

Gabriel Maier Cocco

**CONTROLE PREDITIVO DE CONJUNTO
FINITO PARA INVERSORES DE FONTE
DIVIDIDA (SPLIT-SOURCE) COM QUATRO
PERNAS**

Alegrete, RS

8 de julho de 2018

Gabriel Maier Cocco

CONTROLE PREDITIVO DE CONJUNTO FINITO PARA INVERSORES DE FONTE DIVIDIDA (SPLIT-SOURCE) COM QUATRO PERNAS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Sistemas de Energia, da Universidade Federal do Pampa (Unipampa, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

Universidade Federal do Pampa – Unipampa

Curso de Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto

Alegrete, RS

8 de julho de 2018

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

C147c Coccco, Gabriel Maier

CONTROLE PREDITIVO DE CONJUNTO FINITO PARA INVERSORES DE
FONTE DIVIDIDA (SPLIT-SOURCE) COM QUATRO PERNAS / Gabriel
Maier Coccco.

51 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2018.

"Orientação: Felipe Bovolini Grigoletto".

1. Controle Preditivo de Conjunto Finito. 2. Controle
Digital. 3. Inversor de Fonte Dividida. 4. Inversor Com Quatro
Pernas.. I. Título.

GABRIEL MAIER COCCO


CONTROLE PREDITIVO DE CONJUNTO FINITO PARA INVERSORES DE FONTE DIVIDIDA (SPLIT-SOURCE) COM QUATRO PERNAS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

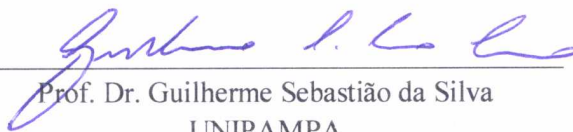
Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 2 de julho de 2018.

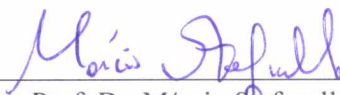
Banca examinadora:



Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto
Orientador



Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva
UNIPAMPA



Prof. Dr. Márcio Stefanello
UNIPAMPA

*Ao meu lastro familiar,
a maior gratidão que sinto.*

*Aos meus mestres,
a profunda admiração.*

*Aos amigos que tenho,
minha enorme satisfação.*

*Por sempre me pôr no melhor caminho,
ao acaso,
minha curiosidade.*

Agradecimentos

Agradeço especialmente o professor Felipe Bovolini Grigoletto por me guiar como mestre orientador nesta jornada acadêmica. Pelo conhecimento e experiência transmitidos, e pelos momentos de confraternização vivenciados.

À Universidade Federal do Pampa, pelo apoio financeiro, com bolsas para iniciação científica e por proporcionar sua estrutura durante 24h. Esta, necessária para se realizar vários trabalhos.

Aos demais mestres da universidade que de alguma forma contribuíram para a minha formação até agora e que vivem a filosofia desta instituição. Em especial os professores Guilherme Sebastião e Márcio Stefanello, componentes da banca de avaliação e contribuição deste trabalho.

Aos meus familiares pelo apoio em todas as horas.

Aos meus amigos da cidade de Alegrete e aos colegas e amigos da Unipampa por toda estrutura que construímos. Em especial, agradeço aos amigos: Lucas Pedroso Ramos, Débora Bottura, Gian de Mello, Yuri Desconsi, Tailize Oliveira, Daniel Baú, Wellington de Freitas, Haiglan Plotzki, Juliana Ribeiro pelos momentos de convivência e amizade.

*"As oportunidades multiplicam-se
à medida que são agarradas."
(Sun Tzu)*

*"[...] Viver é melhor do que sonhar."
(Belchior)*

*"O prazer de fazer o bem, é maior do que recebê-lo."
(Epicuro)*

*À comunidade: "A ignorância é a raiz de todos os males."
(Platão)*

*Aos vaidosos: "Lembrem-se de se recolher a sua insignificância."
(Provérbio Português)*

Resumo

O Inversor de Fonte Dividia (*Split-Source Inverter - SSI*) foi recentemente proposto como uma opção alternativa ao comumente utilizado, Inversor Fonte de Impedância (*Z-Source Inverter*). Esta topologia requer o mesmo número de chaves semicondutoras ativas que um inversor convencional, três diodos adicionais e possui oito estados de comutação para o inversor com três pernas e dezesseis estados de comutação para o inversor com quatro pernas. Existem diversos métodos para se realizara modulação de um inversor, estes métodos apresentam diferentes desempenhos, vantagens e desvantagens. Este trabalho apresenta o desenvolvimento do controle preditivo de conjunto finito aplicado ao SSI com quatro pernas. Para esta configuração, duas chaves ativas são adicionadas a fim de possibilitar o controle da tensão de sequência zero para cargas desequilibradas, com dezesseis estados de comutação. O controlador proposto executa um modelo discreto para prever o comportamento futuro das correntes e tensões dos estágios de entrada e saída para cada estado de comutação, então a ação de controle é definida pela minimização de uma função custo apropriada. Finalmente, resultados de simulação são apresentados para demonstrar o desempenho do controlador estudado.

Palavras-chave: Controle Preditivo de Conjunto Finito, Controle Digital, Inversor de Fonte Dividida, Inversor com Quatro Pernas.

Abstract

The Split-Source Inverter (SSI) was recently proposed as an alternative to the commonly used Inverter Source Inverter (Z-Source Inverter). This topology requires the same number of active semiconductor switches as a conventional inverter, three additional diodes, and has eight switching states for the three-legged inverter and sixteen switching states for the four-legged inverter. There are several methods for modulating an inverter, these methods have different performances, advantages and disadvantages. This work presents the development of the predictive control of finite set applied to SSI with four legs. For this configuration, two active switches are added in order to allow zero sequence voltage control for unbalanced loads, with sixteen switching states. The proposed controller executes a discrete model to predict the future behavior of the currents and voltages of the input and output stages for each switching state, so the control action is defined by minimizing an appropriate cost function. Finally, simulation results are presented to demonstrate the performance of the controller studied.

Key-words: Predictive Control of Finite Set, Digital Control, Split-Source Inverter, Four-Leg Inverter.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Arranjo dos conversores para conexão de um sistema de geração com painéis fotovoltaicos à rede.	21
Figura 2 – Arranjo de um inversor fonte de impedância para conexão de um sistema de geração com painéis fotovoltaicos à rede.	22
Figura 3 – Sistema de geração utilizando SSI com quatro pernas conectado a uma carga isolada.	23
Figura 4 – Estágios de operação do SSI.	27
Figura 5 – Representação espacial dos estados de comutação (LLONCH-MASACHS et al., 2016).	28
Figura 6 – Vetores de comutação para um inversor com quatro pernas em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ (YARAMASU et al., 2012).	29
Figura 7 – Limites de controle para uma modulação SVPWM dependendo da topologia (LLONCH-MASACHS et al., 2016).	29
Figura 8 – Inversor de Fonte Dividida trifásico de quatro pernas com um filtro LC	31
Figura 9 – Circuito equivalente do inversor de acordo com os estados de comutação.	33
Figura 10 – Diagrama genérico de controle do FS-MPC.	35
Figura 11 – Diagrama de blocos do controle preditivo por conjunto finito para o SSI com quatro pernas.	36
Figura 12 – Fluxograma do algoritmo FS-MPC proposto.	37
Figura 13 – Circuito de potência de um inversor de tensão (VSI) com filtro L	38
Figura 14 – Correntes de saída e tensão em uma fase simuladas para uma comutação de carga e de referência de corrente.	38
Figura 15 – Simulação do FS-MPC para o SSI de quatro pernas com carga desequilibrada.	40
Figura 16 – Resultados de simulação para um degrau de referência na tensão de saída $[\lambda = 1, 5]$	41
Figura 17 – Resultados de simulação para um degrau de carga desbalanceado $[\lambda = 1, 5]$	41
Figura 18 – Resultados de simulação para uma carga não linear (ponte retificadora) $[\lambda = 1, 5]$	42
Figura 19 – Resultados de simulação para uma fase em aberto e duas desbalanceadas $[\lambda = 1, 5]$	42
Figura 20 – Resultados de simulação para uma situação de falta monofásica $[\lambda = 1, 5]$	43
Figura 21 – Resultados de simulação para um degrau de referência na tensão do barramento CC (400V para 360V) com $\lambda = 1, 5$	43

Lista de tabelas

Tabela 1 – Caracterização dos estados de comutação.	30
Tabela 2 – Estados de comutação, tensão de saída e tensão no indutor.	34
Tabela 3 – Dados de simulação para o VSI.	36
Tabela 4 – Dados de simulação do SSI para a Figura 15.	39
Tabela 5 – Dados de simulação para as Figuras 16, 17 e 21.	39
Tabela 6 – Erro para a variação da indutância de filtro.	43
Tabela 7 – Erro para a mudança da capacitância do filtro de saída.	44
Tabela 8 – Erro para variação paramétrica na indutância de saída cujo valor nominal é $L_{n,f} = 2mH$	44
Tabela 9 – Erro para variação paramétrica da capacitância de saída cujo valor nominal é $C_f = 100\mu F$	44
Tabela 10 – Erro para a variação de peso "λ" da corrente do indutor de entrada.	45

Sumário

1	Introdução	21
1.1	Contextualização e Justificativa	24
1.2	Objetivo Geral	24
1.3	Objetivos Específicos	25
1.4	Metodologia	25
2	Desenvolvimento Teórico	27
2.1	Modelagem do Conversor	27
2.1.1	Modelagem do Estágio de Saída	28
2.1.2	Modelo de saída do inversor com três pernas a três fios	29
2.1.3	Modelo de saída do inversor com quatro pernas a quatro fios	30
2.1.4	Modelagem do Capacitor de Barramento	32
2.1.5	Modelagem do Inversor de Fonte Dividida	33
2.2	Descrição do Modelo Preditivo Para o Inversor Com Quatro Pernas a Quatro Fios	34
2.2.1	Descrição da Função Custo	34
2.3	Resultados de Simulação	36
2.3.1	Conversor a Quatro Fios com Filtro LC	39
3	Considerações Finais	47
	Referências	49

1 Introdução

Recentemente, a instalação de sistemas de potência isolados em locais sem redes de energia, vêm recebendo grande atenção por apresentar vantagens consideráveis (BAYHAN et al., 2017a). Estes sistemas são frequentemente utilizados em áreas remotas, onde a eletricidade não está disponível ou onde as tarifas de conexão à rede pública são muito caras, como em aldeias remotas, ilhas, sistemas de propulsão de navios e grandes comunidades (MATOS; SILVA; RIBEIRO, 2015). Em tais sistemas, os conversores de energia desempenham um papel crítico no fornecimento de níveis de tensão constantes e suaves nas cargas, que podem ser monofásicas ou trifásicas equilibradas ou ainda desequilibradas.

O crescimento da geração distribuída nos últimos anos impulsionou o desenvolvimento de novas topologias de conversores (MENESES et al., 2013). Em várias aplicações, a tensão alternada necessária excede a tensão contínua disponível no barramento CC (*DC-link*). Dessa forma, as arquiteturas convencionais utilizam dois estágios, que incluem um conversor elevador de tensão CC-CC, mais um inversor de tensão trifásico CC-CA, para processar a energia da fonte, conforme ilustra a Figura 1.

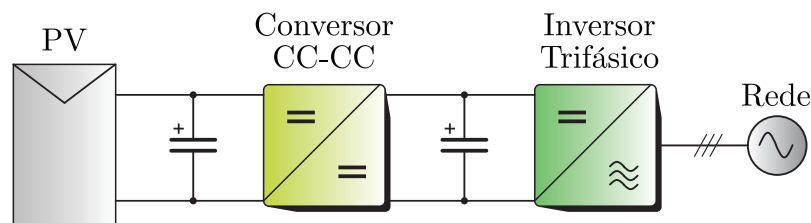


Figura 1 – Arranjo dos conversores para conexão de um sistema de geração com painéis fotovoltaicos à rede.

Alternativamente, o Inversor Fonte de Impedância (*Z-Source* - ZSI) (SIWAKOTI et al., 2015) originalmente proposto por Peng (2003) é utilizado para fornecer um número reduzido de estágios de conversão de energia, com capacidade de aumento e redução de tensão na carga, e número reduzido de componentes como mostra a Figura 2. No entanto, estados de comutação adicionais são necessários para produzir o estado denominado *shoot-through*, em que duas chaves do mesmo braço do inversor, ao mesmo tempo, precisam estar em condução ou estado de curto-circuito. Com isso, outras topologias de fontes de impedância vêm sendo propostas. O *Quasi-Z-Source* (ANDERSON; PENG, 2008), o *Y-source* (SIWAKOTI et al., 2014) e o *Buck-boost Voltage Source Inverter* (BBVSI) (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2015), por exemplo, são alternativas que buscam a diminuição do estresse e das perdas nos elementos do inversor, número reduzido de componentes e estratégias de controle simplificadas.

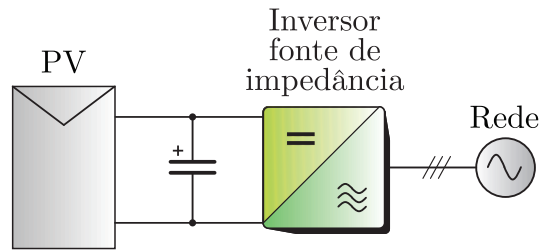


Figura 2 – Arranjo de um inversor fonte de impedância para conexão de um sistema de geração com painéis fotovoltaicos à rede.

Por outro lado, o *Split Source Inverter* (SSI) foi recentemente proposto por Abdelhakim, Mattavelli e Spiazzi (2016a) e apresenta interessantes vantagens quando comparado com o ZSI. Esta topologia possui um único estágio de conversão de energia, e emprega um inversor convencional de seis chaves semicondutoras com três diodos adicionais. Como mérito, apresenta um reduzido estresse de comutação para maiores ganhos de tensão. No entanto, como desvantagens a topologia apresenta um estresse de corrente assimétrico entre as chaves superior e inferior de cada braço, e apresenta perdas substanciais nos diodos de entrada.

A fim de reduzir as altas perdas nos diodos e fornecer uma ampla gama de tensão CA na saída operando como rebaixador (*Buck*) ou elevador (*Boost*), uma melhoria topológica no SSI foi proposta em Lee e Heng (2017). Além disso, as topologias de inversores multiníveis foram derivadas do SSI como a *Flying Capacitor* (FC-SSI) (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016b) e a *Diode-Clamped* (DC-SSI) (ABDELHAKIM; MATTAVELLI, 2016). Foi proposta ainda, uma configuração alternativa unidirecional do SSI, visando utilizar diodos de cátodo comum, em um único dispositivo, a fim de reduzir perdas com indutâncias parasitas em comutação e atingir uma alta eficiência (95,5%) (ABDELHAKIM et al., 2018).

A topologia original do SSI é projetada para alimentar cargas trifásicas equilibradas, ou conectados a rede com três fios disponíveis. Por outro lado, cargas desequilibradas também podem ser conectadas a tais sistemas. Entretanto, como resultado, correntes circulantes surgem ao longo do sistema de energia, o que resulta em superaquecimento do condutor neutro, desequilíbrio e distorções nas tensões de saída (KIM et al., 2015). A fim de contornar estes efeitos, um inversor de tensão com quatro fios pode ser usado dividindo os capacitores do barramento CC. Essa abordagem é simples, no entanto, poder resultar em desequilíbrio das tensões dos capacitores do barramento, e portanto, uma menor utilização do seu nível de potencial, requerendo ainda valores elevados de capacitores para contornar as ondulações de corrente (LI et al., 2011). Para melhorar a utilização da tensão e reduzir o tamanho do capacitor do barramento CC, o inversor de quatro pernas está se tornando uma solução atrativa para sistemas trifásicos de quatro fios, especialmente onde as cargas são desequilibradas (SEDLAK et al., 2013). Um SSI com quatro pernas pode ser proposto

para processar a energia de um sistema isolado com cargas desequilibradas, por exemplo, conforme ilustra a Figura 3.

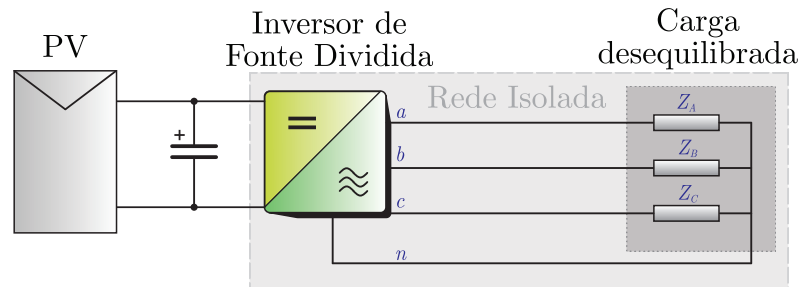


Figura 3 – Sistema de geração utilizando SSI com quatro pernas conectado a uma carga isolada.

Quando se trata do controle do SSI, até agora, uma estratégia de controle desacoplada foi desenvolvida em Abdelrazek et al. (2017). Esta estratégia de controle é realizada em quadro de referência síncrona e usa o vetor espacial (*space vector*) modificado. Desta forma, nota-se que ainda são poucas as alternativas de estratégia de controle já estudadas, experimentadas e consolidadas para o controle de corrente ou tensão de saída neste inversor, operando conectado à rede ou alimentando cargas isoladas.

Nos últimos anos, a técnica de controle preditivo (*Model Predictive Control - MPC*) tem sido utilizada com sucesso no controle de conversores de potência (RODRIGUEZ et al., 2007; VAZQUEZ et al., 2017). Em termos gerais, o controle preditivo pode ser considerado um algoritmo que usa um modelo do sistema para prever seu comportamento futuro e selecionar a ação de controle mais adequada com base na resposta ótima de um critério (KOURO et al., 2009; YOUNG et al., 2014). Entre várias abordagens, o controle preditivo de conjunto finito (*Finite Set Model Predictive Control - FS-MPC*) faz uso da natureza discreta inerente dos conversores de energia. Uma vez que estes possuem um número finito de estados de comutação, o problema de otimização é limitado a prever o comportamento do sistema para os possíveis estados de comutação ao longo de um horizonte curto (KOURO et al., 2009). A fim de reduzir a frequência de comutação, alguns autores vêm propondo alterações às estratégias MPC (CORTES; VATTUONE; RODRIGUEZ, 2011; RAMIREZ et al., 2014; MATHEW; SHUKLA; BANDYOPADHYAY, 2016).

Uma restrição do MPC se dá por não empregar um modulador, resultando assim em frequência de comutação inconstante. Naturalmente, o FS-MPC resulta em um espectro harmônico disperso e conseqüentemente uma reduzida amplitude de harmônicas individuais. A fim de impor um espectro à corrente na carga, Cortes, Vattuone e Rodriguez (2011) usa variáveis filtradas na função custo. Esta estratégia apresenta um espectro definido, assim, as vantagens dos sistemas modulados, como um espectro definido e uma frequência de comutação fixa, são herdadas. A desvantagem é uma ligeira redução na resposta dinâmica.

O FS-MPC foi utilizado com sucesso no ZSI para superar o efeito da fase não-mínima e a limitação entre o estado de *shoot-through* e o índice de modulação (BAKEER; ISMEIL; ORABI, 2016; BAYHAN et al., 2017a; MOSA; BALOG; ABU-RUB, 2017). Para este caso, com relação à função custo, a corrente no indutor, a tensão no capacitor do barramento CC e as tensões de saída são exemplos de principais objetivos de controle.

Até o momento, nada foi proposto em termos de uma abordagem MPC para o SSI com quatro pernas. Desta forma, a fim de preencher esta lacuna, este trabalho apresenta um controle preditivo de conjunto finito para o SSI trifásico com quatro pernas. O controlador proposto executa um modelo em tempo discreto da topologia para prever o futuro comportamento das correntes e tensões de entrada e saída para cada estado de comutação. A ação de controle é definida a partir da minimização de uma função custo. Além disso, um controlador linear proporcional-integral (PI) é utilizado para regular a tensão do barramento CC. Finalmente, resultados de simulação são apresentados e discutidos a fim de demonstrar o desempenho do controlador proposto.

1.1 Contextualização e Justificativa

O controle preditivo é um assunto recente e que vêm ganhando espaço no controle de inversores nos últimos anos, tanto por seu desempenho, quanto por sua facilidade de implementação. A proposta do SSI é algo ainda novo no meio dos conversores fontes de impedância, possuindo relativamente poucas contribuições no âmbito de análises e técnicas de controle. A importância deste trabalho consiste em uma contribuição neste sentido.

O desenvolvimento do trabalho se constitui na proposta de implementação de modelos matemáticos em um controle discreto digital, por meio de um algoritmo que envolve as características do sistema estudado e os objetivos de controle. Para isto, as equações que descrevam o comportamento dinâmico do SSI e seu filtro de saída devem ser obtidas. O *software* MATLAB® é a ferramenta utilizada para o desenvolvimento dos códigos e simulação do conversor. A partir disso, pode-se avaliar o desempenho do FS-MPC para diferentes valores de ponderação em sua função custo.

1.2 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver o algoritmo FS-MPC para o SSI com quatro pernas e filtro LC, garantindo o controle das tensões na carga, da tensão do barramento CC e da corrente no indutor de entrada. Após isso, realizar-se-á uma varredura nos valores de peso ou importância da função custo, a fim de encontrar o melhor desempenho.

1.3 Objetivos Específicos

- Estudo das técnicas de controle preditivo e do desenvolvimento de algoritmos FS-MPC para inversores isolados ou conectados à rede;
- Estudo do SSI e suas características dinâmicas;
- Implementação da estratégia de controle, estudo do comportamento do desempenho em função dos valores de ponderação da função custo.

1.4 Metodologia

Primeiramente, uma revisão bibliográfica acerca do controle preditivo e suas diferentes formas de abordagem é realizada. O método utilizado neste trabalho é o FS-MPC em horizonte curto. Nesta abordagem, não se faz necessária a adoção de um modulador no sistema de controle. A partir disso, realizam-se simulações em ambiente MATLAB® Simulink, primeiramente para o VSI com diferentes filtros de saída, a fim de validar os modelos matemáticos que descrevem o comportamento dos mesmos, e avaliar o desempenho do controle frente à mudanças paramétricas.

É realizado um estudo dos inversores fontes de impedância e seu comportamento, particularmente o SSI. Um circuito equivalente é obtido para cada estado de operação possível, e a partir disso, são obtidas as equações dinâmicas dos elementos armazenadores de energia deste conversor: O capacitor do barramento CC, e o indutor de entrada.

Um algoritmo será desenvolvido a fim de executar uma rotina que possa comparar vários valores de pesos na função custo, evidenciando o impacto no desempenho do inversor para diferentes importâncias dadas às variáveis de interesse.

Após a análise dos resultados de simulação, aplicar-se-á o método proposto experimentalmente em um protótipo do SSI controlado via Dspace DS1103, a fim de validar o controle desenvolvido, e o estudo teórico realizado.

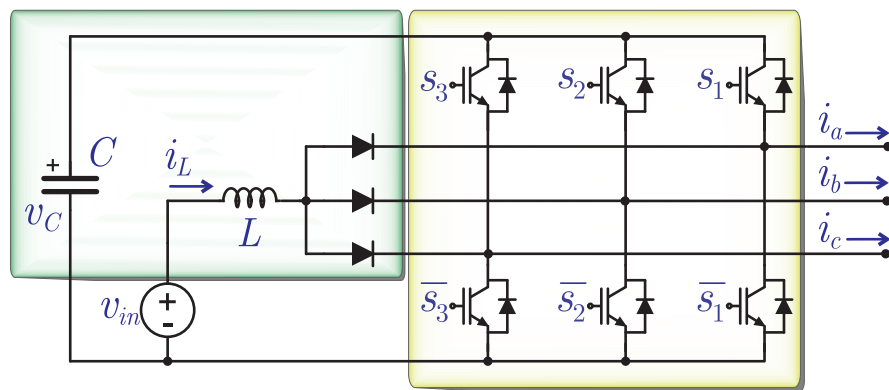
Com a validação do controle do SSI com quatro pernas via resultados experimentais e de simulação, parte-se para a fase de publicações e documentação final, elaborando-se um relatório definitivo e o apresentando como trabalho de conclusão de curso.

2 Desenvolvimento Teórico

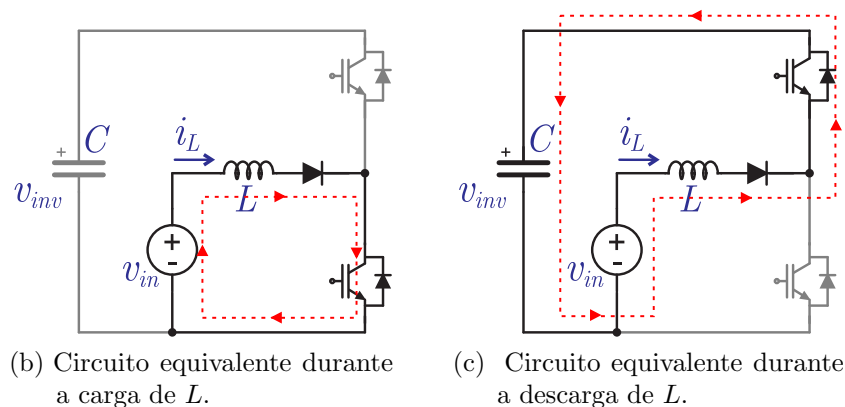
Neste capítulo, será abordada a modelagem matemática dos estágios do Inversor de Fonte Dividida, bem como o desenvolvimento do algoritmo MPC e suas características. Finalmente, resultados de simulação preliminares serão apresentados a fim de demonstrar o funcionamento e desempenho do método de controle proposto.

2.1 Modelagem do Conversor

O SSI é modulado utilizando os mesmos oito estados do inversor de tensão (*Voltage Source Inverter - VSI*) trifásico convencional. A Figura 4a ilustra um SSI trifásico com três pernas. O indutor L é carregado quando pelo menos uma das chaves inferiores dos braços do inversor está em condução, como mostra a Figura 4b. Por outro lado, a Figura 4c mostra o circuito equivalente quando todas as chaves superiores estão em condução. O indutor L é descarregado e o capacitor C é carregado.



(a) Inversor de Fonte Dividida Trifásico.



(b) Circuito equivalente durante a carga de L .

(c) Circuito equivalente durante a descarga de L .

Figura 4 – Estágios de operação do SSI.

2.1.1 Modelagem do Estágio de Saída

Para se obter o modelo do estágio de saída do inversor, é necessário mapear os estados de comutação possíveis, os quais correspondem, cada um, a um vetor de tensão em coordenadas abc , como mostra a Figura 5. Estes vetores de tensão de saída podem ser representadas em coordenadas $\alpha\beta$ por meio da transformação $T_{\alpha\beta}$ (2.1), como mostra a ilustração da Figura 6. Esta abordagem é utilizada para o caso do controle de corrente de conversores conectados a rede, quando se utiliza a teoria da potência instantânea (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017), por exemplo.

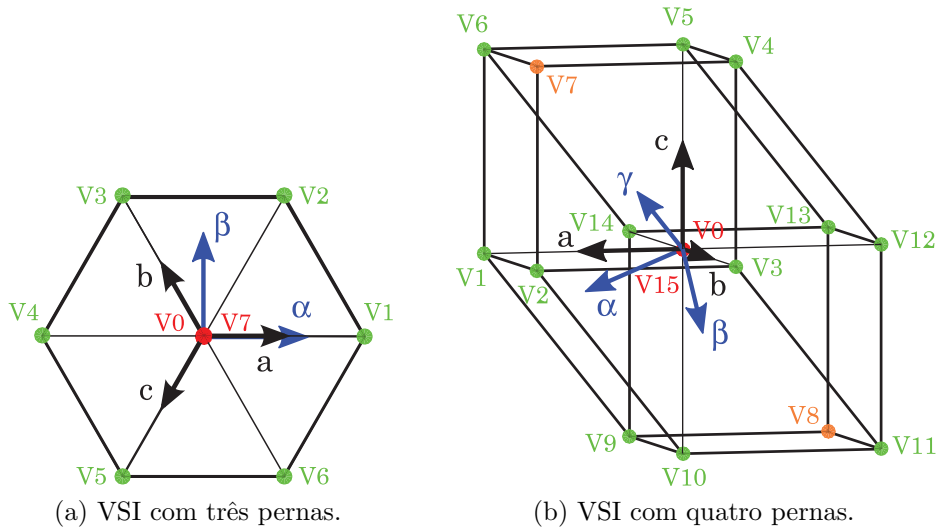


Figura 5 – Representação espacial dos estados de comutação (LLONCH-MASACHS et al., 2016).

$$T_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

A fim de comparação da modulação nestas topologias, é importante destacar que em termos de controle, o domínio espacial dos vetores de comutação não é totalmente utilizável (SHEN; LEHN, 2002). As tensões de saída do conversor possuem duas componentes: a mais representativa que corresponde à tensão de saída e a uma incremental, usada para gerenciar a corrente de saída. Logo, para não ter mudanças de controlabilidade nas tensões de fase, o domínio vetorial é restringido a uma região simétrica em relação à sua direção, com ilustra a Figura 7.

É possível notar na Figura 7 que o inversor trifásico de quatro pernas possui uma região maior de controle. Pode-se sintetizar tensões equilibradas, no plano $\alpha\beta\gamma$, ao contrário do inversor trifásico de três pernas. Além disso, é possível gerar tensões desequilibradas com componente homopolar sem desequilibrar o barramento de tensão CC (LLONCH-MASACHS et al., 2016).

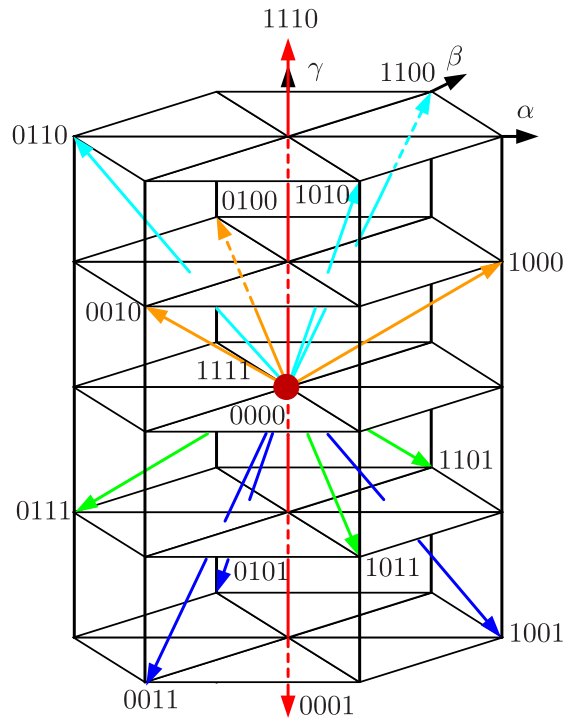


Figura 6 – Vetores de comutação para um inversor com quatro pernas em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ (YARAMASU et al., 2012).

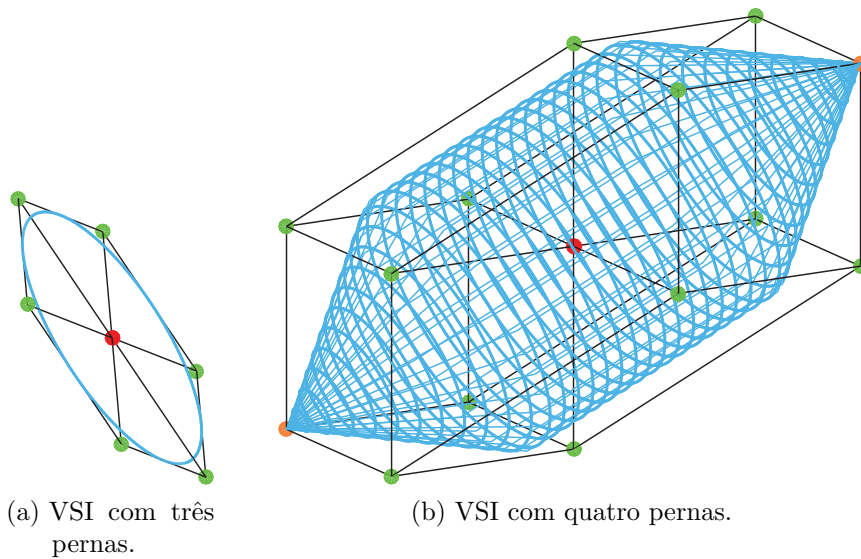


Figura 7 – Limites de controle para uma modulação SVPWM dependendo da topologia (LLONCH-MASACHS et al., 2016).

2.1.2 Modelo de saída do inversor com três pernas a três fios

Quando o conversor trifásico a três fios está conectado a rede por meio de um filtro L (L_f e R_f), onde o objetivo de controle são as correntes de saída, a dinâmica das mesmas em $\alpha\beta$ pode ser escrita por:

$$\dot{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = \mathbf{A}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}(\mathbf{u}_{\alpha\beta} - \mathbf{v}_{\alpha\beta}), \quad (2.2)$$

em que:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

$\mathbf{v}_{abc(k)}$ são as tensões da rede em coordenadas abc , e $\mathbf{v}_{\alpha\beta(k)} = [v_{\alpha(k)} \ v_{\beta(k)}]^T$ são as tensões da rede em coordenadas $\alpha\beta$. $\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}$ são as tensões de saída do inversor em coordenadas $\alpha\beta$. A Tabela 1 mostra a tensão no indutor de entrada e a tensão de saída a partir dos diferentes estados.

Tabela 1 – Caracterização dos estados de comutação.

Vetor j	Estado de Comutação $\mathbf{S} = [S_1 \ S_2 \ S_3]$	Tensão de Saída $\mathbf{u}_{\alpha\beta} = [v_{\alpha} \ v_{\beta}]$	Tensão no Indutor v_L
1	[0 0 0]	[0 0]	v_{in}
2	[0 0 1]	$[-\frac{1}{3} \ -\frac{\sqrt{3}}{3}]$	v_{in}
3	[0 1 0]	$[-\frac{1}{3} \ \frac{\sqrt{3}}{3}]$	v_{in}
4	[0 1 1]	$[-\frac{2}{3} \ 0]$	v_{in}
5	[1 0 0]	$[\frac{2}{3} \ 0]$	v_{in}
6	[1 0 1]	$[\frac{1}{3} \ -\frac{\sqrt{3}}{3}]$	v_{in}
7	[1 1 0]	$[-\frac{1}{3} \ \frac{\sqrt{3}}{3}]$	v_{in}
8	[1 1 1]	[0 0]	$v_{in} - v_C$

Uma forma discreta de (2.2) para um tempo de amostragem de T_s pode ser usada para prever o valor futuro da corrente de saída por uma aproximação via retentor de ordem zero (*Zero-Order Hold* - ZOH) ou por métodos de Euler.

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta(k+1)}^p = (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s) \mathbf{i}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{B}T_s (\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{v}_{\alpha\beta(k)}). \quad (2.4)$$

Um atraso pode ser incluído para compensar o tempo de implementação do microprocessador, de acordo com Cortes et al. (2012).

2.1.3 Modelo de saída do inversor com quatro pernas a quatro fios

Por outro lado, para o SSI com quatro pernas, conforme ilustra a Figura 8, onde o objetivo é de controlar a tensão na carga, utiliza-se um filtro LC entre o inversor e a carga. Desta forma, as tensões sintetizadas pelo inversor, as tensões nos capacitores de saída, as correntes do inversor e as correntes na carga podem ser expressas, respectivamente, por (2.5).

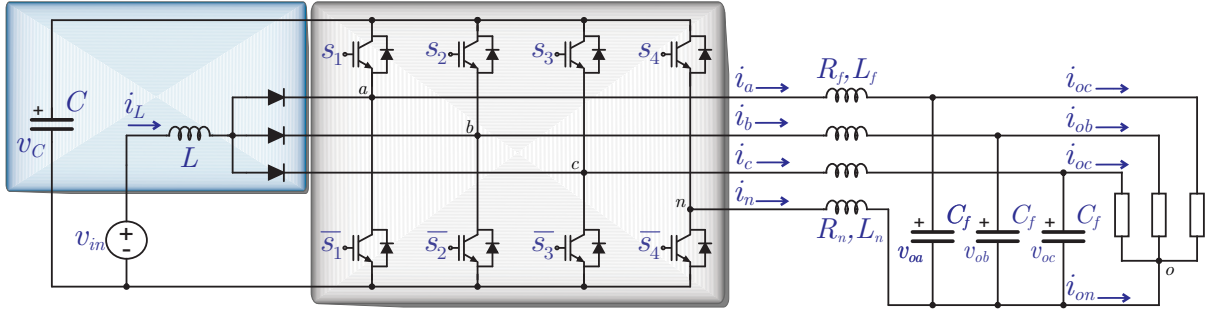


Figura 8 – Inversor de Fonte Dividida trifásico de quatro pernas com um filtro LC .

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v} &= \begin{bmatrix} v_{an} & v_{bn} & v_{cn} \end{bmatrix}^T; \\
 \mathbf{v}_o &= \begin{bmatrix} v_{oa} & v_{ob} & v_{oc} \end{bmatrix}^T; \\
 \mathbf{i} &= \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T; \\
 \mathbf{i}_o &= \begin{bmatrix} i_{oa} & i_{ob} & i_{oc} \end{bmatrix}^T.
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

A tensão de saída do inversor é dada pela expressão (2.6).

$$v_{jn} = (S_j - S_n) v_{in}, \quad j = a, b, c. \tag{2.6}$$

Aplicando a Lei de Kirchhoff ao circuito da Figura 8, pode-se escrever a tensão na carga e os vetores de corrente como:

$$\mathbf{v}_o = R_f \mathbf{i} + L_f \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{v} - R_n i_n - L_n \frac{di_n}{dt}; \tag{2.7}$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_o + C_f \frac{d\mathbf{v}_o}{dt}; \tag{2.8}$$

$$i_n = -(i_a + i_b + i_c); \tag{2.9}$$

$$i_{on} = -(i_{oa} + i_{ob} + i_{oc}). \tag{2.10}$$

Solucionando (2.7)-(2.10), o modelo em espaço de estados do filtro indutivo e capacitivo é obtido conforme as expressões:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_o \\ \mathbf{i} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_o \\ \mathbf{i} \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \mathbf{i}_o \end{bmatrix}, \tag{2.11}$$

Em que:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ -\frac{1}{L_{eq}} & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \end{bmatrix}_{6 \times 6}; \tag{2.12}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \frac{-\mathbf{I}}{C_f} \\ \frac{1}{L_{eq}} & \mathbf{0} \end{bmatrix}_{6 \times 6}; \quad (2.13)$$

$$\mathbf{R}_{eq} = \begin{bmatrix} R_f + R_n & R_n & R_n \\ R_n & R_f + R_n & R_n \\ R_n & R_n & R_f + R_n \end{bmatrix}; \quad (2.14)$$

$$\mathbf{L}_{eq} = \begin{bmatrix} L_f + L_n & L_f + L_n & L_n \\ L_n & L_f + L_n & L_n \\ L_n & L_n & L_f + L_n \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Nas quais $\mathbf{0}$ e \mathbf{I} são matrizes de terceira ordem, nula e identidade, respectivamente.

Utilizando o método de discretização ZOH, pode-se chegar ao modelo em tempo discreto do estágio de saída (YARAMASU et al., 2014), capaz de prever o estado futuro da variável de interesse: o vetor de tensão de saída \mathbf{v}_o .

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_o(k+1) \\ \mathbf{i}(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{\Phi} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_o(k) \\ \mathbf{i}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{\Gamma} \begin{bmatrix} \mathbf{v}(k) \\ \mathbf{i}_o(k) \end{bmatrix}; \quad (2.16)$$

$$\mathbf{\Phi} = e^{\mathbf{A}T_s}, \quad \mathbf{\Gamma} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{\Phi} - \mathbf{I}_{6 \times 6})\mathbf{B}. \quad (2.17)$$

2.1.4 Modelagem do Capacitor de Barramento

Em uma situação em que o conversor está conectado a rede a descrição de potência ativa e reativa em alfa beta pode ser usada para sistemas trifásicos a três fios. Para sistemas a quatro fios deve ser utilizada modelagem abc ou $\alpha\beta\gamma$. a dinâmica da energia do capacitor de barramento no domínio do tempo contínuo se dá por (2.18).

$$\frac{C}{2} \frac{dv_c^2}{dt} = -P_g + v_{in}i_L, \quad (2.18)$$

Em que P_g é a potência ativa da saída, e o produto $v_{in}i_L$ é a energia absorvida da fonte primária. Um controlador proporcional-integral pode ser usado para realizar o controle da energia do barramento CC no domínio do tempo discreto com (2.19).

$$x_{pi(k+1)} = x_{pi(k)} + T_s e_v(k); \quad (2.19)$$

em que k_p e k_i são respectivamente os ganhos proporcional e integral do PI, e $e_v(k) = v_C^{*2} - v_C^2$. Para o controle das potências ativa e reativa, tem-se a relação:

Assumindo agora que a parcela $-P_g$ de (2.18) é um distúrbio, caracterizando a operação com carga isolada, o controlador de energia do barramento será expresso por:

$$i_{L(k)} = \frac{k_i x_{pi(k)} + k_p e_v(k)}{v_{in(k)}}. \quad (2.20)$$

Como o valor de referência é obtido em um instante k , ele pode ser extrapolado para um instante $(k + 1)$ para ser utilizado na função custo. Se o tempo de amostragem for suficientemente pequeno ($< 20\mu s$), não é necessária a extrapolação (RIVERA et al., 2013). Para \mathbf{v}_{abc} , pode-se assumir que $\mathbf{v}_{\mathbf{o}(k)} \approx \mathbf{v}_{\mathbf{o}(k+1)}$. Alternativamente, como em Kukrer (1996), a extrapolação por Lagrange para $n=2$, por exemplo, pode ser usada para se obter $\mathbf{v}_{\mathbf{o}(k+1)}^*$ como expressa a equação (2.21):

$$\mathbf{v}_{\mathbf{o}(k+1)}^* = 3\mathbf{v}_{\mathbf{o}(k)}^* - 3\mathbf{v}_{\mathbf{o}(k-1)}^* + \mathbf{v}_{\mathbf{o}(k-2)}^*, \quad (2.21)$$

na qual $\mathbf{v}_{\mathbf{o}(k)} = [v_{ao(k)} \ v_{bo(k)} \ v_{co(k)}]^T$.

2.1.5 Modelagem do Inversor de Fonte Dividida

Analisando os estados de comutação do SSI com quatro pernas, quando todas as chaves superiores estão em condução, o estado de comutação corresponde a $j = \{8, 16\}$ e o indutor descarrega, de acordo com a Figura 9b. Para todos os outros estados, $j \in \{1, \dots, 7, 9, \dots, 15\}$, o indutor carrega de acordo com a Figura 9a.

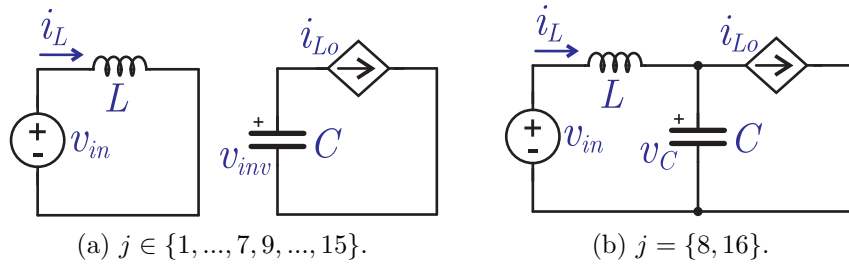


Figura 9 – Circuito equivalente do inversor de acordo com os estados de comutação.

No tempo contínuo, as equações dinâmicas da tensão no indutor v_L e da corrente no capacitor de barramento i_C quando $j \in \{1, \dots, 7, 9, \dots, 15\}$ são obtidas de acordo com (2.22), i.e.,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L}, \quad \frac{dv_C}{dt} = -\frac{i_{Lo}}{C}. \quad (2.22)$$

Por outro lado, as equações dinâmicas da tensão no indutor v_L e da corrente no capacitor i_C quando $j = \{8, 16\}$ são:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in} - v_C}{L}, \quad \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L - i_{Lo}}{C}. \quad (2.23)$$

Com isso, o modelo discreto para (2.22) é:

$$\begin{bmatrix} i_{L(k+1)}^p \\ v_{C(k+1)}^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L(k)} \\ v_{C(k)} \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in(k)} \\ i_{Lo(k)} \end{bmatrix}, \quad (2.24)$$

e para (2.23) é:

$$\begin{bmatrix} i_{L(k+1)}^p \\ v_{C(k+1)}^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L(k)} \\ v_{C(k)} \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in(k)} \\ i_{Lo(k)} \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Nos quais i_{Lo} é:

$$i_{Lo(k)} = [2S_{1(k)} - 1] i_{a(k)} + [2S_{2(k)} - 1] i_{b(k)} + [2S_{3(k)} - 1] i_{c(k)} + [2S_{4(k)} - 1] i_{n(k)} . \quad (2.26)$$

A tabela de comutação do SSI com quatro pernas se dá pela Tabela 2.

Tabela 2 – Estados de comutação, tensão de saída e tensão no indutor.

Vetor	Est. de comutação				Tensão de saída			Tensão no indutor
j	S_1	S_2	S_3	S_4	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_L
1	0	0	0	0	0	0	0	v_{in}
2	1	0	0	0	v_{dc}	0	0	v_{in}
3	1	1	0	0	v_{dc}	v_{dc}	0	v_{in}
4	0	1	0	0	0	v_{dc}	0	v_{in}
5	0	1	1	0	0	v_{dc}	v_{dc}	v_{in}
6	0	0	1	0	0	0	v_{dc}	v_{in}
7	1	0	1	0	v_{dc}	0	v_{dc}	v_{in}
8	1	1	1	0	v_{dc}	v_{dc}	v_{dc}	$v_{in}-v_C$
9	0	0	0	1	0	0	0	v_{in}
10	1	0	0	1	$-v_{dc}$	0	0	v_{in}
11	1	1	0	1	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	0	v_{in}
12	0	1	0	1	0	$-v_{dc}$	0	v_{in}
13	0	1	1	1	0	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	v_{in}
14	0	0	1	1	0	0	$-v_{dc}$	v_{in}
15	1	0	1	1	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	v_{in}
16	1	1	1	1	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	$v_{in}-v_C$

2.2 Descrição do Modelo Preditivo Para o Inversor Com Quatro Pernas a Quatro Fios

O objetivo do MPC é prever o comportamento futuro das variáveis ao longo de um período chamado de janela de horizonte. Portanto, uma ação de controle apropriada deve ser definida para conduzir essas variáveis o mais próximo possível dos valores de referência desejados.

2.2.1 Descrição da Função Custo

A aquisição de dados do sistema FS-MPC para o SSI com quatro pernas proposto pode ser analisado na Figura 11. As informações dos valores medidos são usadas no modelo preditivo do sistema, e as referências são utilizadas na minimização da função custo. No caso da referência de corrente no indutor de entrada, gera-se esta por uma ação de controle proporcional-integral relacionada a tensão do barramento CC ou do capacitor.

As variáveis medidas $\mathbf{x}(k) = [v_{ao(k)} \ v_{bo(k)} \ v_{co(k)} \ i_{L(k)}]^T$ são usadas para compor o modelo discreto do sistema f_p a fim de prever os valores futuros do mesmo $\mathbf{x}_{j(k+1)}^p$ para

a possível ação de controle \mathbf{S}_j , desta forma:

$$\mathbf{x}_{j(k+1)}^p = f_p \left\{ \mathbf{x}^{(k)}, \mathbf{S}_j \right\}, \quad \forall j \in \{1, \dots, 16\}. \quad (2.27)$$

A Figura 10 ilustra o esquemático em blocos de como se organiza o método MPC.

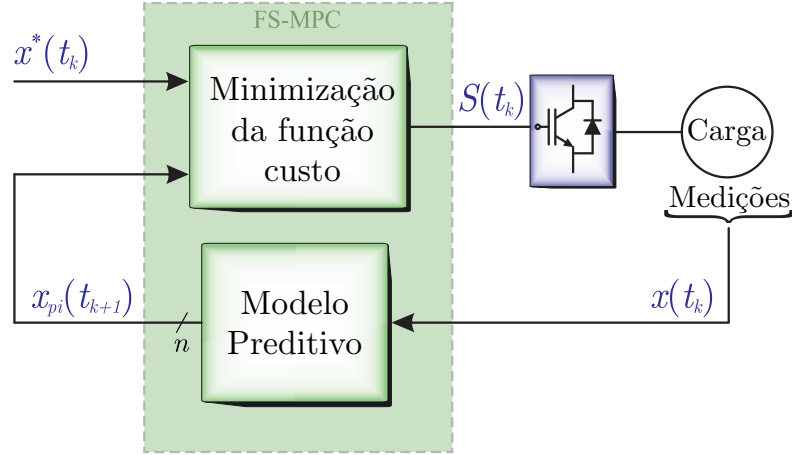


Figura 10 – Diagrama genérico de controle do FS-MPC.

Neste caso, f_p é formada por modelos discretos variados: (2.4) para as tensões de saída preditas \mathbf{v}_o , e (2.24) e (2.25) para a corrente predita no indutor de entrada i_L . Com isso, existem dezesseis predições possíveis, e dezesseis valores resultantes para a função custo g_j :

$$g_j = f_g \left\{ \mathbf{x}^*, \mathbf{x}_j^p \right\}, \quad \forall j \in \{1, \dots, 16\}. \quad (2.28)$$

É importante ressaltar que existem várias maneiras de definir uma função custo dependendo da natureza dos diferentes termos envolvidos na sua formulação (CORTES et al., 2009). Uma função custo adequada para esta aplicação pode ser definida como:

$$g_j = |v_{oa}^* - v_{oa_j}^p| + |v_{ob}^* - v_{ob_j}^p| + |v_{oc}^* - v_{oc_j}^p| + \lambda |i_L^* - i_{L_j}^p|, \quad (2.29)$$

em que λ é um fator de ponderação. Este fator reflete a importância da corrente no indutor na decisão do sistema de controle. Altos fatores de ponderação implicam em uma alta prioridade da variável associada na tomada de decisão do controle.

Outros objetivos podem ser alcançados modificando a função custo: Impor um espectro, incluindo variáveis filtradas na função custo (CORTES et al., 2008); Redução da frequência e perdas por comutação, analisando-se a quantidade de chaves envolvidas em cada estado (KOURO et al., 2009); Redução da tensão de modo comum, entre outros objetivos.

Portanto, a ação de controle $\mathbf{S}_{(k+1)}$ que conduz \mathbf{x} ao valor mais próximo possível da referência desejada \mathbf{x}^* deve minimizar a função custo f_g com:

$$\mathbf{S}_{(k+1)} = \arg \left\{ \min_{\mathbf{S}_j} f_g \left\{ \mathbf{x}^*, \mathbf{x}_j^p(\mathbf{S}_j) \right\} \right\}, \quad \forall j \in \{1, \dots, 16\}. \quad (2.30)$$

O diagrama que demonstra esta estrutura está ilustrado conforme a figura 11.

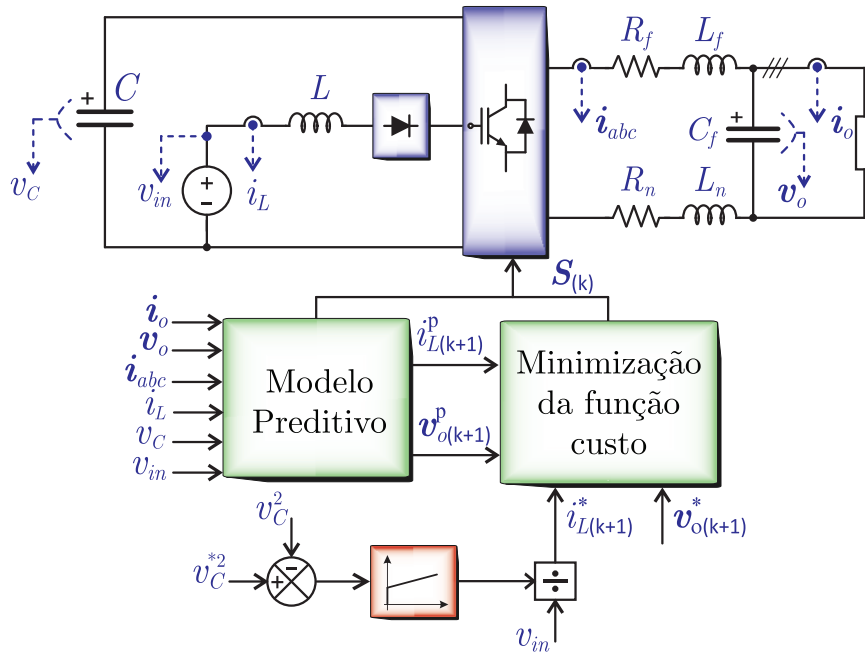


Figura 11 – Diagrama de blocos do controle preditivo por conjunto finito para o SSI com quatro pernas.

O algoritmo de controle é detalhado na Figura 12 como um fluxograma. Pode-se observar que a minimização da função custo é implementada fazendo uma predição por vez, para cada vetor de tensão, avaliando a função custo e armazenando o valor mínimo e o valor do índice do estado de comutação correspondente.

2.3 Resultados de Simulação

A fim de demonstrar o desempenho do método de controle FS-MPC e validar os modelos dinâmicos dos filtros de saída, pode-se avaliar alguns resultados de simulação do inversor trifásico convencional com três pernas, que é mostrado na Figura 13. O objetivo de controle, neste caso, são as correntes na carga. Para isso, uma abordagem em coordenadas $\alpha\beta$ como expressa em (2.2), pode ser adotada. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação estão dispostos na Tabela 3.

Tabela 3 – Dados de simulação para o VSI.

Parâmetro	Valor
T_s	20 μs
v_{in}	100 V
R	5 Ω
L	5 mH
i^*	6 A

A Figura 14 mostra o efeito da comutação na carga e nas referências de corrente nas formas de onda de saída do inversor. No início, a referência de corrente é de 6 A, e

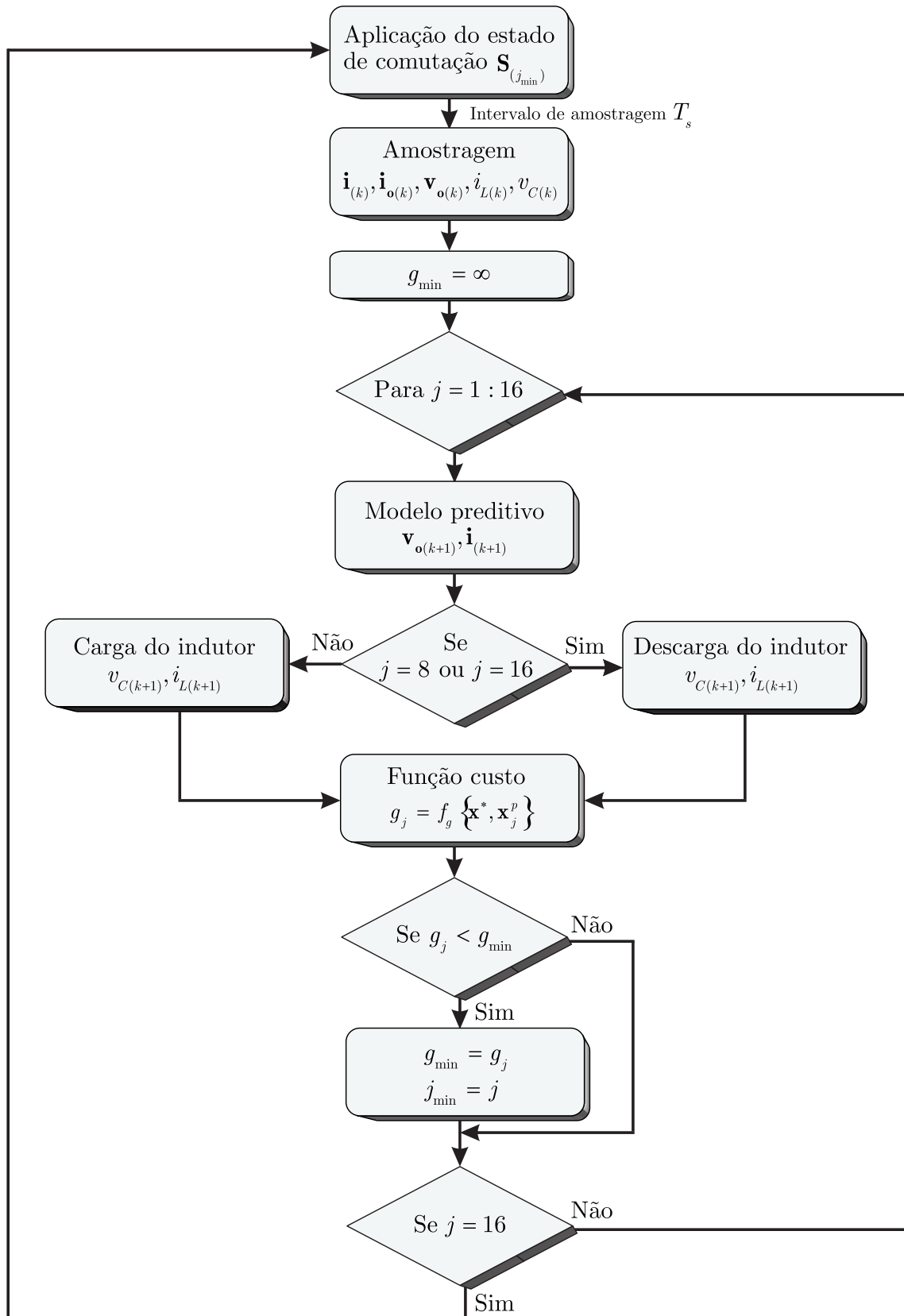


Figura 12 – Fluxograma do algoritmo FS-MPC proposto.

no instante 40 *ms* esta referência passa a ser de 10 A. No instante 25 *ms* uma comutação de carga é feita, e a resistência R por fase passa a ser 2,5 Ω . Nota-se que as correntes

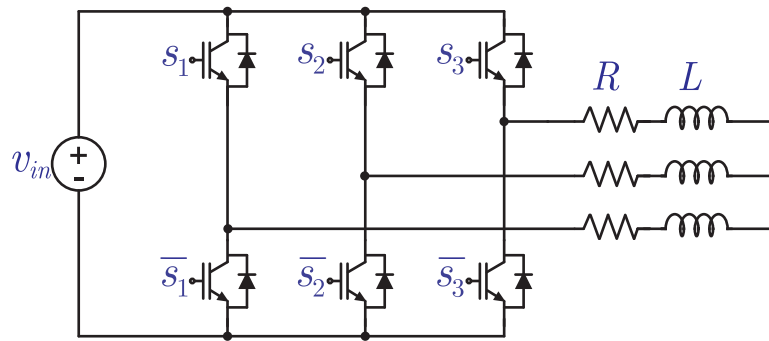


Figura 13 – Circuito de potência de um inversor de tensão (VSI) com filtro L.

de saída, por serem o objetivo de controle, possuem uma dinâmica rápida. Esta é uma característica importante do MPC.

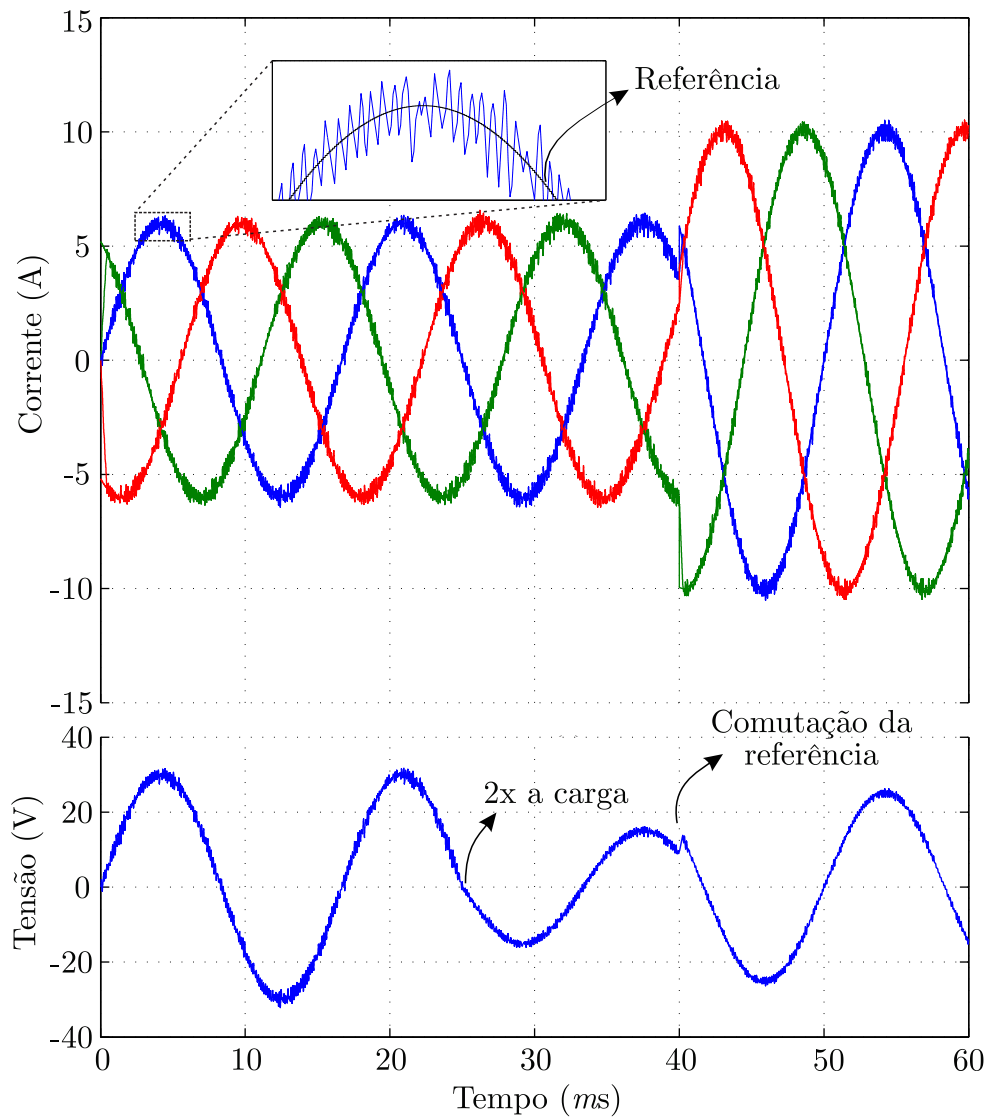


Figura 14 – Correntes de saída e tensão em uma fase simuladas para uma comutação de carga e de referência de corrente.

2.3.1 Conversor a Quatro Fios com Filtro LC

Os parâmetros utilizados para a simulação do SSI com quatro pernas estão dispostos na Tabela 4. O sistema simulado está ilustrado na Figura 8. As equações que descrevem a sua dinâmica foram discutidas nas seções 2.1.1, 2.1.4 e 2.1.5. Para análise desta topologia, uma situação de carga resistiva desequilibrada foi adotada.

Tabela 4 – Dados de simulação do SSI para a Figura 15.

Parâmetro	Valor
T_s	$20 \mu s$
R	10Ω
V_C^*	$400 V$
V_{inv}	$100 V$
v_{opico}^*	$127 V$
f_o	$60 Hz$
C	$5 mF$
L	$1 mH$
$L_{f,n}$	$3 mH$
C_f	$100 \mu F$

No instante $30 ms$, uma das fases passa a ter o dobro de carga. Com isso, o sistema controlado permanece com suas tensões estáveis, surgindo uma corrente no condutor neutro e uma ondulação de $2f_o$ no indutor e no capacitor de barramento. Semelhante ao inversor *Quasi-Z-Source* monofásico tradicional e o de quatro pernas (LIANG et al., 2017; BAYHAN et al., 2017b). Nota-se também elevado transitório de corrente do indutor de entrada que se dá no início da simulação ou no momento transitório. Isto deve ao ajuste do controlador linear.

Para a análise do controle preditivo em função da variação de alguns parâmetros, foram realizadas simulações em ambiente MATLAB®: Primeiramente, parametrizam-se as condições da simulação conforme a Tabela 5. A Figura 16 mostra o resultado e comportamento das variáveis de interesse em simulação para um degrau de referência de tensão de saída.

Tabela 5 – Dados de simulação para as Figuras 16, 17 e 21.

Parâmetro	Valor
T_s	$20 \mu s$
S	$8 kVA$
V_C	$400 V$
V_{inv}	$50 V$
$v_{s(l-n)}$	$110 V_{rms}$
C	$4 mF$
C_f	$100 \mu F$
L_f	$2 mH$

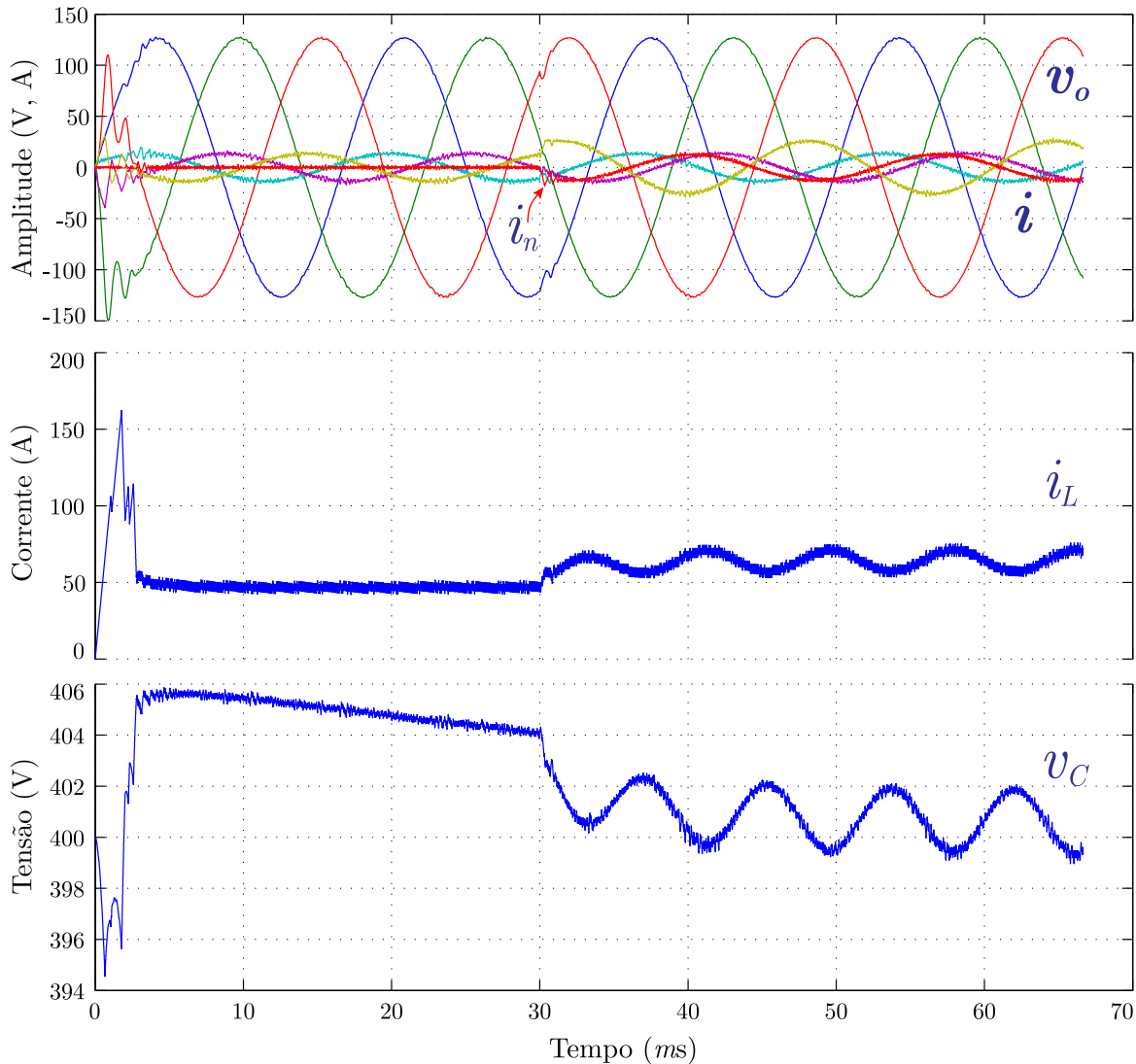


Figura 15 – Simulação do FS-MPC para o SSI de quatro pernas com carga desequilibrada.

A Figura 17 mostra o resultado e comportamento das variáveis de interesse em simulação para um degrau de carga desbalanceado na fase "b" na cor roxa.

O desempenho do conversor para cargas não lineares é testado e exposto conforme a Figura 18. Utiliza-se uma ponte retificadora como carga não linear resistiva.

A Figura 19 mostra a simulação do conversor operando com uma fase em aberto ou com resistência muito alta; e nas outras duas fases, uma carga desbalanceada.

O algoritmo genérico do controle preditivo não costuma tratar de faltas mono, bi, ou trifásicas. Pode-se, em contrapartida desenvolver métodos que resolvam essa situação contornando o problema. Uma solução para este problema, é monitorar a corrente e forçar uma referência de tensão a zero para uma corrente máxima preestabelecida que condiz com as limitações de potência do conversor na prática. O método pode ser verificado como mostra o resultado de simulação da Figura 20.

Para validar o controle linear da tensão do capacitor de barramento e também da

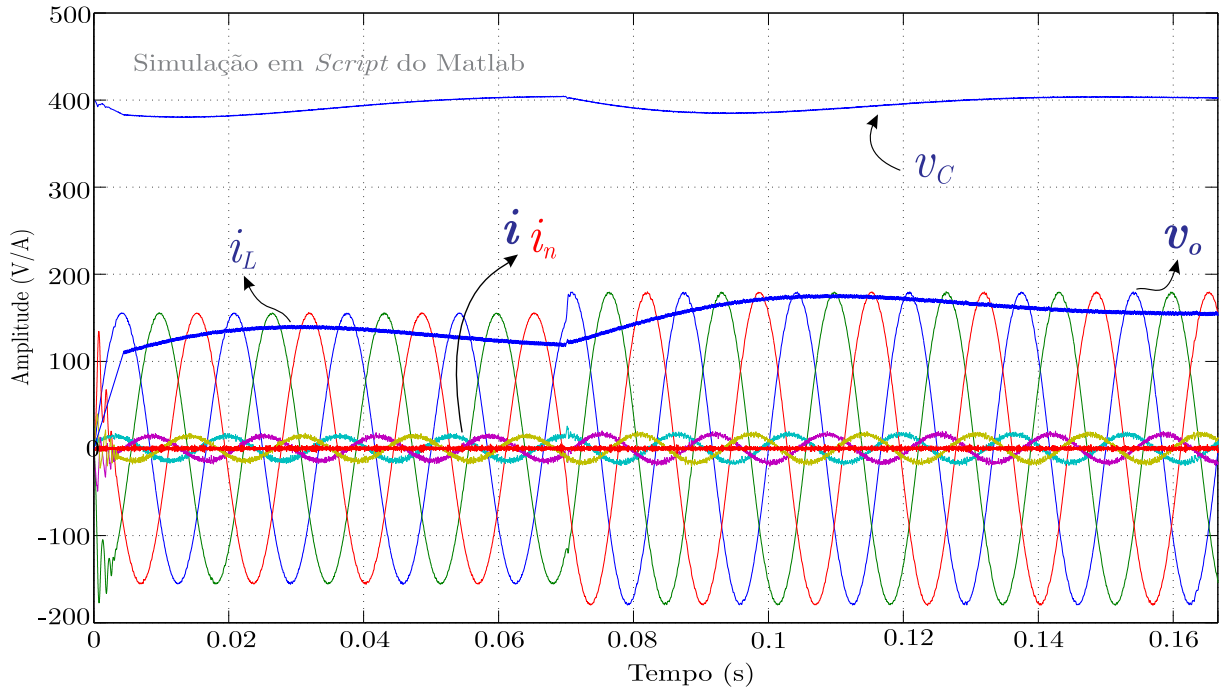


Figura 16 – Resultados de simulação para um degrau de referência na tensão de saída $[\lambda = 1,5]$.

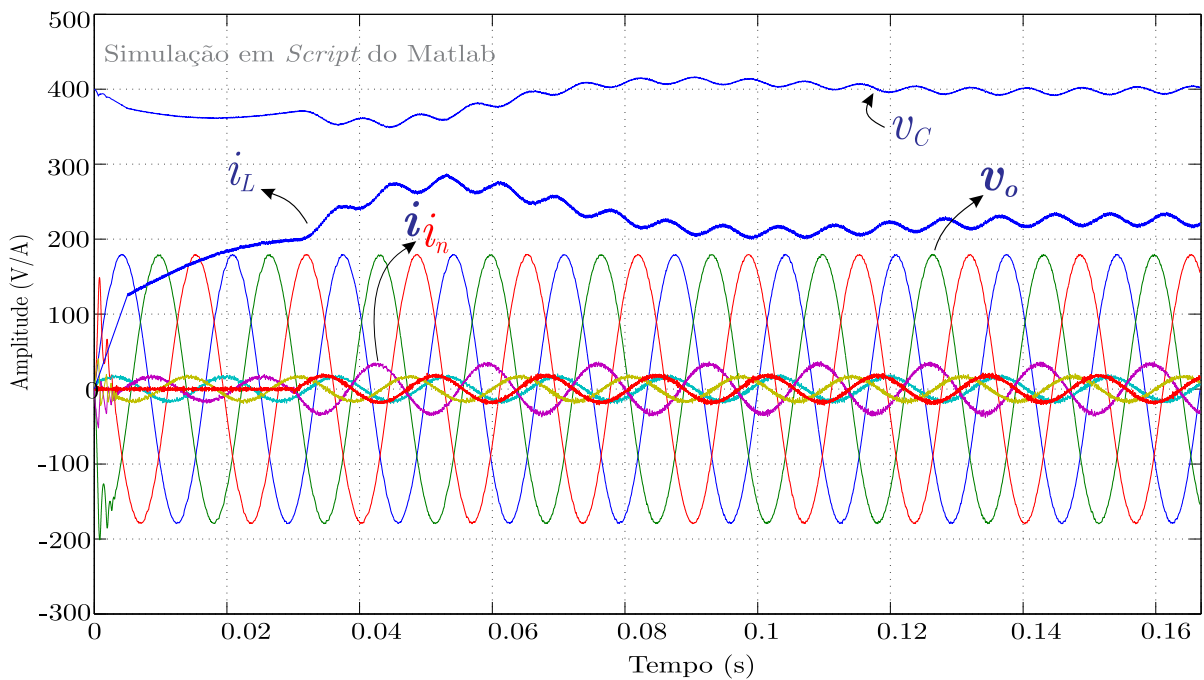


Figura 17 – Resultados de simulação para um degrau de carga desbalanceado $[\lambda = 1,5]$.

corrente do indutor, um degrau de referência da tensão do barramento é feita conforme a Figura 21.

Variando-se a indutância do filtro de saída com uma capacitância de $100\mu F$, pode-se chegar a resultados diferentes em relação ao erro da tensão de saída. Como Mostra a Tabela 6.

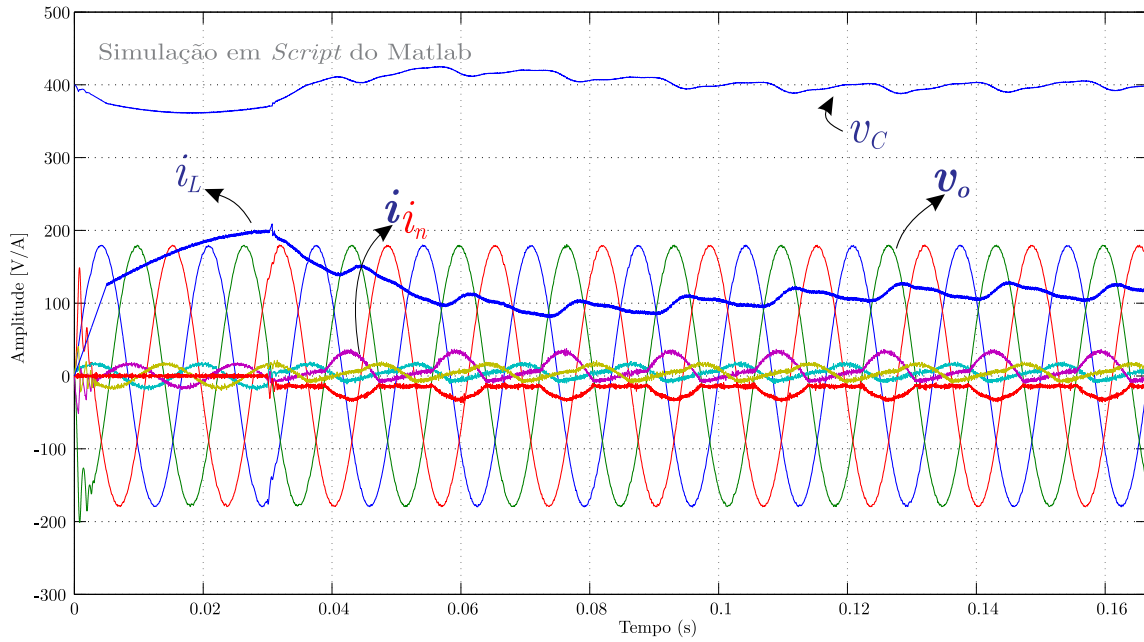


Figura 18 – Resultados de simulação para uma carga não linear (ponte retificadora) [$\lambda = 1, 5$].

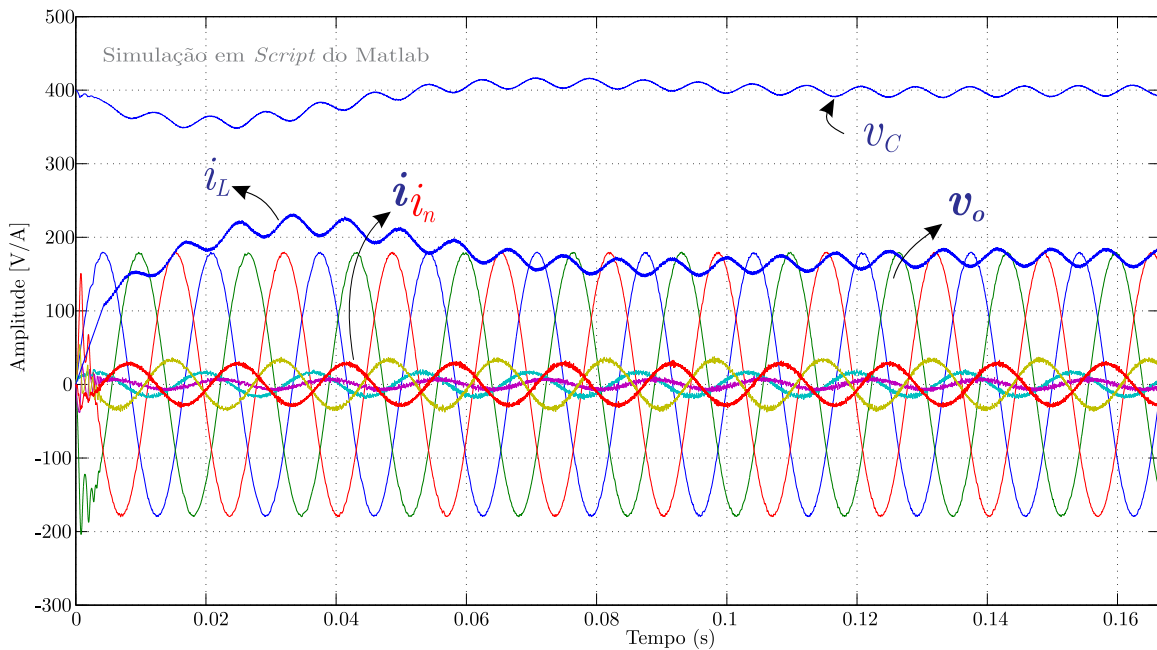


Figura 19 – Resultados de simulação para uma fase em aberto e duas desbalanceadas [$\lambda = 1, 5$].

Como se trata de um filtro de saída de segunda ordem, usando um indutor fixo de $2mH$ e variando-se a capacitância de saída, pode-se obter os resultados de erro conforme a Tabela 7.

Na prática, muitas vezes os valores reais de indutância e capacitância do filtro de saída diferem dos valores projetados ou considerados no algoritmo MPC. Para isto, pode-se fazer uma análise com a variação dos parâmetros de saída sem alterar o valor dos

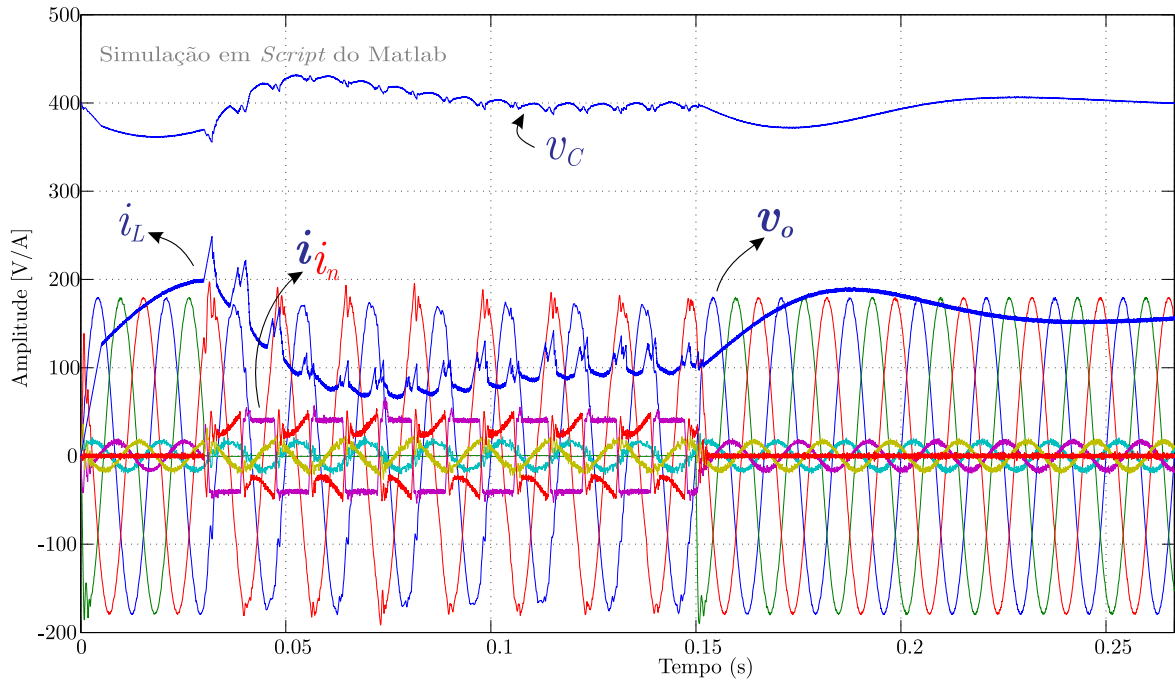


Figura 20 – Resultados de simulação para uma situação de falta monofásica [$\lambda = 1,5$].

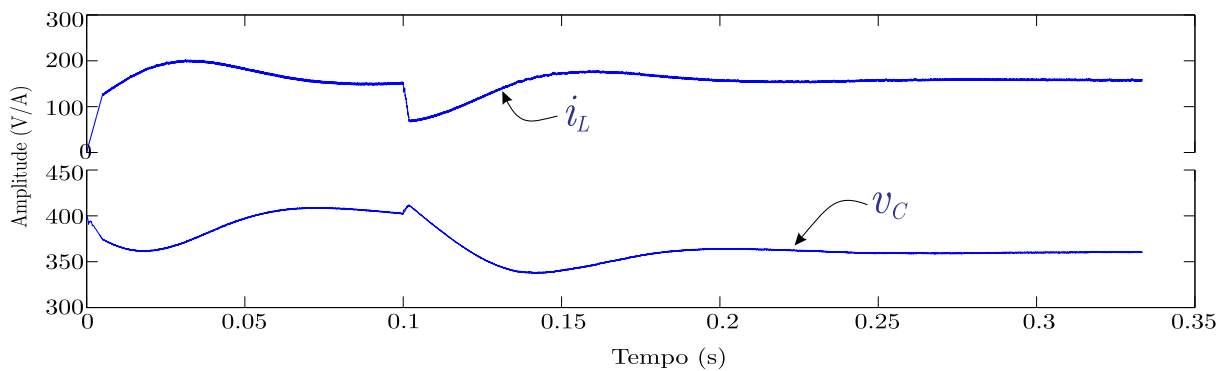


Figura 21 – Resultados de simulação para um degrau de referência na tensão do barramento CC (400V para 360V) com $\lambda = 1,5$.

Tabela 6 – Erro para a variação da indutância de filtro.

Indutância [mH]	Erro quadrático médio total [V]	Erro e_{vo} %
1	6.2469	1.5225
2	4.3203	1.2730
3	3.4923	1.2662
4	3.1565	1.2452
5	3.1530	1.2872

mesmos no código preditivo. A Tabela 8 mostra os resultados para diferentes valores de indutância de saída, sendo o indutor de projeto de $2mH$.

Da mesma forma, pode-se encontrar uma diferença no valor real de capacitância de saída quanto ao projetado. Com isso, a Tabela 9 mostra os resultados para a variação de

Tabela 7 – Erro para a mudança da capacitância do filtro de saída.

Capacitância da linha [μF]	Erro $e_{vo}\%$
50	1.3023
60	1.3431
70	1.4023
80	1.3436
90	1.3553
100	1.2730
110	1.3124
120	1.3640
130	1.3040
140	1.3313

Tabela 8 – Erro para variação paramétrica na indutância de saída cujo valor nominal é $L_{n,f} = 2mH$.

Indutância real da linha [mH]	Erro $e_{vo}\%$	Erro $i_L\%$
1	1.3951	2.5651
2	1.0870	0.9835
3	0.7788	0.5836
4	0.6868	0.5544
5	0.5947	0.5500
6	0.5513	0.5479
7	0.5079	0.5477

capacitância de saída, sendo que a projetada é de $100\mu F$.

Tabela 9 – Erro para variação paramétrica da capacitância de saída cujo valor nominal é $C_f = 100\mu F$.

Capacitância real da linha [μF]	Erro $e_{vo}\%$
50	1.7835
60	1.5751
70	1.3666
80	1.2414
90	1.1162
100	0.7365
110	0.7305
120	0.7245
130	0.7120
140	0.6994

Será analisado impacto de λ sobre o erro nas variáveis a serem controladas. Desta forma, varia-se o peso λ que está diretamente ligado à importância da corrente no indutor de entrada e na tensão de saída, ou seja, na decisão que o MPC tomará para o próximo estado de comutação. Com isso a Tabela 10 mostra os resultados obtidos para a variação de λ .

Tabela 10 – Erro para a variação de peso " λ " da corrente do indutor de entrada.

λ	Erro quadrático médio total [V]	Erro $e_{vo}\%$	Erro $i_L\%$
1.1	4.0316	1.3113	0.8270
1.2	4.0406	1.2984	0.8291
1.3	4.1007	1.3315	0.7980
1.4	4.1380	1.3123	0.8056
1.5	4.1340	1.2730	0.7915
1.6	4.1677	1.2802	0.7743
1.7	4.1525	1.3151	0.7687
1.8	4.2276	1.2909	0.8453
1.9	4.4020	1.3217	0.8929
2	4.0543	1.3683	0.8473
2.5	4.5845	1.4888	0.9180
3	4.4167	1.4738	0.8801
3.5	4.4805	1.4792	0.8558
4	4.4593	1.5516	0.9093
4.5	4.3408	1.6024	0.9193
5	4.4924	1.6535	0.9055
5.5	4.2018	1.6577	0.9320
6	4.5557	1.7609	0.8618

É possível concluir a partir destes resultados, que o algoritmo de controle preditivo é eficaz para o controle de um inversor SSI com quatro pernas, ou seja, operando ilhado. A medida que o λ aumenta, o erro das tensões de saída aumenta e o erro das correntes diminui. Um valor pertinente para o λ neste caso é 1,5.

3 Considerações Finais

Este trabalho abordou a metodologia do controle preditivo (FS-MPC) para Inversores de Fonte Dividida com quatro pernas com filtro LC operando isolados em condição de carga desequilibrada. Neste estudo, também se desempenharam simulações de outros inversores, tal como o VSI trifásico com três pernas, a fim de validar as equações que descrevem a dinâmica dos filtros e verificar o funcionamento do algoritmo de controle.

No Capítulo 1 foi apresentada a revisão do panorama atual dos conversores de energia frente a expansão da geração distribuída e da instalação de sistemas isolados. Viu-se que os inversores fonte de impedância são uma alternativa que reduz os estágios de processamento de energia necessários em um esquema de geração isolado. O SSI de quatro pernas é uma alternativa promissora na utilização em sistemas isolados, e o seu controle pode ser feito por meio da técnica FS-MPC, a qual vem ganhando grande espaço e atenção nos últimos anos no controle de conversores.

O Capítulo 2 apresentou a modelagem matemática dos estágios do Inversor de Fonte Dividida, o modelo dinâmico preditivo do filtro LC de saída a partir dos finitos e definidos estados de comutação, bem como a descrição e o desenvolvimento do algoritmo MPC e suas particularidades para o caso estudado. Analisou-se a flexibilidade que a função custo oferece na técnica de controle proposta, podendo ponderar variáveis de diferentes naturezas segundo a importância que é dada pelo objetivo de controle através das constantes de ponderação λ .

A partir das simulações expostas na seção 2.3 foi possível observar o funcionamento e a atuação dinâmica do controlador proposto, assim como o funcionamento característico das topologias avaliadas. O desempenho do controlador varia de acordo com a importância dada às variáveis envolvidas na função custo. Este desempenho pode ser avaliado pelo erro entre as referências e os valores reais sintetizados pelo conversor. A partir disso se pode varrer os valores de ponderação em busca de um conjunto ótimo, visto que não se tem uma solução analítica que relacione o desempenho do conversor com as constantes da função custo.

Foi feita a avaliação da variação paramétrica da função custo em relação ao desempenho do controlador, e dos efeitos da variação paramétrica no sistema. Com isso se investigou as limitações do método de controle proposto.

Portanto, os próximos passos deste trabalho se darão pela implementação em bancada experimental. A partir de um protótipo construído para se comunicar via controlador *DSPACE*, o qual também utiliza um ambiente MATLAB®.

Referências

- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P. Analysis of the three-level diode-clamped split-source inverter. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conf. of the IEEE Ind. Electron. Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3259–3264. Citado na página 22.
- ABDELHAKIM, A. et al. Performance evaluation of the single-phase split-source inverter using an alternative dc-ac configuration. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 1, p. 363–373, Jan 2018. ISSN 0278-0046. Citado na página 22.
- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G. Split-source inverter. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2015. p. 001288–001293. Citado na página 21.
- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G. Three-phase split-source inverter (SSI): Analysis and modulation. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 31, n. 11, p. 7451–7461, Nov 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 22.
- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G. Three-phase three-level flying capacitors split-source inverters: Analysis and modulation. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 22.
- ABDELRAZEK, A. A. et al. Decoupled control scheme of grid-connected split-source inverters. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 23.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. Citado na página 28.
- ANDERSON, J.; PENG, F. Z. Four quasi-z-source inverters. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. [S.l.], 2008. p. 2743–2749. Citado na página 21.
- BAKEER, A.; ISMEIL, M. A.; ORABI, M. A powerful finite control set-model predictive control algorithm for quasi z-source inverter. *IEEE Trans. on Ind. Inf.*, v. 12, n. 4, p. 1371–1379, Aug 2016. ISSN 1551-3203. Citado na página 24.
- BAYHAN, S. et al. Finite-control-set model-predictive control for a quasi-z-source four-leg inverter under unbalanced load condition. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, v. 64, n. 4, p. 2560–2569, April 2017. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 24.
- BAYHAN, S. et al. Finite-control-set model-predictive control for a quasi-z-source four-leg inverter under unbalanced load condition. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 4, p. 2560–2569, 2017. Citado na página 39.
- CORTES, P. et al. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives. In: *2009 IEEE Intern. Conf. on Ind. Tech.* [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–7. Citado na página 35.

- CORTES, P. et al. Predictive current control strategy with imposed load current spectrum. *IEEE Tran. on Power Electron.*, v. 23, n. 2, p. 612–618, March 2008. ISSN 0885-8993. Citado na página 35.
- CORTES, P. et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, v. 59, n. 2, p. 1323–1325, 2012. Citado na página 30.
- CORTES, P.; VATTUONE, L.; RODRIGUEZ, J. Predictive current control with reduction of switching frequency for three phase voltage source inverters. In: *2011 IEEE Int. Symp. on Ind. Electron.* [S.l.: s.n.], 2011. p. 1817–1822. ISSN 2163-5137. Citado na página 23.
- KIM, G.-H. et al. A novel three-phase four-leg inverter based load unbalance compensator for stand-alone microgrid. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 65, p. 70–75, 2015. Citado na página 22.
- KOURO, S. et al. Model predictive control - a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, June 2009. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 35.
- KUKRER, O. Discrete-time current control of voltage-fed three-phase pwm inverters. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 11, n. 2, p. 260–269, Mar 1996. ISSN 0885-8993. Citado na página 33.
- LEE, S. S.; HENG, Y. E. Improved single-phase split-source inverter with hybrid quasi-sinusoidal and constant pwm. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, v. 64, n. 3, p. 2024–2031, March 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 22.
- LI, X. et al. Analysis and simplification of three-dimensional space vector pwm for three-phase four-leg inverters. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 58, n. 2, p. 450–464, 2011. Citado na página 22.
- LIANG, W. et al. Double-line-frequency ripple model, analysis & impedance design for energy stored single-phase quasi-z source photovoltaic system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, 2017. Citado na página 39.
- LLONCH-MASACHS, M. et al. Understanding the three and four-leg inverter space vector. In: IEEE. *Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, 2016 18th European Conference on. [S.l.], 2016. p. 1–10. Citado 3 vezes nas páginas 15, 28 e 29.
- MATHEW, D.; SHUKLA, A.; BANDYOPADHYAY, S. Modified predictive current control of neutral-point clamped converter with reduced switching frequency. In: *2016 IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exp. (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3286–3290. Citado na página 23.
- MATOS, J. G. de; SILVA, F. S. e; RIBEIRO, L. A. d. S. Power control in ac isolated microgrids with renewable energy sources and energy storage systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 62, n. 6, p. 3490–3498, 2015. Citado na página 21.
- MENESES, D. et al. Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic ac-module application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2649–2663, June 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 21.

- MOSA, M.; BALOG, R. S.; ABU-RUB, H. High-performance predictive control of quasi-impedance source inverter. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 32, n. 4, p. 3251–3262, April 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 24.
- PENG, F. Z. Z-source inverter. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, v. 39, n. 2, p. 504–510, Mar 2003. Citado na página 21.
- RAMIREZ, R. O. et al. A novel hybrid finite control set model predictive control scheme with reduced switching. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 61, n. 11, p. 5912–5920, 2014. Citado na página 23.
- RIVERA, M. et al. Digital predictive current control of a three-phase four-leg inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 11, p. 4903–4912, 2013. Citado na página 33.
- RODRIGUEZ, J. et al. Predictive current control of a voltage source inverter. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, v. 54, n. 1, p. 495–503, Feb 2007. ISSN 0278-0046. Citado na página 23.
- SEDLAK, M. et al. Operation of four-leg three-level flying capacitor grid-connected converter for res. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2013. p. 1100–1105. Citado na página 22.
- SHEN, D.; LEHN, P. W. Fixed-frequency space-vector-modulation control for three-phase four-leg active power filters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 149, n. 4, p. 268–274, July 2002. ISSN 1350-2352. Citado na página 28.
- SIWAKOTI, Y. P. et al. Y-source impedance network. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*. [S.l.], 2014. p. 3362–3366. Citado na página 21.
- SIWAKOTI, Y. P. et al. Impedance-source networks for electric power conversion part i: A topological review. *IEEE Trans. on Power Electro.*, v. 30, n. 2, p. 699–716, Feb 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 21.
- VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, v. 64, n. 2, p. 935–947, Feb 2017. Citado na página 23.
- YARAMASU, V. et al. Model predictive approach for a simple and effective load voltage control of four-leg inverter with an output lc filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 10, p. 5259–5270, Oct 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 32.
- YARAMASU, V. et al. Cost-function based predictive voltage control of two-level four-leg inverters using two step prediction horizon for standalone power systems. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*. [S.l.], 2012. p. 128–135. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 29.
- YOUNG, H. A. et al. Assessing finite-control-set model predictive control: A comparison with a linear current controller in two-level voltage source inverters. *IEEE Ind. Electron. Magaz.*, v. 8, n. 1, p. 44–52, March 2014. ISSN 1932-4529. Citado na página 23.