

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

**PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Análise de estabilidade robusta do controle de corrente da
ponte monofásica a tiristor alimentando uma carga RL**

Talita da Costa Silva Rischter

**Itajubá
Abril / 2016**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Talita da Costa Silva Rischter

**Análise de estabilidade robusta do controle de corrente da
ponte monofásica a tiristor alimentando uma carga RL**

Dissertação apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Itajubá, como parte dos requisitos para a obtenção de Título de mestre em ciências em Engenharia Elétrica.

Área de concentração:

Automação e Sistemas Elétricos Industriais

Orientador:

Prof. Dr. Luis Henrique de Carvalho Ferreira

Coorientador:

Prof. Dr. Enio Roberto Ribeiro

Itajubá
Abril / 2016

Dedico ao meu esposo Rick

Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador, ao meu coorientador, à CAPES que apoiou financeiramente esta pesquisa, aos meus amigos e em especial à minha família.

Resumo

A análise de estabilidade é necessária, em sistemas de controle monovariáveis (SISO), tanto no projeto dos controladores, quanto na escolha dos critérios de desempenho. Se o sistema for instável, em uma determinada faixa de frequências, o controlador empregado modificará a resposta em frequência da função de transferência em malha aberta, de modo a alcançar a estabilidade. Apesar das técnicas clássicas serem capazes de determinar a estabilidade relativa a um ponto de operação, estas não incluem os efeitos de variações de parâmetros ou de tolerâncias de componentes. Através de técnicas de análise por estabilidade robusta é possível avaliar os efeitos de variações de parâmetros, o que permite obter controladores mais confiáveis. Neste trabalho será realizada a análise de estabilidade robusta aplicada ao controle de corrente de uma carga resistiva/indutiva, acionada por um retificador monofásico tiristorizado. Através da modelagem matemática desenvolvida serão mostradas as influências das variações de valores de resistência e indutância para o sistema de controle em malha fechada. Com isso, a estabilidade de um controlador PI será verificada. O sistema completo será analisado através de simulações e pelo método de Monte Carlo, onde serão modificados os valores dos componentes ao redor de tolerâncias especificadas.

Palavras-chave: Análise de estabilidade, Controle robusto, Retificador monofásico a tiristor.

Abstract

The analysis of stability is required, in case of single input single output system (SISO), both in controllers design and on the choice of the performance criteria. If the system is unstable in some specific frequency range the controller used will modify the frequency response of the transfer function in open loop, in a way that turns it possible to reach the stability. Although the classic techniques are able to determine the stability of a operation's point, they do not include the effects of parameters variations or components tolerances. Through the techniques of analysis based on the robust stability it is possible to measure the effects of the parameters variations and to get more reliable controllers. In this work it will be performed the analysis of robust stability applied to the control of current of a resistive-inductive load, driven by a single-phase thyristor rectifier . Through the developed mathematical modeling it will be shown the influence the variations of inductance and resistance values to the control system in a closed loop. Thus, the stability of a PI controller will be verified. The full system will be analyzed through simulations and by the Monte Carlo method, where the values of the components around the specified tolerances will be varied.

Keywords: Stability analysis, Robust control, Single-phase thyristor rectifier.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Organização do trabalho	3
2	Controle do retificador monofásico a tiristor	4
2.1	Introdução	4
2.2	Modelagem do retificador	4
2.3	Projeto do controlador	11
2.4	Conclusão	13
3	Análise de estabilidade	14
3.1	Introdução	14
3.2	Análise no domínio da frequência	14
3.3	Critério de estabilidade de Nyquist	16
3.4	Função sensibilidade	19
3.5	Máximo pico de sensibilidade	21
3.6	Estabilidade robusta	22
3.7	Análise de estabilidade robusta para o retificador	23
3.8	Conclusão	24
4	Exemplo da análise	25
4.1	Introdução	25
4.2	Análise de estabilidade para os valores nominais	25
4.2.1	Modelo	25

4.2.2	Compensador	27
4.2.3	Desempenho e estabilidade do sistema para valores nominais	29
4.3	Análise de estabilidade robusta	32
4.3.1	Monte Carlo	32
4.3.2	Modelo linear para simulação computacional	33
4.3.3	Máximo pico de sensibilidade	33
4.3.4	Verificação do desempenho	34
4.3.5	Verificação da estabilidade	35
4.4	Conclusão	37
5	Conclusão	38
A	Diagramas e Netlists	40
	Referências Bibliográficas	47

Lista de Figuras

1.1	Diagrama de blocos do sistema de controle.	2
2.1	Símbolo do tiristor SCR.	5
2.2	Disparo do tiristor e variações de α	5
2.3	Disparo do tiristor e variações de α , com carga resistiva-indutiva.	6
2.4	Retificador monofásico a tiristor.	6
2.5	Representação das etapas de funcionamento do retificador para o semiciclo positivo e negativo respectivamente.	7
2.6	Comportamento da tensão no modo contínuo de condução.	7
2.7	Comportamento da tensão no modo descontínuo de condução.	8
2.8	Gráfico tipo rampa para o cálculo de α	9
3.1	Diagrama de Bode do sistema de controle dado por (3.3).	16
3.2	Diagrama de Nyquist do sistema de controle dado por (3.3).	17
3.3	Diagramas de Nyquist com acréscimo de ganho.	19
3.4	Diagrama de Bode do módulo da função sensibilidade.	20
3.5	Diagrama de Nyquist.	21
3.6	Exemplo de diagrama de Nyquist com a circunferência para análise de estabilidade robusta.	22
3.7	Retificador com diagrama de blocos do sistema.	23
4.1	Resposta da tensão média na saída do retificador em relação ao degrau aplicado na tensão de controle u_c	30

4.2	Resposta da corrente média na saída do retificador em relação ao degrau aplicado na tensão de controle u_c .	30
4.3	Diagrama de Bode de margem e fase.	31
4.4	Diagrama de Nyquist do sistema de controle.	32
4.5	Circuito do retificador linearizado com a sua carga.	33
4.6	Módulo da função sensibilidade.	34
4.7	Resposta de tensão de saída do retificador, em relação ao degrau aplicado na tensão de controle u_c do sistema de controle, com a simulação Monte Carlo.	35
4.8	Resposta da corrente de saída do retificador, em relação ao degrau aplicado na tensão de controle u_c do sistema de controle, com a simulação Monte Carlo.	35
4.9	Diagrama de Bode da função em malha aberta do sistema de controle.	36
4.10	Diagrama de Nyquist da função em malha aberta do sistema de controle.	36
4.11	Simulação Monte Carlo, diagrama de Nyquist.	37
4.12	Resultado da simulação do circuito elétrico do retificador e o modelo linear utilizado para simulação computacional.	37
A.1	Esquema do modelo elétrico do retificador linearizado com o controlador em malha fechada. No software OrCad [®] PSpice [®] .	40
A.2	Parâmetros para simulação Monte Carlo do esquema da Figura A.1. No software OrCad [®] PSpice [®] .	41
A.3	Netlist do esquema da Figura A.1. No software OrCad [®] PSpice [®] .	41
A.4	Esquema do modelo elétrico do retificador linearizado com o controlador em malha aberta. No software OrCad [®] PSpice [®] .	42
A.5	Parâmetros para simulação Monte Carlo do esquema da Figura A.4. No software OrCad [®] PSpice [®] .	43
A.6	Netlist do esquema da Figura A.4. No software OrCad [®] PSpice [®] .	43
A.7	Esquema do retificador a tiristor e do seu modelo linearizado. No software OrCad [®] PSpice [®] .	44
A.8	Circuito de disparo dos tiristores. No software OrCad [®] PSpice [®] .	45
A.9	Netlist dos esquemas das Figuras A.7 e A.8. No software OrCad [®] PSpice [®] .	46

Lista de Tabelas

4.1	Valores dos parâmetros do retificador e da carga.	26
4.2	Valores dos parâmetros do projeto do controlador.	27

Capítulo 1

Introdução

A estabilidade é um fator primordial e pré-requisito para os projetos de sistemas de controle. O teste de Routh-Hurwitz, a análise do diagrama de Bode e o critério de estabilidade de Nyquist são técnicas clássicas de análise de estabilidade muito difundidas na literatura de engenharia de controle.

Entretanto, as técnicas listadas não contemplam o efeito das variações no modelo causadas por erros, incertezas, variações de parâmetros e outros fatores não previstos na modelagem matemática da planta. Uma evolução da análise de estabilidade é a análise de estabilidade robusta, pois leva em consideração variações de parâmetros e outros tipos de variações que podem alterar a função de transferência do sistema de controle. Portanto, o sistema de controle, representado pelo diagrama de blocos da Figura 1.1, é robusto quando leva em consideração essas variações no projeto dos controladores, tornando-os mais confiáveis [1]. Mesmo em sistemas projetados pelo método clássico, a análise de estabilidade robusta auxilia na investigação da estabilidade perante uma faixa conhecida de variação de seus parâmetros [2]. As técnicas de controle robusto são empregadas em diversas aplicações: na geração eólica de energia elétrica [3], em bioprocessos [4], processos de deposição de plasma [5], etc.

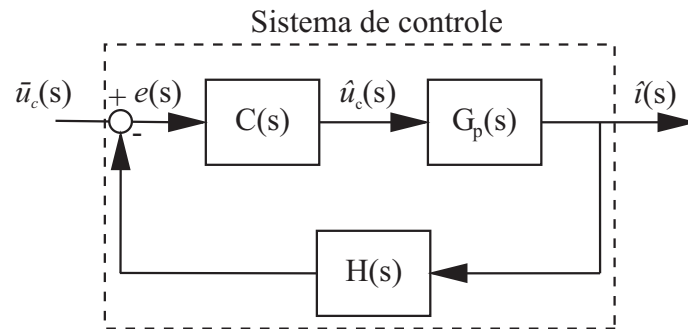


Figura 1.1: Diagrama de blocos do sistema de controle.

Os retificadores são equipamentos que tem a finalidade de converter a corrente ou tensão de entrada alternada em contínua para alimentar uma carga na saída. Há vários tipos de retificadores, entre eles estão os retificadores a tiristor. Os conversores a tiristor, apesar de serem antigos, ainda são uma boa opção para aplicações em potências elevadas. Eles são utilizados em inúmeras aplicações: acionamentos de motores de corrente contínua [6], controladores de luminosidade, carregadores de baterias [7] e, atualmente, é aplicado ao controle de falha de corrente em supercondutor [8]. A maioria das aplicações desse conversor envolve o controle de sua corrente de saída, cuja modelagem para o retificador monofásico é dada por um sistema de primeira ordem [6, 7, 9]. Embora o retificador monofásico seja um sistema considerado estável, também está suscetível a variações de energia na alimentação, a variações de parâmetros da carga, entre outras variações.

Inúmeros artigos propõem e discutem o controle do retificador a tiristor. Similarmente, outros vários propõem e discutem o controle e análise robusta de inúmeros processos. Entretanto, não foi encontrado na literatura técnica, na base de dados do IEEE Xplore e na base de dados da CAPES, conteúdo que apresente a análise de estabilidade robusta do retificador a tiristor.

Logo, o objetivo desse trabalho é apresentar uma análise de estabilidade robusta para o sistema de controle definido para um retificador monofásico tiristorizado alimentando uma carga RL, pois é uma carga comum para as aplicações do retificador. Inicialmente será mostrada a modelagem dinâmica do retificador e carga, em torno de um ponto de operação, similar ao realizado em [10]. A seguir aplica-se o método de Monte Carlo, o qual leva em consideração as variações paramétricas [11]. Com os resultados gerados, a análise de estabilidade robusta é realizada através da norma H_∞ da função de sensibilidade do sistema em malha fechada. Essa

análise estabelece que o sistema é robusto se o diagrama de Nyquist não tangenciar nem interceptar o círculo de centro $(-1,0)$ e raio $1/M_S$ [12]. Adicionalmente, é mostrado que o sistema permanece estável mesmo com as variações atribuídas aos componentes do conversor.

1.1 Organização do trabalho

Esse Capítulo 1 abordou a introdução geral dessa dissertação e a introdução de alguns conceitos utilizados no desenvolvimento desse trabalho.

O Capítulo 2 mostra o desenvolvimento da modelagem da ponte retificadora monofásica e, também, do projeto do controlador para o controle de corrente da mesma.

O Capítulo 3, por sua vez, detalha alguns fundamentos teóricos de estabilidade e estabilidade robusta. Nesse capítulo é apresentada a análise de estabilidade robusta que é o objeto de estudo principal desse trabalho.

No Capítulo 4 é feito um exemplo numérico discutindo a estabilidade do mesmo conforme apresentado no terceiro capítulo. A análise de estabilidade robusta é comparada com a análise de estabilidade clássica.

O Capítulo 5 apresenta a conclusão geral do trabalho.

Capítulo 2

Controle do retificador monofásico a tiristor

2.1 Introdução

Este capítulo aborda o funcionamento do retificador a tiristor e sua modelagem em torno de um ponto de operação. Também apresenta o projeto do controlador para o controle da corrente de saída do retificador.

2.2 Modelagem do retificador

Os retificadores são dispositivos que transformam a tensão ou corrente alternada em contínua para diversas finalidades onde se aplica esse tipo de alimentação, como controle de velocidade de motor de corrente contínua, entre outras aplicações. Esses conversores podem ser compostos por alguns semicondutores de potência, entre eles: diodo de potência, tiristor, *Triode for Alternating Current* (TRIAC), *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) entre outros. Nesse trabalho o semicondutor de potência utilizado no conversor é o tiristor retificador controlado de silício (SCR). A Figura 2.4 mostra o retificador monofásico a tiristor alimentando uma carga RL, utilizado para a aplicação da análise de estabilidade realizada nesse trabalho.

O tiristor SCR, cujo símbolo elétrico está mostrado na Figura 2.1, possui a função de interruptor em circuitos com a finalidade de converter energia. O disparo desse dispositivo acontece

quando a tensão entre anodo (A) e catodo (K) é positiva e é aplicada uma tensão positiva ao gate (G) em relação ao catodo. Após entrar em condução ele permanece conduzindo até que a corrente entre anodo e catodo se torne negativa.

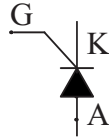


Figura 2.1: Símbolo do tiristor SCR.

O ângulo em que se inicia a condução do tiristor é chamado ângulo de disparo e, geralmente, é representado pela letra grega α . Na Figura 2.2 é mostrado as formas de onda de disparo do tiristor, representado por sua corrente no gate. No primeiro ciclo da tensão de alimentação é mostrado o ângulo $\alpha_1 = 0^\circ$. Nos ciclos seguintes é mostrado o ângulo α_x variando e o comportamento da tensão na carga devido a essas variações. Na Figura 2.2 a carga é puramente resistiva, portanto a tensão na carga tem o mesmo comportamento da corrente, pois ambas estão em fase.

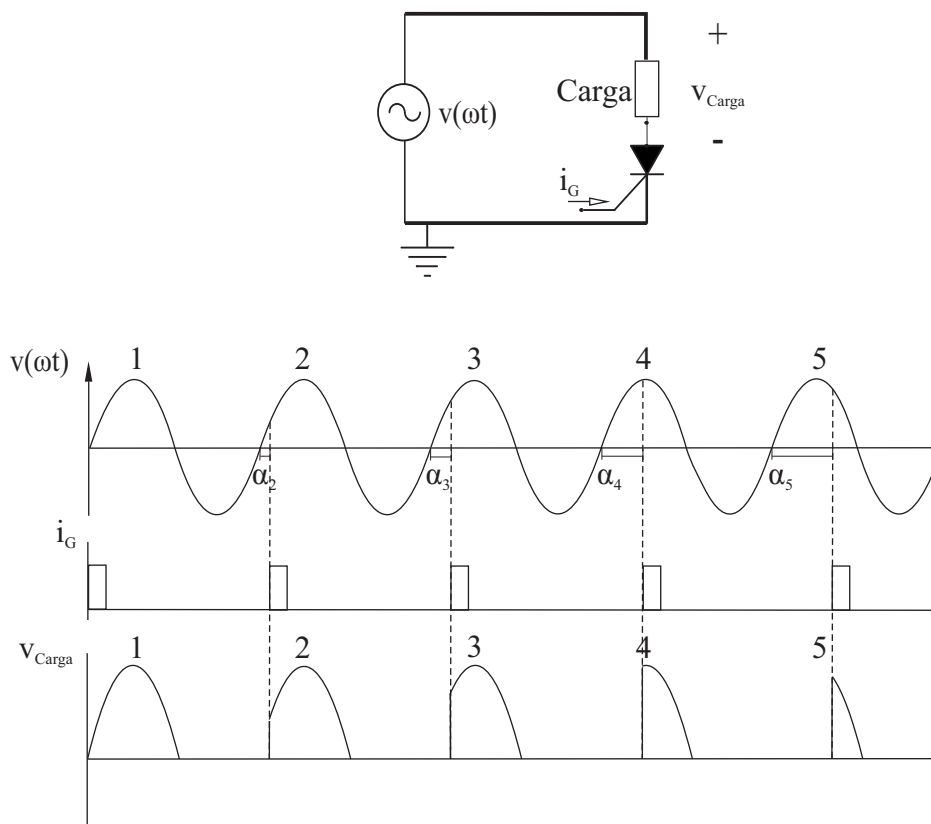


Figura 2.2: Disparo do tiristor e variações de α .

Para uma carga resistiva-indutiva o comportamento da tensão na carga é mostrado na Figura

2.3. A presença no indutor na carga faz com que a tensão e a corrente fiquem fora de fase.

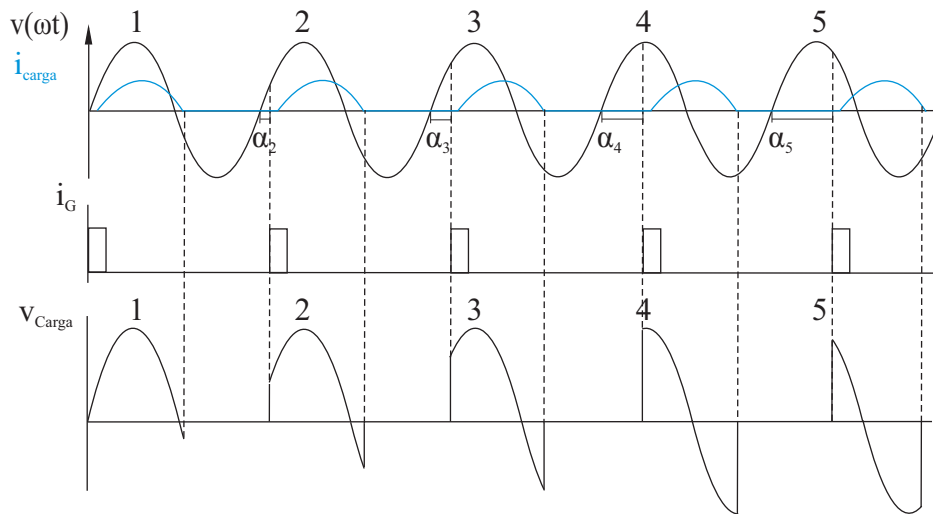


Figura 2.3: Disparo do tiristor e variações de α , com carga resistiva-indutiva.

No retificador em ponte completa a tiristor, cujo esquema está mostrado na Figura 2.4, os tiristores T1 e T4 são ligados durante o semiciclo positivo da tensão de alimentação e os tiristores T2 e T3 durante o semiciclo negativo.

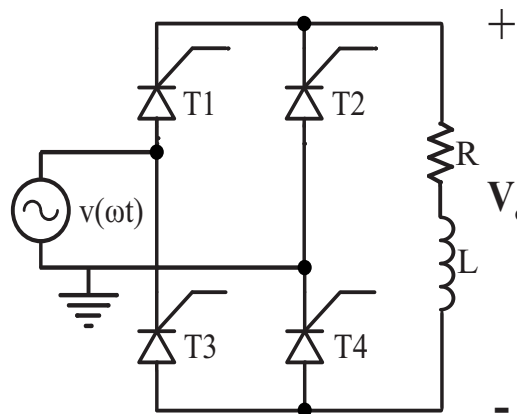


Figura 2.4: Retificador monofásico a tiristor.

A Figura 2.5 representa as etapas de funcionamento do retificador para os semiciclos positivo e negativo, respectivamente.

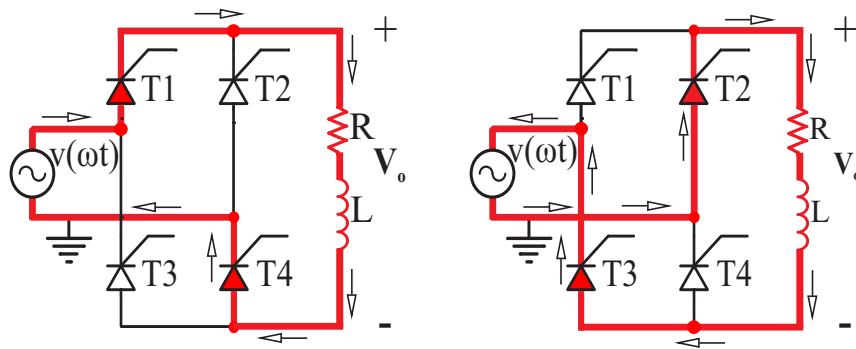


Figura 2.5: Representação das etapas de funcionamento do retificador para o semiciclo positivo e negativo respectivamente.

Dependendo do ângulo de disparo o retificador opera em modo contínuo ou descontínuo de condução. No caso do modo contínuo a corrente não sofre interrupção em sua condução. Porém, no modo descontínuo a corrente da carga vai a zero em cada semiciclo da tensão de alimentação. A Figura 2.6 mostra a tensão na carga para o modo contínuo e a Figura 2.7 para o modo descontínuo de condução.

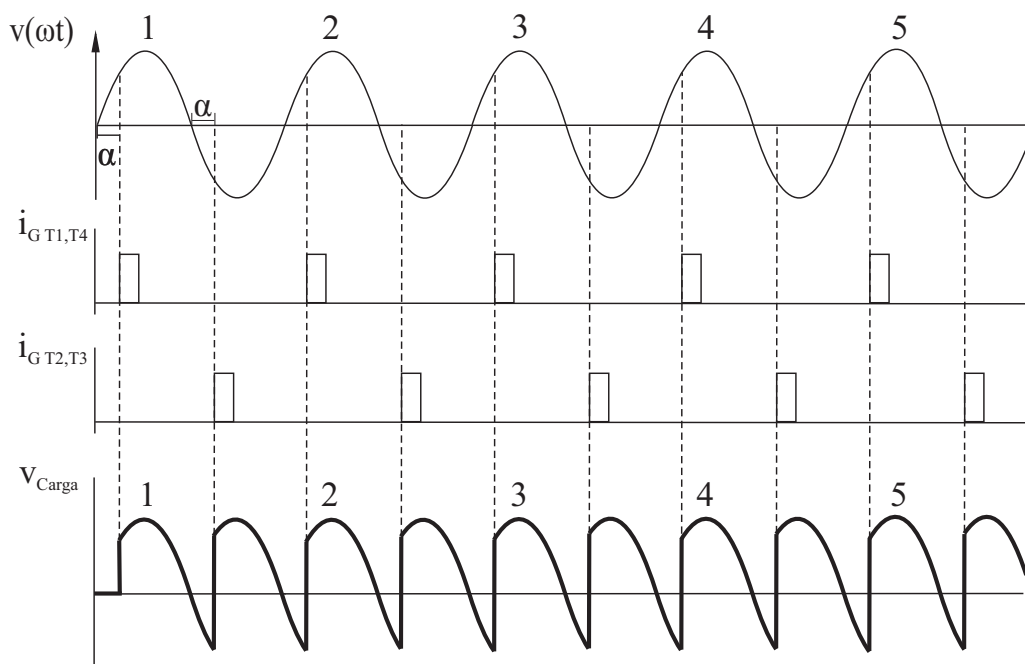


Figura 2.6: Comportamento da tensão no modo contínuo de condução.

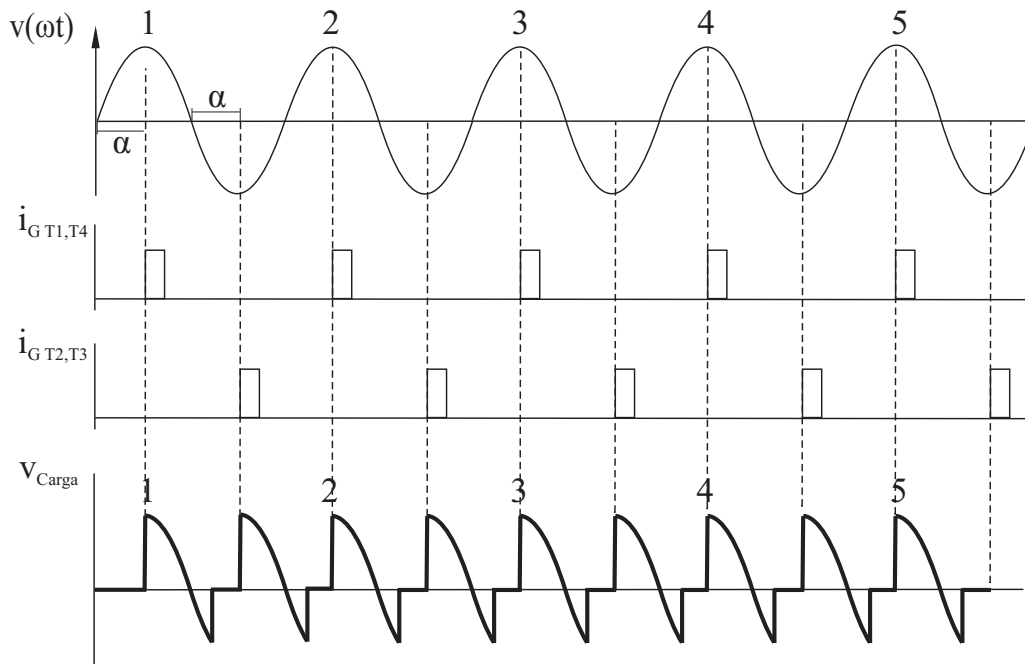


Figura 2.7: Comportamento da tensão no modo descontínuo de condução.

Para a modelagem matemática do retificador em modo contínuo de condução, é considerado que o mesmo funcione em um determinado ponto de operação. Ao redor desse ponto de operação é aplicada uma pequena perturbação e, em seguida, é realizada a linearização do modelo [13].

A fonte de tensão $v_i(t)$ que alimenta o retificador é uma fonte senoidal expressa por (2.1), V_P é o valor de pico da tensão v_i .

$$v_i(t) = V_P \text{sen}(\omega t) \quad (2.1)$$

O valor médio da tensão de saída do retificador, V_o , em modo contínuo de condução, é dado por (2.2) e o valor médio da corrente é dado por (2.3) [14].

$$V_{O_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} V_P \text{sen}(\omega t) d(\omega t)$$

$$V_{O_{med}} = \frac{2V_P}{\pi} \cos\alpha \quad (2.2)$$

$$I_{O_{med}} = \frac{V_{O_{med}}}{R} \quad (2.3)$$

A Figura 2.8 mostra como o ângulo de disparo α é obtido à partir da onda dente de serra [10], pela sua implementação ser mais simples que os demais métodos e por atender ao projeto. Esta forma de onda possui uma tensão máxima, u_p , a qual será comparada com a tensão de controle u_c .

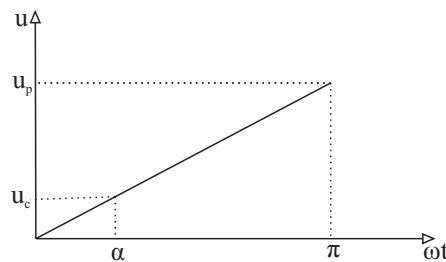


Figura 2.8: Gráfico tipo rampa para o cálculo de α .

O ângulo de disparo do tiristor, α , é expresso por (2.4).

$$\alpha = \frac{u_p - u_c}{u_p} \pi \quad (2.4)$$

Substituindo (2.4) em (2.2), obtém-se o valor da tensão média de saída do retificador dado por (2.5).

$$V_{O_{med}} = 2 \frac{V_P}{\pi} \cos \left(\frac{u_p - u_c}{u_p} \pi \right) \quad (2.5)$$

De acordo com (2.5), $V_{O_{med}}$ é uma relação não linear, portanto, é necessário linearizar essa expressão. Para isso, a função dada por (2.5) é expandida em série de Taylor. A expansão em

série de Taylor, dada por (2.6), mostra o comportamento de uma função $f(x)$ na proximidade de um ponto $x = a$.

$$f(x) = f(a)(x-a)^0 + \frac{f'(a)(x-a)^1}{1!} + \frac{f''(a)(x-a)^2}{2!} + \dots + \frac{f^{(n)}(a)(x-a)^n}{n!} \quad (2.6)$$

Para o caso da expansão da função (2.5), $x = u_c$ e $a = \bar{u}_c$. Essa expansão é dada por (2.7).

$$f(u_c) = f(\bar{u}_c)(u_c - \bar{u}_c)^0 + \frac{f'(\bar{u}_c)(u_c - \bar{u}_c)^1}{1!} + \frac{f''(\bar{u}_c)(u_c - \bar{u}_c)^2}{2!} + \dots + \frac{f^{(n)}(\bar{u}_c)(u_c - \bar{u}_c)^n}{n!} \quad (2.7)$$

O termo que representa a variação mais significativa da função é o termo de primeira ordem dessa expansão, $f'(\bar{u}_c)$, representado pela expressão (2.8). Esse termo representa a variação que a perturbação da grandeza u_c provoca na tensão média de saída, $V_{o,med}$. A grandeza K , vista em (2.8), representa um ganho do retificador causado pela perturbação da grandeza u_c .

$$K = \left. \frac{\partial V_{o,med}}{\partial u_c} \right|_{u_c = \bar{u}_c}$$

$$K = \frac{V_p}{u_p} \text{sen} \left(\frac{u_p - \bar{u}_c}{u_p} \pi \right) \quad (2.8)$$

A relação entre a variação de corrente de saída, $\hat{i}_o(s)$, e a variação da tensão de controle de disparo, $\hat{u}_c(s)$, resulta na função de transferência $G_p(s)$. Esta função de transferência caracteriza um sistema de primeira ordem e possui o formato mostrado em (2.9) [10].

$$G_p(s) = \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{u}_c(s)}$$

$$G_p(s) = K \frac{1}{R + sL} \quad (2.9)$$

Substituindo (2.8) em (2.9) a função de transferência do processo, $G_p(s)$, pode ser reescrita na forma dada por (2.10).

$$G_p(s) = \frac{\hat{i}_l(s)}{\hat{u}_c(s)}$$

$$G_p(s) = \frac{V_P}{u_p} \text{sen} \left(\frac{u_p - \bar{u}_c}{u_p} \pi \right) \frac{1}{R + sL} \quad (2.10)$$

Constata-se que a função de transferência, expressa por (2.10), é de primeiro grau e depende das variáveis u_c , R e L. A variável \bar{u}_c representa o valor do ponto de operação adotado para o sistema de controle. As variáveis R e L representam a resistência e a indutância da carga. As variações desses parâmetros alteram a função de transferência, podendo assim comprometer o desempenho do sistema de controle.

2.3 Projeto do controlador

Adota-se um controlador PI, devido sua simplicidade e por anular o erro em regime permanente no sinal de saída devido a variações no sinal de referência. Esse controlador é projetado com base na análise da resposta em frequência da função de malha aberta do sistema de controle [15, 16]. A Figura 1.1 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle. O parâmetro a ser controlado é a corrente média na carga, i_o e o de referência é a tensão de controle de disparo dos tiristores, u_c . O controlador PI possui a função de transferência dada por (2.11) e K_i representa o ganho do controlador.

$$C(s) = K_i \frac{s+z}{s} \quad (2.11)$$

A constante de tempo τ do sistema, a frequência de cruzamento de ganho f_c e a frequência angular de cruzamento de ganho ω_c são obtidas através de (2.12), (2.13) e (2.14). A variável tr representa o tempo de acomodação do sistema.

$$\tau = \frac{tr}{4} \quad (2.12)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (2.13)$$

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (2.14)$$

Quando aplica-se a função em malha aberta $CG_pH(s)$ a $j\omega_c$ obtém-se a função de resposta em frequência em malha aberta do sistema, $CG_pH(j\omega_c)$. Para garantir a estabilidade do sistema é necessário que, na frequência de cruzamento de ganho f_c , o módulo de $CGH(j\omega_c)$ seja unitário, como visto em (2.15), e a soma dos ângulos seja $(-180^\circ + Mf)$ de acordo com (2.16).

$$|C(j\omega_c)G_p(j\omega_c)H(j\omega_c)| = 1 \quad (2.15)$$

$$\angle C + \angle G_p + \angle H = -180 + Mf \quad (2.16)$$

Como H possui apenas parte real, então, $\angle H = 0$. Para obter o ângulo $\angle G_p$, substitui-se s por $j\omega_c$ em (2.9) obtendo (2.17) e com essa expressão calcula-se o valor de $\angle G_p$ e também $|G_p|$.

$$G_p(j\omega_c) = \frac{K}{j\omega_c L + R} \quad (2.17)$$

Com o valor de $\angle G_p$ é calculado o valor de $\angle C$. De maneira similar ao que foi feito para o cálculo de $\angle G_p$, substitui-se s por $j\omega_c$ em (2.11) resultando a expressão (2.18).

$$C(j\omega_c) = K_i \frac{j\omega_c + z}{j\omega_c} \quad (2.18)$$

Com (2.18) chega-se a (2.19), a qual é empregada para calcular o valor de z .

$$\angle C = \angle K_i + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{z}\right) - 90 \quad (2.19)$$

Reescrevendo a expressão (2.18) e aplicando o módulo, calcula-se K_i com (2.20). O valor de $|C(j\omega_c)|$ é obtido de (2.15).

$$K_i = |C(j\omega_c)| \frac{|j\omega_c|}{|j\omega_c + z|} \quad (2.20)$$

A função de transferência do controlador PI, dada por (2.11), mostra que ele acrescenta um pólo, na origem, à função de transferência do sistema de controle. Esse pólo pode levar o sistema à instabilidade em malha fechada, pois eleva a ordem desse sistema. Porém, a ação de controle desse controlador possui o benefício de anular o erro em regime permanente.

2.4 Conclusão

Nesse capítulo foi desenvolvida a modelagem da ponte monofásica a tiristor. Nesse modelo foi feita uma linearização da função matemática do processo e em seguida aplicado uma perturbação. O controlador escolhido foi o PI por sua simplicidade e por anular o erro entre o sinal de saída e o sinal de referência em regime permanente. O projeto do controlador PI é implementado com base em resposta em frequência.

Capítulo 3

Análise de estabilidade

3.1 Introdução

A estabilidade em um sistema de controle em malha fechada é necessária para que este funcione segundo as especificações, em sistemas BIBO (*Bounded-input, bounded-output*), isto é, entrada limitada saída limitada. O sistema é dito estável quando tem uma resposta limitada todo tempo a uma entrada limitada. Esse capítulo aborda o critério de estabilidade de Nyquist e um método para a análise de estabilidade robusta.

3.2 Análise no domínio da frequência

A função resposta em frequência é definida como $F(j\omega)$, com $0 \leq \omega \leq \infty$. Portanto, para um valor determinado de ω tem-se que $F(j\omega)$ é um número complexo e com isso F é uma função complexa. O módulo $|F(j\omega)|$ e o ângulo $\angle F(j\omega)$ de $F(j\omega)$ representam, respectivamente, o ganho e a fase do sistema que $F(j\omega)$ representa.

Um dos meios de representar a resposta em frequência é o diagrama de Bode. Nele é representado o módulo versus a frequência e a fase versus a frequência da função. Uma característica importante desse diagrama é que nele é possível visualizar os efeitos dos pólos e zeros da função de transferência.

A função de transferência em malha fechada, $T(s)$, do sistema de controle visto na Figura 1.1, é dada por (3.1) e sua função de transferência em malha aberta $L(s)$ é dada por (3.2).

$$T(s) = \frac{C(s)G_p(s)}{1 + C(s)G_p(s)H(s)} \quad (3.1)$$

$$L(s) = C(s)G_p(s)H(s) \quad (3.2)$$

No diagrama de Bode é possível determinar a estabilidade e a margem de estabilidade relativa do sistema. Essas margens são: a margem de ganho e a margem de fase, determinadas através da função de transferência em malha aberta.

A margem de ganho ocorre na frequência ω_m , em que o ângulo de fase da função em malha aberta é -180° . O valor da margem de ganho é o inverso do módulo de $C(j\omega_m)G(j\omega_m)H(j\omega_m)$. Essa margem representa a quantidade que o ganho em malha aberta pode aumentar antes que o sistema em malha fechada se torne instável.

A margem de fase acontece na frequência ω_f , em que o módulo da função em malha aberta é unitária, ou seja, 0[dB]. O valor da margem de fase é a diferença entre o ângulo de $C(j\omega_f)G(j\omega_f)H(j\omega_f)$ e -180° . Essa margem representa o quanto de atraso de fase que o sistema permite antes de ficar instável.

Considere o exemplo dado pela equação (3.3), para o qual diagrama de Bode está mostrado na Figura 3.1, obtido através do software MATLAB[®].

$$CG_pH(s) = \frac{5}{(s+1)^3} \quad (3.3)$$

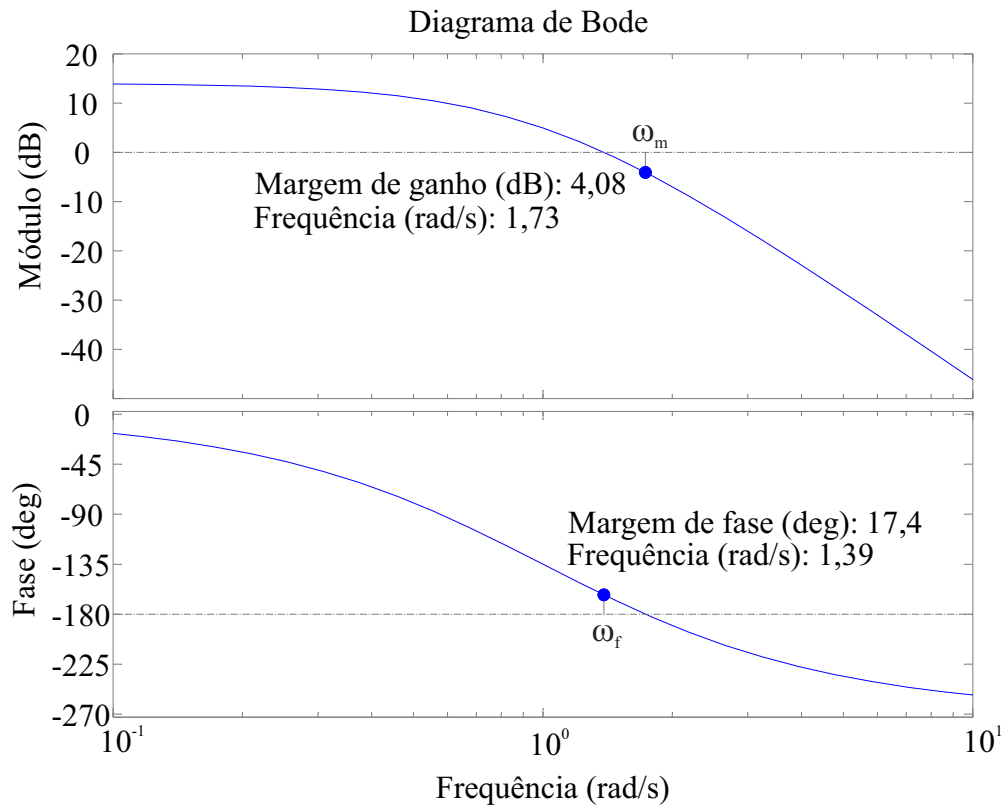


Figura 3.1: Diagrama de Bode do sistema de controle dado por (3.3).

O diagrama de Bode mostra que o sistema em malha aberta, dado pela expressão (3.3), é estável, pois na frequência ω_m o ganho possui módulo abaixo de $0[dB]$ e na frequência ω_f o ângulo é menor que -180° em módulo. A margem de fase é $17,4^\circ$ e a margem de ganho é $4,08[dB]$.

3.3 Critério de estabilidade de Nyquist

Um sistema linear invariável no tempo é estável quando todas as raízes de sua equação característica $(1 + C(s)G(s)H(s))$ estão no lado esquerdo do semiplano de s , isto é, todas as raízes da equação característica possuem parte real negativa.

Um dos métodos de verificação de estabilidade é o critério de estabilidade de Nyquist. Esse método relaciona a resposta em frequência do sistema em malha aberta $C(j\omega)G(j\omega)H(j\omega)$ ao número de pólos e zeros de $(1 + C(s)G(s)H(s))$ que estão no lado direito do semiplano de s . Este usa resultados da teoria de variáveis complexas, mais especificamente o Teorema de Cauchy [17], para verificar a ocorrência de pólos da função de transferência do sistema no

semiplano complexo direito. O enunciado do Teorema de Cauchy bem como a sua prova não serão discutidos nesse trabalho.

A Figura 3.2 mostra o diagrama de Nyquist obtido através do mapeamento da função de malha aberta $L(s)$ aplicada a $j\omega$, $L(j\omega)$, para a função de transferência (3.3), simulação realizada no software MATLAB[®].

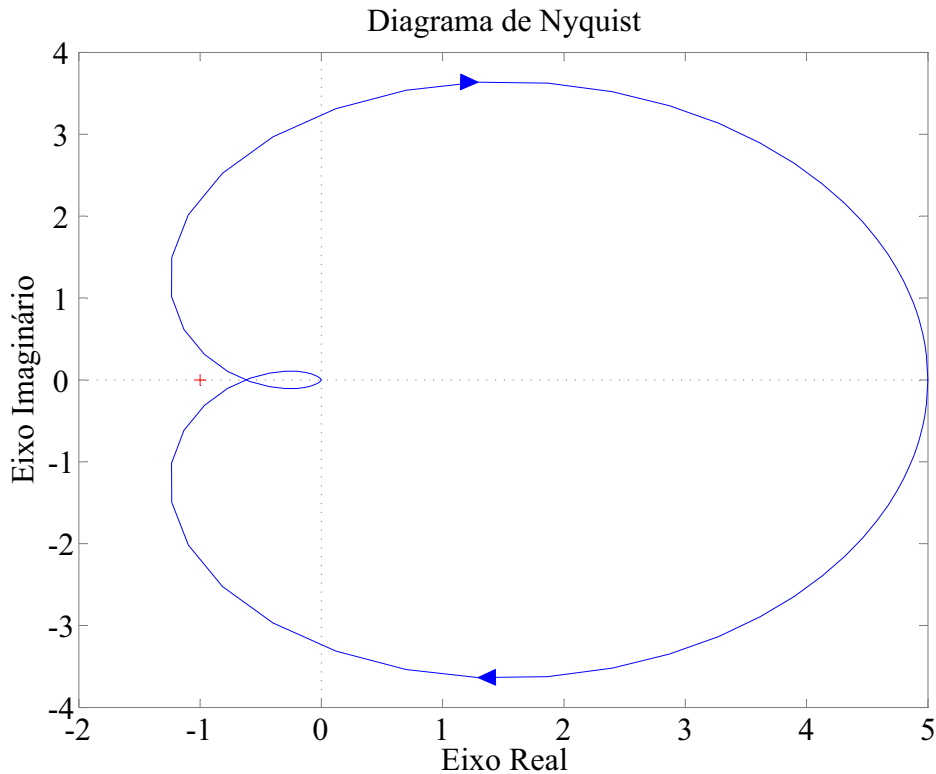


Figura 3.2: Diagrama de Nyquist do sistema de controle dado por (3.3).

A avaliação de estabilidade pelo critério de Nyquist é feita com a equação de Nyquist, dada pela expressão (3.4). Nessa equação, Z representa o número de zeros da equação característica $(1 + C(s)G(s)H(s))$ no semiplano direito. Esse é o número de pólos do sistema em malha fechada no semiplano direito. A variável P representa o número de pólos de $(1 + C(s)G(s)H(s))$ no semiplano direito do plano s . Esse é o número de zeros do sistema em malha fechada no semiplano direito. A variável N representa o número de envoltórias que o contorno de Nyquist faz no ponto $(-1, 0)$, no sentido horário.

$$Z = N + P \quad (3.4)$$

O critério diz que em um sistema estável tem-se $Z = 0$, qualquer outro valor de Z indica que o sistema é instável.

Analisando o diagrama de Nyquist mostrado na Figura 3.2 é possível verificar que $N = 0$, e da função de transferência (3.3) é possível verificar que $P = 0$. Com os valores de N e P encontra-se Z , com (3.4).

$$Z = 0 + 0 = 0 \quad (3.5)$$

Com o valor de $Z = 0$, expressão (3.5), é possível concluir que o sistema é estável. Ao variar o ganho do sistema, o contorno de Nyquist também varia o que pode levar o sistema a instabilidade. Considere agora que o sistema que possui a função de transferência, em malha aberta, dada pela expressão (3.3) e sofre uma alteração no ganho de maneira que a função fique da forma mostrada na expressão (3.6).

$$CG_pH(s) = K \frac{5}{(s+1)^3} \quad (3.6)$$

Conforme K varia, o contorno de Nyquist é alterado, como mostrado na Figura 3.3, podendo levar o sistema de controle a instabilidade.

Na Figura 3.3a o ganho é $K = 1$ e na Figura 3.3b o ganho é $K = 1,5$, para ambos casos o sistema é estável. Na Figura 3.3c o ganho é $K = 6$ e nesse caso tem-se $N = 1$. O valor de P é igual a zero em todos casos. Com os valores de N e P encontra-se Z , com (3.4).

$$Z = 1 + 0 = 1 \quad (3.7)$$

Com o valor de $Z = 1$, expressão (3.7), é possível concluir que o sistema é instável, pois a função de transferência em malha fechada possui um pólo com parte real no semiplano direito.

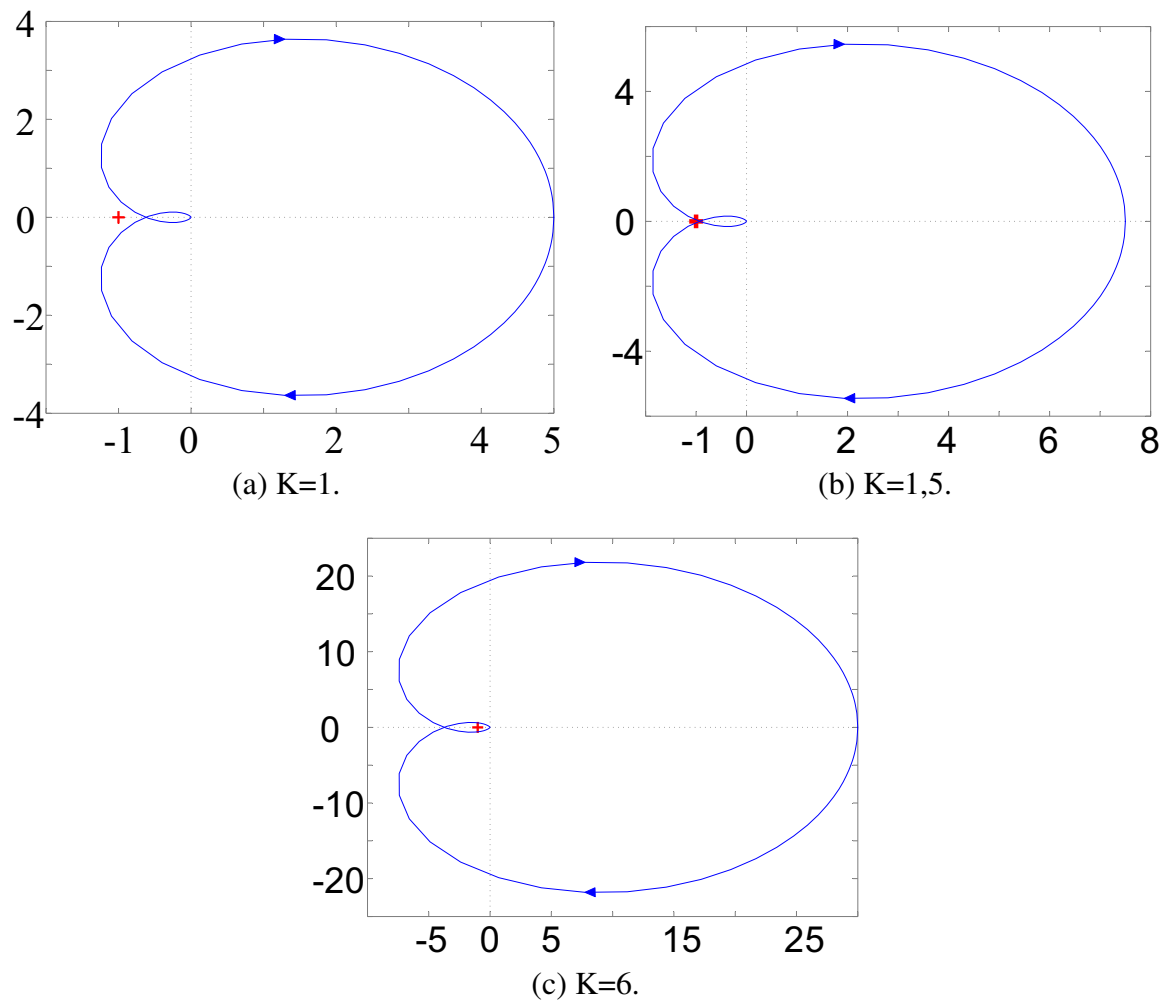


Figura 3.3: Diagramas de Nyquist com acréscimo de ganho.

3.4 Função sensibilidade

A grandeza que mede as alterações das características do sistema é chamada de sensibilidade. Essa função é definida pela relação entre a variação percentual na função de transferência do sistema de controle pela variação percentual da função de transferência do processo. Em termos matemáticos é dada pela expressão (3.8). Em outras palavras é um valor que relaciona a variação da função de transferência do processo a ser controlado, $G_p(s)$, com a variação da função de transferência do sistema de controle, $T(s)$.

$$S = \frac{\partial T(s)/T(s)}{\partial G_p(s)/G_p(s)} \quad (3.8)$$

Portanto, a função sensibilidade do sistema de controle é dada pela expressão (3.9).

$$S(s) = \frac{1}{1 + C(s)G_p(s)H(s)} \quad (3.9)$$

A função sensibilidade mostra o efeito direto do controle no sinal de saída do sistema. Uma característica visualizada no gráfico do módulo da função sensibilidade é o pico dessa função. A resposta transitória do sistema de controle está relacionado com esse pico. O pico da função sensibilidade é diretamente proporcional ao máximo pico do sinal de saída do sistema de controle. A Figura 3.4 mostra o gráfico do módulo em [dB] versus a frequência da função sensibilidade do sistema de controle cuja função de transferência em malha aberta é dada por (3.3).

Na faixa de frequência em que $|S|$ assume valor maior que 1, o sistema de controle em malha fechada fica com seu desempenho comprometido, pois os valores de pico do sinal de saída (*overshoot*) são maiores e a margem de ganho é menor.

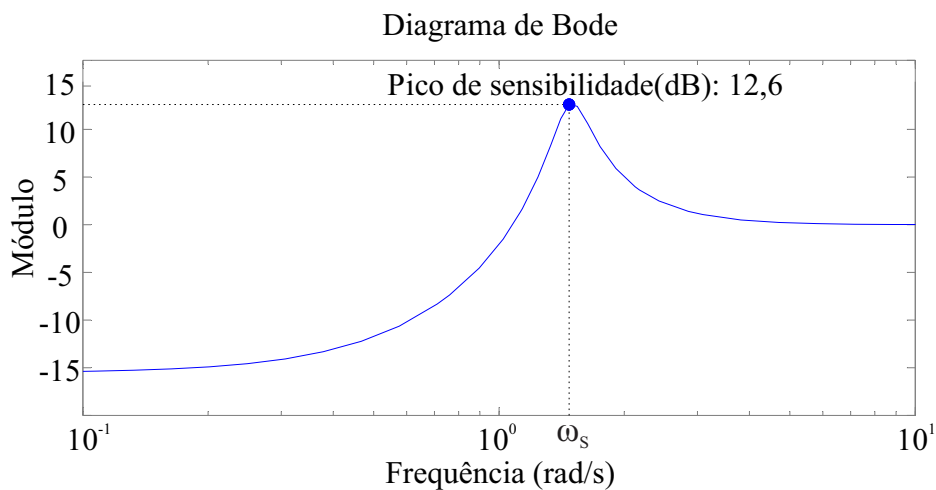


Figura 3.4: Diagrama de Bode do módulo da função sensibilidade.

3.5 Máximo pico de sensibilidade

A restrição do máximo pico de sensibilidade, M_S , é importante para garantir que o processo permaneça com as características de funcionamento previstas em projeto.

O máximo pico de sensibilidade, M_S , dado por (3.10), é obtido a partir da função sensibilidade avaliada para $j\omega$, ou seja, M_S é o máximo valor que a função $S(j\omega)$ atinge. Esse valor é o valor de máximo distúrbio que o sistema possui.

$$M_S \geq \max_{\omega} |S(j\omega)| \quad (3.10)$$

É possível encontrar esse valor através do gráfico do módulo da função $S(s)$ aplicada a $j\omega$. Esse valor está destacado na Figura 3.4. Nesse caso, o valor de $M_S = 12,6[dB]$.

Por Nyquist a estabilidade depende do ponto $(-1,0)$, portanto, quanto mais próximo desse ponto passar o contorno de Nyquist, mais comprometida será a estabilidade. A Figura 3.5 mostra um contorno de Nyquist e o ponto no contorno em que a sensibilidade é máxima, com frequência angular ω_S .

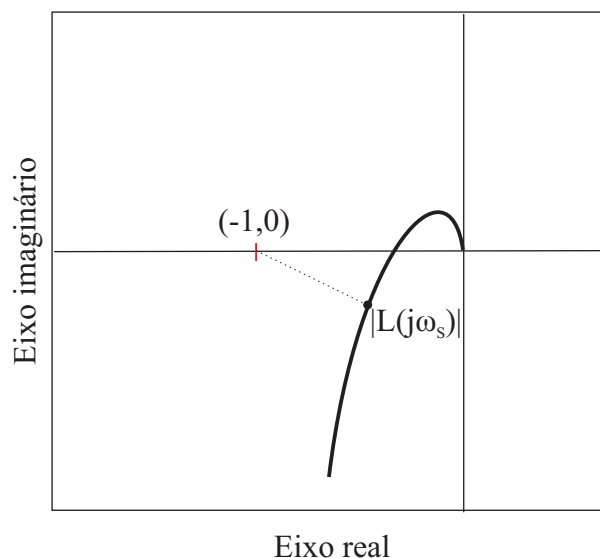


Figura 3.5: Diagrama de Nyquist.

Onde a sensibilidade é máxima a função em malha aberta do sistema de controle possui módulo $|L(j\omega_S)|$. A distância desse ponto, d_{M_S} , ao ponto $(-1,0)$ é $|-1 - L(j\omega_S)|$, como está

em módulo, pode-se escrever $|1 + L(j\omega_S)|$. De (3.10) pode-se relacionar d_{M_S} com o máximo pico de sensibilidade, mostrado em (3.11), no diagrama de Nyquist.

$$d_{M_S} = |1 + L(j\omega_S)| = \frac{1}{M_S} \quad (3.11)$$

3.6 Estabilidade robusta

A análise de estabilidade robusta determina se o sistema de controle permanece estável considerando o conjunto de incertezas desse sistema. O valor de M_S está diretamente ligado à análise de estabilidade robusta, pois esse é o valor onde o sistema de controle possui o pior desempenho.

A análise de estabilidade robusta aplicada nesse trabalho estabelece que, se o contorno de Nyquist não tangenciar nem interceptar a circunferência de centro $(-1,0)$ e raio $1/M_S$, do diagrama de Nyquist, como mostrado na Figura 3.6, a estabilidade é considerada robusta [12]. Em termos de análise robusta, quanto menor M_S mais robusto é o sistema e M_S , geralmente, assume valores entre 1 e 2 [18].

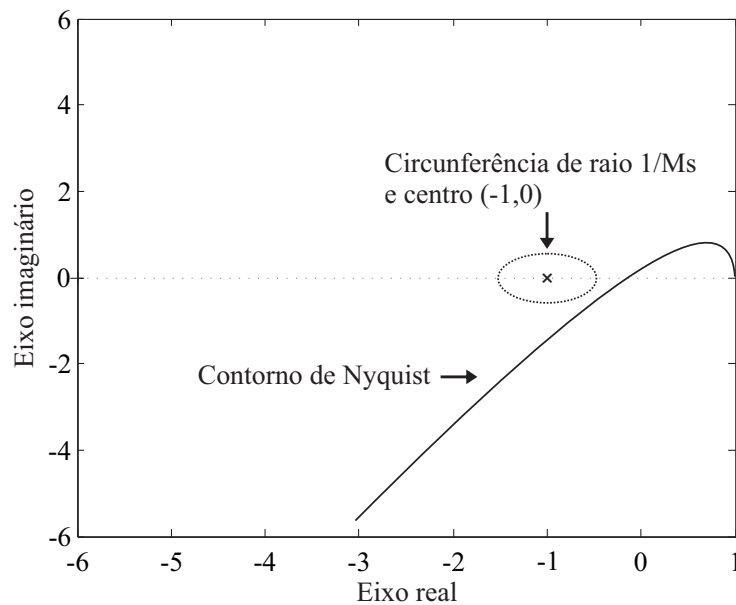


Figura 3.6: Exemplo de diagrama de Nyquist com a circunferência para análise de estabilidade robusta.

3.7 Análise de estabilidade robusta para o retificador

O objetivo desse trabalho é apresentar uma alternativa de análise de estabilidade para confirmar se o sistema de controle para o retificador monofásico a tiristor permanece estável mesmo quando os parâmetros da carga variam dentro de um limite de tolerância. Essa verificação é feita em um determinado projeto para o qual a análise de estabilidade, para os valores de seus parâmetros nominais, foi realizada e constatado nessas condições que o sistema de controle é estável.

Com o tempo, os componentes da carga alimentada pelo retificador sofrem desgaste ou mesmo já são adquiridos com um valor diferente do nominal. Essa diferença faz com que os valores dos componentes previstos na modelagem matemática do retificador, utilizada para o projeto do controlador, sejam diferentes dos valores dos componentes da carga no circuito físico.

A Figura 3.7 mostra um diagrama do retificador e o diagrama de blocos do sistema. Nela, o resistor e o indutor estão ligados ao bloco de $G_p(s)$, para representar visualmente que a alteração do valor de R ou L altera o valor de $G_p(s)$ e, com isso, o ganho em malha aberta sofre modificação. Essa modificação no ganho pode levar o sistema a instabilidade, como discutido na Seção 3.3.

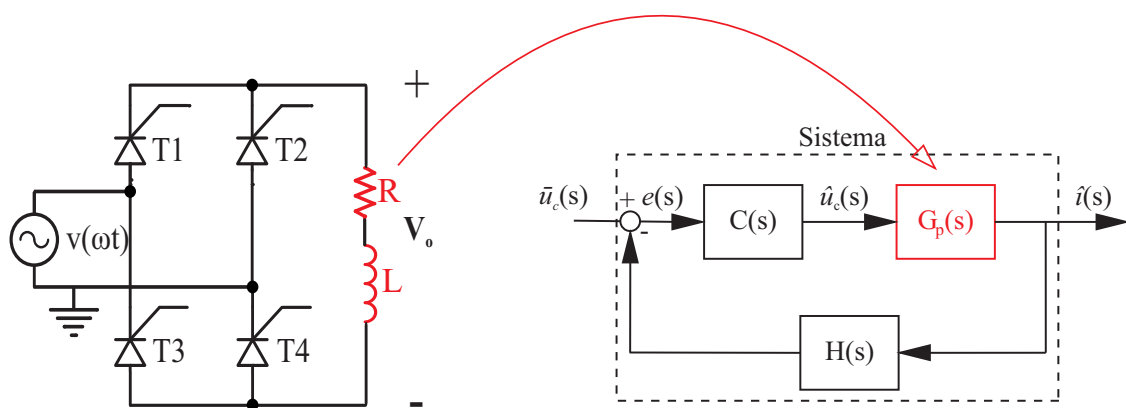


Figura 3.7: Retificador com diagrama de blocos do sistema.

Portanto, a análise de estabilidade robusta é aplicada para certificar que as variações dos parâmetros da carga não levem o sistema de controle a instabilidade.

Os passos para a análise de estabilidade robusta proposta são:

1. Verificar os valores de tolerância para os componentes;
2. Obter o valor do pico de sensibilidade computacionalmente através do gráfico do módulo da função sensibilidade em resposta em frequência;
3. Fazer a simulação para vários casos com os parâmetros da carga dentro do limite de tolerância;
4. Fazer a análise de estabilidade dos diversos resultados;
5. Verificar se, em algum dos resultados, o contorno de Nyquist tangenciou ou interceptou a circunferência de centro $(-1,0)$ e raio $1/M_S$ do diagrama de Nyquist;
6. Se sim, o sistema não possui estabilidade robusta e para um sistema mais confiável é necessário refazer o projeto do controlador. Se não, o sistema possui estabilidade robusta.

3.8 Conclusão

Esse capítulo tratou da análise de estabilidade do sistema. Discutiu a resposta em frequência e as margens de estabilidade. A análise de estabilidade em geral, como também a análise de estabilidade através do diagrama de Bode.

Mostrou-se a análise de estabilidade usando o critério de Nyquist e discutiu-se como o aumento do ganho em malha aberta pode levar o sistema a instabilidade.

Viu-se, também, que a análise de estabilidade robusta foi realizada com o contorno de Nyquist e utiliza o máximo pico de sensibilidade.

Por fim, foram apresentados os passos para verificação da estabilidade robusta no sistema proposto.

Capítulo 4

Exemplo da análise

4.1 Introdução

Este capítulo mostra um exemplo numérico e as simulações para a análise de estabilidade do retificador monofásico a tiristor proposta nesse trabalho. E discute, também, o método de Monte Carlo, que é utilizado para fazer a análise de pior caso, ou seja, os valores onde o sistema tem a possibilidade de se tornar instável.

4.2 Análise de estabilidade para os valores nominais

4.2.1 Modelo

O retificador escolhido possui os parâmetros mostrados na Tabela 4.1. A variável a ser controlada é a corrente média no ramo da carga. O valores de parâmetros e de projeto são os utilizados em [10]. Alguns valores foram modificados para ajustar o projeto do retificador para monofásico.

Tabela 4.1: Valores dos parâmetros do retificador e da carga.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Resistência de carga	R	10[Ω]
Indutância da carga	L	20[mH]
Tensão de pico de entrada	V_P	300[V]
Tensão máxima do sinal de controle	u_P	11[V]
Frequência da rede	f	60[Hz]
Corrente média na carga	I_{omed}	16[A]

De (2.3) obtém-se o valor esperado de V_{omed} .

$$\begin{aligned} V_{omed} &= I_{omed}R \\ V_{omed} &= 160[V] \end{aligned} \quad (4.1)$$

Com o valor de (4.1) e usando-se (2.2) encontra-se o valor de $\cos\alpha$.

$$\begin{aligned} \cos\alpha &= V_{omed} \frac{\pi}{2V_P} \\ \cos\alpha &= 0,8377 \\ \alpha &= 33,1^\circ \end{aligned} \quad (4.2)$$

Com o valor de (4.2), encontra-se u_c para o ponto de operação nominal, com (2.4). O valor da tensão de controle, u_c , para o ponto de operação do sistema é chamada \bar{u}_c .

$$\begin{aligned} \bar{u}_c &= u_p - \frac{\alpha u_p}{\pi} \\ \bar{u}_c &= 8,97[V] \end{aligned} \quad (4.3)$$

Com o valor de (4.3), é encontrado o valor do ganho do retificador, K , com (2.8).

$$\begin{aligned} K &= \frac{V_P}{u_p} \text{sen} \left(\frac{u_p - \bar{u}_c}{u_p} \pi \right) \\ K &= 14,9393 \end{aligned} \quad (4.4)$$

Substituindo os valores da Tabela 4.1 e de (4.4) em (2.9) obtém-se a função de transferência

(4.5).

$$G_p(s) = \frac{14,9393}{0,02s + 10} \quad (4.5)$$

4.2.2 Compensador

Os parâmetros de projeto para o controlador estão expostos na Tabela 4.2. O valores de parâmetros e de projeto são os utilizados em [10].

Tabela 4.2: Valores dos parâmetros do projeto do controlador.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Margem de fase	Mf	60°
Tempo de acomodação	tr	12[ms]
Ganho de realimentação H		0,5652

De (2.12) é obtido a constante de tempo do sistema.

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{tr}{4} \\ \tau &= 3[ms] \end{aligned} \quad (4.6)$$

De (2.13) é obtido a frequência de cruzamento de ganho f_c .

$$\begin{aligned} f_c &= \frac{1}{2\pi\tau} \\ f_c &= 53,05[Hz] \end{aligned} \quad (4.7)$$

De (2.14) é obtido a frequência angular de cruzamento de ganho ω_c .

$$\begin{aligned} \omega_c &= 2\pi f_c \\ \omega_c &= 333,33[rad/seg] \end{aligned} \quad (4.8)$$

Com o valor de (4.4) e (4.8), obtém-se o valor numérico de (2.17).

$$G_p(j333,33) = \frac{K}{j\omega_c L + R}$$

$$G_p(j333,33) = \frac{14,9393}{j6,66 + 10} \quad (4.9)$$

De (4.9), obtém-se $|G_p|$ e $\angle G_p$.

$$|G_p| = 1,24 \quad (4.10)$$

$$\angle G_p = -33,66^\circ \quad (4.11)$$

Da condição de estabilidade (2.15) é obtido $|C(j\omega_c)|$.

$$|C(j\omega_c)| = \frac{1}{|G_p(j\omega_c)H(j\omega_c)|}$$

$$|C(j\omega_c)| = 1,42 \quad (4.12)$$

Da condição de estabilidade (2.16) é obtido $\angle C(j\omega_c)$.

$$\angle C = -180 + Mf - \angle G_p - \angle H$$

$$\angle C = -86,34^\circ \quad (4.13)$$

Com o valor de (4.8), substituído na expressão (2.18), obtém-se a expressão (4.14).

$$C(j\omega_c) = K_i \frac{j\omega_c + z}{j\omega_c}$$

$$C(j33,33) = K_i \frac{j333,33 + z}{j333,33} \quad (4.14)$$

Com o valor de (4.13), substituído em (2.19), é calculado z .

$$\begin{aligned}\angle C &= \angle K_i + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{z}\right) - 90 \\ z &= 5211,04\end{aligned}\tag{4.15}$$

Com o valor de (4.12) e (4.15), substituídos em (2.20), é calculado K_i .

$$\begin{aligned}K_i &= |C(j\omega_c)| \frac{|j\omega_c|}{|j\omega_c + z|} \\ K_i &= 0,09163\end{aligned}\tag{4.16}$$

Com os valores de (4.15) e (4.16), substituídos em (2.11), obtém-se a função de transferência do compensador (4.17).

$$C(s) = \frac{0,09163s + 473,6}{s}\tag{4.17}$$

4.2.3 Desempenho e estabilidade do sistema para valores nominais

A Figura 4.1 mostra a resposta ao degrau de tensão no sistema de controle em malha fechada representado pela Figura 1.1. O degrau foi aplicado em 100[ms]. O tempo de acomodação é inferior a 12[ms] e este valor está em conformidade com o valor estipulado pelo projeto.

A Figura 4.2 mostra o degrau da corrente média na saída. Seu valor se acomoda em 16[A] conforme as especificações do projeto.

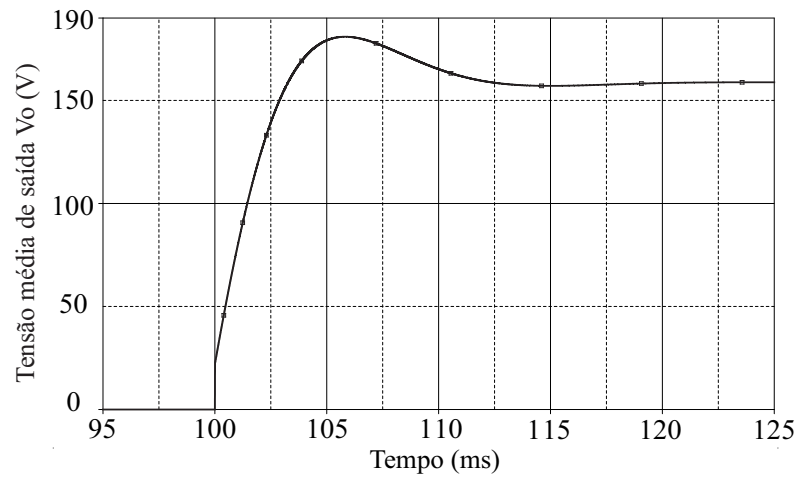


Figura 4.1: Resposta da tensão média na saída do retificador em relação ao degrau aplicado na tensão de controle u_c .

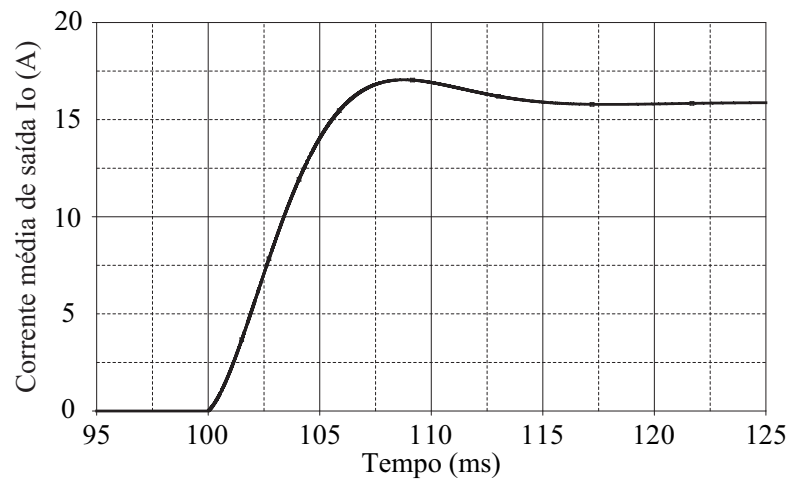


Figura 4.2: Resposta da corrente média na saída do retificador em relação ao degrau aplicado na tensão de controle u_c .

O diagrama de Bode do sistema de controle está mostrado na Figura 4.3. Nela se observa que a frequência de cruzamento de ganho é $53,1[Hz]$ e a margem de fase é 60° , conforme especificado em projeto.

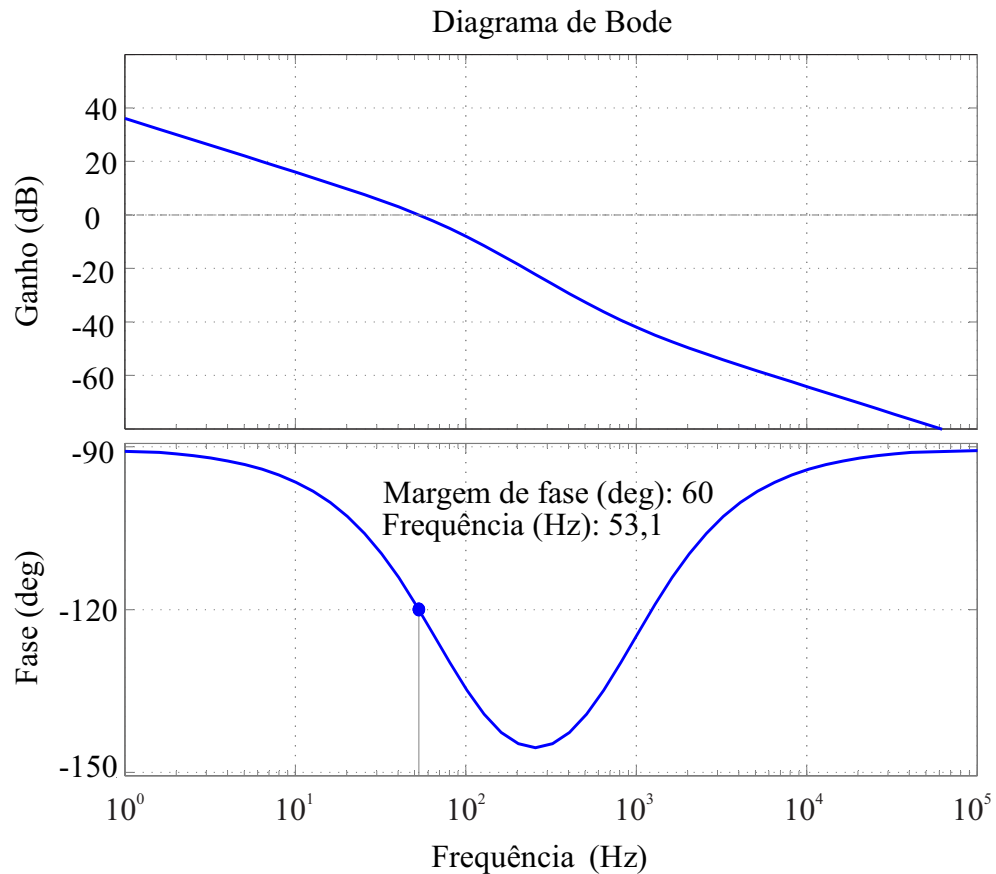


Figura 4.3: Diagrama de Bode de margem e fase.

A verificação de estabilidade do sistema de controle pelo critério de estabilidade de Nyquist, representado na Figura 4.4, mostra que esse sistema é estável, pois o contorno de Nyquist do diagrama não circunda o ponto $(-1,0)$.

Com o diagrama de Bode, Figura 4.3, e o diagrama de Nyquist, Figura 4.4, comprova-se que o sistema é estável analisado com os valores nominais de parâmetros.

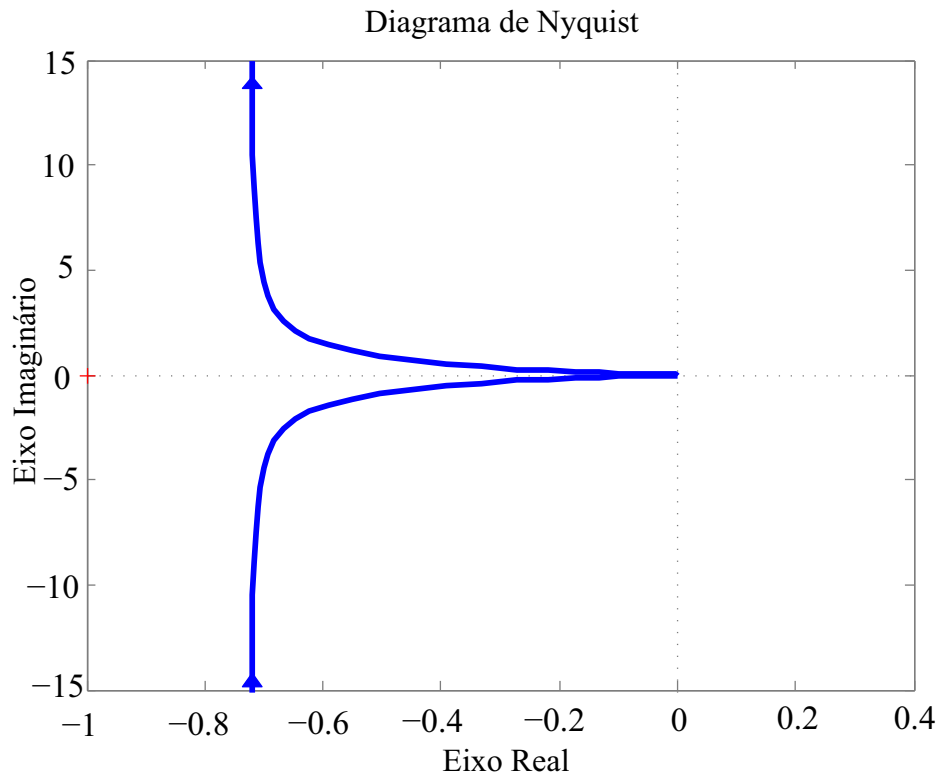


Figura 4.4: Diagrama de Nyquist do sistema de controle.

4.3 Análise de estabilidade robusta

4.3.1 Monte Carlo

O método de Monte Carlo é uma ferramenta de análise estatística. Com essa ferramenta é possível simular qualquer processo que dependa de fatores aleatórios. A simulação com esse método gera N amostras para o processo analisado.

A função de transferência do processo, dada por (2.10), mostra que modificando os valores nominais da carga, R e L , modifica-se a função de transferência do processo. Por isso nesse trabalho os parâmetros aleatórios são a resistência e a indutância da carga. O simulador gera um conjunto de simulações, onde, em cada simulação, é atribuído um valor de resistência e indutância para a carga, dentro dos valores de tolerância atribuídos. Então, é gerado um conjunto de curvas do contorno de Nyquist. Essas são as curvas analisadas para o critério de estabilidade robusta.

4.3.2 Modelo linear para simulação computacional

Para realizar a simulação computacional utilizando a análise de Monte Carlo, é necessário modificar o sistema para que a estrutura do retificador seja a de um modelo linearizado.

Na aproximação linear do retificador para um modelo linearizado este é considerado como um ganho. Esse ganho é obtido da expansão em série de Taylor da função (2.5) e seu valor é obtido a partir de (4.4). Nesse modelo a entrada e a saída de tensão são do tipo CC.

A Figura 4.5 mostra o circuito que representa o retificador linearizado conforme descrito e sua carga. O valor 160, somado ao sinal de variação do ganho, representa o valor da tensão no ponto de operação do sistema.

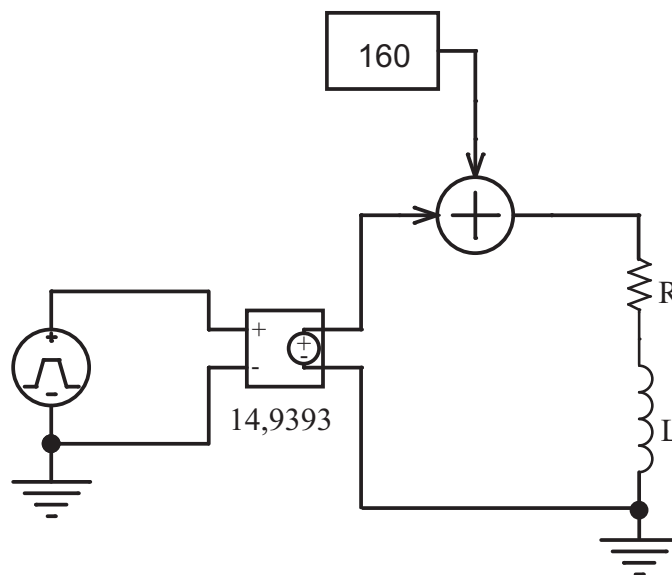


Figura 4.5: Circuito do retificador linearizado com a sua carga.

4.3.3 Máximo pico de sensibilidade

Com os valores do modelo do retificador e do compensador é obtida a função sensibilidade, dada por (4.18), a partir da expressão (3.9).

$$S(s) = \frac{0,002s^2 + s}{0,002s^2 + 1,077s + 399,8} \quad (4.18)$$

A Figura 4.6 mostra o gráfico do módulo da função sensibilidade.

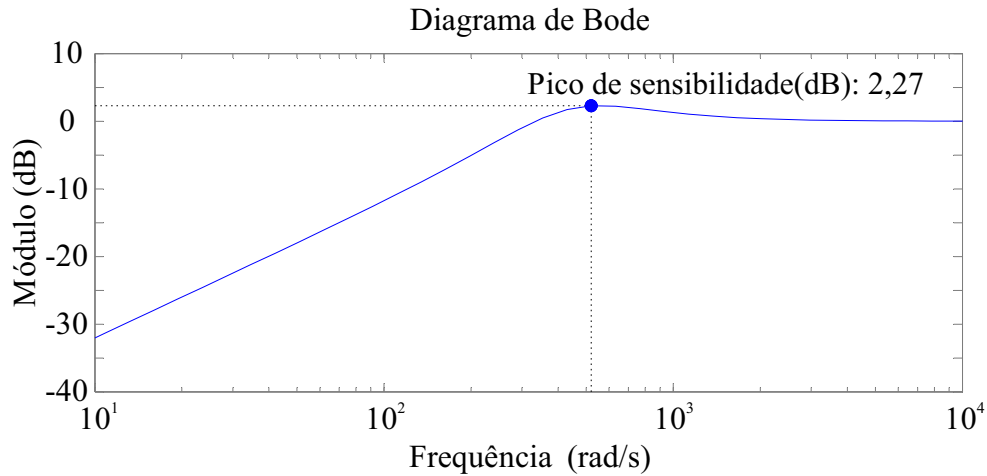


Figura 4.6: Módulo da função sensibilidade.

Com o gráfico do módulo da função sensibilidade, Figura 4.6, é obtido o valor do máximo pico de sensibilidade, $M_S = 2,27[dB] = 1,35$.

4.3.4 Verificação do desempenho

O valor de tolerância da resistência é 5% e do indutor é 10%, esses são valores típicos de componentes comerciais. Foram geradas 100 simulações. A quantidade de simulações não foi maior devido a limitação de quantidade de curvas a serem visualizadas pelo simulador.

A Figura 4.7 mostra a resposta da tensão de saída do retificador em relação ao degrau aplicado na tensão de controle u_c do sistema de controle com a simulação Monte Carlo. Na simulação foi verificado que os valores de tensão de pico variam entre $V = 185,93[V]$ e $V = 174,44[V]$. Os valores máximos e mínimos de tensão de pico variam menos de 10% do valor de tensão de pico nominal $V = 180,91[V]$.

A Figura 4.8 mostra a resposta da corrente de saída do retificador, em relação ao degrau aplicado na tensão de controle u_c do sistema de controle, com a simulação Monte Carlo. Em todos os casos a corrente se acomodou em torno de 16[A].

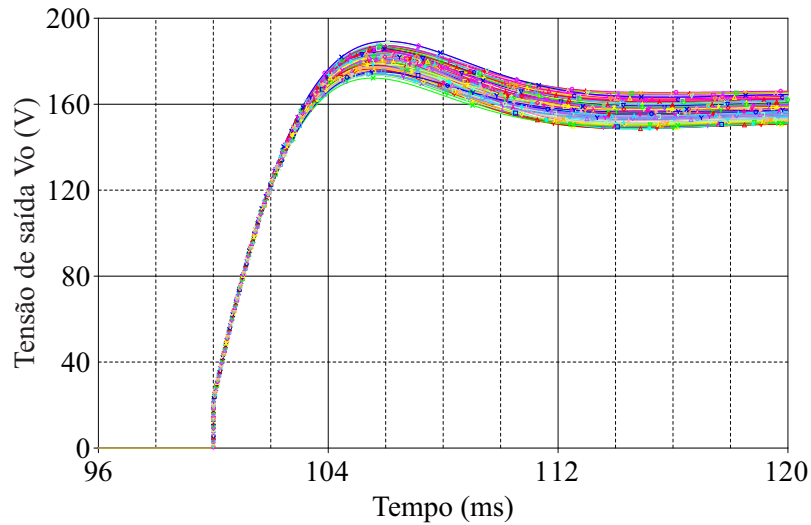


Figura 4.7: Resposta de tensão de saída do retificador, em relação ao degrau aplicado na tensão de controle u_c do sistema de controle, com a simulação Monte Carlo.

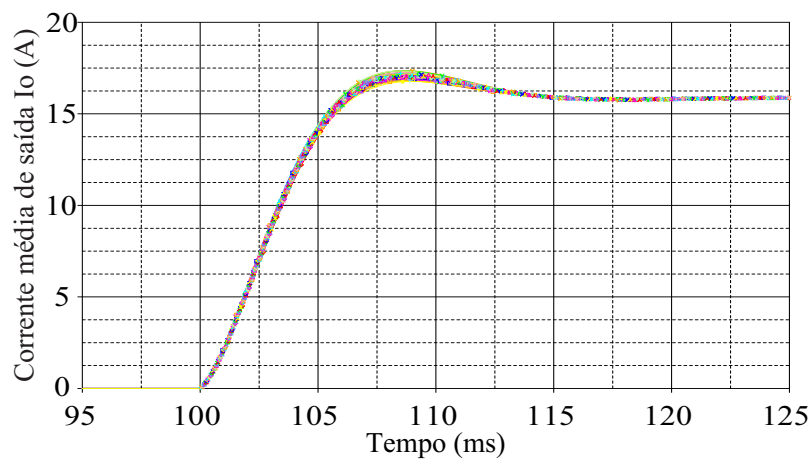


Figura 4.8: Resposta da corrente de saída do retificador, em relação ao degrau aplicado na tensão de controle u_c do sistema de controle, com a simulação Monte Carlo.

4.3.5 Verificação da estabilidade

O diagrama de Bode resultante da simulação de Monte Carlo do sistema é mostrado na Figura 4.9. A frequência de cruzamento de ganho varia entre 51,42[Hz] e 54,72[Hz]. A margem de fase varia entre 57,67 e 62,39 graus.

O diagrama de Nyquist do sistema de controle, com a análise de Monte Carlo, está mostrado na Figura 4.10. O contorno de Nyquist, no pior caso simulado, não interceptou a circunferência de raio $1/M_S$. Portanto, comprova-se que a estabilidade do sistema é robusta.

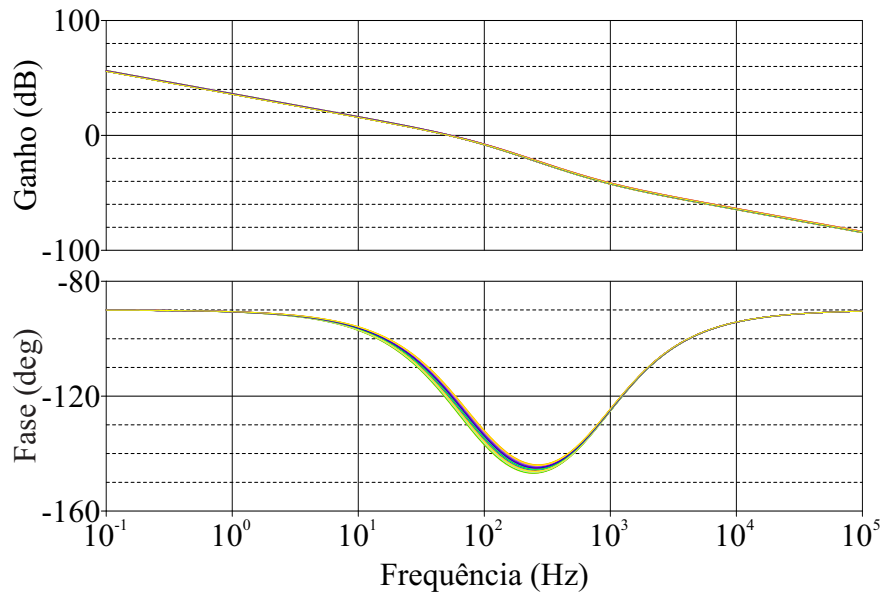


Figura 4.9: Diagrama de Bode da função em malha aberta do sistema de controle.

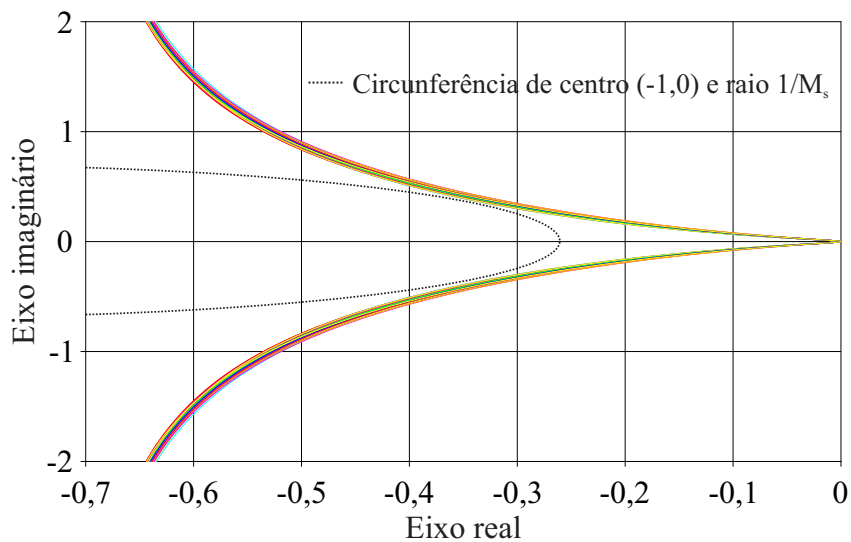


Figura 4.10: Diagrama de Nyquist da função em malha aberta do sistema de controle.

A Figura 4.11 mostra uma ampliação da Figura 4.10.

Com o resultado mostrado na Figura 4.11, observa-se que a curva do pior caso possui os parâmetros $L = 19,3036[mH]$ e $R = 10,4522[\Omega]$. Uma simulação, somente para este caso, está mostrada na Figura 4.12. Essa simulação possui o circuito elétrico do retificador e o modelo linear utilizado para simulação computacional, aplicando o método Monte Carlo. Em ambos os casos o sistema de controle é estável.

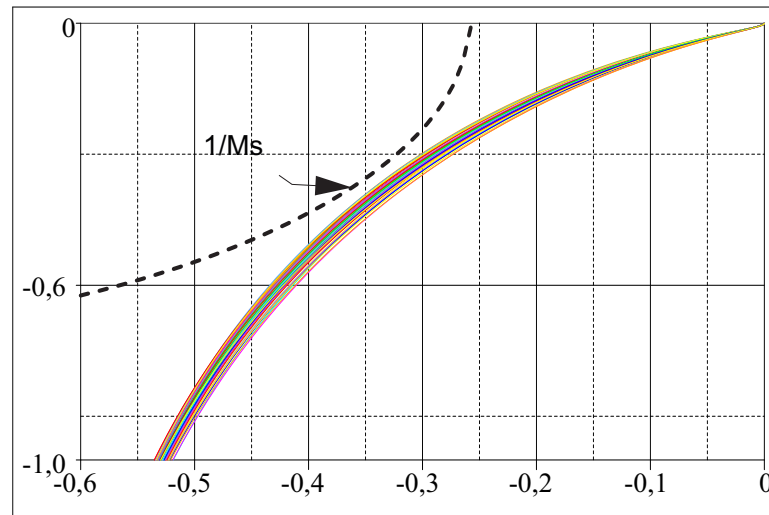


Figura 4.11: Simulação Monte Carlo, diagrama de Nyquist.

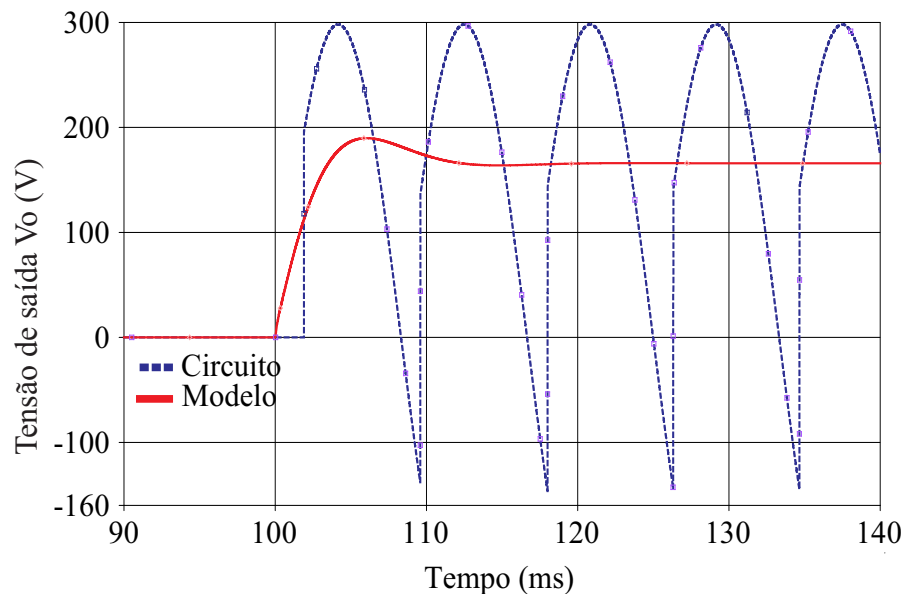


Figura 4.12: Resultado da simulação do circuito elétrico do retificador e o modelo linear utilizado para simulação computacional.

4.4 Conclusão

Nesse capítulo, foi desenvolvido um exemplo detalhado da análise de estabilidade proposta no trabalho. Nesse exemplo, o compensador projetado possui estabilidade para os valores nominais e foi constatada a estabilidade robusta do mesmo. Também foram discutidos a simulação pelo método Monte Carlo, o modelo linear para simulação computacional e a forma de se obter o valor do máximo pico de sensibilidade do sistema.

Capítulo 5

Conclusão

Este trabalho apresentou um modelo para o retificador monofásico em ponte completa a tiristor, um controlador PI para o controle de corrente na carga e a análise de estabilidade robusta do sistema com objetivo de verificar se, mesmo com as variações nos parâmetros da carga, o sistema permanece robusto.

O modelo matemático desenvolvido comparado ao circuito real, possui aproximadamente a mesma dinâmica.

O controlador PI projetado pelo método clássico de controle também apresentou o desempenho esperado pelo projeto, visto que, a corrente se manteve no valor esperado mesmo com as variações.

A simulação de Monte Carlo facilitou a análise de estabilidade robusta, onde verificou-se que o sistema com o controlador é confiável na faixa de tolerância adotada para a carga do retificador. O modelo linear para simulação computacional apresentou o comportamento dinâmico próximo ao circuito real, o que foi fundamental para realização das simulações.

A análise de estabilidade robusta é importante para verificar se um sistema, cuja verificação de estabilidade para os parâmetros em seus valores nominais já foi realizada, permanece estável mesmo com as variações de parâmetros.

O desenvolvimento desse trabalho gerou a publicação um artigo no XXXIV International Sodebras Congress, intitulado ANÁLISE DE ESTABILIDADE ROBUSTA DO CONTROLE DE CORRENTE DA PONTE MONOFÁSICA A TIRISTOR ALIMENTANDO UMA CARGA RL.

Sugestão para próximos trabalhos:

1. Avaliação experimental do trabalho desenvolvido;
2. Análise de estabilidade robusta para o retificador trifásico a tiristor;
3. Análise de estabilidade robusta para o retificador construído com outros dispositivos interruptores como o IGBT, MOSFET entre outros.

Apêndice A

Diagramas e Netlists

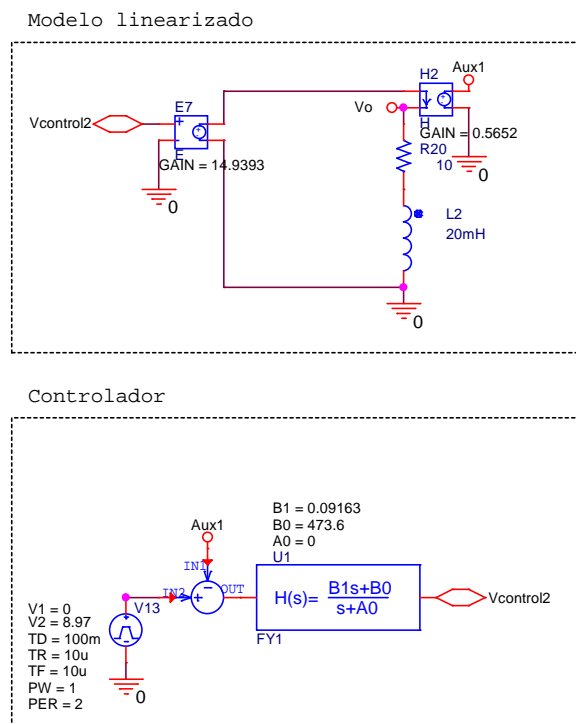


Figura A.1: Esquema do modelo elétrico do retificador linearizado com o controlador em malha fechada. No software OrCad® PSpice®.

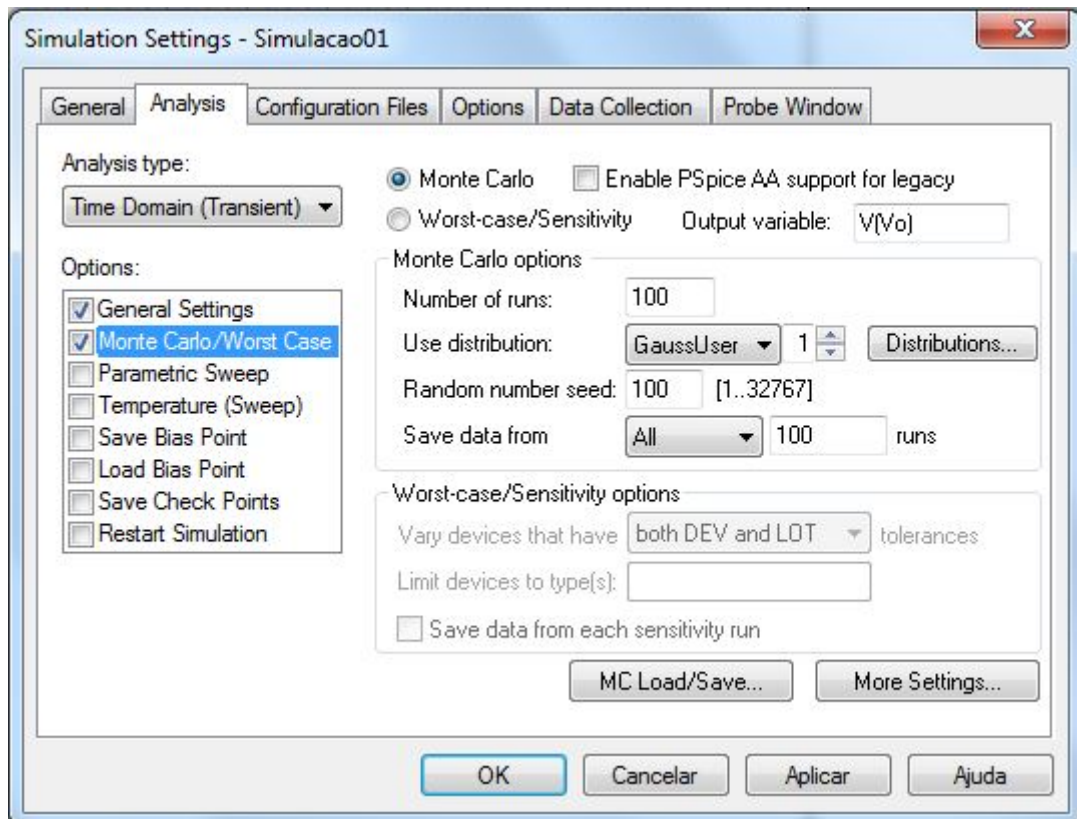


Figura A.2: Parâmetros para simulação Monte Carlo do esquema da Figura A.1. No software OrCad® PSpice®.

```

1: * source NEW3
2: .EXTERNAL OUTPUT Vcontrol2
3: E_DIFF2      N2123581 0 VALUE {V(VCONTROL1,AUX1)}
4: L_L2        N2124761 0 L_L2 20mH
5: .model      l_L2 IND L=1 DEV=+-10% TC1=0 TC2=0 IL1=0 IL2=0
6: V_V13      VCONTROL1 0
7: +PULSE 0 8.97 100m 10u 10u 1 2
8: E_E7       N212516 0 VCONTROL2 0 14.9393
9: X_H2       N212516 VO AUX1 0 SCHEMATIC01_H2
10: R_R20      N2124761 VO R_R20 10 TC=0,0
11: .model     R_R20 RES R=1 DEV=+-5% TC1=0 TC2=0
12: X_U1       N2123581 VCONTROL2 AWBFY1 PARAMS: A0=0 B0=471.3 B1
13:
14: .subckt   SCHEMATIC01_H2 1 2 3 4
15: H_H2      3 4 VH_H2 0.5652
16: VH_H2     1 2 0V
17: .ends    SCHEMATIC01_H2
18:

```

Figura A.3: Netlist do esquema da Figura A.1. No software OrCad® PSpice®.

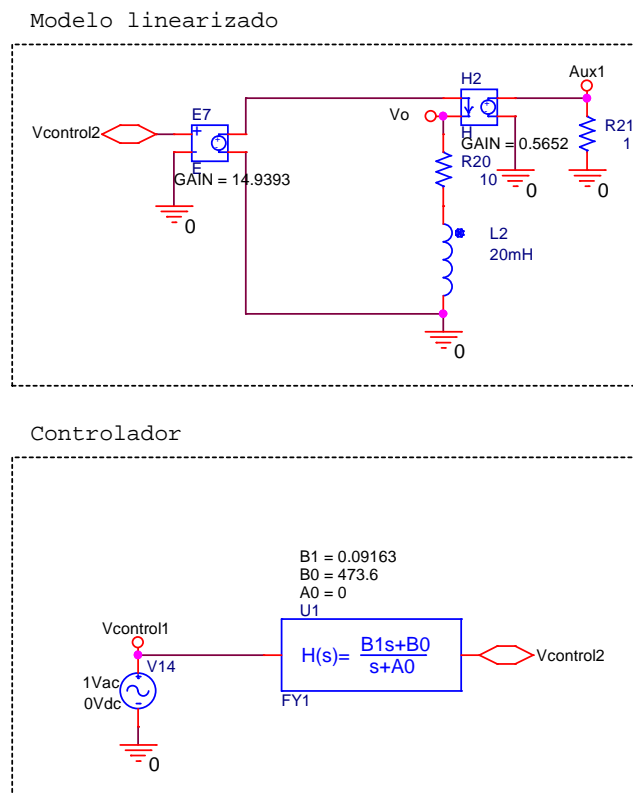


Figura A.4: Esquema do modelo elétrico do retificador linearizado com o controlador em malha aberta. No software OrCad® PSpice®.

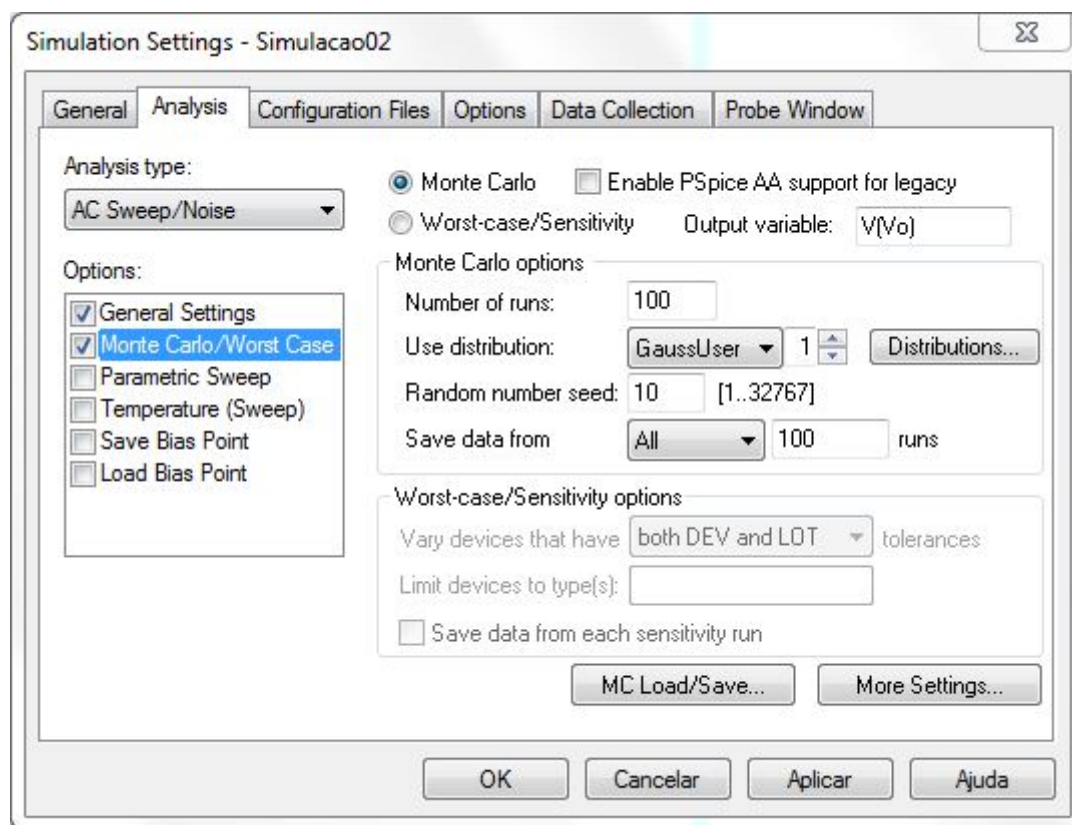


Figura A.5: Parâmetros para simulação Monte Carlo do esquema da Figura A.4. No software OrCAD® PSpice®.

```

1: * source NEW3
2: .EXTERNAL OUTPUT Vcontrol2
3: X_H2      N212516 VO AUX1 0 SCHEMATIC02_H2
4: X_U1      VCONTROL1 VCONTROL2 AWBFY1 PARAMS: A0=0 B0=473.6 B1=
5: R_R20     N2127000 VO R_R20 10 TC=0,0
6: .model    R_R20 RES R=1 DEV=+-5% TC1=0 TC2=0
7: E_E7      N212516 0 VCONTROL2 0 14.9408
8: L_L2      N2127000 0 L_L2 20mH
9: .model    l_L2 IND L=1 DEV=+-10% TC1=0 TC2=0 IL1=0 IL2=0
10: R_R21     0 AUX1 1 TC=0,0
11: V_V14     VCONTROL1 0 DC 0Vdc AC 1Vac
12:
13: .subckt SCHEMATIC02_H2 1 2 3 4
14: H_H2      3 4 VH_H2 0.5652
15: VH_H2     1 2 0V
16: .ends SCHEMATIC02_H2
17:

```

Figura A.6: Netlist do esquema da Figura A.4. No software OrCAD® PSpice®.

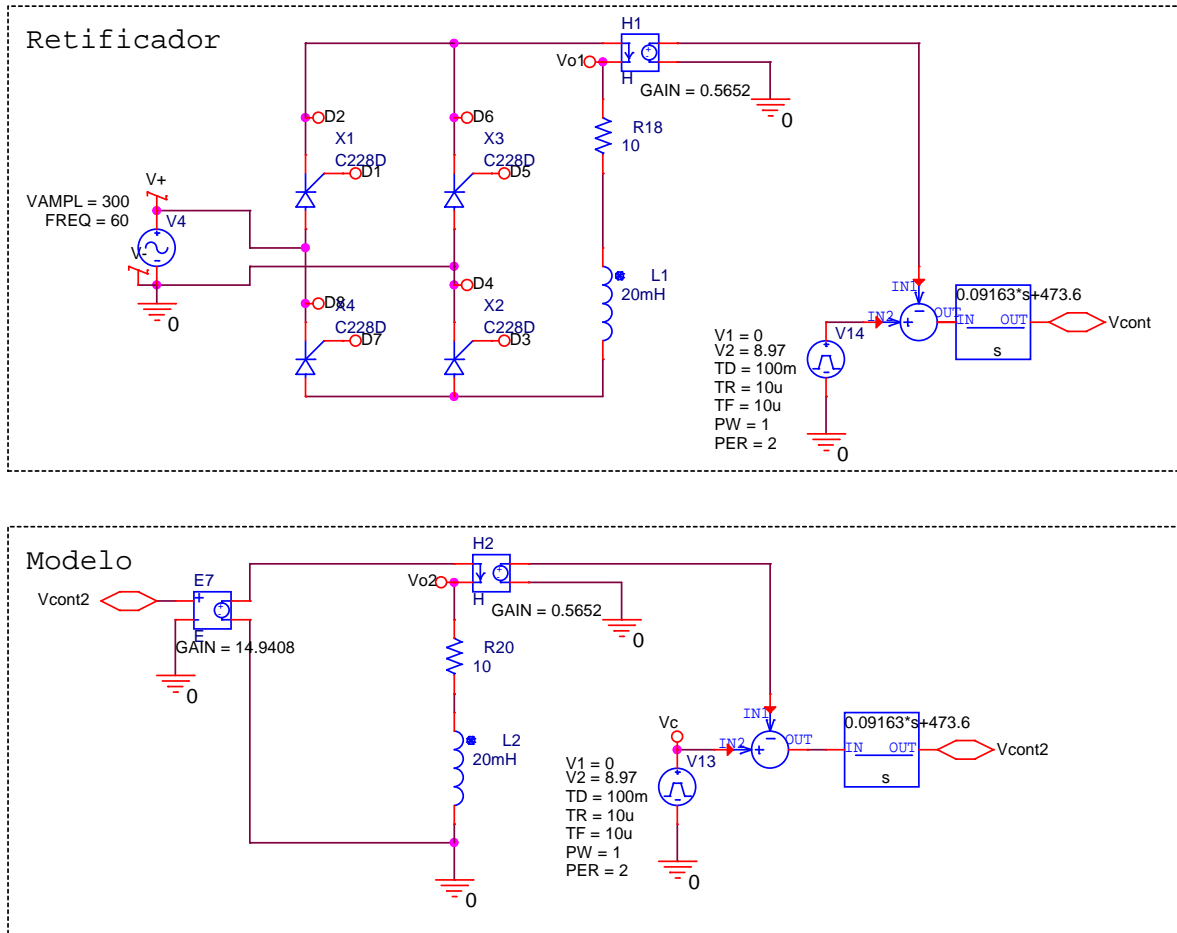


Figura A.7: Esquema do retificador a tiristor e do seu modelo linearizado. No software OrCad[®] PSpice[®].


```

1: * source NEW3
2: .EXTERNAL OUTPUT Vcont
3: .EXTERNAL OUTPUT Vcont2
4: V_V5      0 VCC- 15Vdc
5: V_V7      5VDC 0 5Vdc
6: R_R17     N214980 5VDC 1k TC=0,0
7: V_V13     VC 0
8: +PULSE 0 8.97 100m 10u 10u 1 2
9: E_DIFF1   N216148 0 VALUE {V(N216112,N216118)}
10: V_V14     N216112 0
11: +PULSE 0 8.97 100m 10u 10u 1 2
12: R_R13     N214980 N215004 1k TC=0,0
13: R_R16     N214856 5VDC 1k TC=0,0
14: E_E3      D1 D2 N215004 0 2.2
15: R_R20     N216934 VO2 10.4522 TC=0,0
16: R_R18     N216568 VO1 10.4522 TC=0,0
17: X_X3      0 D5 D2 C228D
18: E_DIFF2   N216438 0 VALUE {V(VC,N216406)}
19: X_U6A     N214706 N214700 $G_DPWR 0 74ALS05A PARAMS:
20: + IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
21: R_R9      N215346 SINAL 1k TC=0,0
22: R_R12     N214666 5VDC 1k TC=0,0
23: E_E6      D7 D8 N214998 0 2.2
24: E_E4      D3 0 N215004 0 2.2
25: X_X2      N215190 D3 0 C228D
26: R_R11     N214666 N214706 1k TC=0,0
27: X_U5      N214806 0 VCC+ VCC- N214666 0 LM311
28: E_E7      N216302 0 VCONT2 0 14.9408
29: E_E5      D5 D2 N214998 0 2.2
30: R_R10     N215346 5VDC 1k TC=0,0
31: X_U3      VCONT N214654 VCC+ VCC- N215346 0 LM311
32: L_L1      N216568 N215190 19.3036mH
33: V_V1      N214654 0
34: +PULSE 0 11 0 0.001u 8.33333m 0 8.33333m
35: X_H1      D2 VO1 N216118 0 SCHEMATIC04_H1
36: E_E2      N214806 0 D8 0 0.05
37: V_V4      D8 0 AC 0
38: +SIN 0 300 60 0 0 0
39: X_U8B     SINAL N214700 N214856 $G_DPWR 0 74ALS09 PARAMS:
40: + IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
41: L_L2      N216934 0 19.3036mH
42: E_LAPLACE2 VCONT2 0 LAPLACE {V(N216438)} {(0.09163*s+473.6)/(s
43: X_H2      N216302 VO2 N216406 0 SCHEMATIC04_H2
44: R_R15     N214700 5VDC 1k TC=0,0
45: V_V3      VCC+ 0 15Vdc
46: E_LAPLACE1 VCONT 0 LAPLACE {V(N216148)} {(0.09163*s+473.6)/(s)
47: R_R14     N214856 N214998 1k TC=0,0
48: X_X1      D8 D1 D2 C228D
49: X_X4      N215190 D7 D8 C228D
50: X_U4A     SINAL N214706 N214980 $G_DPWR 0 74ALS09 PARAMS:
51: + IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
52:
53: .subckt SCHEMATIC04_H1 1 2 3 4
54: H_H1      3 4 VH_H1 0.5652
55: VH_H1     1 2 0V
56: .ends SCHEMATIC04_H1
57:
58: .subckt SCHEMATIC04_H2 1 2 3 4
59: H_H2      3 4 VH_H2 0.5652
60: VH_H2     1 2 0V
61: .ends SCHEMATIC04_H2
62:

```

Figura A.9: Netlist dos esquemas das Figuras A.7 e A.8. No software OrCad® PSpice®.

Referências Bibliográficas

- [1] I. Ngamroo, “Robust coordinated control of electrolyzer and PSS for stabilization of microgrid based on PID-based mixed H_2/H_∞ control,” *Renewable Energy*, vol. 45, pp. 16 – 23, 2012.
- [2] X. Dou and W. Wang, “Robust control of multistage printing systems,” *Control Engineering Practice*, vol. 18, no. 3, pp. 219 – 229, 2010.
- [3] M. Hossain, H. Pota, and R. Ramos, “Robust STATCOM control for the stabilisation of fixed-speed wind turbines during low voltages,” *Renewable Energy*, vol. 36, no. 11, pp. 2897 – 2905, 2011.
- [4] G. Xu, “Modeling and robust control of continuous bioprocesses,” in *Computer Modeling and Simulation Second International Conference*, vol. 2, Jan 2010, pp. 63–66.
- [5] S. Pandit and T. Demeny, “Modeling and robust control of a plasma deposition process,” in *American Control Conference*, vol. 3, June 1994, pp. 2919–2925.
- [6] R. Stephan, “A simple model for a thyristor-driven dc motor considering continuous and discontinuous current modes,” *IEEE Transactions on Education*, vol. 34, no. 4, pp. 330–335, Nov 1991.
- [7] M.-F. Tsai, F.-J. Ke, Y.-D. Lin, and J.-K. Wang, “Design of a digital programmable control ic for single-phase controlled rectifiers,” in *5th Power Electronics and Motion Control Conference International*, vol. 2, Aug 2006, pp. 1–5.
- [8] J. Lee, W. S. Lee, S. Nam, J. Kim, S. Lee, M. C. Ahn, Y. G. Park, S. Song, J. Lee, H. Jin, H. J. Kim, S. Kim, K. Hur, and T. K. Ko, “Fabrication and experimental analysis of 6.6

- kV/100 A class single-phase superconducting fault current controller with superconducting dc reactor coil,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 25, no. 3, pp. 1–5, June 2015.
- [9] V. Kneppova, U. Kiffmeier, and H. Unbehauen, “Weighting function selection in h infin;-optimal control with application to a thyristor-driven dc-motor,” in *American Control Conference*, vol. 5, Jun 1995, pp. 3002–3006.
- [10] M. H. P. Santos, “Controle ativo da corrente entre pontes retificadoras a tiristor conectadas em paralelo aplicadas na excitação de geradores,” Master’s thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2007.
- [11] D. Puangdownreong, S. Suwannarongsri, and C. Thammarat, “Robust stability investigation of process control via monte carlo method,” in *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology 6th International Conference*, vol. 1, May 2009, pp. 368–371.
- [12] C. de Paula and L. Ferreira, “An improved analytical PID controller design for non-monotonic phase LTI systems,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 20, no. 5, pp. 1328–1333, Sept 2012.
- [13] R. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Colorado: Springer, 2001.
- [14] I. Barbi, *Eletrônica de potência*. Santa Catarina: Edição do autor, 2006.
- [15] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*, terceira ed., LTC, Ed. Printce Hall, 2000.
- [16] C. Phillips and J. Parr, *Feedback Control Systems*, quinta ed. Prentice Hall, 2011.
- [17] M. Soares, *Cálculo em uma variável complexa*, ser. Coleção Matemática Universitária. IMPA, 1999.
- [18] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. Wiley, 2005.