

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CURSO DE GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCAS ZISCHLER
RODRIGO DA SILVA CAMPOS

**FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA UTILIZANDO CONTROLE
ANALÓGICO SOBRE INVERSOR**

PROJETO DE SISTEMAS DE CONTROLE

APUCARANA
2019

LUCAS ZISCHLER
RODRIGO DA SILVA CAMPOS

**FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA UTILIZANDO CONTROLE
ANALÓGICO SOBRE INVERSOR**

Projeto de Sistemas de Controle apresentado ao Curso de Graduação de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito a fim de se obter a aprovação na disciplina.

Orientador: Prof. Me. Rodrigo da Ponte Caun
UTFPR

Coorientador: Prof. Dr. Leonardo Bruno Garcia Campanhola
UTFPR

APUCARANA
2019

RESUMO

ZISCHLER, Lucas; CAMPOS, Rodrigo. Filtro ativo de potência utilizando controle analógico sobre inversor. 2019. 46 f. Projeto de Sistemas de Controle – Curso de Graduação de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Apucarana, 2019.

O Resumo é um elemento obrigatório em tese, dissertação, monografia e TCC, constituído de uma sequência de frases concisas e objetivas, fornecendo uma visão rápida e clara do conteúdo do estudo. O texto deverá conter no máximo 500 palavras e ser antecedido pela referência do estudo. Também, não deve conter citações. O resumo deve ser redigido em parágrafo único, espaçamento simples e seguido das palavras representativas do conteúdo do estudo, isto é, palavras-chave, em número de três a cinco, separadas entre si por ponto e finalizadas também por ponto. Usar o verbo na terceira pessoa do singular, com linguagem impersonal, bem como fazer uso, preferencialmente, da voz ativa. Texto contendo um único parágrafo.

Palavras-chave: Palavra. Segunda Palavra. Outra palavra.

ABSTRACT

ZISCHLER, Lucas; CAMPOS, Rodrigo. 2019. 46 f. Control Systems Project – Course of Electrical Engineering, Federal Technological University of Paraná. Apucarana, 2019.

Elemento obrigatório em tese, dissertação, monografia e TCC. É a versão do resumo em português para o idioma de divulgação internacional. Deve ser antecedido pela referência do estudo. Deve aparecer em folha distinta do resumo em língua portuguesa e seguido das palavras representativas do conteúdo do estudo, isto é, das palavras-chave. Sugere-se a elaboração do resumo (Abstract) e das palavras-chave (Keywords) em inglês; para resumos em outras línguas, que não o inglês, consultar o departamento / curso de origem.

Keywords: Word. Second Word. Another word.

SUMÁRIO

1 – Introdução, Motivação e Objetivos	1
1.1 Introdução	1
1.2 Motivação	1
1.3 Objetivos	1
2 – Fundamentação e equacionamento do sistema teórico	2
2.1 Base Teórica	2
2.1.1 Transistores de efeito de campo (FETs)	2
2.1.2 Inversor	4
2.1.3 <i>Drivers</i>	5
2.2 Sistema teórico	5
3 – Simulação em malha aberta e fechada	10
3.1 Estabelecimento da carga Z_L	10
3.2 Simulação em malha aberta	11
3.3 Simulação em malha fechada sem controlador	12
4 – Projeto da malha de controle	15
4.1 Critérios de desempenho	15
4.2 Controlador proporcional	17
4.3 Controlador com adição de um polo	20
4.4 Controlador com adição de um zero	21
4.5 Controlador com adição de um polo e um zero	23
4.6 Controlador de avanço de fase	26
5 – Materialização e Simulação do Circuito	30
5.1 Oscilador senoidal de ponte de Wien	30
5.2 Oscilador de onda triangular	31
5.3 Subtrator	32
5.4 Controlador	32
5.5 Circuito Completo	33
6 – Resultados práticos	36
7 – CONCLUSÃO	41
Referências	42

Apêndices 43

APÊNDICE A–Códigos do Matlab para simulações do capítulo 3 44

APÊNDICE B–Círcuito no Simulink utilizado para a simulação do capítulo 5 46

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente continua
FAP	Filtro ativo de potência
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação de largura de pulso)
SPWM	<i>Sinusoidal PWM</i> (PWM senoidal)
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de óxido de metal semicondutor de efeito de campo)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor bipolar de canal isolado)

1 Introdução, Motivação e Objetivos

1.1 Introdução

Neste projeto, é abordado o controle, de malha fechada, para a corrente de saída de um inversor. A sua saída é controlada por uma entrada de referência, neste caso uma senoide, para assimilação de um sinal CA na saída. O sinal de referência é então modulado, dando o resultado a um SPWM.

O controle apresenta um *feedback*, obtido da corrente de saída sobre uma carga. Este *feedback* fecha a malha de controle do sistema.

1.2 Motivação

A alimentação CA é sem dúvida, a que mais transmite potência no mundo, devido a sua facilidade de elevação e redução de nível de tensão, por meio de transformadores, porém, grande parte dos dispositivos não se utilizam do puro formato fornecido pela rede, convertendo o sinal senoidal, criando harmônicas, picos de corrente e defasagens. Isto cria um ambiente caótico para a estabilidade do sinal, onde, muitos dispositivos ainda necessitam desta segurança. Para contrabalancear, são aplicados filtros, como indutores e capacitores, para garantir um mínimo de estabilidade a carga, porém, estes chegam a limites, sendo mais vantajoso se aplicar filtros de alimentação ativa.(RASHID, 2014)

Inversores de frequência podem controlar seus formatos de ondas, com a utilização de PWM. Dependendo do formato de modulação, sua saída muda de acordo, tornando este dispositivo ideal para a estabilização de uma carga, podendo se adaptar a bruscas mudanças, garantindo estabilidade para a carga, para a rede, ou para ambos, dependendo da direção e modo que se trabalha.

1.3 Objetivos

A meta deste projeto é criar um sistema estável, onde o sistema se compõe do inversor atuando sobre uma carga. A variável que se busca de estabilidade é a corrente de saída, que passa sobre a carga, definindo um filtro ativo de corrente. O controle atuará sobre o SPWM, o deformando, e refletido na saída, para se garantir convergência a referência.

2 Fundamentação e equacionamento do sistema teórico

2.1 Base Teórica

Para um projeto de um sistema, é necessário entender suas componentes físicas, para isto é necessário um estudo prévio, para uma predição correta de possibilidades.

2.1.1 Transistores de efeito de campo (FETs)

Um dos componentes mais fundamentais para este projeto, é o MOSFET, que se utiliza de um efeito de capacitância para sua condução de portadores de carga. Se assemelha a um transistor, se utilizando de uma excitação elétrica para simular uma chave, a diferença sendo o uso de tensão, ao invés de corrente.

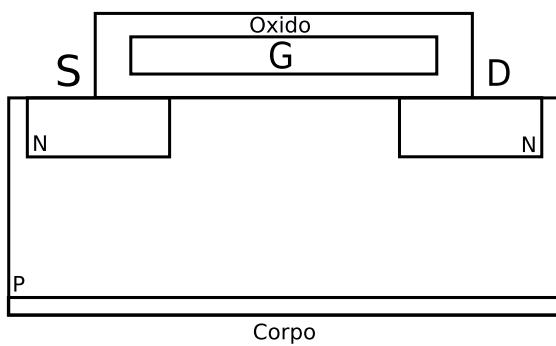


Figura 1 – Diagrama de MOSFET NPN.

Quando uma tensão é aplicada entre o *gate* e *source*, no caso de um NPN, um campo elétrico é gerado, criando repulsões de lacunas, e atração de elétrons. Com isto se cria um canal de elétrons, entre *source* e *drain*. Como a quantidade de elétrons neste canal, depende da intensidade de campo elétrico gerado, e quanto maior o canal, maior a condutância, tornando o MOSFET, uma forma de resistência variável por tensão. O *source* é geralmente ligado a base do MOSFET, para que se reduza a tensão de corte de sentido direto. Devido a baixa queda de potencial . Como o *gate* sempre permanece isolado, o efeito é não-intrusivo, permitindo rápidas mudanças de estado, e o tornando ideal para altas frequências de operação. (DUNCAN; GOWAR, 1989)

Porém, para os MOSFETs, há um custo em relação aos transistores, seu ganho de corrente é menor, tornando um dispositivo não ideal para grandes transferências de potência. Para fim de um meio termo, se é utilizado IGBTs.

O princípio de funcionamento de um IGBT é similar a um circuito de um MOSFET e transistor em um *Darlington PNP*, se utilizando de ambas as propriedades, ganho de corrente do transistor, e rápido chaveamento de um MOSFET, junto com isolamento do gate.

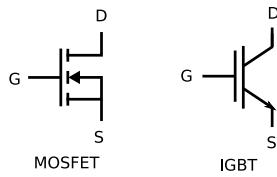


Figura 2 – Esquemático de MOSFET e IGBT.

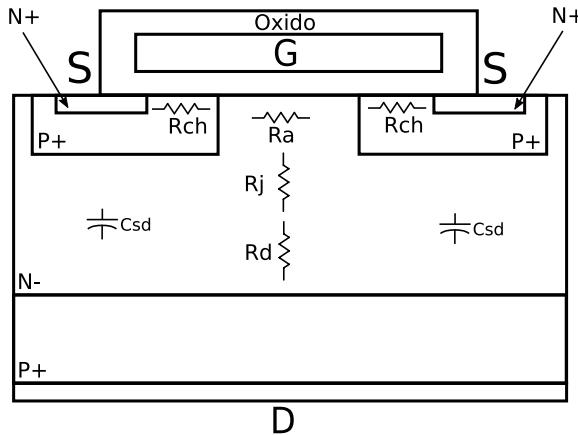


Figura 3 – Diagrama de IGBT NPN com algumas impedâncias equivalentes.

Tanto MOSFETs, como IGBTs, apresentam impedâncias internas, demonstrado na figura 3, estão alguns exemplos.

R_a Resistência da região de acúmulo;

R_j Resistência da junção do transistor de efeito de campo (JFET), presente internamente;

R_d Resistência da região de *Drift* (Onde ocorre o grande fluxo de portadores);

R_{ch} Resistência de canal;

C_{sd} Capacitância entre *source* e *drain*.

O equacionamento destes termos não são relevantes para está atividade, por isto não são calculados, contudo são trazidos a atenção, apenas para se ter a noção da existência destes parâmetros.

Como se pode notar na figura 3, o gate é posicionado no topo, com o *source* em volta, separado pela camada de óxido. Este dispositivo trabalha atraindo os elétrons da camada *N-*, para próximo do gate, devido ao campo magnético, e deixando lacunas ao seu entorno. A medida que estas lacunas são criadas, o caminho *S-D* apresenta mais facilidade de condução, logo, maior condutância. Como o campo é aplicado em gate, isto faz com que os elétrons de *drain* sejam atraídos em direção ao *source*, criando a polarização comum a dispositivos semicondutores. E como percebe-se o IGBT não possui contato de corpo, tornando possível o contato de diferentes IGBTs no mesmo dissipador de calor, de forma direta.

Os MOSFETs são utilizados como substitutos de resistências nos circuitos, e, os IGBTs, são as chaves de saída do inversor, porque necessita de alta frequência e potência.

2.1.2 Inversor

A aplicação do controle, se dará sobre o inversor, que será o atuador sobre uma carga. Existem tipos diferentes de inversores, porém o utilizado neste trabalho é o Full-Bridge, mostrado na figura 4.

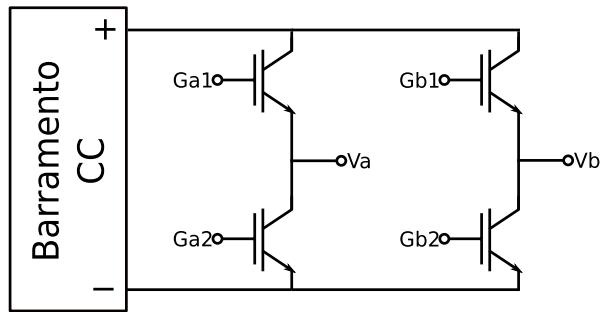


Figura 4 – Esquemático de um inversor *Full-Bridge*.

O princípio de funcionamento, é dado que, cada par de chaves compõe um braço, e cada chave de um braço é complementar a outra, ou seja, nunca estão abertas ao mesmo tempo, porque caso isso ocorra, o barramento CC entra em curto-circuito. A relação de um braço ao outro, é independente, dependendo do formato de onda aplicada. Uma aplicação de 2 níveis, tem que Ga2 é sempre igual a Gb1, e idem para Ga1 e Gb2, garantindo um fluxo de tensão alternando entre $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$. Outra possibilidade é tratar os braços por SPWMs diferentes, isto garante que um terceiro nível de $0V$ apareça, quando Ga1 e Gb1 estão abertas e Ga2 e Gb2 fechadas, ou vice-versa, este modo é denominado 3 níveis, devido a saída variar entre $+V_{cc}$, 0 e $-V_{cc}$. Estes sinais são mostrados na figura 5. (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995)

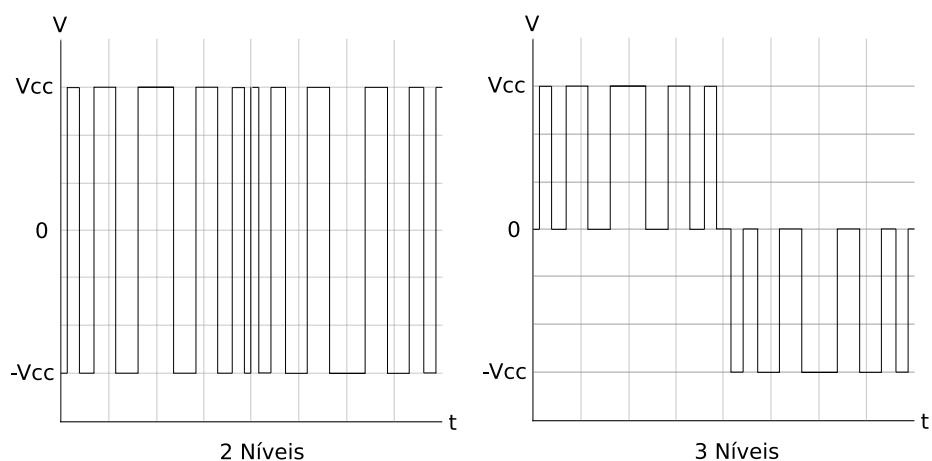


Figura 5 – Saída de sinais SPWM do inversor.

Porém o arranjo dos IGBTs de um inversor apresenta um problema, o *gate-source* de cada chave em um braço se apresentam em níveis diferentes de tensão, tornando improvável a conexão direta de um sinal para as chaves. Para isto é necessário um isolamento de sinais, geralmente realizado por opto-acopladores, e transformadores para alimentação de tensão, fornecendo uma tensão para cada *gate*, sem a necessidade de um ganho de tensão em relação ao outro. O ganho de tensão ainda é requisitado para aplicações de mais alta potência, mas isto varia da tensão necessária para o chaveamento dos IGBTs.

O inversor é tratado como um conversor CC-CA, porque, como já comentado, sua tensão de saída varia entre valores positivos e negativos. O sinal de saída pode ser qualquer, mas geralmente, o mais comum é a saída senoidal, devido a sua utilidade em transmissão de energia elétrica, e uso industrial.

2.1.3 Drivers

Para permitir a isolação do sistema, é necessário um circuito independente, denominado *driver*. Seu propósito, é de isolar o G-S de MOSFETs, ou IGBTs, que trabalham em arranjos de diferentes tensões. Com isto, os sinais são alimentados, e se da irrelevante a conexão dos sinais em um ponto comum. Outra utilização do *driver*, é para ganho de tensão, porque quanto maior a potencia de uma chave, maior a tensão necessária, porque a resistência interna é inversamente proporcional a o campo do *gate*, e para altas correntes, se pode haver um elevado aquecimento, devido a efeito Joule. Em certos casos, é necessário aplicar uma tensão inversa no *gate*, para que se garanta o fechamento da chave, o *driver* pode também ser o responsável por esta ação.

2.2 Sistema teórico

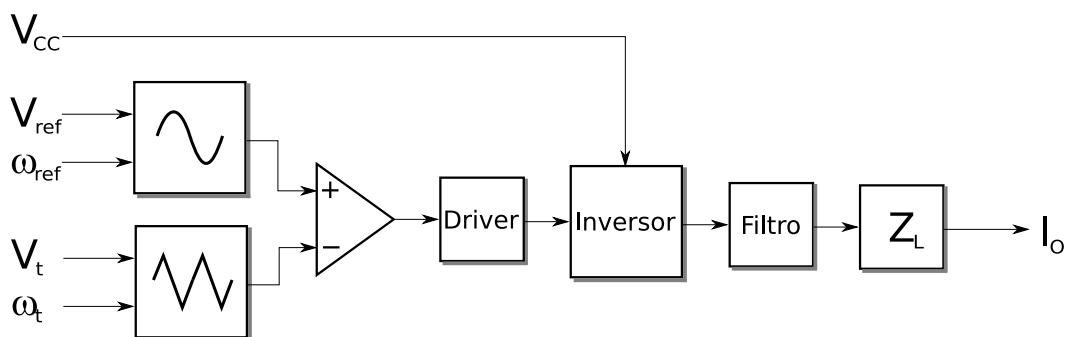


Figura 6 – Diagrama do sistema em malha aberta.

A figura 6 mostra uma simplificação do sistema real, em esquema de blocos, onde para a esquerda, se apresenta os possíveis parâmetros modificáveis, e há direita, a saída esperada.

Apenas uma variável será alterada pelo controle, mas são parâmetros para a equação de saída.

$$v_{ref}(t) = V_{ref} \operatorname{sen}(\omega_{ref} t) \quad (1)$$

Na equação (1), se apresenta a entrada senoidal, ou, a onda a ser modulada.

$$v_{tri}(t) = v_{tri}(kT_s + t) = \begin{cases} V_{tri}(-1 + \frac{4t}{T_s}) : t < \frac{T_s}{2} \\ V_{tri}(3 - \frac{4t}{T_s}) : t > \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (2)$$

Na equação (2), se apresenta a entrada triangular, a modulante. Percebe-se que a função é não linear.

$$v_{out}(t) = \begin{cases} V_p : v_{ref}(t) > v_{tri}(t) \\ -V_p : v_{ref}(t) < v_{tri}(t) \end{cases} \quad (3)$$

A saída do inversor, sendo uma tensão de barramento V_p , é uma função das entradas da senoide e triangular no comparador, mostrada na equação (3).

$$v_{out}(t) = v_{tri}(mT_{ref} + t) = \begin{cases} V_p : [V_{ref} \operatorname{sen}(\omega_{ref} t) > V_{tri}(-1 + \frac{4(t+kT_s)}{T_s})] \& [t + kT_s < \frac{T_s}{2}] \\ V_p : [V_{ref} \operatorname{sen}(\omega_{ref} t) > V_{tri}(3 - \frac{4(t+kT_s)}{T_s})] \& [t + kT_s > \frac{T_s}{2}] \\ -V_p : [V_{ref} \operatorname{sen}(\omega_{ref} t) < V_{tri}(-1 + \frac{4(t+kT_s)}{T_s})] \& [t + kT_s < \frac{T_s}{2}] \\ -V_p : [V_{ref} \operatorname{sen}(\omega_{ref} t) < V_{tri}(3 - \frac{4(t+kT_s)}{T_s})] \& [t + kT_s > \frac{T_s}{2}] \end{cases} \quad (4)$$

Substituindo as respectivas funções (1) e (2) em (3), se obtém o sistema de equações de (4). O termo $\&$ representa multiplicação Booleana, onde, $x \& y$ lê-se, "É verdadeiro, caso x e y , sejam verdade".

Para a melhor análise deste sinal, se é vantajoso decompô-lo em sua série de Fourier. Para isto se utiliza da definição, apresentada na equação (5).

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T_{ref}} \int_0^{T_{ref}} v_{out}(t) \cos\left(\frac{2\pi n}{T_{ref}} t\right) dt \\ b_n &= \frac{2}{T_{ref}} \int_0^{T_{ref}} v_{out}(t) \sin\left(\frac{2\pi n}{T_{ref}} t\right) dt \end{aligned} \quad (5)$$

O sinal pode ser decomposto em uma somatória de integrais, de modo a facilitar o cálculo, onde cada pedaço deste somatório, corresponde a um período da triangular. Como a frequência da modulante é muito maior que a da senoide, T_{tri} não necessita de ser múltiplo de T_{ref} , mesmo se apresentando em um somatório, como T_{ref}/T_{tri} é um valor muito alto, arredondamentos não impactam no resultado.

$$a_n = \frac{2}{T_{ref}} \sum_{k=1}^{T_{ref}/T_{tri}} \int_{(k-1)T_{tri}}^{kT_{tri}} v_{out}(t) \cos\left(\frac{2\pi n}{T_{ref}} t\right) dt \quad (6)$$

Decompondo a integral da equação (6), em 3 partes, se limitar as integrais até o momento de corte, da triangular pela senoide. Estes encontros ocorrem em t_1 e t_2 .

$$\int_{(k-1)T_{tri}}^{t_1} V_p \cos(\omega_{ref}nt) dt + \int_{t_1}^{t_2} -V_p \cos(\omega_{ref}nt) dt + \int_{t_2}^{kT_{ref}} V_p \cos(\omega_{ref}nt) dt \quad (7)$$

Como um encontro será na subida da triangular, e outro na descida, cada igualdade é representada por uma equação diferente, como mostra a equação (8).

$$\begin{aligned} t_1 : V_{ref} \sin(\omega_{ref}t_1) &= V_{tri}(-1 + \frac{4(t_1+kT_s)}{T_s}) \\ t_2 : V_{ref} \sin(\omega_{ref}t_2) &= V_{tri}(3 - \frac{4(t_2+kT_s)}{T_s}) \end{aligned} \quad (8)$$

É difícil isolar os valores de tempo das equações (8), para isto é necessário uma aproximação. Como $T_{ref} \gg T_{tri}$, e como cada integral varia apenas no intervalo de T_{tri} , a senoide pode ser aproximada por uma reta, e como se sabe o valor final e inicial de t , e sua amplitude nestas bordas, se pode aproxima-la pela equação da reta para dois pontos, resultando na equação (9).

$$\sin(\omega_{ref}t) \approx \frac{\sin(\omega_{ref}kT_{tri}) - \sin(\omega_{ref}(k-1)T_{tri})}{T_{tri}}(t - (k-1)T_{tri}) + \sin((k-1)T_{tri}\omega_{ref}) \quad (9)$$

Separando termos constantes, no intervalo de 1 k, se pode simplificar a equação, igualando a constante de angulação, α , e o termo adicional, β , como mostrado na equação (10).

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{\sin(\omega_{ref}kT_{tri}) - \sin(\omega_{ref}(k-1)T_{tri})}{T_{tri}} \\ \beta &= -(k-1)T_{tri}\alpha + \sin((k-1)T_{tri}\omega_{ref}) \\ \sin(\omega_{ref}t) &\approx at + \beta \end{aligned} \quad (10)$$

Para simplificação de certos termos, se é utilizado constantes de proporcionalidade, dadas em (11).

$$\begin{aligned} m_a &= V_{ref}/V_{tri} \\ m_T &= T_{ref}/T_{tri} \end{aligned} \quad (11)$$

Com a equação aproximada da senoide, dada em (10), pode ser substituído em (8). Isolando os valores de tempo, se obtém, as constantes, para cada k, t_1 e t_2 , apresentadas em (12).

$$\begin{aligned} t_1 &= T_{tri} \frac{(1+4k+m_a\beta)}{4-T_{tri}m_a\alpha} \\ t_2 &= T_{tri} \frac{(3+4k-m_a\beta)}{4+T_{tri}m_a\alpha} \end{aligned} \quad (12)$$

Com os valores de tempo obtidos, é possível realizar a integração, dos termos. E aplicando os limites de integração se obtém as equações dos coeficientes em (13), para a parte real, e (14), para a parte imaginária.

$$a_n = \frac{V_p}{\pi n} \sum_{k=1}^{T_{ref}/T_{tri}} [\sin(\omega_{ref} n k T_{tri}) + 2 \sin(\omega_{ref} n t_1) - 2 \sin(\omega_{ref} n t_2) - \sin(\omega_{ref} n (k-1) T_{tri})] \quad (13)$$

$$b_n = \frac{-V_p}{\pi n} \sum_{k=1}^{T_{ref}/T_{tri}} [\cos(\omega_{ref} n k T_{tri}) + 2 \cos(\omega_{ref} n t_1) - 2 \cos(\omega_{ref} n t_2) - \cos(\omega_{ref} n (k-1) T_{tri})] \quad (14)$$

Plotando o resultado do módulo dos coeficientes pela harmônica, para um caso onde $m_a = 1$, e $m_T = 100$, o resultado é dado nas figuras 7 e 8.

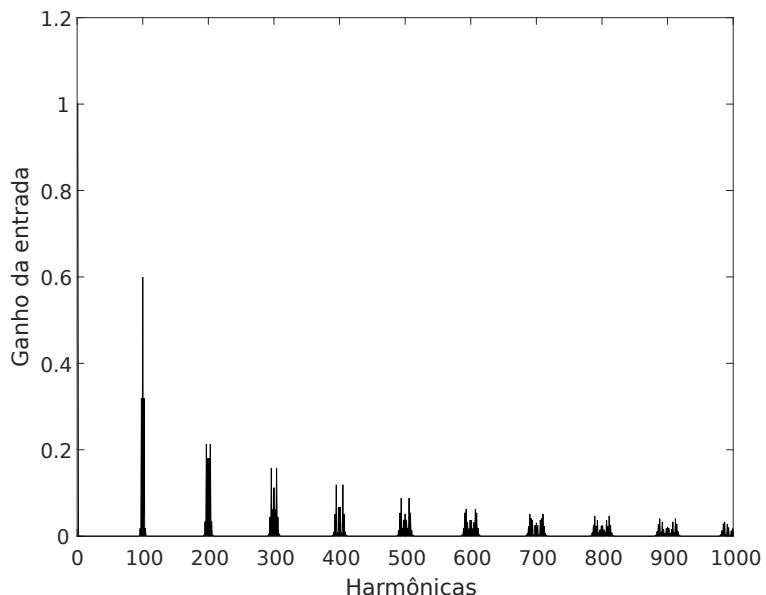


Figura 7 – Serie de Fourier de um SPWM, com foco nas harmônicas de chaveamento.

Na figura 7, pode se perceber as harmônicas de chaveamento, onde a maior, apresenta ganho de 0.6, para uma entrada V_p qualquer. Com o aumento da frequência, as harmônicas vão se reduzindo. A amplitude destas harmônicas se mantém constantes, mesmo com aumento da frequência de chaveamento.

Há também uma região em volta destas harmônicas, causadas pela fundamental. (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995)

Na figura 8, vemos que com uma aproximação para a fundamental, se pode perceber que a harmônica 1, é a que apresenta o maior ganho, de exatamente 1.

Na prática, as harmônicas são desconsideradas, porque, para uma alta frequência de chaveamento, um simples filtro passivo já remove grande parte da presença de harmônicas.

Por isto, a equação de tensão da saída do inversor após um filtro, aplicando os valores dados na figura 6, é dada pela equação (15).

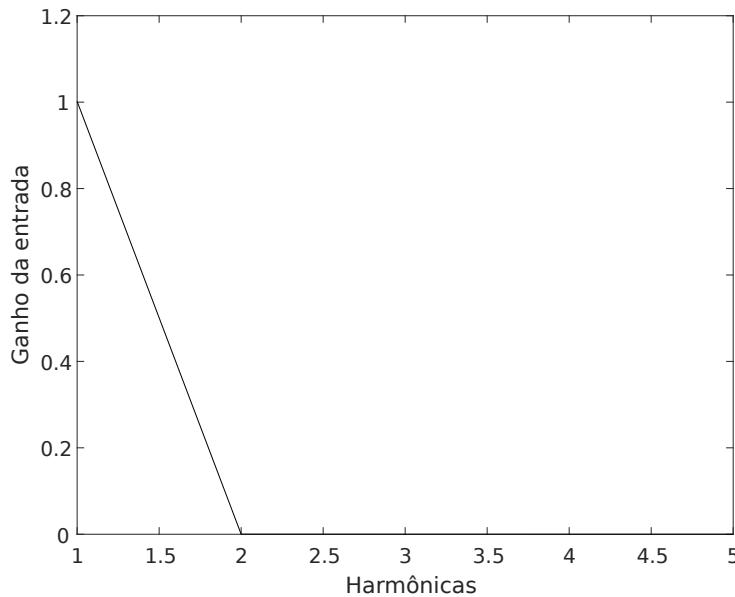


Figura 8 – Serie de Fourier de um SPWM, com foco na frequência fundamental.

Este equacionamento apenas é válido para $m_a \leq 1$, que como explicado em (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995), é a região da modulação de saída linear.

$$v_o(t) = V_{CC} \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \operatorname{sen}(\omega_{ref} t) \quad (15)$$

Transformando a função para o domínio de Laplace, tem-se (16).

$$V_o(s) = V_{CC} \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \frac{\omega_{ref}}{(s^2 + \omega_{ref}^2)} \quad (16)$$

E aplicando a tensão em uma carga Z_L , se obtém a corrente I_o . Se obtendo a equação de saída (17), dada as entradas escolhidas.

$$I_o(s) = \frac{V_{CC} V_{ref} \omega_{ref}}{Z_L V_{tri} (s^2 + \omega_{ref}^2)} \quad (17)$$

Como entrada, é utilizado V_{ref} , apenas por questões de conveniência. Com este termo sendo variável no tempo, e o transformando para domínio de Laplace, se obtém a função de transferência do sistema.

$$G(s) = \frac{I_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{V_{CC} \omega_{ref}}{Z_L V_{tri} (s^2 + \omega_{ref}^2)} \quad (18)$$

3 Simulação em malha aberta e fechada

3.1 Estabelecimento da carga Z_L

Para a projeção em malha aberta do sistema, é necessário definir certos valores da equação (18), apresentada no capítulo 2.

Para a carga , foi-se definida um arranjo genérico de capacitor, indutor e resistências, com o objetivo de substituir os valores, posteriormente. O arranjo está disposto na figura 9.

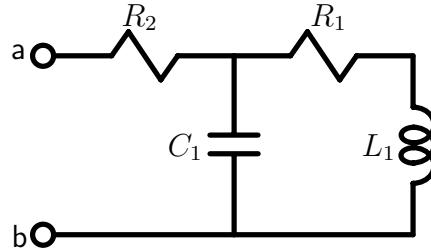


Figura 9 – Carga genérica utilizada no sistema.

O capacitor C_1 está presente apenas para garantir a filtragem das harmônicas de chaveamento, logo sua corrente não deve ser captada para saída do controle. A corrente que buscamos, está em cima das impedâncias L_1 e R_1 , e para isso, é necessário achar a tensão V_{C_1} , em relação a tensão de entrada V_{ab} . Para se obter este ganho, é necessário converter o circuito em impedâncias, e com isto, achar a corrente que passa por R_2 , e a pelos ramos de R_1 e L_1 e C_1 .

$$Z_{ab} = R_2 + (sC_1)^{-1} // (R_1 + sL_1) \quad (19)$$

Onde, na equação (19), $X//Y$, representa a equação da impedância equivalente, de X com Y em paralelo. Como o equivalente dos dois ramos se equivale a uma impedância, e a tensão buscada é a aplicada sobre seus terminais, o sistema pode ser simplificado por duas impedâncias em série. Como mostrado na equação (19), estas impedâncias são R_2 , e $(sC_1)^{-1} // (R_1 + sL_1)$. Com isto, o valor final sai pela equação de um divisor resistivo, porém neste caso, com impedâncias.

$$V_{C_1}(s) = \frac{V_{ab}[(sC_1)^{-1} // (R_1 + sL_1)]}{Z_{ab}} \quad (20)$$

$$V_{C_1}(s) = \frac{V_{ab}(s)(R_1 + sL_1)}{R_2 C_1 L_1 s^2 + (R_1 R_2 C_1 + L_1)s + R_2 + R_1} \quad (21)$$

A relação das tensões se dá pela equação (21). O equacionamento é simplificado, devido ao fato que este não é relevante ao conteúdo tratado, contudo, partes são apresentadas de modo a demonstrar a linha de raciocínio desenvolvida. Como a saída a ser medida é a

corrente, se obtém por $I = V/Z$, e V , neste caso, é V_{C_1} , e Z , $R_1 + sL_1$. Porém, a tensão que se tem controle, é V_{ab} , então, se utiliza da relação de (21), para se obter a corrente desejada, apresentado na equação (22).

$$I_o(s) = \frac{V_{ab}(s)}{R_2C_1L_1s^2 + (R_1R_2C_1 + L_1)s + R_2 + R_1} \quad (22)$$

E com a equação (22), se obtém Z_L .

$$Z_L = \frac{V_{ab}(s)}{I_o(s)} = R_2C_1L_1s^2 + (R_1R_2C_1 + L_1)s + R_2 + R_1 \quad (23)$$

Aplicando a equação (23) em (18), se obtém a equação para G_s , dependendo apenas de constantes. Como o valor de ω_{tri} , necessita apenas de ser $\omega_{tri} \gg \omega_{ref}$ para o caso de um sistema linear, como já mostrado no capítulo 2, este é desconsiderado, e, $\omega = \omega_{ref}$ por simplificação.

$$G(s) = \frac{V_{CC}\omega}{V_{tri}(s^2 + \omega^2)(R_2C_1L_1s^2 + (R_1R_2C_1 + L_1)s + R_2 + R_1)} \quad (24)$$

3.2 Simulação em malha aberta

O sistema, em malha aberta, em diagrama de blocos, é representado na figura 10. Onde, cada bloco representa uma função de transferência distinta do sistema. A entrada V_{ref} representa a amplitude da senoide, e é, como já definido, a entrada do sistema, que multiplica uma função senoidal de amplitude 1, definindo assim, $v_{ref}(t)$. Neste caso, V_{ref} está sendo tratado como uma constante, em um caso real, este é uma função no tempo, mas isto será tratado na implementação do sistema físico, de modo que $v_{ref}(t)$ se comporte como uma senoide, com amplitude constante, a partir de $t = 0s$.

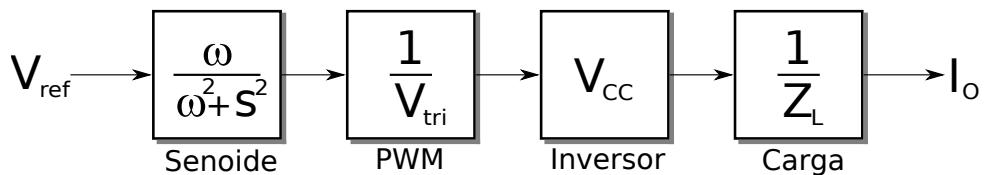


Figura 10 – Diagrama de blocos das diversas funções do sistema.

Para a simulação do sistema, é necessário se adotar valores para as constantes do sistema. Os valores adotados são apresentados na tabela 1.

ω	V_{tri}	V_{CC}	R_1	R_2	C_1	L_1
377rad/s	5V	100V	100Ω	1Ω	100μF	200mH

Tabela 1 – Valores utilizados na simulação em malha aberta.

Com os valores da tabela 1, e a equação (24), o sistema pode ser simulado. Em primeiro caso foi-se aplicado $V_{ref} = 4$, levando a $v_{ref}(t) = 4\sin(\omega t)u(t)$.

O código utilizado está presente no apêndice A. O resultado em malha aberta é apresentado na figura 11.

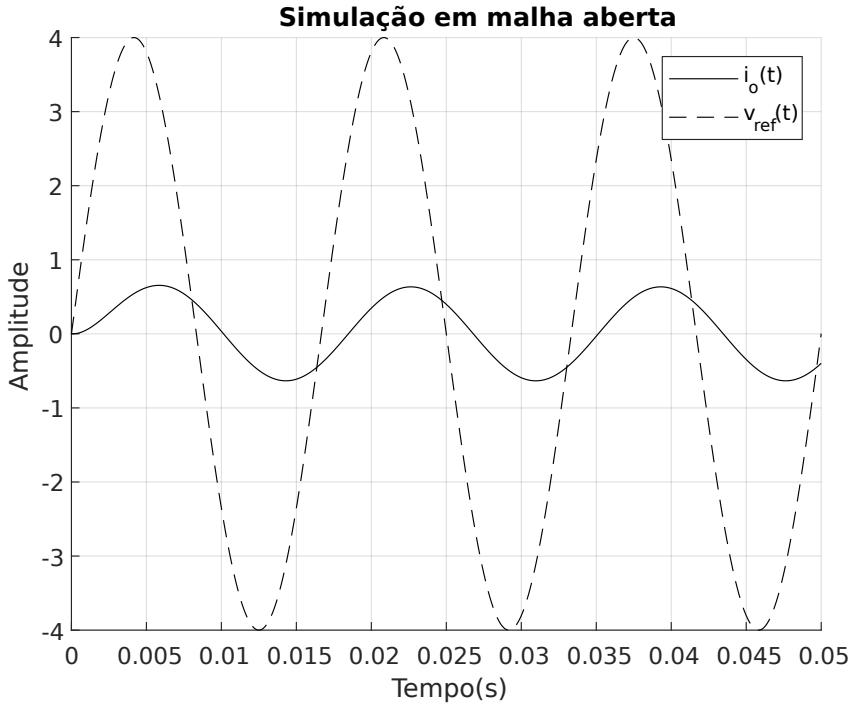


Figura 11 – Resultado da simulação em malha aberta.

Como se percebe no gráfico da figura 11, o erro em relação a função $v_{ref}(t)$ é alto, com isso, o uso em malha aberta, se mostra não satisfatório para este sistema.

3.3 Simulação em malha fechada sem controlador

Para esta simulação, o sistema se apresenta de forma diferente, com uma realimentação da saída para seu interior via medidor de erro. Para um sensor de ganho constante, como na saída é esperado uma senoide, a realimentação não pode ser feita no degrau, e sim, após o momento que o sinal é uma senoide. Como o erro será medido em relação a uma senoide, quando o erro tender a zero, a saída se assemelhará a função de referência.

O medidor de erro, neste caso, é colocado antes do PWM, como mostrado na figura 12. Neste caso, nenhuma estrutura de controle é introduzida, apenas a realimentação com ganho de K_H .

Para obter a equação de $\frac{I_o(S)}{V_{ref}(S)}$, parte do sistema é simplificado pela equação de transferência de malha fechada, apresentada na equação (25). Esta nova função de transferência é definida como $F(s)$.

$$\frac{I_o(S)}{V_{ref}(S)} = F(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \cdot \frac{\frac{V_{CC}}{V_{tri}(R_2C_1L_1s^2 + (R_1R_2C_1 + L_1)s + R_2 + R_1)}}{1 + K_H \frac{V_{CC}}{V_{tri}(R_2C_1L_1s^2 + (R_1R_2C_1 + L_1)s + R_2 + R_1)}} \quad (25)$$

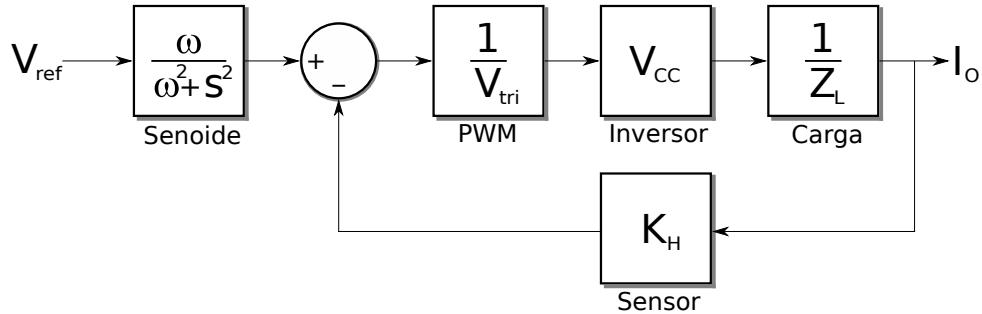


Figura 12 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada sem controle.

A equação simplificada que de $F(s)$, é dada em (26).

$$F(s) = \frac{V_{CC}\omega}{V_{tri}(s^2 + \omega^2)(R_2C_1L_1s^2 + (R_1R_2C_1 + L_1)s + R_2 + R_1 + K_H V_{CC} V_{tri}^{-1})} \quad (26)$$

Comparando a equação de $F(s)$ em (26), com a de $G(s)$, em (24), percebe-se que as equações são semelhantes, exceto a um termo adicional no denominador, $K_H V_{CC} V_{tri}^{-1}$, obtido pelo sensor proporcional. Quando $K_H = 0$, não há realimentação, e $F(s) = G(s)$.

Sendo $K_H \in \mathbb{R}^+$, haverá uma constante maior no denominador da função, em relação a $G(s)$, e isto causa com que a saída seja amortecida, de forma proporcional ao valor de K_H . Este amortecimento se dá em direção à redução do erro.

Para a simulação deste sistema, há necessidade de um valor para K_H , neste caso, foi utilizado $K_H = 10$, apresentado junto com as outras constantes, na tabela 2. A repetição dos valores da tabela 1, se dá de forma propositalmente redundante.

K_H	ω	V_{tri}	V_{CC}	R_1	R_2	C_1	L_1
10	377 rad/s	5V	100V	100Ω	1Ω	$100\mu F$	$200mH$

Tabela 2 – Valores utilizados na simulação em malha fechada.

De mesmo modo que o sistema de malha aberta, a equação (26) é simulada com os valores da tabela 2.

O código utilizado está disposto no apêndice A. O resultado é mostrado na figura 13.

Percebe-se na figura 13, que a amplitude da saída é reduzida em relação ao gráfico 11. Isto se dá pelo acréscimo de K_H .

O erro de ambos os sistemas, se é obtido por $e(t) = v_{ref}(t) - K_H \cdot i_o(t)$, e, como varia no tempo, pode ser plotado. O resultado de $e(t)$ para os sistemas de malha aberta e fechada, é apresentado no gráfico da figura 14.

Como se percebe na figura 14, a realimentação reduz o erro de saída em relação ao sistema em malha aberta, contudo, reduz sua amplitude, porque o amortecimento do sistema é aumentado.

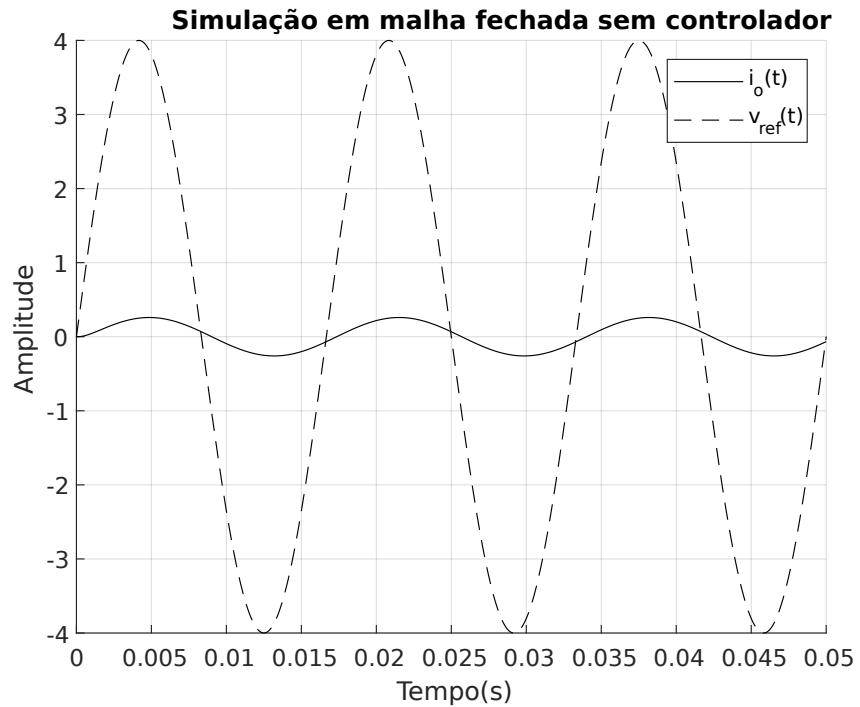


Figura 13 – Resultado da simulação em malha fechada sem controle.

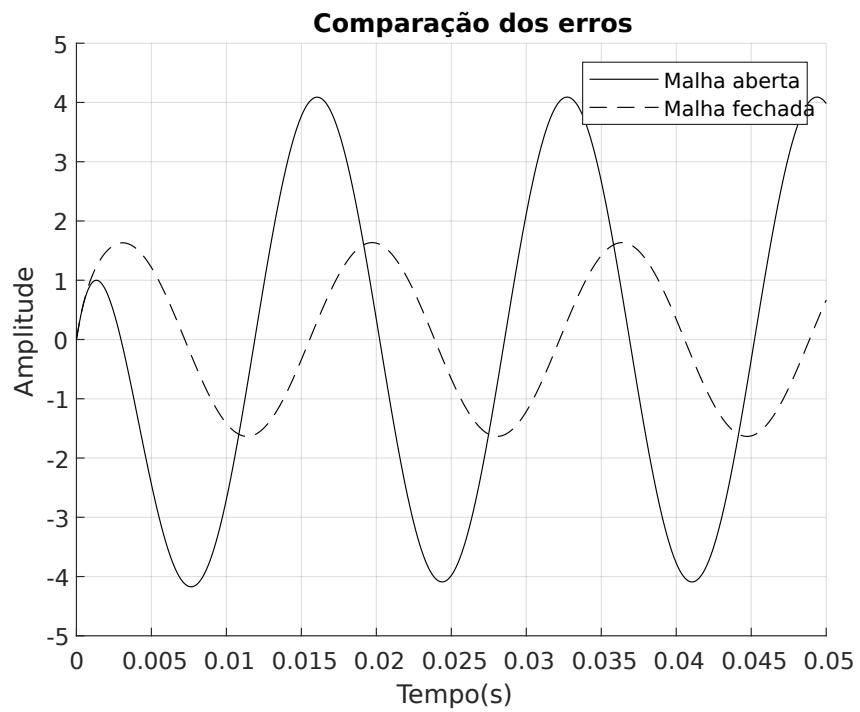


Figura 14 – Erro das simulações em malha aberta e fechada sem controlador.

Ambos os sistemas apresentados estão distantes do resultado esperado, por isto é necessário estruturas de controle para modificar os sinais, de modo que a saída se comporte de forma próxima a referência.

4 Projeto da malha de controle

Na estrutura do sistema, o controlador é acrescentado após o medidor de erro, com o objetivo de modificar o sinal de erro, de forma que a planta se comporte de uma forma desejada, definida pela referência.

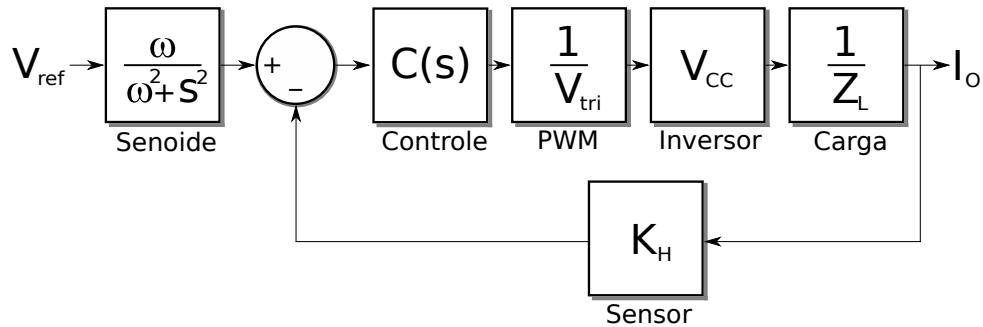


Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema com controlador.

Neste projeto, o controlador $C(s)$ é adicionado entre o medidor de erro e o PWM, como mostrado no diagrama de blocos da Figura 50. Isto torna a referência do medidor de erro $v_{ref}(t)=V_{ref}sen(\omega t)u(t)$, e, é este sinal que a saída $i_o(t)$ se assemelhará, com uma compensação do sensor.

Para a equação do sistema com o controlador, acrescenta-se $C(s)$ na equação (25), multiplicando $V_{CC}\cdot(V_{tri}\cdot Z_L)^{-1}$, porque está em cascata com o ramo da planta. Simplificando para o mesmo modo que está disposto a equação (26), se obtém a equação (27). A função de transferência com o controle é representada por $D(s)$.

$$D(s)=\frac{C(s)V_{CC}V_{tri}^{-1}\omega}{(s^2+\omega^2)(R_2C_1L_1s^2+(R_1R_2C_1+L_1)s+R_2+R_1+C(s)K_HV_{CC}V_{tri}^{-1})} \quad (27)$$

Como o controlador é acrescentado na malha fechada interna, as análises são realizadas considerando a referência do medidor de erro, e não a entrada do sistema, $V_{ref}(s)$, porque o cálculo de $C(s)$ é simplificado quando há como base um sistema básico de malha fechada. Esta função de transferência é definida como $D_{MI}(s)$, onde, MI é abreviação de *malha interna*, e é representada por $D_{MI}(s)=D(s)\cdot(s^2+\omega^2)\cdot\omega^{-1}$.

4.1 Critérios de desempenho

Para o projeto do controle, é necessário estabelecer certas condições de qualidade de saída, para se obter o controlador mais adequado para cada situação. Como na saída do sistema deseja-se um sinal senoidal, os critérios são relacionados a amplitude e fase do sinal.

Para a amplitude do sinal de entrada, é necessário definir um tempo de estabelecimento mínimo, t_{emin} , medido em segundos, para um certo erro máximo λ_{max} , medido em percentual.

Na fase, um ângulo de defasagem máxima $\Delta\theta_{max}$, medida em graus. Um outro critério, porém qualitativo, é de ser passa baixa, para filtrar as harmônicas resultantes do chaveamento.

Para o cálculo do λ_{max} e $\Delta\theta_{max}$, se considera, as equações (28), porque são baseados na equação do medidor de erro em fasor. O ângulo do sinal $v_{ref}(t)$ é tratado como a referência de 0° .

$$\begin{aligned} i_o(t) &= I_p \operatorname{sen}(\omega t + \theta_o) u(t) = I_{op} \angle \theta_o \\ v_{ref}(t) &= V_{ref} \operatorname{sen}(\omega t + 0^\circ) u(t) = V_{ref} \angle 0^\circ \\ E(s) &= \mathcal{L}\{e(t)\} = \mathcal{L}\{v_{ref}(t) - K_H i_O(t)\} \\ E(j\omega) &= \lambda \angle \Delta\theta \end{aligned} \quad (28)$$

Para o caso do λ , o módulo de $E(j\omega)$ é medido, resultando na equação (29).

$$\begin{aligned} \lambda &= |E(j\omega)| = \sqrt{(V_{ref} \cos(0^\circ) - K_H I_{op} \cos(\theta_o))^2 + (V_{ref} \sin(0^\circ) - K_H I_{op} \sin(\theta_o))^2} \\ \lambda &= \sqrt{(V_{ref} - K_H I_{op} \cos(\theta_o))^2 + (K_H I_{op} \sin(\theta_o))^2} \end{aligned} \quad (29)$$

E para $\Delta\theta$, a defasagem de $E(j\omega)$ é obtida. Como a referência de ângulo é o sinal de entrada, a equação pode ser simplificada, apresentado em (30).

$$\begin{aligned} \Delta\theta &= \angle E(j\omega) = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{V_{ref} \sin(0^\circ) - K_H I_{op} \sin(\theta_o)}{V_{ref} \cos(0^\circ) - K_H I_{op} \cos(\theta_o)} \right) \\ \Delta\theta &= \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{K_H I_{op} \sin(\theta_o)}{K_H I_{op} \cos(\theta_o) - V_{ref}} \right) \end{aligned} \quad (30)$$

Para o cálculo de t_e , é utilizado a equação (31), onde s_p representa a localização do polo de maior parte real. (NISE, 2015)

$$t_e = \frac{\ln(\lambda^{-1})}{\Re\{s_p\}} \quad (31)$$

Os valores utilizados para as análises dos métodos de controle estão presentes na Tabela 3.

t_{emin}	λ_{max}	$\Delta\theta_{max}$	K_H	ω	V_{tri}	V_{CC}	R_1	R_2	C_1	L_1
5ms	5%	$\pm 5^\circ$	10	377 rad/s	5V	100V	100Ω	1Ω	$100\mu F$	200mH

Tabela 3 – Valores utilizados nas análises de controle.

Para o diagrama de Bode, a análise é facilitada quando se tem apenas multiplicações no sistema, porque resultam na soma de magnitudes, em dB, e fases, em graus, nos gráficos. Por conta disto, nos gráficos, são utilizados a função de transferência $C(s)G_C(s)$, onde, G_C é dado por (32), ao invés da de malha fechada, $C(s)G_C(s) \cdot (1 + K_H C(s)G_C(s))^{-1}$.

$$G_C = \frac{V_{CC} V_{tri}^{-1}}{R_2 C_1 L_1 s^2 + (R_1 R_2 C_1 + L_1)s + R_2 + R_1} \quad (32)$$

Para se analisar pelo diagrama de Bode, os critérios de λ e $\Delta\theta$ devem ser convertidos para poderem ser analisados.

$$\begin{aligned} E(s)|_{s=j\omega} &= \frac{1}{1+K_H C(s) G_C(s)|_{s=j\omega}} \\ C(s) G_C(s)|_{s=j\omega} &= \frac{1-E(j\omega)}{K_H E(j\omega)} \end{aligned} \quad (33)$$

$$|C(j\omega)G_C(j\omega)| \angle(C(j\omega)G_C(j\omega)) = \left| \frac{1-|E(j\omega)| \angle E(j\omega)}{K_H |E(j\omega)| \angle E(j\omega)} \right| \angle \left(\frac{1-|E(j\omega)| \angle E(j\omega)}{K_H |E(j\omega)| \angle E(j\omega)} \right) \quad (34)$$

Utilizando a equação (34), e substituindo pelos valores de λ e $\Delta\theta$, se obtém os valores de módulo e fase, representados respectivamente nas equações (35) e (36) já simplificadas. Estes resultados serão buscados no diagrama de Bode.

$$|C(j\omega)G_C(j\omega)| = (K_H \lambda)^{-1} \sqrt{(\cos(\Delta\theta) - \lambda)^2 + (\sin(\Delta\theta))^2} \quad (35)$$

$$\angle(C(j\omega)G_C(j\omega)) = \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\Delta\theta)}{\cos(\Delta\theta) - \lambda} \right) \quad (36)$$

Com isto, o controle pode ser projetado.

4.2 Controlador proporcional

A primeira análise a ser feita, é considerando $C(s)=K_P$, ou seja, um valor constante, independente de s . Com isto, a função resultante da malha é apresentada em (37).

$$D_{MI}(s) = \frac{K_P V_{CC} V_{tri}^{-1}}{R_2 C_1 L_1 s^2 + (R_1 R_2 C_1 + L_1) s + R_2 + R_1 + K_P K_H V_{CC} V_{tri}^{-1}} \quad (37)$$

Em um caso particular, caso $K_p=1$, o sistema não apresenta um controle propriamente dito, nesse caso, a função de transferência permanece a mesma de malha fechada.

Para analisar o que ocorre com a variação de K_p , é primeiro necessário observar o sistema sem controle, para perceber quais condições são satisfeitas de início.

Na Figura 16, se apresenta os polos do sistema, e o critério mínimo de t_{emin} , que se pode estabelecer pelo root locus pela equação (31). Se percebe que, um polo está extremamente distante da origem, podendo ser desconsiderado pelo critério da dominância de polos. O polo mais à esquerda é o que necessita ser trabalhado, porque está fora da região de interesse.

Na Figura 17, no gráfico da magnitude, se percebe que, na frequência de operação do sistema, definida na tabela 3, o ganho é menor que o mínimo esperado. O valor do ganho mínimo é obtido pela equação (35). O mínimo ganho não está presente no gráfico, porém, está acima do valor obtido pelo sistema. O requisito de ser passa baixa é cumprido.

No gráfico da fase, no mesmo diagrama, mostra que o sistema também não cumpre o critério da defasagem, estando abaixo do ideal. A região de θ é obtida pela equação (36).

O sistema por si só, não cumpre nenhum dos requisitos qualitativos.

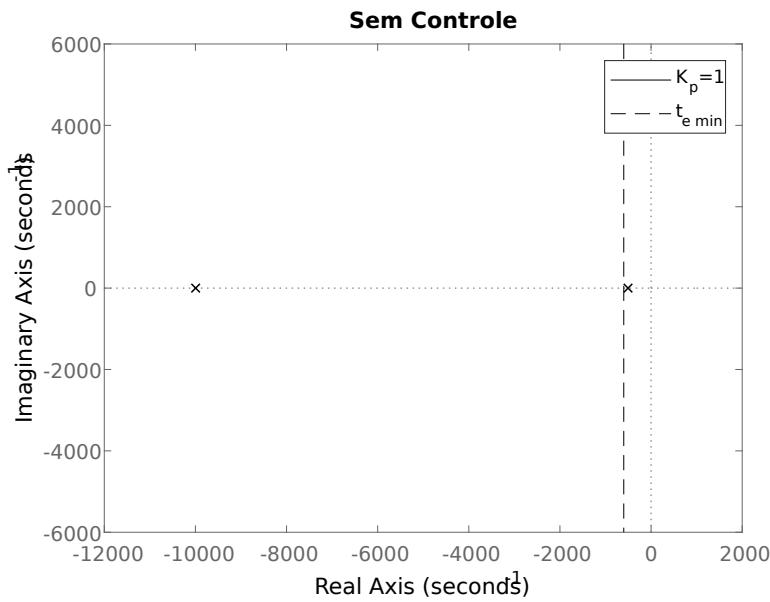


Figura 16 – Polos da malha interna sem controle.

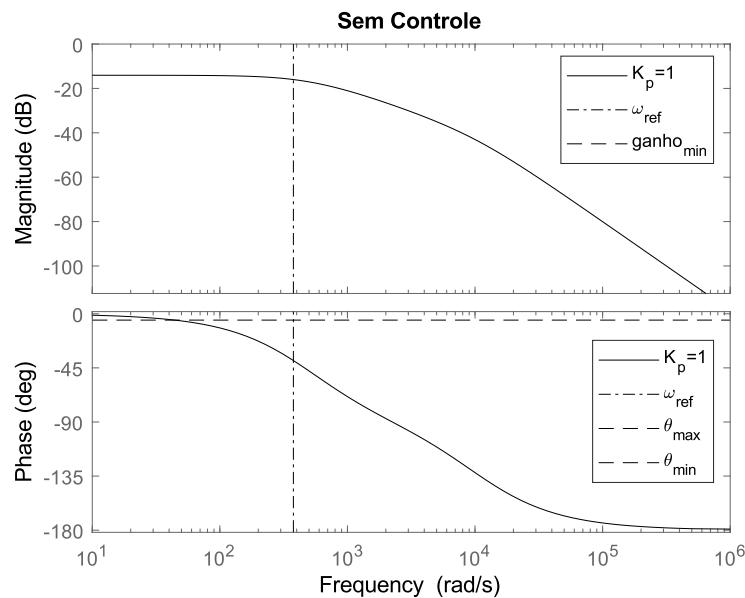


Figura 17 – Diagrama de Bode da malha interna sem controle.

Variando K_P , outros resultados podem ser obtidos. Os valores de K_P são variados de forma logarítmica, com maior valor de $K_P=100$.

Observando o root locus da Figura 18, se pode observar o caminho que os polos percorrem a medida que K_p aumenta. Se percebe, que uma pequena variação de K_p é necessária para cumprir o requisito de t_{emin} .

Analizando o diagrama da Figura 19, para um valor de K_p suficiente, o sistema cumpre o requisito de ganho, e se mantém passa baixa.

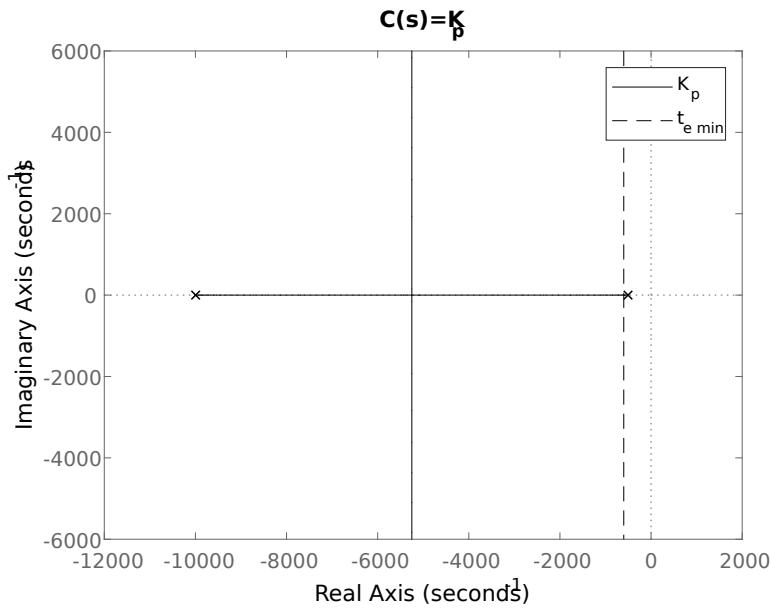


Figura 18 – Root Locus da malha interna com controlador proporcional.

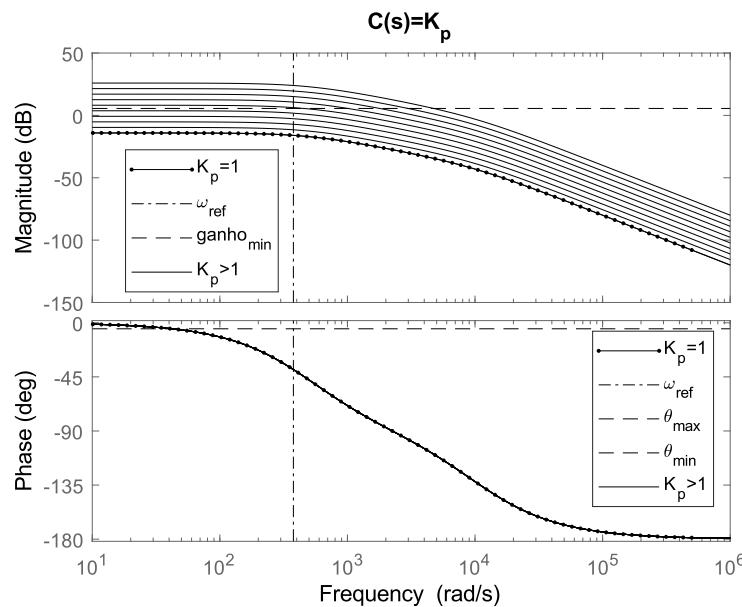


Figura 19 – Diagrama de Bode da malha interna com controlador proporcional.

Para o gráfico da fase, o valor de K_p não influência no sistema, sempre o mantendo igual ao de malha fechada sem controle. Como $K_p \in \mathbb{R}_+$, sua influência na fase é nula.

Um controlador proporcional, cumpre o requisito de dois critérios qualitativos, porém, ainda não é suficiente.

4.3 Controlador com adição de um polo

Para mudar a fase do sistema, é necessário valores com parte imaginária não nula. Como a resposta em frequência do sistema, é feita aplicando $s=j\omega$, acrescentar variáveis s no sistema, influenciará a fase do sistema.

Uma forma de realizar isto, é com um polo. Neste caso, a equação para o controlador é $C(s)=p \cdot (s+p)^{-1}$, onde, o sistema tende ao infinito caso $s=-p$. O acréscimo da constante p no numerador, é para garantir que não há influência no ganho CC do sistema, ou seja, quando $s \rightarrow 0$, o ganho é constante, independente de p . Com isto, pode se analisar a influência somente do polo, sem depender do ganho CC que aparece em conjunto.

A equação da malha interna para este controlador é apresentado na equação (38).

$$D_{MI}(s) = \frac{V_{CC} V_{tri}^{-1} p}{(s+p)(R_2 C_1 L_1 s^2 + (R_1 R_2 C_1 + L_1)s + R_2 + R_1) + K_H V_{CC} V_{tri}^{-1} p} \quad (38)$$

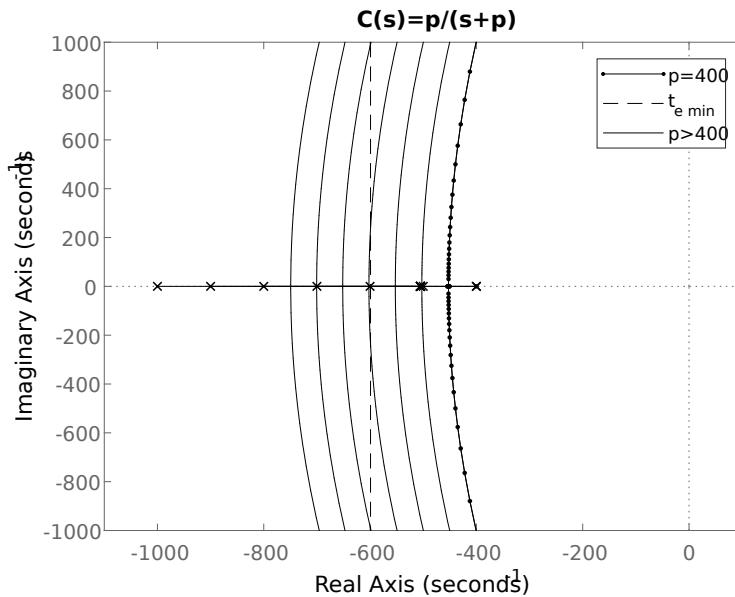


Figura 20 – Root Locus da malha interna com controlador com um polo.

Variando o valor de p de 400 a 1000 de forma linear, se obtém o gráfico de root locus da Figura 20. Se nota que um polo nesta região tende a se juntar com o polo do sistema próximo da reta de t_{emin} , e devido ao outro polo, se curvar para o eixo imaginário. Neste caso, é necessário acrescentar um polo de alto valor, para manter o tempo de estabilização. O critério de t_{emin} é satisfeito para um valor alto de p .

O valor de p foi variado de forma logarítmica, na Figura 21, de 1 a 1000. No gráfico da magnitude, para baixos valores de p , o ganho em ω_{ref} é reduzido, para altos valores, se mantém mais ideal. No critério do módulo, altos valores de p não prejudicam o sistema, mas é necessário um K_p multiplicando. O sistema melhora sua condição de passa baixa, em relação ao original.

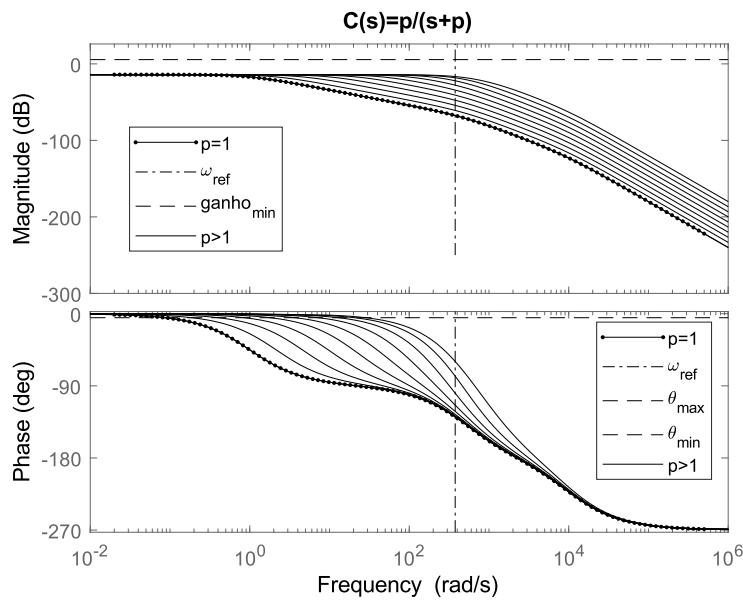


Figura 21 – Diagrama de Bode da malha interna com controlador com um polo.

Em relação a frequência, percebe-se que maiores valores de p corrigem a defasagem do sistema, tendendo a região de interesse. Contudo, o maior valor de p , 1000, não satisfez o critério, e, aumentando o valor de p , frequências maiores não são amortecidas.

A adição de um polo é plausível na questão do módulo e t_e com um termo K_P para compensar, porém, em questão à fase, o controle entra em uma região não satisfatória, pois necessita de um p muito alto, e há a possibilidade dos polos se tornarem complexos conjugados, o que não é buscado. Este controle é possível na teoria, porém não desejável.

4.4 Controlador com adição de um zero

Outra forma de mudar a fase é acrescentando um zero na função, que acrescenta também variáveis complexas na equação tornando possível mudar a fase.

A função a ser utilizada para o controlador é $C(s)=(s+z)/z$, onde, novamente, é acrescentado um termo para compensar o ganho CC do sistema, para a análise somente da localização do zero.

A equação de malha interna se torna a apresentada em (39).

$$D_{MI}(s)=\frac{(s+z)V_{CC}V_{tri}^{-1}z^{-1}}{(R_2C_1L_1s^2+(R_1R_2C_1+L_1+a^{-1})s+R_2+R_1)+(s+z)K_HV_{CC}V_{tri}^{-1}z^{-1}} \quad (39)$$

No gráfico da Figura 22, o valor de z foi variado de forma linear de 100 a 1000. Neste caso, o root locus se mantém apenas na reta real, devido ao zero atrair o polo. Novamente, é vantajoso ter o zero mais à esquerda do plano, porém, caso esteja entre 0 e a reta de t_{emin} , pode-se utilizar um K_P para se deslocar o polo em direção ao zero e anular seu efeito. O critério

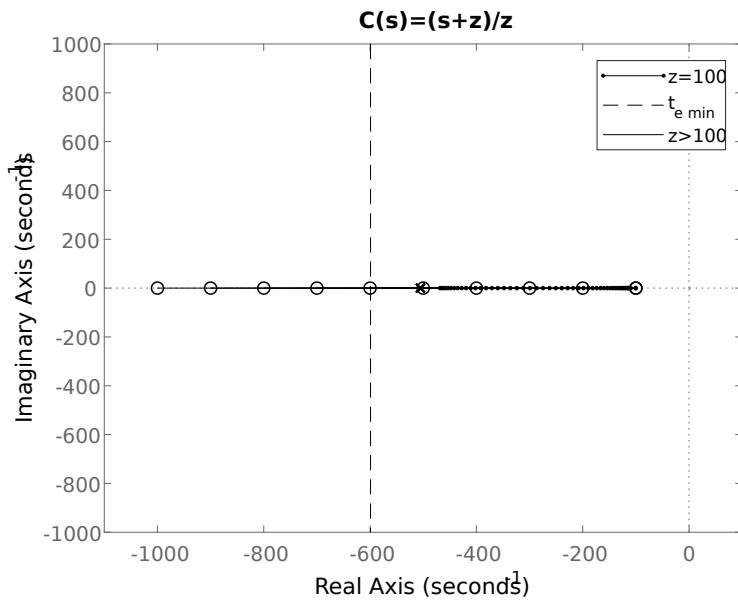


Figura 22 – Root Locus da malha interna com controlador com um zero.

de t_{emin} é cumprido para um alto valor de zero, e também para um baixo valor, compensado por um valor de K_P suficiente.

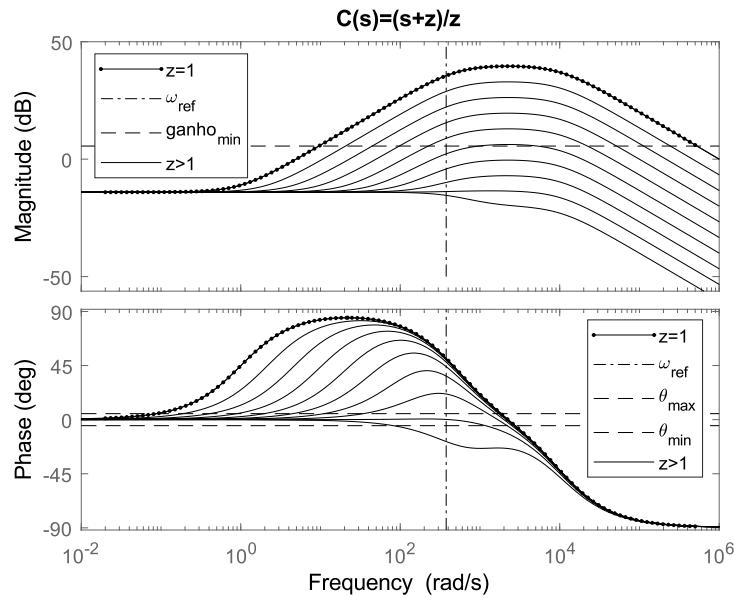


Figura 23 – Diagrama de Bode da malha interna com controlador com um zero.

Para o diagrama de Bode (Figura 23), z foi variado de 1 a 1000 de forma logarítmica. Observa-se, na magnitude, que os valores de zero de baixo valor tendem a aumentar o ganho do sistema na frequência de referência, porém, as altas frequências são aumentadas de mesmo modo. O critério de ganho é satisfeito para baixos a médios valores de z , porém as altas frequências se tornam mais predominantes.

Em relação a fase, o polo gera um acréscimo considerável na defasagem, passando até do limite máximo para um z baixo. Para um z de valor alto, sua contribuição é o suficiente, contudo, caso maior, a fase fica abaixo do mínimo. O critério de fase é cumprido para valores altos de z .

Um zero na função pode ser suficiente, dado um valor médio de z , com uma compensação de K_P , contudo, a filtragem de altas harmônicas se torna prejudicada em relação ao sistema original. Novamente, o controle é possível, porém não desejável.

4.5 Controlador com adição de um polo e um zero

As combinação de um polo e um zero é interessante, porque um polo intensifica a filtragem de altas frequências e uma certa contribuição na correção de fase, um zero gera um aumento da magnitude na e outra contribuição na defasagem.

Se utiliza $C(s) = (p \cdot z^{-1}) \cdot (s+z) \cdot (s+p)^{-1}$, novamente, há uma correção no ganho. Para simplificar, se utiliza uma constante de relação, a , que se da por $a = (p \cdot z^{-1})$, tornando assim, $C(s) = a(s+z) \cdot (s+az)^{-1}$.

A equação de malha interna se torna (40) para este controle.

$$D_{MI}(s) = \frac{(s+z)V_{CC}V_{tri}^{-1}a}{(s+az)(R_2C_1L_1s^2 + (R_1R_2C_1 + L_1 + a^{-1})s + R_2 + R_1) + (s+z)K_H V_{CC}V_{tri}^{-1}a} \quad (40)$$

Para a análise, é adicionado um zero em ω_{ref} , e, variando o parâmetro a , para deslocar o polo.

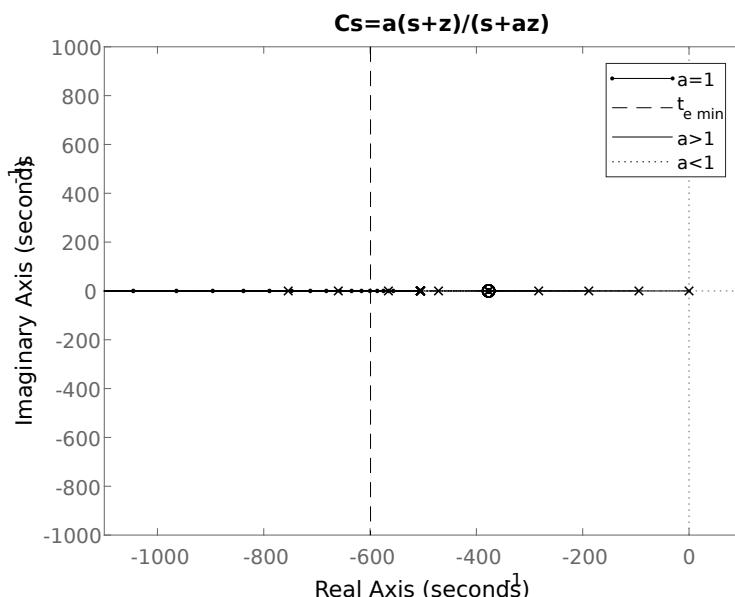


Figura 24 – Root Locus da malha interna com controlador com um polo e um zero.

Para o root locus, o valor de a é incrementado de forma linear, de 0 a 2.

O gráfico da Figura 24, apresenta todas as retas na reta real, sobrepondo informações em certas partes, porém, se observa que quando $a=1$, o polo se apresenta exatamente no zero, anulando seu efeito no sistema. Quando $a>1$, o polo vai à esquerda. Quando passa o polo do sistema, perde sua influência com o zero, e tende em direção ao infinito. Para $a<1$, o polo vai para a direita, aumentando t_e .

É importante de notar, que, dado um valor suficiente de um K_P multiplicando, o polo perde influência pelo zero. O critério de t_{emin} é cumprido dado um K_P adicional.

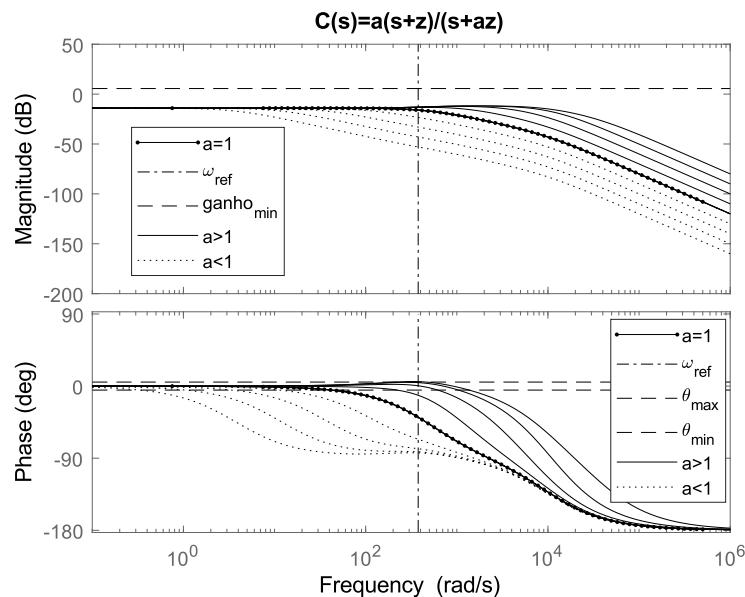


Figura 25 – Diagrama de Bode da malha interna com controlador com um polo e um zero.

No diagrama de bode, a foi variado de forma logarítmica, de 10^{-2} a 10^2 . Percebe-se que na magnitude, quando $a<1$, o ganho decaí antes da frequência de referência, e caso $a>1$, depois. O ganho de magnitude do zero não é aparente, porém, a filtragem se mantém próxima do sistema original. Com um ganho de K_P o sistema pode se tornar satisfatório, para $a>1$.

No gráfico da fase, se percebe que há uma grande faixa dentro da região desejada quando $a>1$. Para $a<1$ não é viável, porque o erro de fase somente aumenta. O critério da fase é cumprido quando $a>1$.

Este controlador cumpre todos os critérios caso acrescentado um ganho K_P , e dado os certos valores.

Por tentativa e erro, obteve-se os valores da Tabela 4, para os valores da Tabela 3.

K_p	a	z
25	5	100

Tabela 4 – Valores para o controlador de par polo-zero corrigido.

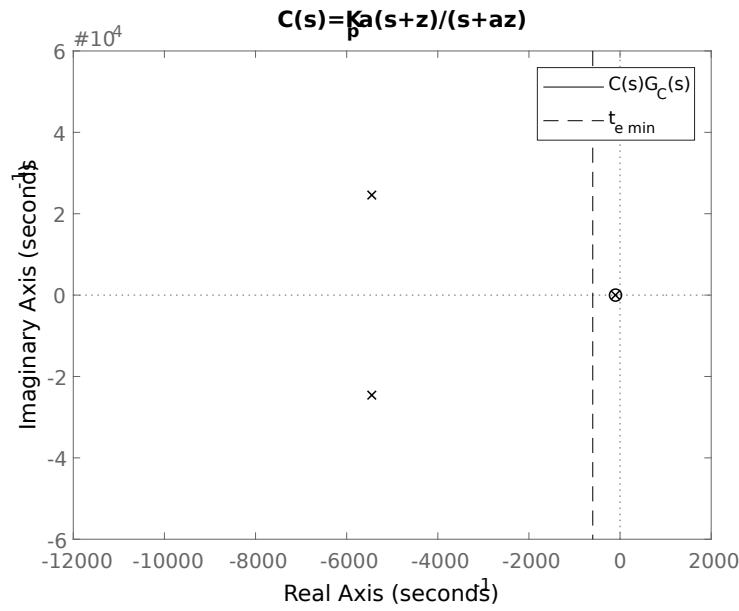


Figura 26 – Polos e zeros da malha interna com controlador corrigido.

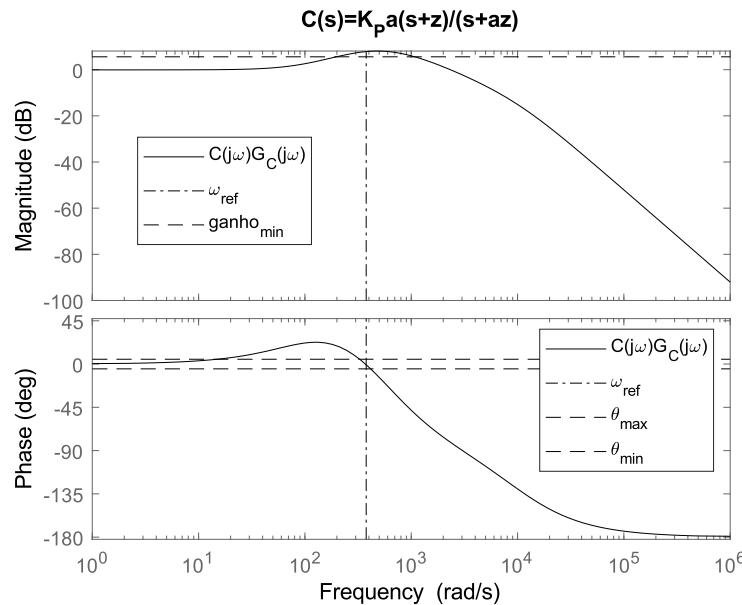


Figura 27 – Diagrama de Bode da malha interna com controlador corrigido.

Observa-se no gráfico da Figura 26, que o zero do controle praticamente anula seu polo, tendo pouca influência em t_e . O par de polos do sistema se tornam complexos conjugados, porém, seu transitório é rápido, e de alta frequência, tornando-se imperceptível no sistema.

O diagrama de Bode, da Figura 27, mostra que, na frequência de referência, os critérios de módulo e fase são atendidos.

Os critérios necessários já foram atendidos, contudo, na base da tentativa. É possível de se obter melhores respostas para valores genéricos do sistema.

4.6 Controlador de avanço de fase

Um método de controle onde se acrescenta um par polo-zero para correção de fase já é conhecido na literatura, é denominado de avanço ou atraso de fase, mais comumente conhecido como *Lead-Lag*. (DORF; BISHOP, 2018)

Com o equacionamento para um controlador *Lead-Lag*, é possível obter um resultado similar ao do par-polo corrigido, porém, com valores mais precisos.

Para a correção de fase, como a carga Z_L possuí características indutivas, a corrente é atrasada, para corrigir isto, é utilizado um compensador de avanço, que possuí o mesmo equacionamento do controlador par polo-zero, $C(s)=(p \cdot z^{-1}) \cdot (s+z) \cdot (s+p)^{-1}$. Porém, os equacionamentos de ganho de magnitude e fase já são estabelecidos.

Este controle é projetado prioritariamente para a correção de fase, tendo em mente, que a magnitude pode ser corrigida com um ganho K_P multiplicando.

Para o valor do avanço de fase, o maior ganho é dado na frequência angular \sqrt{zp} , e é dado pela equação (41), onde, a , novamente, é $(p \cdot z^{-1})$. (DORF; BISHOP, 2018)

$$\phi_{max} = \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{a-1}{a+1} \right) \quad (41)$$

Para ver o quanto precisa ser compensado, se observa a resposta do sistema na frequência, dado nas equações (42) a (44).

$$G_C(j\omega) = \frac{V_{CC} V_{tri}^{-1}}{R_2 + R_1 - R_2 C_1 L_1 \omega^2 + j(R_1 R_2 C_1 + L_1) \omega} \quad (42)$$

$$|G_C(j\omega)| = \frac{V_{CC} V_{tri}^{-1}}{\sqrt{(R_2 + R_1 - R_2 C_1 L_1 \omega^2)^2 + (R_1 R_2 C_1 + L_1)^2 \omega^2}} \quad (43)$$

$$\angle G_C(j\omega) = -\operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{(R_1 R_2 C_1 + L_1) \omega}{R_2 + R_1 - R_2 C_1 L_1 \omega^2} \right) \quad (44)$$

Utilizando a relação $\operatorname{tg}^{-1}(x) = \operatorname{sen}^{-1}[x \cdot (1+x^2)^{-\frac{1}{2}}]$ na equação (44), e simplificando, se obtém (45).

$$\begin{aligned} \angle G_C(j\omega) &= -\operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{(R_1 R_2 C_1 + L_1) \omega}{\sqrt{(R_2 + R_1 - R_2 C_1 L_1 \omega^2)^2 + (R_1 R_2 C_1 + L_1)^2 \omega^2}} \right) \\ \angle G_C(j\omega) &= -\operatorname{sen}^{-1} (V_{CC}^{-1} V_{tri} |G(j\omega)| (R_1 R_2 C_1 + L_1) \omega) \end{aligned} \quad (45)$$

Para que o critério de fase seja cumprido, $\angle C(j\omega) + \angle G(j\omega)$, tem que ser igual ou menor a equação (36). Utilizando a mesma relação de (45) e simplificando, se obtém a relação (46).

$$\operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{a-1}{a+1} \right) - \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{|G(j\omega)| (R_1 R_2 C_1 + L_1) \omega}{V_{CC}^{-1} V_{tri}} \right) = \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{\operatorname{sen}(\Delta\theta)}{\sqrt{(\cos(\Delta\theta) - \lambda)^2 + (\operatorname{sen}(\Delta\theta))^2}} \right) \quad (46)$$

Isolando a na equação (46), se obtém a equação (47) para o cálculo de a .

$$a = \frac{1 + \operatorname{sen} \left(\operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{\operatorname{sen}(\Delta\theta)}{\sqrt{(\cos(\Delta\theta) - \lambda)^2 + (\operatorname{sen}(\Delta\theta))^2}} \right) + \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{|G(j\omega)| (R_1 R_2 C_1 + L_1) \omega}{V_{CC}^{-1} V_{tri}} \right) \right)}{1 - \operatorname{sen} \left(\operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{\operatorname{sen}(\Delta\theta)}{\sqrt{(\cos(\Delta\theta) - \lambda)^2 + (\operatorname{sen}(\Delta\theta))^2}} \right) + \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{|G(j\omega)| (R_1 R_2 C_1 + L_1) \omega}{V_{CC}^{-1} V_{tri}} \right) \right)} \quad (47)$$

Como \sqrt{zp} é o valor de máximo ganho de fase, este é aplicado na frequência desejada de ω_{ref} , e como $p=az$, se tem a relação $\sqrt{zp}=\omega=z\sqrt{a}=p\cdot\sqrt{a}^{-1}$ o valor dos polos e zeros podem ser obtidos pelas equações (48).

$$\begin{aligned} z &= \frac{\omega}{\sqrt{a}} \\ p &= \omega \sqrt{a} \end{aligned} \quad (48)$$

A equação do ganho nesta frequência é dado por (49). (DORF; BISHOP, 2018)

$$C(j\sqrt{zp}) = \frac{1}{\sqrt{a}} \quad (49)$$

Multiplicando o ganho de (49) por (43), e igualando com (35), se pode medir o erro do sistema, contudo, é acrescentado um K_P multiplicando, para correção de módulo. A equação é presente em (50).

$$\frac{K_P \sqrt{a}^{-1} V_{CC} V_{tri}^{-1}}{\sqrt{(R_2 + R_1 - R_2 C_1 L_1 \omega^2)^2 + (R_1 R_2 C_1 + L_1)^2 \omega^2}} = (K_H \lambda)^{-1} \sqrt{(\cos(\Delta\theta) - \lambda)^2 + (\operatorname{sen}(\Delta\theta))^2} \quad (50)$$

Com isto, se pode obter o valor de K_P para um critério do sistema, como apresentado na equação (51).

$$K_P = \frac{\sqrt{a} \cdot [(R_2 + R_1 - R_2 C_1 L_1 \omega^2)^2 + (R_1 R_2 C_1 + L_1)^2 \omega^2] \cdot [(\cos(\Delta\theta) - \lambda)^2 + (\operatorname{sen}(\Delta\theta))^2]}{V_{CC} V_{tri}^{-1} K_H \lambda} \quad (51)$$

Com as equações (51) e (47), e com os valores das Tabelas 2 e 3, se obtém os valores apresentados em 5 e os gráficos das Figuras de 28 a 30.

K_p	a	z	p
22.359443573872420	3.481921471980003	202.0374433178043e+02	703.4785120322055e+02

Tabela 5 – Valores limítrofes para o controlador de avanço.

Observando o gráfico da Figura 29, quando aplicados valores limítrofes, pode-se observar a precisão que se obtém utilizando métodos já conhecidos para projetar o controlador.

O controlador de avanço satisfaz todos os critérios, e permite, por equações, obter valores exatos para o projeto.

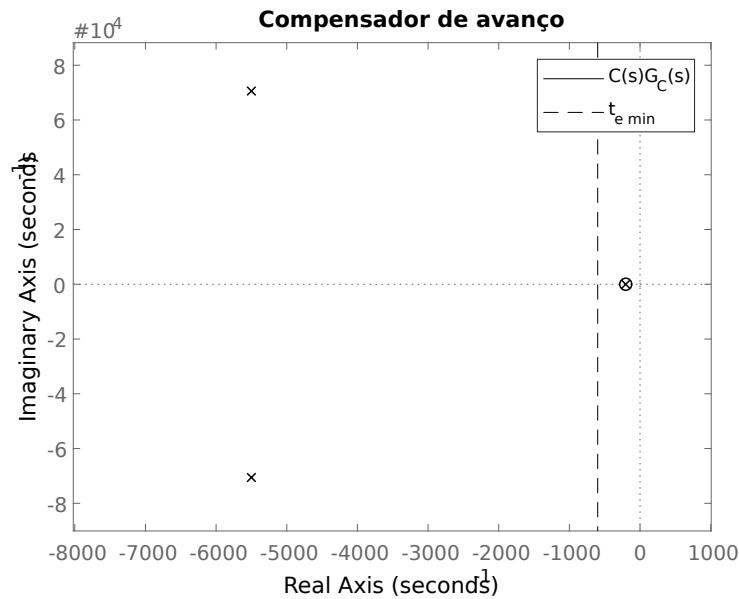


Figura 28 – Polos e zeros da malha interna com controlador de avanço.

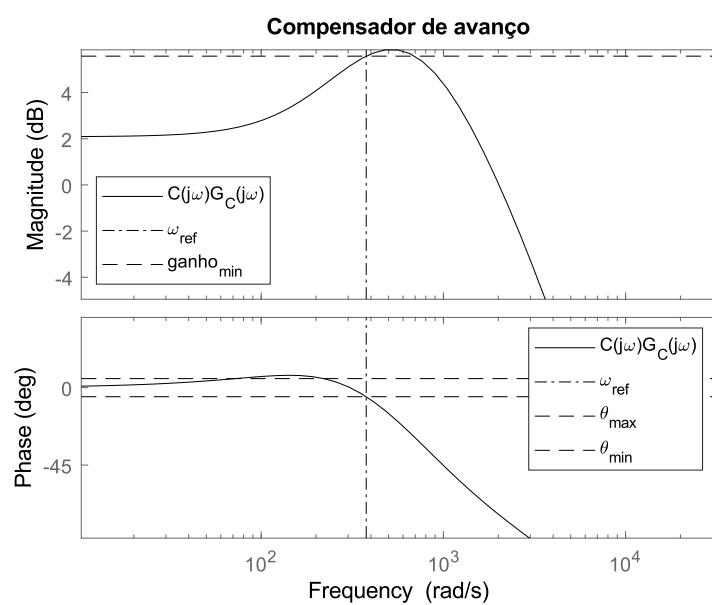


Figura 29 – Diagrama de Bode da malha interna com controlador de avanço.

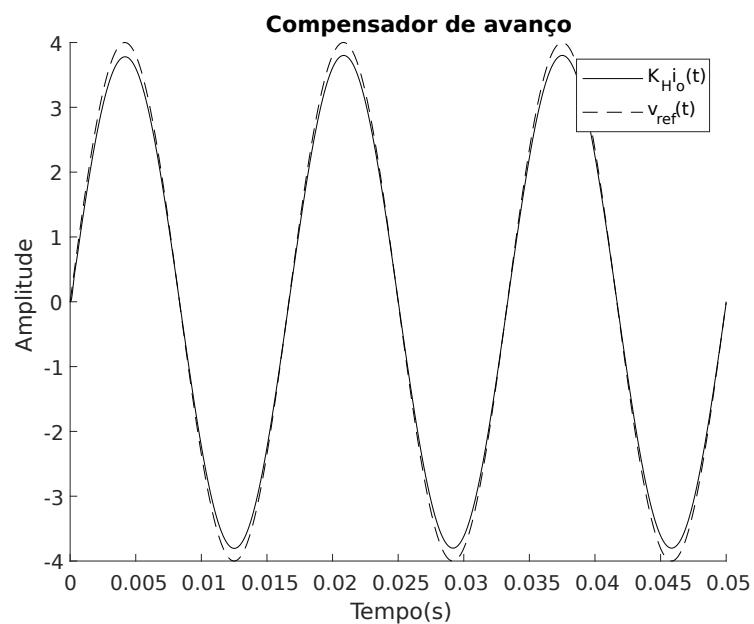


Figura 30 – Resposta no tempo com controlador de avanço.

5 Materialização e Simulação do Circuito

Para o sistema ser materializado, cada bloco da Figura 50 deve ser convertido em um circuito equivalente, o que é realizado neste capítulo.

5.1 Oscilador senoidal de ponte de Wien

Para se criar uma onda senoidal de período fixo, é utilizado a topologia de ponte de Wien, em que se utiliza de um filtro passa-faixa, realimentado positivamente no amplificador. O circuito é apresentado na Figura 31, em que o filtro é composto por R_1 , C_1 , R_2 e C_2 . Com isto, a frequência deste filtro é dado por $\omega_R = 1 \cdot (\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2})^{-1}$. O segundo amplificador é apenas para controle de amplitude. (SEDRA; SMITH, 2007)

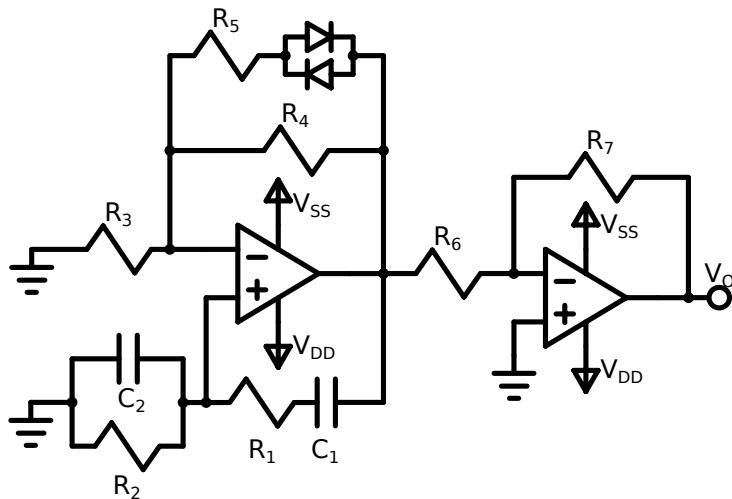


Figura 31 – Esquemático do oscilador senoidal de ponte de Wien.

Os outros resistores de realimentação são dados para controlar o ganho da onda. O oscilador teórico apenas se utiliza de R_3 e R_4 , porém R_5 e o par de diodos anti-paralelo é utilizado para estabilidade do sistema. A função de malha fechada deste oscilador é dado pela equação (52).

$$F(s) = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(\frac{1}{3 + (sR_1C_1)^{-1} + sR_2C_2} \right) \quad (52)$$

Para se obter o valor de R_3 e R_4 , se pode aplicar a regra do módulo de Root Locus, onde o valor do ganho é igual a 1 sobre o módulo da função característica, em s igual ao polo, como presente na equação (53). Neste caso, como se deseja um circuito oscilatório na frequência de ressonância, $s = j\omega_R$.

$$1 + \frac{R_4}{R_3} = |3 + (sR_1C_1)^{-1} + sR_2C_2| \Big|_{s=j\omega_R} = |3 + (j\omega_R R_1 C_1)^{-1} + R_2 C_2| = \left| 3 + \frac{\sqrt{R_2 C_2}}{j\sqrt{R_1 C_1}} + \frac{j\sqrt{R_2 C_2}}{\sqrt{R_1 C_1}} \right| \quad (53)$$

$$1 + \frac{R_4}{R_3} = 3$$

Dado a equação (53), tem-se que o ganho deve ser igual a 3, porém, isto não é viável em um circuito prático, e tão pouco em um teórico.

Para um circuito ideal, onde o ganho é exatamente 3, a maior amplitude de saída é a maior amplitude do ruído elétrico, isto não é desejado, porque mesmo com um amplificador de saída o sinal se mistura com outros ruídos. Para contrabalancear isto, o ganho deve ser maior que 3 até atingir uma amplitude desejável, e após isto, ser fixada em 3.

Para um circuito prático, é impossível de se obter um ganho de exatamente 3, qualquer valor de R_4 e R_3 real irá amortecer ou desestabilizar o sinal. Para isto, se acrescenta um par de diodos anti-paralelos, e torna $R_4 > 2R_3$. Com isto, inicialmente, o ruído na frequência de ressonância é amplificado, devido ao ganho ser maior que 3, porém, quando se atinge uma amplitude alta suficiente, os diodos passam a conduzir, e R_5 se posiciona em paralelo com R_4 , tornando um equivalente de modo que $(R_4//R_5) < 2R_3$, e com isto o ganho diminui. Este ciclo se repete, mantendo uma amplitude constante.

5.2 Oscilador de onda triangular

O circuito para a geração da onda triangular é dado pela Figura 32. De mesmo modo que o oscilador senoidal, para gerar a onda triangular, é necessário um ruído interno. Para o primeiro ciclo, um ruído qualquer é realimentado positivamente por R_2 , até a saturação do primeiro amplificador, ou seja, a saída do primeiro amplificador se torna $\pm V_{DD}$. O circuito é simplesmente composto por um *Smith trigger* e um integrador. (SEDRA; SMITH, 2007)

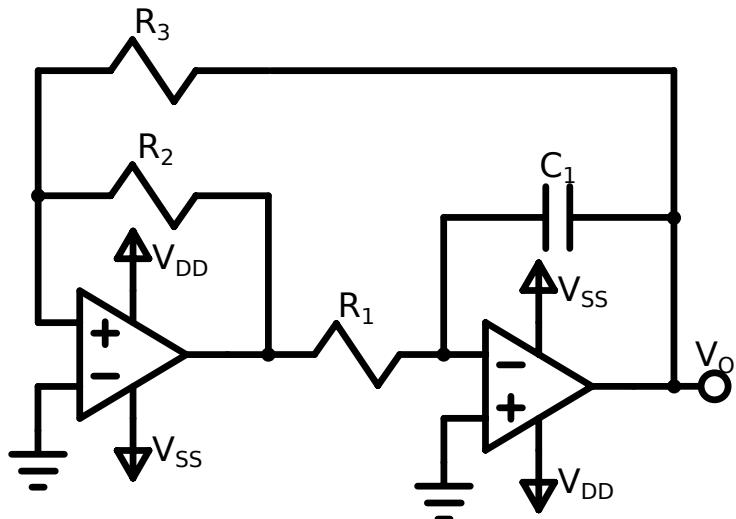


Figura 32 – Esquemático do oscilador de onda triangular.

Após isto, o sinal passa pelo segundo amplificador, onde é integrado, se tornando uma rampa, com angulação de $\mp V_{DD}/(R_1C_1)$.

O sinal de saída do primeiro amplificador apenas mudará quando a tensão sobre sua entrada não inversora mudar de sinal, e isto ocorre quando a corrente sobre R_2 e R_3 mudam de sentido, considerando um amplificador com corrente de entrada nula. O ponto de troca

ocorre quando a corrente é zero, ou seja, a corrente vindo por R_3 , é igual a de R_2 . Utilizando o conceito de *Gnd* virtual, se obtém que o ponto de troca ocorre quando $-V_o/R_3 = V_{DD}/R_2$. Consequentemente, a tensão do ponto de troca é a amplitude da triangular, dada por (54).

$$V_{Tri} = \frac{R_3}{R_2} V_{DD} \quad (54)$$

Como se conhece o angulo de subida, e a variação de ΔV , se pode obter ΔT para cada troca de sinal, e, dobrando este valor, se obtém o período da triangular, e consequentemente, a frequência, dada por (55).

$$f_{Tri} = \frac{R_2}{4 * R_1 R_3 C_1} \quad (55)$$

5.3 Subtrator

O circuito de um subtrator é básico para um controle analógico de malha fechada, porque é utilizado como o medidor de erro. Seu esquemático está presente na Figura 33.

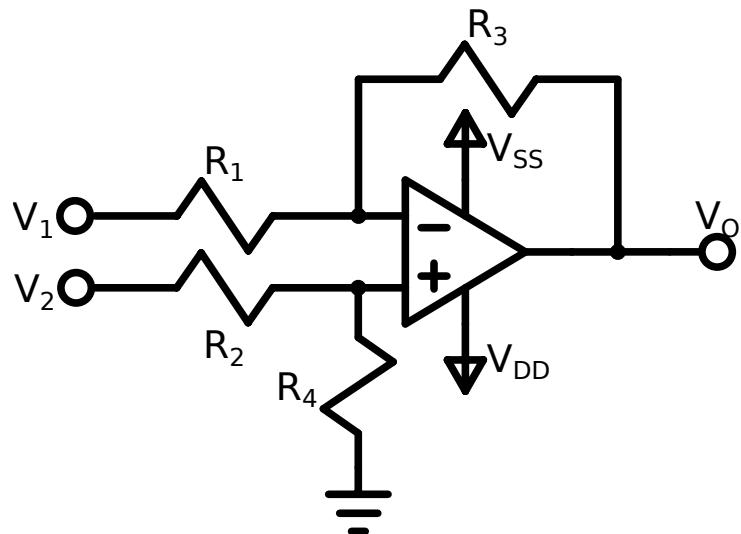


Figura 33 – Esquemático do subtrator.

Tendo como base o circuito 33, a sua função de saída está presente na equação (56).

$$V_o = V_2 \frac{R_4(R_3 - R_1)}{R_1(R_2 + R_4)} - V_1 \frac{R_3}{R_1} \quad (56)$$

5.4 Controlador

Para o controlador, é utilizado um amplificador inversor para acrescentar um par polo-zero, e um outro, para o ganho K_P e correção de sinal do sistema. O circuito está presente na Figura 34.

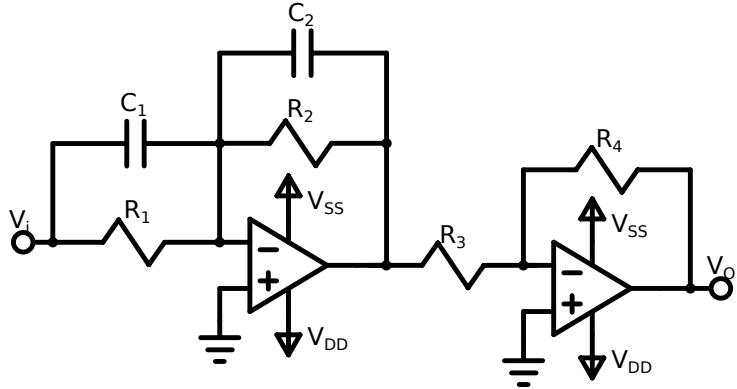


Figura 34 – Esquemático do circuito do controle.

A equação do controle, em função dos valores dos componentes do circuito 34, é dado pela equação (57).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_4}{R_3} \frac{C_1}{C_2} \left(\frac{s + (C_2 R_2)^{-1}}{s + (C_1 R_1)^{-1}} \right) \quad (57)$$

O valor do polo se dá simplesmente por, $p = (C_1 R_1)^{-1}$, e do zero, $z = (C_2 R_2)$. O ganho de K_P é dado por $K_P = R_4 C_1 / (R_3 C_2)$.

5.5 Circuito Completo

Para o circuito final são acrescentados os blocos adicionais, como apresentado na Figura 35.

O PWM é representado por dois comparadores antes do *driver*. É utilizado um par, com entradas invertidas, para se gerar duas saídas de SPWM complementares, para que um IGBT nunca fique ativo ao mesmo tempo que o outro no mesmo braço, porque, como dito anteriormente, causa um curto no barramento CC.

Um sinal de entrada do PWM, é obtido da saída do controlador, o outro, pelo oscilador de onda triangular.

O sensor opera por efeito Hall, colocado no ramo do indutor. Neste caso, possuí uma alimentação V_{S+} , e um referencial *Gnd*, e a saída possuí um ganho de transresistência interna, porém, o sinal possuí um offset de $V_{S+}/2$, para contrabalancear isto, é utilizado um subtrator. O sensor recebe também um ganho no sinal de saída, para que o ganho em regime seja menor do que 1, dado a equação de regime $V_{ref} = K_H$, porque como a saída é em corrente, a ideia é obter uma saída relativamente baixa a uma entrada de tensão.

Após isto, há o medidor de erro, que subtrai o valor do sensor, com seu respectivo ganho, da saída do oscilador senoidal.

Com os conceitos apresentados, os valores do circuito 35 podem ser obtidos. Estes valores estão presentes na Tabela 6. Termos não dependentes de equações, são tidos como independentes, e são utilizados valores comerciais comuns, dado suas respectivas restrições.

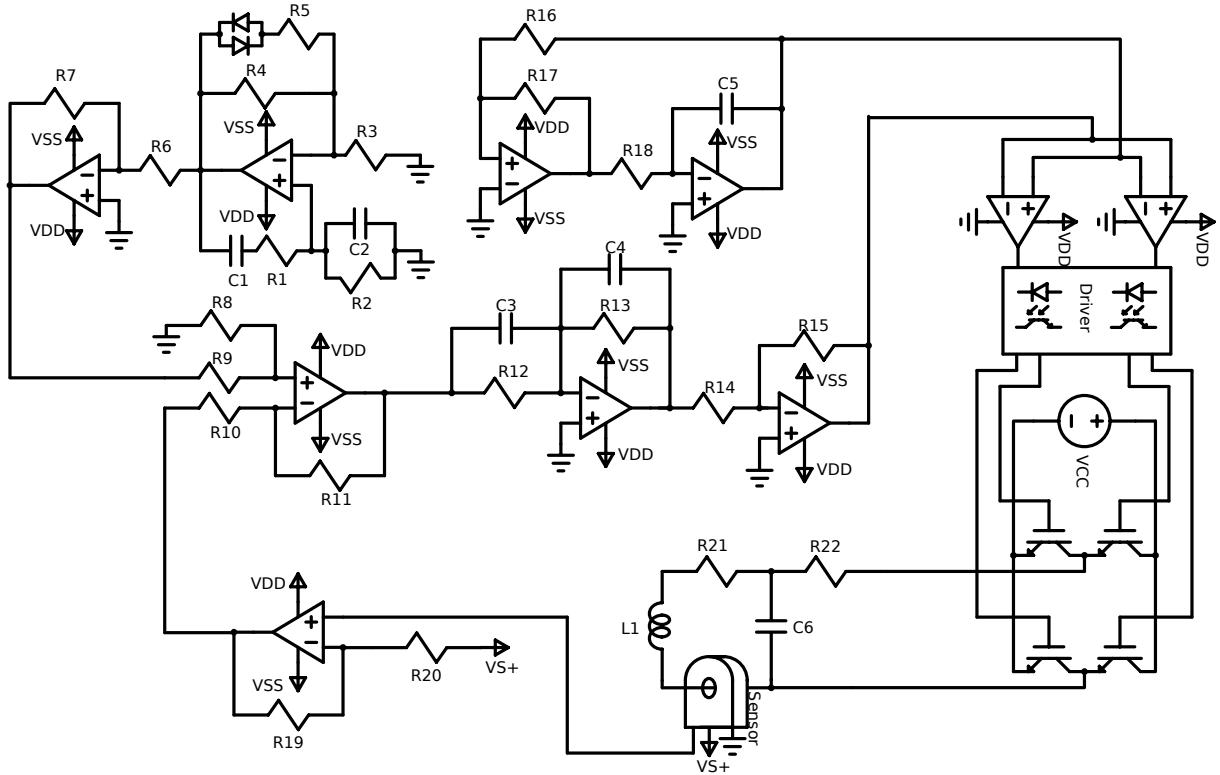


Figura 35 – Esquemático do circuito final completo.

V_{DD} +15V	V_{SS} -15V	V_{S+} 5V	V_{CC} 60V	V_{Ref} 1.01V	V_{Tri} 5V	ω_{ref} 377rad	f_{tri} 10kHz	K_P 27.5	K_{Hall} 0.125
K_H 10	z 182.1	p 780.5	R_1 $40k\Omega$	R_2 $17.6k\Omega$	R_3 $10k\Omega$	R_4 $21k\Omega$	R_5 $40k\Omega$	R_6 $20k\Omega$	R_7 $2.2k\Omega$
R_8 $1k\Omega$	R_9 $80k\Omega$	R_{10} $1k\Omega$	R_{11} $80k\Omega$	R_{12} $54.9k\Omega$	R_{13} $12.8k\Omega$	R_{14} $1k\Omega$	R_{15} $45.8k\Omega$	R_{16} $10k\Omega$	R_{17} $30k\Omega$
R_{18} 750Ω	R_{19} $20k\Omega$	R_{20} $40k\Omega$	R_{21} 100Ω	R_{22} 1Ω	C_1 $100nF$	C_2 $100nF$	C_3 $100nF$	C_4 $100nF$	C_5 $100nF$
C_6 $100nF$	L_1 $256mH$								

Tabela 6 – Valores utilizados para o circuito

Com os valores obtidos, o circuito pode ser simulado, em que neste caso, foi-se utilizado o Simulink, como presente no apêndice B.

A senoide gerada pelo oscilador de Wien, está presente no gráfico da Figura 36. Analisando o gráfico se percebe como o circuito se assemelha a teoria. Os diodos, como componentes não lineares, acrescentam certa quantidade de harmônicos no sinal, contudo, é difícil de se observar sua presença no gráfico.

A saída do sistema está presente no gráfico da Figura 37. Percebe-se que o sinal do circuito se assemelha com o teórico, com a exceção de um ruído, causado pelo chaveamento.

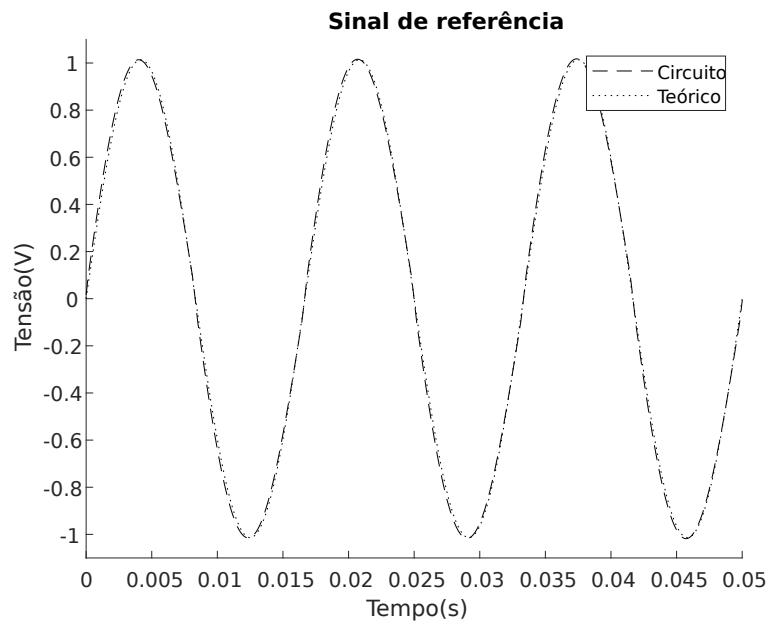


Figura 36 – Comparação da referência do circuito com a teórica.

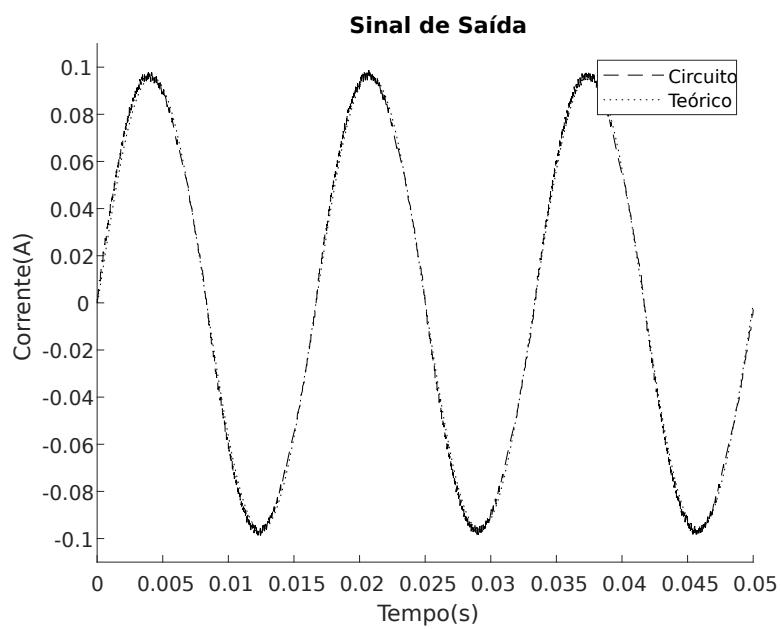


Figura 37 – Comparação da saída do circuito com a teórica.

6 Resultados práticos

O circuito, na prática, foi montado em diferentes módulos, a fim de facilitar a correção de erros no sistema. Nestes módulos, os componentes foram soldados de modo a se reduzir o ruído, reduzindo os valores de interferências parasitas no sistema.

A carga indutiva utilizada está presente na Figura 38.



Figura 38 – Carga indutiva.

A carga resistiva utilizada está presente na Figura 39. Na teoria foi proposto uma carga de 100Ω , porém, realizando alguns testes práticos, se optou por utilizar apenas 50Ω , para se obter uma maior corrente de saída.

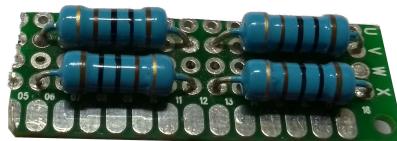


Figura 39 – Carga resistiva.

O circuito do oscilador senoidal está presente na Figura 40. Este oscilador, apesar de funcionar na frequência e magnitude desejada, apresentou muito ruído na prática, então foi-se utilizado o gerador de função como reposição, por apresentar um sinal mais limpo.

O circuito do oscilador triangular está presente na Figura 41. Este circuito funcionou na prática em certas partes. Devido a limitação do CI(Circuito Integrado) utilizado, TL072, seu

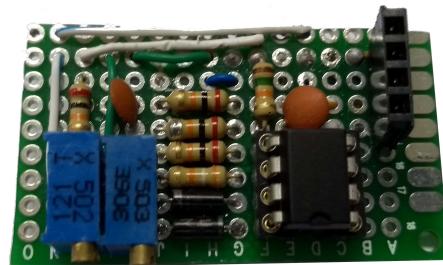


Figura 40 – Circuito do oscilador senoidal.

sinal triangular apresentou deformações, porém a frequência e amplitude desejada foi obtida. Novamente apresentou uma grande densidade de ruído. Devido a estes fatores, a fonte da onda triangular foi fornecida pelo gerador de função.

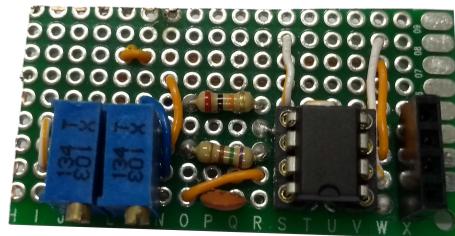


Figura 41 – Circuito do oscilador triangular.

O circuito do medidor de erro e realimentação do sensor está presente na Figura 42. O circuito de medição de erro funcionou como esperado, porém, para a realimentação do sensor, ao invés de um amplificador para dar um *offset* no sinal de corrente, foi substituído por um amplificador de ganho constante. O sensor de efeito hall proposto inicialmente, possuía uma tensão CC junto a sua saída, e tornava o sistema mais complexo, porém, por simplicidade, a corrente foi medida diretamente como tensão em cima da carga resistiva, e por isto foi necessário uma readequação do circuito.

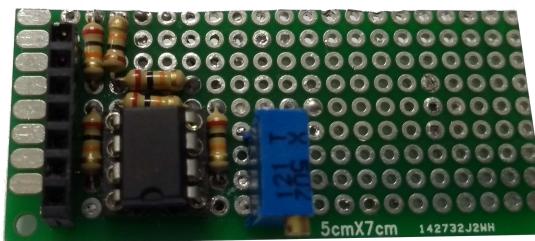


Figura 42 – Circuito do medidor de erro e realimentação do sensor.

O circuito do controle está presente na Figura 42.

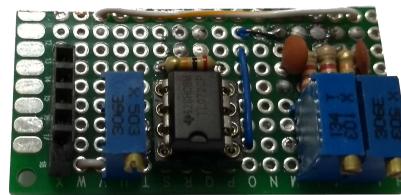


Figura 43 – Circuito do controle.

O circuito do PWM está presente na Figura 42. Foram acrescentados diodos nas saídas, para impedir que tensões negativas atinjam o driver do inversor. A frequência de chaveamento, na prática, foi de $1kHz$, devido a limitação do CI utilizado, TL072.

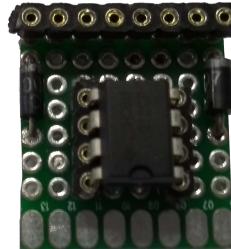


Figura 44 – Circuito do PWM.

O inversor e os drivers foram emprestados do Prof. Dr. Leonardo Bruno Garcia Campanhol. Para o inversor se utilizou apenas na configuração *half-bridge*, a fim de reduzir as saídas do PWM, e simplificar o sistema. Por causa disto, a tensão de saída é a metade do esperado.

A montagem final está presente na figura 45.

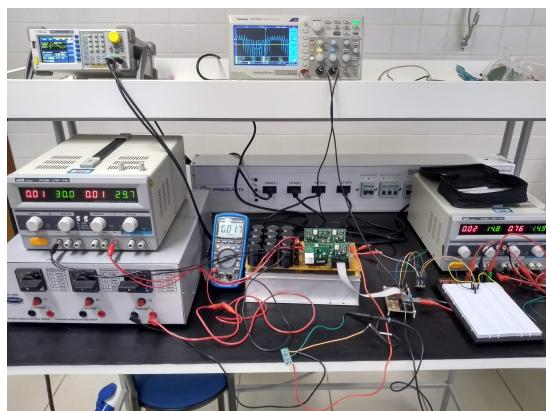


Figura 45 – Sistema completo montado na prática.

A tensão de referência utilizada está presente no gráfico da Figura 46. O valor variou em certa quantidade do esperado pela teoria, tomado como base o resultado da corrente I_O . Isto se deve a mudanças realizadas no circuito prático em relação ao teórico.

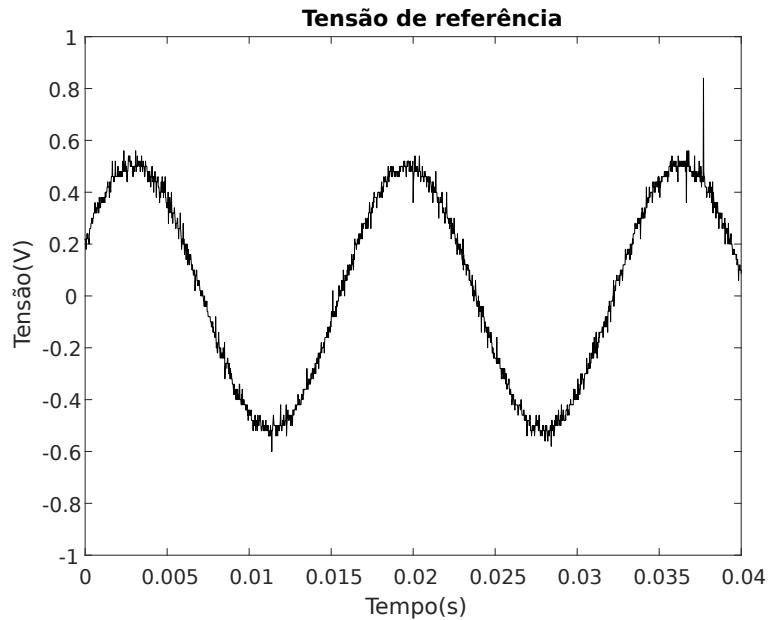


Figura 46 – Tensão de referência utilizada.

O resultado de corrente I_o obtido no circuito prático está presente no gráfico 47. Percebe-se que o valor ficou próximo do esperado, porém, há uma distorção harmônica muito maior devido a redução de frequência de chaveamento. Como a carga é um sistema passa-baixa, altas frequências de chaveamento são atenuadas pelo próprio sistema.

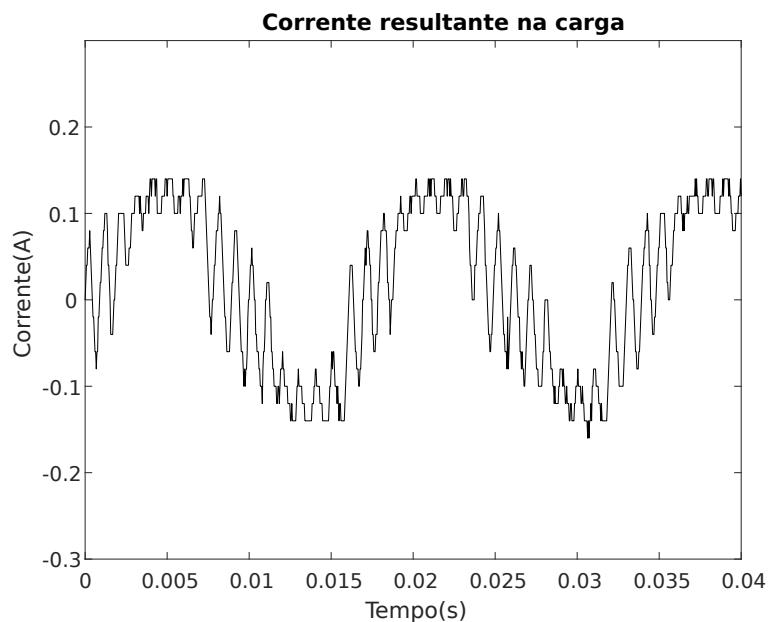


Figura 47 – Corrente de saída na carga.

A tensão de saída do inversor está presente no gráfico 48. Devido a lenta resposta do CI utilizado no PWM, percebe-se que alguns pulsos não completam a troca de estado.

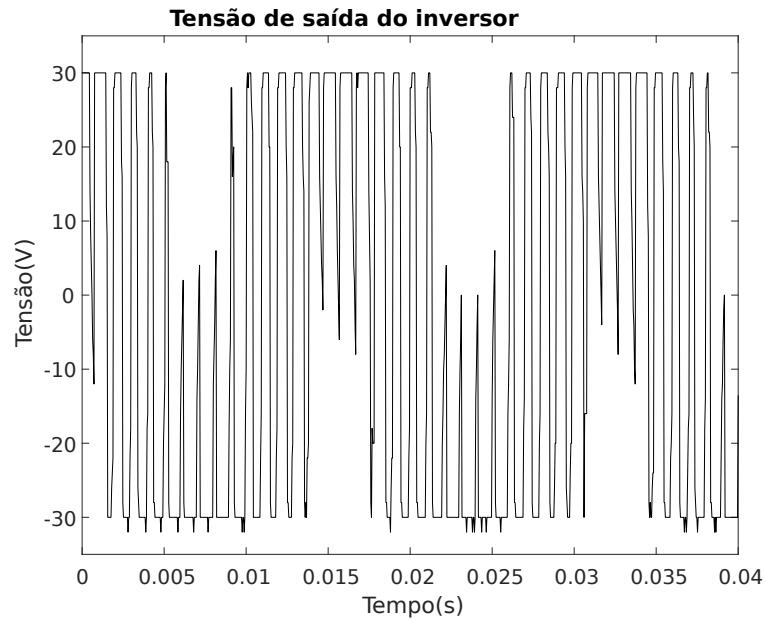


Figura 48 – Tensão de saída do inversor.

Decompondo o sinal de tensão da Figura 48, por Fourier, se obtém o gráfico da Figura 49. Percebe-se que o primeiro pico está na fundamental, em aproximadamente 60Hz , o que é o desejado. A segunda frequência mais predominante é a de 1kHz , que seria causada pela frequência de chaveamento.

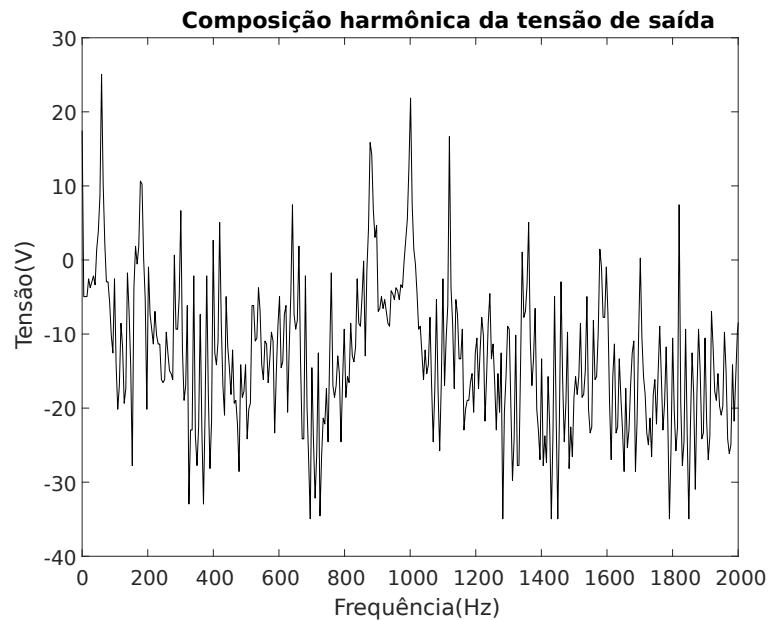


Figura 49 – Composição harmônica da tensão de saída do inversor.

7 CONCLUSÃO

Este tipo de sistema se torna satisfatório para a aplicação desejada. Para retornar energia para a rede de distribuição ou isolamento da carga, sem grandes deformações harmônicas para o sistema.

O resultado prático apresentou algumas limitações, e com isto seu resultado não foi exatamente o esperado na teoria, porém são semelhantes. Melhorias podem ser propostas para redução do circuito em placa única, filtros para eliminar ruídos no sistema e utilização de Cls mais adequados para cada parte do sistema.

Referências

- CAMPANHOL, L. B. G. **Filtro ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos full-bridge aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios.** 147 f. Dissertação (Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2012. Nenhuma citação no texto.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de controle modernos.** 13. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.
- DUNCAN, A. G.; GOWAR, J. **Power MOSFETs: Theory and Applications.** 1. ed. United States of America: Wiley-Interscience, 1989. Citado na página 2.
- LINDEKE, D. **Projeto de um filtro ativo paralelo de 1kVA usando técnicas de controle analógico e digital.** 173 f. Dissertação (Eletrônica de Potência e Acionamentos) — Universidade Federal de Santa Catarina, Cornélio Procópio, 2003. Nenhuma citação no texto.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Eletronics.** 2. ed. United States of America: John Wiley & Sons, INC, 1995. Citado 3 vezes nas páginas 4, 8 e 9.
- NISE, N. S. **Control Systems Engineering.** 7. ed. United States of America: John Wiley & Sons, INC, 2015. Citado na página 16.
- RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, circuitos e aplicações.** 4. ed. São Paulo: Pearson, 2014. v. 1. Citado na página 1.
- SEDRA, S. S.; SMITH, C. K. **Microeletrônica.** 5. ed. Brasil: Pearson Universities, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.
- SEDRA, S. S.; SMITH, C. K. **Power Electronics.** 7. ed. United States of America: Oxford University Press, 2015. Nenhuma citação no texto.

Apêndices

APÊNDICE A – Códigos do Matlab para simulações do capítulo 3

```

1 %Simulacao em malha aberta
2
3 %Variaveis
4 w=377;
5 Vtri=5;
6 Vcc=100;
7 R1=100;
8 R2=1;
9 C1=100e 6;
10 L1=200e 3;
11
12 t = 0:0.0001:0.05;
13 Vref=4;
14
15 %Resolver o sistema
16 Gs= tf([Vcc/Vtri],[R2*C1*L1 R1*R2*C1+L1 R2+R1]);
17 u=Vref*sin(w*t);
18 result = lsim(Gs,u,t);
19
20 %Plot
21 figure; hold on;
22 a1 = plot(t,result,'Color',[0 0 0]);
23 a2 = plot(t,Vref*sin(w*t),' ', 'Color',[0 0 0]);
24 hold off;
25 legend([a1;a2],["i_{o}(t)", "v_{ref}(t)"]);
26 title('Simulacao em malha aberta')
27 xlabel('Tempo(s)');
28 ylabel('Amplitude');

```

Código 1 - Simulação em malha aberta

```
1 %Simulacao em malha fechada sem controlador
2
3 %Variaveis
4 w=377;
5 Vtri=5;
6 Vcc=100;
7 R1=100;
8 R2=1;
9 C1=100e 6;
10 L1=200e 3;
11
12 t = 0:0.0001:0.05;
13 Vref=4;
14
15 Kh=10;
16
17 %Resolver o sistema
18 Gs= tf([Vcc/Vtri],[R2*C1*L1 R1*R2*C1+L1 R2+R1]);
19 u=Vref*sin(w*t);
20 result = lsim(Gs/(1+Kh*Gs),u,t);
21
22 %Plot
23 figure; hold on;
24 a1 = plot(t,result,'Color',[0 0 0]);
25 a2 = plot(t,Vref*sin(w*t),' ', 'Color',[0 0 0]);
26 hold off;
27 legend([a1;a2],["i_{o}(t)", "v_{ref}(t)"]);
28 title('Simulacao em malha fechada sem controlador')
29 xlabel('Tempo(s)');
30 ylabel('Amplitude');
```

Código 2 - Simulação em malha fechada sem controlador

APÊNDICE B – Circuito no Simulink utilizado para a simulação do capítulo 5

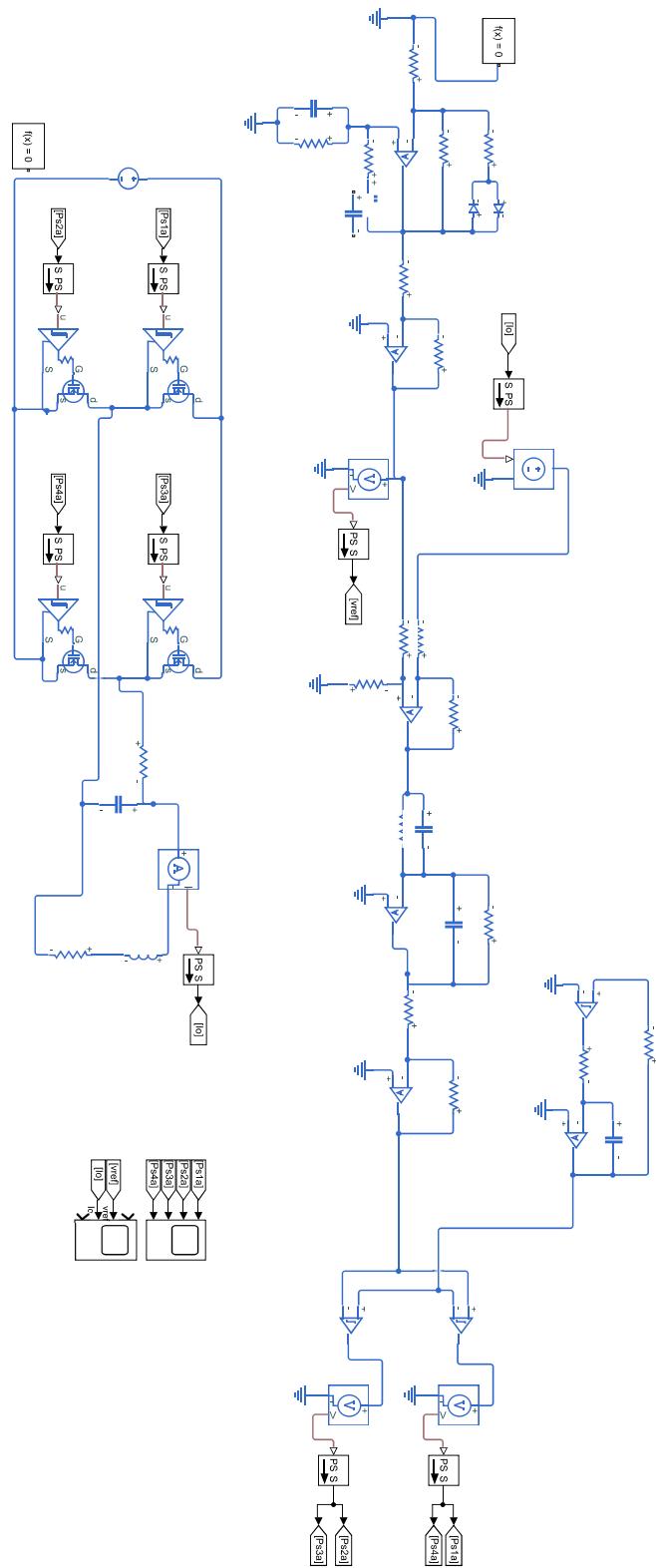


Figura 50 – Circuito utilizado no Simulink.