

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LEANDRO TAKESHI OMINE

**Revisão de Técnicas de Controle Moderno e Aplicação em um Sistema
de Geração Distribuída com Filtro LCL de Conexão à Rede de Distribuição de
Energia Elétrica**

CAMPO GRANDE - MS
2020

LEANDRO TAKESHI OMINÉ

Revisão de Técnicas de Controle Moderno e Aplicação em um Sistema de Geração Distribuída com Filtro LCL de Conexão à Rede de Distribuição de Energia Elétrica

Trabalho apresentado ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Mato Grosso do Sul como requisito parcial para obtenção do título de “Mestre em Engenharia Elétrica”.

Orientador: Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

CAMPO GRANDE - MS
2020

RESUMO

Este trabalho tem como foco o projeto de controladores lineares e não-lineares aplicados ao controle da corrente de saída de um filtro LCL em um conversor de dois estágios em cascata utilizado para a conversão da energia provida por módulos fotovoltaicos (FV) e injeção desta na rede de distribuição de energia elétrica em corrente alternada. Derivados das teorias lineares escolhe-se o PI + Ressonante e regulador quadrático linear (LQR), e das teorias não-lineares o controlador por modo deslizante (SMC) e controlador baseado em passividade (PBC). Como alternativa aos métodos convencionais de projeto e também como tentativa de unificação da obtenção dos parâmetros para os controladores, utiliza-se um algoritmo genético (AG) para este objetivo. Os resultados são obtidos via simulações com um sistema projetado em ambiente MatLab/*Simulink*, aonde são demonstradas as características transitórias e a distorção harmônica total (DHT) de corrente obtida com cada controlador adotado. Observa-se, pelos resultados das simulações, uma capacidade de rastreamento elevada nos critério de velocidade e erro entre os sinais de referência e saída com o uso dos controladores não-lineares, sendo o PBC o que apresenta o melhor resultado quando se considera também a DHT da corrente.

Palavras-chave: Gerador fotovoltaico, filtro LCL, sistemas de controle, conexão com a rede de distribuição.

ABSTRACT

This work has its focus on the project of linear and nonlinear controllers applied to the grid-side current control of an LCL filter, in a two-stage converter used to convert the energy supplied from photovoltaic (PV) modules and injecting these in the AC distribution grid. Derived from linear theories there are the PI + Resonant and the linear quadratic regulator (LQR), and from nonlinear theories, the sliding-mode controller (SMC) and the passivity based controller (PBC). As an alternative to the conventional project methods and as a challenge to unificate the parameters calculations of the controllers, it is used a genetic algorithm (GA) for this objective. The results are obtained via simulations in MatLab/*Simulink* framework, where it is demonstrated the dynamical characteristics and the total harmonic distortion (THD) of the output current for each of the adopted controllers. In these simulations it is noted a high tracking capacity, considering the speed and the error between reference and output signals, by the use of nonlinear controllers, with the PBC presenting better results as the THD of the output current is considered.

Keywords: Photovoltaic generator, LCL filter, control systems, grid-connected inverter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de blocos de um sistema FV de dois estágios conectado à rede.	7
Figura 2 – Diagrama de blocos do controle com duas malhas.	9
Figura 3 – Típica região no plano s limitada por LMIs.	16
Figura 4 – Exemplos de regiões de LMI.	17
Figura 5 – Diagrama de blocos com realimentação de saída.	18
Figura 6 – Diagramas de Bode do controlador PR.	19
Figura 7 – Diagramas de Bode do controlador quase PR.	20
Figura 8 – Controlador por realimentação de estados.	21
Figura 9 – Conceitos usados no MPC.	24
Figura 10 – Diagrama de blocos do MPC por realimentação de estados.	26
Figura 11 – Diagrama de blocos para o controle robusto pela norma H_2 .	27
Figura 12 – Representação gráfica da norma H^∞ .	29
Figura 13 – Espaço de fase e dinâmica de um sistema sob ação do SMC.	31
Figura 14 – Diagrama de blocos do SMC.	33
Figura 15 – Diagrama de blocos do controlador FCS – MPC.	34
Figura 16 – Evolução da predição para o controlador FCS – MPC.	35
Figura 17 – Diagrama de blocos de sistemas interconectados por realimentação.	37
Figura 18 – Circuito do conversor <i>boost</i> .	41
Figura 19 – Fluxograma do MPPT adotado.	42
Figura 20 – Rastreamento da tensão durante o MPPT.	43
Figura 21 – Potência extraída durante o MPPT.	43
Figura 22 – Representação do inversor com filtro LCL.	44
Figura 23 – Representação do circuito para o controle de tensão.	47
Figura 24 – Diagrama de bode para várias indutâncias de rede, modelo tensão.	48
Figura 25 – Representação do circuito para o controle de corrente.	48
Figura 26 – Diagrama de Bode para várias indutâncias de rede, modelo corrente.	49
Figura 27 – Diagrama de Bode do filtro LCL sem amortecimento.	50
Figura 28 – Arquitetura de controle do inversor.	51
Figura 29 – Diagrama de Bode compensado da malha de tensão.	52
Figura 30 – Resposta da malha de tensão com o controlador.	53
Figura 31 – Diagrama do controlador PI+Ressonante.	54
Figura 32 – Diagrama do controlador LQR.	54
Figura 33 – Diagrama do controlador SMC.	55
Figura 34 – Fluxograma do algoritmo genético.	57
Figura 35 – Evolução dos parâmetros durante o AG.	59
Figura 36 – Evolução do inverso do custo durante o AG.	59
Figura 37 – Gráficos das respostas de cada controlador de corrente.	61
Figura 38 – Formas de ondas ampliadas de cada resposta.	62
Figura 39 – DHT durante o MPPT.	64
Figura 40 – DHT da corrente injetada na rede para cada controlador.	65

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características do sistema de geração FV.....	40
Tabela 2 – Parâmetros do conversor <i>boost</i>	41
Tabela 3 – Parâmetros de projeto do inversor.	45
Tabela 4 – Valores projetados para os componentes do inversor.....	46
Tabela 5 – Parâmetros do algoritmo genético.....	58
Tabela 6 – Parâmetros dos controladores obtidos via AG.	58
Tabela 7 – DHT em regime permanente para cada controlador.	63

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	7
1.1	Controle do primeiro estágio.....	8
1.2	Controle do segundo estágio.....	9
1.3	Identificação do problema.....	10
1.4	Estrutura do trabalho.....	10
2	MÉTODOS DE CONTROLE.....	12
2.1	Conceitos matemáticos.....	12
2.1.1	<i>Representação de um sistema.....</i>	<i>12</i>
2.1.2	<i>Discretização de sistemas contínuos.....</i>	<i>13</i>
2.1.3	<i>Critério de estabilidade de Lyapunov.....</i>	<i>14</i>
2.1.4	<i>Otimização convexa.....</i>	<i>15</i>
2.2	Controlador proporcional ressonante.....	18
2.3	Regulador quadrático linear (LQR).....	21
2.4	Controle preditivo por modelo (MPC).....	23
2.5	Controle robusto via normas H_2 e H_∞	27
2.6	Controle por modo deslizante (SMC).....	30
2.7	MPC por Conjunto Finito (FCS – MPC).....	33
2.8	Controle baseado em passividade (PBC).....	36
3	PROJETO E MODELAGEM DO INVERSOR MONOFÁSICO COM FILTRO LCL.....	40
3.1	Circuito do conversor CC.....	40
3.1.1	<i>Controlador do conversor CC e o algoritmo de MPPT.....</i>	<i>41</i>
3.1.2	<i>Simulação do conversor boost + MPPT.....</i>	<i>42</i>
3.2	Circuito do inversor.....	43
3.2.1	<i>Projeto dos componentes passivos.....</i>	<i>44</i>
3.2.2	<i>Modelagem do conversor.....</i>	<i>46</i>
3.2.2.1	<i>Modelo para o controle de tensão.....</i>	<i>46</i>
3.2.2.2	<i>Modelo para o controle de corrente.....</i>	<i>48</i>
4	PROJETO DOS CONTROLADORES.....	51
4.1	Controlador de tensão do <i>link</i> CC.....	52
4.2	Controladores de corrente.....	53

4.2.1	<i>PI + Ressonante</i>	53
4.2.2	<i>LQR</i>	54
4.2.3	<i>SMC</i>	54
4.2.4	<i>PBC</i>	55
4.3	Algoritmo genético	56
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES DO SISTEMA	60
6	CONCLUSÕES	66
6.1	Propostas para trabalhos futuros.....	67
	<i>Publicações</i>	68
	REFERÊNCIAS	69

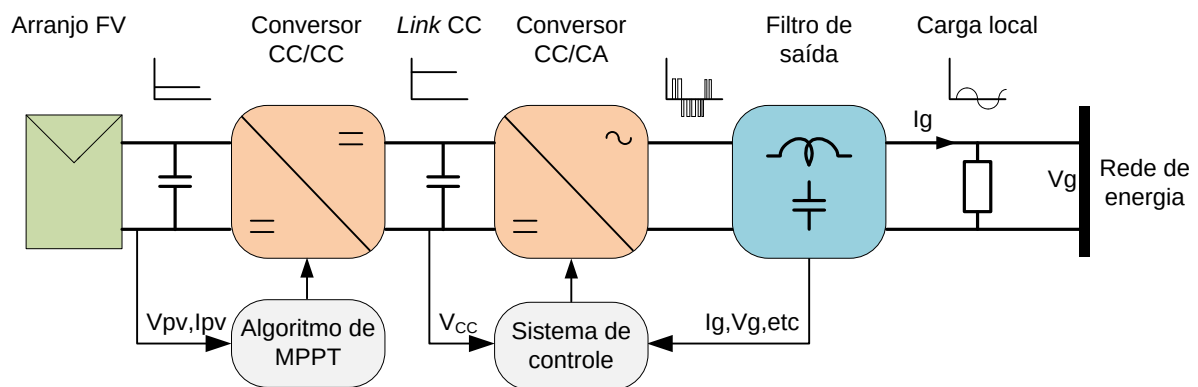
1 INTRODUÇÃO

Com o avanço nas tecnologias de produção de energia, a geração de energia elétrica via sistemas fotovoltaicos (FV) está ganhando popularidade em vários países (KUMAR; SAHA; DEY, 2016). A típica configuração de um sistema elétrico constituído de grandes geradores e longas linhas de transmissão para alimentar consumidores há longas distâncias vem sendo modificado para uma topologia com vários geradores de menor capacidade instalados em locais próximos aos consumidores finais, denominado de geração distribuída - GD (SILVA, 2019).

Os conversores eletrônicos de potência têm um papel importante na operação destes sistemas, sendo que estes devem desempenhar funções como o ajuste da corrente/tensão dos módulos FV de forma a otimizar a extração de potência, técnica conhecida como rastreamento ou de seguimento do ponto de máxima potência (do inglês *maximum power point tracking* - MPPT), a sincronização da tensão de saída com a da rede de energia, redução de distorção harmônica, entre outras (NANDAN; SINGH, 2017).

Um diagrama generalizado de um sistema de geração FV em dois estágios, conectado à rede, é mostrado na Figura 1.

Figura 1 – Diagrama de blocos de um sistema FV de dois estágios conectado à rede.



Fonte: Próprio autor.

A tensão nos terminais do arranjo FV é ajustada pelo algoritmo de MPPT, sendo que o atuador é geralmente um conversor *boost* para que seja possível manter o *link* CC em um nível acima da tensão da rede de energia. Um inversor, conversor CC-CA, então converte a tensão contínua do *link* para uma forma de onda alternada,

sincronizada em fase e frequência com o auxílio de um PLL (phase-locked-loop) (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006). A configuração do estágio de potência do inversor, adotada com frequência na literatura é a ponte H, visto sua simplicidade e reduzido número de componentes semicondutores. Em KOURO; LEON; VINNIKOV; FRANQUELO, 2015 são apresentadas inúmeras topologias, com as suas respectivas vantagens e desvantagens, assim como as faixas de tensão e potência nas quais cada uma é recomendada. Os autores apontam o aumento de eficiência e densidade de potência como sendo o principal foco de pesquisas em inversores conectados à rede, sendo assim, topologias de um estágio capazes de processar a energia advinda de *strings* ou arranjos destacam-se entre as outras. A topologia de dois estágios tem a vantagem de requerir algoritmos de controle mais simplificados, onde cada um atua somente em um dos estágios.

O último bloco consiste no filtro de saída utilizado para reduzir o conteúdo harmônico gerado pelo chaveamento em alta frequência. O mais simples filtro de saída é composto por um indutor em série, no entanto, a baixa atenuação de -20 dB por década requer um componente volumoso e pesado para que a atenuação dos harmônicos seja suficiente. Um filtro LCL é capaz de substituir o filtro L, com menor volume para uma mesma atenuação requerida, porém a dificuldade para se controlar este é maior, pois a ressonância entre elementos pode trazer resultados indesejados, como por exemplo instabilidade (BUDUMA; PANDA, 2018). Assim, técnicas de amortecimento passivo e/ou ativo podem ser aplicadas na mitigação do problema de ressonância (SHARMA; MISHRA; MUDLIYAR, 2018). No entanto, o primeiro diminui a eficiência do sistema devido à inserção de resistores, e o segundo requer um controle mais complexo (WANG; YAN; JIANG; ZOU, 2016).

1.1 Controle do primeiro estágio

O primeiro estágio tem como objetivo o ajuste da tensão do gerador fotovoltaico de acordo com a referência dada pelo algoritmo de MPPT, requerendo um erro zero de regime permanente entre saída e referência. Isto pode ser feito por um simples controlador proporcional – integral (PI) em uma malha de realimentação da tensão do sistema FV, a mesma tensão de entrada do conversor CC-CC.

O MPPT é um processo fundamental na operação de sistemas fotovoltaicos e assegura que a máxima potência disponível pelo sistema, se assim desejada, será extraída deste. O mais simples método consiste em manter a tensão em um nível

constante em torno de 70 à 80% da tensão de circuito aberto, sendo esta faixa determinada de maneira empírica (BRITO et al. 2013).

Métodos mais avançados como o *perturbe & observe* (P&O) e o de condutância incremental (IC) fazem um rastreamento dinâmico do ponto ótimo através das leituras de tensão e corrente a cada instante, e podem aumentar significativamente a eficiência quando comparado ao anterior (BRITO et al. 2013, OLIVEIRA, 2015).

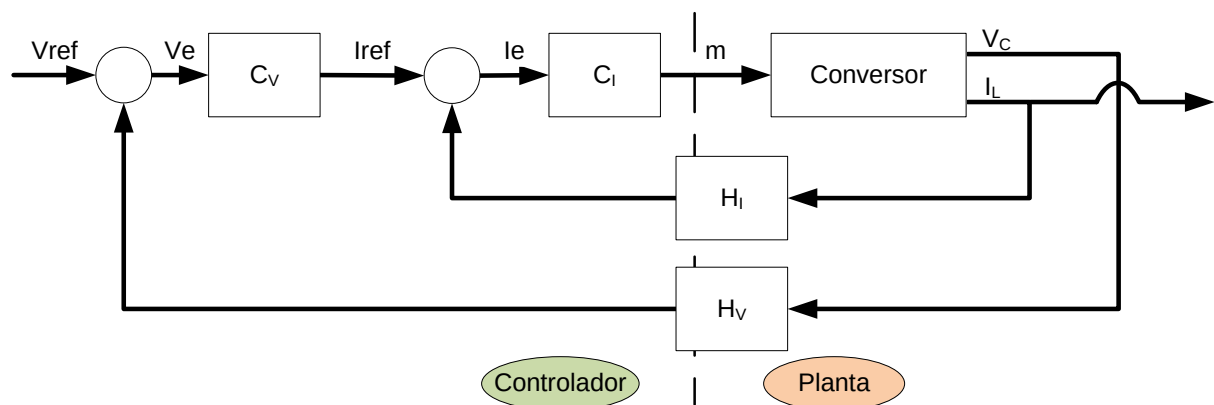
Para sistemas com um grande número de módulos em série e/ou paralelo a influência do sombreamento parcial aumenta e dificulta a atuação correta dos métodos convencionais citados. Nestes casos uma alternativa é o uso de MPPTs globais ou híbridos como apresentados em Omine; Brito; Onofre, (2018). Neste trabalho adota-se o MPPT via evolução diferencial e P&O, conforme introduzido no trabalho.

1.2 Controle do segundo estágio

O segundo algoritmo de controle atua no inversor de forma a alcançar dois objetivos: regular a tensão do *link* CC mantendo-a constante, e reduzir ao máximo a distorção harmônica total (THD) da corrente de saída para que o sistema não injele potência reativa, indesejada, na rede de energia. Alguns autores apresentam métodos para distorcer a forma de onda da corrente com o objetivo de suprir a potência reativa requerida por cargas locais através de técnicas de decomposição da potência, fazendo com que esta não seja demandada pela rede (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007), (TENTI; PAREDES; MATTAVELLI, 2011).

Para alcançar os dois objetivos citados, são criadas duas malhas de controle, uma interna à outra, como visto de maneira simplificada na Figura 2.

Figura 2 – Diagrama de blocos do controle com duas malhas.



Fonte: Próprio autor.

onde C_v e C_i representam os controladores de tensão e corrente, e H_v e H_i os sensores de tensão e corrente, respectivamente.

Nesta configuração a variável a qual deve responder com maior velocidade, a corrente na saída do conversor, é inserida na malha interna enquanto a tensão no *link* CC, na qual são admitidas maiores variações, é controlada pela malha externa. Comumente a diferença no tempo de resposta entre as malhas é adotado como 10 vezes ou mais para que se tenha um desacoplamento satisfatório.

1.3 Identificação do problema

Pela sua característica oscilante a corrente I_L que sai do inversor exige um controle mais complexo, visto que o controlador clássico de ação Proporcional – Integral ou PI não é capaz de rastrear tal comportamento (NISE, 2010). Esta dificuldade se torna ainda maior quando é adotado um filtro LCL. A adaptação do PI via princípio do modelo interno que resulta na ação Proporcional – Ressonante (PR) pode ser aplicado com facilidade no filtro puramente indutivo, no entanto é inviabilizado no filtro LCL em situações onde não há um amortecimento da ressonância.

Dada a dificuldade no controle da corrente de saída dos inversores, este tema vêm sendo abordado com frequência através de diversas técnicas modernas de controle, como exemplo o regulador quadrático linear (LQR) (EREN; BAKHSHAI; JAIN, 2012) e o controle preditivo por modelo (MPC) (GELDENHUYS et al, 2016), técnicas de controle robusto baseados no critério de estabilidade assintótica (WANG; JIA; YAN, 2016), e controles não-lineares como o controle por modo deslizante (do inglês *Sliding-Mode Control*, SMC) (LIU et al, 2013) e o controle baseado em passividade (do inglês *Passivity Based Control*, PBC) (XIE et al, 2020).

Neste contexto, procura-se com esta dissertação diferenciar as características de cada controlador em relação à qualidade da resposta (erro de rastreamento, distorção harmônica), à quantidade de parâmetros, e a robustez relacionada aos erros de modelagem e variação de parâmetros, quando aplicados na injeção de corrente ativa na rede de distribuição a partir de um gerador fotovoltaico.

1.4 Estrutura do trabalho

Neste capítulo foi feita uma introdução ao tema abordado a partir de trabalhos encontrados na literatura. Foi abordada a lógica de operação e controle da planta, um

inversor monofásico de 2 estágios, e a dificuldade encontrada no uso de filtros LCL, assim como algumas das alternativas propostas para a solução do problema.

No Capítulo 2 são apresentadas algumas das principais teorias de controle e os conceitos matemáticos utilizados na formulação dos projetos de sistema de controle.

Em seguida, no Capítulo 3, são projetados o conversor *boost* e o inversor com filtro LCL para conectar um sistema de geração FV à rede elétrica em baixa tensão. Inclui-se também uma análise do impacto causado pela indutância da rede nas malhas de controle de tensão e corrente, onde pode ser visto o deslocamento do pico de ressonância devido a este fator externo, e que justifica a necessidade de um controle mais robusto.

No Capítulo 4 é feito o projeto dos controladores de corrente. Visto que o material atual sobre a obtenção de parâmetros dos controladores não lineares é escassa e também como forma de padronização na comparação dos métodos, os parâmetros serão obtidos por meio de um algoritmo genético (AG) de otimização global.

No Capítulo 5 e Capítulo 6 são mostrados os resultados de simulações efetuadas a partir dos parâmetros obtidos pelo AG e as conclusões do trabalho, respectivamente.

2 MÉTODOS DE CONTROLE

Os controladores do tipo PID são adotados com frequência em projetos com malhas de realimentação, visto sua simplicidade e desempenho satisfatório. A teoria de controle clássica formulada por Bode, Nichols, entre outros na década de 1940, fornece várias ferramentas para a análise de sistemas lineares e para o projeto de tais controladores (SKOGESTAD, 2009). Apesar de serem capazes de lidar somente com sistemas SISO (*Single-Input Single-Output*), estes apresentam bons resultados em situações onde não há distúrbios (e.g. ruídos no sensoriamento, erros de modelagem), também sendo possível o uso em situações onde o modelo da planta é desconhecido.

Na década de 1960 à de 1980, o principal foco nas pesquisas esteve na teoria de controle ótimo para sistemas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), que difere do controle clássico pelo uso de técnicas de realimentação de estados e algumas introduzem o conceito de minimização de funções custo.

A partir da década de 1990, pesquisadores buscaram controladores capazes de rejeitar os vários distúrbios presentes durante a operação e lidar com plantas não-lineares. Estes são chamados de controladores robustos e procuram manter a estabilidade do sistema e atingir resultados satisfatórios para uma determinada faixa de operação (ÖLÇER, 2013).

2.1 Conceitos matemáticos

Nesta seção são apresentados os conceitos da teoria de controle que serão úteis para o entendimento dos controladores.

2.1.1 Representação de um sistema

O modelo matemático de uma planta linear e invariante no tempo pode ser representado por um conjunto de equações matriciais em tempo contínuo como em (1):

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{Ax}(t) + \mathbf{Bu}(t), \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{Cx}(t) + \mathbf{Du}(t),\end{aligned}\tag{1}$$

onde $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^{l \times 1}$ é um vetor que representa os estados da planta, $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ as entradas, e $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ as saídas; as matrizes $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{l \times l}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{l \times m}$, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{n \times l}$, $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{n \times m}$ possuem valores constantes.

De modo equivalente é possível representar o mesmo sistema no domínio da frequência, por funções de transferência que relacionam cada entrada à uma saída. A partir de (1), é possível obter uma matriz com todas as funções de transferência do sistema através de (2):

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}, \quad (2)$$

sendo s o operador de Laplace.

Na teoria de controle moderno a representação em (1), conhecida como espaço de estados, é usada com mais frequência visto sua capacidade de lidar com sistemas MIMO. Por outro lado, as funções de transferência são úteis na análise de conversores eletrônicos já que o uso de diagramas de Bode possibilita uma fácil visualização do comportamento do sistema para várias frequências, além do conceito de velocidade e de estabilidade diretamente vinculados à largura de banda do sistema e de sua margem de fase em sistemas de segunda ordem ou que possam ser aproximados para tais (NISE, 2010).

2.1.2 Discretização de sistemas contínuos

Dado um sistema descrito por um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem, sua discretização é realizada comumente pelo método de Euler (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998), como em (3):

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \frac{\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}(k)}{T_s}, \\ \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{x}(k) + \dot{\mathbf{x}}(t)T_s, \end{aligned} \quad (3)$$

onde T_s é o período de amostragem.

Para sistemas lineares, descritos por (1), a expressão (3) pode ser escrita no formato de espaço de estados. Sabendo que a solução de (1) é dada por (4):

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}(t-t_0)}\mathbf{x}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)}\mathbf{B}\mathbf{u}(\tau)d\tau, \quad (4)$$

são obtidas as expressões (5) e (6) para os instantes $t = kT_s$ e $t = (k+1)T_s$, respectivamente:

$$\mathbf{x}(kT_s) = e^{\mathbf{A}(kT_s-0)}\mathbf{x}(0) + \int_0^{kT_s} e^{\mathbf{A}(kT_s-\tau)}\mathbf{B}\mathbf{u}(\tau)d\tau, \quad (5)$$

$$\mathbf{x}((k+1)T_s) = e^{\mathbf{A}((k+1)T_s-0)}\mathbf{x}(0) + \int_0^{(k+1)T_s} e^{\mathbf{A}((k+1)T_s-\tau)}\mathbf{B}\mathbf{u}(\tau)d\tau. \quad (6)$$

Pré-multiplicando (5) por $e^{\mathbf{A}T_s}$ e subtraindo-a de (6):

$$\mathbf{x}((k+1)T_s) = e^{\mathbf{A}T_s}\mathbf{x}(kT_s) + \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e^{\mathbf{A}((k+1)T_s-\tau)}\mathbf{B}\mathbf{u}(\tau)d\tau. \quad (7)$$

Considerando-se que o valor de $\mathbf{u}(\tau)$ mantém-se constante durante um período de amostragem, é obtida a expressão (8):

$$\mathbf{x}((k+1)T_s) = e^{\mathbf{A}T_s}\mathbf{x}(kT_s) + \left(\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e^{\mathbf{A}((k+1)T_s-\tau)}\mathbf{B}d\tau \right) \mathbf{u}(kT_s), \quad (8)$$

de maneira equivalente, (9) representa o modelo em espaço de estados discreto do sistema em (1) (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998):

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_d\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d\mathbf{u}(k), \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}_d\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}_d\mathbf{u}(k), \end{aligned} \quad (9)$$

$$\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}T_s}, \quad \mathbf{B}_d = \left(\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e^{\mathbf{A}((k+1)T_s-\tau)}\mathbf{B}d\tau \right), \quad \mathbf{C}_d = \mathbf{C}, \quad \mathbf{D}_d = \mathbf{D}.$$

2.1.3 Critério de estabilidade de Lyapunov

Sendo um sistema descrito por (10), um ponto $\mathbf{x}^*$ tal que $f(\mathbf{x}^*) = 0$ é chamado de ponto de equilíbrio.

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}). \quad (10)$$

O critério de Lyapunov fornece informações sobre a estabilidade de $\mathbf{x}^*$ sem que haja a necessidade de solucionar diretamente (10). Por definição $\mathbf{x}^*$ é estável no sentido de Lyapunov se, para qualquer $\epsilon > 0$, exista um $\delta > 0$ tal que, se $\|\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}^*\| < \delta$, então $\|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^*\| < \epsilon$ para qualquer $t \geq 0$. O ponto $\mathbf{x}^*$ é instável

caso não atenda à este critério, e é assintoticamente estável se $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \mathbf{x}^*$ (PETERSSON, 2018).

O uso de funções positivas e negativas definidas facilitam a compreensão deste critério. Define-se uma função escalar $V(\mathbf{x}) \mid \forall \mathbf{x}, V(\mathbf{x}) \geq 0$, como positiva semidefinida. Para o caso especial em que $V(\mathbf{x}) = 0 \Leftrightarrow \mathbf{x} = 0$, $V(\mathbf{x})$ é dita positiva definida. A multiplicação de $V(\mathbf{x})$ por -1 nas definições anteriores resulta nas funções negativas semidefinidas e definidas.

O critério de Lyapunov é satisfeito caso exista uma função $V(\mathbf{x}) > 0$ como em (11) positiva definida, a qual $\dot{V}(\mathbf{x}) \leq 0$ seja negativa semidefinida. A estabilidade assintótica é, por sua vez, atendida quando $\dot{V}(\mathbf{x})$ é negativa definida (KHALIL, 2002).

$$V(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x}. \quad (11)$$

Um sistema linear com entrada nula é representado por (12):

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x}. \quad (12)$$

Derivando-se (11) no tempo, e substituindo $\dot{\mathbf{x}}$ por (12), obtém-se (13):

$$\dot{V}(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T (\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}) \mathbf{x}. \quad (13)$$

A verificação do critério de Lyapunov, o qual garante estabilidade assintótica, para um sistema linear é feita então analisando-se a existência de uma matriz simétrica $\mathbf{P}$, que atenda aos requisitos apresentados em (14).

$$\begin{aligned} \mathbf{P} &\geq \mathbf{0}, \\ \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} &< \mathbf{0}. \end{aligned} \quad (14)$$

2.1.4 Otimização convexa

O uso de LMIs (*Linear Matrix Inequalities*) e PSD (*Programação Semidefinida*) permitem a resolução de inúmeros problemas na teoria de controle. LOFBERG (2004), afirma que um problema de controle descrito na forma de PSD pode ser considerado resolvido.

Uma LMI possui o formato descrito em (15):

$$\mathbf{P}_0 + \sum_{i=1}^n \mathbf{P}_i x_i \geq \mathbf{0}, \quad (15)$$

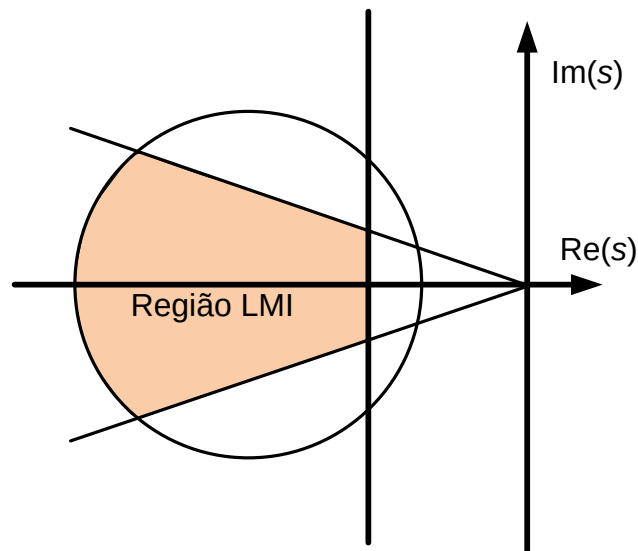
onde $\mathbf{P}_i$ são matrizes simétricas, e x_i são as variáveis de decisão. A inequação (15) implica que em seu lado esquerdo uma matriz deve ser positiva semidefinida, dando origem ao nome PSD. Tal programa procura minimizar variáveis de decisão ainda de modo que a LMI em (15) seja atendida.

Uma ferramenta usada com frequência para trabalhar-se com LMIs é o YALMIP (LOGBERG, 2004), um *toolbox* para MatLab que serve de interface para o usuário e busca, entre vários programas, o que se adapta melhor ao problema inserido. Um programa que pode ser usado junto ao YALMIP é o SeDuMi (HENRION; LASSERRE, 2006), também na plataforma MatLab. A sintaxe usada na formulação do problema é:

$$\begin{aligned} \min \quad & f(x_i), \\ \text{s. a} \quad & \mathbf{P}_0 + \sum_{i=1}^n \mathbf{P}_i x_i \geq \mathbf{0}. \end{aligned} \quad (16)$$

A LMI em (16) é obtida conforme o objetivo do controlador, e sua atuação se resume em limitar a região no plano imaginário onde se deseja que os autovalores do sistema sejam alocados, como pode ser visto na Figura 3.

Figura 3 – Típica região no plano s limitada por LMIs.

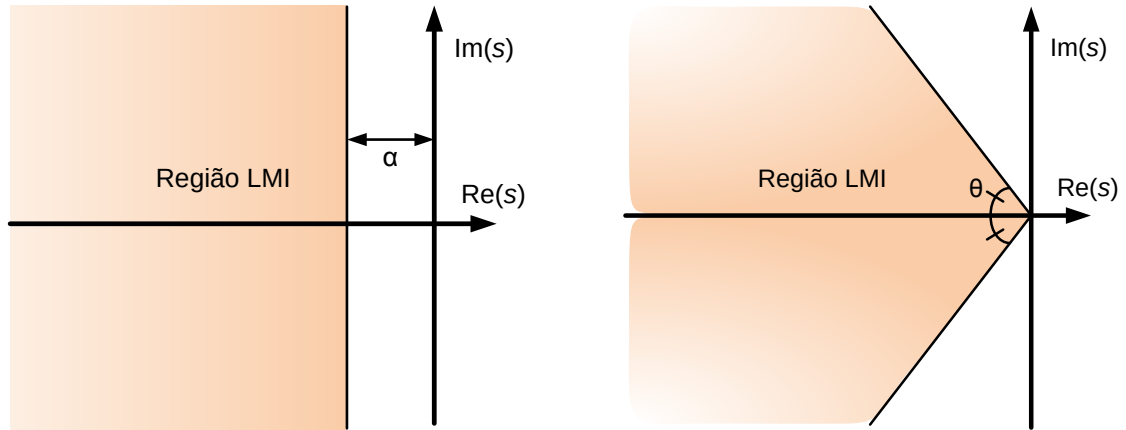


Fonte: Próprio autor.

Faz-se possível então o uso de LMIs auxiliares para atender à requisitos como tempo de resposta e ultrapassagem percentual, visto que estes dependem da posição dos autovalores no plano s . Entre outras, são de grande interesse em aplicações

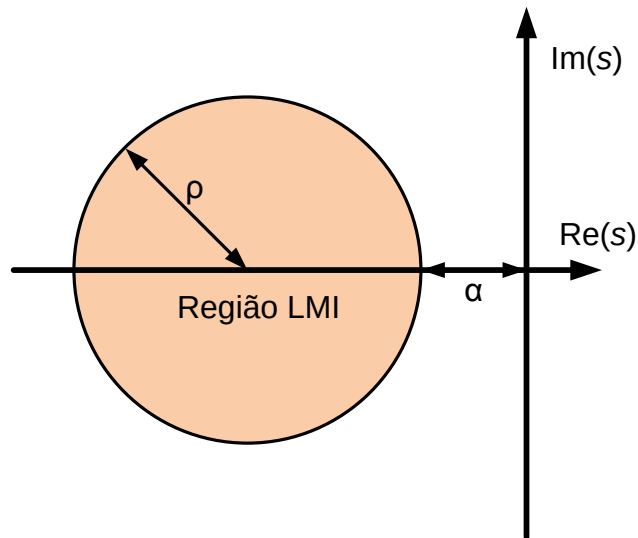
práticas as restrições da parte real, de ângulo, e de circunferência, como ilustradas na Figura 4. As respectivas LMIs são expressas em (17), (18) e (19), respectivamente (CHILALI; GAHINET, 1996) (EBIHARA, 2002).

Figura 4 – Exemplos de regiões de LMI.



a) Região limitada pela parte real de s.

b) Região limitada por ângulo.



c) Região limitada por circunferência.

Fonte: Próprio autor.

$$\mathbf{AP} + \mathbf{PA}^T + 2\alpha\mathbf{P} < \mathbf{0}, \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} \sin \theta (\mathbf{AP} + \mathbf{PA}^T) & \cos \theta (\mathbf{AP} - \mathbf{PA}^T) \\ \cos \theta (\mathbf{AP} - \mathbf{PA}^T) & \sin \theta (\mathbf{AP} + \mathbf{PA}^T) \end{bmatrix} < \mathbf{0}, \quad (18)$$

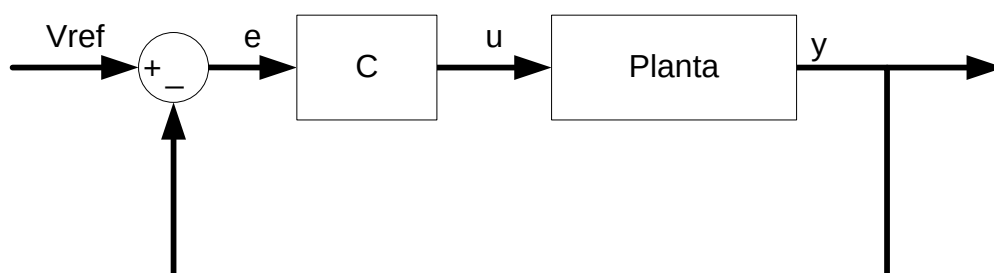
$$\begin{bmatrix} -\rho\mathbf{P} & \mathbf{AP} + (\alpha + \rho)\mathbf{P} \\ \mathbf{PA}^T + (\alpha + \rho)\mathbf{P} & -\rho\mathbf{P} \end{bmatrix} < \mathbf{0}. \quad (19)$$

As seguintes seções apresentam métodos de controle os quais possuem potencial para serem aplicados em inversores, conectados ou não à rede de distribuição de energia elétrica.

2.2 Controlador proporcional ressonante

Em conversores CC/CC é comum o uso de controladores PI, através de uma simples malha de realimentação da saída, como é mostrado na Figura 5.

Figura 5 – Diagrama de blocos com realimentação de saída.



Fonte: Próprio autor

onde C representa o controlador, e o erro entre a saída y e a entrada Vref, e u a lei de controle aplicada na planta.

O PI é conhecido pela sua capacidade de fornecer altos ganho para frequências baixas, e um ganho infinito para uma “frequência 0” devido ao integrador presente na sua expressão. Isto o torna capaz de zerar o erro entre referência e saída, para uma referência constante. O número de integradores presente define o tipo do sistema, que por sua vez pode ser visto como a capacidade de rastreamento do sistema à uma dada referência, conforme Nise, (2010).

O princípio do modelo interno expande este conceito afirmando que o rastreamento de um sinal ocorre quando existe, na malha de controle, um modelo similar ao deste sinal. Isto é, para o caso de uma entrada degrau onde a sua representação no domínio da frequência é de um integrador $\left(\frac{1}{s}\right)$, o sistema deve incluir este modelo para que a referência seja rastreada com erro nulo (HASANZADEH et al, 2011).

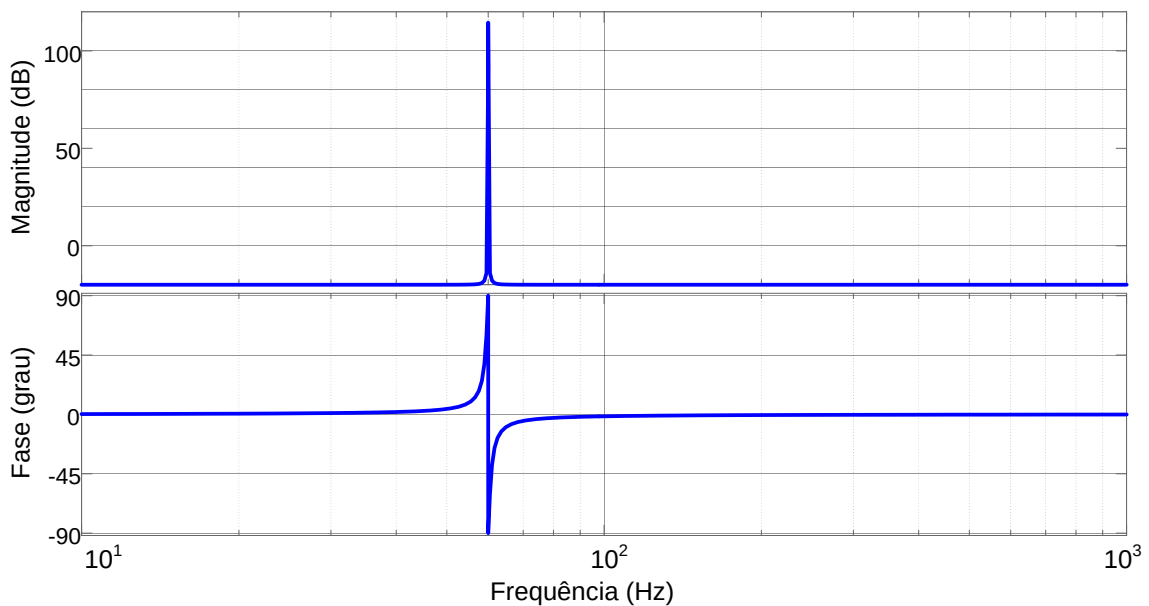
Esta análise possibilita o rastreamento de qualquer tipo de sinal, desde que seu modelo no domínio da frequência seja conhecido, e o controlador para o rastreamento

de ondas senoidais baseado neste princípio tem o nome de PR (Proporcional – Ressonante), sendo representado por (20):

$$C_{PR} = \frac{U}{E} = \left(K_p + K_r \frac{s}{s^2 + \omega^2} \right), \quad (20)$$

onde ω é a frequência do sinal de entrada em rad/s, K_p é o ganho proporcional, K_r é o ganho ressonante e U e E são as transformadas de Laplace de $u(t)$ e $e(t)$, respectivamente. Como pode ser visto pelo diagrama de Bode na Figura 6 este controlador fornece um ganho elevado na frequência ω , de 377 rad/s ou 60 Hz no exemplo, porém necessita de uma sintonização fina e pode perder parte da sua capacidade de rastreamento caso a frequência da rede se distancie da sintonização.

Figura 6 – Diagramas de Bode de um típico controlador PR.

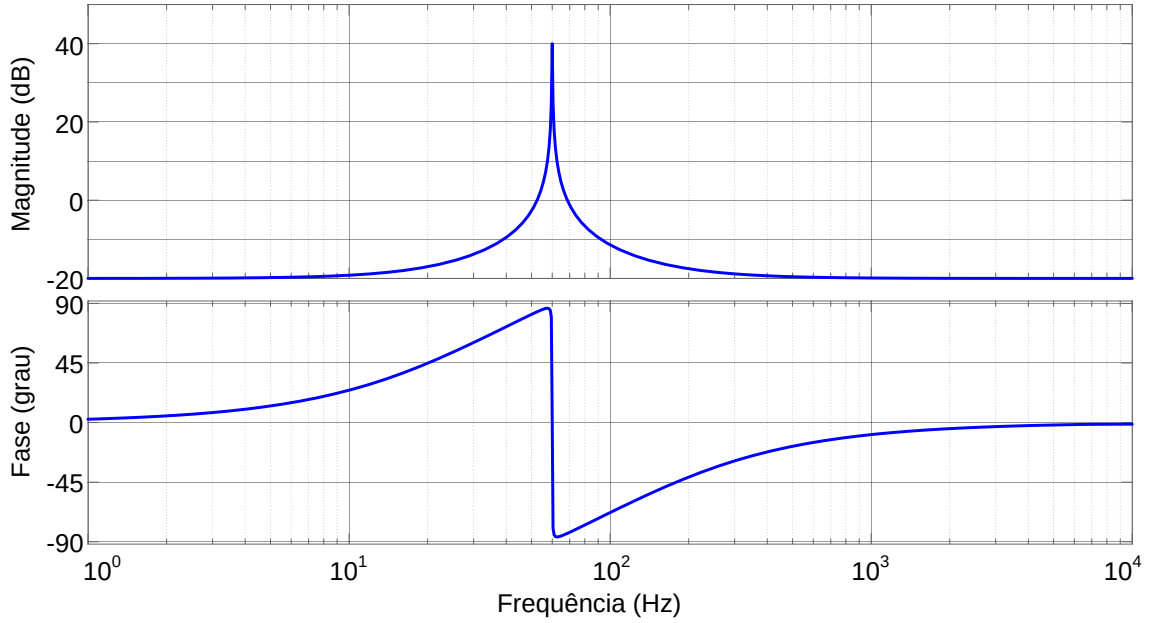


Fonte: Próprio autor.

A opção viável é o quase PR, representado por (21). A presença do parâmetro Q diminui o pico na frequência de ressonância mas permite uma folga na sintonização (aumento da largura de banda), como pode ser visto na Figura 7. CHA; VU; KIM, (2009), analisam este controlador sob a variação dos parâmetros de sintonização, indicando a influência de cada um nos diagramas de ganho e fase. Os mesmos autores implementam-no para o controle de corrente em um inversor monofásico com filtro LCL, onde pode ser visto que os resultados obtidos foram levemente superiores aos de um PI utilizando eixos rotacionais dq.

$$C_{qPR} = \frac{U}{E} = \left(K_p + K_r \frac{Qs}{s^2 + Qs + \omega^2} \right). \quad (21)$$

Figura 7 – Diagramas de Bode de um típico controlador quase PR.



Fonte: Próprio autor.

Nota-se que este método é comumente aplicado junto à outros. Em HASANZADEH et al. (2011) o LQR é usado para a obtenção dos ganhos K_p e K_r e, em HAO et al. (2013) um termo ressonante é inserido de forma a complementar um SMC. A adaptação em espaço de estados facilita a combinação com outras técnicas e pode ser feita de maneira similar à um modelo aumentado (WANG, 2009), com um termo ressonante visto como parte da planta a ser controlada. O modelo em espaço de estados de um controlador Ressonante (R) é descrito por (22):

$$\begin{aligned} \dot{\xi}(t) &= \mathbf{A}_c \xi(t) + \mathbf{B}_c e(t), \\ \mathbf{A}_c &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\omega \\ \omega & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (22)$$

Incorporando-se este modelo na planta, obtém-se (23) (HASANZADEH et al., 2011):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{B}_c \mathbf{C} & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \xi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_c \end{bmatrix} v_{\text{ref}}, \\ y &= [\mathbf{C} \quad \mathbf{0}] \begin{bmatrix} x \\ \xi \end{bmatrix} + \mathbf{D}u. \end{aligned} \quad (23)$$

Este novo modelo representa a planta aumentada por um termo ressonante e pode ser usado para projetos com realimentação de estados.

2.3 Regulador quadrático linear (LQR)

Derivado do ramo de controle ótimo, o LQR tem como objetivo minimizar a função custo definida por (24), pela manipulação das entradas (GRIMSTAD, 2009).

$$J = \int_0^{\infty} (x^T \mathbf{Q} x + u^T \mathbf{R} u) d\tau, \quad (24)$$

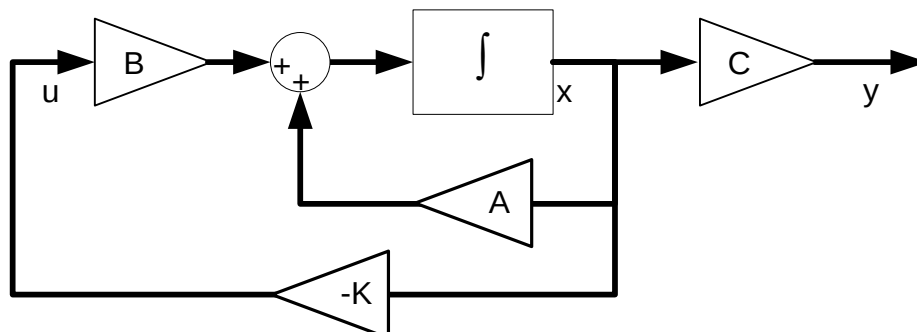
onde os vetores x e u são os respectivos estados e entrada do sistema encontrados na modelagem em espaço de estados dado em (1), a matriz $\mathbf{Q} \geq 0$ contém os pesos aplicados a cada estado na otimização e a matriz $\mathbf{R} > 0$ contém os pesos das entradas. A escolha das matrizes $\mathbf{Q}$ e $\mathbf{R}$ afetam a função custo, que por sua vez terá efeito nas características transitórias e de regime permanente da planta, sendo a escolha destas o principal desafio deste tipo de controlador (EMARA, 2018).

Por lidar com sistemas MIMO, o controlador possui um formato de realimentação de estados, sendo o vetor de entradas dado por (25):

$$u = -\mathbf{K}x, \quad (25)$$

sendo $\mathbf{K}$ uma matriz de ganhos que relaciona cada estado às entradas. O diagrama de blocos para este tipo de controlador é ilustrado na Figura 8 desconsiderando-se a matriz $\mathbf{D}$.

Figura 8 – Controlador por realimentação de estados.



Fonte: Próprio autor.

Até então, a solução para a otimização de (24) era obtida por multiplicadores de Lagrange, que resultam na expressão (26), chamada de Equação Algébrica de Ricatti (LIANG, 2011), e o ganho $\mathbf{K}$ é obtido por (27).

$$\mathbf{0} = \mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} - \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P} + \mathbf{Q}, \quad (26)$$

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}. \quad (27)$$

No entanto o uso de LMIs permite a inserção de restrições para que sejam atendidos requisitos transitórios, além de serem capazes de lidar com incertezas nos parâmetros do modelo, desde que exista tal solução. Considera-se a existência de uma função $V(\mathbf{x}) > 0$, tal que sua derivada atenda à expressão (28):

$$\dot{V}(\mathbf{x}) \leq -(\mathbf{x}^T\mathbf{Q}\mathbf{x} + \mathbf{u}^T\mathbf{R}\mathbf{u}). \quad (28)$$

Integrando-se (28) a partir de um instante 0 até t :

$$V(\mathbf{x}(t)) - V(\mathbf{x}(0)) \leq -\int_0^t \mathbf{x}^T\mathbf{Q}\mathbf{x} + \mathbf{u}^T\mathbf{R}\mathbf{u} d\tau. \quad (29)$$

A restrição $V(\mathbf{x}) > 0$ permite a simplificação de (29) para (30):

$$V(\mathbf{x}(0)) \geq \int_0^t \mathbf{x}^T\mathbf{Q}\mathbf{x} + \mathbf{u}^T\mathbf{R}\mathbf{u} d\tau. \quad (30)$$

Pode ser visto em (30) que $V(\mathbf{x})$ é um limite superior para a função custo. A diminuição deste limite leva, indiretamente, à diminuição do custo. Considerando $V(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T\mathbf{P}\mathbf{x}$ com $\mathbf{P} > 0$, e substituindo $\mathbf{u}$ conforme (25), a restrição (28) resulta em:

$$(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K})^T\mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}) + \mathbf{Q} + \mathbf{K}^T\mathbf{R}\mathbf{K} \leq 0. \quad (31)$$

Para transformar (31) no formato de LMI, pré e pós multiplica-se ambos os lados por $\mathbf{P}^{-1}$:

$$\mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}^T - \mathbf{P}^{-1}\mathbf{K}^T\mathbf{B}^T + \mathbf{A}\mathbf{P}^{-1} - \mathbf{B}\mathbf{K}\mathbf{P}^{-1} + \mathbf{P}^{-1}(\mathbf{Q} + \mathbf{K}^T\mathbf{R}\mathbf{K})\mathbf{P}^{-1} \leq 0. \quad (32)$$

Fazendo com que $\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{S} = \mathbf{S}^T$, $\mathbf{K}\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{G}$, $\mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{W}$, $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{Y}$ e aplicando-se o complemento de Schur:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{SA}^T + \mathbf{AS} - \mathbf{G}^T \mathbf{B}^T - \mathbf{BG} & \mathbf{S} & \mathbf{G}^T \\ & \mathbf{S} & 0 \\ & \mathbf{G} & -\mathbf{Y} \end{bmatrix} \leq 0. \quad (33)$$

A formulação do controlador LQR em LMIs resulta em (34), com o ganho de realimentação de estados obtido por (35), onde o operador “tr()” indica o traço (soma dos elementos da diagonal principal) da matriz:

$$\begin{aligned} \min \quad & \text{tr}(-\mathbf{S}), \\ \text{s. a} \quad & \begin{bmatrix} \mathbf{SA}^T + \mathbf{AS} - \mathbf{G}^T \mathbf{B}^T - \mathbf{BG} & \mathbf{S} & \mathbf{G}^T \\ & \mathbf{S} & 0 \\ & \mathbf{G} & -\mathbf{Y} \end{bmatrix} \leq 0, \end{aligned} \quad (34)$$

$$\mathbf{K} = \mathbf{GS}^{-1}. \quad (35)$$

A aplicação de LMIs para a solução do LQR é adotada por Buduma; Panda, (2017), no controle da corrente de saída de um inversor com filtro LCL; através dos resultados experimentais é perceptível a melhoria no rastreamento comparado ao PI, e também há uma redução na distorção harmônica total (DHT) nas várias situações de teste. Como grande vantagem deste método é apontada a possibilidade da inclusão de incertezas paramétricas e limitações no posicionamento dos pólos de malha fechada, como mencionado em seções anteriores. Quan (2017), merge o LQR com o controle robusto via norma H_∞ buscando diminuir a magnitude das leis de controles impostas à planta; esta junção de técnicas torna-se possível, mais uma vez, pelo uso de LMIs.

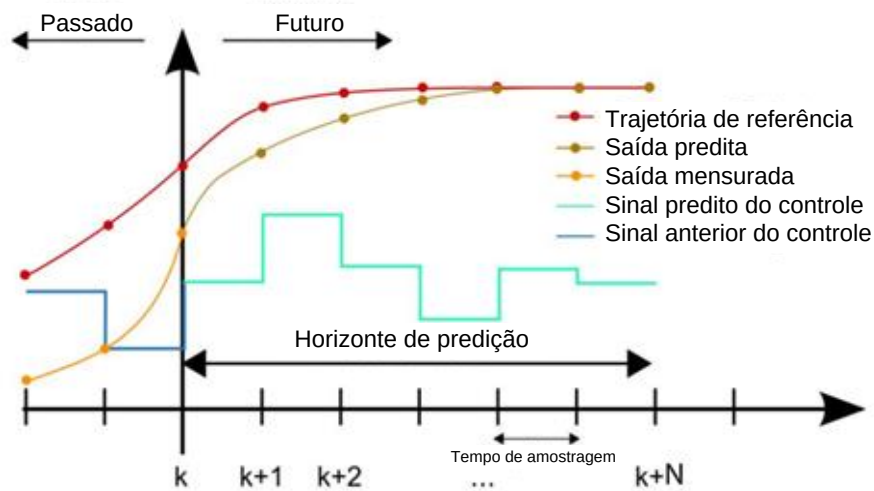
2.4 Controle preditivo por modelo (MPC)

O MPC possui uma formulação semelhante à do LQR e vêm ganhando destaque no controle de processos, principalmente devido à sua capacidade de lidar com multivariáveis e, pela facilidade de restringir a faixa de valores de variáveis tais como a lei de controle, a variação da lei de controle entre cada período de amostragem e a saída do sistema (RODRIGUEZ et al., 2013). Em estudos de eletrônica de potência encontram-se aplicações em inversores conectados à rede (CHEN; LUO; ZHANG; QUAN, 2016), (MIRZAEVA et al., 2016), filtros ativos, conversores multiníveis, entre várias outras (RODRIGUEZ et al., 2013) (VAZQUEZ et al., 2014).

Na sua versão linear discreta, o MPC tem como objetivo otimizar uma dada função custo, a qual leva em conta os estados atuais e futuros do sistema. Têm como base o princípio de horizonte deslizante, onde é criado um horizonte de predição com tamanho fixo que se move a cada instante de amostragem e, o princípio de horizonte retrocedente, o qual diz ser suficiente uma atuação no presente para afetar o futuro (WANG, 2009).

Este possui como parâmetros o número de predições a serem feitas ou horizonte de predição N_p , e o número de ações de controle a serem executadas, ou horizonte de controle N_c . Estes conceitos podem ser analisados na Figura 9.

Figura 9 – Conceitos usados no MPC.



Fonte: Fonte: Próprio autor (traduzido de: Martin Behrendt, 2009).

A análise do MPC para sistemas SISO é baseada no modelo em espaço de estados discreto, como em (36):

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}u(k), \\ y(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k). \end{aligned} \quad (36)$$

As predições são feitas evoluindo-se os estados até atingir a amostra $k + N_p$, e considerando que o controle será aplicado somente até $N_c \leq N_p$ amostras futuras, assim:

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}u(k), \\
\mathbf{x}(k+2) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k+1) + \mathbf{B}u(k+1) \\
&= \mathbf{A}^2\mathbf{x}(k) + \mathbf{A}\mathbf{B}u(k) + \mathbf{B}u(k+1), \\
&\vdots \\
\mathbf{x}(k+N_p) &= \mathbf{A}^{N_p}\mathbf{x}(k) + \mathbf{A}^{N_p-1}\mathbf{B}u(k) + \mathbf{A}^{N_p-2}\mathbf{B}u(k+1) \cdots \mathbf{A}^{N_p-N_c}\mathbf{B}u(k+N_c-1).
\end{aligned} \tag{37}$$

De maneira semelhante, são preditas as saídas até a amostra $k + N_p$:

$$\begin{aligned}
y(k+1) &= \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{C}\mathbf{B}u(k), \\
y(k+2) &= \mathbf{C}\mathbf{A}^2\mathbf{x}(k) + \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{B}u(k) + \mathbf{C}\mathbf{B}u(k+1), \\
&\vdots \\
y(k+N_p) &= \mathbf{C}\mathbf{A}^{N_p}\mathbf{x}(k) + \mathbf{C}\mathbf{A}^{N_p-1}\mathbf{B}u(k) \cdots \mathbf{C}\mathbf{A}^{N_p-N_c}\mathbf{B}u(k+N_c-1).
\end{aligned} \tag{38}$$

A equação (38) pode ser expressa na forma matricial como em (39), com matrizes $\mathbf{F}$ e Φ expressas por (40):

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y} &= \mathbf{F}\mathbf{x}(k) + \Phi[u(k) \quad u(k+1) \quad \cdots \quad u(k+N_c-1)]^T \\
&= \mathbf{F}\mathbf{x}(k) + \Phi\mathbf{U},
\end{aligned} \tag{39}$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}\mathbf{A} \\ \mathbf{C}\mathbf{A}^2 \\ \mathbf{C}\mathbf{A}^3 \\ \vdots \\ \mathbf{C}\mathbf{A}^{N_p} \end{bmatrix}, \quad \Phi = \begin{bmatrix} \mathbf{C}\mathbf{B} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{B} & \mathbf{C}\mathbf{B} & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{C}\mathbf{A}^2\mathbf{B} & \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{B} & \mathbf{C}\mathbf{B} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{C}\mathbf{A}^{N_p-1}\mathbf{B} & \mathbf{C}\mathbf{A}^{N_p-2}\mathbf{B} & \mathbf{C}\mathbf{A}^{N_p-3}\mathbf{B} & \cdots & \mathbf{C}\mathbf{A}^{N_p-N_c}\mathbf{B} \end{bmatrix}. \tag{40}$$

O objetivo do controlador preditivo é minimizar a função custo representada por (41), semelhante à usada no LQR, contudo, a otimização é realizada de modo a minimizar o erro entre as referências futuras e as saídas preditas, e o esforço imposto pela entrada $\mathbf{u}$.

$$J = (\mathbf{r}_s - \mathbf{y})^T(\mathbf{r}_s - \mathbf{y}) + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}, \tag{41}$$

onde $\mathbf{r}_s \in \mathbb{R}^{N_p \times 1}$ é um vetor composto pelos valores futuros do sinal de referência, e $\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{N_c \times N_c}$ é uma matriz diagonal que representa a importância da magnitude da entrada na otimização.

O ponto mínimo de J é encontrado substituindo em (41) o vetor $\mathbf{y}$, dado por (39), derivando-a em relação a $\mathbf{u}$ e igualando o resultado a 0:

$$\begin{aligned}
J &= (\mathbf{r}_s - \mathbf{F}\mathbf{x}(k) - \Phi\mathbf{u})^T(\mathbf{r}_s - \mathbf{F}\mathbf{x}(k) - \Phi\mathbf{u}) + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}, \\
\frac{\partial J}{\partial \mathbf{u}} &= 2\Phi^T(\mathbf{r}_s - \mathbf{F}\mathbf{x}(k)) + 2(\Phi^T\Phi + \mathbf{R})\mathbf{u} = 0.
\end{aligned} \tag{42}$$

O vetor de entradas é dado por (43):

$$\mathbf{u} = (\Phi^T \Phi + \mathbf{R})^{-1} \Phi^T (\mathbf{r}_s - \mathbf{F} \mathbf{x}(k)). \quad (43)$$

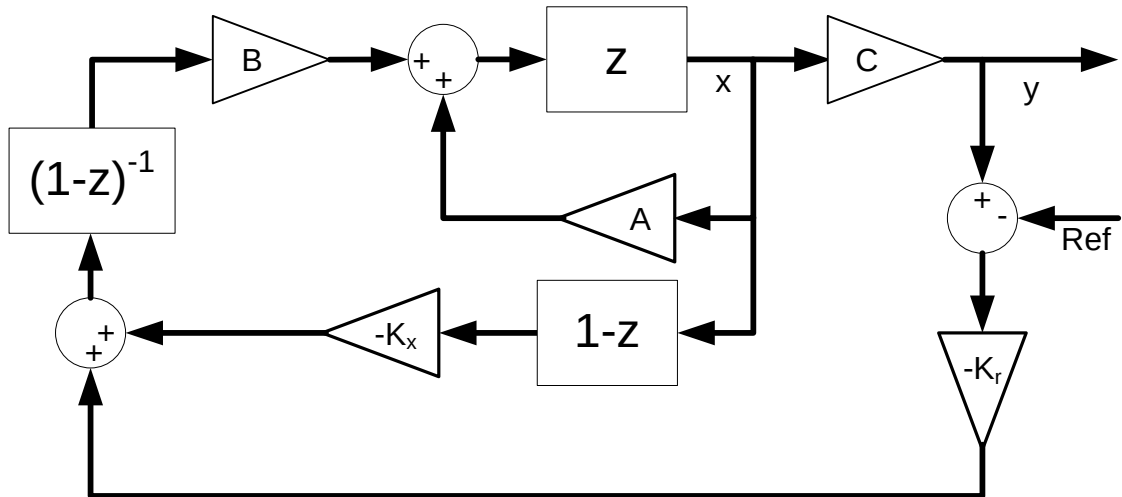
A equação (43) pode ser reorganizada conforme (44) no formato de uma realimentação de estados, com ganhos dados por (45):

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}_r \mathbf{r}_s - \mathbf{K}_x \mathbf{x}(k), \quad (44)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_r &= (\Phi^T \Phi + \mathbf{R})^{-1} \Phi^T, \\ \mathbf{K}_x &= (\Phi^T \Phi + \mathbf{R})^{-1} \Phi^T \mathbf{F}. \end{aligned} \quad (45)$$

É reforçada a ideia que, devido ao princípio do horizonte retrocedente, apenas o primeiro elemento de $\mathbf{U}$ deve ser usado. Isto é equivalente à seleção da primeira linha de $\mathbf{K}_r$ e $\mathbf{K}_x$ para o diagrama de controle ilustrado na Figura 10.

Figura 10 – Diagrama de blocos do MPC por realimentação de estados.



Fonte: Próprio autor. (adaptado de: Liuping Wang, 2009)

Como pode ser deduzido pelo equacionamento, o MPC resulta em erro não nulo em regime permanente, o qual pode ser resolvido utilizando-se o modelo aumentado (WANG, 2009). Yang et al. (2015) apresentam uma expansão por observador de distúrbios, uma técnica alternativa à ação integral, a qual aumenta a robustez do controle sem deteriorar o desempenho transitório. Este controlador é validado experimentalmente por Errouissi et al. (2016) para um inversor FV trifásico conectado à rede.

2.5 Controle robusto via normas H_2 e H_∞

Enquanto técnicas clássicas de controle solucionam vários problemas encontrados na engenharia, em aplicações mais avançadas onde o modelo da planta não é preciso, apresente alta não-linearidade, ou haja grandes distúrbios durante a operação, não se pode garantir a operação correta, nem a estabilidade do sistema (ÖLÇER, 2013). O controle robusto tem como objetivo minimizar o efeito de “distúrbios” inseridos na malha de controle, os quais podem ser entendidos tanto como variações nos parâmetros do modelo quanto forças externas atuando na planta.

Duas quantidades usadas com frequência para avaliar a robustez de um sistema são as normas H_2 e H_∞ , definidas por (46) e (47):

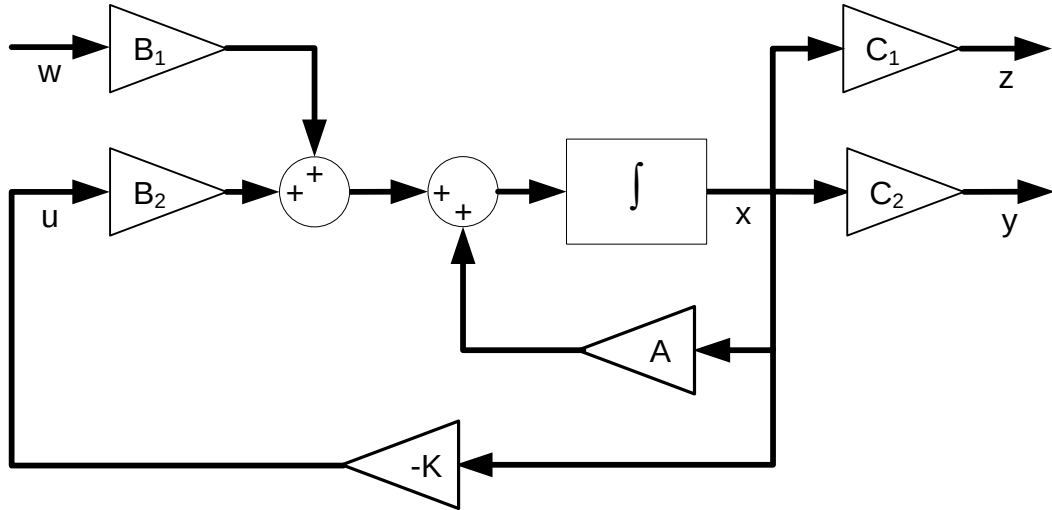
$$\|\mathbf{G}\|_2 = \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{tr}(|\mathbf{G}(j\omega)|^2) d\omega \right)^{1/2}, \quad (46)$$

$$\|\mathbf{G}\|_\infty = \sup_{\omega} |\mathbf{G}(j\omega)|, \quad (47)$$

onde $\mathbf{G}(j\omega)$ é uma função de transferência entre dois sinais, e $\sup$ é uma operação que extrai o maior valor da variável considerando toda a faixa de frequência. As duas normas apresentam resultados distintos quando aplicadas, sendo a manipulação da norma H_2 , capaz de rejeitar distúrbios externos e apresentar bom desempenho transiente e a da norma H_∞ , capaz de rejeitar incertezas paramétricas do modelo (LI et al., 2018).

Um diagrama de blocos usado na análise de controle robusto via norma H_2 é ilustrado na Figura 11.

Figura 11 – Diagrama de blocos para o controle robusto pela norma H_2 .



Fonte: Próprio autor.

No diagrama, u representa a entrada da planta, w os distúrbios, y a saída da planta e z um índice de avaliação. O processo é representado por (48):

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + B_1 w + B_2 u = (A - B_2 K)x + B_1 w, \\ z &= C_1 x, \\ y &= C_2 x.\end{aligned}\tag{48}$$

A norma H_2 pode ser minimizada facilmente com o uso de LMIs; para isso, a expressão (46) deve ser reformulada conforme (49), ou de maneira equivalente por (50):

$$\begin{aligned}\|G\|_2^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{tr}(G(j\omega)^\dagger G(j\omega)) d\omega, \\ &= \frac{1}{2\pi} \text{tr} \int_{-\infty}^{+\infty} B^T (sI - A)^\dagger C^T C (sI - A) B d\omega = \text{tr}(B^T Q B),\end{aligned}\tag{49}$$

$$\begin{aligned}\|G\|_2^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{tr}(G(j\omega) G(j\omega)^\dagger) d\omega, \\ &= \frac{1}{2\pi} \text{tr} \int_{-\infty}^{+\infty} C (sI - A) B B^T (sI - A)^\dagger C^T d\omega = \text{tr}(C P C^T),\end{aligned}\tag{50}$$

onde P e Q são conhecidos como gramianos de controlabilidade e observabilidade respectivamente, e atendem às equações de Lyapunov em (51) (PETERSSON, 2013):

$$\begin{aligned}0 &= AP + PA^T + BB^T \quad P > 0, \\ 0 &= A^T Q + QA + C^T C \quad Q > 0.\end{aligned}\tag{51}$$

O problema de redução da norma H_2 pode ser então descrito por (52):

$$\begin{aligned} \|H\|_2^2 &= \min \operatorname{tr}(B_1^T Q B_1), \\ A^T Q + Q A + C_1^T C_1 &< 0, \\ Q &> 0. \end{aligned} \quad (52)$$

A expressão (53) traduz (52) no formato de PSD, sendo $Z = B_1^T Q B_1$ e $G = KQ$ (PETERSSON, 2010):

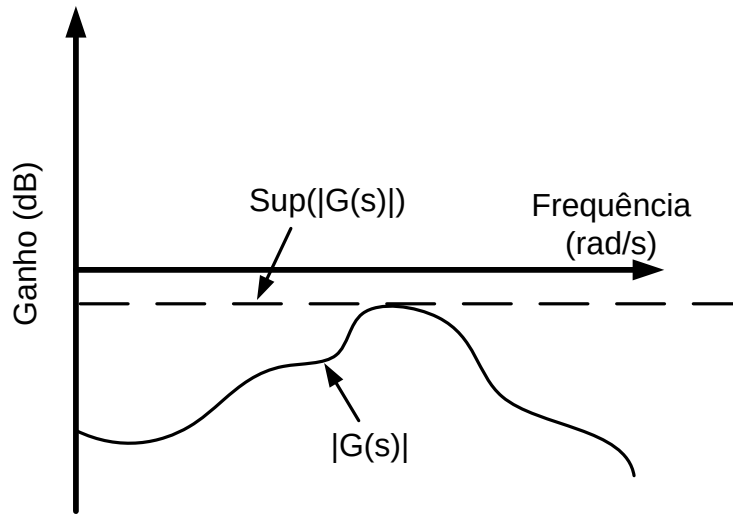
$$\text{s. a } \begin{bmatrix} Q A^T + A Q - G^T B_2^T - B_2 G & Q C_1^T \\ C_1 Q & -I \end{bmatrix} < 0, \quad \begin{bmatrix} Z & B_1^T \\ B_1 & Q \end{bmatrix} > 0, \quad Q > 0. \quad (53)$$

O ganho de realimentação de estados K é obtido por (54):

$$K = Q^{-1} G. \quad (54)$$

A norma H_∞ como apresentada em (47) indica, para toda a faixa de frequência, o maior módulo de uma função de transferência, de acordo com a Figura 12.

Figura 12 – Representação gráfica da norma H_∞



Fonte: Próprio autor.

O sistema não necessariamente deve ser próprio, como na norma H_2 , e a representação em espaço de estados pode incluir matrizes de alimentação direta, como em (55):

$$\begin{aligned}
\dot{x} &= (A - B_2 K)x + B_1 w, \\
z &= C_1 x + D_1 w + D_2 u, \\
y &= C_2 x + D_3 w + D_4 u.
\end{aligned} \tag{55}$$

O módulo do sistema será menor que um valor δ se existir uma matriz S , simétrica, tal que (ÖLÇER, 2013):

$$\begin{bmatrix} SA^T + AS - F^T B_2^T - B_2 F & B_1 & SC_1^T \\ B_1^T & -I & D_1^T \\ C_1 S & D_1 & -\delta^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad S > 0. \tag{56}$$

sendo $F = KS$.

A otimização por PSD é formulado como (57):

$$\begin{aligned}
& \min \delta \\
s.a. \quad & \begin{bmatrix} SA^T + AS - F^T B_2^T - B_2 F & B_1 & SC_1^T \\ B_1^T & -I & D_1^T \\ C_1 S & D_1 & -\delta^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad \delta > 0, \quad S > 0.
\end{aligned} \tag{57}$$

O ganho K é então obtido pela equação (58):

$$K = S^{-1}F. \tag{58}$$

A complementação dos resultados obtidos pela redução de cada norma faz com que muitos autores adotem um controlador H_2/H_∞ híbrido, como em Li et al., (2018), e Buduma; Panda, (2018), onde o mesmo é usado para o controle da tensão CC em um inversor conectado à rede. Embora ambos os controladores não sejam voltados para rastreamento de sinal, em Sharma; Mishra, (2018) são usados para o controle de corrente, junto à transformada de Park.

2.6 Controle por modo deslizante (SMC)

Diferente dos demais apresentados, o SMC é caracterizado por fornecer uma lei de controle descontínua. Sua operação consiste em conduzir as variáveis do sistema à uma “superfície deslizante” no espaço de estados e mantê-las sobre esta superfície. Nota-se que a superfície terá sempre uma dimensão menor à do espaço de estados, reduzindo a ordem do sistema sempre que o mesmo opere sobre esta. Uma grande vantagem deste controle está na robustez, isto é, rejeição contra distúrbios e incertezas paramétricas no modelo, já que o sistema é forçado a operar

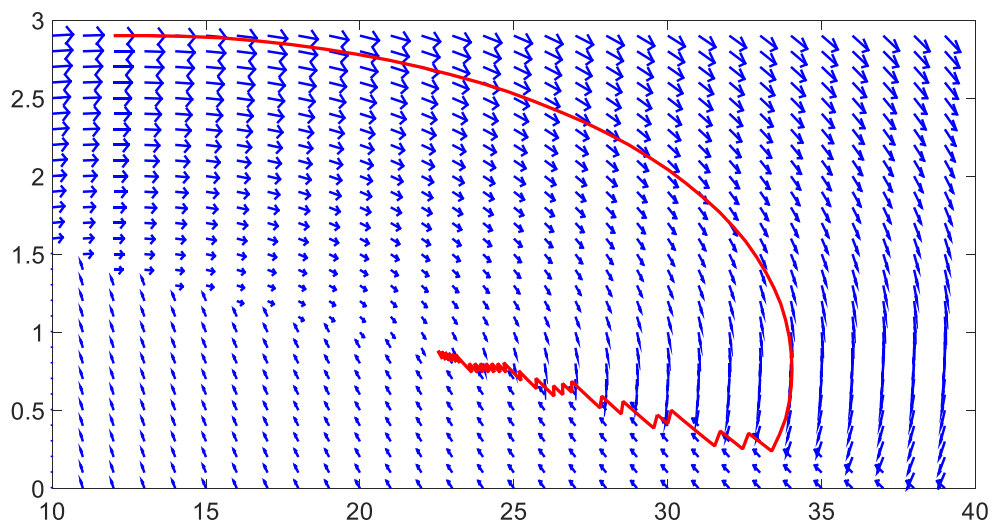
de maneira específica. A principal desvantagem são as oscilações de alta frequência constantemente inseridas pelo próprio controlador devido à sua natureza (VECCHIO, 2008).

O projeto do SMC é dividido em duas partes; na primeira é construída uma superfície tal que faça o sistema operar de acordo com os requisitos e, na segunda, é criada a lei de controle que trará o sistema para a superfície desejada.

A superfície é denominada por $s(\mathbf{x}) = 0$ com $s(\mathbf{x})$ sendo uma variável dependente dos estados. No instante inicial de operação o controlador reduz $s(\mathbf{x})$ até que esta atinja o valor zero; em situações reais os estados não atingem exatamente a superfície, mas permanecem nos seus arredores, cruzando-a a cada ciclo de processamento num movimento deslizante devido às condições em (59), sendo (μ) uma lei de controle (SEKHRI, 2017). O comportamento do sistema durante a operação do controlador é ilustrada na Figura 13, onde os eixos representam as variáveis de estado da planta.

$$\begin{aligned} s > 0 &\rightarrow \mu < 0, \\ s < 0 &\rightarrow \mu > 0. \end{aligned} \quad (59)$$

Figura 13 – Espaço de fase e dinâmica de um sistema sob ação do SMC.



Fonte: Próprio autor.

Contanto que (59) seja atendida, o sistema atingirá a superfície em tempo finito; o formato de μ é selecionado conforme as necessidades do projeto e implica no trajeto

e velocidade com que as variáveis convergirão para esta superfície. Para uma velocidade constante é adotado o formato em (60):

$$\mu = -\rho \operatorname{sgn}(s), \quad \rho > 0, \quad (60)$$

onde a função $\operatorname{sgn}()$ extrai somente o sinal da variável considerada.

De maneira semelhante, os formatos (61) e (62) apresentam velocidades proporcionais e exponenciais à distância entre a superfície e os estados do sistema.

$$\mu = -\rho \operatorname{sgn}(s) - ks, \quad \rho > 0, \quad k > 0, \quad (61)$$

$$\mu = -\rho |s|^m \operatorname{sgn}(s), \quad \rho > 0, \quad m > 0. \quad (62)$$

É importante salientar que a robustez não pode ser considerada enquanto o sistema se aproxima da superfície, mas somente após este atingir a mesma (SEKHRI, 2017).

Uma típica lei de controle é composta por um componente equivalente u_{eq} , obtido derivando-se $s(x)$ e igualando o resultado à zero, e pelo componente não linear μ , conforme (63) (XU, 2018) (REZKALLAH et al., 2017).

$$u = u_{eq} + \mu. \quad (63)$$

A estabilidade do SMC é verificada através do método de Lyapunov. Um sistema, linear ou não linear, é descrito por (64):

$$\dot{x} = f(x, u). \quad (64)$$

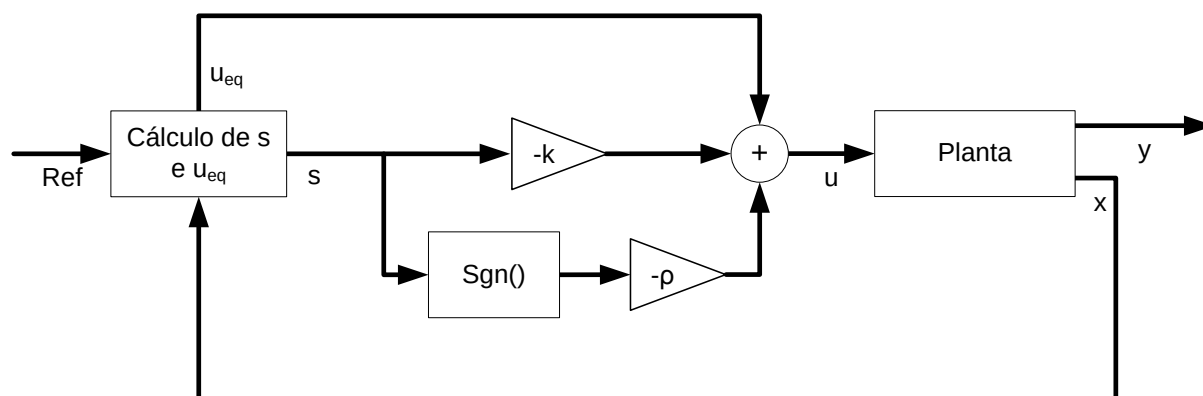
Com a função de Lyapunov $V = \frac{1}{2}s(x)^2 > 0$, é necessário garantir que $\dot{V}$ seja negativa para que o sistema seja assintoticamente estável. Derivando-se V no tempo:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s(x)\dot{s}(x) = s(x) \frac{\partial s(x)}{\partial x} \dot{x}, \\ &= s(x) \frac{\partial s(x)}{\partial x} f(x, u) < 0. \end{aligned} \quad (65)$$

A expressão (65) impõe limites de estabilidade na escolha dos parâmetros em (60) – (62).

Uma possível implementação deste controlador é ilustrada na Figura 14 em diagrama de blocos.

Figura 14 – Diagrama de blocos do SMC.



Fonte: Próprio autor.

O SMC vêm sendo usado para o controle da malha de corrente em inversores, visto sua capacidade de lidar com variações de parâmetros no modelo e robustez. Em Xu, (2018), são feitas simulações e a implementação deste controlador em um inversor trifásico, onde é visto que, apesar das oscilações inerentes, a ondulação na corrente de carga é mínimo e a resposta à um degrau de referência, imediata. Hao, (2013), mostra que o erro de rastreamento não é nulo com um SMC convencional e propõe a inserção de termos ressonantes na superfície deslizante, formando um controlador híbrido. O método é validado também por experimentos.

2.7 MPC por Conjunto Finito (FCS – MPC)

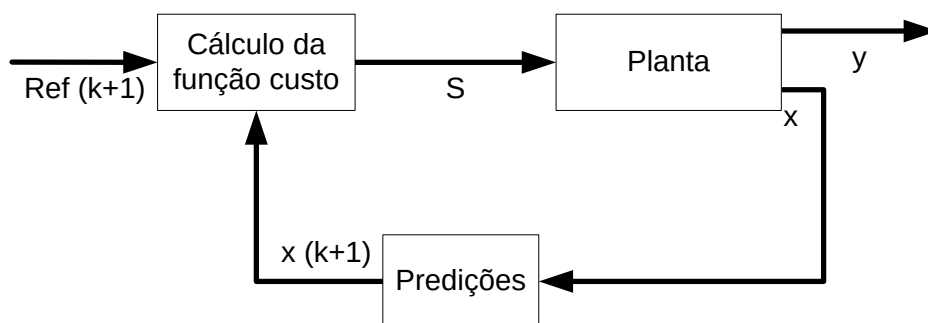
Existem dois ramos do MPC aplicados à eletrônica de potência: MPC por conjuntos contínuos (CCS – MPC) (do inglês, *Continuous control set* – MPC), como apresentado anteriormente, e o MPC por conjuntos finitos, o FCS – MPC (do inglês, *Finite control set* – MPC). Este último usa o fato de que o controlador possui um número finito de combinações na saída quando aplicado a um conversor chaveado e incorpora no controle o estágio de modulação (RODRIGUEZ et al., 2013).

Para cada instante de amostragem o FCS – MPC prevê os estados futuros considerando cada estado de chaveamento S_i possível, calcula a função custo para cada predição e aplica a melhor lei de controle relativa à uma função custo. O número de cálculos necessários aumenta exponencialmente com o horizonte de predição (STELLATO; GEYER; GOULART, 2017), assim aumentando o tempo necessário para a execução do controle, o que pode eventualmente desestabilizar o sistema no qual se trabalha. Técnicas para a redução do tempo de processamento e aumento do

horizonte de predição são alvos de pesquisas recentes, como pode ser visto em Karamanakos; Geyer; Kennel, (2015), e Geyer; Quevedo, (2014).

A descrição do controlador em diagrama de blocos é ilustrada na Figura 15. Devido à sua natureza, é descartada a necessidade de linearização do modelo da planta, o que facilita o uso em plantas não lineares. O sistema opera de maneira ótima desde que a função custo seja escolhida apropriadamente. Como desvantagens podem ser apontados o grande número de cálculos a serem realizados a cada período de amostragem e a grande dependência na precisão do modelo e parâmetros considerados (TOMLINSON, 2016).

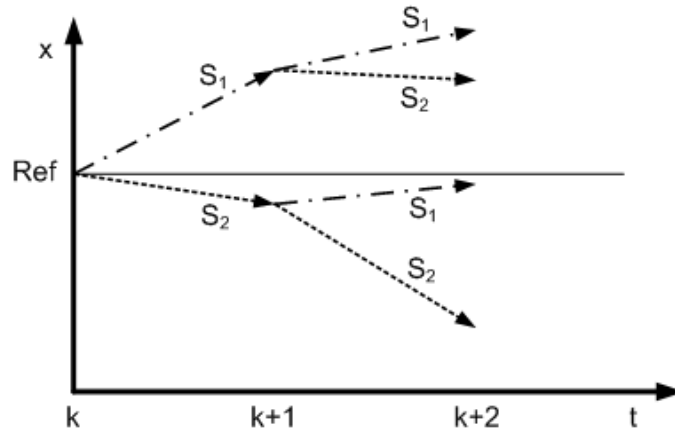
Figura 15 – Diagrama de blocos do controlador FCS – MPC.



Fonte: Próprio autor.

Utilizando como exemplo uma planta com entrada binária, é ilustrado na Figura 16 o comportamento do controlador para um horizonte de predição de 2 períodos de amostragem. Considerando uma função custo dada pela diferença absoluta entre uma variável x e sua referência, é visto que a combinação $[S_2, S_1]$ apresenta o melhor resultado e, pelo princípio de horizonte retrocedente similar ao utilizado no CCS – MPC, a lei de controle S_2 é aplicada.

Figura 16 – Evolução da predição para o controlador FCS – MPC.



Fonte: Próprio autor.

O projeto do controlador é feito em 2 passos: obtenção do modelo discreto para cada um dos possíveis estados de chaveamento e formulação da função custo. Os modelos discretos são obtidos por (10), onde o termo $\dot{x}$ varia conforme o estado de comutação. A função custo pode ser escolhida sob vários critérios, como exemplo pode-se considerar o erro quadrático entre uma referência e um dos estados, conforme (66):

$$J = (x - x^*)^2; \quad (66)$$

o número de comutações para que sejam reduzidas as perdas por comutação:

$$J = C_m; \quad (67)$$

onde C_m representa a quantidade de semicondutores comutados entre o estado presente e o futuro; uma saturação para uma determinada variável:

$$J = \begin{cases} \infty & \text{se } x < x_{min} \\ 0 & \text{se } x_{min} \leq x \leq x_{max} \\ \infty & \text{se } x > x_{max} \end{cases}; \quad (68)$$

um filtro digital para selecionar o espectro de frequência desejado:

$$J = G_z(x - x^*), \quad (69)$$

entre outros. Estes termos podem também ser somados de forma ponderada, conforme a importância de cada variável (KOURO et al., 2009).

O fato de não possuir um modulador faz com que a sua saída tenha frequência variável, ou seja, é inserido um grande conteúdo harmônico distribuído, devido às ondulações de tensão e corrente. Adicionalmente existem as perdas de energia por chaveamento, que aumentam conforme o aumento da frequência de comutação. Para aplicações onde a qualidade da forma de onda é crucial, como no caso de inversores conectados ou não à rede, busca-se diminuir ao máximo as perdas por chaveamento, ao mesmo tempo em que se mantém a DHT entre os limites especificados por normas (SUMAN, 2017). Tomlinson, (2016), apresenta um método para fixar a frequência de chaveamento, limitando o número de transições permitidas a cada período especificado. O método é aplicado no controle de um conversor multinível com capacitor flutuante. Em Suman, (2017), é incorporada na função custo uma parcela que penaliza o número de transições, reduzindo-o para um sexto da frequência de amostragem no controle de um inversor com filtro LCL.

2.8 Controle baseado em passividade (PBC)

O conceito de passividade de sistemas origina-se na análise do comportamento de circuitos elétricos. Ao aplicar uma tensão $v(t)$ em um elemento passivo, origina-se uma corrente elétrica $i(t)$, tal que $v(t)i(t) \geq f(x(t))$, $\forall t$, sendo $f(x(t))$ uma função contínua que depende da tensão ou corrente aplicada neste elemento. De forma análoga considerando a entrada $u(t)$ e saída $y(t)$ de um sistema, este é considerado passivo caso exista uma função $V(x(t)) \geq 0$, chamada de função de armazenamento, tal que satisfaça a inequação (70):

$$u(t)y(t) \geq \dot{V}(x(t)). \quad (70)$$

Ao integrar (70) no tempo, é obtido (71):

$$\int_0^t u(\tau)y(\tau)d\tau \geq V(x(t)) - V(x(0)). \quad (71)$$

A expressão (71) indica que a energia armazenada em um sistema passivo deve ser, para qualquer intervalo de tempo, menor à energia inserida neste mesmo intervalo (HASSAN, 2002). O termo energia não se limita a uma quantidade física, sendo compreendida pelo termo $u(t)y(t)$, ou $\mathbf{u} \cdot \mathbf{y}$, para sistemas MIMO. Nota-se que é necessário o mesmo número de entradas e saídas.

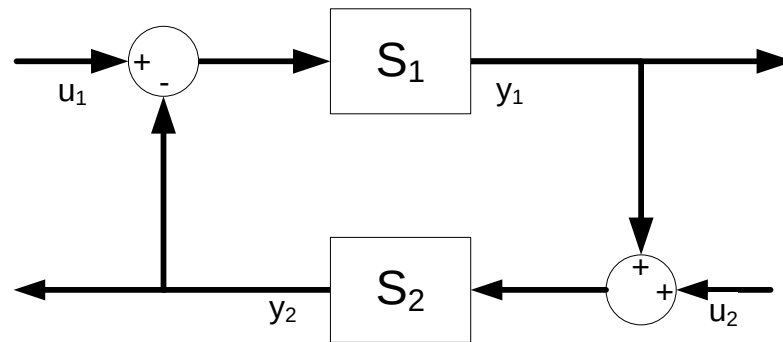
Outra forma de se verificar a passividade é pelo uso de índices de passividade, relacionados à função de armazenamento. Dada a expressão (72):

$$\mathbf{u} \cdot \mathbf{y} - \rho \mathbf{u} \cdot \mathbf{u} - \sigma \mathbf{y} \cdot \mathbf{y} \geq \dot{V}(\mathbf{x}(t)), \quad (72)$$

ρ e σ são chamados índice de IFP (*Input feed-forward passivity*) e índice de OFP (*Output feedback passivity*), respectivamente. Se ambos são valores positivos o sistema é dito estritamente passivo em relação à entrada e saída, e caso um destes índices seja negativo, o sistema não é considerado passivo. O índice de IFP está relacionado à característica de fase não-mínima na resposta, enquanto o de OFP indica o grau de estabilidade (MADEIRA, 2018).

A teoria de passividade possui uma conexão com a teoria de estabilidade de Lyapunov. Se um sistema é passivo para uma função $V(\mathbf{x}(t))$ positiva definida e sua entrada $\mathbf{u}$ é nula, a origem do espaço de fases é estável no sentido de Lyapunov (LEYVA et al., 2006); ainda mais, quando dois sistemas passivos são conectados conforme a Figura 17, a interconexão é também passiva e consequentemente estável (HASSAN, 2002). Madeira, (2018), apresenta relações entre os índices de passividade e a estabilidade assintótica.

Figura 17 – Diagrama de blocos de sistemas interconectados por realimentação.



Fonte: Próprio autor.

A aplicação desta teoria no controle de conversores eletrônicos iniciou-se com Ramírez; Ortega, (1995), onde esta é aplicada no controle de conversores CC-CC. A modelagem é feita no formato de porta-Hamiltoniana (GIRALDO et al., 2018), como em (73), pela facilidade na incorporação dos conceitos de passividade.

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}}(t) = (\mathbf{J}_0 + \mathbf{J}_1\mathbf{u}(t) - \mathbf{R})\mathbf{x}(t) + \mathbf{g}(\mathbf{u}(t)), \quad (73)$$

onde $\mathbf{D} > \mathbf{0}$ é uma matriz diagonal, $\mathbf{J}_0$ e $\mathbf{J}_1$ são matrizes antissimétricas, $\mathbf{R} \geq 0$ é uma matriz simétrica, e $\mathbf{g}(u(t))$ é um vetor cujos elementos são funções da entrada u . Estabelecendo um ponto de operação, os erros dos estados e da entrada são descritos conforme (74) e (75):

$$\mathbf{x}_e(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^*(t), \quad (74)$$

$$u_e(t) = u(t) - u^*(t). \quad (75)$$

Substituindo-se ambos (74) e (75) em (73) e organizando a equação, é obtido (76), onde a variável independente é omitida para simplificação:

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}}_e - (\mathbf{J}_0 + \mathbf{J}_1 u - \mathbf{R})\mathbf{x}_e - \mathbf{J}_1 u_e \mathbf{x}^* = -\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}}^* + (\mathbf{J} + \mathbf{J}_1 u^* - \mathbf{R})\mathbf{x}^* + \mathbf{g}(u), \quad (76)$$

Com um controlador que faça o lado direito de (76) ser igual a 0, é obtida a expressão (77) para o comportamento do erro:

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}}_e = (\mathbf{J}_0 + \mathbf{J}_1 u - \mathbf{R})\mathbf{x}_e + \mathbf{J}_1 u_e \mathbf{x}^*. \quad (77)$$

Escolhendo-se uma função de armazenamento conforme (78), sua derivada resulta em (79):

$$V_e = \frac{1}{2} \mathbf{x}_e^T \mathbf{D} \mathbf{x}_e, \quad (78)$$

$$\dot{V}_e = \mathbf{x}_e^T \mathbf{D} \dot{\mathbf{x}}_e. \quad (79)$$

Substituindo-se (77) em (79):

$$\dot{V}_e = -\mathbf{x}_e^T \mathbf{R} \mathbf{x}_e + \mathbf{x}_e^T \mathbf{J}_1 u_e \mathbf{x}^*. \quad (80)$$

Por (80), quando a variável de entrada atinge o seu valor de regime permanente, a dinâmica dos erros de estado é assintoticamente estável e tende à origem.

A obtenção da lei de controle é feita analisando-se novamente a expressão (76). O conjunto de equações diferenciais obtidas ao igualar o lado direito da expressão à zero ditam o caminho que u deve seguir a cada momento. As características dinâmicas dos estados dependem então deste conjunto, expresso em (81).

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}}^* = (\mathbf{J} + \mathbf{J}_1 u^* - \mathbf{R})\mathbf{x}^* + \mathbf{g}(u). \quad (81)$$

Muitos conversores eletrônicos e principalmente o inversor com filtro LCL, apresentam ressonância em determinada frequência, a qual pode desestabilizar um sistema operando em malha fechada. A adição de termos dissipadores conforme (82), resulta no amortecimento de picos de ressonância, e incorpora uma característica de amortecimento ativo ao controlador.

$$\begin{aligned} \mathbf{D}\dot{\mathbf{x}}^* &= (\mathbf{J} + \mathbf{J}_1\mathbf{u}^* - \mathbf{R})\mathbf{x}^* + \mathbf{g}(\mathbf{u}) + \mathbf{R}_d\mathbf{x}_e, \\ &= (\mathbf{J} + \mathbf{J}_1\mathbf{u}^* - \mathbf{R} - \mathbf{R}_d)\mathbf{x}^* + \mathbf{g}(\mathbf{u}) + \mathbf{R}_d\mathbf{x}. \end{aligned} \quad (82)$$

Além desta formulação conhecida como “PBC padrão” existem outras baseadas na mesma teoria, como por exemplo o IDA-PBC (ORTEGA et al., 2002), (LI; WANG; BAI, 2018). Muitos autores mostram resultados positivos ao empregar estes controladores em conversores os quais alimentam cargas não-lineares (HASSAN et al., 2017) (HE et al., 2017), e principalmente na estabilização de inversores conectados à micro redes (SCHIFFER et al., 2014) (MONTROYA, 2016).

3 PROJETO E MODELAGEM DO INVERSOR MONOFÁSICO COM FILTRO LCL

Nesta seção são projetados os conversores *boost* e inversor monofásico com filtro LCL, onde a característica do sistema de geração e da rede de distribuição são descritas na Tabela 1.

Tabela 1 – Características do sistema de geração FV.

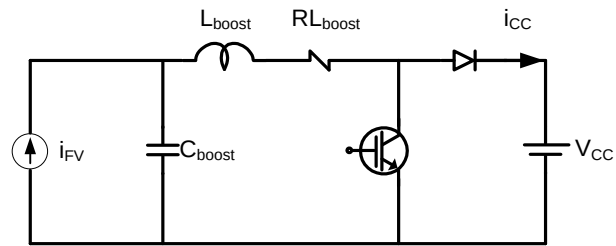
Descrição		Valor
V_{FV}	Tensão nominal do gerador FV;	62 V
I_{FV}	Corrente nominal do gerador FV;	17,1 A
P_{CC}	Potência nominal do gerador FV;	1060 W
V_g	Tensão nominal RMS da rede de energia;	127 V
f_g	Frequência de operação da rede de energia.	60 Hz

Os conversores devem interligar um conjunto de 4 módulos fotovoltaicos com capacidade de geração de 265 W cada, 1060 W no total, à rede local de distribuição de energia com uma tensão de 127 V_{RMS} e frequência de 60 Hz. Considera-se que a tensão do barramento CC (*link* CC) do conversor será mantida constante em 250 V, o suficiente para que este forneça corrente senoidal e ainda haja margem para eventuais oscilações neste valor, provenientes de alterações meteorológicas.

3.1 Circuito do conversor CC

O projeto do conversor boost segue a metodologia convencional para a obtenção dos componentes passivos, com o acréscimo de um capacitor em paralelo com a entrada, denominado de capacitância de desacoplamento do sistema FV. Visando a atuação do inversor para manter a tensão sobre o *link* CC constante, a dinâmica deste é desconsiderada e a capacitância será obtida conforme os requisitos do inversor na seção 3.1.1. A configuração é ilustrada na Figura 18.

Figura 18 – Circuito do conversor *boost*.



Fonte: Próprio autor.

A resistência inserida em série com a indutância tem como objetivo reduzir os efeitos da ressonância e seu valor é insignificante.

Os parâmetros do conversor são inseridos na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do conversor *boost*.

Descrição		Valor
L_{boost}	Indutância do <i>boost</i> ;	2,7 mH
C_{boost}	Capacitância de entrada;	10,0 μ F
RL_{boost}	Resistência do indutor;	0,1 Ω
d	Razão cíclica do <i>boost</i> ;	0,752
f_{sw}	Frequência de chaveamento;	20 kHz
V_{CC}	Tensão do <i>link</i> CC;	250 V

3.1.1 Controlador do conversor CC e o algoritmo de MPPT

A função de transferência da planta que expressa a dinâmica entre a razão cíclica e a tensão de entrada é:

$$G_{boost} = \frac{-250}{2,73 \times 10^{-8} s^2 + 1,0 \times 10^{-6} s + 1}. \quad (83)$$

O controlador da planta deve ter um tempo de assentamento não muito pequeno de modo a não inserir distúrbios de alta frequência na rede, sendo assim escolhe-se um tempo de 2 segundos e o mínimo possível de *overshoot* para uma resposta degrau. O resultado é apresentado em (84) na sua forma discreta com frequência de amostragem de 20 kHz, a mesma adotada para o inversor posteriormente.

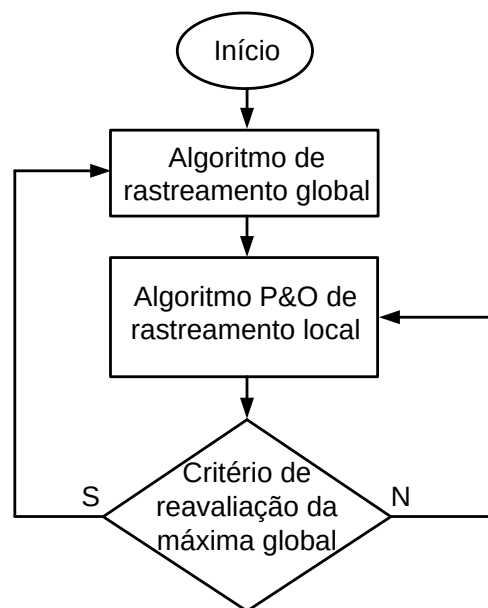
$$Compensador_{boost} = \frac{-169,9}{z-1}. \quad (84)$$

O método de MPPT híbrido, que produz a tensão de referência para este compensador, é uma combinação do método P&O com uma técnica de rastreamento global via evolução diferencial como apresentado em Omine; Brito; Onofre, (2018), visto a capacidade deste de atuar sob condições de sombreamento parcial e não-uniformidades de irradiação solar em cada módulo FV.

A evolução diferencial é uma classe de algoritmos de otimização global que faz a busca pelo ponto ótimo em um processo iterativo, testando vários “indivíduos” e modificando a informação destes de acordo a diferença entre outros da população (TAHERI et al., 2012).

O fluxograma do MPPT é ilustrado na Figura 19.

Figura 19 – Fluxograma do MPPT adotado.

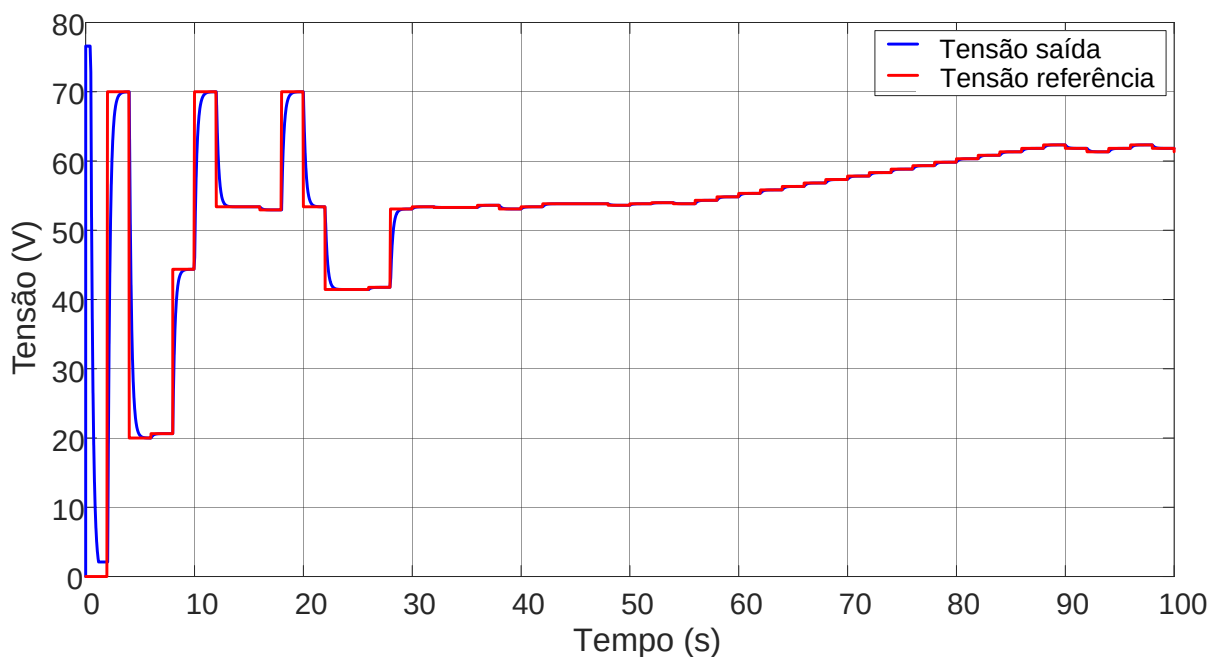


Fonte: Próprio autor.

3.1.2 Simulação do conversor *boost* + MPPT

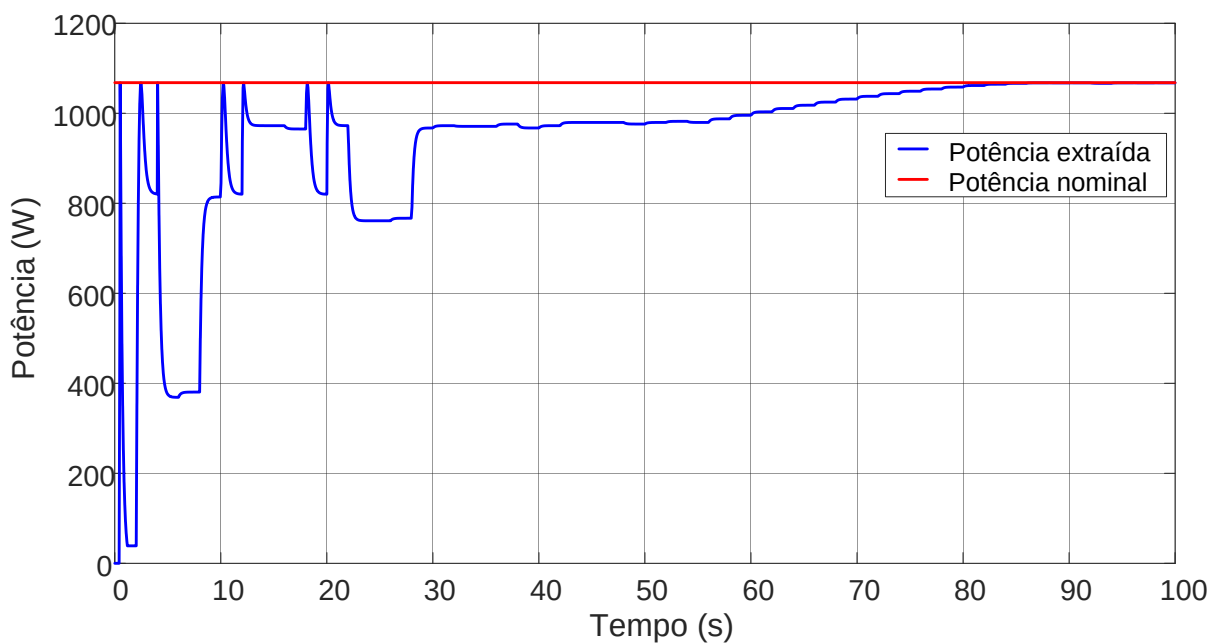
Foi realizada uma simulação via MatLab/Simulink para validar o projeto, e os resultados podem ser visualizados na Figura 20 e Figura 21. Na primeira é ilustrado o rastreamento da tensão onde a referência é alterada a cada 2 segundos pelo algoritmo de MPPT híbrido. No tempo $t = 54$ segundos ocorre a transição do algoritmo global para o local. Na segunda é confirmada a extração da máxima potência em condições nominais de operação.

Figura 20 – Rastreamento da tensão durante o MPPT.



Fonte: Próprio autor.

Figura 21 – Potência extraída durante o MPPT.



Fonte: Próprio autor.

3.2 Circuito do inversor

O projeto do inversor engloba a capacitância do link CC até o filtro LCL junto com a modelagem da planta.

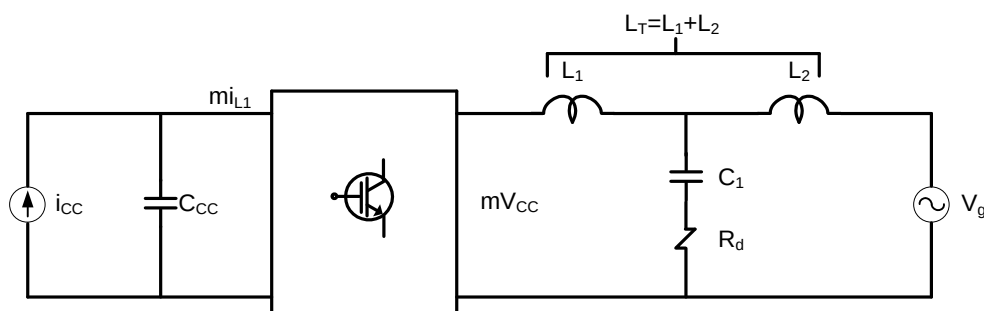
A adoção do filtro LCL traz vários benefícios frente ao filtro L como citados anteriormente na introdução, entretanto sua característica no domínio da frequência é alterada facilmente pela indutância da rede elétrica, como será mostrado via diagramas de Bode.

Também será visto a influência de um sistema de amortecimento e o benefício que este traz pelo ponto de vista dos controladores. Apesar de algumas das técnicas serem capazes de simular a presença do componente amortecedor sem que este seja inserido no circuito, neste estágio será utilizado o amortecimento passivo inserindo-se um resistor em série com o capacitor do filtro. Esta escolha é feita também para que todos os controladores atuem na mesma planta, reduzindo possíveis divergências não relacionadas à capacidade destes.

3.2.1 Projeto dos componentes passivos

O circuito simplificado para o projeto dos elementos passivos é representado pela Figura 22.

Figura 22 – Representação do inversor com filtro LCL.



Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 3 é inserido um resumo dos parâmetros de projeto, alguns já descritos anteriormente.

Tabela 3 – Parâmetros de projeto do inversor.

Descrição		Valor
V_{CC}	Tensão de entrada do inversor;	250 V
V_g	Tensão RMS da rede de distribuição;	127 V
P_{CC}	Potência nominal de entrada;	1060 W
f_{sw}	Frequência de chaveamento do inversor;	20 kHz
f_g	Frequência de operação da rede de distribuição;	60 Hz
ω	Frequência angular da rede de distribuição;	$377 \frac{rad}{s}$
I_{L1}	Corrente RMS do indutor L_1 ;	8,35 A
T_s	Tempo de amostragem;	50 μs

A metodologia de cálculo dos componentes passivos do filtro LCL segue a apresentada por Reznik; Simoes; Al-Durra; Mueeen, (2014). As equações são dadas por (85), (86) e (87):

$$L_1 = \frac{V_{dc}}{6f_{sw}\Delta I_{L1}\sqrt{2}}; \quad (85)$$

$$C_1 = 0,03\left(\frac{P_{dc}}{2\pi f_g V_g^2}\right); \quad (86)$$

$$L_2 = \frac{1+\frac{1}{k}}{C_1(2\pi f_{sw})^2}. \quad (87)$$

Onde ΔI_L representa a ondulação da corrente em L_1 devido ao chaveamento e é definido neste projeto como 10% do valor nominal da corrente, 0,84 A. A constante k em (87) tem o nome de fator de atenuação e neste projeto atribui-se o valor de 10%.

A resistência de amortecimento é calculada por (88), dada a frequência de ressonância do filtro LCL obtida por (89).

$$R_d = \frac{1}{3C_1\omega_{res}}; \quad (88)$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C_1}}. \quad (89)$$

A capacitância C_{CC} é obtida por (90):

$$C_{CC} = \frac{P_{CC}}{(V_{c_{max}}^2 - V_{c_{min}}^2)\omega} \quad (90)$$

Onde os valores do denominador são os limites máximo e mínimo da variação da tensão em condições nominais de operação, definidos como 2% de V_{CC} .

Os valores calculados são expostos na Tabela 4.

Tabela 4 – Valores projetados para os componentes do inversor.

Componente	Valor
L_1	1,8 mH
L_2	133,19 μ H
C_1	5,23 μ F
R_d	1,62 Ω
C_{CC}	1,1 mF
ω_{res}	39,29 $k \frac{rad}{s}$

3.2.2 Modelagem do conversor

Ao fazer com que os controladores de tensão e de corrente operem em frequências distintas o suficiente, é possível ignorar o efeito transitório de uma malha sobre a outra e considerar que a variável controlada está em regime permanente e no seu valor nominal, o que simplifica de maneira significativa o projeto dos controladores.

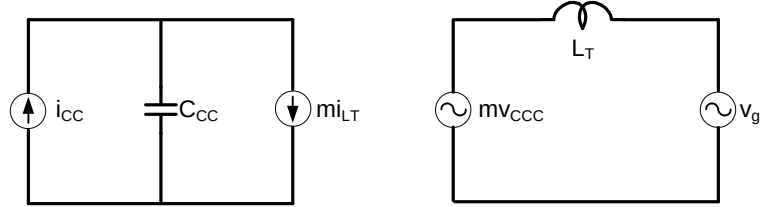
A modelagem é feita em dois passos, onde no primeiro é extraída a função de transferência que relaciona a tensão do capacitor de desacoplamento C_{CC} à corrente injetada na rede de energia, e no segundo o conjunto de equações não-lineares que representa a interação do inversor com o filtro LCL, e a sua linearização em espaço de estados.

3.2.2.1 Modelo para o controle de tensão

O circuito utilizado na modelagem é o da Figura 23. O capacitor C_1 e o resistor R_d são excluídos nesta análise já que a influência destes é insignificante em uma

frequência de operação muito abaixo da frequência ω_{res} . Sendo assim as indutâncias L_1 e L_2 podem ser mescladas em uma única, L_T .

Figura 23 – Representação do circuito para o controle de tensão.



O objetivo é a obtenção de uma função de transferência que expresse o comportamento da tensão no capacitor dada uma perturbação na corrente do indutor. Inicialmente, as equações de estado são expressas por (91):

$$\begin{aligned} i_{C_{CC}} &= C \dot{v}_{C_{CC}} = i_{CC} - m i_{L_T}, \\ v_{L_T} &= L_T \dot{i}_{L_T} = m v_{C_{CC}} - v_g. \end{aligned} \quad (91)$$

Onde $i_{C_{CC}}$ e v_{L_T} são a corrente do capacitor C_{CC} e a tensão sobre o indutor L_T , respectivamente.

Ao inserir uma perturbação linear em $v_{C_{CC}}$ e i_{L_T} , e extrair somente os termos de primeira ordem obtém-se (92):

$$\begin{aligned} sC \hat{v}_{C_{CC}} &= -\hat{m} I_{L_T} - \hat{i}_{L_T} M, \\ sL \hat{i}_{L_T} &= \hat{m} V_{C_{CC}} + \hat{v}_{C_{CC}} M. \end{aligned} \quad (92)$$

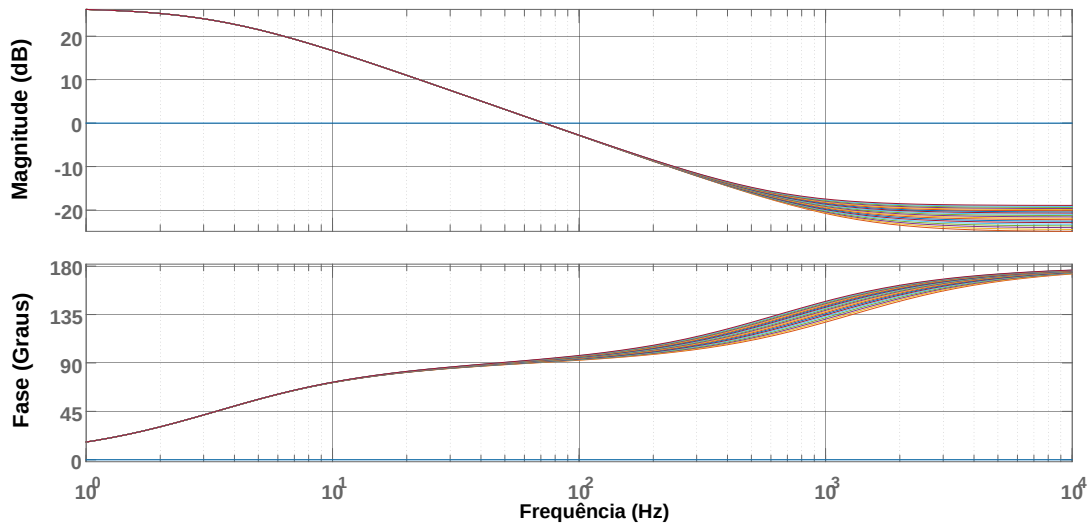
Onde os termos com “chapéu” são as perturbações, e os termos em maiúsculo são os valores nominais das respectivas variáveis, em regime permanente.

Unindo-se ambas as equações em (92) é obtida a função de transferência (93):

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{C_{CC}}}{\hat{i}_{L_T}} = -\frac{sL_T I_{L_T} + V_{C_{CC}} M}{sC V_{C_{CC}} - I_{L_T} M}. \quad (93)$$

As características de (93) podem ser levemente alteradas conforme a indutância da rede, a qual irá ser acrescentada no termo L_T . Estas alterações podem ser vistas no diagrama de Bode, Figura 24. Nesta são ilustrados 20 curvas com a indutância da rede sendo incrementada de 0 até 2 mH em passos de 100 μ H. Conclui-se que para a faixa de frequência abaixo de 60 Hz, onde o controlador irá operar, as variações não são significativas.

Figura 24 – Diagrama de bode para várias indutâncias de rede, modelo tensão.



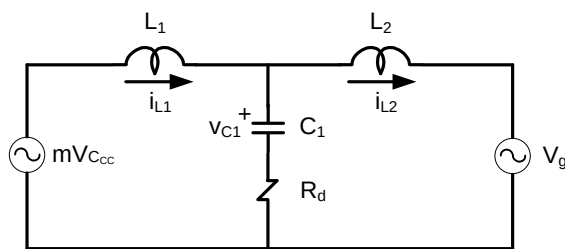
A discretização de (93) resulta em (94), já com os valores substituídos:

$$Gvi(z) = -\frac{0,07969z-0,04772}{z-1,002}. \quad (94)$$

3.2.2.2 Modelo para o controle de corrente

A modelagem de corrente é realizada a partir do circuito da Figura 25.

Figura 25 – Representação do circuito para o controle de corrente.



Fonte: Próprio autor.

As equações diferenciais do circuito são expressas por (95):

$$\begin{aligned} v_{L_1} &= L_1 \dot{i}_{L_1} = mV_{Ccc} - v_{C_1} - R_d(i_{L_1} - i_{L_2}), \\ v_{L_2} &= L_2 \dot{i}_{L_2} = v_{C_1} + R_d(i_{L_1} - i_{L_2}), \\ i_{C_1} &= C_1 \dot{v}_{C_1} = i_{L_1} - i_{L_2}. \end{aligned} \quad (95)$$

Seguindo os mesmos passos da modelagem anterior, as equações para pequenas perturbações resultam em (96):

$$\begin{aligned}
L_1 \dot{\hat{i}}_{L_1} &= \hat{m}V_{CC} - \hat{v}_{C_1} - R_d(\hat{i}_{L_1} - \hat{i}_{L_2}), \\
L_2 \dot{\hat{i}}_{L_2} &= \hat{v}_{C_1} + R_d(\hat{i}_{L_1} - \hat{i}_{L_2}), \\
C_1 \dot{\hat{v}}_{C_1} &= \hat{i}_{L_1} - \hat{i}_{L_2}.
\end{aligned} \tag{96}$$

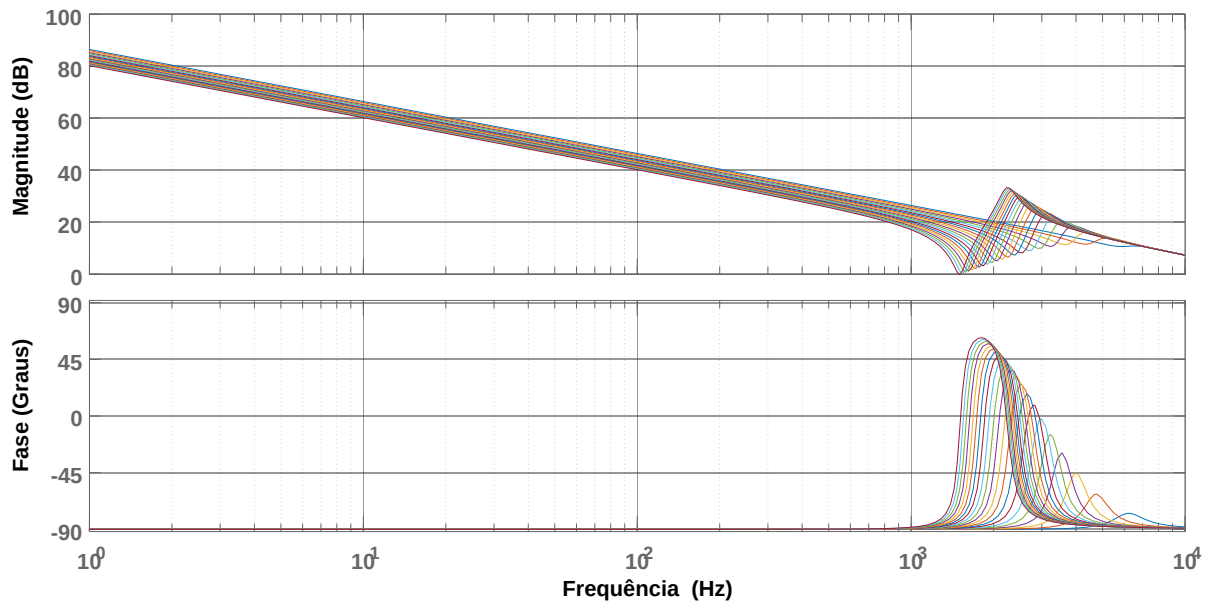
O modelo em espaço de estados é então representado pelo conjunto de equações em (97):

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\hat{m}, \\
y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t),
\end{aligned}$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_1} \\ \hat{i}_{L_2} \\ \hat{v}_{C_1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_1} & \frac{R_d}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{R_d}{L_1} & -\frac{R_d}{L_1} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} V_{CC} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad 0]. \tag{97}$$

Na Figura 26 são ilustrados os diagramas de Bode do sistema (97) para as mesmas condições de indutâncias de rede citadas para a Figura 24. Neste caso observa-se um impacto maior tanto na amplitude de ambos os gráficos quanto no valor da frequência de ressonância. Quanto maior o valor da indutância da rede maior é a distorção na curva de magnitude, maior o pico da curva de fase, e menor é a frequência de ressonância.

Figura 26 – Diagrama de Bode para várias indutâncias de rede, modelo corrente.

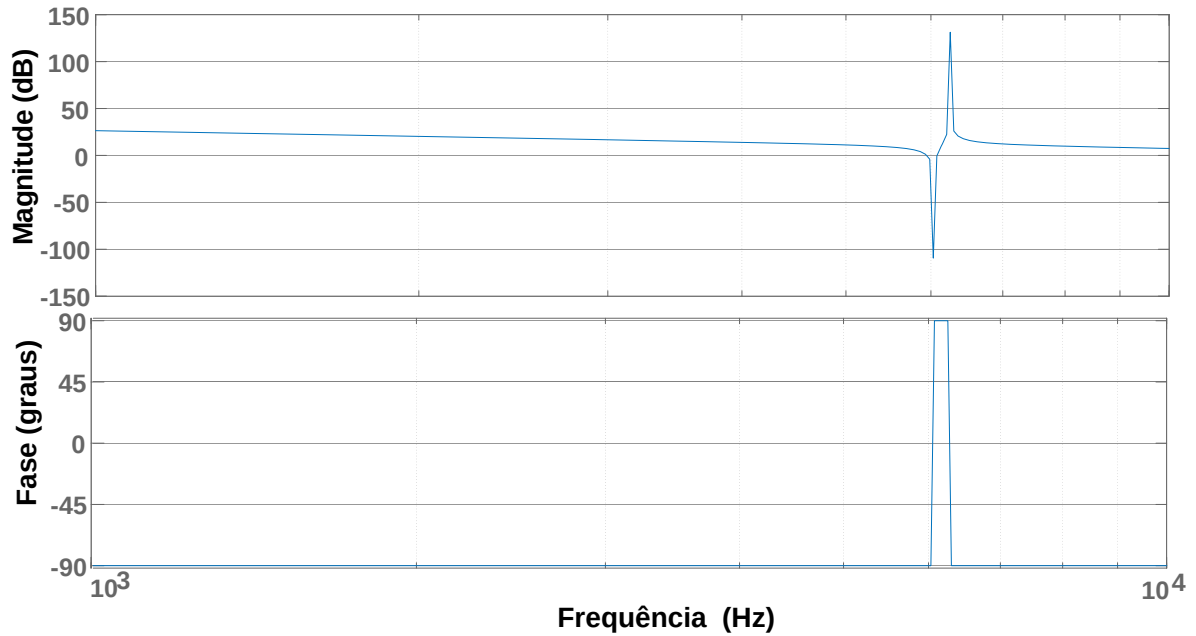


Fonte: Próprio autor.

Como justificativa para a necessidade de um sistema de amortecimento, a Figura 27 contém o diagrama de bode para o sistema (97) quando R_d é nula,

desconsiderando-se a indutância de rede. O segundo pico da curva de magnitude dificulta o projeto de qualquer controlador baseado em diagramas de Bode, visto que a estabilidade de malha fechada é perdida para qualquer sistema que em malha aberta apresente dois ou mais cruzamentos na região de 0 dB.

Figura 27 – Diagrama de Bode do filtro LCL sem amortecimento.



Fonte: Próprio autor.

O modelo discreto de (97) é dado por (98):

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\hat{m}, \\
 y(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k),
 \end{aligned}
 \quad (98)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_1} \\ \hat{i}_{L_2} \\ \hat{v}_{C_1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0,904 & 0,0963 & -0,00984 \\ 1,276 & -0,276 & 0,130 \\ 3,321 & -3,321 & -0,144 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 6,758 \\ 4,298 \\ 20,08 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad 0].$$

4 PROJETO DOS CONTROLADORES

São escolhidos 4 controladores para a análise comparativa.

O primeiro é o PI + Ressonante, que representa a teoria de controle clássico utilizando diagramas de Bode e serve como referência de comparação de desempenho para os outros controladores.

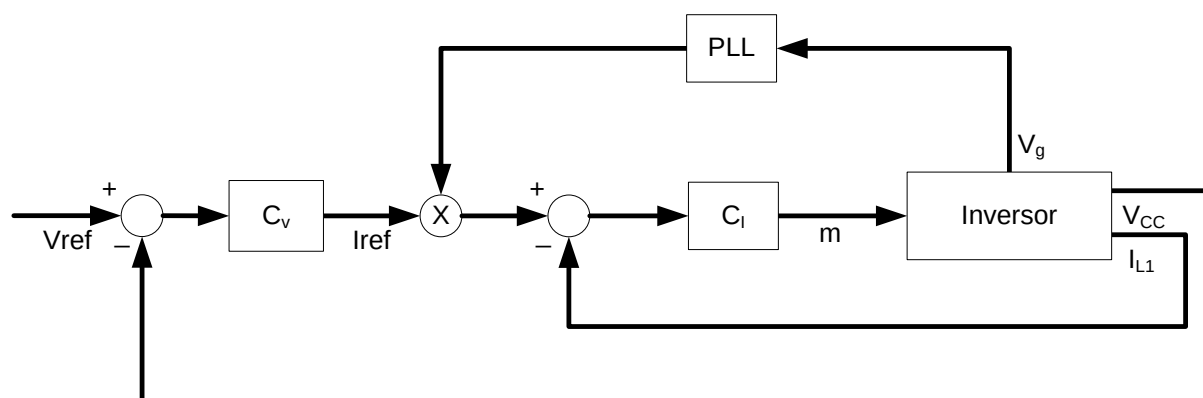
O segundo é o LQR, o qual usa a metodologia de controle por realimentação de estados e, com a ajuda de LMIs, consegue obter uma resposta otimizada em relação à vários objetivos.

Os restantes são os controladores não-lineares por modo deslizante e por passividade, os quais apresentam uma característica importante para inversores conectados à rede, que é a robustez em relação aos distúrbios externos e variação de parâmetros da planta.

A fim de se obter uma comparação mais justa o algoritmo genético é usado para a escolha dos parâmetros, mantendo somente a estrutura de cada controlador.

Na Figura 28 é ilustrada a arquitetura de controle do inversor. A malha externa regula a tensão do capacitor de entrada variando a corrente de saída do conversor, ou a energia que é retirada deste capacitor e injetada na rede. A malha interna por sua vez tem como referência a saída do controlador de tensão multiplicada pela referência senoidal da rede, fornecida pelo algoritmo PLL. A saída da malha interna deve passar também por um modulador, que irá converter o sinal constante em pulsos, no entanto o seu bloco é omitido já que a implementação via processador permite o ajuste do ganho para um valor unitário.

Figura 28 – Arquitetura de controle do inversor.



Fonte: Próprio autor.

4.1 Controlador de tensão do *Link CC*

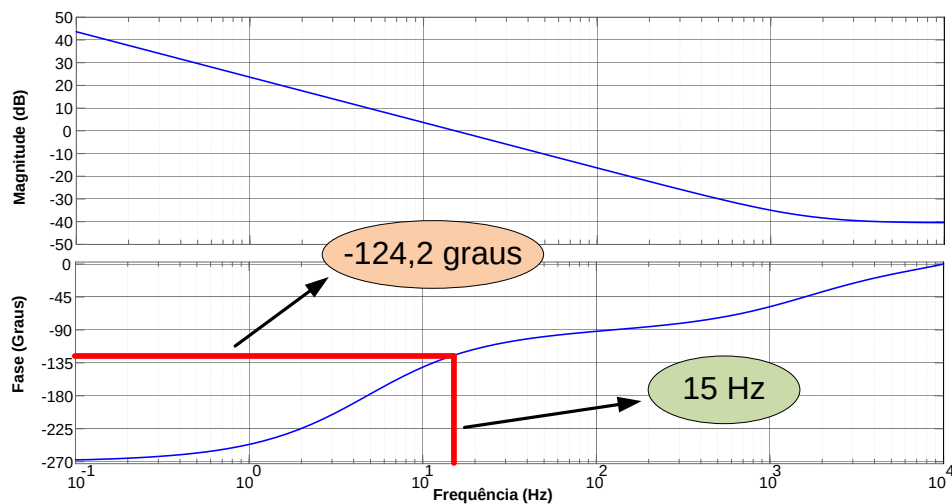
Para que seja possível o desacoplamento das malhas de controle e também para evitar mudanças bruscas na corrente injetada, a regulação da tensão é feita em baixa velocidade a uma frequência de cruzamento de ganho de 15 Hz.

Utilizando o *software* MatLab foi projetado um regulador PI com ganho negativo, visto que a função de transferência (93) possui também ganho negativo, e assim ambos se anulam. Visto que a planta tem comportamento instável em baixas frequências, optou-se por um limite de percentual de *overshoot* de 50% a um tempo de estabelecimento de 0,2 segundos, resultando em um compensador conforme (99) com uma margem de fase de 55,8 graus.

$$C_v(z) = -\frac{0,15z+0,1498}{z-1}. \quad (99)$$

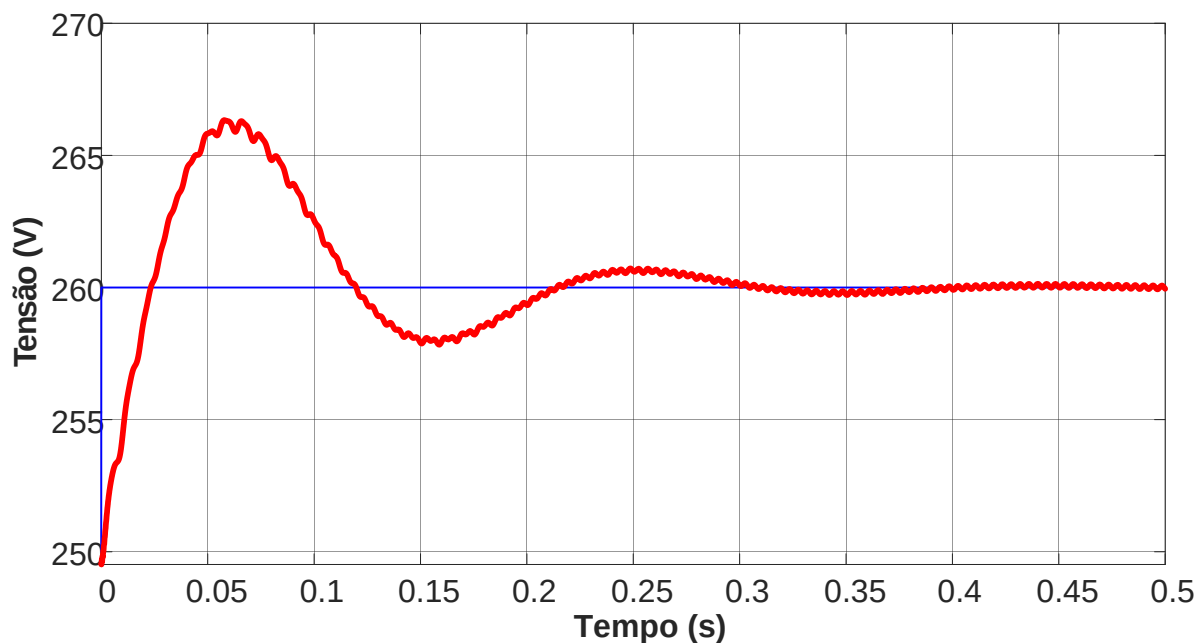
O diagrama de Bode para a planta compensada é ilustrado na Figura 29 e a resposta à uma entrada degrau da malha compensada é ilustrada na Figura 30, onde a referência é ilustrada em azul e a resposta em vermelho.

Figura 29 – Diagrama de Bode compensado da malha de tensão.



Fonte: Próprio autor.

Figura 30 – Resposta da malha de tensão com o controlador.



Fonte: Próprio autor.

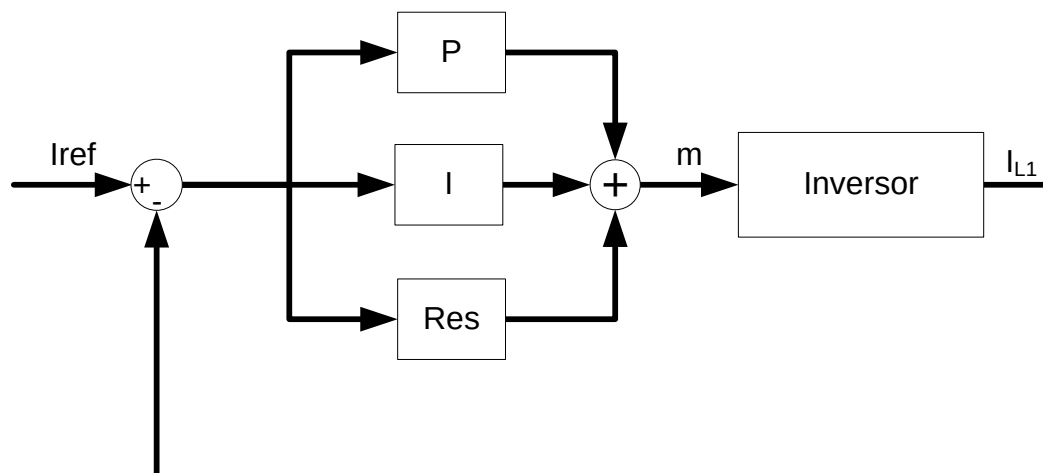
4.2 Controladores de corrente

Apesar de existirem metodologias de cálculo dos parâmetros do PI+Res e LQR, via diagramas de bode e LMIs, isso não se aplica aos controladores não-lineares. Para efetuar uma melhor avaliação entre todos os métodos, após a definição das estruturas de controle, os parâmetros de cada um serão obtidos através de um algoritmo de otimização, todos sob a mesma função objetivo.

4.2.1 PI + Ressonante

O PI + Ressonante tem uma topologia similar ao do PI tradicional e, adicionalmente, contém um termo ressonante em paralelo ajustado na frequência a qual se deseja rastrear. O controlador possui 3 parâmetros ajustáveis e sua topologia é ilustrada na Figura 31.

Figura 31 – Diagrama do controlador PI+Ressonante.

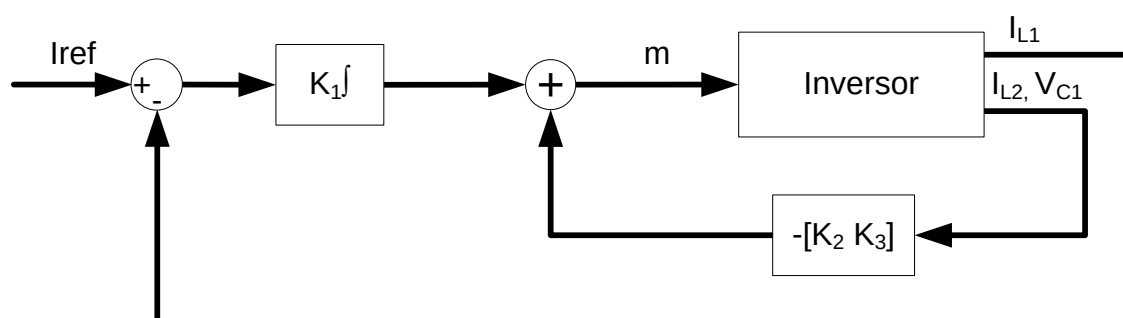


Fonte: Próprio autor.

4.2.2 LQR

O LQR segue a estrutura de realimentação de estados com a adição de um integrador, também conhecido como modelo aumentado. Possui 3 parâmetros, cada um relacionado a um estado. A topologia é ilustrada na Figura 32.

Figura 32 – Diagrama do controlador LQR.



Fonte: Próprio autor.

4.2.3 SMC

Para o SMC é escolhida a configuração dada pela equação (61) vista sua simplicidade e o aumento da velocidade de convergência para a superfície deslizando que o termo de primeira ordem traz. A superfície é escolhida simplesmente como o erro entre a referência e o valor medido da corrente. Como pode ser visto em (61),

inserida novamente para facilitar a visualização. O controlador possui apenas 2 parâmetros.

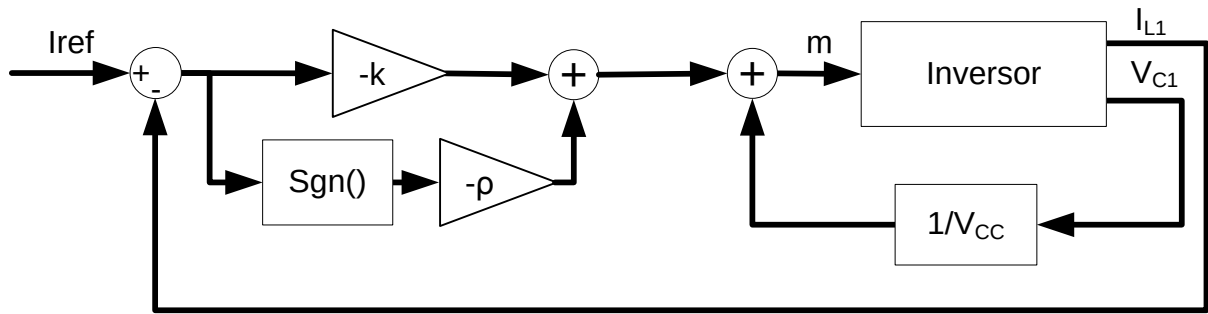
$$\mu = -\rho \operatorname{sgn}(s) - \kappa s, \quad \rho > 0, \quad \kappa > 0. \quad (61)$$

A lei de controle final é a somatória de (61) com um componente equivalente que, para esta planta, resulta na divisão da tensão do capacitor C1 pela tensão do capacitor de entrada (*Link* CC) ambas ilustradas na Figura 25. Esta pode ser visualizada em (100):

$$m = \mu + \frac{V_{C1}}{V_{CC}}. \quad (100)$$

A topologia do SMC é ilustrada na Figura 33.

Figura 33 – Diagrama do controlador SMC.



Fonte: Próprio autor.

4.2.4 PBC

A representação da planta para o controle por passividade é feita por (101):

$$\begin{aligned} \mathbf{D}\dot{\mathbf{x}}^* &= (\mathbf{J} + \mathbf{J}_1\mathbf{u}^* - \mathbf{R})\mathbf{x}^* + \mathbf{g}(\mathbf{u}) + \mathbf{R}_e\mathbf{x}_e; \\ \mathbf{D} &= \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{i}_{L2} \\ \hat{v}_{C1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{J}_1 = \mathbf{0}; \\ \mathbf{R} &= \begin{bmatrix} R_d & -R_d & 0 \\ -R_d & R_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{g}(\mathbf{u}) = \begin{bmatrix} mV_{CC} \\ -V_g \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R}_e = \begin{bmatrix} \sigma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (101)$$

Quando em regime permanente espera-se que a referência de corrente seja constante, ou que sua variação ocorra de forma lenta ao ponto de sua derivada ser insignificante. Com isso a parte esquerda de (101) é desconsiderada e são geradas 3 equações, conforme (102):

$$\begin{aligned}
0 &= -R_d(I_{L_1} - I_{L_2}) - MV_{C_1} + mV_{C_{CC}} + \sigma(i_{L_1} - I_{L_1}) \\
0 &= R_d(I_{L_1} - I_{L_2}) + V_{C_{CC}} - V_g \\
0 &= (I_{L_1} - I_{L_2})
\end{aligned} \tag{102}$$

Utilizando as duas últimas equações, é possível simplificar a primeira em uma única lei de controle, conforme (103):

$$m = MV_g - \sigma(i_{L_1} - I_{L_1}); \tag{103}$$

Onde σ é o parâmetro de controle. Neste caso é inserido somente este termo dissipativo, porém há a possibilidade de configurações mais complexas na matriz $\mathbf{R}_e$ com a restrição de que esta seja simétrica e positiva.

4.3 Algoritmo genético

Pertencente à classe de algoritmos evolutivos, o algoritmo genético (AG) tem como objetivo a otimização de um sistema qualquer em relação à uma função objetivo, por meio de um processo baseado na teoria da evolução das espécies (HASSAN; COHANIM; WECK, 2005).

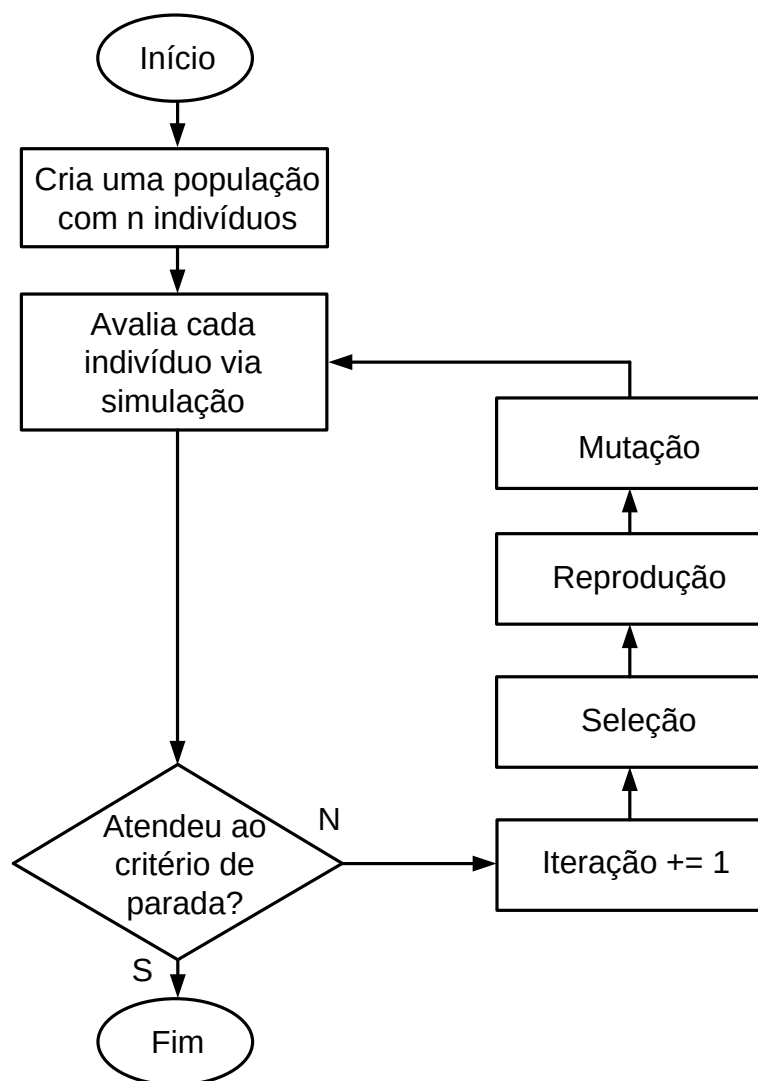
O processo inicia-se com a escolha das variáveis a serem otimizadas e da função objetivo. Esta função é definida de acordo com o resultado esperado no projeto, sendo possível este ser o erro entre uma variável e sua referência, a distorção harmônica total de alguma das correntes, ou também a soma ponderada de vários destes fatores.

O algoritmo é composto principalmente por três fases, a seleção, a reprodução e a mutação. Na seleção a função objetivo é avaliada para cada cromossomo, que é uma codificação das variáveis escolhidas, e dois destes são escolhidos para a próxima fase. A escolha é efetuada com certa aleatoriedade, onde os indivíduos que obtiveram os melhores desempenhos têm maior probabilidade de serem escolhidos (SHUKLA; PANDEY; MEHROTRA, 2015). A reprodução cria dois novos indivíduos alternando a informação dos dois anteriores de forma complementar (nenhuma informação é gerada nem eliminada). Por fim a mutação realiza uma mudança no cromossomo, inserindo uma informação que não estava contida na população original a fim aumentar a diversidade do algoritmo e evitar que este fique preso em um mínimo ou máximo local (BADIS; MNASOURI; SAKLY, 2016). A probabilidade de mutação no

entanto deve ser mantida pequena, caso contrário o algoritmo perde a capacidade de convergência.

Estas três fases são executadas até que se atinja um determinado valor de iterações, ou até que todos os cromossomos converjam para um determinado valor. O fluxograma do algoritmo é ilustrado na Figura 34.

Figura 34 – Fluxograma do algoritmo genético.



Fonte: Próprio autor.

A função objetivo escolhida é descrita em (104) onde o primeiro termo representa a diferença entre a referência e o valor mensurado da corrente, e o segundo o valor máximo da corrente a fim de reduzir o percentual de *overshoot* da resposta:

$$Obj = \int_0^t \left((i_{ref} - i_{L_1})^2 + 0,01 \max(i_{L_1}) \right) d\tau. \quad (104)$$

A integral é avaliada desde o início de cada simulação até o tempo $t = 0,067$ s, o equivalente a 4 ciclos da rede de energia. Os parâmetros do AG podem ser verificados na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros do algoritmo genético.

Descrição	Valor
Tamanho da população	15
Número de iterações	10
Codificação	Binária
Número de bits para cada variável	16
Taxa de mutação	10 %

Os parâmetros obtidos para cada controlador são inseridos na Tabela 6.

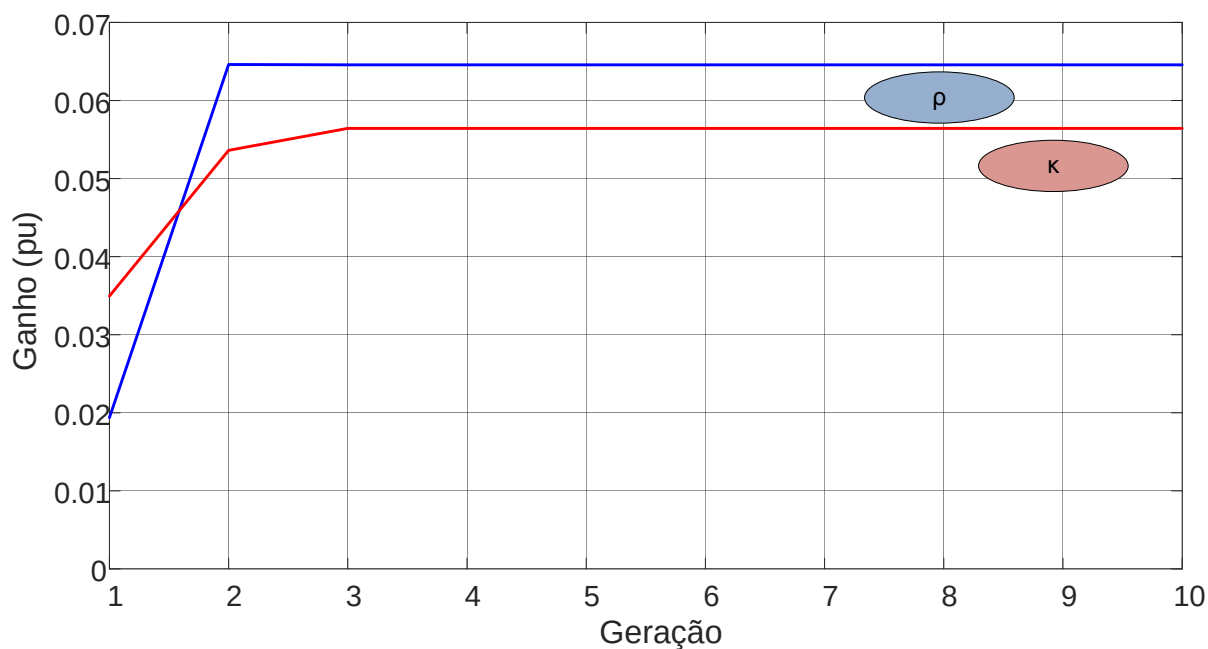
Tabela 6 – Parâmetros dos controladores obtidos via AG.

Controlador	Parâmetro	Valor
PI + Ressonante	k_P	0,0482
	k_I	-0,0403
	k_R	0,0186
LQR	k_1	235,18
	k_2	0,0541
	k_3	-0,0076
SMC	κ	0,0606
	ρ	0,0536
PBC	σ	57,13

A convergência dos parâmetros se deu durante as primeiras 5 gerações para todos os controladores. Uma típica evolução dos parâmetros e do valor da função custo inversa, a cada geração, é ilustrada na Figura 35 e na Figura 36,

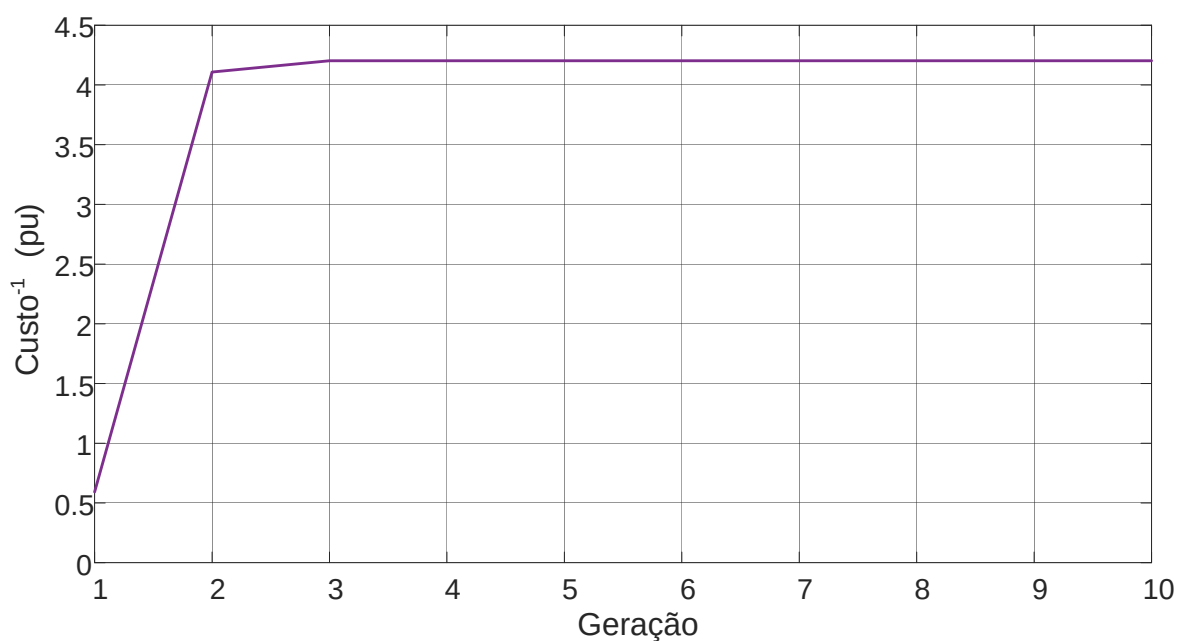
respectivamente. Os parâmetros ilustrados adotam o indivíduo com melhor resultado entre toda a população.

Figura 35 – Evolução dos parâmetros durante o AG.



Fonte: Próprio autor.

Figura 36 – Evolução do inverso do custo durante o AG.



Fonte: Próprio autor.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES DO SISTEMA

As simulações dos controladores da corrente de saída do inversor são feitas em 2 etapas. Na primeira é adotado um tempo equivalente a 10 ciclos da rede de 60 Hz para avaliar o comportamento transitório da variável e a distorção resultante de cada controlador em relação à referência aplicada, utilizando somente o circuito do inversor. Na segunda é feita a avaliação do sistema completo com os 2 conversores em um tempo prolongado de 60 segundos para avaliar o comportamento deste durante o MPPT global e em regime permanente, e assim avaliar a DHT da corrente.

As arquiteturas dos controladores seguem as apresentadas no Capítulo 4 utilizando-se os valores de parâmetros da Tabela 6.

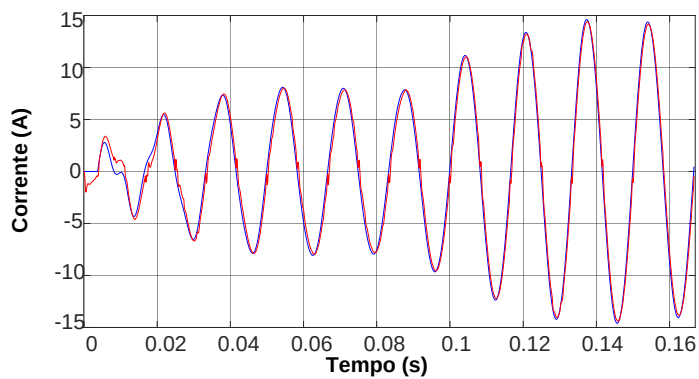
Na Figura 37 são inseridos os resultados da primeira etapa. As simulações iniciam com uma referência de corrente de 50% do valor nominal e no tempo $t = 87$ ms, no pico do quinto ciclo da onda senoidal, esta referência é ajustada para 100% do valor nominal.

Observa-se que, apesar da natureza distinta na formulação de cada controlador, a adequação dos parâmetros para a função objetivo (104) faz com que as respostas sejam similares para todos com excelente rastreamento de referência. A maior diferença que pode ser vista pelos gráficos acontece nos primeiros instantes, onde os controladores PI + Ressonante e LQR apresentam um desvio maior de rastreamento quando comparado aos demais.

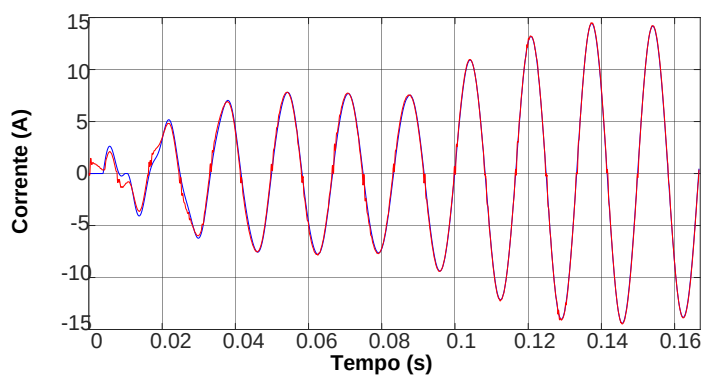
Na Figura 38 por sua vez são ilustradas as ondas da corrente do segundo indutor, i_{L_2} , em relação à referência de corrente no décimo ciclo senoidal da rede. Nesta figura a capacidade de redução do *ripple* de alta frequência do filtro LCL pode ser vista com maior clareza, assim como a precisão de rastreamento dos controladores obtidos. Um ponto a ser considerado é a presença da oscilação de alta frequência no caso do SMC, o que no entanto já é esperado visto a característica do controlador.

O controlador PI + Ressonante é capaz de rastrear uma onda senoidal de frequência pré-sintonizada com erro zero, porém isto não ocorre na simulação efetuada visto que o método de sintonização, via AG, difere da metodologia comum utilizada.

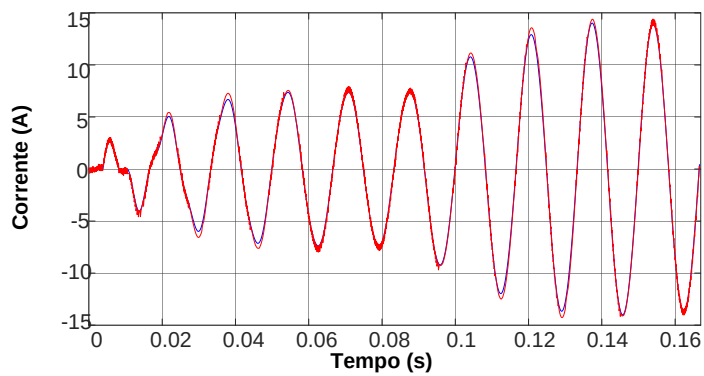
Figura 37 – Gráficos das respostas de cada controlador de corrente.



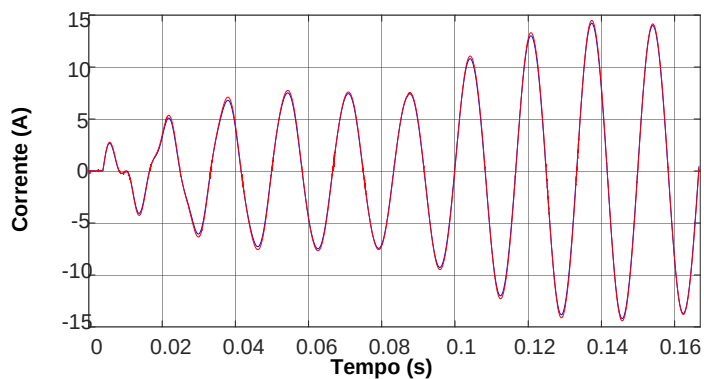
a) PI + Ressonante



b) LQR



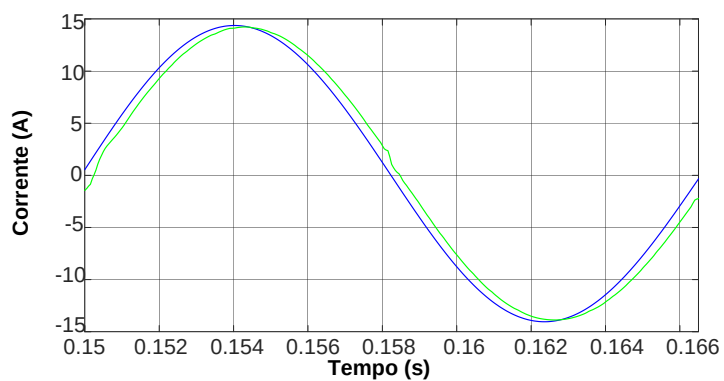
c) SMC



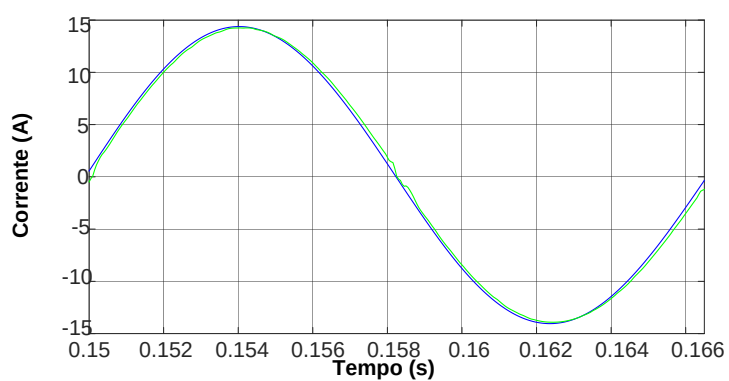
d) PBC

Fonte: Próprio autor.

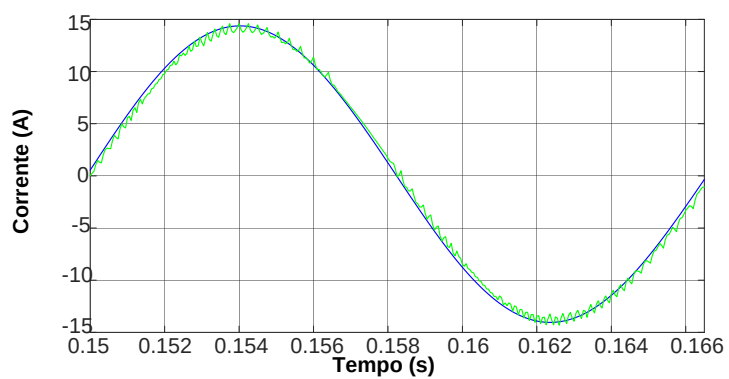
Figura 38 – Formas de ondas ampliadas de cada resposta.



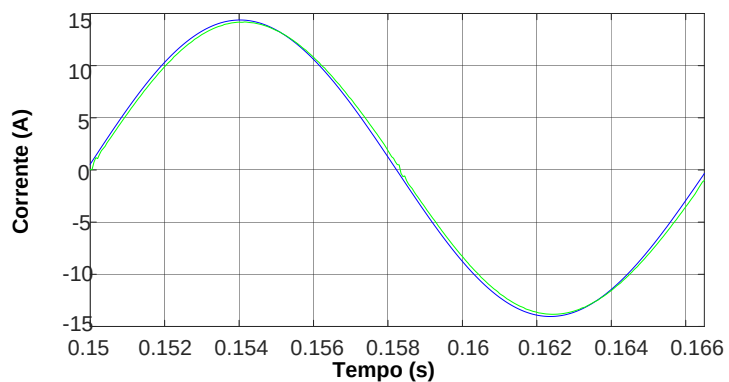
a) PI + Ressonante



b) LQR



c) SMC



d) PBC

Fonte: Próprio autor.

Uma informação essencial na avaliação de inversores é a DHT da corrente injetada na rede. Para visualizar a evolução da DHT no decorrer do tempo, na segunda etapa, são efetuadas simulações com o sistema completo.

Na Figura 39 são ilustrados os resultados obtidos para cada controlador. A potência total extraída dos módulos FV tem como referência a escala da esquerda e sua evolução com o tempo é semelhante para todos os quatro casos, atingindo o ponto de máxima potência em 1060 W durante a fase do P&O que é iniciada em $t = 26$ s.

A DHT da corrente injetada na rede é ilustrada também na Figura 39 utilizando-se a escala da direita. É visto que há grandes oscilações na variável durante a fase do MPPT global e eventualmente as oscilações diminuem até chegar em um valor de regime permanente. Uma melhor visualização deste valor pode ser obtido pelos gráficos da Figura 40, onde são ilustrados os resultados a partir de $t = 40$ s após a estabilização.

Na Tabela 7 é inserida a DHT da corrente injetada na rede, calculada a partir da média dos valores vistos na Figura 40:

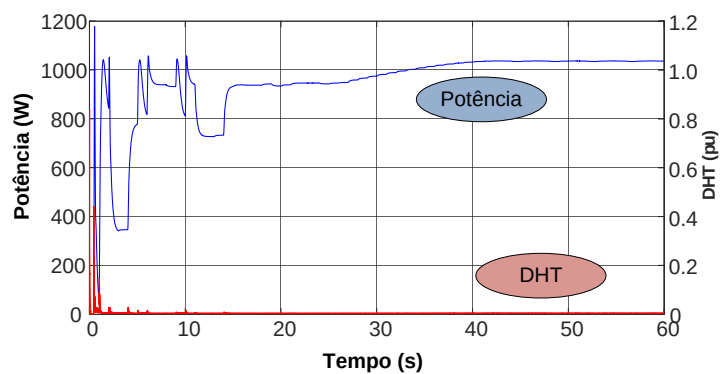
Tabela 7 – DHT em regime permanente para cada controlador.

Controlador	DHT (%)
PI + Ressonante	0,40
LQR	0,34
SMC	5,62
PBC	0,51

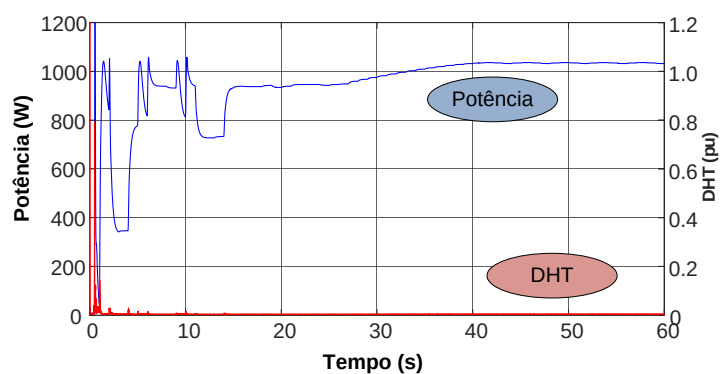
Conforme o esperado, o SMC apresenta uma alta distorção na onda relativa aos demais devido à sua natureza não linear, ainda que seja usado o termo linear para a mitigação desta. Esta distorção está acima do valor estipulado pela norma brasileira de 5 % dificultando o uso deste controlador com a configuração adotada e parâmetros obtidos.

Os demais controladores apresentam características similares e com valores de DHT inferiores a 1 %.

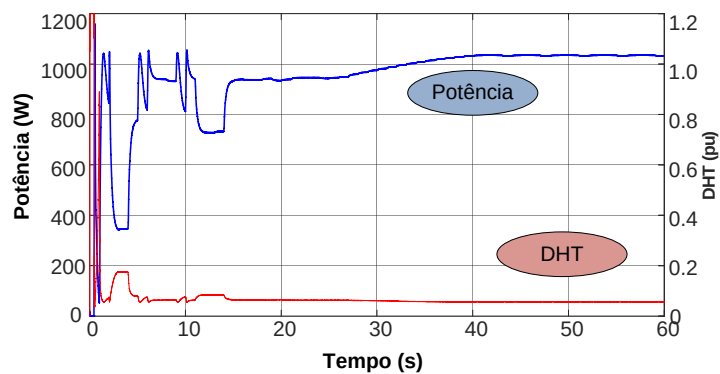
Figura 39 – DHT durante o MPPT.



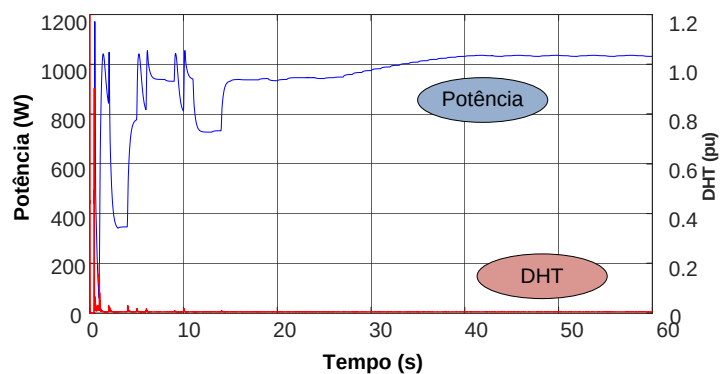
a) PI + Ressonante



b) LQR



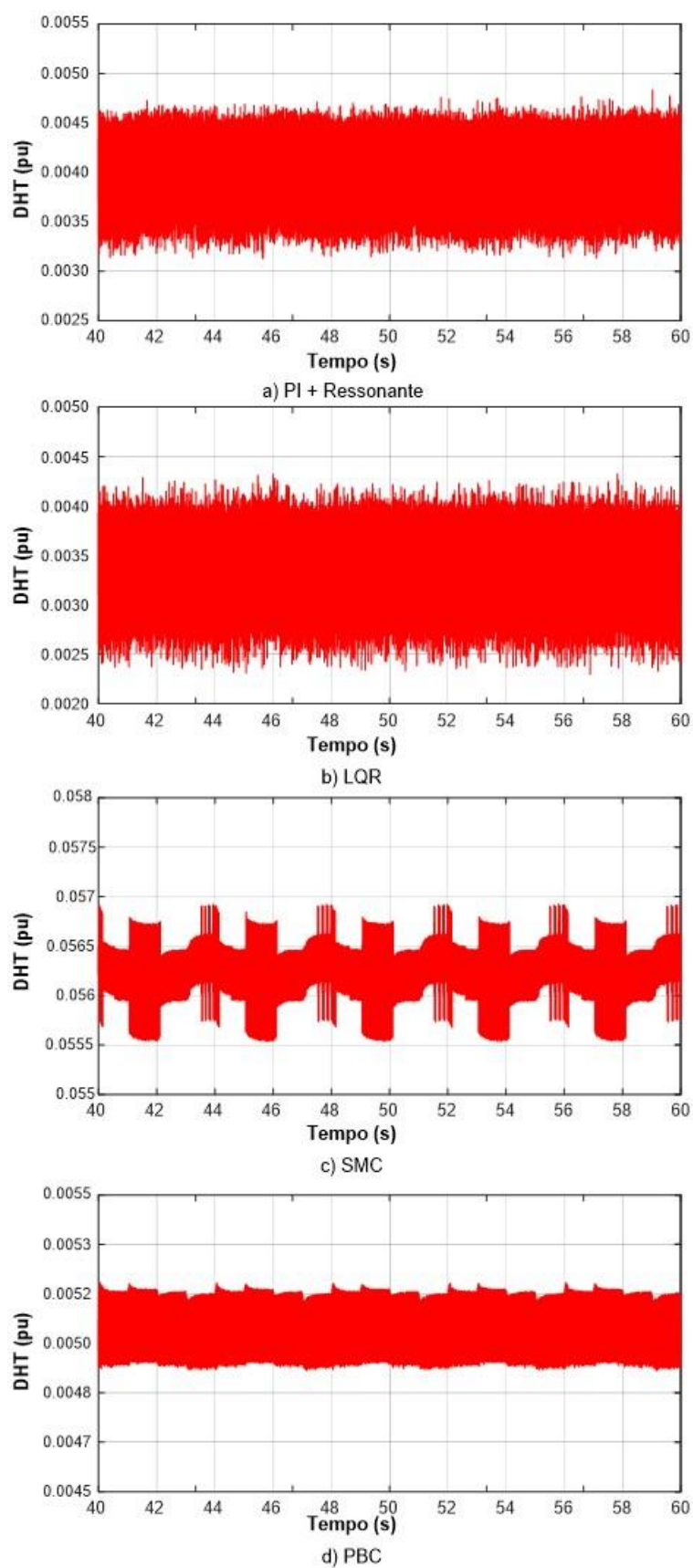
c) SMC



d) PBC

Fonte: Próprio autor.

Figura 40 – DHT da corrente injetada na rede para cada controlador.



Fonte: Próprio autor.

6 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado um estudo de controladores da teoria clássica, moderna, e não-lineares aplicados ao controle de um inversor com filtro LCL em um sistema de geração FV.

Ao longo da dissertação vários métodos de controle foram abordados tendo como início o PI e a sua expansão via modelo interno para chegar no PI + Ressonante; em seguida o LQR, uma das principais técnicas de controle moderno que utiliza a realimentação de estados; o MPC e o controle via normas H_2 e H_∞ , técnicas mais avançadas com um grande potencial e exploradas em trabalhos recentes; por fim o SMC, o FCS-MPC e o PBC, técnicas de controle não-lineares com arquiteturas de controle únicas capazes de lidar com plantas complexas. Entre todos estes foram escolhidos 4 métodos para a aplicação na planta via simulações em ambiente MatLab/Simulink.

O modelo de simulação foi construído desde o conversor CC *boost* até o filtro de rede, com uma breve explanação sobre o algoritmo de MPPT híbrido e a interferência da indutância da rede nos diagramas de Bode do inversor. Foi constatado que a malha de tensão do inversor, que mantém a tensão do *link* CC entre os estágios constante, é pouco afetada pela indutância de rede, enquanto a malha de corrente tem a sua frequência de ressonância alterada de maneira significativa conforme a rede local.

A obtenção dos parâmetros dos controladores via AG foi uma alternativa adotada aos métodos convencionais e uma tentativa de substituição da otimização via LMIs por um algoritmo de otimização global. Os resultados obtidos via simulações foram semelhantes independente do tipo de controlador adotado, reforçando a capacidade do AG para esta finalidade.

Por fim todos os controladores utilizados apresentaram resultados satisfatórios em relação às características transitórias e de regime permanente. Entre todos, o PBC se sobressai aos demais, visto que a oscilação transitória resultante foi significativamente menor do que a do PI + Ressonante e a do LQR, e a distorção harmônica em regime permanente foi de cerca de 1 décimo daquela obtida pelo SMC.

A presente análise permitiu um aprofundamento acerca do tema e da sintonia destes controladores, tanto lineares quanto não-lineares e também no projeto e modelagem de inversores. Visto a importância destes na geração distribuída, o estudo

da sintonia dos coeficientes das malhas de controle destes sistemas são essenciais para guiar novos projetos, apresentando diferentes alternativas as quais podem ser usadas no futuro, para estes e outros fins.

6.1 Propostas para trabalhos futuros

Como propostas de continuidade deste trabalho são citados:

1. Implementação dos sistemas de controle em uma planta e verificação dos resultados;
2. Inclusão de outros métodos de controle, como exemplo o FCS-MPC.

Publicações

OMINE, L. T.; BRITO, M. A. G. Técnicas de Controle Moderno e Aplicação em um Sistema de GD Monofásico. **71ª Reunião Anual da SBPC**, Julho 2019.

OMINE, L. T.; BRITO, M. A. G. Comparative Study of Control Systems for a Photovoltaic Inverter with LCL Filter. **IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference**, Dezembro 2019.

REFERÊNCIAS

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. John Wiley & Sons, New Jersey, 2007.

BADIS, A.; MANSOURI, M. N.; SAKLY, A. PSO and GA-based maximum power point tracking for partially shaded photovoltaic systems. **Renewable Energy Congress (IREC)**, 2016.

BRITO, M. A. G. et al. Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 3, 2013.

BUDUMA, P.; PANDA, G. Robust nested loop control scheme for LCLfiltered inverter-based DG unit in gridconnected and islanded modes. **IET Renewable Power Generation**, v. 12, n. 11, pp. 1269 – 1285, Julho 2018.

CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator. **37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**, pp. 1-6, 2006.

CHEN, Q.; LUO, X.; ZHANG, L.; QUAN, S. Model Predictive Control for Three-Phase Four-Leg Grid-Tied Inverters. **IEEE Access**, v. 5, pp. 2834 – 2841, Fevereiro 2017.

EMARA, S.; Control of PV Connected Power Grid using LQR and Fuzzy Logic Control. Tese, *Rochester Institute of Technology*, Março 2018.

EREN, S.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. Control of grid-connected voltage source inverter with LCL filter. **27th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, pp. 1516 – 1520, 2012.

ERROUISSI, R.; MUYEEN, S. M.; AL-DURRA, A.; LENG, S. Experimental Validation of a Robust Continuous Nonlinear Model Predictive Control Based Grid-Interlinked

Photovoltaic Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 7, pp. 4495 – 4505, Dezembro 2015.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. **Digital Control of Dynamic Systems**, 3rd ed., Wesley Longman Inc., 1998.

GELDENHUYS, J. et al. Model predictive current control of a grid connected converter with LCL-filter. **IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**, pp. 1 – 6, 2016.

GRIMSTAD, B. STUDIES IN STATIC OUTPUT FEEDBACK CONTROL. Tese, *Norwegian University of Science and Technology*, Julho 2009.

HAO, X. et al. A Sliding-Mode Controller With Multiresonant Sliding Surface for Single-Phase Grid-Connected VSI With an LCL Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 5, Maio 2013.

HASANZADEH, A. et al. Multi-loop linear resonant voltage source inverter controller design for distorted loads using the linear quadratic regulator method. **IET Power Electronics**, v. 5, n. 6, pp. 841 – 851, Março 2012.

HASSAN, R.; COHANIM, B.; WECK, O. A comparison of particle swarm optimization and the genetic algorithm. **46th AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics and Materials Conference**, Abril 2005.

KOURO, S.; LEON, J. I.; VINNIKOV, D.; FRANQUELO, L. G. Grid-Connected Photovoltaic Systems. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 1, pp. 47 – 61, Março 2015.

KUMAR, N.; SAHA, T. K.; DEY, J. Sliding-Mode Control of PWM Dual Inverter-Based Grid-Connected PV System: Modeling and Performance Analysis. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 2, pp. 435 – 444, Novembro 2015.

LI, Z. et al. Control of a Grid-Forming Inverter Based on Sliding Mode and Mixed H_2/H_∞ Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 5, pp. 3862 – 3872, Dezembro 2016.

LIU, W. et al. A multi-resonant sliding-mode controller for single-phase grid-connected inverter with LCL-filter, **28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, pp. 2541 – 2546, 2013.

LIANG, K. Linear Quadratic Control for Heavy Duty Vehicle Platooning. Tese, *KTH Royal Institute of Technology*, Abril 2011.

MIRZAEVA, G. et al. A Generalized MPC Framework for the Design and Comparison of VSI Current Controllers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 9, pp. 5816 – 5826, Junho 2016.

NANDAN, V.; SINGH, S. N. Control and Performance Analysis of a Single-Stage Utility-Scale Grid-Connected PV System. **IEEE Systems Journal**, v. 11, n. 3, pp. 1601 – 1611, Março 2015.

NISE, N. S. **Control Systems Engineering**, 6th ed., Wiley, 2010.

OLIVEIRA, F. M. Rastreamento da máxima potência em arranjos fotovoltaicos sob efeito de sombreamento parcial baseado no método de otimização por enxame de partículas. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. 2015.

OMINE, L.; BRITO, M.; ONOFRE, J. Analysis of Hybrid MPPT Techniques for Photovoltaic Systems. **13th IEEE International Conference on Industry Applications**, 2018.

ÖLÇER, T. U. H_2/H_∞ Mixed Robust Controller Synthesis for a Fin Actuation System. 2013. 113 f., Tese (Mestrado), Middle East Technical University, Turquia, Janeiro 2013.

PETERSSON, D. A Nonlinear Optimization Approach to H₂-Optimal Modeling and Control. 2013. 163 f., Dissertação (Doutorado), Linköping University, Suécia, 2013.

PETERSSON, D. Nonlinear Optimization Approaches to H₂-Norm Based LPV Modelling and Control. 2010. 93 f., Tese (Mestrado), Linköping University, Suécia, 2010.

QUAN, X. et al. Load Current Decoupling Based LQ Control for Three-phase Inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 6, pp. 5476 – 5491, Agosto 2017.

REZKALLAH, M. et al. Lyapunov Function and Sliding Mode Control Approach for the Solar-PV Grid Interface System. **IEEE Transactions of Industrial Electronics**, v. 64, n. 1, pp. 785 – 795, Janeiro 2017.

REZNIK, A.; SIMOES, M. G.; AL-DURRA, A.; MUYEEN, S. M. LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. **IEEE Transactions of Industrial Electronics**, v. 50, pp. 1225-1232, Abril 2014.

SEKHRI, E. Design of a Robust Controller Using Sliding Mode Technique for a Linerar Belt-Driven System. 2017. 64 f., Tese (Mestrado), Tallinn University of Technology, Estonia, Maio 2017.

SHARMA, R. K.; MISHRA, S.; MUDLIYAR, S. Robust State Feedback Current Controller With Harmonic Compensation for Single Stage Grid Connected PV Inverter with LCL Filter. **IEEMA Engineer Infinite Conference**, India, Junho 2018.

SHUKLA, A.; PANDEY, H. M.; MEHROTRA, D. Comparative Review of Selection Techniques in Genetic Algorithm. **1st International Conference on Futuristic trend in Computational Analysis and Knowledge Management**, 2015.

TAHERI, S. et al. Modified Maximum Power Point tracking (MPPT) of Grid-Connected PV system under Partial Shading Conditions. **25th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)**, 2012.

TENTI, P.; PAREDES, H. K. M.; MATTAVELLI, P. Conservative Power Theory, a Framework to Approach Control and Accountability Issues in Smart Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 3, Março 2011.

VAZQUEZ, S. et al. Model Predictive Control – A Review of Its Applications in Power Electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 8, n. 1, pp. 16 – 31, Março 2014.

VECCHIO, C. Sliding Mode Control: theoretical developments and applications to uncertain mechanical systems. 2008. 250 f., Tese (Doutorado), University of Pavia, França, 2008.

WANG, J.; YAN, J. D.; JIANG, L.; ZOU, J. Delay-Dependent Stability of Single-Loop Controlled Grid-Connected Inverters with LCL Filters. **IEEE Transacion on Power Electronics**, v. 31, n. 1, Janeiro 2016.

WANG, L. **Model Predictive Control System Design and Implimentation Using MATLAB**. Springer, Londres, 2009.

XIE, C. et al. Passivity-Based Design of Grid-Side Current-Controlled LCL-Type Grid-Connected Inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 9, pp. 9813 – 9823, 2020.

XU, B.; RAN, X. Sliding Mode Control for Three-Phase Quasi-Z-Source Inverter. **IEEE Access**, v. 6, Outubro 2018.

YANG, J. et al. Design of a Prediction-Accuracy-Enhanced Continuous-Time MPC for Disturbed Systems via a Disturbance Observer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 9, pp. 5807 – 5816, Junho 2015.

WANG, L. **Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB**, Springer, 2009.

WANG, Y.; JIA, Y.; YAN, X. LMI-based direct grid current robust guaranteed cost control of grid-connected inverters with LCL filters for weak grid. **IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)**, pp. 719 – 724, 2016.