

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

EGON HENRIQUE BURTON DOURADO

**CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES PARA INVERSORES MONOFÁSICOS
CONECTADOS À REDE COM FILTRO L E FILTRO LCL**

CAMPO GRANDE - MS

2019

EGON HENRIQUE BURTON DOURADO

**CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES PARA INVERSORES MONOFÁSICOS
CONECTADOS À REDE COM FILTRO L E FILTRO LCL**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
como exigência para obtenção do grau de
Bacharelado em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul –
UFMS

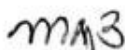
CAMPO GRANDE - MS

2019

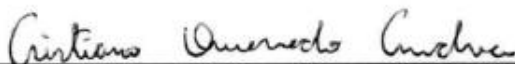
Controle por Modos Deslizantes para Inversores Monofásicos Conectados à Rede com Filtro L e Filtro LCL

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:



Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito
Orientador



Prof. Dr. Cristiano Quevedo Andrea



Prof. Dr. Luigi Galotto Junior

CAMPO GRANDE – MS

2019

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Egon Henrique Burton Dourado, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 8039507 e CPF nº 029.780.802-80, declaro que o Trabalho de Conclusão de Curso apresentado, com o título Controle por Modos Deslizantes para Inversores Monofásicos Conectados à Rede com Filtro L e Filtro LCL é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 10 de dezembro de 2019.

Egon Henrique B. Dourado

Egon Henrique Burton Dourado

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Flávio e Gisele, que foram uma parte essencial para a conclusão deste trabalho, por todo o amor e carinho recebido, pela paciência e dedicação em inúmeras situações da vida, e por oferecem todo o apoio necessário para contribuir com minha graduação.

Aos amigos formados durante o curso de graduação, em especial, ao Pedro, Gustavo, Marcos, Tales, Wislayne e Thuany, que compartilharam junto a mim diversos momentos de alegria, compondo uma peça fundamental para a escrita deste trabalho.

Ao corpo docente do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS), por todos os ensinamentos oferecidos durante a graduação, em especial, aos professores Dr. Cristiano Quevedo Andrea e Dr. Luigi Galotto Junior, por aceitarem o convite de fazer parte da minha banca avaliadora e dividirem comigo este momento tão importante.

Em especial, ao professor Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito, por toda a paciência e conhecimento dispostos durante a realização deste trabalho, que contribuíram de maneira indispensável para a conclusão desta monografia.

RESUMO

Este trabalho utilizou do controle por modos deslizantes para realizar o controle de corrente para inversores monofásicos conectados à rede com filtro L e filtro LCL. Em ambos sistemas, uma variação da referência ao degrau era imposta, com o intuito de verificar a capacidade de rastreamento do controlador proposto. Inicialmente, realizou-se uma análise do comportamento do método de controle por modos deslizantes (SMC) para um sistema conectado à rede através do filtro L, verificando uma rápida resposta dinâmica, alta frequência na ação de controle e boa capacidade de rastreamento. Para reduzir a saturação da resposta do controle, visto que a variável a ser modificada era o índice de modulação, optou-se por substituir a função sinal por uma função tangente hiperbólica, melhorando os níveis de saturação, porém elevando sucintamente a distorção harmônica total (DHT). Para o filtro LCL, devido o problema intrínseco de ressonância, houve a necessidade do emprego de uma técnica de amortecimento ativo. Na parte do projeto do controlador SMC, foi desenvolvida uma metodologia similar à do filtro L. Os valores de DHT encontrados comprometiam a qualidade do sistema e da rede. Para contornar essa situação, aplicou-se novamente a função tangente hiperbólica, melhorando a DHT, capacidade de rastreamento e resposta dinâmica. No entanto, havia a presença de um pequeno erro de rastreamento. Deste modo, utilizou-se de um controlador proporcional-ressonante para aplicar um ganho na frequência desejada, eliminando o erro em regime permanente, e melhorando o índice de DHT. As limitações impostas por um controlador PR no sistema controlado foram mencionadas.

Palavras-Chave: controle por modos deslizantes, amortecimento ativo, filtro LCL.

ABSTRACT

This work used the sliding mode control to perform the current control for grid-connected single-phase inverters with filter L and filter LCL. In both systems, a step variation of the reference was imposed to verify the tracking capability of the proposed controller. Initially, an analysis of the behavior of the sliding mode control (SMC) method was performed for a grid-connected system through the L filter, verifying a fast dynamic response, high-frequency control action and good traceability. To reduce the saturation of the control response, since the variable to be modified was the modulation index, it was decided to replace the signal function with a hyperbolic tangent function, improving saturation levels, but succinctly increasing the total harmonic distortion (THD). For the LCL filter, due to the intrinsic resonance problem, an active damping technique was required. In the SMC controller design part, a methodology similar to that of the L filter was developed. The THD values found compromised the system and network quality. To circumvent this situation, the hyperbolic tangent function was applied once more, improving THD, tracking ability and dynamic response. However, there was a slight tracking error. Thus, a proportional resonant controller was used to apply a gain at the desired frequency, eliminating steady-state error, and improving the THD index. The limitations imposed by a PR controller on the controlled system were mentioned.

Keywords: sliding mode control, active damping, LCL filter

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Utilização de fontes renováveis e não-renováveis no Brasil e no mundo	15
Figura 2 - Conexão típica de uma fonte de energia solar com a rede.....	16
Figura 3 - Topologia para conexão de inversores utilizando filtros de saída	19
Figura 4 - Representação de um inversor com filtro LCL em diagrama de blocos.....	21
Figura 5 - Inversor monofásico conectado à rede com filtro de saída.....	24
Figura 6 - Trajetórias de um sistema a estrutura variável contínuo.....	29
Figura 7 - Inversor monofásico conectado à rede com filtro L	31
Figura 8 - Circuito monofásico simplificado com filtro L	32
Figura 9 - Modelo computacional do controlador SMC para filtro L	34
Figura 10 - Modelo computacional do inversor monofásico com filtro L	35
Figura 11 - Comparação entre as correntes i_1 e i_1^*	36
Figura 12 - Rastreamento da resposta ao degrau.....	36
Figura 13 - Erro de corrente entre i_1 e i_1^*	37
Figura 14 - Ação de controle $usmc$ para a variação da referência i_1^*	37
Figura 15 - Análise FFT do controlador SMC proposto	38
Figura 16 - Erro de corrente entre i_1 e i_1^* com função tanh	39
Figura 17 - Ação de controle $usmc$ para a variação da referência i_1^* com função tanh.....	39
Figura 18 - Análise FFT do controlador SMC proposto com função tanh.....	40
Figura 19 - Relação entre a atenuação das harmônicas em fs e o termo r	45
Figura 20 - Inversor monofásico conectado à rede com filtro LCL	46
Figura 21 - Circuito monofásico simplificado com filtro LCL	46
Figura 22 - Análise em frequência do filtro LCL projetado.....	47
Figura 23 - Diagrama de blocos da resistência virtual para amortecimento ativo	48
Figura 24 - Modelo computacional do inversor monofásico com filtro LCL	49
Figura 25 - Modelo computacional do controlador SMC para filtro LCL	50
Figura 26 - Comparação entre as correntes i_2 e i_2^* com função sinal	51
Figura 27 - Comparação entre as correntes i_2 e i_2^* com função tanh.....	52
Figura 28 - Rastreamento da resposta ao degrau com função tanh	52
Figura 29 - Erro de corrente entre i_2 e i_2^* com função tanh	53

Figura 30 - Ação de controle $usmc$ para a variação da referência $i2^*$ com função $\tanh$	54
Figura 31 - Comparação entre as correntes $i2$ e $i2^*$ com SMC + PR	55
Figura 32 - Rastreamento da resposta ao degrau com SMC + PR	55
Figura 33 - Erro de corrente entre $i2$ e $i2^*$ com SMC + PR	56
Figura 34 - Ação de controle $usmc$ para a variação da referência $i2^*$ com SMC + PR.....	56

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Capacidade instalada de geração elétrica no Brasil (MW).....	14
Tabela 2 - Parâmetros do sistema para dimensionamento do filtro L	32
Tabela 3 - Valores dos componentes do filtro LCL	45

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	13
1.1. Motivação.....	13
1.2. Revisão bibliográfica.....	17
1.3. Objetivo geral.....	22
1.4. Objetivos específicos.....	23
1.5. Organização do trabalho.....	23
2. MODELAGEM E PROPOSTA DE CONTROLE.....	24
2.1. Considerações para a modelagem do inversor monofásico.....	24
2.2. Proposta de controle	25
2.3. Conclusões parciais	30
3. MÉTODO SMC PARA FILTRO L.....	31
3.1. Controle por modos deslizantes no filtro L	31
3.2. Conclusões parciais	40
4. MÉTODO SMC PARA FILTRO LCL	42
4.1. Dimensionamento do filtro LCL	42
4.1. Controle por modos deslizantes no filtro LCL	45
4.2. Conclusões parciais	57
5. CONCLUSÃO	59
6. REFERÊNCIAS	61

1. INTRODUÇÃO

1.1. MOTIVAÇÃO

Conforme a busca contínua por melhorias nos sistemas de energia (desde a geração até o consumo) com foco em fontes alternativas e renováveis, nota-se o crescimento do mercado de geração distribuída - GD, que acompanha esse desenvolvimento. De acordo com [1], o panorama mundial está mudando rapidamente, devido a três das grandes preocupações da humanidade, cada vez mais presentes atualmente: meio ambiente, energia e economia global.

O mercado de energia solar global anual, mais especificamente para painéis fotovoltaicos, apresentou um pequeno aumento em 2018, mas o suficiente para ultrapassar 100 GW (incluindo capacidade instalada on-grid e off-grid) pela primeira vez. Apesar da pequena taxa de crescimento em 2018, a energia fotovoltaica tornou-se a fonte de energia que mais cresce no mundo, com mercados em escala de gigawatts, em um crescente número de países [2].

Diversos países na América Latina e no Caribe estão presenciando uma rápida expansão de instalações anuais, devido ao clima favorável e abundância de recursos solares [2]. No Brasil, a distribuição de energia solar fotovoltaica está vendo um crescimento significativo. Em 2019, no período de janeiro a março, cerca de 525 MW de capacidade de painéis fotovoltaicos foram importados para o país, representando um aumento de 32% em relação a 2018. Quanto a importação de inversores, essa presenciou um crescimento de 230%, de 151 MW no primeiro trimestre, para 499 MW no último trimestre [3].

Considerando os diferentes meios que o Brasil tem para gerar sua energia elétrica, seja com fontes renováveis ou não-renováveis, verifica-se pela Tabela 1 – obtida através de [4] – que apesar da uma predominância de geração hidrelétrica, existe um notável crescimento de outras fontes, com destaque especial para energia eólica e solar, entre os anos de 2013 e 2017.

O aumento da participação da energia solar fotovoltaica no mercado brasileiro de energia elétrica pode estar atribuído aos incentivos governamentais, que apesar de poucos, são capazes de contribuir positivamente com a parcela ocupada por esta fonte de energia [5]. Entre os principais incentivos, podem-se citar:

- Resolução Normativa nº 482, de 17 de abril de 2012;
- Resolução Normativa nº 687, de 24 de novembro de 2015;
- Convênio ICMS nº 101/97 – CONFAZ;
- Convênio ICMS nº 16/2015 – CONFAZ.

Tabela 1 - Capacidade instalada de geração elétrica no Brasil (MW)

	2013	2014	2015	2016	2017	$\Delta\%$ (2017/2016)	Part. % (2017)
Total	126.743	133.913	140.858	150.338	157.112	4,5	100,0
Hidrelétrica	81.132	84.095	86.366	91.499	94.662	3,5	60,2
Termelétrica	36.528	37.827	39.564	41.275	41.628	0,9	26,5
PCH	4.620	4.790	4.886	4.941	5.020	1,6	3,2
CGH	266	308	398	484	594	22,6	0,4
Nuclear	1.990	1.990	1.990	1.990	1.990	-	1,3
Eólica	2.202	4.888	7.633	10.124	12.283	21,3	7,8
Solar	5	15	21	24	935	3.836,3	0,6

Fonte: Adaptado de [4].

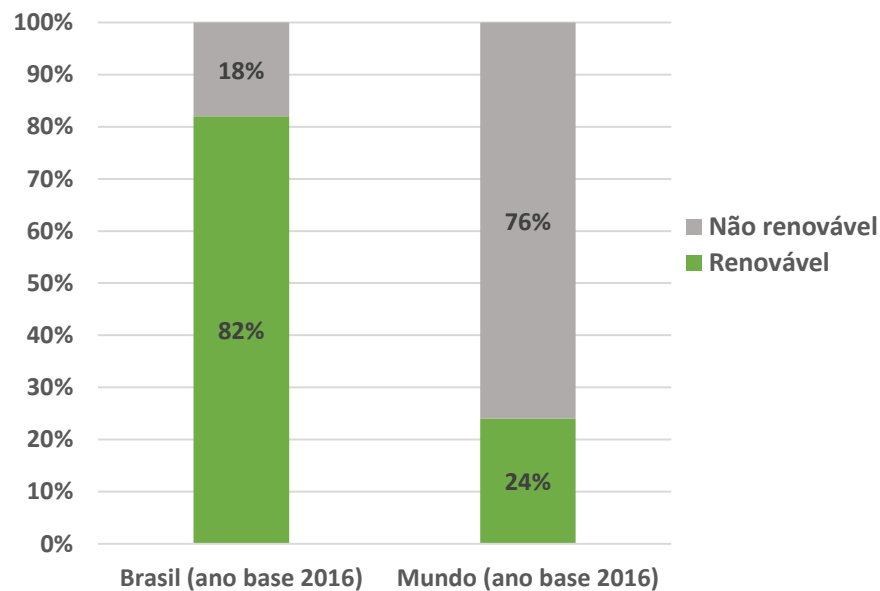
Através da REN nº 482/2012, a ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica – possibilitou ao consumidor brasileiro gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis ou cogeração qualificada, fornecendo o excedente para a rede de distribuição, além da possibilidade de aderir ao Sistema de Compensação de Energia Elétrica, também conhecido pelo termo em inglês *net metering* [6].

Por meio da REN nº 687/2015, a ANEEL realizou alterações na REN nº 482/2012, reduzindo os custos e tempo para conexão da geração distribuída, compatibilizando o Sistema de Compensação de Energia Elétrica com as Condições Gerais de Fornecimento propostas pela REN nº 414/2010, e melhorando as informações contidas na fatura [6].

O Convênio ICMS nº 101/97 concede isenção do ICMS nas operações que envolvam diversos equipamentos e componentes para uso na geração eólica e solar. Já o Convênio ICMS nº 16/2015 autoriza a conceder isenção nas operações internas relativas à circulação de energia elétrica, sujeitas a faturamento sob o sistema proposto pela REN nº 482/2012 [7] [8].

Colocando sob perspectiva a matriz energética do Brasil com a matriz mundial, percebe-se que, apesar da maior parte do consumo de energia do país se originar de fontes não-renováveis, o Brasil ainda utiliza mais fontes renováveis que a média do mundo, como pode ser observado na Figura 1. O território brasileiro dispõe de grande potencial energético, criando possibilidades de expansão para o uso de fontes renováveis (hidrelétrica) e alternativas e renováveis (eólica e solar), que contribuem para suprir a crescente demanda energética do país. Estudos realizados pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE) e pelo Ministério de Minas e Energia (MME), no Plano Decenal de Expansão de Energia (PDE) 2026, estimam que a capacidade instalada no Brasil irá atingir 212,53 GW em 2026 [9] [10].

Figura 1 - Utilização de fontes renováveis e não-renováveis no Brasil e no mundo



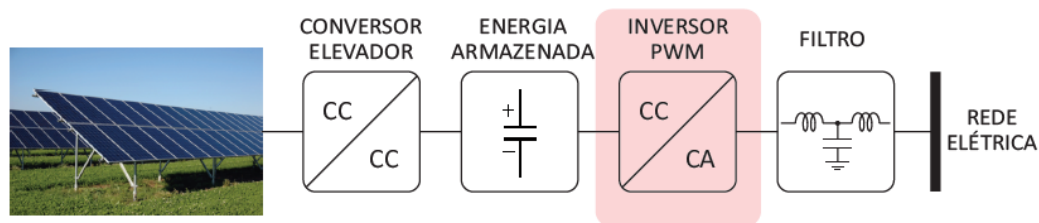
Fonte: Adaptado de [9].

Consequentemente ao aumento da conexão de geração advinda de fontes renováveis à rede de distribuição, faz-se necessário a utilização de normas que padronizem e normatizem as atividades técnicas relacionadas à: qualidade de energia, operação segura do sistema, proteção anti-ilhamento, etc [11]. No Brasil, é possível citar como exemplo a REN nº 482/2012, mencionada anteriormente, e os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), elaborados pela ANEEL. De maneira complementar, utilizam-se normas internacionais, como as estabelecidas pelo IEEE e IEC.

Além da baixa eficiência em sistemas de geração distribuída baseados em fonte eólica ou solar, outra desvantagem está relacionada à controlabilidade. Se o controle desses sistemas não for projetado de maneira adequada, a conexão destes com a rede de distribuição pode ocasionar em instabilidade ou até mesmo em falhas/danos permanentes. Devido a necessidade de um controle adequado, aumenta-se o interesse na busca por estratégias de controle eficientes [11] [12].

Em muitos casos, um único módulo fotovoltaico não será suficiente para suprir certa demanda de energia. Assim, diversos módulos são conectados entre si, formando arranjos em série e/ou paralelo para obter os valores de tensão e potência desejados. Muitas vezes, conversores desempenham um papel fundamental na integração dessas fontes renováveis com a rede, garantindo que os requisitos estabelecidos pelas normas sejam atendidos. Esses dispositivos operam em conjunto com filtros de saída, como o filtro indutivo (L) ou filtro indutivo-capacitivo-indutivo (LCL), que ajudam a suavizar a corrente de saída [10] [11] [12].

Figura 2 - Conexão típica de uma fonte de energia solar com a rede



Fonte: Adaptado de [10].

Recordando que o uso de conversores é essencial para a efetiva conexão da fonte solar fotovoltaica com a rede de distribuição de energia elétrica, uma vez que a energia produzida pelos módulos fotovoltaicos se dá na forma de corrente contínua (CC), convertida para corrente alternada (CA) através do inversor.

Como o inversor apresenta um elevado grau de importância para o sistema fotovoltaico em sua integralidade, torna-se relevante a busca de técnicas de controle eficientes que garantam o atendimento dos requisitos estabelecidos por normas, tanto nacionais, quanto internacionais. Assim, este trabalho focará mais especificamente no estágio de conversão CC-CA, sendo possível reduzir os níveis de distorção harmônica, rejeitar distúrbios provenientes de meios externos e controlar a injeção de potência.

1.2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Com o crescente interesse por fontes renováveis, a conexão do sistema que constitui a integração do inversor com a rede de distribuição, deve ser executada de maneira segura. Esta necessidade incentivou o surgimento de diversas pesquisas, entre elas é importante destacar os esquemas de controle de estabilização, uma vez que o controle para esses sistemas deve alcançar alto desempenho, caracterizado como rápida resposta dinâmica, robustez às perturbações, erro de rastreamento nulo e baixa distorção harmônica total (DHT) para a forma de onda da corrente injetada [13].

Muitos inversores utilizam modulação por largura de pulsos denominada de modulação PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*), através de dispositivos semicondutores, para sintetizar a forma de onda senoidal de interesse. No entanto, devido a natureza de chaveamento, existe uma parcela de conteúdo harmônico gerado. Considerando valores típicos de frequência de comutação encontrados em inversores, como por exemplo, 2 à 15 kHz, estes podem causar harmônicas de ordem superior que interferem com outras cargas ou equipamentos sensíveis na rede, além de produzirem perdas quando em circulação na rede de distribuição [14] [15]. Para lidar com esse conteúdo harmônico, é comum encontrar filtros na saída de inversores, antes de efetivamente conectá-los a rede.

Existem diversas normas para regularizar sistemas conectados à rede, entre as internacionais, a norte-americana IEEE 1547 e a europeia IEC 61727, e entre as nacionais, a brasileira ABNT 16149 e a NBR IEC 62116 [10]. Entre os efeitos negativos que as harmônicas trazem a diferentes equipamentos e/ou cargas, podem-se citar: aquecimento de transformadores, redução da vida útil de máquinas girantes, queima de banco de capacitores [16].

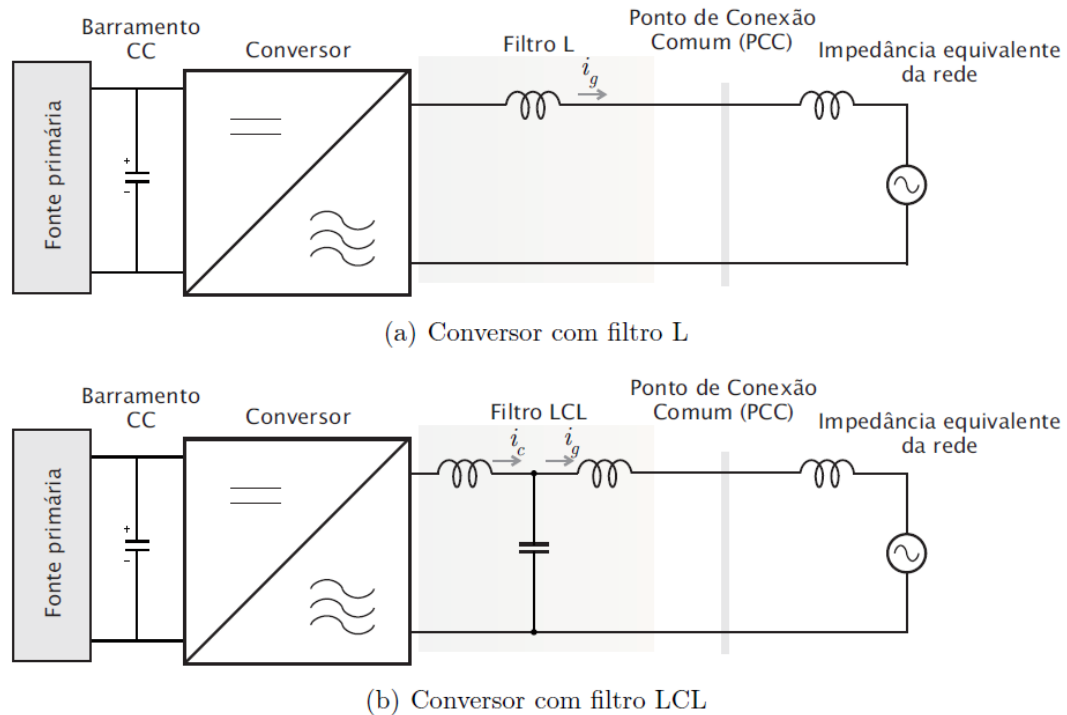
Além da conversão da energia em forma de corrente contínua para corrente alternada, os inversores também buscam alcançar objetivos como o controle do fluxo de potência e a otimização do fator de potência. Isto é realizado através da imposição da forma de onda de corrente injetada na rede utilizando esquemas como: estratégias baseadas em histerese, em controle convencional utilizando controladores do tipo PI (proporcional-integral), P+R (proporcional-ressonante), ou repetitivo e controle de corrente preditivo ou do tipo deadbeat, além de controle adaptativo.

De maneira geral, o uso de indutores em série (filtro L), posicionados no ponto de acoplamento comum (PAC), desempenham o papel de filtro, que devido suas características (sistemas de primeira ordem), são considerados como primeira opção de teste. No entanto, esses filtros precisam que o inversor opere com altas frequências de chaveamento para atingirem níveis aceitáveis de atenuação de harmônicos, particularmente em situações onde a rede apresenta cargas sensíveis a distúrbios [17].

Em contraste, com o intuito de reduzir as harmônicas e aprimorar a qualidade da corrente da rede, uma alternativa ao uso do filtro L, seria o filtro LCL. Este oferece maior atenuação harmônica para uma mesma frequência de chaveamento com redução do volume total do filtro, que são pontos importantes para aplicações de elevada potência. Embora essas melhorias sejam atrativas, a função de transferência para o controle da corrente de saída do filtro LCL é de terceira ordem e, devido a interação entre os elementos reativos, insere no sistema o problema de pico de ressonância, tornando mais complexo o desenvolvimento de estratégias de controles. Adicionalmente, o uso deste filtro torna o sistema mais susceptível à interferências causadas pelas harmônicas de tensão da rede ou eventos transientes [17] [18]. A Figura 3 ilustra, de maneira simplificada, as duas topologias mais básicas utilizadas para filtros conectados à rede.

Frequentemente, diferentes técnicas de amortecimento são adotadas para eliminar possíveis ressonâncias, e evitar a instabilidade do sistema. Quanto ao amortecimento dessas ressonâncias, as duas principais alternativas são apresentadas na literatura: o uso de amortecimento passivo ou ativo [19]. O amortecimento passivo consiste na adição de um ou mais resistores, em série ou paralelo com algum dos elementos do filtro, porém essa metodologia resulta no aumento das perdas do sistema, que pode ser indesejável para operações de alta potência [20]. Além disso, a resposta do filtro LCL é alterada, reduzindo a capacidade de atenuação em altas frequências, e passando a apresentar um comportamento de filtro passa baixas de segunda ordem, ao invés de terceira ordem [10].

Figura 3 - Topologia para conexão de inversores utilizando filtros de saída



Fonte: Adaptado de [19].

Por sua vez, o amortecimento ativo tem recebido maior atenção, por não aumentar as perdas do sistema, e também devido sua flexibilidade. Apesar disso, aumenta a complexidade do controle e o custo com sensores [20]. Existem diversos trabalhos que abordam diferentes estratégias de controle para alcançar o amortecimento ativo, como o uso de estruturas de controle específicas, estimação da impedância da rede, estratégias de controle multimalhas, retroação de estados, dentre outras [19]. Diante do exposto, para evitar as perdas associadas a inserção de um resistor no sistema, como no amortecimento passivo, foi proposto o conceito de uma resistência virtual, obtida através de estratégias de controle adequadas, para substituir o uso de um resistor passivo. Uma das maneiras de alcançar o amortecimento ativo, é por meio de uma realimentação da corrente do capacitor, multiplicada por um ganho proporcional, que, conforme mostrado em [21], equivale a um resistor em paralelo com o componente capacitivo do filtro. No entanto, o valor de ganho deve ser escolhido criteriosamente, visto que um pequeno valor não amortece a ressonância efetivamente, enquanto um alto valor pode levar o sistema à instabilidade [22]. Devido a estes fatos, neste trabalho adotar-se-á a estratégia de amortecimento ativo.

Levando em conta os critérios a serem respeitados, é recomendado que as técnicas de controle relacionadas a inversores conectados à rede, em resumo, apresentem as seguintes características: (i) bom rastreamento da referência de corrente e capacidade de rejeição de distúrbios, (ii) estabilidade em relação a incertezas paramétricas e (iii) bom desempenho considerando o amortecimento da ressonância. Estes pontos são relevantes, uma vez que, problemas de estabilidade e/ou baixo desempenho, ao se tratar de amortecimento da ressonância, ocorrem com frequência devido a dois fatores principais: (i) incerteza paramétrica do filtro LCL e (ii) inclusão da malha de rejeição de distúrbios de tensão [19]. Com isso, diferentes estratégias de controle são adotadas, das mais simples até as mais complexas, para atingirem os resultados desejados.

O controle preditivo é outra proposta apresentada para o controle de inversores conectados à rede, onde entre eles, destaca-se o uso do controlador de resposta mínima, ou *deadbeat*, por demonstrar alto desempenho e rapidez para eventos transitórios. Pela natureza dinâmica da rede, situações onde o controlador não altere adequadamente e de forma rápida a modulação do inversor, podem comprometer a estabilidade do sistema, devido a possibilidade da elevação da corrente. No entanto, com a presença de uma alta largura de banda, compromete-se a estabilidade de controladores *deadbeat*, por causa do atraso inerente aos cálculos provenientes da implementação digital, ou variações da indutância de filtro [23].

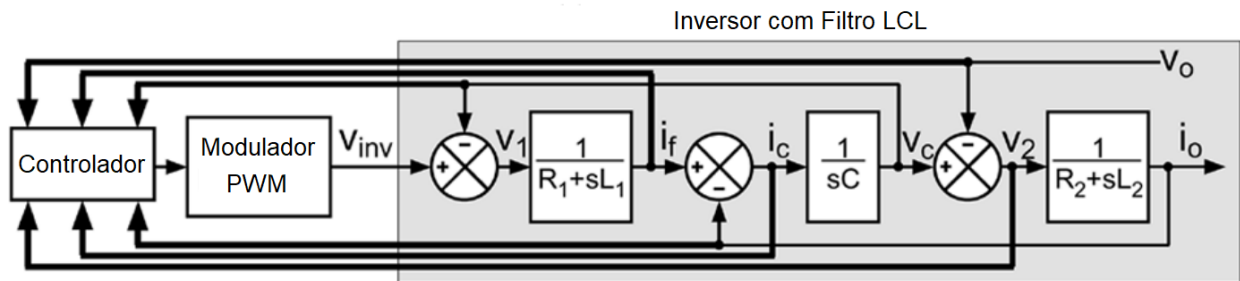
Um algoritmo para controle preditivo de corrente, do conversor conectado à rede é proposto em [23], através da combinação de uma lei de controle *deadbeat* duas-amostras com um observador de Luenberg, para estimar os valores futuros de corrente da rede. Apesar das simplificações e considerações realizadas no trabalho, a proposta apresenta bons resultados para um conversor com filtro L, com margem de fase melhorada e baixo custo computacional.

Na literatura, outro princípio de controle também é encontrado, presente em diferentes trabalhos, que faz o uso de mais de uma malha de controle. Esta estratégia tem recebido mais atenção nos últimos anos, devido sua simplicidade e facilidade de implementação. Geralmente, apresenta uma malha interna e uma malha externa de controle, no entanto, o número de malhas varia de acordo com as necessidades do projetista. Pela presença de diversas malhas, esse princípio também é conhecido como estratégia multimalhas. Em sistemas que apresentam filtros de saída com ordem mais elevada, como LC ou LCL, esses controles são utilizados para controlar as saídas

filtradas de tensão ou corrente, onde a malha externa garante o rastreamento da referência em regime permanente, enquanto a malha interna melhora a estabilidade e fornece uma rápida compensação dinâmica para distúrbios no sistema (incluindo súbitas mudanças de referência e carga) [24].

Em [24], os autores avaliam o estudo da estratégia multimalhas, aplicada em três diferentes sistemas: (i) inversor de tensão com filtro LC, operando como restaurador de tensão dinâmico ou DVR (do inglês, *Dynamic voltage restorer*), (ii) inversor de corrente com um filtro CL, e por fim, (iii) inversor de tensão com filtro LCL. No último caso, com filtro LCL, existem seis variáveis possíveis para controle, vistas na Figura 4. Entre essas variáveis, se encontram a tensão do capacitor, corrente do capacitor, tensão do indutor do lado da rede, corrente do indutor do lado do inversor, corrente injetada na rede e tensão de saída do sistema. Na malha externa, para controlar o fluxo de potência, a variável de controle escolhida foi a corrente injetada na rede. Já na malha interna, se pode escolher entre a tensão e corrente do capacitor, tensão do indutor do lado da rede ou a corrente do indutor do lado do conversor. Em todos os casos, um compensador proporcional-ressonante (PR) é utilizado na malha externa, proporcionando um alto ganho na frequência desejada e auxiliando no rastreamento.

Figura 4 - Representação de um inversor com filtro LCL em diagrama de blocos



Fonte: Adaptado de [24].

Diversos autores verificaram os resultados de outra metodologia presente na literatura, que faz o uso de controladores por modos deslizantes ou SMC, (do inglês, *Sliding Mode Control*). Esta estratégia apresenta uma variedade de aplicações, principalmente devido suas características de robustez, capacidade de rejeição de distúrbios e facilidade de implementação. Alinhada a outras metodologias, é possível obter resultados promissores, tanto no domínio contínuo, quanto no domínio discreto, para inversores conectados à rede com filtro LCL. Em [13], os autores utilizam

o algoritmo de SMC através de uma superfície deslizante multi-ressonante para eliminar o erro de rastreamento da corrente injetada na rede e reduzir a DHT.

Uma vez que o modo deslizante tenha sido alcançado, as principais vantagens que aumentam a atratividade dessa técnica, estão na sua simplicidade de projeto, invariância com relação a incertezas paramétricas e rejeição de algumas classes de perturbações externas. Devido a estas características, tais métodos têm sido empregados com sucesso para o controle de processos em inúmeras aplicações, como por exemplo, o controle de manipuladores robóticos, veículos subaquáticos, motores e transmissões automotivos, motores elétricos de alta performance, sistemas de potência, controladores para conversores eletrônicos, entre outros [25] [26] [27].

Em [28], os autores utilizam a estratégia multimalhas, onde a malha interna utiliza o erro da corrente do lado do conversor, como uma superfície deslizante pelo método SMC, e a malha externa consiste de um controlador adaptativo por modelo de referência ou MRAC (do inglês, *Model Reference Adaptive Control*), para rastrear a corrente injetada na rede com robustez, e rejeição de distúrbios.

Diante da revisão bibliográfica, nota-se uma grande quantidade de trabalhos disponíveis para inversores conectados à rede com filtro passivos de saída, para as mais diferentes metodologias de controle. Apesar de dificuldade em competir com controladores já conhecidos, e que apresentam facilidade de projeto, o interesse pelo método SMC, alinhado com outras estratégias de controle, vem ganhando cada vez mais espaço.

1.3. OBJETIVO GERAL

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um controle por modos deslizantes (SMC) para um inversor monofásico em conexão à rede de distribuição com filtro L e LCL. Diferentes estratégias serão abordadas para complementar esse sistema de controle, como a utilização de amortecimento ativo e inserção de um controlador proporcional-ressonante (PR).

1.4. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Verificar as características predominantes do controle por modos deslizantes (invariância em relação às incertezas paramétricas, rejeição de distúrbios externos);
- Garantir o rastreamento da referência com erro mínimo e baixa DHT;
- Obter resultados através de simulações para comprovar o desempenho do controlador proposto e verificar a resposta do mesmo a uma variação em degrau na referência;
- Avaliar o resultado apresentado pelo método SMC em sua integridade, e posteriormente, melhorar essa resposta com estratégias de controle complementares.

1.5. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Os capítulos do trabalho são apresentados a seguir.

- Capítulo 1: Apresenta a motivação do trabalho e a revisão bibliográfica realizada sobre o tema, situando a monografia no contexto de controle para inversores conectados à rede com filtros passivos.
- Capítulo 2: Considera hipóteses para simplificar a análise do circuito com o filtro L e LCL. Este capítulo também discorre sobre pontos marcantes do controle por modos deslizantes, desde seus primeiros estudos até suas aplicações.
- Capítulo 3: Neste capítulo é feito o dimensionamento do filtro L conectado à rede. Em seguida, o controle por modos deslizantes é projetado, considerando a lei de controle equivalente e a lei de alcance com taxa de aproximação constante e proporcional.
- Capítulo 4: Os componentes para o filtro LCL são dimensionados. Após isso, é proposto o método de controle SMC da maneira similar ao Capítulo 3, dado primeiramente, através da função sinal, que depois é substituída pela função tangente hiperbólica, e finalmente, é feita uma comparação desta última com o uso do controlador PR alinhado ao método SMC.
- Capítulo 5: As conclusões são desenvolvidas sobre os projetos realizados durante a monografia, e algumas ideias são propostas para continuidade do trabalho.

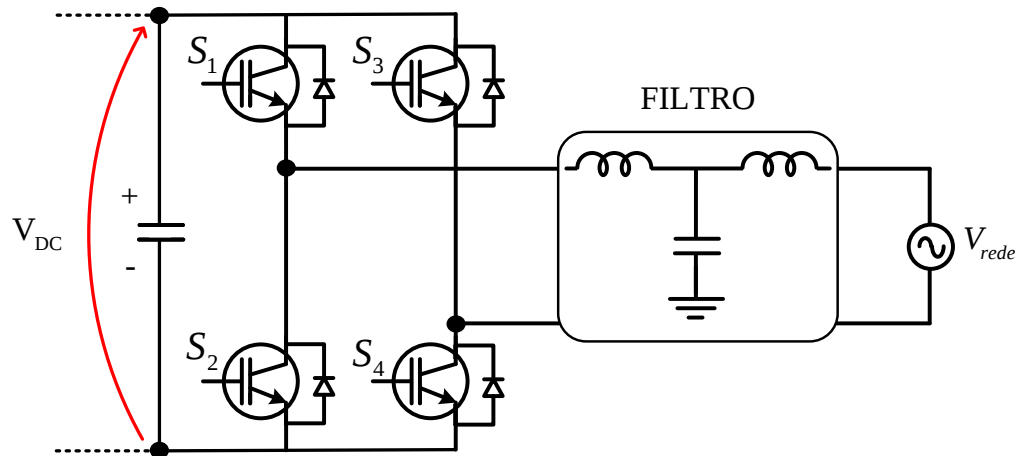
2. MODELAGEM E PROPOSTA DE CONTROLE

Este capítulo apresenta as considerações a serem utilizadas para a modelagem de um inversor monofásico, por efeitos de simplificação. Em seguida, a proposta de controle baseada no método SMC é apresentada.

2.1. CONSIDERAÇÕES PARA A MODELAGEM DO INVERSOR MONOFÁSICO

Primeiramente, a tensão contínua V_{DC} é considerada estável, e pode ser obtida de diferentes formas, através de certas fontes primárias de energia (como painéis fotovoltaicos), que alimentam um conversor estático CC-CC, ou carregam um capacitor.

Figura 5 - Inversor monofásico conectado à rede com filtro de saída



Fonte: Própria autoria, 2019.

Aproxima-se a tensão sintetizada para um valor mV_{DC} , onde m representa o índice de modulação. Entre as técnicas de modulação, escolheu-se a unipolar, onde três níveis diferentes de tensão são criados pelo chaveamento do inversor, entre eles, $+V_{DC}$, $-V_{DC}$ e 0. Para contribuir com a simplificação da análise, utilizam-se algumas das hipóteses abordadas em [29], como:

- No ponto de acoplamento comum ou PCC (do inglês, *Point of Common Coupling*), o sincronismo entre a tensão de saída do filtro e a tensão da rede é previamente garantido;

- Os interruptores utilizados pelo inversor são considerados ideais;
- Apesar da característica predominantemente indutiva da rede elétrica, essa será desconsiderada, sendo a rede modelada como uma fonte de tensão senoidal V_{rede} .
- O barramento de entrada é considerado estabilizado, podendo sua representação ser feita através de uma fonte CC;
- Como a frequência de comutação do inversor PWM é muito maior que a componente fundamental da tensão, os efeitos das harmônicas advindas da modulação são desprezados.

2.2. PROPOSTA DE CONTROLE

Desde a década de 1950, com os trabalhos iniciados por Emelyanov e diversos outros pesquisadores, o controle por modos deslizantes ou estrutura variável (do inglês, *sliding mode* ou *variable structure*) tem sido amplamente utilizado e discutido. Em sistemas de estrutura variável, é permitido ao controle alterar a estrutura do sistema, isto é, alternar a qualquer instante entre possíveis funções contínuas de um determinado conjunto. Dessa maneira, o problema do projeto da estrutura variável é selecionar os parâmetros de cada estrutura e definir uma lógica de chaveamento [25] [26] [30].

Considerando o controle de sistemas não-lineares, existem situações onde o modelo desses sistemas apresenta imprecisões. Estas imprecisões podem surgir de uma incerteza sobre a planta (como um parâmetro desconhecido), ou pela escolha de uma representação simplificada das dinâmicas do sistema (como a modelagem linear) [27]. Do ponto de vista do controle, a modelagem de imprecisões pode ser classificada em dois grupos principais:

- Incertezas estruturadas (ou paramétricas) (do inglês, *structured uncertainties*)
- Incertezas desestruturadas (ou dinâmicas não-modeladas) (do inglês, *unstructured uncertainties*)

O primeiro tipo corresponde às imprecisões de termos presentes no modelo, enquanto o segundo tipo corresponde às imprecisões da ordem do sistema. Para lidar com essas incertezas, duas estratégias são amplamente utilizadas, entre estas, o controle robusto e o controle adaptativo.

Uma das abordagens para alcançar o controle robusto é através do controle por modos deslizantes. De uma maneira simples, esse método baseia-se na ideia de que é mais fácil controlar sistemas de primeira ordem, do que controlar sistemas de enésima ordem, descritos através de equações diferenciais de sua respectiva ordem [27].

Para entender um pouco mais sobre a ideia central do controle por modos deslizantes, considere o seguinte sistema dinâmico descontínuo:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1)$$

onde $x(t) \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados do sistema, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de entradas e (A, B) é um par controlável. No controle para métodos deslizantes, a estratégia consiste em apresentar um vetor de entradas $u: \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^n$, geralmente sendo uma lei de controle descontínua que depende do valor das funções de chaveamento $s: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^m$, de tal forma que, os estados do sistema $x \in X \subset \mathbb{R}^n$ são direcionados de um estado inicial $x(0) \in X$ para uma região de um subespaço $\Omega = \{x \in X: s(x) = 0\}$. Assim, os estados permanecem indefinidamente em Ω , ou seja, os estados deslizam sobre a função de chaveamento [10] [31].

O sinal de controle $u(t)$ é descontínuo e dado por

$$u(t) = \begin{cases} u^+(t) & \text{se } s(t) > 0 \\ u^-(t) & \text{se } s(t) < 0 \end{cases} \quad (2)$$

De acordo com [27], é possível definir uma função de chaveamento variante no tempo $s(t)$ no espaço de estado $\mathbb{R}^n$ utilizando a equação escalar $s(x, t) = 0$, onde

$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-m} \tilde{x} \quad (3)$$

assumindo $n \geq m$, sendo $\tilde{x} = x - x_d$ o erro de rastreamento na variável x , λ uma constante estritamente positiva, n a ordem do sistema e m o número de entradas. Assim, como exemplo, para um sistema de segunda ordem com uma única entrada, $n = 2$ e $m = 1$

$$s = \ddot{x} + \lambda \dot{\tilde{x}} \quad (4)$$

Para simplificar a notação, assume-se que todas as variáveis são funções do tempo. Observando a superfície de deslizamento, nota-se que a dimensão de $s(x) = 0$ é um espaço de dimensão $(n - m)$ que pertence ao conjunto $\mathbb{R}^n$.

Do ponto de vista matemático, a natureza da lei de controle descontínua resulta em dinâmicas também descontínuas. Devido a isso, as equações diferenciais para sistemas de controle a estrutura variável (do inglês, *variable structure control* ou VSC) apresentam um lado direito descontínuo, surgindo o problema de que teorias convencionais de existência e unicidade de soluções não podem ser aplicadas [10] [26].

Como visto em [26], a descrição matemática de modos deslizantes não é simples, devido sua natureza de ações descontínuas. Na vizinhança da superfície de deslizamento, o critério de Lipschitz para continuidade uniforme de funções é violado, não garantindo a existência e unicidade de soluções de equações diferenciais. No entanto, o método de Filippov, de forma axiomática, trata sobre a busca de soluções para equações diferenciais com lado direito descontínuo. Contudo, conforme trata o autor em [10], existe um método mais eficiente e direto, proposto por Utkin, conhecido como método do controle equivalente, podendo ser aplicado em sistemas de múltiplas entradas e saídas (do inglês, *multiple-input* e *multiple-output*, ou MIMO), descrito pela equação

$$u_{smc} = u_{eq} + \delta u \quad (5)$$

onde u_{eq} é a lei de controle equivalente e δu corresponde a parcela descontínua.

O projeto da lei de controle equivalente é obtido após a escolha de uma superfície de deslizamento $s(t)$, onde a dinâmica dos estados que rege o comportamento de um determinado sistema, deve estar limitada a essa superfície. Para que o modo de deslizamento ocorra, é necessário que $s(t) = \dot{s}(t) = 0$. Esse método de controle equivalente insere uma parcela contínua na lei de controle, onde seu comportamento se assemelha ao de um filtro passa-baixas da lei de controle chaveada em alta frequência [10]. Outra aplicação para este método é a análise da dinâmica do sistema, quando próximo a superfície de deslizamento, ou seja, quando o sistema entra no modo deslizante.

Geralmente, a escolha da superfície de deslizamento é de caráter do projetista, para atender os objetivos de seu projeto. No entanto, não é suficiente escolher uma superfície sem considerar o critério de que as variáveis de estado, que determinam as dinâmicas do sistema, precisam ser atraídas para superfície, a partir de uma suposta trajetória. Para que os estados sejam guiados em direção a superfície deslizante, o autor em [26] informa que deve existir um domínio envolvendo

a superfície, no qual as trajetórias do sistema apontem na sua direção. Esta condição pode ser matematicamente expressa das seguintes formas:

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} < 0 \quad (6)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} > 0 \quad (7)$$

em algum domínio $\Omega \in \mathbb{R}^n$. Neste caso a superfície de deslizamento seria:

$$\mathcal{D} = S \cap \Omega = \{x \in \Omega: s(x) = 0\}$$

Apesar das expressões encontradas em (6) e (7), uma forma mais simples de representar essas condições é dada através de um critério mais sucinto, porém equivalente, descrito como

$$\dot{s}s < 0 \quad (8)$$

Com isso, as condições (6), (7) e (8) são denominadas condições de alcançabilidade. Para verificar a estabilidade do sistema, é utilizada a teoria de estabilidade de Lyapunov, definindo-se uma função candidata da forma

$$V(s) = \frac{1}{2} s^2 \quad (9)$$

que será uma função de Lyapunov para o estado s , uma vez que $\dot{V}(s) = \dot{s}s < 0$.

Mesmo que as condições anteriores sejam frequentemente encontradas na literatura, elas não garantem a existência de um modo deslizante ideal, já que estas condições garantem apenas que a superfície de deslizamento seja alcançada assintoticamente [26].

Para garantir que a superfície de deslizamento seja alcançada em tempo finito, uma condição mais restritiva deve ser satisfeita. Com isso, identifica-se um novo conceito, o modo de alcance, que descreve a maneira como os estados controlados irão atingir a superfície deslizante sob determinadas condições, chamadas condições de alcance. Escolhida uma determinada condição, pode-se encontrar uma lei de controle para satisfazer tal condição e garantir a dinâmica desejada durante a fase de alcance [10]. Na literatura, diversas estratégias para se determinar o modo de alcance foram propostas. Uma condição muito utilizada na literatura é a condição de alcançabilidade dada por

$$\dot{s}s \leq -\eta|s| \quad (10)$$

onde η é uma constante positiva.

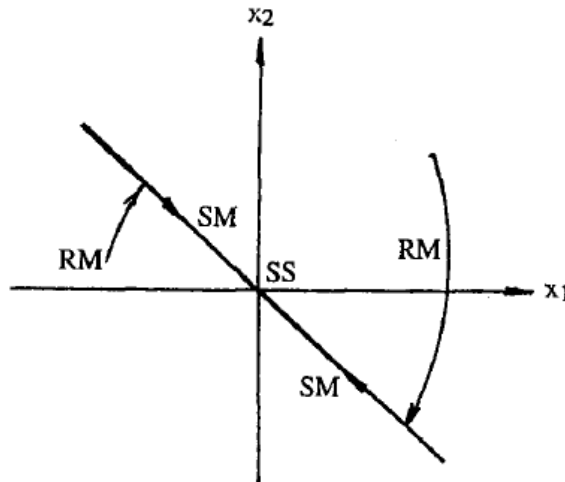
Sabendo que $|s| = s \cdot \text{sign}(s)$, a condição se reduz a

$$\dot{s} \leq -\eta \cdot \text{sign}(s) \quad (11)$$

Assim, por meio da condição estabelecida em (11), a restrição de projeto para determinado ganho de um controlador por modos deslizantes poderia ser verificada pela teoria de estabilidade de Lyapunov.

Em [32], os autores constataam que, de maneira genérica, a resposta de um sistema a estrutura variável consiste de três modos, o modo de alcance (*reaching mode - RM*), o modo de deslizamento (*sliding mode - SM*), e o modo em regime permanente (*steady-state mode - SS*), apresentados na Figura 6.

Figura 6 - Trajetórias de um sistema a estrutura variável contínuo



Fonte: [32].

Uma das estratégias mais utilizadas para atingir o modo de alcance, conhecida como lei de alcance, proposta em 1993, pelos autores em [33], descreve a dinâmica para uma função de chaveamento, dada por

$$\dot{s}(t) = -\varepsilon \cdot \text{sign}(s(t)) - q \cdot f(s(t)), \quad \varepsilon > 0, \quad q > 0 \quad (12)$$

Com isso, uma lei de controle para um sistema à estrutura variável é sintetizada a partir da lei de alcance, junto a um modelo conhecido da planta e os limites conhecidos das perturbações. Conforme (12), nota-se que o projeto do controlador SMC depende da escolha da função $f(s)$ e

dos valores de ε e q , que resultam em diferentes comportamentos para a lei de alcance. Por exemplo, para obter uma taxa de aproximação constante, se escreve (12) como

$$\dot{s}(t) = \varepsilon \cdot \text{sign}(s(t)) \quad (13)$$

de maneira similar, para uma taxa de aproximação constante e proporcional, se tem

$$\dot{s}(t) = -\varepsilon \cdot \text{sign}(s(t)) - q \cdot s(t) \quad (14)$$

Elevar os valores de q reduz o tempo de aproximação, por outro lado, quanto menor o valor de ε , menor será o efeito de trepidação ou *chattering*. Este efeito vem da natureza dos rápidos chaveamentos do controle por modos deslizantes, que em cenários ideais, ocorrem infinitamente. Do ponto de vista de sistemas com chaveamento, o fenômeno *chattering* é indesejável nos modelos matemáticos de sistemas reais, pois, na prática, chaveamentos de alta velocidade causam redução de vida útil dos equipamentos, aumento de interferências eletromagnéticas, além de poder excitar modos rápidos do sistema que haviam sido desprezados, tornando o sistema instável [26] [33].

2.3. CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram feitas algumas considerações, para contribuir com a simplificação da análise de circuitos com filtro de saída conectado à rede. Entre elas, citam-se algumas como: sincronismo entre a tensão de saída do filtro e a tensão da rede é garantido, os interruptores são considerados ideais, a indutância da rede é desconsiderada.

Uma breve revisão sobre os conceitos do controle por modos deslizantes é feita, desde os primeiros pesquisadores até as diferentes aplicações em que este método é utilizado. Diversas maneiras para mostrar que a superfície deslizante escolhida seria alcançada em tempo finito foram vistas. Definiu-se a lei de controle equivalente, assim como as diferentes formas da lei de alcance.

Comentou-se sobre um dos principais efeitos indesejáveis do método SMC, o fenômeno *chattering*, resultado da natureza descontínua do controle por modos deslizantes, originado pelos rápidos chaveamentos. Esse efeito é capaz de reduzir a vida útil de equipamentos, e até mesmo tornar um sistema instável.

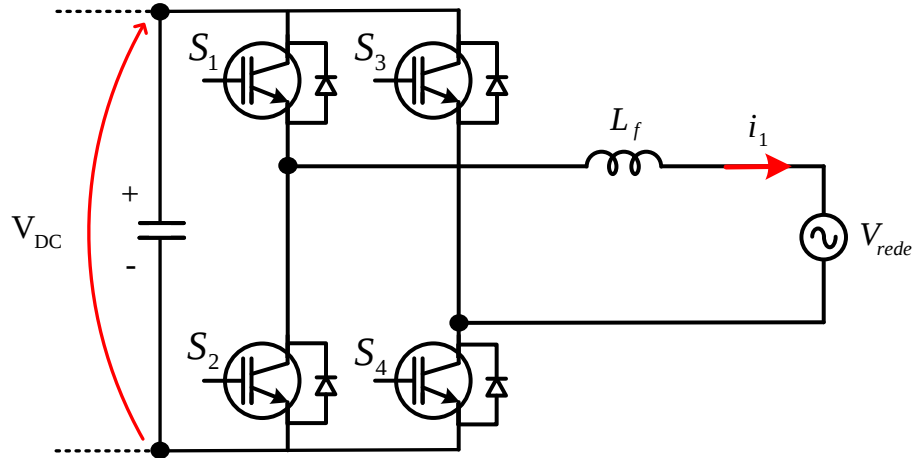
3.MÉTODO SMC PARA FILTRO L

O objetivo deste capítulo será apresentar a proposta de controle pelo método SMC para filtro L conectado à rede, assim como dimensionar os componentes desse filtro. Através desta metodologia, os comportamentos da função de chaveamento escolhida e ação de controle serão observados para uma variação ao degrau na corrente de referência.

3.1. CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES NO FILTRO L

Inicialmente, consideram-se as mesmas hipóteses para simplificação da análise do circuito, mencionadas no Capítulo 2. Uma representação do circuito de um inversor monofásico conectado à rede com filtro L é visto na Figura 7.

Figura 7 - Inversor monofásico conectado à rede com filtro L

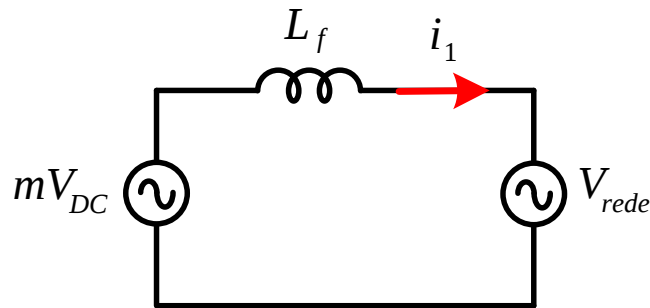


Fonte: Própria autoria, 2019.

A modulação utilizada será a unipolar, ou modulação a três níveis. Conforme a Figura 8, para descrever a dinâmica do sistema, recorre-se às leis de Kirchhoff. O sistema é modelado conforme (15).

$$mV_{DC} - L_f \frac{di_1}{dt} - V_{rede} = 0 \quad (15)$$

Figura 8 - Circuito monofásico simplificado com filtro L



Fonte: Própria autoria, 2019.

De forma a dimensionar a indutância do filtro L_f , os autores em [34] fazem uso da ondulação (do inglês, *ripple*) de corrente, ou seja, considera-se uma máxima ondulação de corrente para o instante de pico da tensão da rede, resultando em

$$L_f = \frac{(V_{DC} - V_{redeP}) m}{f_s I_1 \Delta I_1} \quad (16)$$

onde m consiste no índice de modulação, f_s é a frequência de chaveamento, I_1 é a corrente de pico da rede, ΔI_1 é a ondulação de corrente da rede e V_{redeP} é a tensão de pico da rede. Na Tabela 2 os principais parâmetros para este projeto são apresentados.

Tabela 2 - Parâmetros do sistema para dimensionamento do filtro L

Parâmetros	Valor
Potência de saída	500 W
Tensão de entrada	250 V
Tensão eficaz da rede	127 V
Frequência fundamental da rede	60 Hz
Frequência de chaveamento	40 kHz
<i>Ripple</i> de corrente da rede	4,5 %

Fonte: Própria autoria, 2019.

Aplica-se os valores da Tabela 2 em (16) para calcular a indutância do filtro L_f , o valor encontrado é de, aproximadamente, 5 mH.

Como apresentado no Capítulo 2, o controle por modos deslizantes para esse circuito será desenvolvido a partir do método de controle equivalente, descrito em (5). Para encontrar o termo u_{eq} , que corresponde à lei de controle equivalente, define-se uma superfície de deslizamento como sendo o erro de rastreamento, em outras palavras, a diferença entre a variável medida e sua referência. Segundo [27], em sistemas que apresentem uma única entrada, a ordem da superfície deslizante deve seguir a condição $N_{sw} = N - 1$, onde N caracteriza a ordem do sistema. A partir de (15), identifica-se que é um sistema de primeira ordem.

Logo, tem-se que a superfície deslizante é de ordem zero, pois $N_{sw} = 1 - 1 = 0$, e é definida como

$$s(t) = i_1(t) - i_1^*(t) = 0 \quad (17)$$

Derivando-se (17), se obtém

$$\dot{s}(t) = \dot{i}_1(t) - \dot{i}_1^*(t) = 0 \quad (18)$$

Para encontrar os termos de $\dot{s}(t)$ e substituí-los por suas parcelas equivalentes, reescreve-se (15) como

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{mV_{DC} - V_{rede}}{L_f} \quad (19)$$

Considera-se que a referência $i_1^*(t)$ é a uma função senoidal da forma

$$i_1^*(t) = I_1 \sin(\omega t) \quad (20)$$

onde a amplitude I_1 é de aproximadamente 5,6 A. Dessa maneira, pela derivação de (20), se tem

$$\dot{i}_1^*(t) = I_1 \omega \cos(\omega t) \quad (21)$$

Substituindo-se (19) em (18), se encontra

$$\frac{mV_{DC} - V_{rede}}{L_f} - \dot{i}_1^*(t) = 0 \quad (22)$$

Em seguida, organiza-se (22) para evidenciar o índice de modulação

$$m = \frac{\dot{i}_1^*(t) L_f + V_{rede}}{V_{DC}} \quad (23)$$

Como o índice de modulação m é a variável de controle do sistema, se observa que $u_{eq} = m$. Assim, a lei de controle equivalente é dada por (23), restando encontrar o termo δu , responsável por introduzir a parcela descontínua ao controle.

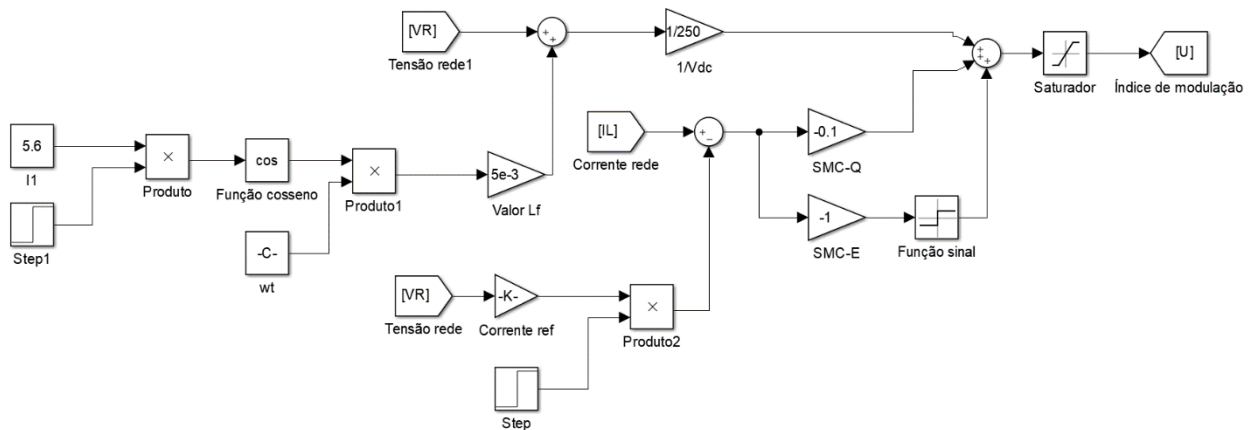
Para isso, utiliza-se a lei de alcance com taxa de aproximação constante e proporcional, descrita em (14). De acordo com [33], com a adição da parcela $-q \cdot s(t)$, os estados são forçados a se aproximarem com uma maior velocidade da superfície de deslizamento, quando $s(t)$ for elevado. Por uma consideração análoga ao que foi mencionado em [10], sobre a escolha das constantes, não há uma metodologia padrão para a seleção exata de ε e q , apenas a preferência por valores que obtenham o modo de alcance desejado, ou valores iniciais para testes.

Com isso, admite-se que $\delta u = -\varepsilon \cdot \text{sign}(s(t)) - q \cdot s(t)$. Agora, é possível escrever (5) como

$$u_{smc} = \frac{i_1^*(t) L_f + V_{rede}}{V_{DC}} - \varepsilon \cdot \text{sign}(s(t)) - q \cdot s(t) \quad (24)$$

Para representar o controlador SMC no âmbito computacional, utiliza-se a seguinte estrutura de blocos, presente na Figura 9. Neste ponto, a função sinal (sign) foi alterada para tangente hiperbólica ($\tanh$) a fim de reduzir as taxas de variação de m associadas ao sinal da função de erro.

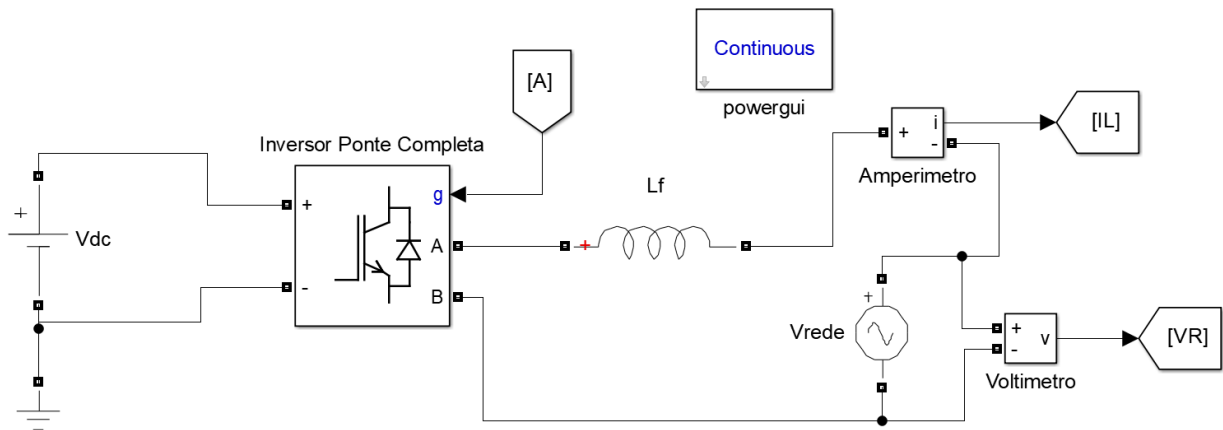
Figura 9 - Modelo computacional do controlador SMC para filtro L



Fonte: Própria autoria, 2019.

O funcionamento adequado desse método de controle equivalente, requer informação dos valores das variáveis e constantes presentes em (24). Estes valores são adquiridos através do modelo computacional do inversor com filtro L, disposto na Figura 10 e dos dados da Tabela 2.

Figura 10 - Modelo computacional do inversor monofásico com filtro L



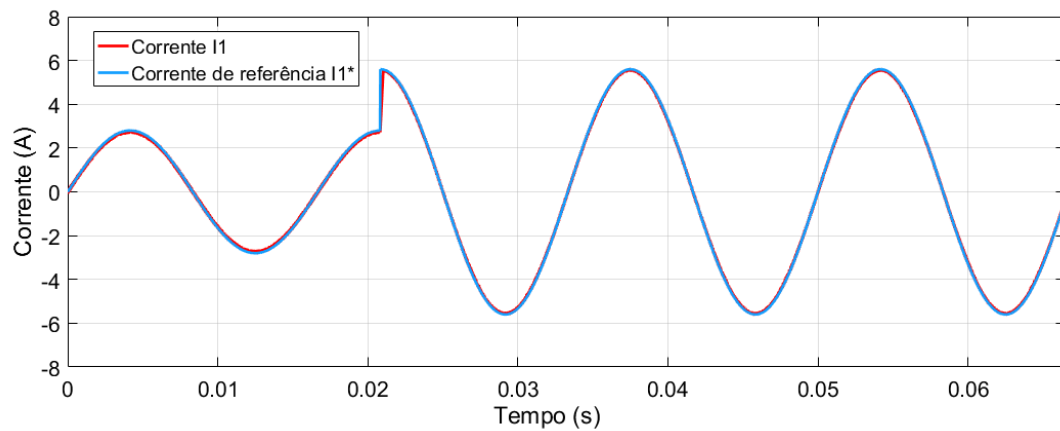
Fonte: Própria autoria, 2019.

Como mencionado anteriormente, a escolha dos valores das constantes não consiste de uma metodologia exata, dessa forma, através de testes com diferentes valores, optou-se por dimensioná-las como $\varepsilon = 1$ e $q = 0,1$, buscando atingir uma resposta que apresente baixa DHT (inferior à 5%), rastreamento da referência com erro mínimo, pequeno distúrbio em resposta ao degrau, e índice de modulação dentro de seus limites.

Com o intuito de avaliar o desempenho do método de controle proposto, observa-se uma comparação entre a corrente i_1 e a corrente de referência i_1^* , esta última dada por (20). O resultado da simulação é apresentado na Figura 11.

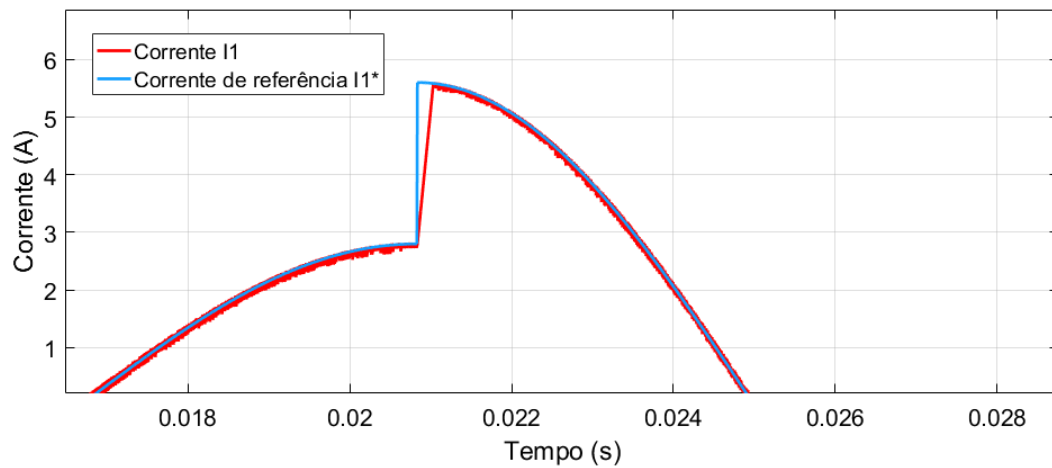
Uma variação em degrau é imposta sobre a corrente de referência para analisar a capacidade de rastreamento do método SMC, a partir de 0,02 s. A Figura 12 consiste de um detalhe adicional da Figura 11, com destaque para o momento em que a variação ocorre.

Figura 11 - Comparação entre as correntes i_1 e i_1^*



Fonte: Própria autoria, 2019.

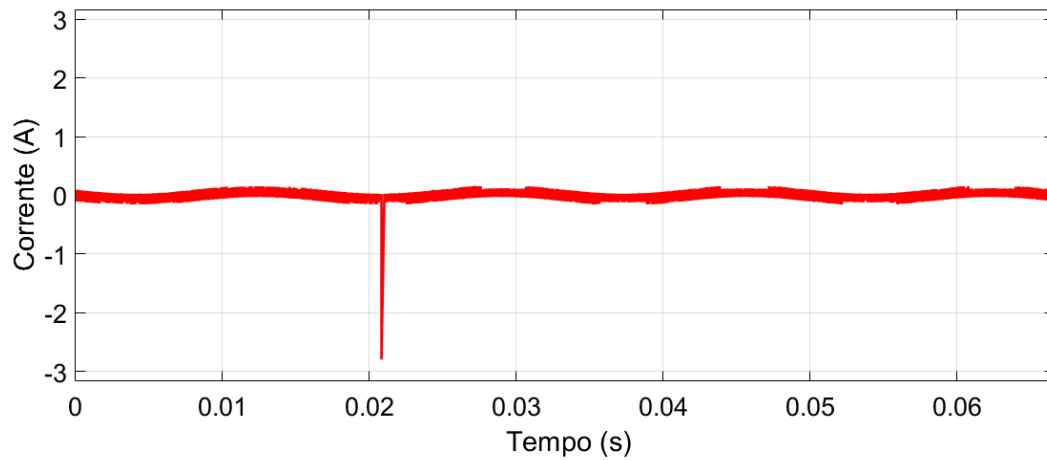
Figura 12 - Rastreamento da resposta ao degrau



Fonte: Própria autoria, 2019.

Nota-se uma boa capacidade de rastreamento, tanto para o período em regime permanente, quanto para a variação em degrau na corrente de referência i_1^* . Para avaliar o comportamento da superfície deslizante e da ação de controle, provenientes do método SMC, observa-se a Figura 13 e a Figura 14, respectivamente.

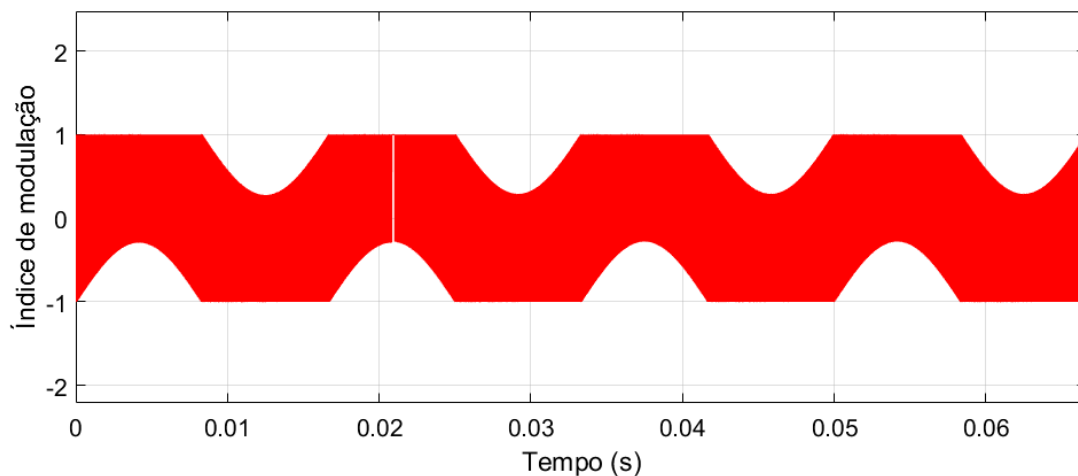
Figura 13 - Erro de corrente entre i_1 e i_1^*



Fonte: Própria autoria, 2019.

Inicialmente, verifica-se que a superfície de deslizamento permanece em torno de zero, indicando que os valores das correntes i_1 e i_1^* são bem próximos. Após a variação ao degrau provocada na corrente de referência, uma diferença momentânea de maior escala é criada, e logo após, a variável retorna novamente para próximo de zero, indicando que o controle SMC apresenta boa capacidade de rastreamento. Devido a natureza descontínua da parcela δu , constata-se a presença de uma oscilação de alta frequência na ação de controle u_{smc} , que por sua vez, apresenta uma forma semelhante à de uma função senoidal.

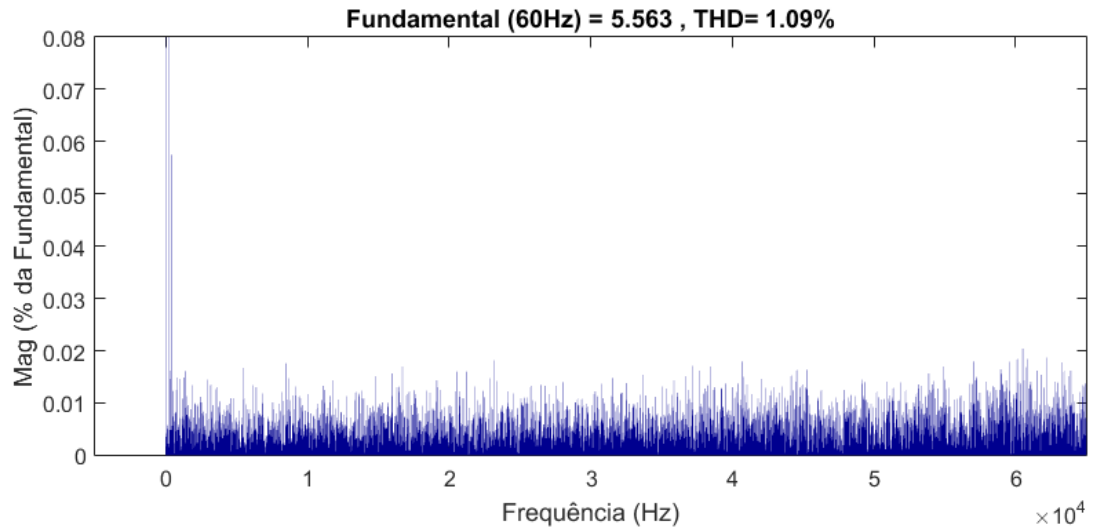
Figura 14 - Ação de controle u_{smc} para a variação da referência i_1^*



Fonte: Própria autoria, 2019.

Outro critério a ser utilizado para estudar a efetividade do controle, é pela distorção harmônica total (DHT), presente na corrente da rede. Para isso, apresenta-se o espectro harmônico de corrente no gráfico disposto na Figura 15.

Figura 15 - Análise FFT do controlador SMC proposto



Fonte: Própria autoria, 2019.

De acordo com os limites estabelecidos por normas internacionais para a DHT citadas no Capítulo 1, o valor encontrado de 1,09% é muito inferior ao valor limite de 5% estabelecido para estas aplicações, inferindo-se um resultado adequado para a qualidade de energia injetada pelo sistema, no que diz respeito ao conteúdo harmônico.

Todavia, é interessante notar que, pela análise da Figura 14, uma parte do valor da ação de controle é perdida, ao ser limitada pelos extremos +1 e -1. Uma alternativa para impedir tal comportamento, é dada pela substituição da função sinal pela função da tangente hiperbólica, consequentemente suavizando a forma de onda da ação de controle, devido a remoção da parcela descontínua criada pela função sinal. Diversos trabalhos discorrem sobre métodos que fazem uso da tangente hiperbólica, como vistos em [35] e [36].

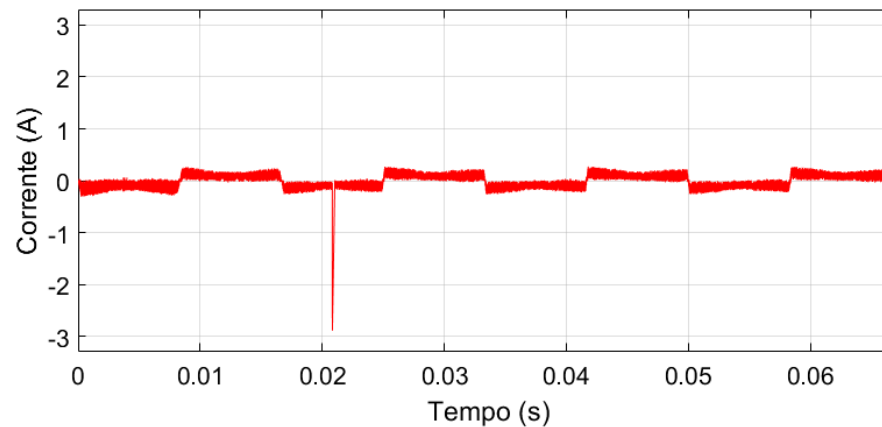
Com essa consideração, se escreve (3.9) como

$$u_{smc} = \frac{\dot{i}_1^*(t) L_f + V_{rede}}{V_{DC}} - \varepsilon \cdot \tanh(s(t)) - q \cdot s(t) \quad (25)$$

Atualiza-se um dos valores das constantes para $\varepsilon = 2$ por efeitos de suavização da ação de controle. Pela Figura 16, o erro de rastreamento permanece em torno de zero, demonstrando uma maior visibilidade de alternância entre valores positivos e negativos, advinda da inserção da parcela tangente hiperbólica.

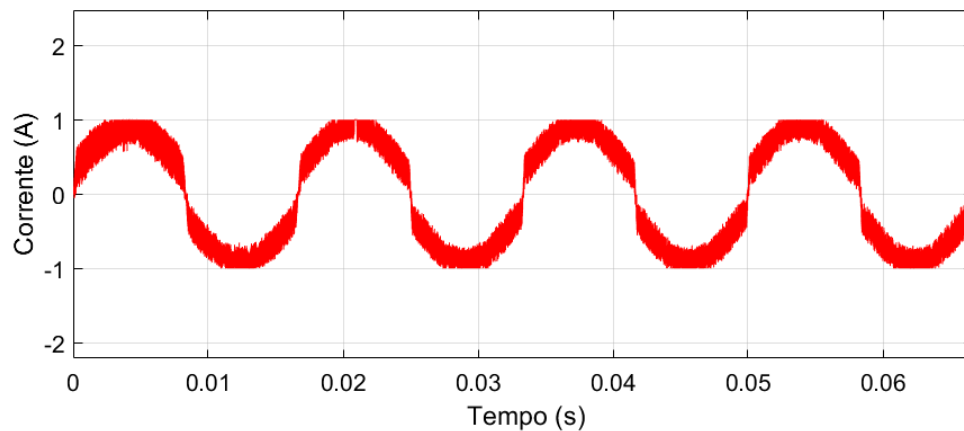
Através da Figura 17, uma redução do sinal de controle que ultrapassava os limites de +1 e -1 é observada, assemelhando-se mais a uma função senoidal, comparada ao uso prévio da função sinal, vista na Figura 14. Finalmente, na Figura 18, há uma sucinta elevação da DHT para 1,95%, que ainda se mantém nos limites estabelecidos pela norma IEEE 1547.

Figura 16 - Erro de corrente entre i_1 e i_1^* com função tanh



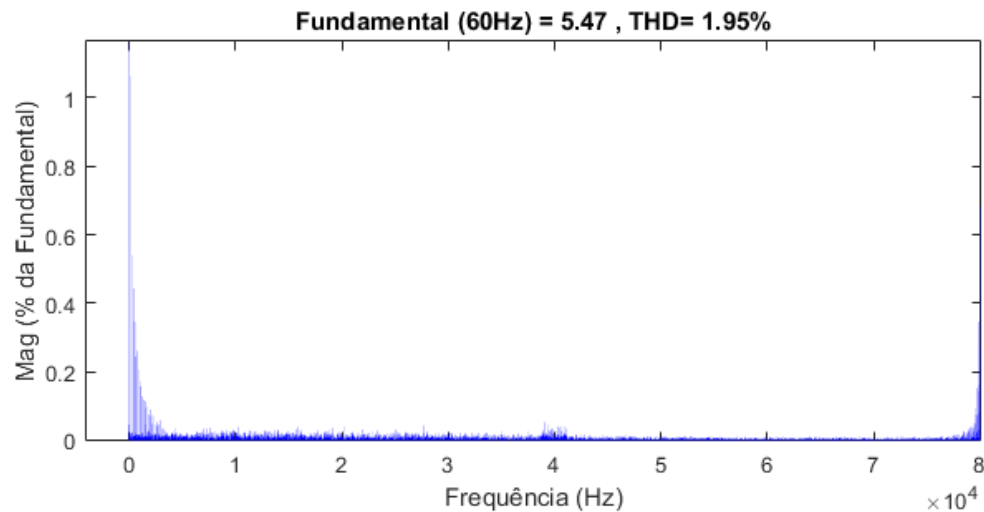
Fonte: Própria autoria, 2019.

Figura 17 - Ação de controle u_{smc} para a variação da referência i_1^* com função tanh



Fonte: Própria autoria, 2019.

Figura 18 - Análise FFT do controlador SMC proposto com função tanh



Fonte: Própria autoria, 2019.

3.2. CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, dimensionou-se o componente do filtro L, e também foi realizada a proposta de controle por modos deslizante, baseado na relação entre a corrente da rede e o índice de modulação. Utilizou-se a lei de controle equivalente, onde a parcela descontínua foi representada pela lei de alcance com taxa de aproximação constante e proporcional. Considerou-se uma superfície deslizante de ordem zero para o método SMC, baseada no erro de rastreamento entre a corrente da rede e a corrente de referência.

Os resultados apresentados foram satisfatórios, notando-se uma boa capacidade de rastreamento do controlador por modos deslizantes, tanto em regime permanente, como na variação ao degrau da referência. Os valores de distorção harmônica se encontraram dentro dos limites estabelecidos por normas internacionais, como a norte-americana IEEE 1547. No entanto, a ação de controle para o índice de modulação apresentava alta frequência devido a natureza descontínua do método SMC, e seus extremos cortavam os limites de +1 e -1 da, onde certa parte do valor para a modulação era perdido.

Para contornar esses efeitos, decidiu-se substituir a função sinal por uma função tangente hiperbólica, alterando a parcela descontínua da lei de controle equivalente, resultando numa ação de controle menos saturada e com formato mais semelhante ao de uma função senoidal. Apesar disso, houve um leve aumento da DHT, mas ainda dentro dos limites aceitáveis pelas normas.

4. MÉTODO SMC PARA FILTRO LCL

O objetivo deste capítulo será projetar um controlador por modos deslizantes para o filtro LCL conectado à rede, assim como dimensionar os valores desse filtro. De início, a proposta de controle será apenas por SMC, e depois será acompanhada das contribuições de um controlador PR.

4.1. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO LCL

Uma vez observados os resultados do método SMC para o filtro L conectado à rede, dispostos no Capítulo 3, estende-se sua aplicação para o filtro LCL. Primeiramente, é realizado o dimensionamento dos componentes do filtro.

Para efetuar tal dimensionamento, os mesmos parâmetros e valores estabelecidos pela Tabela 2 foram considerados. Na literatura, encontram-se diferentes metodologias para o cálculo dos componentes do filtro. Em [16], o autor considera uma combinação de métodos presentes nos trabalhos de [15] e [37], no entanto, tais procedimentos se baseiam em sistemas trifásicos, porém, algumas considerações podem ser aproveitadas e aproximadas para um modelo monofásico.

Recordando que o objetivo do filtro LCL é reduzir ou atenuar harmônicas de elevada ordem do lado da rede, o mal dimensionamento dos componentes do filtro pode resultar em uma atenuação abaixo do esperado, ou até mesmo aumentar a distorção originada pelos efeitos oscilatórios. As harmônicas provenientes da corrente do conversor podem ocasionar em saturação dos indutores ou de excitação da ressonância do filtro, indicando a importância de um projeto adequado. Deste modo, leva-se em consideração o *ripple* de corrente que flui pelos indutores, assim como um amortecimento adequado do filtro para suprimir o efeito de ressonância. No entanto, alguns fatores contribuem para a limitação do nível de amortecimento, como a degradação do desempenho do filtro, os custos provenientes de seus componentes e as perdas do sistema. O procedimento para escolher os parâmetros do filtro utiliza como entradas: a potência nominal, a frequência da rede, e a frequência de chaveamento [15].

No projeto deste filtro, os valores são calculados a partir dos valores percentuais de impedância e de capacitância base, dados por (26) e (27).

$$Z_b = \frac{(V_{rms})^2}{P_n} = \frac{(127)^2}{500} = 32,26 \, \Omega \quad (26)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 32,26} = 82,23 \, \mu F \quad (27)$$

onde V_{rms} é a tensão eficaz fase-neutro, ω_n é a frequência angular da rede, P_n é a potência ativa nominal do inversor.

Em [15], os autores introduzem alguns limites aos valores dos parâmetros a serem calculados, conforme dispostos nos itens de a à c.

- a) O valor da capacitância é limitado pela diminuição do fator de potência que ocorre na potência nominal (geralmente inferior à 5%);
- b) O valor total da indutância deve ser menor do que 0,1 p.u. para limitar a queda de tensão durante a operação. Caso contrário, um maior valor de tensão no barramento CC será necessário para garantir a controlabilidade da corrente, que resulta em maiores perdas no sistema;
- c) Para evitar problemas de ressonância nas partes inferiores e superiores do espectro harmônico, a frequência de ressonância deve respeitar o intervalo de dez vezes a frequência da rede f_n e metade da frequência de chaveamento f_s .

$$10 \cdot f_n < f_{res} < \frac{1}{2} \cdot f_s \quad (28)$$

Para encontrar a ondulação máxima de corrente tolerável que passa pelo indutor do lado do conversor, uma variação de Δi_{L1} inferior à 10% foi admitida. Dessa maneira, se tem

$$\Delta I_{L1} = \Delta i_{L1}(\%) \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{P_n}{V_{rms}} = 0,045 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{500}{127} = 0,25 \, A \quad (29)$$

O valor de L_1 é encontrado por (30).

$$L_1 = \frac{V_{rms}}{2\sqrt{2} \cdot f_s \cdot \Delta I_{L1}} = \frac{127}{2\sqrt{2} \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 0,25} = 4,5 \, mH \quad (30)$$

Através de (31), a condição de que o valor da indutância deve ser inferior a 10% em relação a base calculada Z_b é respeitada.

$$x_{L1}(\%) = \frac{\omega_n \cdot L_1}{Z_b} = \frac{2\pi \cdot 60 \cdot 4,5 \cdot 10^{-3}}{32,26} = 0,052 \quad (31)$$

Para dimensionar o capacitor do filtro C_f

$$C_f = x \cdot C_b = 0,05 \cdot 82,23 \cdot 10^{-6} = 4,11 \mu F \quad (32)$$

onde x é o percentual de potência reativa absorvida sob condições nominais, limitado pela condição estabelecida anteriormente em 5%. Uma vez encontrado o valor máximo para o capacitor em (32), os autores em [15] informam que é melhor começar com cerca de metade desse valor, e caso alguma limitação não seja respeitada, eleva-se até o valor máximo. Inicialmente, é considerado que $C_f = 2 \mu F$.

O indutor do lado da rede L_2 pode ser encontrado como uma função do indutor L_1 do tipo

$$L_2 = r \cdot L_1 \quad (33)$$

onde r consiste de uma relação entre L_1 e L_2 , sendo calculado por

$$\frac{i_{L2}(h_s)}{i_{L1}(h_s)} = \frac{1}{|1 + r \cdot (1 - L_1 \cdot C_f \cdot \omega_s^2)|} \quad (34)$$

sendo ω_s a frequência angular de chaveamento.

Com o auxílio da Figura 19, determina-se que $r = 0,104$. Retornando para (33), se tem

$$L_2 = 0,104 \cdot 4,5 \cdot 10^{-3} = 468 \mu H \quad (35)$$

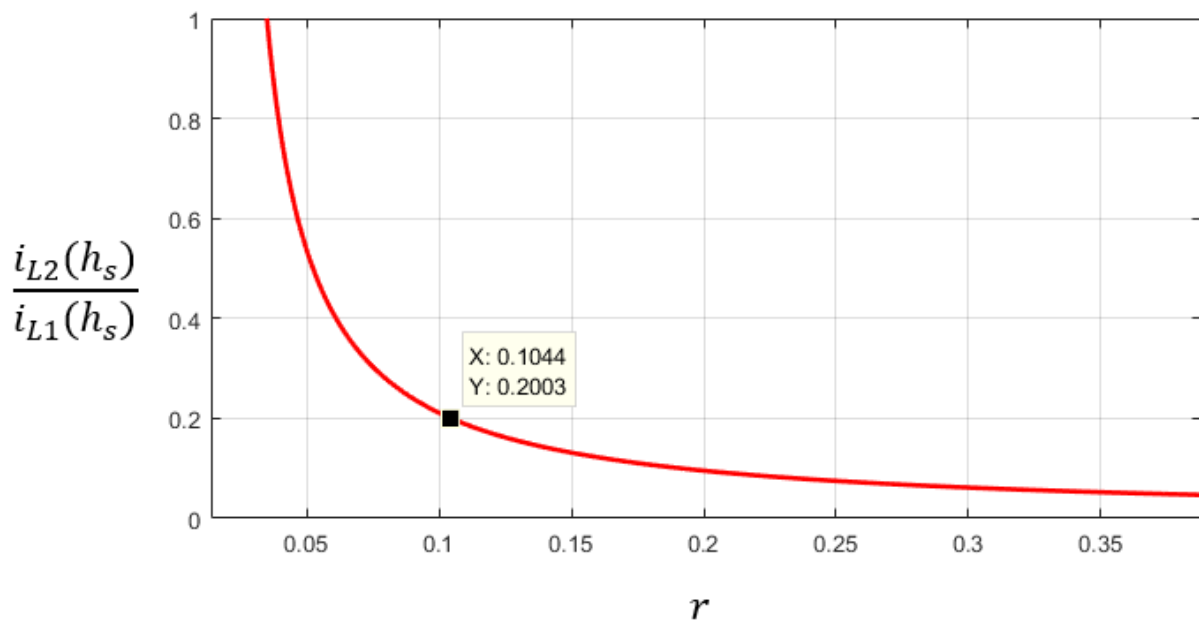
Mais uma vez se faz necessário avaliar o valor total das indutâncias, para que estejam de acordo com a condição imposta previamente.

$$x_{LT}(\%) = \frac{\omega_n \cdot (L_1 + L_2)}{Z_b} = \frac{2\pi \cdot 60 \cdot (4,5 \cdot 10^{-3} + 468 \cdot 10^{-6})}{32,26} = 0,058 \quad (36)$$

Como o valor permanece inferior a 10% em relação a base Z_b , a condição é respeitada. Levando em consideração todos os componentes dimensionados do filtro, deve-se analisar os problemas de ressonância nas partes inferiores e superiores do espectro harmônico, informado em (28). A frequência de ressonância do filtro LCL é dada por (37).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{4,5 \cdot 10^{-3} + 468 \cdot 10^{-6}}{4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 468 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{-6}}} = 5466 \text{ Hz} \quad (37)$$

Figura 19 - Relação entre a atenuação das harmônicas em f_s e o termo r



Fonte: Própria autoria, 2019.

Uma vez que os limites inferior e superior são dados por 600 Hz e 20 kHz, respectivamente, é verificado que a frequência de ressonância se encontra entre os limites determinados. Assim, os valores dimensionados do filtro LCL foram reunidos na Tabela 3.

Tabela 3 - Valores dos componentes do filtro LCL

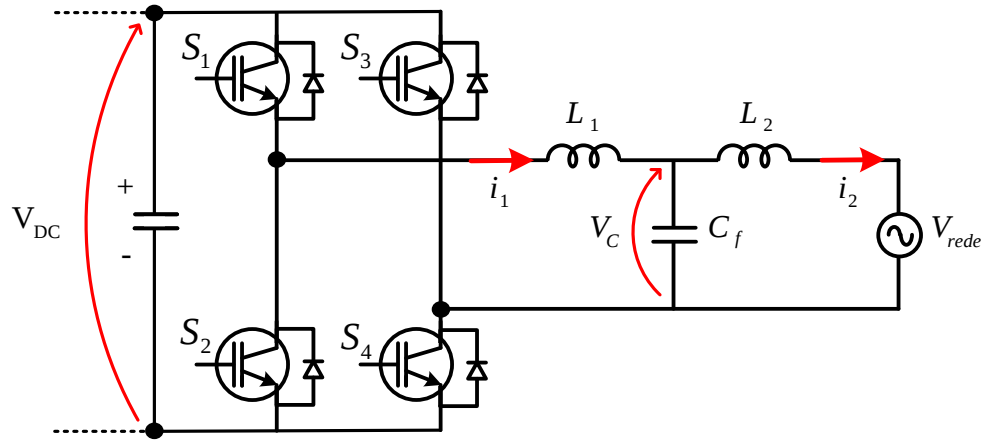
Componente	Valor
Indutor L_1	4,5 mH
Indutor L_2	486 μ H
Capacitor C_f	2 μ F

Fonte: Própria autoria, 2019.

4.1. CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES NO FILTRO LCL

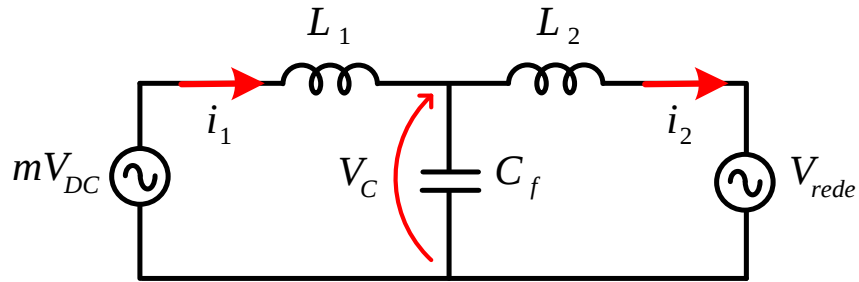
Novamente, as hipóteses feitas no Capítulo 2 são consideradas aqui para simplificação da análise do circuito do filtro LCL conectado à rede. Este circuito e sua forma simplificada podem ser vistos na Figura 20 e Figura 21 respectivamente.

Figura 20 - Inversor monofásico conectado à rede com filtro LCL



Fonte: Própria autoria, 2019.

Figura 21 - Circuito monofásico simplificado com filtro LCL



Fonte: Própria autoria, 2019.

Recorrendo-se mais uma vez às leis de Kirchhoff, as equações que descrevem a dinâmica do sistema da Figura 21, apresentam a seguinte forma

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = mV_{DC} - V_C \quad (38)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = V_C - V_{rede} \quad (39)$$

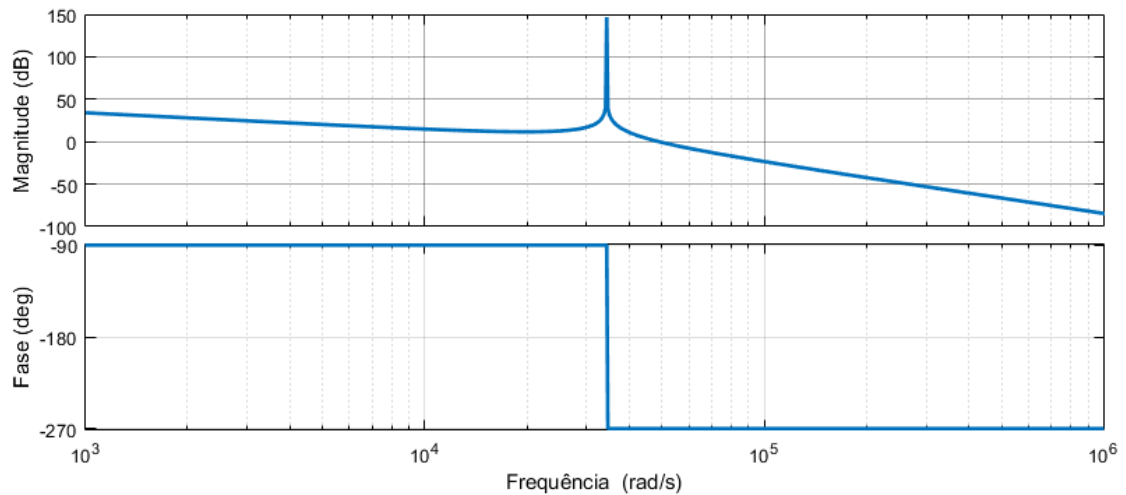
Com as dinâmicas do sistema estabelecidas pelas equações acima, é iniciada a primeira proposta de controle neste trabalho para este conversor. Devido a escolha do filtro LCL, é possível escolher diferentes variáveis para realizar o controle, como verificado em [24]. Neste trabalho, a variável controlada será a corrente do lado da rede. A função de transferência $G_m(s)$ para o circuito

da Figura 21, que relaciona a corrente do lado da rede i_2 , com o índice de modulação m , é dada por (40).

$$G_m(s) = \frac{i_2(s)}{m(s)} = \frac{V_{DC}}{(L_1 L_2 C)s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (40)$$

No entanto, é importante destacar a necessidade do emprego de alguma técnica de amortecimento ativo, para suprimir o efeito de ressonância inerente do filtro LCL. A Figura 22 apresenta o diagrama de Bode de módulo desta função para exemplificação deste pico de ressonância.

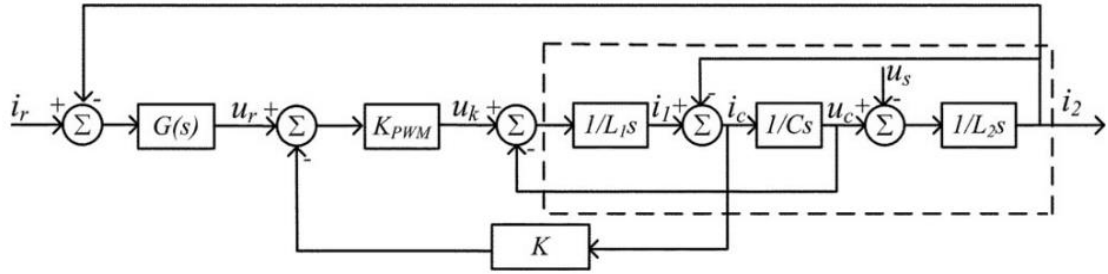
Figura 22 - Análise em frequência do filtro LCL projetado



Fonte: Própria autoria, 2019.

Em [18], os autores utilizam uma estratégia direta de controle para a corrente da rede, em que uma resistência virtual baseada na leitura da corrente do capacitor faz o papel de amortecimento ativo. Diante disso, o *feedback* da corrente do capacitor, multiplicada por um ganho proporcional K , equivale a uma queda de tensão equivalente à associação em série com o elemento capacitivo do filtro. Para representar essa estratégia por diagrama de blocos, considera-se a Figura 23.

Figura 23 - Diagrama de blocos da resistência virtual para amortecimento ativo



Fonte: [18].

Pelo diagrama de blocos da Figura 23, a função de transferência em (40) pode ser escrita como

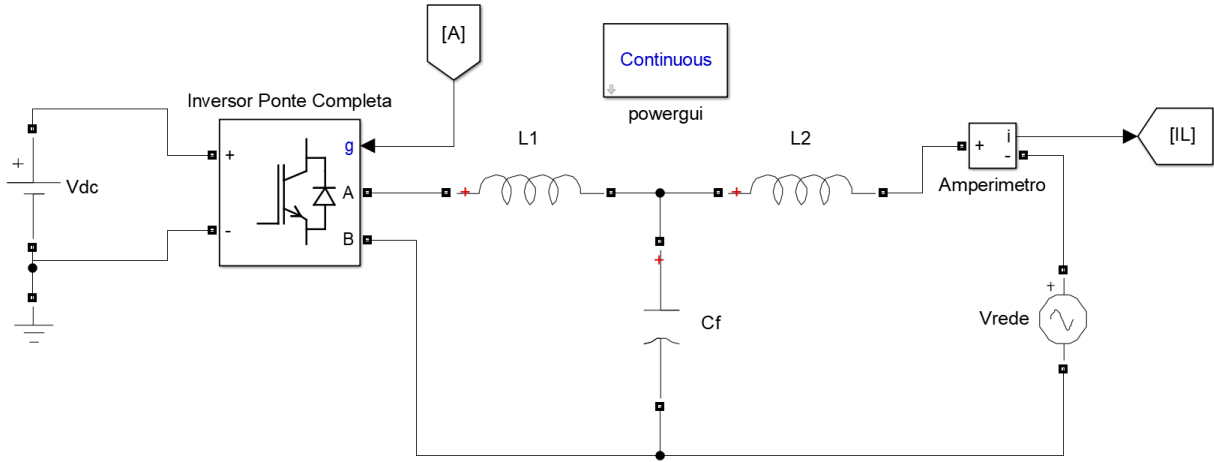
$$G_{mk}(s) = \frac{i_2(s)}{m(s)} = \frac{V_{DC}}{(L_1 L_2 C)s^3 + (KL_2 C)s^2(L_1 + L_2)s} \quad (41)$$

Para realizar as simulações, um modelo computacional para o inversor monofásico com filtro LCL conectado à rede foi desenvolvido conforme Figura 24.

Iniciando-se o método SMC, apesar do sistema com filtro LCL ser caracterizado como um sistema de terceira ordem, o uso do amortecimento ativo, alinhado a escrita das dinâmicas do sistema em equações diferenciais de primeira ordem, vistas em (38) e (39), contribuem para a simplificação do controle. Deste modo, considerando a expressão em (39), a dinâmica do sistema é considerada de primeira ordem, e como a única entrada do sistema é a tensão mV_{DC} , uma superfície deslizando de ordem zero é assumida, visto que $N_{sw} = 1 - 1 = 0$. Essa superfície é dada pelo erro de rastreamento entre a corrente da rede i_2 e a corrente de referência i_2^* .

$$s(t) = i_2(t) - i_2^*(t) = 0 \quad (42)$$

Figura 24 - Modelo computacional do inversor monofásico com filtro LCL



Fonte: Própria autoria, 2019.

Admite-se que a corrente de referência i_2^* é uma função senoidal de forma

$$i_2^*(t) = I_2 \sin(\omega t) \quad (43)$$

onde a amplitude I_2 é de 5,6 A. Pela derivada de (43) se obtém

$$\dot{i}_2^*(t) = I_2 \omega \cos(\omega t) \quad (44)$$

Pelo método do controle equivalente, descrito por $u_{smc} = u_{eq} + \delta u$, quando o deslizamento ocorre, $s(t) = 0$ e $\dot{s}(t) = 0$, logo

$$\dot{s}(t) = i_2(t) - \dot{i}_2^*(t) = 0 \quad (45)$$

Através de (39), i_2 é dado por

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{V_C - V_{rede}}{L_2} \quad (46)$$

Para criar uma relação de controle com o índice de modulação m , isola-se V_C em (38), para depois ser substituído em (46), resultando em

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{mV_{DC} - L_1 \frac{di_1}{dt} - V_{rede}}{L_2} \quad (47)$$

Substituindo (47) em (45)

$$m = \frac{L_1 \frac{di_1}{dt} + V_{rede} + L_2 \dot{i}_2^*}{V_{DC}} \quad (48)$$

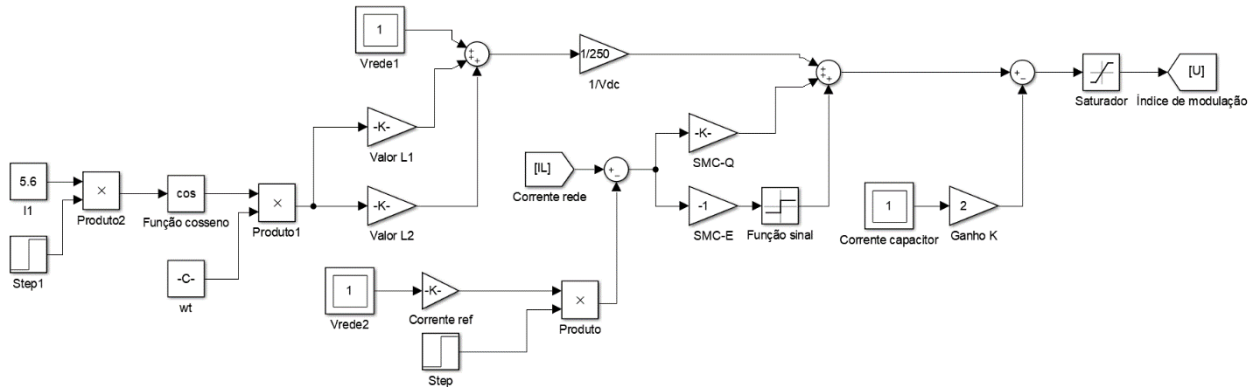
Em (48), devido ao controle ser através do índice de modulação, semelhante ao filtro L, considera-se que a lei de controle equivalente seja $u_{eq} = m$. Pela lei de alcance com taxa de aproximação constante e proporcional vista em (14), admite-se que a parcela de controle descontínua seja $\delta u = -\varepsilon \cdot \text{sign}(s(t)) - q \cdot s(t)$.

Dessa maneira, a lei de controle equivalente é representada por

$$u_{smc} = \frac{L_1 \frac{di_1}{dt} + V_{rede} + L_2 \dot{i}_2^*}{V_{DC}} - \varepsilon \cdot \text{sign}(s(t)) - q \cdot s(t) \quad (49)$$

Antes de construir o modelo computacional para o controle, é possível admitir uma simplificação, no que diz respeito as correntes que fluem pelos indutores L_1 e L_2 . Considera-se a hipótese de que, menosprezado o conteúdo harmônico presente em i_1 , gerado pelo aspecto de chaveamento do inversor, o valor de i_1 é aproximadamente igual ao de i_2 . Deste modo, assume-se que $i_1 = i_2$. O modelo é apresentado na Figura 25.

Figura 25 - Modelo computacional do controlador SMC para filtro LCL

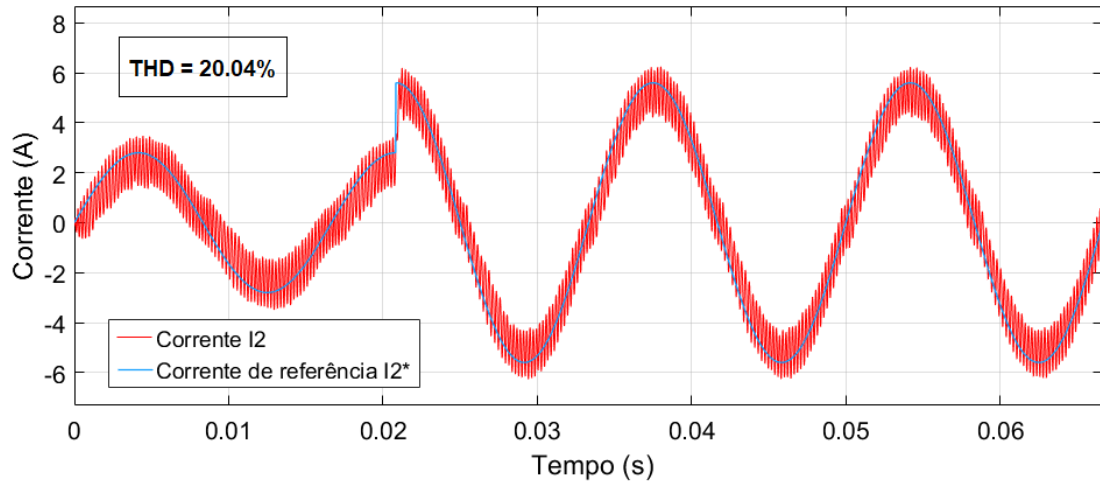


Fonte: Própria autoria, 2019.

Como mencionado em [22], o coeficiente para o *feedback* da corrente do capacitor deve ser escolhido cuidadosamente, encontrando um valor que represente o equilíbrio entre amortecer a ressonância e manter a estabilidade do sistema. Com esses critérios estabelecidos, o valor escolhido para o ganho foi de $K = 1,5 \cdot V_{DC}$.

Pela Figura 26, apesar do rastreamento da referência ser adequado, mesmo na variação da referência ao degrau, a parcela descontínua δu do controle é bem evidente. A presença do efeito *chattering* no projeto do controlador SMC também é notável, com altos valores de ondulação presentes na corrente i_2 , com uma DHT de aproximadamente 20%.

Figura 26 - Comparação entre as correntes i_2 e i_2^* com função sinal

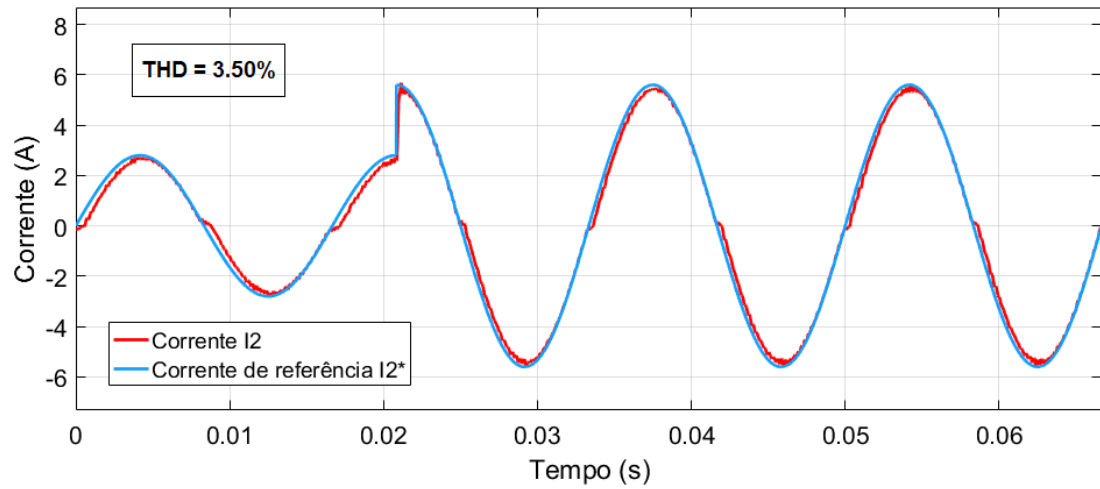


Fonte: Própria autoria, 2019.

Considerando que este não é o resultado desejado para a proposta de controle, as análises para o erro de rastreamento e o comportamento de ação de controle u_{smc} foram dispensadas. Uma abordagem para melhorar esta resposta é pela substituição da função sinal pela função tangente hiperbólica, como feita anteriormente no Capítulo 3. O resultado do rastreamento da corrente foi disposto na Figura 27. A Figura 28 detalha a resposta ao degrau, dado a partir de 0,02 s.

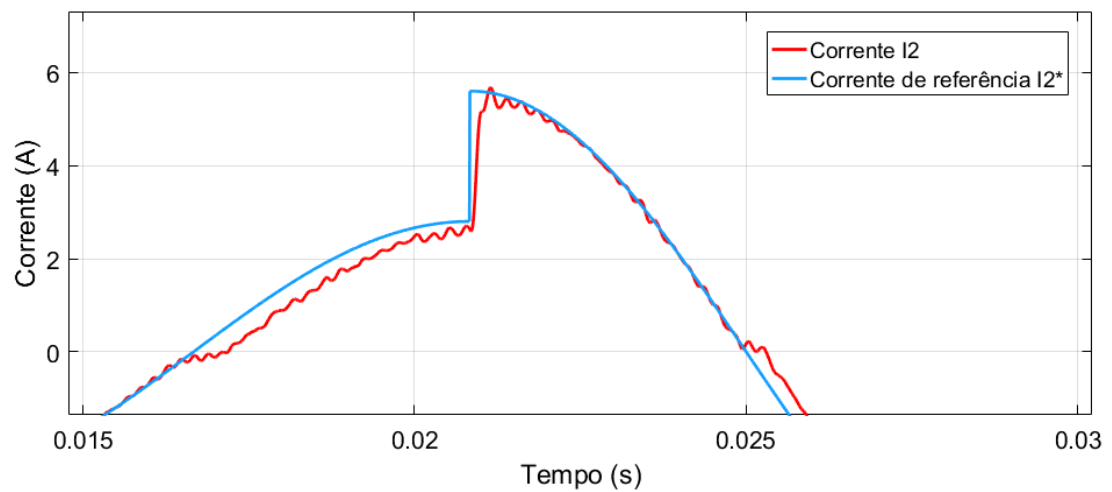
Os valores escolhidos para as constantes da lei de alcance foram $\varepsilon = 1$ e $q = 0,001$, onde um equilíbrio para a atenuação das harmônicas presentes na corrente da rede é necessário. Em simulações em que a constante ε fosse maior, o fenômeno *chattering* acompanhava essa elevação, porém, caso o valor de ε fosse muito pequeno, a variável de controle não consegue entrar no modo deslizante, indicando que o valor não é “forte” o bastante para forçar a variável até a superfície de deslizamento. Quanto a constante q , valores maiores estimulavam um comportamento mais oscilatório, no entanto, pequenos valores aumentavam o erro de rastreamento.

Figura 27 - Comparação entre as correntes i_2 e i_2^* com função tanh



Fonte: Própria autoria, 2019.

Figura 28 - Rastreamento da resposta ao degrau com função tanh



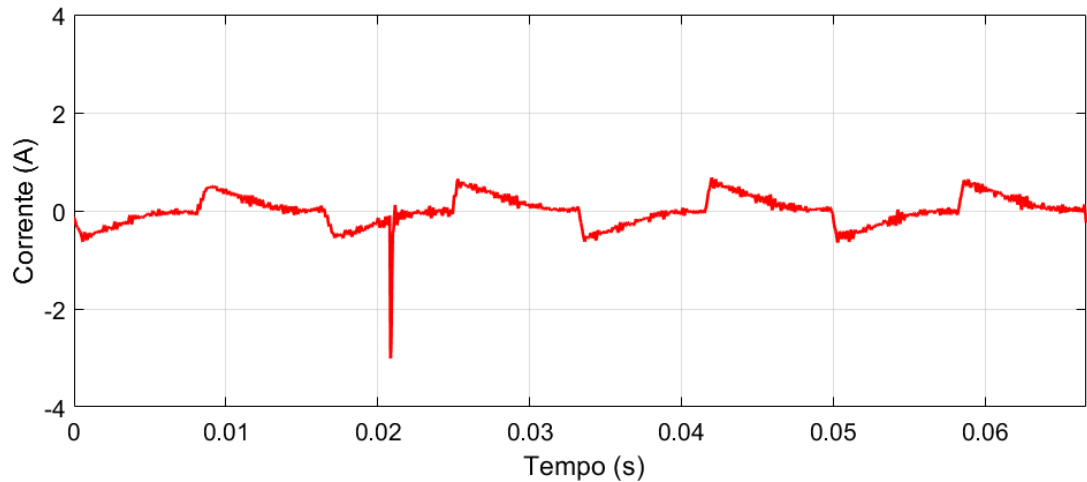
Fonte: Própria autoria, 2019.

Comparando a resposta da Figura 26 com a da Figura 27, percebe-se uma melhora considerável no *ripple* de corrente de i_2 , com uma DHT reduzida para 3,5%, e conseqüentemente, entrando de acordo com os limites estabelecidos pela norma IEEE 1547.

Mais uma vez, a troca da função sinal pela função tanh trouxe benefícios para a resposta do controlador, suavizando o efeito da parcela descontínua do método SMC. No entanto, é interessante notar que existe um pequeno erro entre i_2 e i_2^* , proveniente da própria função tanh e

do *feedback* da corrente do capacitor multiplicada pelo ganho K , este último contribuindo para o aumento da ondulação em i_2 . O erro entre as correntes é mostrado na Figura 29.

Figura 29 - Erro de corrente entre i_2 e i_2^* com função tanh

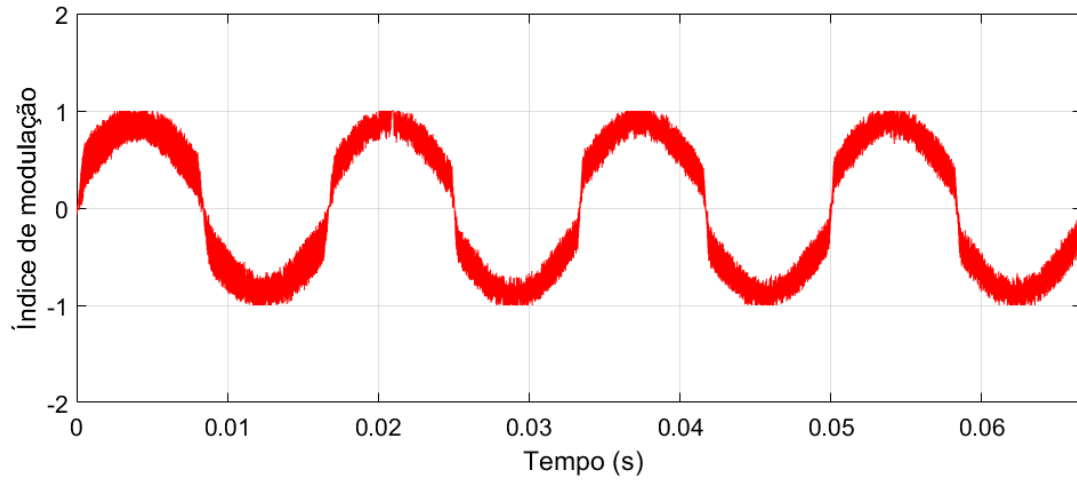


Fonte: Própria autoria, 2019.

O comportamento da superfície deslizando na Figura 29 mostra que, a cada meio ciclo da função em destaque, o sinal da forma de onda é invertido, buscando reduzir o erro de rastreamento, alcançando valores próximos de zero. Nota-se também a presença do erro originado pela variação ao degrau, que ocorre sob um pequeno intervalo de tempo. Para analisar o desempenho da ação de controle u_{smc} , a Figura 30 é observada.

Pela alta capacidade de manipulação do componente descontínuo δu na lei de controle equivalente, diversos métodos de controle podem ser aplicados em conjunto com o método SMC para melhorar determinados aspectos, como o erro em regime permanente, taxa de atenuação do *ripple* de corrente, redução dos impactos causados por variações bruscas de indutância. Com o intuito de substituir a parcela descontínuo do método SMC, um controlador proporcional-ressonante (PR) será projetado.

Figura 30 - Ação de controle u_{smc} para a variação da referência i_2^* com função tanh



Fonte: Própria autoria, 2019.

De maneira breve, o funcionamento básico de um controlador PR é introduzir um ganho infinito para uma frequência de ressonância previamente determinada, buscando eliminar o erro em regime permanente para a frequência escolhida. Conceitualmente falando, esse controlador é similar ao controlador PI para sistemas CC [38].

Observando-se os resultados apresentados na Figura 27, verifica-se que existem erros de rastreamento em regime permanente. Neste sentido, é curioso adicionar à estrutura de controle um controlador ressonante, de forma que seja eliminado o erro de regime permanente. O projeto deste controlador foi realizado conforme [39], utilizando-se a equação (41) e os critérios de frequência de cruzamento de ganho, de margem de fase e os diagramas de Bode. Assim, obteve-se o controlador dado por (50).

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega^2} = 1,085 + \frac{250s}{s^2 + 377^2} \quad (50)$$

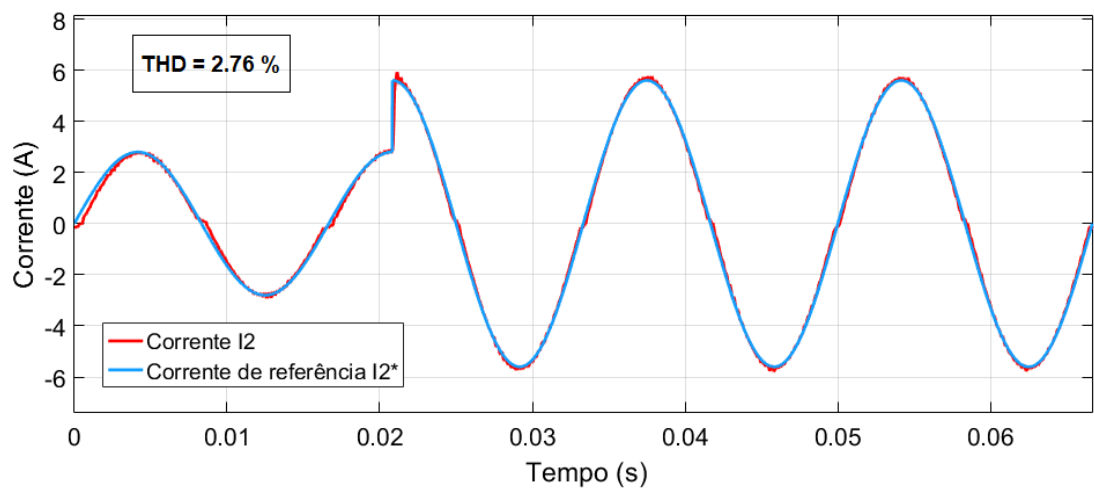
onde K_p representa o ganho proporcional, e K_r o ganho ressonante.

Substituindo (50) em (49), se encontra a nova lei de controle equivalente.

$$u_{smc} = \frac{L_1 \frac{di_1}{dt} + V_{rede} + L_2 \dot{i}_2^*}{V_{DC}} - K_p - \frac{K_r s}{s^2 + \omega^2} \quad (51)$$

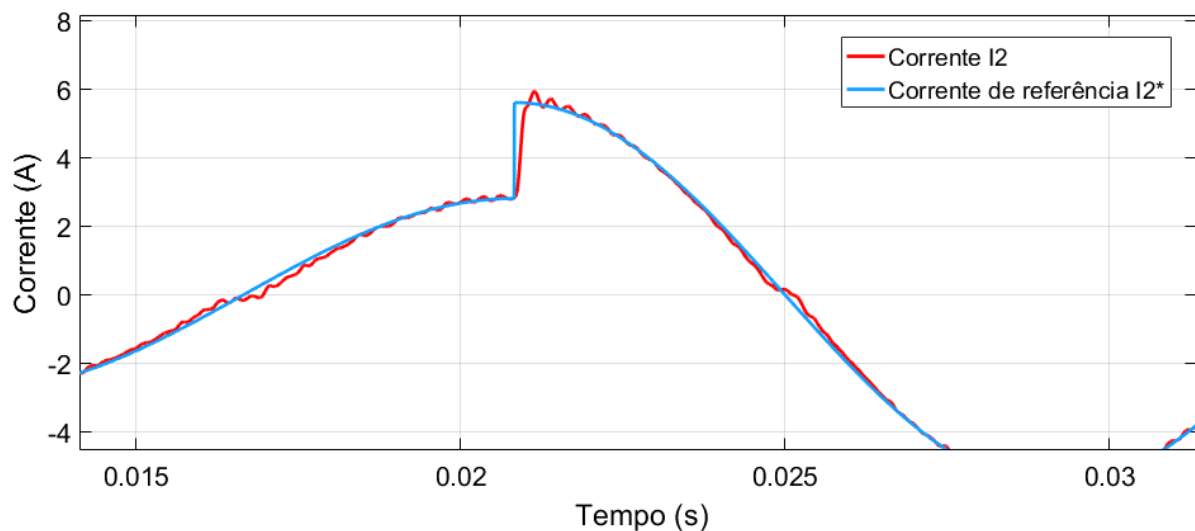
O rastreamento para este controle é avaliado pela Figura 31 e Figura 32.

Figura 31 - Comparação entre as correntes i_2 e i_2^* com SMC + PR



Fonte: Própria autoria, 2019.

Figura 32 - Rastreamento da resposta ao degrau com SMC + PR



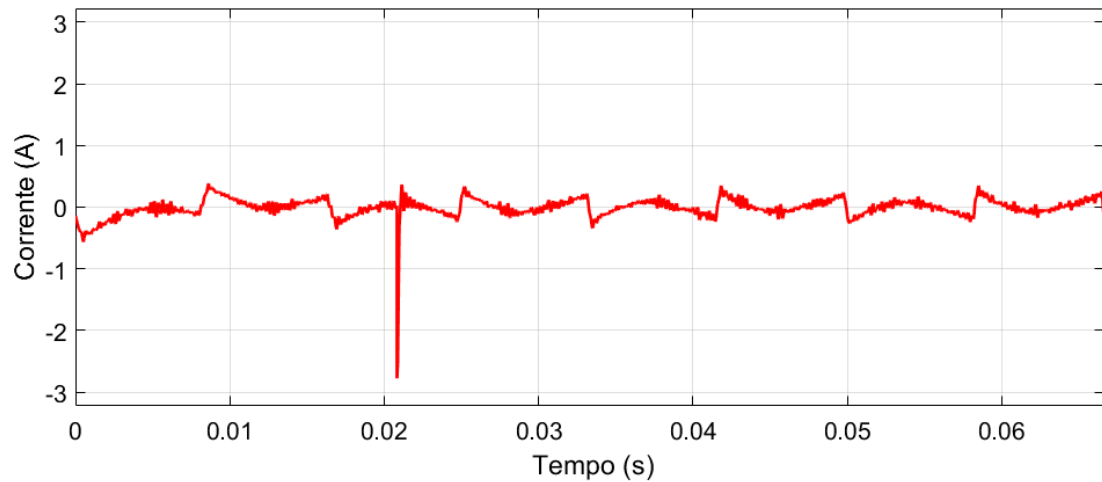
Fonte: Própria autoria, 2019.

Vale ressaltar que, para encontrar essas respostas, o ganho proporcional que multiplica a corrente do capacitor em *feedback* foi alterado para $K = 2 \cdot V_{DC}$.

Inicialmente, o valor da DHT sofreu uma leve redução, comparado ao método SMC com função tanh, passando de 3,5% para 2,76%. Uma melhoria causada pela inserção do componente ressonante do controlador PR. Existe uma boa capacidade de rastreamento da corrente de referência

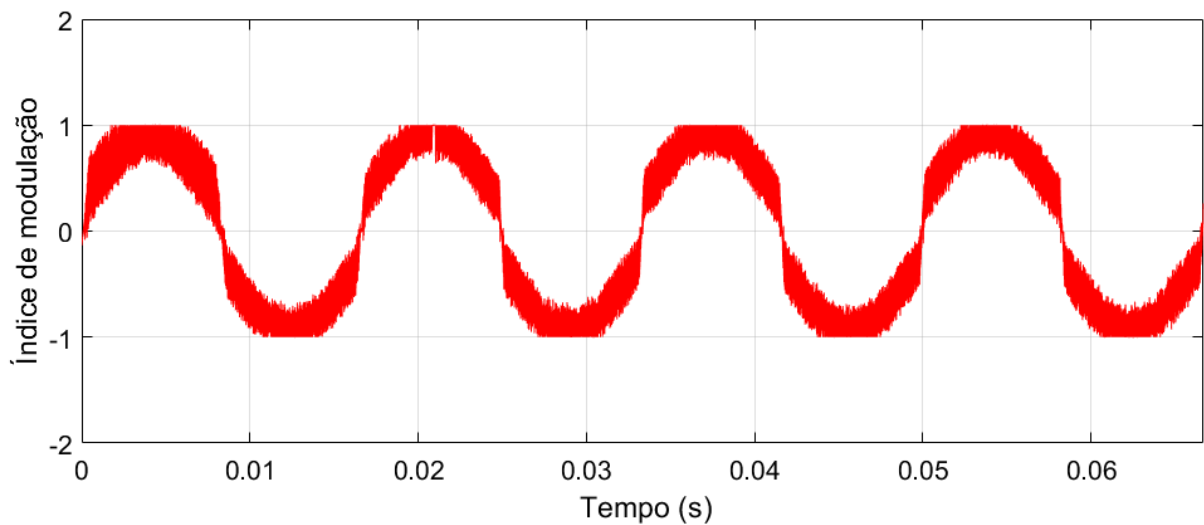
para regime permanente, assim como para a resposta ao degrau. Na Figura 33 é mostrado o erro de rastreamento entre as correntes, e na Figura 34, a ação de controle para o índice de modulação.

Figura 33 - Erro de corrente entre i_2 e i_2^* com SMC + PR



Fonte: Própria autoria, 2019.

Figura 34 - Ação de controle u_{smc} para a variação da referência i_2^* com SMC + PR



Fonte: Própria autoria, 2019

Os resultados encontrados, tanto para o método SMC com função tanh, como para o método SMC + PR apresentam similaridades entre si, podendo ser de caráter do projetista escolher

o controlador que melhor supre suas necessidades. Diante do exposto até o momento, a utilização do método SMC + PR aparente ser a mais adequada, visto que apresenta uma menor DHT, sucinta redução do erro de rastreamento entre as correntes, além das outras vantagens provenientes de um controlador PR, no entanto, acompanhada de suas próprias desvantagens, como limitações em relação a largura de banda do controlador, podendo tornar o sistema sensível a distúrbios e variações [10] [40].

4.2. CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, uma metodologia foi escolhida para realizar o dimensionamento dos componentes do filtro LCL, assim como a descrição de suas dinâmicas através das leis de Kirchhoff. Seguindo a mesma premissa de controle determinada para o filtro L, assumiu-se uma superfície deslizante de ordem zero, caracterizada pelo erro de rastreamento entre a corrente do lado da rede e a corrente de referência.

Através da lei de controle equivalente e a lei de alcance utilizadas anteriormente, o projeto do controlador SMC foi desenvolvido para o filtro LCL. Devido sua natureza intrínseca, houve a necessidade do emprego de uma técnica de amortecimento ativo para reduzir o pico de ressonância do filtro, dada pela realimentação da corrente do capacitor, multiplicada por um ganho proporcional.

Mesmo com o amortecimento ativo, o controlador SMC proposto não foi capaz de manter uma DHT inferior a 5%. Deste modo, empregou-se a mesma função tangente hiperbólica no lugar da função sinal, resultando numa notável melhora nos valores de DHT, redução do erro de rastreamento, e uma ação de controle pouco saturada. A capacidade de rastreamento foi adequada, tanto para a variação ao degrau, como em regime permanente. No entanto, ainda existiam erros de rastreamento em regime permanente.

Devido a flexibilidade da parcela descontínua no método SMC, optou-se por utilizar um controlador proporcional-ressonante (PR), para inserir um alto ganho e eliminar o erro em regime permanente. Após as simulações, notou-se uma melhora nos níveis de DHT, no erro de rastreamento e na ação de controle. Apesar dos benefícios propostos pela combinação do controle

SMC com o controlador PR, é importante considerar os limites de aplicação deste último com relação à largura de banda.

5. CONCLUSÃO

Esta monografia apresentou estratégias de controle por modos deslizantes para o filtro L e filtro LCL conectados à rede. De início, ambos projetos fizeram uso da lei de controle equivalente e da lei de alcance.

Para o filtro L, os resultados observados pelo projeto do controlador SMC foram satisfatórios, considerando que a DHT era inferior ao limite de 5%, o erro de rastreamento entre a corrente da rede i_1 e a corrente de referência i_1^* se encontrava próximo de zero, e que a capacidade de rastreamento era suficientemente boa para acompanhar a variação ao degrau, causada pela variação da corrente de referência. Estes resultados são verificados, tanto para a função sinal, como para a função tangente hiperbólica. No entanto, a ação de controle criada pela função sinal não era necessariamente a mais adequada, devido a saturação natural desta função, ainda mais ao se tratar de um controle que atua sobre o índice de modulação m , limitado aos valores de +1 e -1. Dessa forma, a alteração pela função tanh foi uma boa alternativa para melhorar a forma da ação de controle u_{smc} , apesar de ligeiro aumento de DHT, que ainda assim, se manteve inferior a 5%.

A conexão à rede a partir de um inversor com filtro LCL demanda o emprego de alguma técnica de amortecimento ativo para auxiliar na atenuação da frequência de ressonância proveniente do próprio filtro. Neste quesito, a realimentação da corrente do capacitor foi adotada. Com relação ao projeto do controlador SMC para este caso, a função sinal não foi suficiente para se manter nos critérios de qualidade de energia, onde novamente, utilizou-se a função tanh para melhorar as respostas do controlador. Apesar da melhoria nos resultados, ainda permanecia um erro de regimento permanente, que poderia ser reduzido (ou até eliminado) com o correto projeto de um controlador PR.

Diante disso, com o controlador devidamente dimensionado, notou-se bons aspectos de rastreamento de sinal para variação ao degrau e para regime permanente, erro reduzido entre a corrente da rede i_2 e a corrente de referência i_2^* , e um sinal de ação de controle com menor variação. Confirmou-se a flexibilidade do método SMC em trabalhar conjuntamente com outros tipos de controladores. Apesar dos bons resultados, é importante considerar que o PR apresenta limitações

em relação à largura de banda do controlador, tornando o sistema mais susceptível a distúrbios e perturbações.

Alguns trabalhos futuros sobre o método SMC podem ser do tipo: extensão do controle por modos deslizantes para sistemas trifásicos com filtro LCL conectado à rede, empregando técnicas de amortecimento ativo; a verificação da robustez do controlador para a variação de parâmetros como a tensão e indutância da rede; aplicação do controlador SMC no domínio discreto para sistemas conectados à rede.

6 . R E F E R Ê N C I A S

- [1] F. M. Vichi e M. T. C. Mansor, “Energia, meio ambiente e economia: o Brasil no contexto mundial,” *Química Nova*, pp. 757-767, 02 04 2009.
- [2] REN21, “Renewables 2019 Global Status Report,” 2019. [Online]. Available: https://www.ren21.net/wp-content/uploads/2019/05/gsr_2019_full_report_en.pdf. [Acesso em 14 10 2019].
- [3] E. Bellini, “Solar distributed generation set for another record year in Brazil,” *pv magazine*, 07 05 2019. [Online]. Available: <https://www.pv-magazine.com/2019/05/07/solar-distributed-generation-set-for-another-record-year-in-brazil/>. [Acesso em 14 10 2019].
- [4] Empresa de Pesquisa Energética, “Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2018,” 2018. [Online]. Available: <http://epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-160/topico-168/Anuario2018vf.pdf>. [Acesso em 14 10 2019].
- [5] Engie Solar, “Conheça 7 incentivos governamentais para quem usa energia solar,” Engie Solar, [Online]. Available: <https://blog-solar.engie.com.br/incentivos-governamentais-energia-solar/>. [Acesso em 14 10 2019].
- [6] ANEEL, “Geração Distribuída,” ANEEL, 15 08 2018. [Online]. Available: <http://www.aneel.gov.br/geracao-distribuida>. [Acesso em 14 10 2019].
- [7] CONFAZ, “CONVÊNIO ICMS 101/97,” CONFAZ, 18 12 1997. [Online]. Available: https://www.confaz.fazenda.gov.br/legislacao/convenios/1997/CV101_97. [Acesso em 14 10 2019].
- [8] CONFAZ, “CONVÊNIO ICMS 16, DE 22 DE ABRIL DE 2015,” CONFAZ, 27 04 2015. [Online]. Available:

- https://www.confaz.fazenda.gov.br/legislacao/convenios/2015/CV016_15. [Acesso em 14 10 2019].
- [9] Empresa de Pesquisa Energética, “Matriz Energética e Elétrica,” 2018. [Online]. Available: <http://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica>. [Acesso em 17 10 2019].
- [10] L. T. Martins, *Estratégias Multimalhas para Controle de Corrente de Inversores Conectados à Rede por Meio de Filtro LCL*, Santa Maria, 2018.
- [11] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre e A. V. Timbus, “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1398-1409, 10 2006.
- [12] F. Blaabjerg, Z. Chen e S. B. Kjaer, “Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1184-1194, 09 2004.
- [13] X. Hao, X. Yang, T. Liu, L. Huang e W. Chen, “A Sliding-Mode Controller with Multi-Resonant Sliding Surface for Single-Phase Grid-Connected VSI with an LCL-Filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 2259-2268, 05 2013.
- [14] W. A. Hill e S. C. Kapoor, *Effect Of Two-Level PWM Sources On Plant Power System Harmonics*, St. Louis: IEEE, 1998.
- [15] M. Liserre, F. Blaabjerg e S. Hansen, “Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1281-1291, 09-10 2005.
- [16] A. D. Pupo, *Estudo de Metodologias de Projeto para Filtros de Saída de Inversores*, Pato Branco: UTFPR, 2015.
- [17] E. Twining e D. G. Holmes, “Grid Current Regulation of a Three-Phase Voltage Source Inverter With an LCL Input Filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 888-895, 05 2003.

- [18] Y. Jia, J. Zhao e X. Fu, “Direct Grid Current Control of LCL-Filtered Grid-Connected Inverter Mitigating Grid Voltage Disturbance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1532-1541, 03 2014.
- [19] J. R. Massing, *Controle Adaptativo de Corrente Aplicado a Conversores Estáticos Conectado à Rede Elétrica*, Santa Maria: UFSM, 2013.
- [20] W. Wu, Y. Liu, Y. He, H. S.-H. Chung, M. Liserre e F. Blaabjerg, “Damping Methods for Resonances Caused by LCL-Filter-Based Current-Controlled Grid-Tied Power Inverters: An Overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 7402-7413, 09 2017.
- [21] P. A. Dahono, Y. R. Bahar, Y. Sato e T. Kataoka, “Damping of Transient Oscillations on the Output LC Filter of PWM Inverters by Using a Virtual Resistor,” *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia*, pp. 403-407, 2001.
- [22] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan e K. Weng, “Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor-Current-Feedback Active-Damping,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1239-1253, 03 2014.
- [23] J. C. Moreno, J. M. E. Huerta, R. G. Gil e S. A. González, “A Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1993-2004, 06 2009.
- [24] P. C. Loh e D. G. Holmes, “Analysis of Multiloop Control Strategies for LC/CL/LCL-Filtered Voltage-Source and Current-Source Inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 644-654, 03-04 2005.
- [25] R. P. Vieira, *Contribuições ao Acionamento e Controle Sensorless Aplicado ao Motor de Indução Bifásico Assimétrico*, Santa Maria, 2012.
- [26] T. R. d. Oliveira, *Controle por Modos Deslizantes de Sistemas Incertos com Direção de Controle Desconhecida*, Rio de Janeiro, 2006.
- [27] J.-J. E. Slotine e W. Li, *Applied Nonlinear Control*, New Jersey: Prentice Hall, 1991.

- [28] M. Stefanello, J. R. Massing e R. P. Vieira, “Robust Control of a Grid-Connected Converter with an LCL-Filter Using a Combined Sliding Mode and Adaptive Controller in a Multi-Loop Framework,” *IECON*, pp. 3726-3731, 9-12 11 2015.
- [29] L. A. M. Junior, *Controle Robusto Baseado em Desigualdades Matriciais Lineares Aplicado a Inversores Conectado à Rede Elétrica*, Santa Maria, 2015.
- [30] V. I. Utkin, “Variable Structure Systems with Sliding Modes,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, pp. 212-222, 04 1977.
- [31] S. Z. Sarpturk, Y. Istefanopulos e O. Kaynak, “On the Stability of Discrete-Time Sliding Mode Control Systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, pp. 930-932, 10 1987.
- [32] W. Gao, Y. Wang e A. Homaifa, “Discrete-Time Variable Structure Control Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 117-122, 04 1995.
- [33] W. Gao e J. C. Hung, “Variable Structure Control of Nonlinear Systems: A New Approach,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 45-55, 02 1993.
- [34] L. Santos, M. Brito e J. Onofre, *Comparison of Digital Current Controllers for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverter*, Campo Grande.
- [35] F. Song e S. M. Smith, “Design of Sliding Mode Fuzzy Controllers for an Autonomous Underwater Vehicle without System Model,” *Oceans 2000 MTS/IEEE Conference & Exhibition*, pp. 835-840, 09 2000.
- [36] J. S. Glower e J. Munighan, “Designing Fuzzy Controllers from a Variable Structures Standpoint,” *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, pp. 138-144, 02 1997.
- [37] D. Krug, M. Malinowski e S. Bernet, “Design and Comparison of Medium Voltage Multi-Level Converters for Industry Applications,” *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*, pp. 781-790, 2004.

- [38] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre e P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, pp. 750-762, 09 2006.
- [39] N. Zhang, H. Tang e C. Yao, "A Systematic Method for Designing a PR Controller and Active Damping of the LCL Filter for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters," *Energies*, pp. 3934-3954, 2014.
- [40] M. Liserre, R. Teodorescu e F. Blaabjerg, "Multiple Harmonics Control for Three-Phase Grid Converter Systems With the Use of PI-RES Current Controller in a Rotating Frame," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 836-841, 05 2006.
- [41] J. He e Y. W. Li, "Generalized Closed-Loop Control Schemes with Embedded Virtual Impedances for Voltage Source Converters with LC or LCL Filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 04 2012.