

A capacidade dos conversores multiníveis de distribuir a tensão dos barramentos a qual este estará conectado entre vários de seus componentes, possibilita a utilização deste tipo de conversor em média tensão. Neste contexto, inversores multiníveis se tornam um importante equipamento para as áreas de condicionamento e qualidade de energia nos sistemas de distribuição. Entre os conversores multiníveis, o inversor multinível com Ponte-H em cascata CHB (*Cascaded H-Bridge*) apresenta vários benefícios como o alto nível de modularidade, resultado de sua estrutura, e viabilidade [3].

Os sistemas de transmissão flexível em corrente alternada, conhecidos por sua sigla em inglês FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) ocupam papel importante na integração de fontes de energias renováveis na rede elétrica de transmissão. Estes também possibilitam que as matrizes de energia renovável cumpram os requerimentos de conexão além de possibilitar o aumento da penetração na rede [4]. Dentre os vários tipos de FACTS, o compensador estático síncrono STATCOM (*Static Compensator*) é projetado para controlar potência reativa, capacitiva ou indutiva, em linhas de transmissão e distribuição. Ou seja, tal equipamento visa aumentar a disponibilidade da rede pela correção do fator de ocupação.

Os conversores CHB têm se tornado uma topologia popular para STATCOM [5]. A principal razão para tal é facilidade de se obter um grande número de níveis, e alcançar altos valores de tensão. Conseqüentemente, aumentando o número de níveis é possível reduzir a tensão nos barramentos CC assim como reduzir a distorção harmônica do con-

versor. No entanto, sempre existirá uma troca entre os melhoramentos citados acima e as perdas por chaveamento.

Apesar de conversores multiníveis serem uma solução bastante efetiva pra os problemas da rede elétrica, controles e circuitos mais complexos são necessários. Baseado nestas necessidades, o controle preditivo baseado em modelo MPC (*Model Predictive Control*) têm sido amplamente estudado como solução para controlar conversores de potência. Características deste tipo de controle, resposta dinâmica rápida, a facilidade de inclusão de não-linearidades e limitações dos sistemas e a flexibilidade de inclusão de outras variáveis do sistema no controle, têm feito dos controles MPC uma das melhores escolhas para controlar dispositivos eletrônicos de potência em várias aplicações [6] [7].

Dentre as técnicas de controle MPC, o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito FCS-MPC (*Finite Control Set Model Predictive Control*) possui algumas vantagens: os princípios são intuitivos e podem ser facilmente realizados, eles podem ser aplicados a vários tipos de conversores, e os algoritmos de controle podem ser facilmente implementados. Porém, para aplicações em conversores multiníveis o custo computacional pode se tornar demasiadamente elevado.

Mais especificamente, em conversores CHB quanto maior a quantidade de níveis maior o custo computacional do FCS-MPC. Outro controle complexo nos conversores CHB é o balanceamento das tensões nos barramentos CC. O desbalanceamento das tensões nos barramentos leva à instabilidade na malha de controle e aumento da distorção harmônica na saída do conversor. A técnica FCS-MPC proposta neste trabalho apresenta uma alternativa para solucionar estes problemas introduzindo novas características no algoritmo FCS-MPC. Tal como será apresentado no decorrer deste trabalho.

1.1 Organização do trabalho

Este texto está organizado conforme os capítulos descritos a seguir.

Capítulo 2 - Compensação Dinâmica de Reativo: apresenta uma revisão sobre os princípios básicos para a compensação de potência reativa. Dando ênfase no método de referência síncrona modificada para extração das componentes ativa e reativa visto que esta técnica foi utilizada no decorrer do trabalho.

Capítulo 3 - Controle Preditivo: este capítulo apresenta algumas técnicas de controle preditivo, demonstra a fundamentação teórica por trás deste tipo de controle além de discutir todos os princípios do controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito, objeto de estudo principal neste trabalho.

Capítulo 4 - Conversores Multiníveis: aqui é feita uma apresentação geral sobre inversores multiníveis e apresentamos detalhadamente os aspectos técnicos do con-

versor multinível Ponte-H em cascata, seus tipos de modulações e a estrutura necessária para aplicação de controle preditivo baseado em modelo neste tipo de conversor.

Capítulo 5 - MPC Aplicado ao Conversor CHB: neste capítulo são descritos todos os passos necessários para controlar um inversor multinível Ponte-H em cascata utilizando um algoritmo FCS-MPC. Conceitos como a modelagem do sistema, função custo, controle de corrente, redução dos estados de chaveamento, balanceamento das tensões nos barramentos CC e o algoritmo são apresentados neste capítulo.

Capítulo 6 - Simulações e Resultados Experimentais: apresenta as simulações feitas para controle de corrente e compensação de reativo por controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito utilizando o ambiente MatLab/Simulink®. Neste capítulo são apresentados ainda os resultados experimentais da técnica de controle proposta aplicada ao protótipo testado em laboratório.

Capítulo 7 - Conclusões: traz as conclusões do trabalho e propostas de trabalhos futuros que poderão ser desenvolvidas para dar continuidade e melhorar o algoritmo de FCS-MPC para compensação de potência reativa e outras aplicações do conversor CHB.

2 Compensação Dinâmica de Reativo

A compensação de potência reativa tem como princípio básico, retirar da fonte o compromisso de fornecer a potência reativa requerida pela carga, o que resulta em melhorias na regulação de tensão, estabilidade e fator de ocupação da linha de distribuição.

A Fig.1 mostra como exemplo um sistema básico com uma fonte de alimentação, uma linha de transmissão e uma carga tipicamente indutiva, com e sem a compensação de reativo.

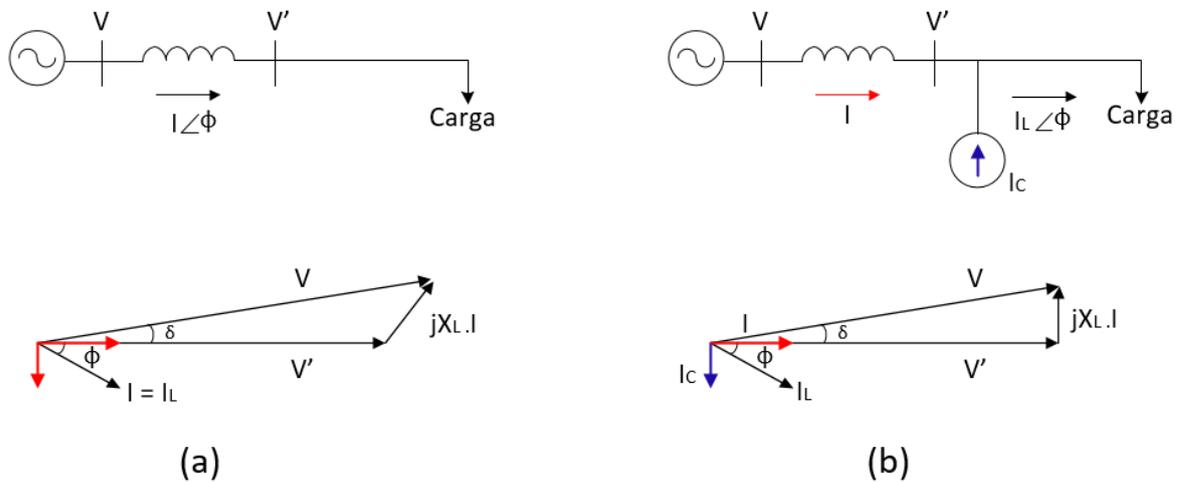


Figura 1 – Princípio da Compensação de Potência Reativa: (a) Sistema sem Compensação (b) Sistema com Compensação. Fonte: (J. Dixon., 2005)

Sem a compensação de reativo, tanto a parcela ativa quanto a reativa da corrente requerida pela carga são supridas pela fonte de alimentação, aumentando a corrente do gerador e as perdas na linha de transmissão [9]. Porém, se esta componente reativa da corrente é suprida por um compensador, a corrente de linha pode ser minimizada, reduzindo as perdas e melhorando a regulação de tensão nos terminais da carga.

Para o correto funcionamento dos compensadores de reativo, é necessário conhecer a componente reativa da corrente na frequência fundamental, ou a potência reativa requerida pela carga, para que a mesma possa ser utilizada como referência de controle.

Existem diversas técnicas aplicadas no controle de compensadores dinâmicos de potência reativa, dentre elas destacam-se a *teoria pq* e a RS (*Referência Síncrona*). No entanto, diversas outras técnicas para obtenção da referência de potência reativa ou extração da componente fundamental da corrente são encontradas na literatura [10, 11]. Contudo, como foi utilizado apenas a Referência Síncrona para o desenvolvimento deste trabalho, apenas esta teoria será tratada a seguir.

2.1 Algoritmos de Extração da Componente Reativa Fundamental

2.1.1 Referência Síncrona

A referência síncrona consiste em uma transformação de coordenadas para um sistema de referência síncrono, ou seja, uma referência rotativa que possui a mesma frequência que a rede. Nessa transformação, todos os sinais são deslocados de 60Hz, e consequentemente a componente fundamental se torna contínua.

Para aplicação deste método, a corrente do sistema trifásico é inicialmente transformada para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ através da Transformada de Clarke, apresentada em 2.1.

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Onde, i_{abc} são as correntes de entrada no sistema abc, $i_{\alpha\beta}$ são as correntes de saída da transformada no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, e i_0 é a componente de sequência zero do sistema que só existirá para sistemas desequilibrados.

Em seguida, é aplicada a Transformada de Park, dada pelas equações a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e.t) & \sin(\omega_e.t) \\ -\sin(\omega_e.t) & \cos(\omega_e.t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Uma malha de controle PLL (*Phase Locked Loop*) é utilizada para obter os sinais unitários $\sin(\omega_e.t)$ e $\cos(\omega_e.t)$, cuja função é manter os sinais unitários sincronizados com a tensão da fonte. As componentes i_d e i_q resultantes da Transformada de Park podem ser separadas em uma componente contínua e outra alternada:

$$i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \quad (2.3)$$

$$i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \quad (2.4)$$

Para sistemas equilibrados, as componentes contínuas da corrente (\bar{i}_d, \bar{i}_q), representam a corrente fundamental, sendo i_q a parcela reativa e i_d a parcela ativa da corrente da fonte. Já as componentes alternadas (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q), representam as correntes harmônicas.

Para extrair a componente ativa e reativa de frequência fundamental utiliza-se um filtro passa-baixa para isolar apenas as componentes de interesse, como na Fig.2.

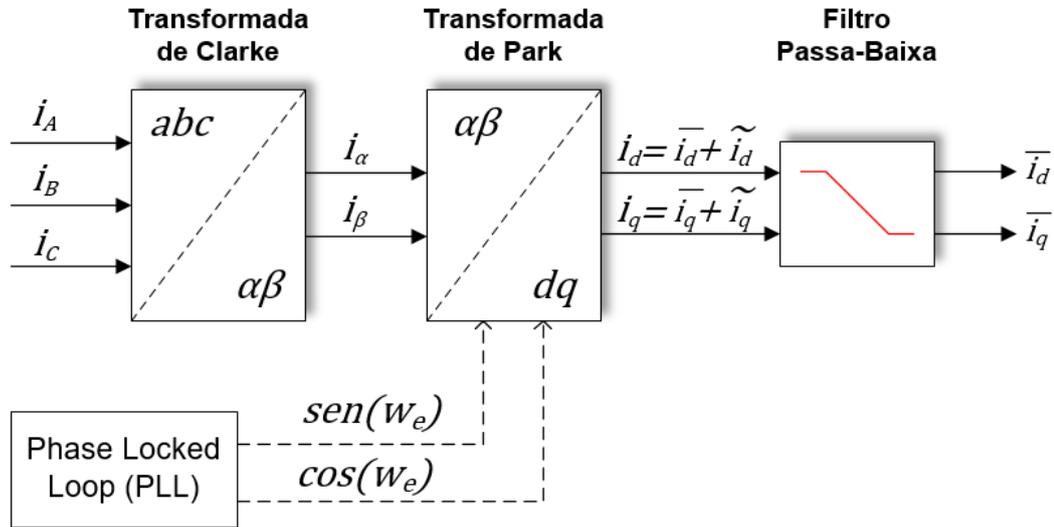


Figura 2 – Diagrama em Blocos da Extração da Parcela Reativa e Ativa da Corrente - Referência Síncrona.

2.1.2 Referência Síncrona Modificada

A referência síncrona é amplamente utilizada na extração de conteúdo harmônico e reativo da corrente por ser uma técnica robusta e imune a ruídos. A referência síncrona foi elaborada originalmente para sistemas trifásicos e necessita de alterações para a aplicação em sistemas monofásicos [12,13]. O método representado pelo diagrama de blocos da Fig.3 consiste em multiplicar diretamente o sinal medido, pelos sinais ortogonais $\text{sen}(\omega_e.t)$ e $\text{cos}(\omega_e.t)$, que são obtidos de um algoritmo PLL [12].

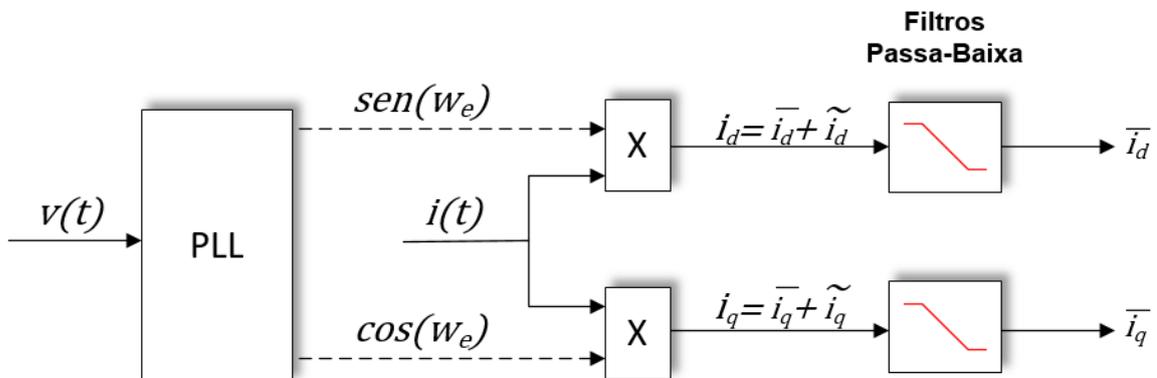


Figura 3 – Extração da Parcela Reativa e Ativa da Corrente - Referência Síncrona Monofásica.

Considere que o sinal de entrada $i(t)$ seja uma onda alternada composta por um somatório de componentes senoidais, ou seja, uma onda senoidal distorcida com harmônicos, dada por:

$$i(t) = \sum_{h=1}^N A_h \cdot \text{sen}(\omega_h \cdot t + \phi_h) \quad (2.5)$$

em que h é a ordem harmônica, A_h é a amplitude e ϕ_h é o ângulo de fase de cada componente harmônica. Considerando que a frequência fundamental do sinal ω_1 seja a mesma que a frequência dos sinais ortogonais gerados pelo PLL, ω_e , demonstrado em [12], após as multiplicações e aplicação do filtro passa-baixas, as componentes contínuas em cada eixo são dadas por 2.6 e 2.7.

$$\bar{d} = \frac{A_1}{2} \cdot \cos(\phi_1) \quad (2.6)$$

$$\bar{q} = \frac{A_1}{2} \cdot \text{sen}(\phi_1) \quad (2.7)$$

A amplitude e fase da componente fundamental do sinal de entrada são dadas então por:

$$A_1 = \sqrt{(2\bar{d})^2 + (2\bar{q})^2} \quad (2.8)$$

$$\phi_1 = \tan^{-1}\left(\frac{\bar{q}}{\bar{d}}\right) \quad (2.9)$$

Dessa forma, a RSM (*Referência Síncrona Modificada*) permite obter informações sobre o sinal alternado da entrada, onde \bar{d} será utilizado como referência de potência ativa, controlando as tensões nos barramentos CC do conversor, e \bar{q} será utilizado como referência da potência reativa a ser compensada.

3 Controle Preditivo

A aplicação de controladores preditivos em conversores eletrônicos se torna cada dia mais popular a medida que circuitos microprocessados se tornam mais rápidos e mais baratos. Uma classificação dos principais métodos preditivos utilizados para controle de conversores é mostrada na Fig.4 [14].

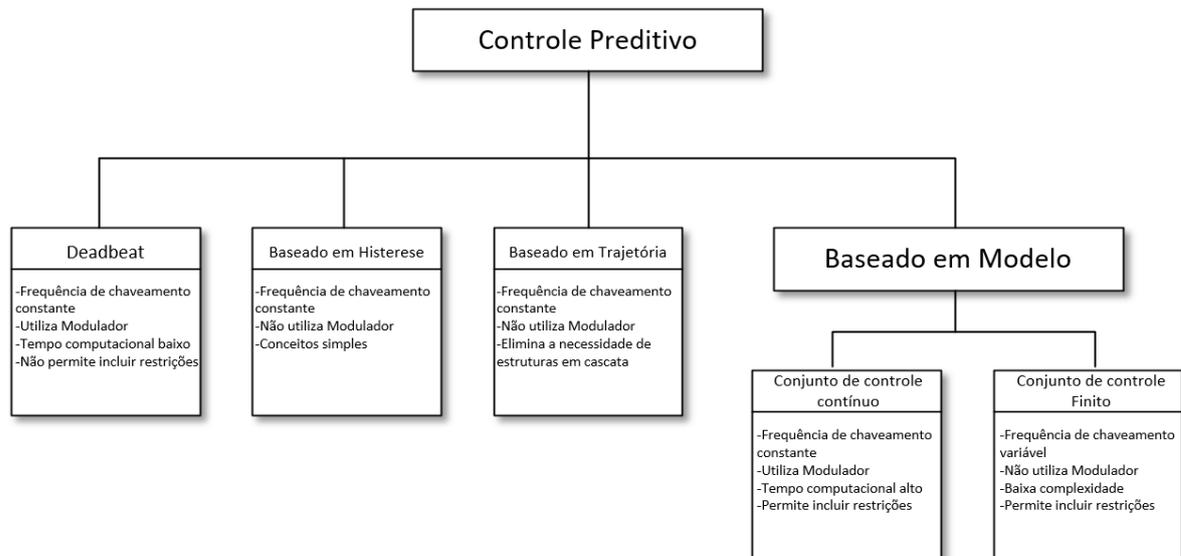


Figura 4 – Classificação dos Métodos de Controle Preditivo Utilizados em Eletrônica de Potência.

A característica fundamental do controle preditivo baseado em modelo é usar um modelo do sistema para prever o comportamento futuro das variáveis de controle. Essa informação é utilizada pelo controlador para definir a ação de controle a ser realizada que satisfaz um determinado critério de otimização.

Além disso, características desse tipo de controle como: a facilidade de inclusão de não linearidades no modelo, a possibilidade de inclusão de restrições, a rápida velocidade de resposta do controle e a flexibilidade para inclusão de outras variáveis do sistema no modelo, fazem deste tipo de controle uma opção muito adequada para controle de conversores de potência.

O controle preditivo baseado em modelo não é uma técnica nova, mas tem chamado atenção por sua utilização crescente em conversores eletrônicos e acionamentos nos últimos anos [15–17]. Nas próximas seções serão abordadas as teorias essenciais para o entendimento desta técnica de controle.

3.1 Fundamentação Teórica

3.1.1 Controle Preditivo Baseado em Modelo

O entendimento de como o MPC funciona nos leva para uma aproximação filosófica sobre como o conceito do controle preditivo baseado em modelo foi desenvolvido. Em [18] o autor exemplifica esta técnica analisando a forma como atravessamos uma rua. Para atravessar a rua, não basta que não existam carros entre você e o outro lado da rua, deve-se checar também se não existe nenhum carro a uma distância que poderia atropelá-lo em um futuro próximo. Em outras palavras, predizemos se, em algum instante durante nossa travessia, poderíamos estar envolvidos em um acidente.

Para prever como um sistema irá comportar no futuro, um modelo do processo deve existir [19], quanto mais próximo o modelo corresponde ao processo real, melhor será a predição no controle. Dessa forma, o MPC se baseia nas predições da resposta do sistema quando aplicado à mudanças nas variáveis de controle visando atingir o menor erro na variável de saída nos próximos um, dois, ou mais períodos de amostragem.

Assim, a ideia por trás do MPC consiste em como a função de custo será analisada para cada possível estado do sistema. Dentre as várias formas de se fazer esta análise, uma forma bastante prática é calcular a função quadrática do erro entre o sinal de referência e variável de predição. Na seção 3.2 será detalhado como tais cálculos são implementados.

3.1.2 Método da Aproximação Discreta de Euler

Uma vez que exista um modelo do sistema, o *Forward Euler Method* pode ser usado pra prever o próximo valor de um processo discretizando a equação e calculando seu valor para o próximo período de amostragem [20]. Assumindo que $y(k)$ é a variável do processo sendo amostrado, $y(k+1)$ é a variável de controle a ser predita e T_S denota o período de amostragem. Pelo método de Euler, $y(k+1)$ pode ser escrito como:

$$y(k+1) = y(k) + T_S \cdot \frac{dy(t)}{dt} + O(T_S^2) \quad (3.1)$$

Devido ao truncamento da expansão da série de Taylor, no qual *Forward Euler Method* é baseado, o termo $O(T_S^2)$ pode ser entendido como um erro introduzido a cada amostragem devido ao truncamento das séries.

Um método numérico convergente é aquele que, a solução numérica computacional se aproxime da solução exata à medida que cada passo de amostragem se aproxime do 0 (zero). Sendo assim, se a verdadeira solução não é previamente conhecida, pode-se escolher, dependendo da precisão requerida, a solução obtida como a solução exata para

o estudo de convergência característico desde que, o período de amostragem seja suficientemente pequeno. Consequentemente, o erro mencionado acima pode ser negligenciado e a expressão fica dada por:

$$y(k+1) = y(k) + T_s \cdot \frac{dy(t)}{dt} \quad (3.2)$$

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{y(k+1) - y(k)}{T_s} \quad (3.3)$$

Como é conhecido, equações diferenciais de primeira ordem são constantemente encontradas nos modelos de saída de conversores devido às indutâncias e capacitâncias presentes nestes equipamentos. Por causa desta característica particular, o *Forward Euler Method* pode ser aplicado como ferramenta muito adequada para controle desses sistemas utilizando MPC.

3.1.3 Estados do Conversor Chaveado

A modulação por vetores espaciais SVM (*Space Vector Modulation*) é uma técnica amplamente utilizada para geração de tensões e correntes senoidais em inversores, especialmente no controle de motores CA. Assim como no SVM, FCS-MPC usa estados de chaveamento pré-definidos para produzir as saídas de tensão ou corrente.

De forma a simplificar, considere um inversor Ponte-H de uma fase como o da Fig.5. Pra evitar o curto circuito na tensão CC, apenas um dispositivo de chaveamento em cada braço da Ponte-H deve conduzir de cada vez. Com esta premissa, existem quatro estados de chaveamento, que produzem três saídas de tensão diferentes, como mostrado na Tabela 2.

Tabela 2 – Estados de Chaveamento

Estados	Transistores em condução	Saída de tensão
00	S ₂ , S ₄	0
10	S ₁ , S ₄	V _{CC}
01	S ₃ , S ₂	-V _{CC}
11	S ₁ , S ₃	0

É muito comum expressar os estados reportados na Tabela 2 como espaço de vetores. Por conta da simplicidade deste inversor, sua representação está no espaço unidimensional, em outras palavras, uma reta como mostrado na Fig.6.

O objetivo do FCS-MPC é escolher dentre todos os estados de chaveamento, aquele que minimiza a função de custo dada. Assim sendo, cada estado durará no mínimo

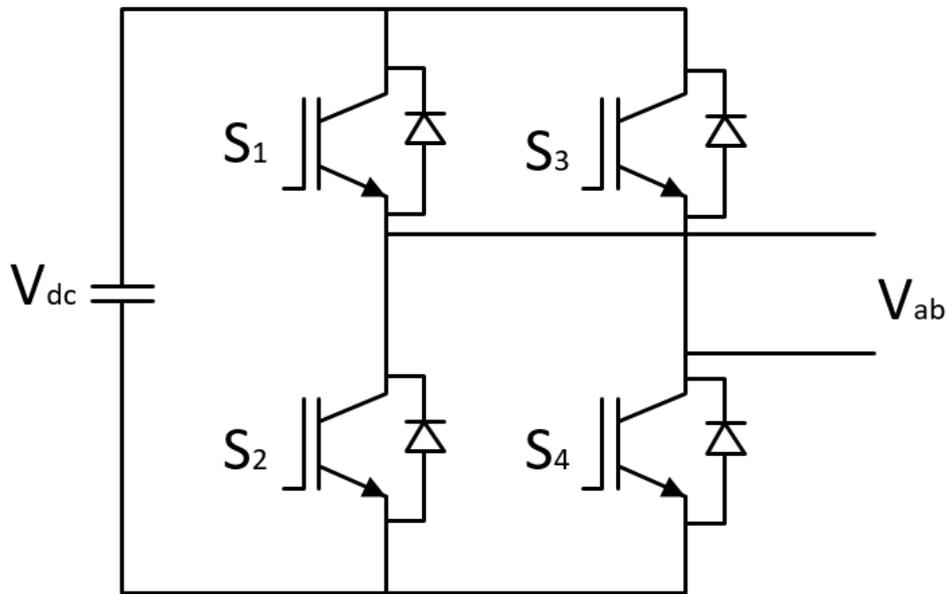


Figura 5 – Inversor Monofásico.

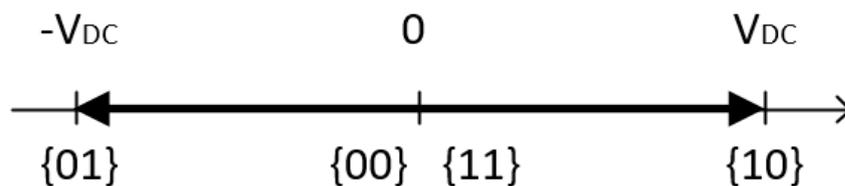


Figura 6 – Espaço de Vetores Unidimensional.

o tempo de um período de amostragem e a sequência de comutações será determinada pelo próprio algoritmo do FCS-MPC.

3.2 Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito

O controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito FCS-MPC tira vantagem da natureza discreta dos conversores eletrônicos para reduzir o número de cálculos e o tempo de processamento do algoritmo. Como os conversores apresentam um número limitado de estados de chaveamento, o problema de otimização é resolvido apenas para este conjunto de pontos [16]. Um modelo discreto é utilizado para prever o comportamento do sistema para cada estado de chaveamento, e aquele que minimiza uma dada função custo é aplicado no próximo instante de chaveamento [21].

Três passos devem ser feitos na implementação do FCS-MPC:

- Identificação dos possíveis estados de chaveamento do conversor e sua relação com a tensão de saída do conversor;
- Obtenção do modelo discreto do sistema de acordo com a derivada da variável de controle, com o objetivo de prever o seu valor futuro;
- Definição de uma função custo que otimiza a variável de controle e representa as não linearidades e restrições do sistema [15].

Com base na fundamentação teórica apresentada, será feito a seguir uma breve descrição do princípio de funcionamento do controle preditivo com conjunto de controle finito.

3.2.1 Princípio Básico de Operação

Geralmente, o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito segue os seguintes passos de implementação:

1. Medição da variável de controle;
2. Predição do valor da variável de controle para o próximo período de amostragem, considerando todos os estados de chaveamento do conversor;
3. Avaliação da função custo para todos os estados de chaveamento;
4. Escolha do estado de chaveamento que minimiza a função custo;
5. Aplicação do estado de chaveamento definido em 4 [16].

A partir das etapas citadas acima, o conversor eletrônico é controlado através da definição de estado de chaveamento, $S(t)$, que leva a variável de controle do sistema, $x(t)$, a seguir o seu valor de referencia, $x^*(t)$.

Considere o valor $x(k)$ amostrado por um período de amostragem T_s em um sistema com S_i estados de chaveamento (com $i = 1, \dots, n$). As etapas de predição são mostradas na Fig.7 [22].

Idealmente, o tempo gasto para o processamento do algoritmo pode ser negligenciado. Dessa forma, a variável $x(t)$ é medida no instante k e o estado de chaveamento ótimo é instantaneamente calculado. Esse estado de chaveamento que minimiza o erro no instante $k + 1$ é escolhido e aplicado no instante k . Assim, a variável de controle alcança o valor previsto (aquele que apresenta o menor erro) no instante $k + 1$.

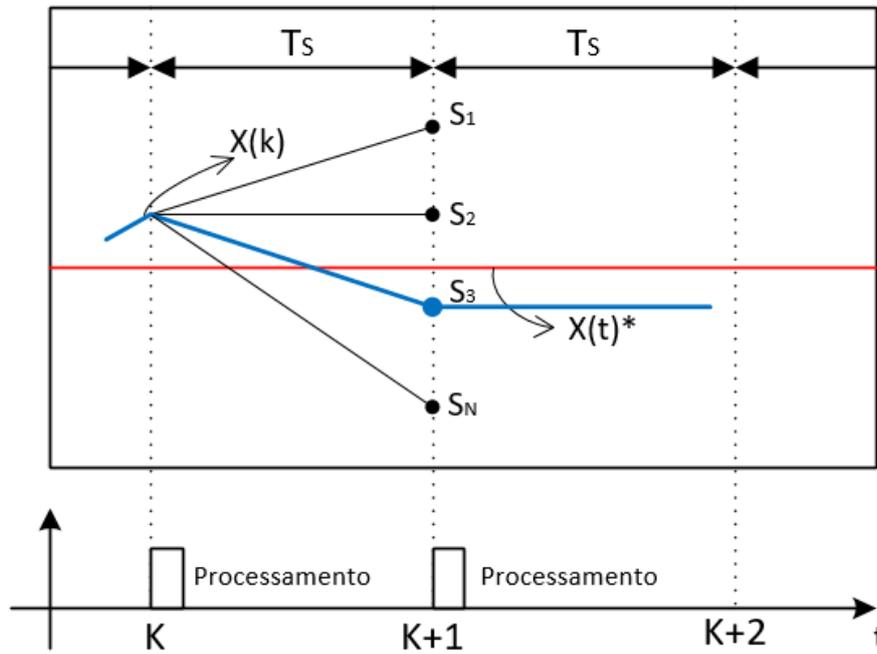


Figura 7 – Princípio de Operação FCS-MPC: Caso Ideal.

3.2.2 Compensação do Atraso Devido ao Tempo de Processamento do Algoritmo

Dependendo da frequência de chaveamento e da velocidade de processamento do microprocessador, o tempo gasto para calcular todos os possíveis estados e a função de custo deve ser considerado. De outra forma, um erro ϵ aparecerá entre o instante k , onde as variáveis são medidas, e o instante em que o estado ótimo é aplicado, Fig.8, [22].

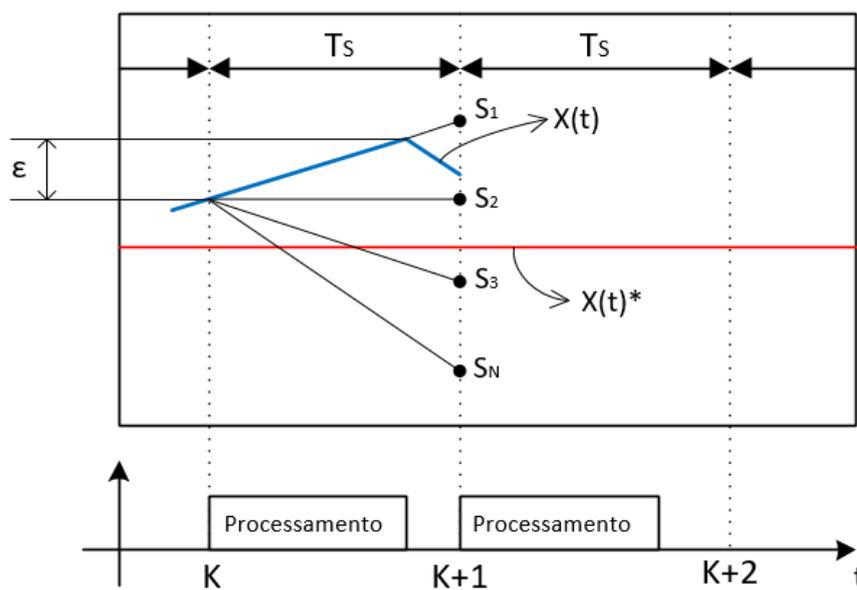


Figura 8 – Princípio de Operação FCS-MPC: Atraso.

Uma solução simples para este problema é levar em consideração o tempo de

processamento do algoritmo e aplicar o estado de chaveamento no próximo período de amostragem. Desta forma, o algoritmo de controle é modificado da seguinte forma:

1. Medição da variável de controle;
2. Aplicação do estado de chaveamento calculado no período de amostragem anterior;
3. Estimação do valor da variável de controle para o instante $k + 1$;
4. Predição do valor da variável de controle para o instante $k + 2$ para todos os estados de chaveamento do conversor;
5. Avaliação da função custo;
6. Escolha do estado de chaveamento que minimiza a função custo e que será aplicado no próximo período de chaveamento.

A operação do controle preditivo com compensação do atraso é mostrada na Fig.9.

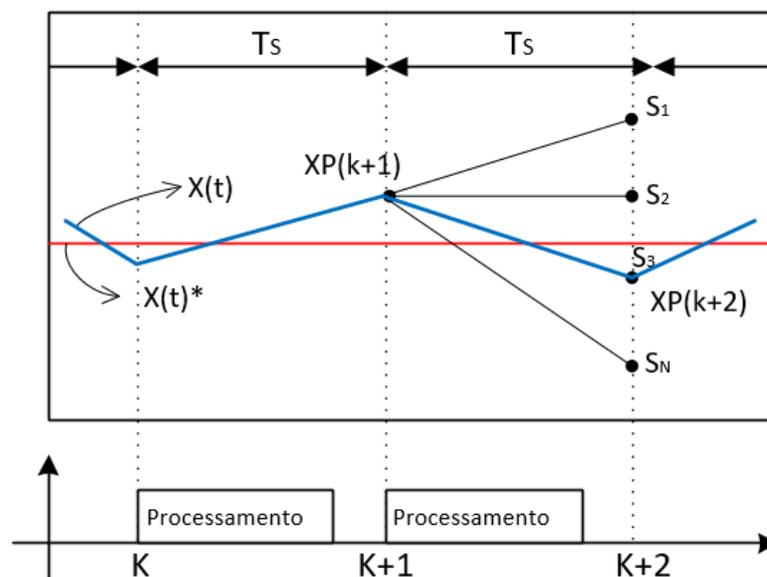


Figura 9 – Princípio de Operação FCS-MPC: Caso Real.

Por esse método, o valor medido da variável de controle $x(k)$ e o valor do estado de chaveamento que acabou de ser aplicado são utilizados para estimar o valor de $x(k + 1)$. Esta variável é utilizada como referência para as previsões de todos os possíveis estados de chaveamento e o efeito do atraso devido ao tempo de processamento é compensado.

3.2.3 Modelo Discreto do Sistema

Para prever o valor futuro da variável de controle, o modelo do sistema deve ser representado inicialmente em função da derivada do sinal, no seguinte formato:

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(u, x) \quad (3.4)$$

onde, x é a variável de controle e u representa as variáveis de entrada. Para obter um modelo discreto aproximado a partir da equação 3.4, utiliza-se o método de discretização *Forward Euler* [21]. Esse método aproxima a derivada por:

$$\frac{dx(t)}{dt} \sim \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (3.5)$$

onde, T_s é o período de amostragem, $x(k)$ e $x(k+1)$ são os valores da variável de controle atual e no próximo período de amostragem, respectivamente.

3.2.4 Definição da Função Custo

A função custo representa os requisitos de controle do sistema e apresenta pelo menos uma variável de referência que pode ser, tensão, corrente, torque, velocidade, entre outras. Além da variável de controle, termos adicionais podem ser incluídos na função custo para representar as não linearidades e as restrições do sistema de controle. As restrições podem ser: minimização da frequência de chaveamento para conversores aplicados em alta potências, o que proporcina minimização das perdas, ou a definição de valores máximos permitidos de corrente, por exemplo.

No caso de possuir apenas uma variável de controle, x , a função custo pode ser expressa como:

$$G = \|x^* - x^p\| \quad (3.6)$$

onde, x^* é o valor de referência da variável de controle e x^p é o valor previsto a partir do modelo discreto do sistema.

A norma $\|\cdot\|$ é a medida da distância entre x^* e x^p e pode ser expressa como valor absoluto, valor quadrático ou a integral do erro em um período de amostragem, como mostram as equações abaixo:

$$G = |x^* - x^p| \quad (3.7)$$

$$G = (x^* - x^p)^2 \quad (3.8)$$

$$G = \frac{1}{T_s} \int |x^* - x^p| dt \quad (3.9)$$

Levando em consideração uma alta taxa de amostragem, como é comum em conversores, as três funções de custo tem o mesmo efeito.

Se o sistema possui mais de uma variável de controle, elas devem ser incluídas na função custo adequadamente de acordo com a sua dimensão. Detalhes da definição da função custo são encontrados em [16].

4 Conversores Multiníveis

Inversores multiníveis têm atraído grande interesse nos setores de energia, transporte e energia renovável. A estrutura multinível permite redução das tensões nos dispositivos de chaveamento possibilitando que tais conversores trabalhem em média e alta tensão. Em outras palavras, conversores multiníveis são apropriados para uso em elevadas faixas de potência.

Um conversor multinível pode ser entendido como um arranjo de chaves semicondutoras (IGBTs, MOSFETs, etc) e capacitores, de forma que a tensão de saída seja a soma das tensões em cada estágio.

A Fig.10 mostra uma saída típica de um conversor de sete níveis.

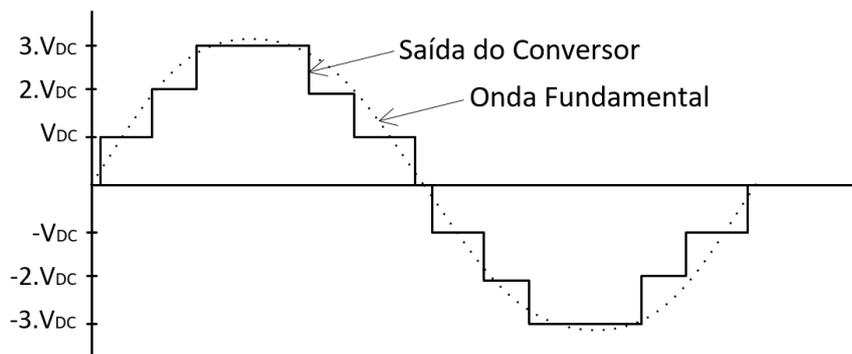


Figura 10 – Forma de onda na saída do conversor multinível.

4.1 Topologia dos Conversores Multiníveis

A característica geral de um conversor multinível consiste em sintetizar uma forma de onda senoidal através de vários níveis de tensão [23]. Para isso, podem ser citadas três topologias capazes de sintetizar uma saída multinível em um conversor de potência:

- Inversor multinível com diodo de grampeamento (*neutral-point clamped - NPC*);
- Inversor multinível com capacitores flutuantes (*flying capacitor*);
- Inversor multinível com Ponte-H em cascata (*cascaded H-Bridge*).

4.1.1 Inversor Multinível com Diodo de Grampeamento - NPC

A configuração NPC consiste de duas meia-pontes de chaves semicondutoras, conectadas através de diodos grampeadores. Dessa forma o ponto de conexão entre os dois diodos origina o ponto de neutro N da topologia. A Fig.11 apresenta um conversor trifásico de três níveis, com configuração NPC.

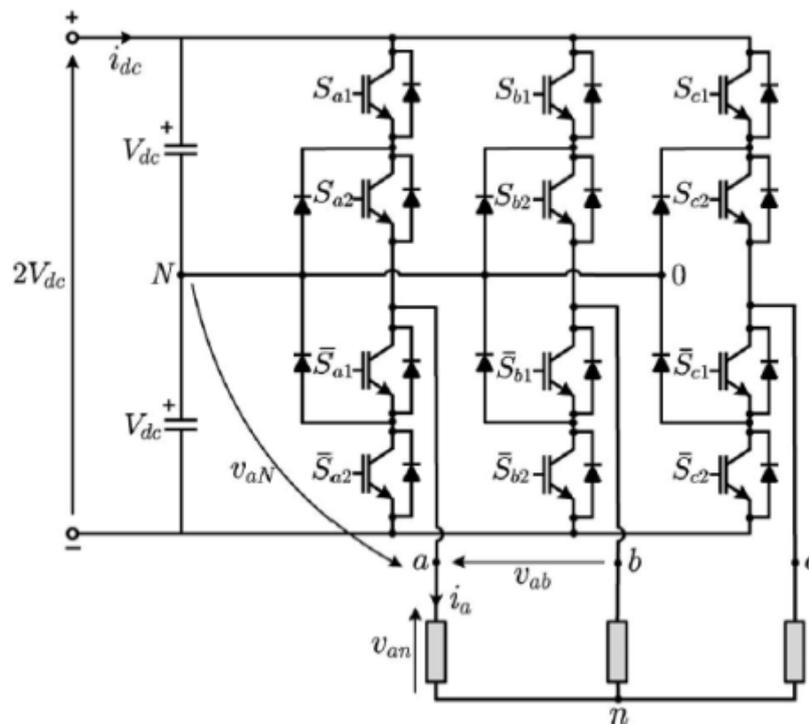


Figura 11 – Topologia do Conversor NPC trifásico. Fonte:(Rodrigues et al.,2009)

Esta classe de conversor apresenta a possibilidade de operação em número maior de níveis, bastando incrementar capacitores, diodos e dispositivos semicondutores. No entanto, sua versão de três níveis é majoritariamente escolhida em suas aplicações, devido ao difícil balanceamento dos capacitores apresentado em NPCs de mais níveis [25].

4.1.2 Inversor Multinível com Capacitores Flutuantes

Esta configuração é similar a NPC, porém os diodos grampeadores são substituídos por capacitores “flutuantes” como mostra a Fig.12. Devido ao fato de não haver um ponto neutro como no NPC, o nível de tensão zero é alcançado de outra maneira. Para isto é necessário, que durante o chaveamento, a saída seja conectada através de um dos capacitores flutuantes ao capacitor do elo CC de polaridade oposta.

O grande número de capacitores pode oferecer desvantagem à topologia, uma vez que estes devem ser balanceados e pré-carregados no início do funcionamento. Além disso, as altas capacitâncias presentes nesta modalidade de conversor e a alta energia

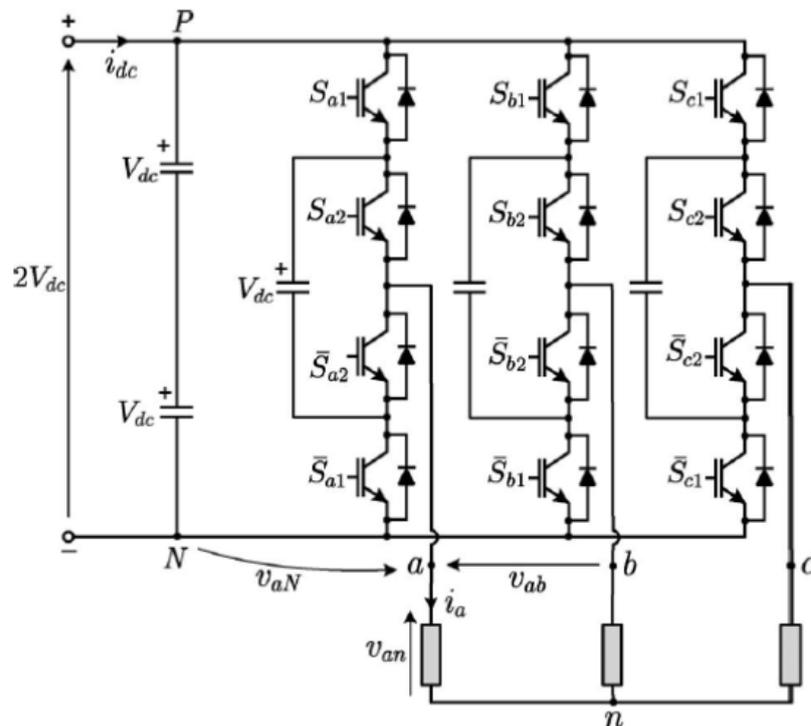


Figura 12 – Topologia do Conversor com Capacitores Flutuantes trifásico.
Fonte:(Rodrigues et al.,2009)

armazenada nos capacitores flutuantes, limitam o uso dos FCs de três e quatro níveis a chaveamentos mais altos. Isto ocorre devido a necessidade de se manter a tensão dos capacitores dentro de certos limites. No entanto, a capacitância necessária aumenta aproximadamente na proporção inversa à frequência de chaveamento, não sendo então sua operação interessante para baixas frequências de chaveamento [25].

Como não é propósito deste trabalho o estudo detalhado das técnicas de controle das topologias de conversores multiníveis, detalharemos apenas o CHB, uma vez que esta topologia foi utilizada no desenvolvimento.

4.2 Conversor Multinível com Ponte-H em Cascata

Na topologia CHB, várias pontes-H podem ser ligadas em série pelos terminais CA, mantendo cada barramento CC isolado. Dessa forma cada ponte possui sua própria tensão CC nominal V_{CC} .

Considerando que cada uma destas pontes utilize modulação unipolar, tem-se que o número de níveis de tensão para o arranjo resultante é dado por:

$$m = 2M + 1 \quad (4.1)$$

sendo M o número de pontes-H em cascata.

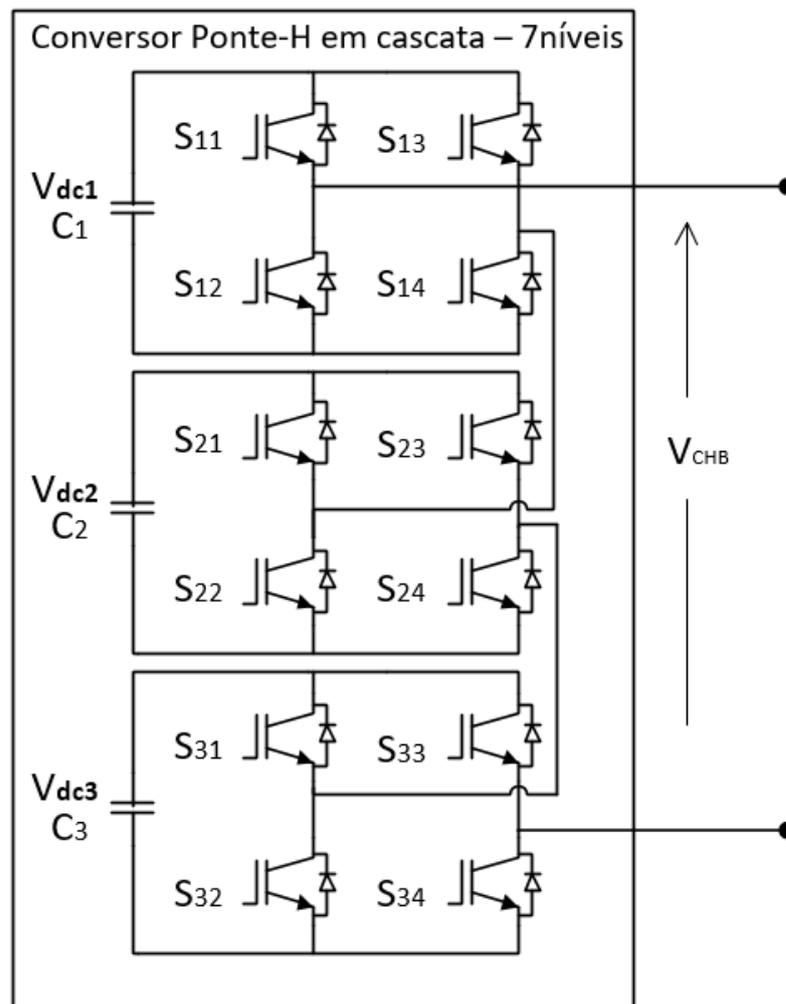


Figura 13 – Conversor multinível com três Pontes-H em cascata de sete níveis.

A Fig.13 representa a estrutura de um inversor multinível CHB monofásico de sete níveis. Este tipo de conversor não necessita de nenhum diodo de grameamento ou capacitor flutuante, presente em outras topologias. Nesta configuração o conversor pode ser ligado diretamente na rede de distribuição sem o auxílio de transformadores e cada Ponte-H é capaz de gerar três níveis de tensão (V_{CC} , 0, e $-V_{CC}$). Além disso, esta topologia tem as seguintes vantagens sobre as outras:

1. Utiliza menos componentes que os outros conversores;
2. Apresenta um controle mais simples, uma vez que os conversores têm a mesma estrutura;
3. Permite o uso de componentes com especificações de tensão mais baixas, pois a estrutura é ligada em série;
4. É possível atingir elevados valores tensão.

4.2.1 Técnicas de Modulação PWM para CHB

Existem duas técnicas de modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) comumente utilizadas em inversores multinível com ponte-H em cascata:

- *phase-shifted* PWM;
- *level-shifted* PWM.

Geralmente, para um PWM com m níveis de tensão, serão necessárias $m - 1$ portadoras triangulares. No caso da modulação por *phase-shifted* PWM, todas as $m - 1$ portadoras devem ter mesma frequência e a mesma amplitude. A diferença entre elas será a defasagem.

Logo, considerando, que um período completo de portadora corresponda a 360° , a defasagem entre duas portadoras consecutivas será dada por:

$$\phi_{cr} = \frac{360^\circ}{m - 1} \quad (4.2)$$

Logo, para inversor CHB de sete níveis da Fig.13, temos $m = 7$, equação 4.1, e $\phi_{cr} = 60^\circ$, equação 4.2. A Fig.14 mostra como é a modulação para as condições descritas, veja que aqui não foi definido a frequência de chaveamento.

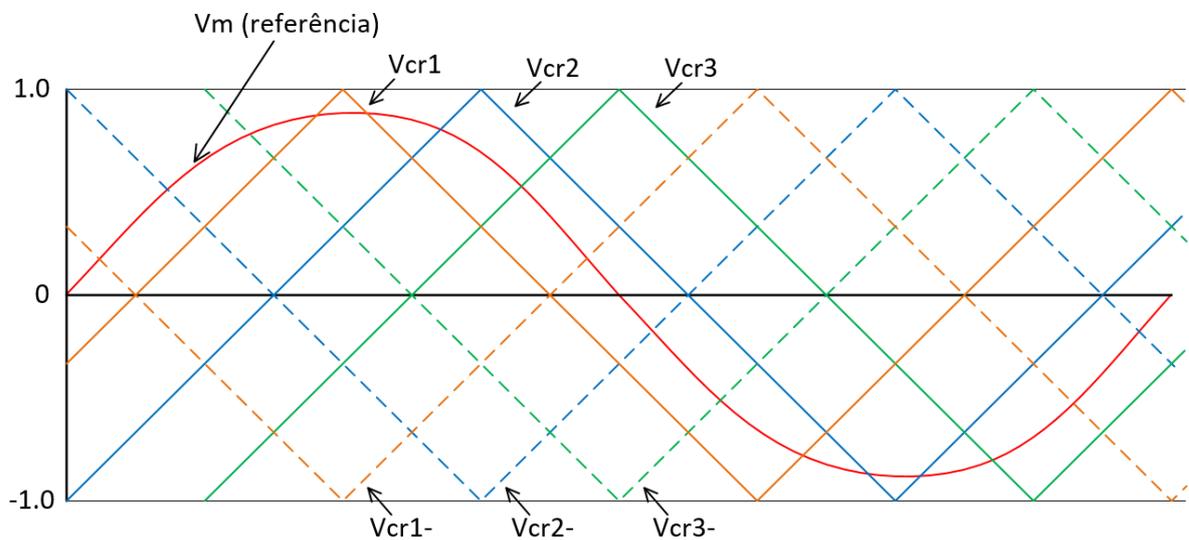


Figura 14 – Modulação Phase-Shifted PWM

É importante notar que a defasagem entre V_{cr1} e V_{cr1-} é 180° . Igualmente as defasagem entre V_{cr2} e V_{cr2-} , e V_{cr3} e V_{cr3-} . Isto garante que cada ponte-H do arranjo irá trabalhar com modulação unipolar.

Como o sinal modulante é um só, caso as saídas de cada ponte (V_{H1} , V_{H2} e V_{H3}) fossem filtradas, estes sinais seriam idênticos. Entretanto, como as portadoras são defasadas, existe um deslocamento nas bordas de cada pulso em V_{H1} , V_{H2} e V_{H3} . Desta forma,

com a ligação em série dos três conversores, o sinal resultante V_{CHB} irá apresentar um formato “em escada”, com sete níveis.

Outra constatação importante diz respeito à frequência de chaveamento: cada IGBT (ou MOSFET) de cada uma das pontes, irá chavear em uma frequência f_{SW} , que é a mesma frequência de cada uma das portadoras triangulares. Como cada ponte utiliza modulação unipolar, a frequência resultante nas saídas V_{H1} , V_{H2} e V_{H3} será $2f_{SW}$.

Assim, devido à defasagem entre as bordas nos pulsos da saída de cada ponte-H, a tensão de saída V_{CHB} apresentará uma frequência de chaveamento de $6f_{SW}$.

A modulação por *level-shifted* para m níveis de tensão, também requer $m - 1$ portadoras triangulares com a mesma frequência. Entretanto, para o *level-shifted*, as portadoras são deslocadas verticalmente (ao invés do deslocamento horizontal de fase).

O índice de modulação de amplitude é definido como:

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_{cr}(m-1)} \quad \text{para } 0 \leq m_a \leq 1 \quad (4.3)$$

Ao contrário do que ocorre para o *phase-shift*, as tensões de saída em cada inversor V_{H1} , V_{H2} e V_{H3} são diferentes entre si.

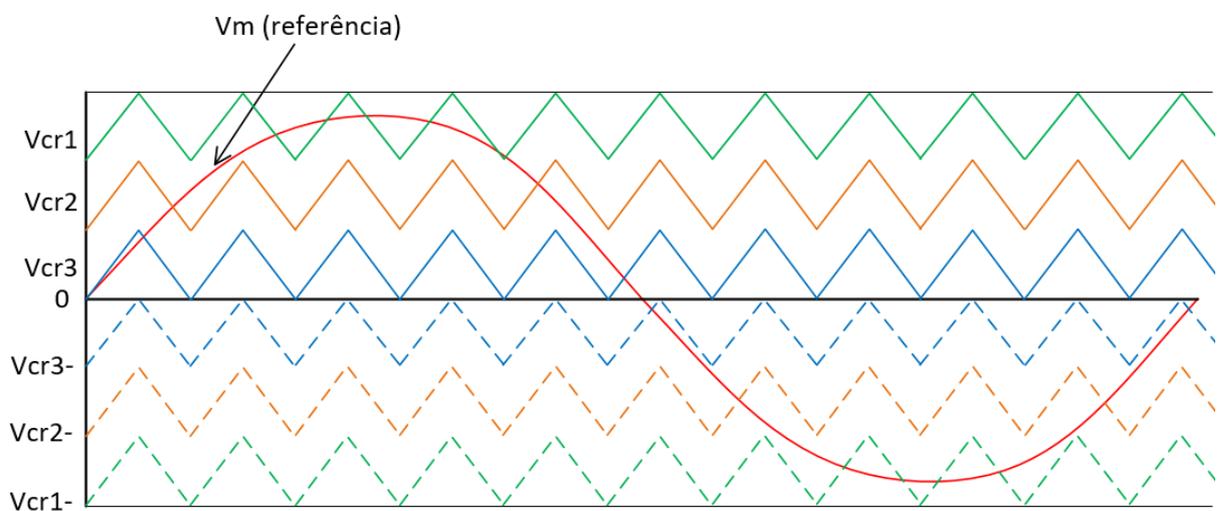


Figura 15 – Modulação Level-Shifted PWM

Outra diferença importante diz respeito à frequência de chaveamento: no caso do *level-shift*, o chaveamento é irregular, sendo que, no caso do inversor controlado pelas portadoras mais próximas ao zero da onda modulante (V_{cr3} e V_{cr3-} , para um inversor a sete níveis) os IGBTs são chaveados praticamente apenas nas mudanças de ciclo do sinal modulante.

Por exemplo, para uma frequência das portadoras 60 vezes a modulante ($f_{SW} = 3600$ Hz, para modulante de 60 Hz) possa ser muito alta para conversores de alta potência, o chaveamento médio em cada semiconductor é de apenas 600 Hz.

4.2.2 Estados de Chaveamento de um CHB de 7 Níveis

Algoritmos de FCS-MPCs não utilizam um sinal de referência e ondas modulantes, como nos casos das modulações PWM. Ao invés disso o FCS-MPC consiste em analisar e prever um dado sinal de saída, para cada um dos possíveis estados em que um conversor pode se encontrar.

Tradicionalmente, o número de estados de um CHB é definido pela equação:

$$N^{\circ} \text{ estados} = 4^M \quad (4.4)$$

[24], [26], onde M é o número de pontes-H.

A Tabela 3 resume os estados, ligado ou desligado, de cada dispositivo de chaveamento, lembrando que para um mesmo braço da Ponte-H os estados dos semicondutores são opostos. Dessa forma, é mostrado apenas uma coluna S_{XY} para representar ambos os dispositivos. Além disso, N representa o estado em si. A variável F_S será tratada mais a frente neste trabalho, mas resumidamente é ela que define a tensão de saída que será aplicada no conversor.

É importante salientar que a redução dos estados apresentados na Tabela 3 é também objeto deste trabalho e os resultados serão apresentados nas próximas seções.

5 MPC aplicado ao conversor CHB

Apesar de conversores multiníveis serem bastante efetivos na solução de problemas da rede elétrica, circuitos e controles mais complexos são necessários. Baseado nestes requisitos FCS-MPC tem sido amplamente estudado como uma solução ótima para controlar conversores de potência. Características deste tipo de controle, como a ausência de modulação, rápida resposta dinâmica, a simples inclusão de não-linearidades do sistema e restrições, e a flexibilidade para incluir outras variáveis do sistema no controle, tem feito do FCS-MPC uma das melhores escolhas para controlar dispositivos eletrônicos de potência em várias aplicações [6], [7].

Além disso, a técnica de controle FCS-MPC tem algumas outras vantagens [27], [28]; os princípios são intuitivos e podem ser facilmente entendidos, eles podem ser aplicados a vários tipos de conversores, e o algoritmo de controle pode ser facilmente implementado, mas requer um grande número de cálculos em comparação com os métodos clássicos [19].

Mais especificamente, nos conversores CHB quanto maior o número de níveis maior o custo computacional do FCS-MPC se torna, uma vez que os conversores possuem mais estados. Outro controle complexo em conversores CHB é o balanceamento das tensões nos barramentos CC.

A técnica FCS-MPC que será apresentada a seguir proposta pelo autor em [29], busca solucionar as complexidades do controle de conversores multíveis introduzindo novas características ao algoritmo do FCS-MPC. As próximas seções apresentarão o método proposto. Os resultados obtidos em um protótipo de STATCOM estão demonstrados nos capítulo a seguir.

5.1 Modelagem do Sistema

Várias implementações de FCS-MPC estão propostas na literatura [32] - [34]. De agora em diante será demonstrado como implementar um conversor Ponte-H em cascata de sete níveis, utilizando MPC para controlar a corrente através de um filtro L. Um filtro de acoplamento do tipo L foi usado devido à sua simplicidade. Filtros LCL aumentariam a ordem do sistema resultando em modelo e controle mais complexo. O filtro conecta o conversor multinível à rede elétrica em ligação monofásica, assim como mostra a Fig.16.

Como esclarecido anteriormente, para controlar uma variável usando a técnica FCS-MPC, um modelo matemático do sistema deve ser dado. Fig.16 mostra o conversor multinível proposto enquanto Fig.17 mostra o modelo simplificado do circuito de onde a

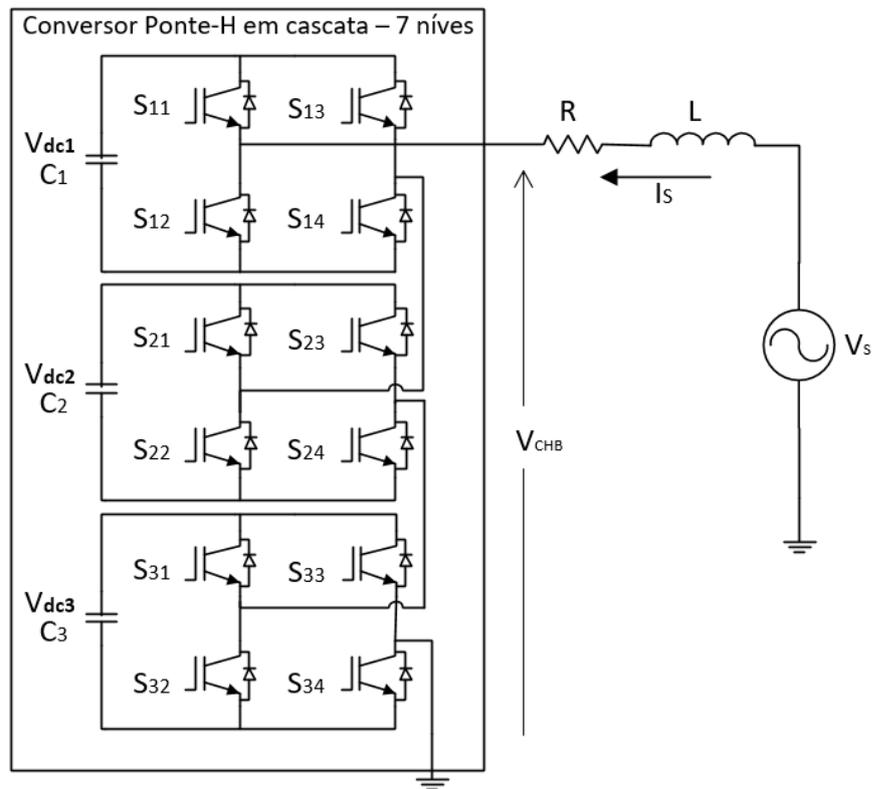


Figura 16 – Conversor Ponte-H em cascata conectado à rede através de um filtro L

equação diferencial é obtida. R e L são a resistência residual e indutância que conectam o conversor à fonte de tensão respectivamente, V_S é a tensão da rede elétrica e V_{CHB} é a tensão de saída do conversor CHB. O objetivo é obter o modelo do sistema para controlar a corrente no indutor.

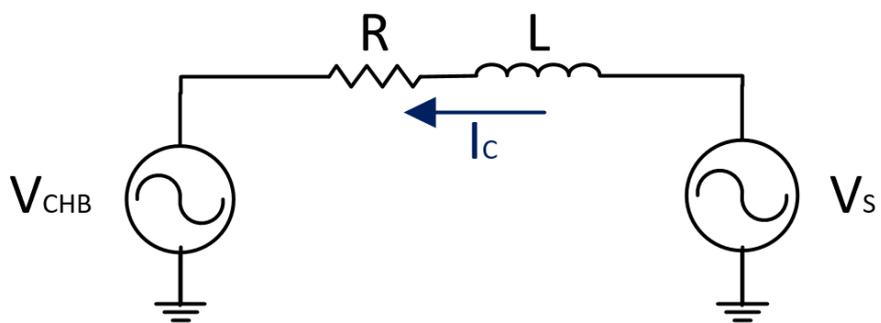


Figura 17 – Circuito simplificado

Da Lei de Kirchoff e da equação de tensão no indutor, obtemos 5.1 e 5.2 respectivamente:

$$V_{CHB} + R \cdot I_C + V_L - V_S = 0 \tag{5.1}$$

$$V_L = L \cdot \frac{dI_C(t)}{dt} \tag{5.2}$$

Aplicando a aproximação discreta de Euler (*Forward Euler Method*), equação 3.3, em 5.2, obtemos:

$$V_L = L \cdot \frac{I_C(k+1) - I_C(k)}{T_S} \quad (5.3)$$

Equação 5.4 descreve o sistema no tempo contínuo.

$$V_{CHB} + R \cdot I_C + L \cdot \frac{dI_C(t)}{dt} - V_S = 0 \quad (5.4)$$

Para trazer o modelo para o mundo discreto, deve-se aplicar 5.3 em 5.4, resultando na equação:

$$I_C(k+1) = \left(1 - \frac{R \cdot T_S}{L}\right) \cdot I_C(k) + \left(\frac{T_S}{L}\right) \cdot (V_S(k) - V_{CHB}(k)) \quad (5.5)$$

tendo assim o modelo discretizado do sistema sendo analisado, onde T_S é o período de amostragem.

5.2 Função Custo

O controle de corrente através do α consiste em analisar a corrente predita I_S para cada um dos estados que o conversor CHB pode gerar. Na equação 5.5, $I_S(k+1)$ é a variável a ser calculada e analisada, R , L e T_S são constantes do sistema, I_S e $V_S(k)$ são as variáveis sendo amostradas no instante k e $V_{CHB}(k)$ é o parâmetro que varia a equação diferencial para cada estado possível. V_{CHB} é dado pela seguinte equação:

$$V_{CHB} = F_S \cdot V_{CC} \quad (5.6)$$

onde, a variável F_S são constantes apontadas na Tabela 3 e V_{CC} a tensão no capacitor dos barramentos CC [24].

A Tabela 3 mostra ainda que o valor de F_S varia de -3 a +3 dependendo do estado do conversor. O algoritmo do FCS-MPC realiza iterações nos 64 estados possíveis (no caso

de um inversor de sete níveis) e escolhe aquele que gerará o menor erro entre a corrente predita $I_C(k+1)$ e o sinal de referência $I_C^*(k+1)$, equação 5.7.

$$erro = I_C^*(k + 1) - I_C(k + 1) \tag{5.7}$$

Além disso, uma função quadrática do erro define a função de custo:

$$G = ||erro|| \tag{5.8}$$

G é a variável que carrega quantitativamente os valores das devidas funções custo.

5.3 Controle de Corrente e Diagrama de Controle

A referência de corrente para o algoritmo FCS-MPC usa dois termos. A corrente I_d controla as tensões nos barramentos CC como será explicado em 5.5 e demonstrado na Fig.18.

O controle de potência reativa usa a componente I_q da corrente, que pode tanto ser configurada por um operador ou poderia ser obtida de um outro controle, para gerar a referência [31]. Nas aplicações que seguirão o controle da compensação de potência reativa é feito utilizando o MSRF (*Modified Synchronous Reference Frame*), referência síncrona modificada em português, [13]. Neste último, I_q é obtido multiplicando a corrente da carga I_L , com $\cos(\omega.t)$ e em seguida, passando o sinal remanescente por um FPB (*Filtro Passa Baixa*).

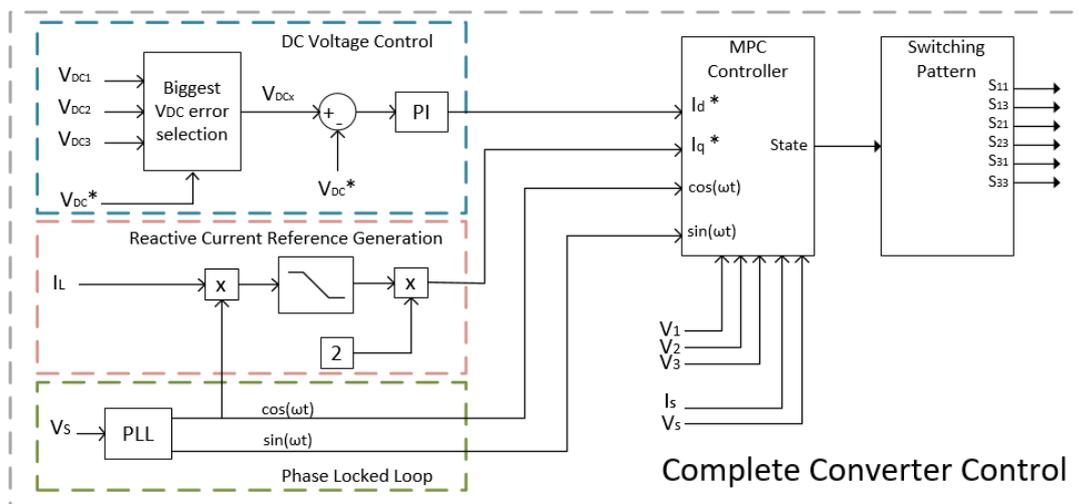


Figura 18 – Esquema completo do controle

Por causa de algo que é intrínseco da transformação MSRF, a saída deve ser multiplicado por 2, como pode ser visto na Fig.18. A figura mostra ainda um bloco PLL [35] usado para obter os sinais de seno e cosseno em sincronia com a rede elétrica.

A referência de corrente $I_S(k)^*$ é composta por $I_d.sen(\omega.t)$ e $I_q.cos(\omega.t)$ assim como na equação 5.9 [31]:

$$I_C(k)^* = I_d(k)^*.sen(\omega.t) + I_q(k)^*.cos(\omega.t) \quad (5.9)$$

No entanto, a predição correta usa $I_C(k+1)^*$, como foi abordado em 3.2.2. Para levar em consideração este intervalo de tempo, um deslocamento nos ângulos do seno e do cosseno deve ser adicionado. A equação 5.10 mostra a referência de corrente em $k+1$, onde T_S representa o deslocamento no ângulo.

$$I_C(k+1)^* = I_d(k)^*.sen(\omega t + T_S) + I_q(k)^*.cos(\omega t + T_S) \quad (5.10)$$

Perceba que as variáveis I_d e I_q não mudam, uma vez que, assumimos que seus valores são invariáveis no horizonte de predição.

O bloco *MPC Controller* recebe os sinais gerados pelo bloco anterior, realiza as medições de V_S e I_S e processa o algoritmo de forma a escolher o estado ótimo.

Por último, o bloco *Switching Pattern* possui uma tabela que mantém a condição de cada braço de cada Ponte-H para todos os estados de chaveamento possíveis. É importante mencionar que o primeiro número subscrito identifica a Ponte-H enquanto o segundo identifica a braço, S_{XY} .

5.4 Redução dos estados de Chaveamento

Em geral, quando o FCS-MPC é aplicado em conversores multiníveis os estados de chaveamento do conversor devem ser otimizados ou o processo de predição se torna inviável, computacionalmente falando. Na literatura encontramos algumas otimizações propostas [37–39], no entanto a redução proposta aqui trabalha em conjunto com a função de custo de modo a reduzir o tempo de processamento e balancear as tensões nos barramentos CC.

A técnica aqui apresentada elimina todos os estados redundantes do conversor, mantendo apenas aqueles que são necessários. Por exemplo, para um inversor multinível CHB de sete níveis, tal como o da Fig.16, mantém-se os estados onde as três Pontes-H estão em condução, F_S igual a 3 ou -3 ($V_{CHB} = \pm 3 \times V_{CC}$), todas as combinações para

duas Pontes-H em condução, F_S igual a 2 ou -2 ($V_{CHB} = \pm 2 \times V_{CC}$) e os estados em que cada Ponte-H conduz sozinha, F_S igual a 1 ou -1 ($V_{CHB} = \pm V_{CC}$).

A Tabela 4 mostra todos os estados propostos nesta técnica assim como mantém uma coluna com os valores de F_S . Lembrando que, para a mesma braço da Ponte-H os estados dos IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) são opostos. Consequentemente, apresentamos apenas uma coluna S_{XY} para representar ambos os dispositivos de chaveamento. Além disso, a coluna N corresponde aos estados.

Tabela 4 – Estados proposto para conversor CHB de 7 níveis

S_{11}	S_{13}	S_{21}	S_{23}	S_{31}	S_{33}	N	F_S
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1	1	-1
0	0	0	0	1	0	2	1
0	0	0	1	0	0	3	-1
0	0	0	1	0	1	4	-2
0	0	1	0	0	0	5	1
0	0	1	0	1	0	6	2
0	1	0	0	0	0	7	-1
0	1	0	0	0	1	8	-2
0	1	0	1	0	0	9	-2
0	1	0	1	0	1	10	-3
1	0	0	0	0	0	11	1
1	0	0	0	1	0	12	2
1	0	1	0	0	0	13	2
1	0	1	0	1	0	14	3

Este método sistemático explicado acima é capaz de reduzir enormemente o custo computacional do algoritmo FCS-MPC. A equação 5.11 apresenta o número de estados restantes quando o método proposto é usado. M representa o número de Pontes-H.

$$N^{\circ}Estados = 2 \times \left(\sum_{m=1}^M \frac{M!}{m!(M-m)!} \right) + 1 \quad (5.11)$$

No conversor utilizado para validar esta técnica de controle, o número original de estados vai de 64 para 15, o que representa uma redução de 76%. No entanto, em conversores maiores, por exemplo, um inversor CHB de oito Pontes-H, a redução pode sair de 65536 para 511, ou seja, reduzindo o custo computacional em 99%.

Reduzir o número de estados apenas, não garante que o conversor funcionará corretamente. Na próxima seção outra importante parte do controle será explicada.

5.5 Balanceamento das tensões nos Barramentos CC

Balancear as tensões de todos nos barramentos CC é um grande desafio em conversores Ponte-H em cascata [5]. A forma como o MPC trabalha pode facilmente levar a um desbalanceamento de tensão, gerando conseqüentemente um aumento no erro do sistema e instabilidades no controle do processo. O método abordado aqui apresenta uma nova forma de alcançar o balanceamento das tensões dos capacitores onde, um argumento não-linear é introduzido na função custo de forma a privilegiar o barramento CC com o maior erro em relação à referência de tensão V_{CC}^* . Dessa forma, o capacitor com o maior erro em relação a referência pode carregar, ou descarregar, através do controle de corrente.

Basicamente, a referência de corrente I_d controla a tensão no barramento CC enquanto o controlador proporcional integral minimiza o erro entre V_{CC} , medido, e a referência V_{CC}^* [26].

Na técnica proposta, o controlador PI (*Proporcional Integral*) está sempre controlando a tensão do capacitor com o maior erro, e a função de custo irá garantir que a Ponte-H relacionada ao maior erro no barramento CC será selecionada.

A equação 5.12 mostra a função de custo proposta:

$$G = erro^2 - \alpha(\beta_1[N].V_1 + \beta_2[N].V_2 + \beta_3[N].V_3) \quad (5.12)$$

Para uma dada situação no sistema, o valor de α deverá ser escolhido para não interferir na função de custo de maneira a mudar o número de Pontes-H que deverão estar em condução, ou seja, α não deve interferir no nível de tensão de saída a ser gerado. Por exemplo, se o FCS-MPC escolhe $2x V_{CC}$ como saída, o coeficiente α deverá interferir apenas em qual das Pontes-H estarão em condução. Por fim, $\beta_x[N]$ são vetores de booleanos que contêm a informação se a Ponte-H estará em condução, ou não, para um dado estado N escolhido.

V_x com $x = 1,2,3$, calculado em 5.13, é o erro quadrático entre a tensão do barramento CC e V_{CC}^* , no qual x representa a Ponte-H no conversor, é este fator, contido na função de custo, que permite ao algoritmo identificar o barramento CC com o maior erro.

$$V_x = (V_{CC}^* - V_{CCx})^2 \quad (5.13)$$

5.6 Algoritmo FCS-MPC Proposto

Nesta seção será detalhado o funcionamento do algoritmo de controle do FCS-MPC proposto através de um pseudocódigo.

O Algoritmo 1 inicializa a variável de custo G com o maior valor possível e a variável de estado, $Estado$, recebe o último estado ótimo, F_{opt} . Em sequência, a referência de corrente é calculada, $I_C(k)^*$, e estima-se o valor da corrente de referência para o instante $k+1$. A variável de predição, $I_C(k+2)$, é calculada utilizando o valor de corrente estimado para $k+1$, conforme 3.2.2, e iterado sobre os 15 possíveis estados remanescentes. Finalmente, o erro quadrático é calculado possibilitando ao algoritmo encontrar o estado ótimo para a dada referência de corrente. A seção 3.2.2 descreve as razões para se usar as variáveis, estimada e predita.

Algoritmo 1: Algoritmo FCS-MPC Proposto

```

1. //Inicializa Variáveis
2.   $G_{opt} = \infty$    $Estado = F_{opt}$ 

3. //Referência de Corrente  $I_S$ 
4.   $I_C(k)^* = I_d \cdot \sin(\omega \cdot t) + I_q \cdot \cos(\omega \cdot t)$ 

5. //Estimação por Foward Euler  $I_S(k+1)$ 
6.   $I_C(k+1) = (1 - (R \cdot T_s) / L) \cdot I_C(k) - (T_s / L) \cdot (V_S(k) - F_s[F_{opt}] \cdot V_{CC})$ 

7. //Erro quadratico da referência Vcc
8.   $V_1 = (V_{CC}^* - V_{CC1})^2$ 
9.   $V_2 = (V_{CC}^* - V_{CC2})^2$ 
10.  $V_3 = (V_{CC}^* - V_{CC3})^2$ 

11. //Iteração sobre os 15 estados possíveis
12. for(N = 0; N < 15; N++){
13.    $I_C(k+2) = (1 - (R \cdot T_s) / L) \cdot I_C(k+1) - (T_s / L) \cdot (V_S(k) - F_s[N] \cdot V_{CC})$ 

14.   //Função Custo
15.    $custo = (I_C(k)^* - I_C(k+2))^2 - \alpha(\beta_1[N] \cdot V_1 + \beta_2[N] \cdot V_2 + \beta_3[N] \cdot V_3)$ 
16.   if(custo <  $G_{opt}$ ){
17.      $G_{opt} = custo$ 
18.      $F_{opt} = N$ 
19.   }
20. }

```

6 Simulações e Resultados Experimentais

6.1 Diagrama do Circuito

Fig.19 mostra o circuito construído com três Pontes-H, cada uma contendo quatro IGBTs e um capacitor para manter a tensão no barramento CC, um filtro L e uma carga L_L , conectados à rede elétrica. A carga foi escolhida de modo a enfatizar a compensação de potência reativa. Este circuito foi utilizado tanto nas simulações quanto nos resultados experimentais.

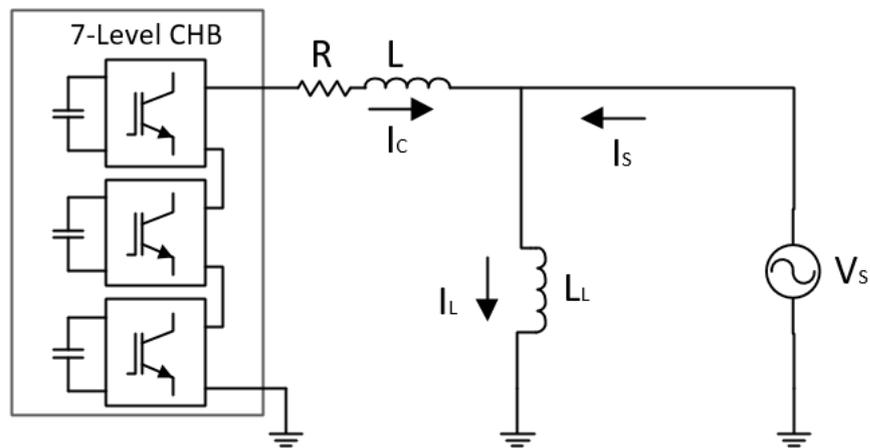


Figura 19 – Diagrama do experimento

6.2 Simulações

Para simular a técnica MPC descrita neste trabalho, um inversor Ponte-H em cascata de sete níveis é proposto para compensar a potência reativa em uma rede de baixa tensão. Fig.20 mostra o diagrama de simulação no MatLab/Simulink.

6.2.1 Parâmetros da Simulação

As simulações foram feitas utilizando o ambiente MatLab/Simulink e os parâmetros do sistema estão apresentados na Tabela 5.

Para realizar as simulações uma referência reativa de corrente de $-10[A]$ (indutiva) e $20[A]$ (capacitiva) são controladas pelo bloco de controle, este ainda controla a potência

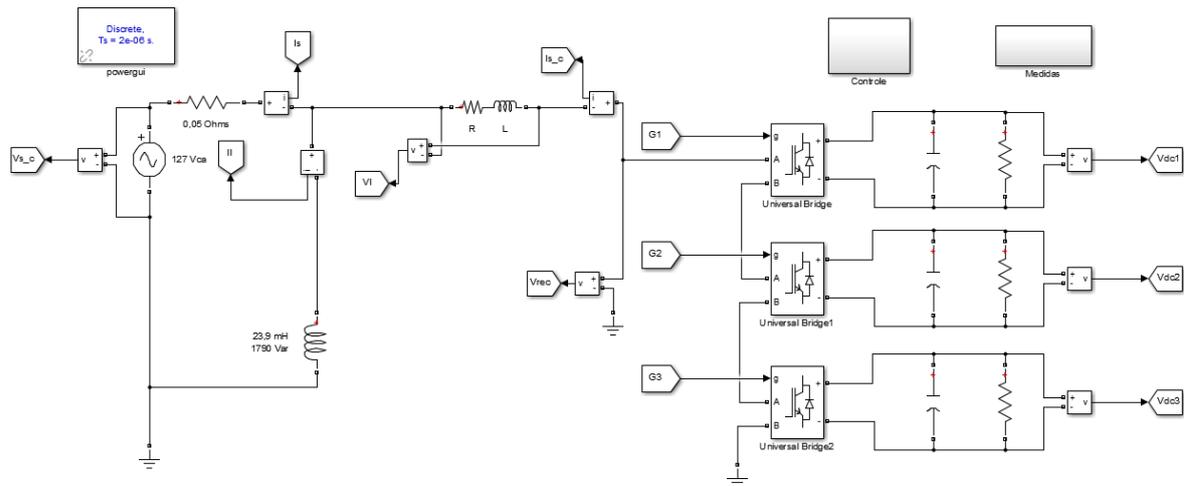


Figura 20 – Circuito da Simulação

Tabela 5 – Parâmetros da Simulação

PARÂMETRO	SÍMBOLO	VALOR	UNIDADE
Resistência do Filtro	R	0.5	Ω
Indutância do Filtro	L	7.54	mH
Frequência da Rede	f	60	Hz
Tensão da Rede	V_S	127	V
Tensão do Barramento CC	V_{CC}	80	V
Período de Amostragem	T_S	20	μS
Coefficiente do termo não linear	α	0,001	-
Coefficiente Proporcional do PI	P	0,1	-
Coefficiente Integrativo do PI	I	0.0000136	-
Passo da Simulação		2	μS

ativa com o intuito de carregar os capacitores dos barramentos CC, nos primeiros testes não existia ainda a compensação de reativo, a referência de I_q foi gerada arbitrariamente. A frequência de amostragem utilizada foi 50kHz.

6.2.2 Resultados da Simulação para Regime Permanente

Resultados obtidos das simulações mostram que o método proposto foi capaz de controlar a corrente I_C pelo modelo do Simulink. Como pode ser visto na Fig.21(a), o conversor CHB aplica sete níveis de tensão em sua saída, V_{CHB} , fazendo com que a corrente flua através do filtro L. Fig.21(b) mostra em azul a corrente I_S , -10[A], controlada pelo MPC.

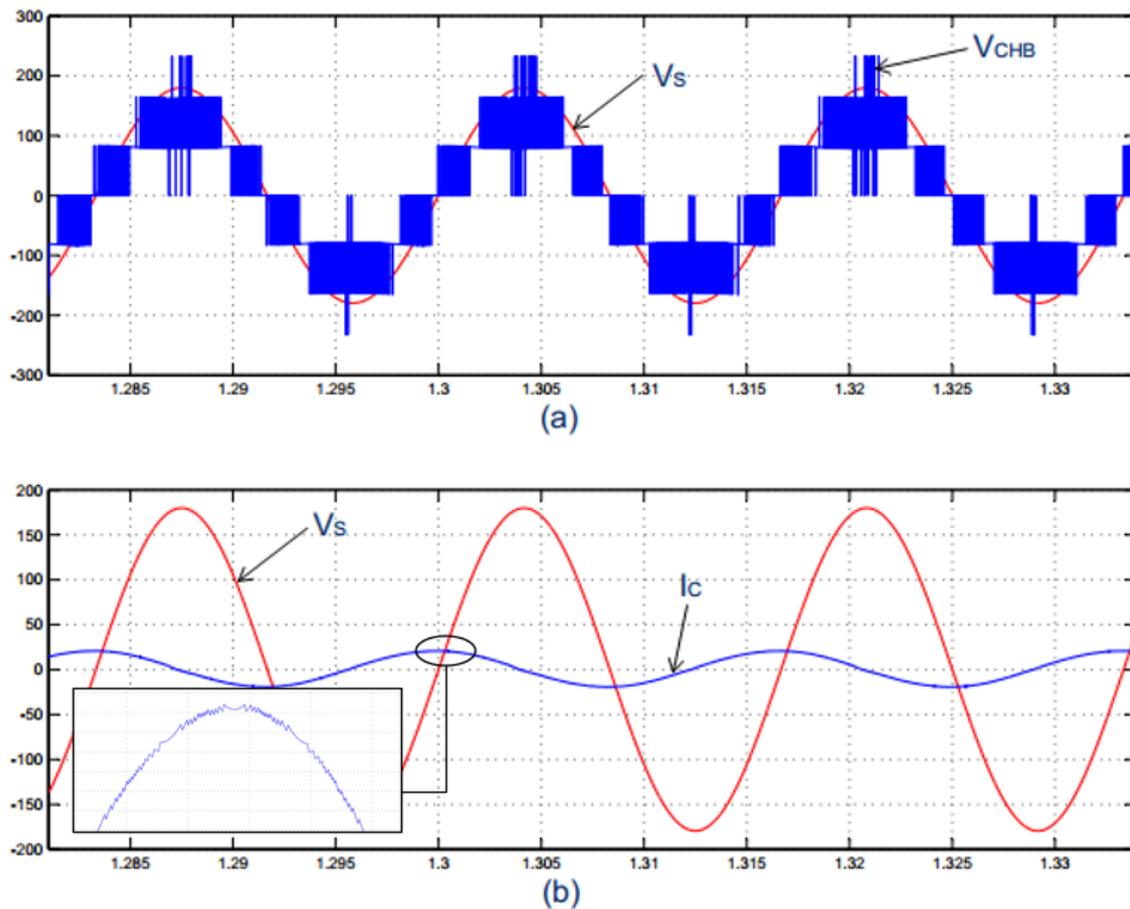


Figura 21 – Saída de tensão e corrente do CHB: (a) Tensão V_{CHB} (b) Corrente I_C

6.2.3 Resultados da Simulação para Resposta Transitória

A princípio o objetivo das simulações foi realizar o controle de corrente usando uma técnica MPC básica, no caso foi utilizado o controle FCS-MPC.

Na Fig.22(a) é demonstrado como o sistema responde a um degrau na referência de corrente reativa de -10 [A] (indutiva) para 20 [A] (capacitiva). Veja que, para o tempo menor que 1 [s] a corrente está atrasada em relação a tensão da fonte, V_S , depois disso, a referência de corrente é modificada no controlador e a corrente se torna capacitiva, em outras palavras, ela passa a estar adiantada em relação a tensão. Fig.22(b) mostra o comportamento transiente da corrente no momento da mudança de referência.

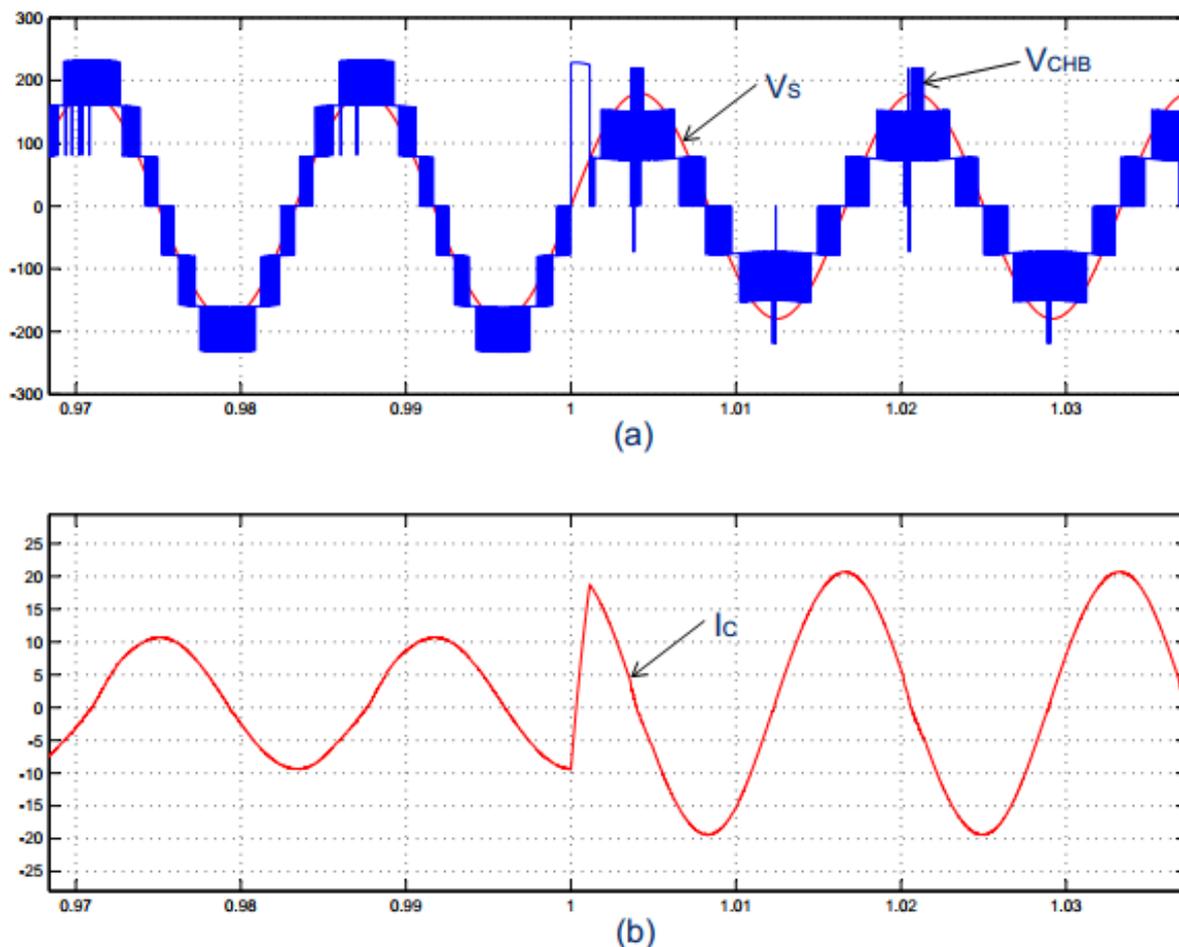


Figura 22 – Degrau na referência de corrente: (a) Tensão V_{CHB} (b) Corrente I_C

6.2.4 Tensões nos Barramentos CC

Cada nível CC do inversor multinível Ponte-H em cascata é mantido pela potência ativa consumida pelo conversor de modo a manter as tensões nos barramentos CC iguais a 80 Volts.

A Fig.23 mostra o desbalanceamento obtido nas simulações antes da técnica de controle proposta neste trabalho ser aplicada. Tal desbalanceamento causa instabilidade no controle, pois o algoritmo FCS-MPC é incapaz de entender este desbalanceamento, e aumenta a distorção harmônica da saída do conversor. Por uma questão de demonstração, nesta imagem apenas a tensão CC em um nível está sendo controlada. Fig.23 mostra o barramento CC sendo controlado, V_{CC1} , em vermelho, V_{CC2} em azul e V_{CC3} em verde.

O controle FCS-MPC proposto solucionou o desbalanceamento das tensões nos barramentos CC, como pode ser visto na Fig.24. Conforme é observado na nesta figura, um *ripple* de aproximadamente 5 Volts e frequência de 120 [Hz] são intrínsecos do sistema. Para mitigar este *ripple* seria necessário aumentar os valores de capacitância dos barramentos CC.

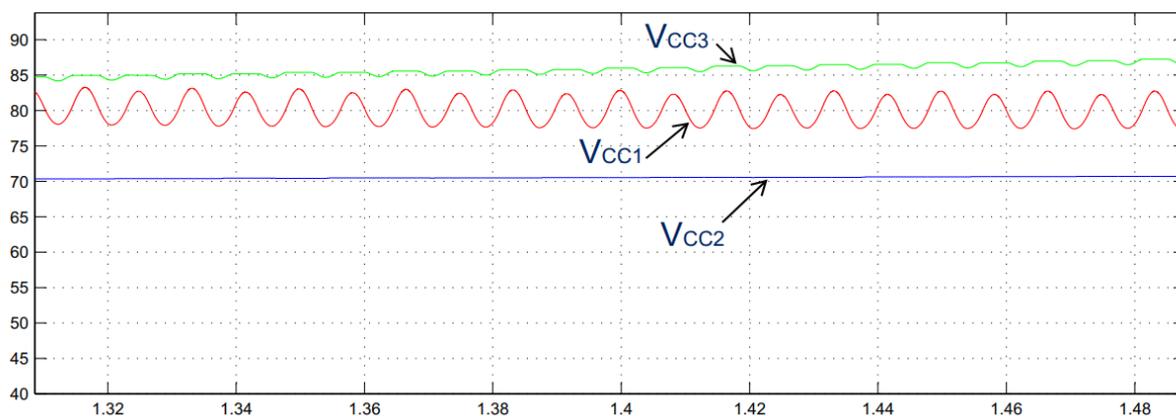


Figura 23 – Tensões nos barramentos CC desbalanceadas

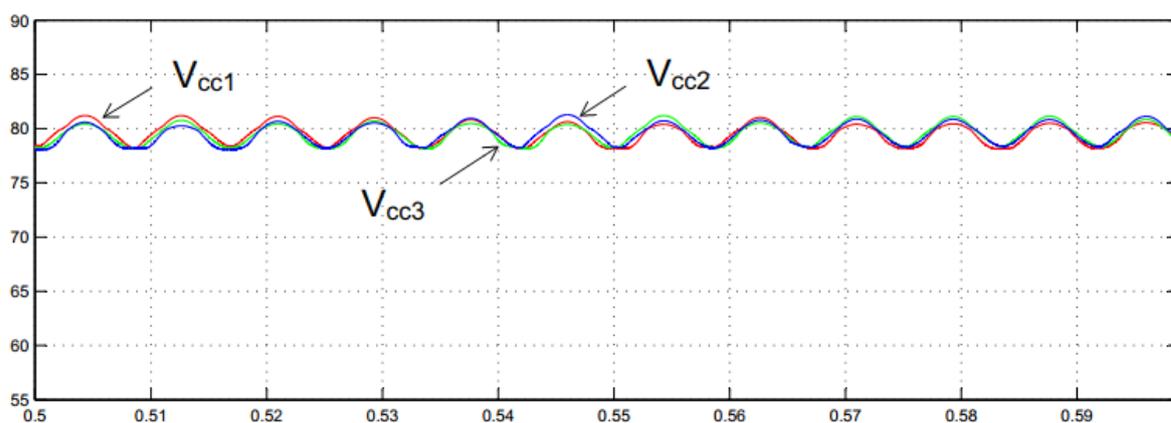


Figura 24 – Balanceamento dos barramentos CC

6.2.5 Simulação da Compensação de Reativo

Neste ponto foi simulada a compensação de potência reativa, carga indutiva de 23,9[mH] (1790 Var), utilizando a malha de controle proposta no trabalho. Fig.25 (a) mostra em azul a corrente da carga I_L e a tensão da fonte V_S , a corrente da carga foi amplificada em cinco vezes para facilitar a visualização. Fig.25 (b) mostra em azul a corrente de saída do conversor I_C , em vermelho a corrente da fonte I_S . Veja que até o instante 0,3[s], a fonte esta fornecendo a energia reativa para alimentar a carga indutiva pois a compensação de reativo está desabilitada. Quando a compensação é ativada, a corrente da carga passa ser fornecida pelo conversor multinível e a fonte fornece apenas a corrente necessária para manter a tensão dos barramentos CC.

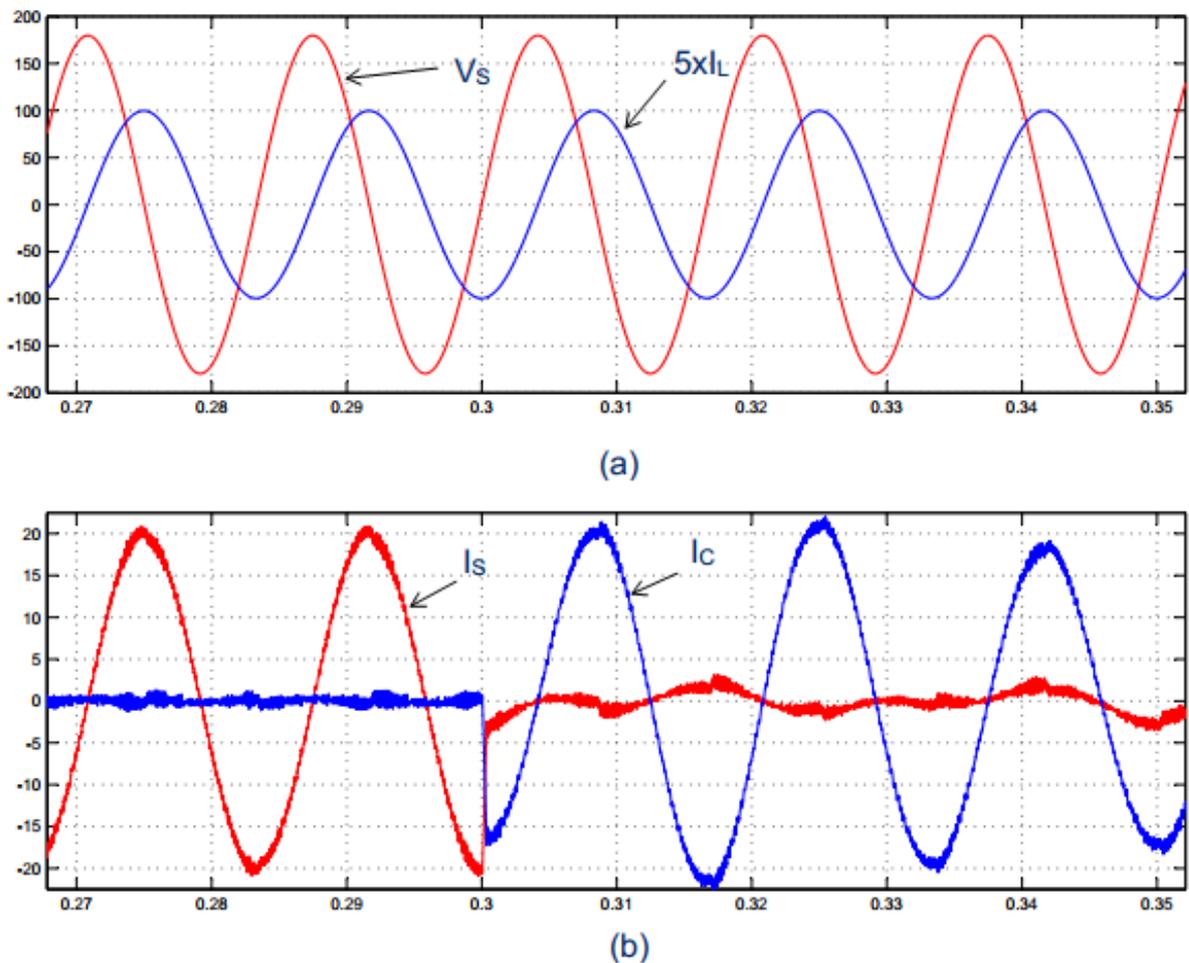


Figura 25 – Simulação da compensação de reativo: (a) Tensão da rede V_S e Corrente da carga I_L (b) Corrente da fonte I_S e Corrente do conversor I_C

6.3 Resultados Experimentais

Para validar a técnica FCS-MPC proposta, um inversor de sete níveis Ponte-H em cascata foi conectado para compensar a potência reativa em uma linha de baixa tensão, tal como pode ser visto na Fig.19. A Fig.26 mostra o STATCOM construído no laboratório.

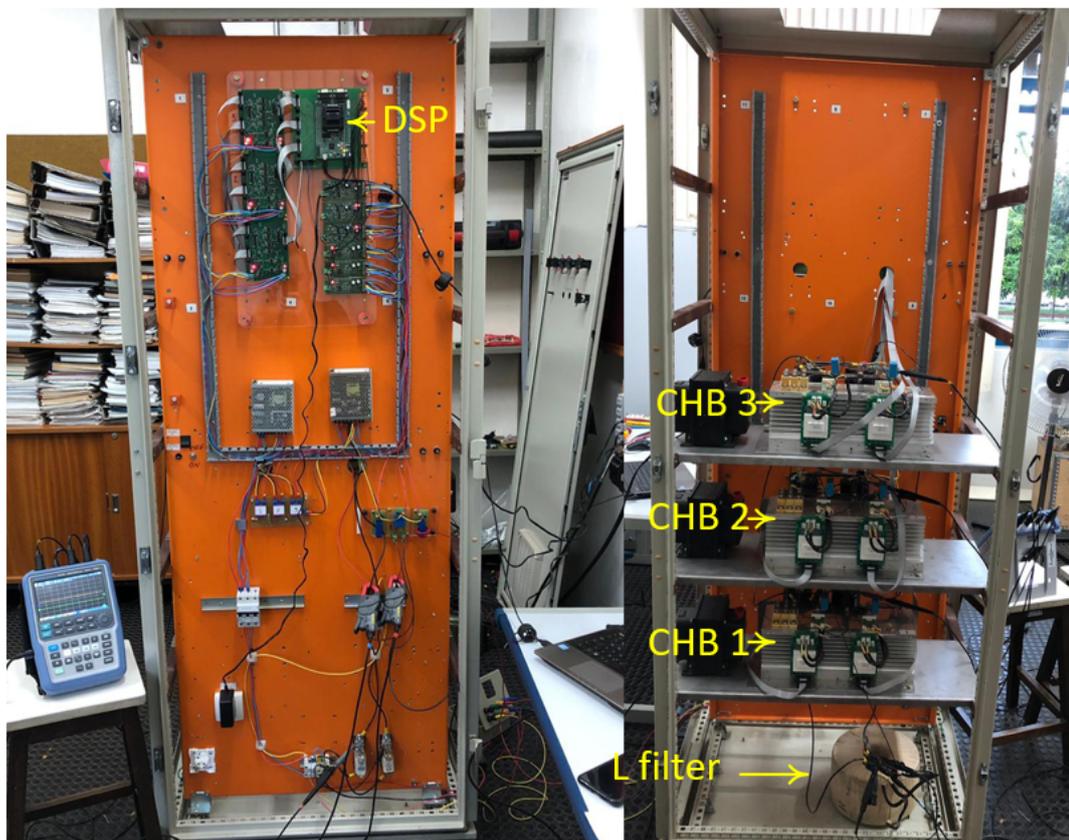


Figura 26 – Imagens frontal e traseira do protótipo do STATCOM

6.3.1 Parâmetros Elétricos do Protótipo e Velocidade de Processamento

O experimento foi feito usando o DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F28335 da TI (*Texas Instruments*), processando a 150 [MHz]. O objetivo é compensar toda a potência reativa do circuito, mantendo o FP (*Fator de Potência*) unitário. Os parâmetros elétricos dos componentes usados assim como os parâmetros da rede elétrica estão apresentados na Tabela 6. A frequência de amostragem usada foi 40 [kHz].

Utilizando a ferramenta *Clock Tool* contida no CCS (*Code Composer Studio*), software fornecido pela TI usado para codificar e debugar o DSP, é possível medir quantos ciclos de *clock* o DSP gasta para realizar a iteração nos 15 estados propostos. O tempo gasto para tal foi de 9,7 [μ s] ou 39% do período de amostragem T_s .

Dividindo o tempo medido pelo número de estados, é possível garantir que o controle não seria capaz de trabalhar com 64 iterações para a mesma frequência de amostra-

Tabela 6 – Parâmetros do Sistema

PARÂMETRO	SÍMBOLO	VALOR	UNIDADE
Resistência do Filtro	R	0.6	Ω
Indutância do Filtro	L	4.77	mH
Carga Indutiva	L_L	60	mH
Frequência da Rede	f	60	Hz
Tensão da Rede	V_S	127	V
Tensão do Barramento CC	V_{DC}	80	V
Capacitância do Barramento CC	C_x	9.4	mF
Período de Amostragem	T_S	25	μS
Filtro Passa-Baixa		Butterworth 2 ^o ordem	
Frequência de Corte	f_C	30	Hz
Coefficiente do termo não linear	α	0,001	-
Coefficiente Proporcional do PI	P	0,1	-
Coefficiente Integrativo do PI	I	0.0000136	-

gem, uma vez que isso requereria 41 $[\mu s]$ para computar todos os 64 estados.

6.3.2 Resultado da Técnica de Balanceamentos das Tensões

Todas as medições apresentadas de agora em diante foram realizadas utilizando o osciloscópio digital RTH1004 da Rohde & Schwarz.

Fig.27 mostra o balanceamento das tensões nos barramentos CC. Como pode ser visto, o controle proposto escolhe qual dos capacitores CC deverá ser carregado ou descarregado, enquanto a função de custo determina qual das Pontes-H deverá entrar em condução. Note na Fig.27 (a) que, V_{DC2} foi usada apenas algumas vezes no momento da captura da imagem, uma vez que sua tensão permanece praticamente constante. Diferentemente, V_{DC1} está sendo usado quase o tempo todo. É possível realizar esta análise pois o *ripple* de tensão indica se o capacitor está, ou não, conectado à rede no instante analisado.

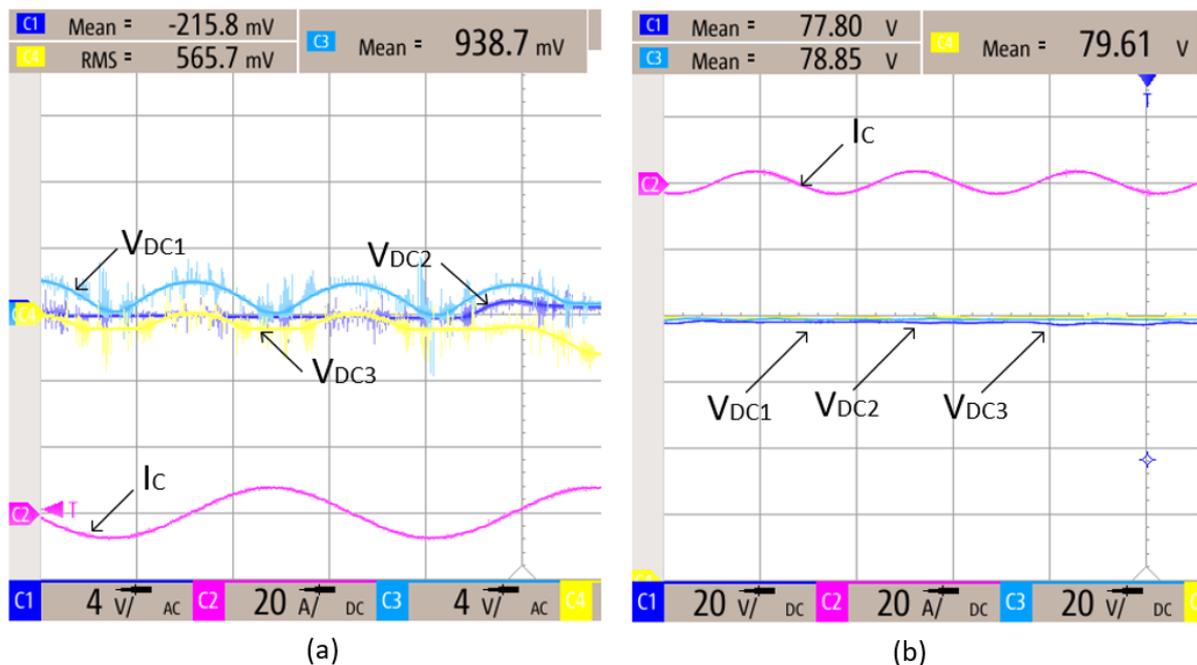


Figura 27 – Balanceamento das tensões nos capacitores: (a) Ripple de tensão nos barramentos CC com escala de 4V/div (b) Tensões nos barramentos CC com escala de 20V/div

O *ripple* de tensão medido nos capacitores ficou ao redor de $2 V_{pp}$ com uma frequência de 120 [Hz], ou duas vezes a frequência da rede. O *ripple* de tensão indica ainda qual dos barramentos CC está, ou estão no caso de mais de um, sendo usados para gerar a tensão de saída do conversor.

6.3.3 Compensação de Potência Reativa

Como explicado anteriormente, uma aplicação de um STATCOM foi implementada com o intuito de obter os resultados experimentais. É visto na Fig.28 que, o equipamento compensa toda a potência reativa. A corrente da fonte I_S , em amarelo, é reduzida dramaticamente quando o conversor começa a operar. Basicamente, a corrente I_S remanescente está sendo usada para carregar os capacitores do barramentos CC e suprir as perdas do conversor.

A defasagem entre a corrente I_C e I_L é explicada pela parte resistiva da carga.

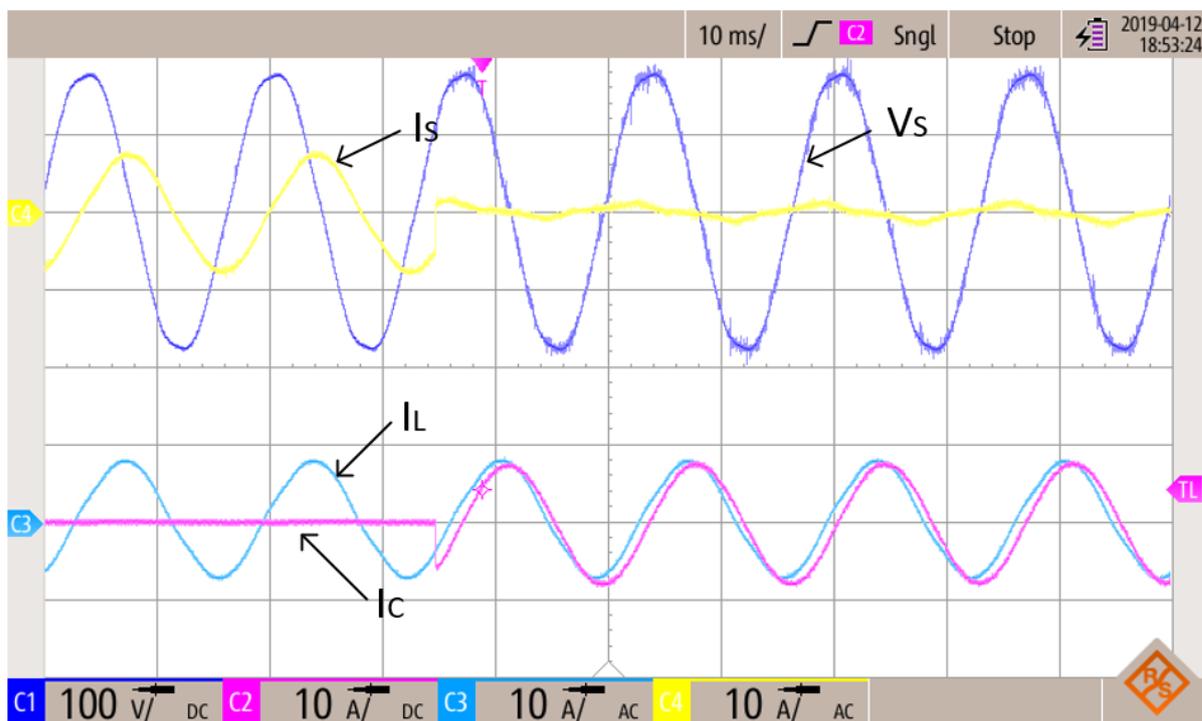


Figura 28 – Compensação de potência reativa

6.3.4 Resposta Transitória da Compensação

O algoritmo FCS-MPC leva menos que 200 [μ s] para impor a compensação de corrente. A Fig.29 mostra em detalhes o que acontece no controle quando a compensação de reativo é acionada na Fig.28. Para colocar rapidamente a corrente desejada no sistema, o conversor liga todas as Pontes-H (saída de tensão igual a $3 \times V_{DC}$) durante o período transitório, fazendo a corrente do conversor I_C subir rapidamente. Uma vez que I_C atinge o valor de referência, esta entra em regime permanente, como mostrado na Fig.28.

O tempo de transitório demonstrado na Fig.29, reflete apenas o tempo necessário para o conversor alcançar a referência de corrente. No entanto, um tempo maior é necessário para calcular o sinal de referência. Basicamente, o filtro passa-baixa na MSRF irá

limitar o tempo de resposta do controle do conversor para uma dada mudança na potência reativa do circuito.

Fig.30 mostra a resposta do conversor para um degrau na carga quando uma carga indutiva é ligada repentinamente. Pode ser visto que o controle leva aproximadamente quatro ciclos da frequência fundamental ($\sim 67[\text{ms}]$) para alcançar completamente o regime permanente.

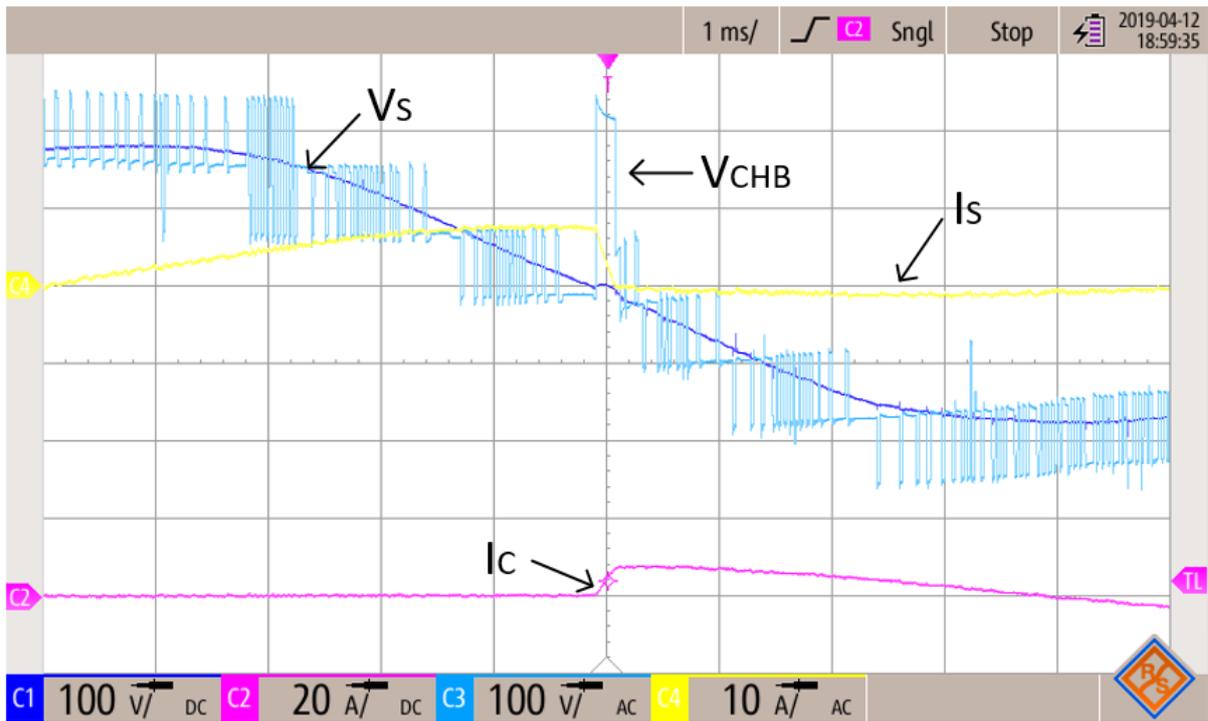


Figura 29 – Resposta transitória

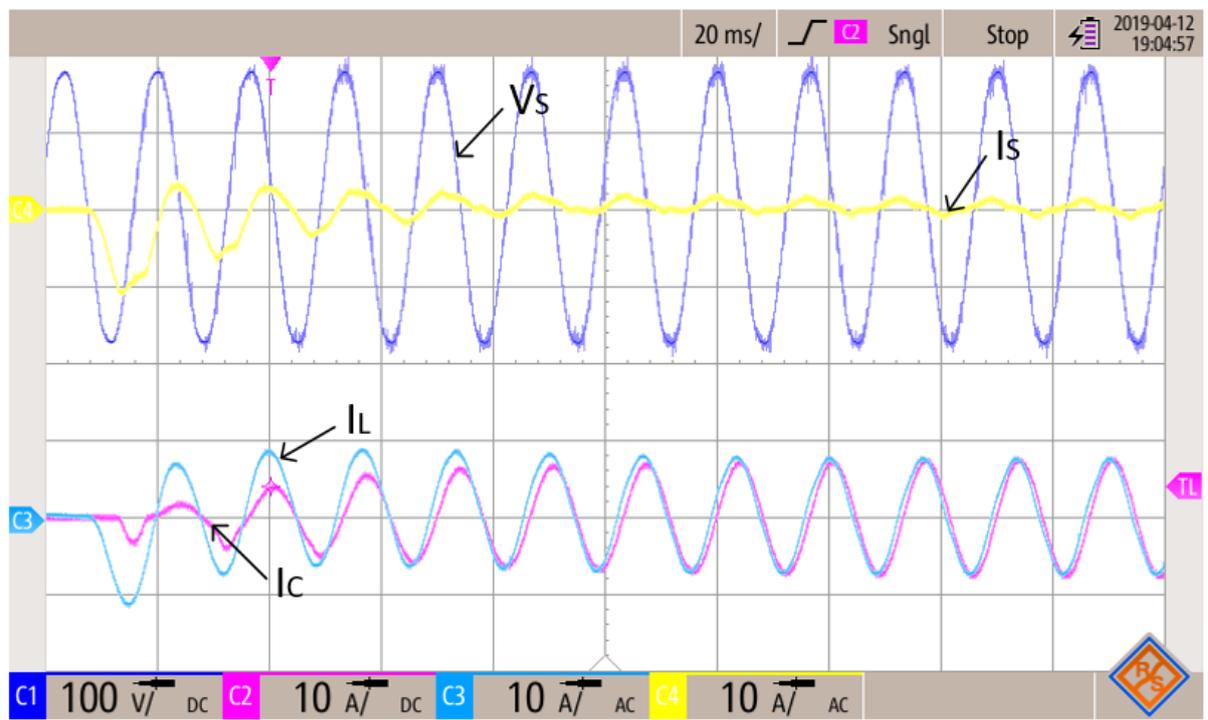


Figura 30 – Resposta ao degrau na carga

6.3.5 Forma de Onda do Conversor e Conteúdo Harmônico

Na Fig.31 é possível ver o padrão de chaveamento da saída do CHB. Enquanto o PLL mantém o controle do sistema sincronizado com a frequência da rede, é notório que, para injetar potência reativa (+Var) o conversor apenas muda a amplitude de V_{CHB} . É possível ver ainda na Fig.31 uma ampliação da corrente I_C mostrando seu *ripple*.

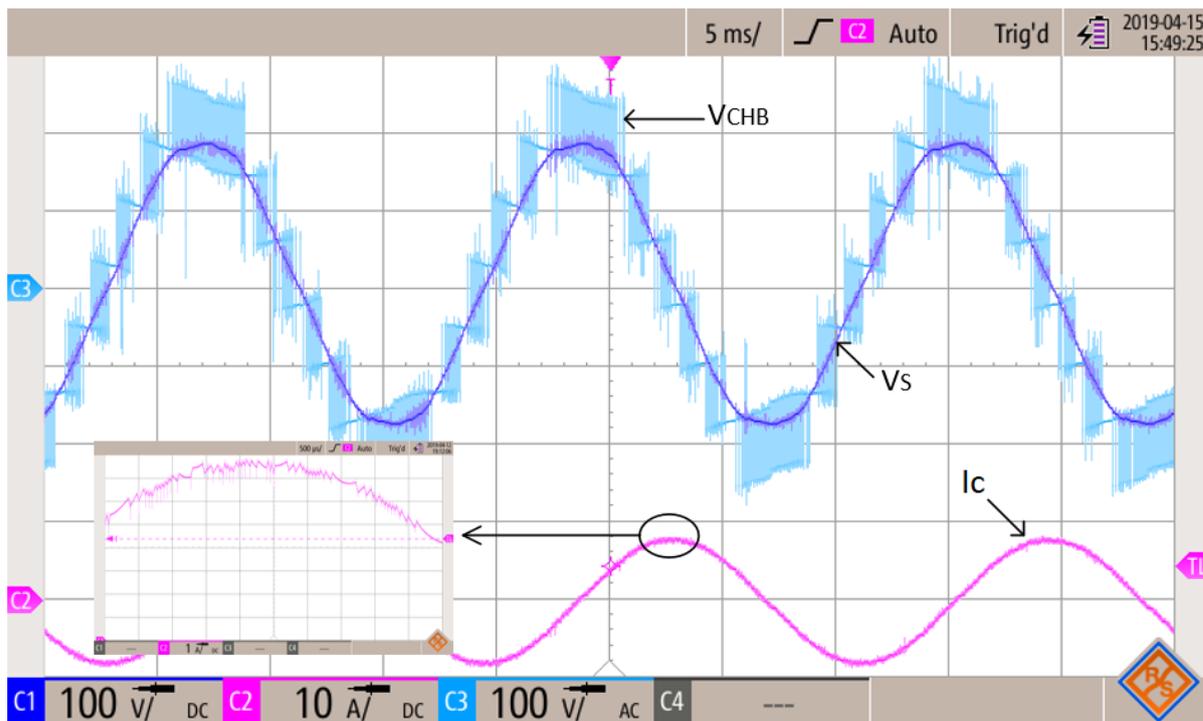


Figura 31 – Saída de tensão do conversor e ripple de corrente

Os sete níveis de tensão gerados pelo conversor impõem um baixo DHT (*Distorção Harmônica Total*) na corrente I_C , assim como melhora o DHT em V_{CHB} . Fig.32 mostra o DHTi (*Distorção Harmônica Total de Corrente*) em rosa (1,3%) e o DHTv (*Distorção Harmônica Total de Tensão*) em azul ciano (3,0%).

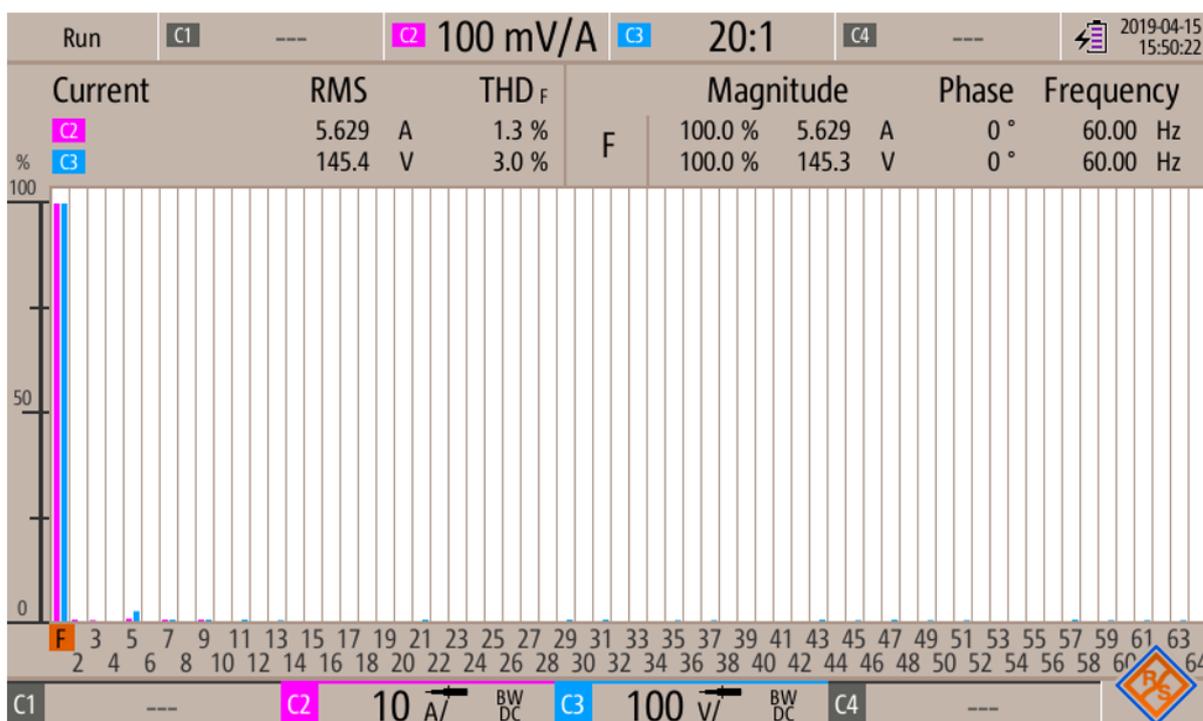


Figura 32 – Distorção harmônica total

7 Conclusões

Este trabalho apresentou melhoramentos no controle preditivo baseado em modelo para aplicação em conversores multiníveis. Inicialmente foi apresentada toda a fundamentação teórica necessária para ser trabalhar com a técnica de controle, objeto deste texto, fornecendo assim as ferramentas posteriormente utilizadas nas simulações e no protótipo proposto.

Inicialmente, um algoritmo FCS-MPC foi simulado utilizando o ambiente Matlab/Simulink, provando que a técnica de controle era capaz de controlar a saída de corrente em um conversor multinível com três Pontes-H. Foi apresentado então todos os passos para a criação do deste algoritmo.

O objetivo de apresentar uma aplicação utilizando FCS-MPC para compensação de reativo através de um STATCOM foi introduzir os conceitos e técnicas de controle preditivo em uma aplicação amplamente difundida provando que o controle proposto é perfeitamente capaz de lidar com equipamentos reais. No entanto, as verdadeiras contribuições do trabalho não estão no equipamento, mas sim, nas inovações no algoritmo que foram propostas.

A técnica de controle FCS-MPC proposta reduz o número de estados, o que acarreta em redução no tempo de processamento do algoritmo. Além disso, introduz melhorias no balanceamento das tensões nos barramentos CC.

Os resultados experimentais estão apresentados validando o método de controle proposto. Os resultados mostram ainda que o conversor foi capaz de compensar a potência reativa, em regime transitório e regime permanente, com o tempo para atingir o regime permanente da compensação sendo limitado apenas pelo filtro passa baixa do MSRF.

A técnica de controle proposta foi comprovada e a redução nos estados de chaveamento representam um ganho significativo em termos de custo computacional. No entanto, algumas melhorias podem ser identificadas no equipamento. Modificações no algoritmo poderiam introduzir uma saída de frequência fixa, o que facilita o projeto de filtros para conversor. Além disso, um filtro LCL poderia ser usado para melhorar a qualidade das saídas do conversor. Por fim, o uso de um FPB mais rápido no algoritmo do MSRF poderia aumentar a velocidade de resposta a transitórios na compensação de potência reativa.

Referências

- [1] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, S. Bifaretti and J. C. Clare, "Modulated Model Predictive Control for a Seven-Level Cascaded HBridge Back-to-Back Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5375-5383, Oct. 2014.
- [2] P. R. Khatri, V. S. Jape, N. M. Lokhande, and B. S. Motling, Improving power quality by distributed generation, in *Proc. 7th IPEC*, 2005, vol. 2, pp. 675678.
- [3] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez and M. A. Perez, "A Survey on Cascaded Multilevel Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2197-2206, July 2010.
- [4] F. Z. Peng, "Flexible AC Transmission Systems (FACTS) and Resilient AC Distribution Systems (RACDS) in Smart Grid," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2099-2115, Nov. 2017.
- [5] C. D. Townsend, T. J. Summers, J. Vodden, A. J. Watson, R. E. Betz and J. C. Clare, "Optimization of Switching Losses and Capacitor Voltage Ripple Using Model Predictive Control of a Cascaded H-Bridge Multilevel StatCom," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3077-3087, July 2013.
- [6] J. Rodas, F. Barrero, M. R. Arahal, C. Martn and R. Gregor, "Online Estimation of Rotor Variables in Predictive Current Controllers: A Case Study Using Five-Phase Induction Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 9, pp. 5348-5356, Sept. 2016.
- [7] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, West Sussex: John Wiley Sons, 2012.
- [8] S. C. Ferreira, *Controle Preditivo Baseado em Modelo na Compensação Dinâmica do Reativo com Filtro Híbrido*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2016.
- [9] J. Dixon, L. Moran, J. Rodriguez, and R. Domke, "Reactive power compensation technologies: State-of-the-art review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2144-2164, Dec 2005.
- [10] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 22-33, July 2007.

-
- [11] A. Bhattacharya, C. Chakraborty, and S. Bhattacharya, "Shunt compensation," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 3, no. 3, pp. 38–49, Sept 2009.
- [12] C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, B. K. Bose, S. U. Ahn. "A Digital PLL Scheme for Three-Phase System Using Modified Synchronous Reference Frame". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.57, no.11, pp.3814-3821, Nov. 2010.
- [13] C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres; J. Pinto, E. H. Takauti, "Modified Synchronous Reference Frame strategy for single phase hybrid active power filter," *Proceedings of ICHQP 2008*, pp.1-4, Sept. 28 2008-Oct. 1 2008.
- [14] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, Dec 2008.
- [15] S. Vazquez, J. Leon, L. Franquelo, J. Rodriguez, H. Young, A. Marquez, and P. Zanchetta, "Model predictive control: A review of its applications in power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 16–31, March 2014.
- [16] R. N. Fard, "Finite control set model predictive control in power converters," PhD Thesis of Norwegian University of Science and Technology, Norway, July, 2013.
- [17] J. . H. Lee, "Model predictive control: Review of the three decades of development," *International Journal of Control of Automated Systems*, vol. 9, no. 3, pp. 415–429, 2011.
- [18] J.A. Rossiter, *Model Based predictive control A practical approach*, CRC Press, 2017.
- [19] A. M. Almaktoof, A. K. Raji and M. T. E. Kahn, "Modeling and simulation of three-phase voltage source inverter using a model predictive current control", *Int. Jour. of Innov., Manag. and Techno.*, vol. 5, no. 1, pp. 9-13, Feb.2014.
- [20] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: Mpcs role in the evolution of power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 821, Dec 2015.
- [21] J. Rodriguez, M. Kazmierkowski, J. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. Young, and C. Rojas, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May 2013.
- [22] J. Rodriguez, P. Cortes, R. Kennel, and M. Kazrniekowsk, "Model predictive control - a simple and dpwerful method to control power converters," in *IEEE 6th Interna-*

- tional Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09., May 2009, pp. 41–49.
- [23] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel converters—a new breed of power converters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, pp. 509–517, May–June 1996.
- [24] L. Comparatore, R. Gregor, J. Rodas, J. Pacher, A. Renault and M. Rivera, "Model based predictive current control for a three-phase cascade H-bridge multilevel STATCOM operating at fixed switching frequency," 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, Florianopolis, 2017, pp. 1-6.
- [25] ABU-RUB, H. et al. Medium-Voltage Multilevel Converters; State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2581–2596, ago. 2010.
- [26] P. A. de Oliveira, L. Eduardo Borges da Silva, R. B. Gonzatti, R. Rodrigues Pereira, W. C. Santana and D. Mollica, "A Practical Guide to Implement Model Based Predictive Control Applied on Cascaded H-Bridge Converters," 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Vancouver, BC, Canada, 2019, pp. 2027- 2032.
- [27] J. Benzaquen, M. B. Shadmand, A. Stonestreet and B. Mirafzal, "A unity power factor active rectifier with optimum space-vector predictive DC voltage control for variable frequency supply suitable for more electric aircraft applications," 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, 2018, pp. 1455-1460.
- [28] J. Falck, M. Andresen and M. Liserre, "Thermal-based finite control set model predictive control for IGBT power electronic converters," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, 2016, pp. 1-7
- [29] P. A. de Oliveira, L. E. B. da Silva, R. B. Gonzatti, R. R. Pereira, W. C. Santana, "A Novel Technique for Switching States Reduction with Capacitor Voltage Balancing for CHB Converter Based on Model Predictive Control," to be presented at IEEE 45th Annual Conference of the Industrial Electronics Society , Lisbon, Portugal, 2019.
- [30] R. B. Gonzatti, C. H. da Silva, E. M. Vaciloto, S. C. Ferreira, L. E. Borges da Silva and G. Lambert-Torres, "STATCOM based on Modified Synchronous Reference Frame," 2013 Brazilian Power Electronics Conference, Gramado, 2013, pp. 1207-1211.

-
- [31] S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, R. R. Pereira, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva and G. Lambert-Torres, "Finite Control Set Model Predictive Control for Dynamic Reactive Power Compensation With Hybrid Active Power Filters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2608-2617, March 2018.
- [32] Y. Zhang, W. Xie, Z. Li and Y. Zhang, "Model Predictive Direct Power Control of a PWM Rectifier With Duty Cycle Optimization," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5343-5351, Nov.2013
- [33] Y. Zhang, Z. Li, Z. Piao, W. Xie, X. Wei, and W. Xu, A novel threevectors-based predictive direct power control of doubly fed induction generator for wind energy applications, in *Proc. IEEE ECCE Expo.*, Sep. 2012, pp. 793800.
- [34] Khaled F. Shehata, Karim H. Youssef, Ayman S. Abdel-Khalik, and Mohamed M. Ahmed, A Comparative Simulation Study between Predictive Torque and Speed Controllers for Five-phase Induction Motor 2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Menoufia University, Egypt, 19-21 December 2017.
- [35] Software Phase Locked Loop Design Using C2000™ Microcontrollers for Single Phase Grid Connected Inverter, Application Report, SPRABT3, Texas Instruments, Manish Bhardwaj, July 2013.
- [36] J. Dixon, L. Moran, J. Rodriguez, and R. Domke, "Reactive power compensation technologies: State-of-the-art review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2144–2164, Dec 2005.
- [37] I. Kim, R. Chan and S. Kwak, "Model predictive control method for CHB multi-level inverter with reduced calculation complexity and fast dynamics," in *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 5, pp. 784-792, 5 2017.
- [38] Chen Qi, Xiyou Chen, Pengfei Tu and Peng Wang, "Low-complexity two-voltage-based model predictive control for a single-phase cascaded H-bridge inverter," 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia), Kaohsiung, 2017, pp. 1440-1444.
- [39] P. Cortés, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez and H. Abu-Rub, "Model Predictive Control of Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2691-2699, Aug. 2010.

Apêndices

APÊNDICE A – Códigos

Os códigos apresentados neste apêndice foram escritos no compilador Code Composer Studio da Texas Instruments.

A.1 Vetores dos Estados de Chaveamento do FCS-MPC

```

30 //-----
31 // Vetores MPC
32 //-----
33 unsigned int F3[15]={0,1,1,0,1,0,1,0,1,
34                   0,1,0,1,0,1};
35
36 unsigned int F2[15]={0,0,0,1,1,1,1,0,0,
37                   1,1,0,0,1,1};
38
39 unsigned int F1[15]={0,0,0,0,0,0,0,1,1,
40                   1,1,1,1,1,1};
41
42 int Fs[15]={0,-1,1,-1,-2,1,2,-1,
43            -2,-2,-3,1,2,2,3};
44
45 int estado[15]={0b101010010101, 0b101010010110, 0b101001010101, 0b101010011001,
46               0b101010011010, 0b100110010101, 0b100101010101, 0b101010100101,
47               0b101010100110, 0b101010101001, 0b101010101010, 0b011010010101,
48               0b011001010101, 0b010110010101, 0b010101010101};
49

```

Figura 33 – Vetores dos Estados de Chaveamento

A.2 Leitura das Variáveis

```

133 //-----
134 // Leitura das Variáveis
135 //-----
136 sampleADC(&medidas);
137 //Ajuste para valores reais
138 real.Vac = ((medidas.Vac_dig - nivel_dc_vs) * Kad) * 246.5;
139 VS[k] = real.Vac;
140 real.Iac_carga = ((medidas.I_rede_dig - nivel_dc_is) * Kad) * 5.74;
141 IS[k]=real.Iac_carga;
142 real.Iac_conv = ((medidas.I_conv_dig - nivel_dc_ic) * Kad) * 26.2382;
143 IC[k]=real.Iac_conv;
144 real.Vdc_p1 = (medidas.Vdc_p1_dig * Kad) * 60.59;
145 real.Vdc_p2 = (medidas.Vdc_p2_dig * Kad) * 62.62;
146 real.Vdc_p3 = (medidas.Vdc_p3_dig * Kad) * 61.96;
147

```

Figura 34 – Leitura das Variáveis

A.3 Software Phase Locked Loop

```
148 //-----  
149 // Software PLL  
150 //-----  
151     spll_var.AC_input = medidas.Vac_dig;  
152     SPLL_1ph_run_FUNC(&spll_var);
```

Figura 35 – Chamada da Função SPLL

```

59 void SPLL_1ph_run_FUNC(SPLL_1ph *spll_obj){
60     //-----//
61     // Phase Detect //
62     //-----//
63     spll_obj->Upd[0]=(spll_obj->AC_input * spll_obj->cos[1]);
64     //-----//
65     //Notch filter structure//
66     //-----//
67     spll_obj->yntoch[0]= -(spll_obj->notch_coeff.A1_notch * spll_obj->yntoch[1]) -
68         (spll_obj->notch_coeff.A2_notch * spll_obj->yntoch[2]) +
69         (spll_obj->notch_coeff.B0_notch * spll_obj->Upd[0]) +
70         (spll_obj->notch_coeff.B1_notch * spll_obj->Upd[1]) +
71         (spll_obj->notch_coeff.B2_notch * spll_obj->Upd[2]);
72     // update the Upd array for future
73     spll_obj->Upd[2]=spll_obj->Upd[1];
74     spll_obj->Upd[1]=spll_obj->Upd[0];
75     //-----//
76     // PI loop filter //
77     //-----//
78     spll_obj->y1f[0]= -(spll_obj->lpf_coeff.A1_lf * spll_obj->y1f[1]) +
79         (spll_obj->lpf_coeff.B0_lf * spll_obj->yntoch[0]) +
80         (spll_obj->lpf_coeff.B1_lf * spll_obj->yntoch[1]);
81     //update array for future use
82     spll_obj->yntoch[2]=spll_obj->yntoch[1];
83     spll_obj->yntoch[1]=spll_obj->yntoch[0];
84     spll_obj->y1f[1]=spll_obj->y1f[0];
85     //-----//
86     // VCO //
87     //-----//
88     spll_obj->wo = spll_obj->wn + spll_obj->y1f[0];
89     //integration process to compute sine and cosine
90     spll_obj->sin[0] = spll_obj->sin[1] + (((spll_obj->delta_t * spll_obj->wo) * spll_obj->cos[1]);
91     spll_obj->cos[0] = spll_obj->cos[1] - (((spll_obj->delta_t * spll_obj->wo) * spll_obj->sin[1]);
92
93
94     if(spll_obj->sin[0] > (0.99))
95         spll_obj->sin[0] = (0.99);
96     else if(spll_obj->sin[0] < (-0.99))
97         spll_obj->sin[0] = (-0.99);
98     if(spll_obj->cos[0] > (0.99))
99         spll_obj->cos[0] = (0.99);
100    else if(spll_obj->cos[0] < (-0.99))
101        spll_obj->cos[0] = (-0.99);
102
103    //compute theta value
104    spll_obj->theta[0] = spll_obj->theta[1] + ((spll_obj->wo * (0.159154943)) * spll_obj->delta_t);
105
106    spll_obj->theta[1] = spll_obj->theta[0];
107    spll_obj->sin[1] = spll_obj->sin[0];
108    spll_obj->cos[1] = spll_obj->cos[0];
109
110    if(spll_obj->sin[0] > (0.0) && spll_obj->sin[1] <= (0.0)){
111        spll_obj->theta[0] = (0.0);
112        spll_obj->theta[1] = spll_obj->theta[0];
113        spll_obj->sin[1] = spll_obj->sin[0];
114        spll_obj->cos[1] = spll_obj->cos[0];
115    }

```

Figura 36 – Função do Software PLL

A.4 Referência de Corrente Id

```

155 // Controle Id
156 //-----
157 Vdc1 = runButterWorthLOW_VDC(real.Vdc_p1, &FPB_Vdc1);
158 Vdc2 = runButterWorthLOW_VDC(real.Vdc_p2, &FPB_Vdc2);
159 Vdc3 = runButterWorthLOW_VDC(real.Vdc_p3, &FPB_Vdc3);
160
161 v1 = ((Vdc_ref - Vdc1)*(Vdc_ref - Vdc1));
162 v2 = ((Vdc_ref - Vdc2)*(Vdc_ref - Vdc2));
163 v3 = ((Vdc_ref - Vdc3)*(Vdc_ref - Vdc3));
164
165 Vdc_maior = v1;
166 if(Vdc_maior >= v2){
167     Vdc = Vdc1 - Vdc_ref;
168 }else{
169     Vdc_maior = v2;
170     Vdc = Vdc2 - Vdc_ref;
171 }
172 if(Vdc_maior <= v3){
173     Vdc = Vdc3 - Vdc_ref;
174 }
175
176 if(start_Id == 1){
177     erro_Vdc = Vdc;
178     Id_ref = runPI(erro_Vdc, &PI_Vdc);
179 }else{
180     Id_ref = 0.0;
181 }
182 if(Id_ref > 7.0) Id_ref = 7.0;
183 if(Id_ref < -7.0) Id_ref = -7.0;
184

```

Figura 37 – Referência de corrente Id

A.5 Referência de Corrente Iq

```

186 //-----
187 // Controle Iq
188 //-----
189 Idq_carga = real.Iac_carga * spll_var.cos[0];
190 Iq_carga = 2 * runButterWorthLOW(Idq_carga, &FPB_Iq_carga);
191 Idq_conv = real.Iac_conv * spll_var.cos[0];
192 Iq_conv = 2 * runButterWorthLOW(Idq_conv, &FPB_Iq_conv);
193 //IREF[k] = Iq_carga;
194
195 if(start_Iq == 1){
196     Iq_ref = -Iq_carga;
197     if(Iq_ref > 15.0) Iq_ref = 15.0; //limites para injeção de Reativo
198     if(Iq_ref < -15.0) Iq_ref = -15.0;
199 }else{
200     Iq_ref = 0.0;
201 }
202 //

```

Figura 38 – Referência de corrente Iq

A.6 Algoritmo FCS-MPC

```

202 //-----
203 // Controle MPC
204 //-----
205 //Inicializa G_opt
206 G_opt = 99999999999;
207
208 //Obtenção da corrente de referência
209 ik_ref = Iq_ref*sp11_var.cos[0] + Id_ref*sp11_var.sin[0];
210 IREF[k]=ik_ref;
211
212 // Forward Euler Is(k+1)
213 Is_k1=(1-(Rf*Ts)*Lf)*real.Iac_conv - (Ts*Lf)*(real.Vac - Fs[F_opt]*Vdc_ref);
214
215 GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO29 = 1;
216 for(n=0;n<15;n++){
217 // Current prediction at instant k+1 ou Is(k+2)
218 Is_k2 = (1-(Rf*Ts)*Lf)*Is_k1 - (Ts*Lf)*(real.Vac - Fs[n]*Vdc_ref);
219
220 //erro de Is
221 erro = (ik_ref - Is_k2)*(ik_ref - Is_k2);
222
223 //Função de custo
224 custo = erro - kdc*(F1[n]*(v1) + F2[n]*(v2) + F3[n]*(v3));
225
226 if(custo<G_opt){
227     G_opt = custo;
228     F_opt = n;
229
230     FOPT[k]=Fs[n];
231 }
232 }

```

Figura 39 – Controle MPC

Anexos

ANEXO A – Artigos publicados

1. P. A. de Oliveira, L. Eduardo Borges da Silva, R. B. Gonzatti, R. Rodrigues Pereira, W. C. Santana and D. Mollica, "A Practical Guide to Implement Model Based Predictive Control Applied on Cascaded H-Bridge Converters," 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Vancouver, BC, Canada, 2019, pp. 2027- 2032.
2. P. A. de Oliveira, L. E. B. da Silva, R. B. Gonzatti, R. R. Pereira, W. C. Santana, "A Novel Technique for Switching States Reduction with Capacitor Voltage Balancing for CHB Converter Based on Model Predictive Control," IEEE 45th Annual Conference of the Industrial Electronics Society , Lisbon, Portugal, 2019.
3. Sant'Ana, W.C.; Gonzatti, R.B.; Lambert-Torres, G.; Bonaldi, E.L.; Torres, B.S.; de Oliveira, P.A.; Pereira, R.R.; Borges-da-Silva, L.E.; Mollica, D.; Santana Filho, J. Development and 24 Hour Behavior Analysis of a Peak-Shaving Equipment with Battery Storage. *Energies* 2019, 12, 2056.