



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO
TCC**

EMMANOEL NASCIMENTO FERREIRA

CAMPINA GRANDE, PARAÍBA
10 de novembro de 2011

Emmanoel Nascimento Ferreira

**Controle linear de retificador em ponte mista para
alimentação de motor cc:**

Relatório de Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) apresentado como requisito à obtenção do grau de Engenheiro Eletricista, no curso de graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande.

Orientador: **Prof. Eurico Bezerra Souza Filho**

Campina Grande, Paraíba
Dezembro de 2011

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

EMMANOEL NASCIMENTO FERREIRA

Relatório aprovado em ____ de _____ de 2011

BANCA EXAMINADORA

Prof. Eurico Bezerra de Souza Filho
Orientador

Prof. Talvanes Meneses Oliveira
Professor Convidado para a banca

Campina Grande, Paraíba

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a DEUS, que tem se mostrado extremamente misericordioso e benigno para comigo e tudo que é meu, me colocando do lado de pessoas suas com poder e desejo de me ajudar em todos os sentidos. Caí muitas vezes até chegar aqui, mas aqui estou somente por que Ele me levantou todas essas vezes.

Agradeço a minha família, que me apoiou em todos os momentos, em especial, minha mãe, Berionzilda do Nascimento Ferreira, e irmãs, Alana Nascimento Ferreira e Emmanoela Nascimento Ferreira que se alegraram e se afligiram comigo, nunca me deixando desanimar e sempre aconselhando as melhores decisões.

Agradeço a minha noiva, Elizandra de Lourdes Araujo, a pessoa que DEUS escolheu para que eu dividisse o resto da minha vida e que já acompanhou momentos intensos comigo durante este curso e também de minha sogra, Maria do Socorro Batista Santos, por seus conselhos e toda a sua intercessão junto a DEUS.

A todos os professores do departamento de Engenharia Elétrica, bem como demais departamentos que compõe a grade curricular do mesmo, que tem se esforçado todos os dias para construir não só curso de Engenharia Elétrica reconhecido e sólido, mas, no final das contas, um país melhor, mesmo sem reconhecimento do mesmo. Agradeço em especial ao prof. Eurico Bezerra de Sousa Filho, meu orientador, pela orientação e paciência ao aguardar os resultados durante todo o processo.

À Coordenação do Curso, nas pessoas do Professor Talvanes, e aos secretários Adail e Tchaikowsky, pessoas que tem se dedicado ao melhor curso da graduação e, com diligência e empatia, tem orientados os futuros engenheiros eletricitas a se tornarem cada vez melhores.

À todos os amigos e colegas que fiz e com quem uni forças durante a graduação (e fora dela também), que oraram, estudaram e algumas vezes me empurraram pra chegar aqui. De quem só guardo boas lembranças para o futuro.

A todos, meu muito obrigado.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Resumo

Este trabalho trata do estudo e implementação de um circuito de controle linear utilizando um retificador semi controlado empregado no controle de tensão média de motor CC.

Palavras-Chave: Motor CC, Controle, Linear, Não Linear, Retificador ,Semi-controlado.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Sumário

1. INTRODUÇÃO.....	10..
2. MÁQUINAS ELÉTRICAS ROTATIVAS.....	11.
2.1. Máquinas a corrente contínua.....	11
2.2. Modelo matemático de uma máquina cc.....	14.
3. CONTROLADORES.....	20
3.1. Controlador Proporcional.....	20
3.2. Controlador Proporcional Integral.....	23..
4. RETIFICADOR EM PONTE SEMI CONTROLADO (PONTE MISTA).....	24
5. CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO MOTOR.....	28
5.1. Obtendo K_{el}	28
5.2. Funções de transferência.....	30
5.3. Retificador.....	32
5.4. Controlador.....	34
5.4.1 Cálculo do Controlador.....	35
5.5. Simulação do modelo em blocos do sistema.....	38
6. CIRCUITOS DO SISTEMA À CONTROLADOR NÃO LINEAR.....	40
6.1. Retificador.....	41
6.2. Detector de Passagem por Zero.....	42..
6.3. Integrador.....	43
6.4. Inversor.....	44
6.5. Comparador.....	44
7. TENSÃO DE REFERÊNCIA \times TENSÃO DE SAÍDA DO RETIFICADOR.....	47..
8. CONTROLADOR LINEAR.....	48
9. MONTAGEM DO RETIFICADOR EM PONTE MISTA COM CONTROLE LINEAR.....	50
10. CONCLUSÕES.....	56..
11. REFERÊNCIAS.....	57..
ANEXOS.....	58

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Lista de figuras:

<i>Figura 1- Máquina CC simplificada.....</i>	<i>12</i>
<i>Figura 2- Motor CC. Detalhe das escovas de carvão, comutador, enrolamento de armadura e ranhuras do rotor.....</i>	<i>12...</i>
<i>Figura 3- Funcionamento do motor CC(a) esquema simplificado de alimentação de enrolamento de armadura de máquina CC) inversão de corrente no enrolamento de armadura.....</i>	<i>13..</i>
<i>Figura 4 Circuito elétrico equivalente do motor CC.....</i>	<i>15</i>
<i>Figura 5- modelo mecânico de motor CC.....</i>	<i>16..</i>
<i>Figura 6- modelo para controle do motor CC.....</i>	<i>20</i>
<i>Figura 7- Diagrama em blocos de motor com controlador proporcional</i>	<i>20....</i>
<i>Figura 8- Lugar das raízes de malha fechada do sistema controlador P e motor.CC.</i>	<i>22</i>
<i>Figura 9- Diagrama em blocos de motor com controlador proporcional integral.....</i>	<i>23</i>
<i>Figura 10- retificador em ponte semi controlado. (a) SCR T1 e diodo D2 conduzindo no primeiro semi ciclo. (b) SCR T2 e diodo D1 conduzindo no primeiro semi ciclo.....</i>	<i>25</i>
<i>Figura 11- (a) Circuito retificador em ponte semi controlado. (b) Formas de onda indicando gatilhamentos dos SCR_s e T₂ a partir do ângulo α.....</i>	<i>25....</i>
<i>Figura 12- Geração de sinal de gatilho.....</i>	<i>26....</i>
<i>Figura 13- Gráfico que representa o efeito da variação da tensão de referência (Vref), produzindo sinais de gatilho com diferentes ângulos α.....</i>	<i>27....</i>
<i>Figura 14- Atraso no disparo do gatilho, variando de zero à .I.....</i>	<i>27.</i>
<i>Figura 15- Simulação em ambiente PSIM de circuito para obtenção de parâmetro K_e do motor.....</i>	<i>29....</i>
<i>Figura 16- Resposta no tempo do motor (tensão x tempo, em segundos) na simulação PSIM.....</i>	<i>29..</i>
<i>Figura 17- Detalhe do gráfico anterior resposta do motor CC em simulação.....</i>	<i>30.</i>
<i>Figura 18- Resposta ao degrau e lugar das raízes da função de transferência G_a e G_m respectivamente.....</i>	<i>32</i>
<i>Figura 19- A substituição do sinal dentado-serra por um sinal cossenoidal garante uma variação linear da tensão média de saída (V_{med}).....</i>	<i>33</i>
<i>Figura 20- Resposta ao degrau e lugar das raízes da função de transferência de G_r</i>	<i>34</i>
<i>Figura 21- Associação das funções de transferência do retificador (G_r) e do componente elétrico (G_a) resultando em G_{re}.....</i>	<i>33....</i>
<i>Figura 22- Resposta ao degrau e lugar das raízes da função de transferência de G_r</i>	<i>35</i>
<i>Figura 23- resposta ao degrau e lugar das raízes da função de transferência simplificada G_{res}.....</i>	<i>36.</i>

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Figura 24- Comparação da resposta ao degrau e do lugar das raízes para o sistema original (Gre) e o sistema simplificado (Gres).....	36...
Figura 25- resposta ao degrau e lugar das raízes da função de transferência. Gaf....	37
Figura 26- Simulação do sistema retificado em ambiente PSIM.....	38
Figura 27- Resultado da simulação do sistema em PSIM.....	39...
Figura 28- Busca de parâmetros K e T pelo método de tentativa e erro: alguns resultados encontrados.....	40
Figura 29- Melhor resposta ao degrau encontrada com $K = 12$, $T = .1$	40..
Figura 30- Representação do circuito completo do sistema a controlador não linear.....	4.1
Figura 31- Representação do circuito retificador em ponte semi controlado (ponte mista) usado neste projeto.....	4.1...
Figura 32- Formas de onda de saída do circuito retificador a) Ângulo de disparo (α) zero. b) Ângulo de disparo variado, de acordo com sinal de controle.....	4.2
Figura 33- Detector de passagem por zero: a) Circuito simulado no projeto. b) Esquema de ligação do Amplificador Operacional.....	4.3..
Figura 34- Representação dos sinais apresentados pelo circuito detector de passagem por zero: sinal retificado visto em S_ret e trem de pulsos sincronizado com a alimentação, visto em Pulsar_1.....	4.3..
Figura 35- Circuito integrador.....	4.4
Figura 36- Representação do sinal de saída do integrador.....	4.4..
Figura 37- Circuito inversor.....	4.5
Figura 38- Saída do inversor.....	4.5
Figura 39- a) Circuito comparador dos sinais inversor e PI. b) esquema de ligação do amplificador operacional usado como comparador.....	4.6
Figura 40- Relação entre velocidade e sinal de controle do controlador PI.....	4.6..
Figura 41- Saída do circuito comparador para uma referência de 5,5V. Sinal de controle para as chaves SCRs.....	4.7...
Figura 42- Saída do circuito comparador para uma referência de 1V.....	4.7
Figura 43- Saída do circuito comparador para uma referência de 9V.....	4.8
Figura 44- Para uma tensão de referência de 3V, mede a tensão de alimentação do motor (acima) e tensão média medida no mesmo (abaixo).....	4.8...
Figura 45- Tabela com valores de tensão de referência x Tensão média de saída simulados do sistema não linear e plotagem realizada em ambiente Labfit dos valores simulados.....	4.9..
Figura 46- Alteração do circuito integrador para criação de um sinal de gatilho não linear.....	4.9
Figura 47- Saída do retificador do detector de passagem por zero (S_ret), detector de passagem por zero (V_trans) e do integrador (integrador).....	5.0...

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

<i>Figura 48- Tabela com valores de tensão de referência x Tensão média de saída simulados do sistema linear e plotagem realizada em ambiente Labfit dos valores simulados.....</i>	<i>50..</i>
<i>Figura 49- Diagrama de circuito para montagem em MULTSIM.....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 50- Ligação do osciloscópio ao circuito sinais do detector de passagem por zero, canal A (sinal acima tela do osciloscópio) e do retificador, canal B (sinal baixo).....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 51- Ligação do osciloscópio ao circuito e sinal medido do circuito integrador e do circuito inversor.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 52- Ligação do osciloscópio ao circuito e sinal medido do foto acoplador.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 53- Carga representando motor CC e multímetro digital a ele conectado.....</i>	<i>54</i>
<i>Figura 54- Variação da tensão de referência e sinal de saída correspondente.....</i>	<i>54.</i>
<i>Figura 55- Tabela com valores de tensão de referência x Tensão média de saída, medidos da e plotagem realizada em ambiente Labfit dos valores simulados.....</i>	<i>55.</i>

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

1 Introdução

Neste trabalho, é proposto o estudo de duas formas de controle da média tensão de alimentação de um motor CC: uma forma onde a relação entre um sinal de referência e a sua saída (tensão média) é linear; e outra onde essa relação é não linear. Por conseguinte, a comparação entre essas formas de controle.

Nos dois modelos é utilizado um retificador de onda completa controlado para alimentação do motor e o conjunto retificador-motor é considerado no cálculo dos parâmetros de um controlador proporcional-integral, compondo o sistema de controle do projeto.

De maneira geral um sistema de controle, ou simplesmente controlador, pode ser definido como um dispositivo que permite obter a resposta desejada da variável do processo a ser controlado (variável de saída do processo)[1].

Um controlador de malha fechada (no caso deste projeto, um controlador PI) compara uma variável de referência ω_m (uma tensão de entrada) com uma variável de saída ω_m^* (velocidade do motor convenientemente convertida em sinal de tensão) definindo um erro $e_m = \omega_m^* - \omega_m$ [1] que é amplificado por um certo ganho K_p , integrado com um dado ganho, para eliminar o erro estacionário [2].

A variável de referência controla o acionamento dos SCRs do retificador, que regula a alimentação (tensão média de alimentação) do motor CC pelo chaveamento da tensão de entrada do sistema .

Devido à natureza da alimentação proporcionada pela rede (senoidal), num sistema de controle convencional, uma variação linear da tensão de referência não permite uma variação linear do valor médio da tensão de saída do retificador mas uma variação senoidal da mesma.

É implementado nesse trabalho um circuito de controle que permite essa variação linear da tensão média de saída, relativo ao sinal de referência, em detrimento à alimentação senoidal do sistema.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

2 Máquinas Elétricas Rotativas

Em máquinas elétricas rotativas, tensões elétricas são geradas em enrolamentos ou grupos de bobinas quando esses giram mecanicamente dentro de um campo magnético, ou quando um campo magnético gira mecanicamente próximo aos enrolamentos, ou ainda quando o circuito magnético é projetado de modo que a relutância varie com a rotação do rotor. Por meio desses métodos, o fluxo concatenado em uma bobina específica é alterado ciclicamente gerando uma tensão variável no tempo, determinada pela seguinte equação:

$$e = d\lambda/dt \quad (1)$$

Onde:

e é a variável tensão induzida por campos magnéticos variáveis no tempo;

λ é afluxo magnético concatenado;

t é a variável tempo.

Permitindo com isso a conversão eletromagnética de energia[3].

Geralmente, máquinas elétricas rotativas são constituídas de dois enrolamentos. O primeiro, comumente conduzindo correntes alternadas, é conhecido como enrolamento de armadura. O segundo tipo de enrolamento ou grupo de enrolamentos é conhecido comumente como enrolamento de campo, conduzindo tipicamente correntes contínuas e produzindo com isso o fluxo magnético principal de operação da máquina. A posição desses enrolamentos, se na parte rotativa, conhecida como rotor, ou na parte fixa da máquina, chamada de estator caracterizam o tipo de máquina elétrica rotativa (se máquina CA ou CC) [3]

Além dos enrolamentos, as máquinas rotativas têm seus rotores e estatores feitos de aço elétrico, com seus enrolamentos instalados em ranhuras presentes nessas estruturas. Por possuir alta permeabilidade magnética, esse material maximiza o acoplamento entre enrolamentos, aumenta a densidade de energia magnética associada com a interação eletromecânica e permite ao projetista distribuir os campos magnéticos de acordo com as exigências do projeto de cada máquina em particular [3].

Contudo, o fluxo variável no tempo, presente na armadura, tende a produzir correntes indesejadas, chamadas correntes parasitas, fontes de perdas elétricas por aquecimento. Para minimizar essas perdas, a estrutura da armadura é feita de chapas delgadas de aço elétrico isoladas entre si, o que diminui o percurso da corrente no interior do metal, e com isso as perdas por efeito Joule [3].

2.1 Máquinas CC

Em uma máquina CC, o enrolamento de armadura encontra-se na parte rotativa, ou rotor. Geralmente, o enrolamento de armadura de uma máquina CC é constituído por várias bobinas conectadas entre si para formar um laço fechado. Quando o rotor está girando, um contato mecânico (escovas de carvão em contato com anel comutador) é usado para fornecer corrente a esse enrolamento. Já o enrolamento de campo desse tipo de máquina se encontra no estator, contudo, algumas vezes são encontrados ímãs permanentes no lugar desses enrolamentos, já que produzem fluxo magnético constantes,

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

tal como bobinas percorridas por corrente contínua diminuindo o consumo da máquina. A figura 1 ilustra o esquema de uma máquina CC simplificada [3].

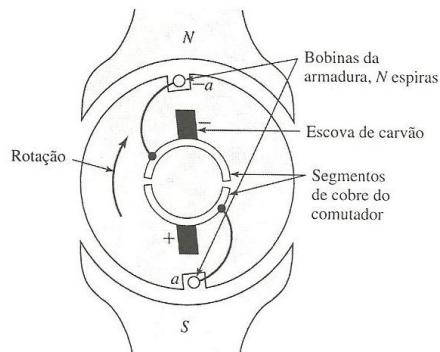


Figura 1 - Máquina CC simplificada. Ilustração retirada o livro Máquinas Elétricas, 6ªEd, Fitzgerald, A. E.; Kinsley, Charles Jr; Umans, Stephen D. Editora Bookman, 2006.

Na figura 1 pode-se observar o enrolamento de armadura representado por uma única bobina, de N espiras, indicada pela seção transversal a e $-a$ colocados em pontos diametralmente opostos sobre o rotor com os condutores paralelos ao seu eixo.

O comutador visto na mesma figura é representado como a seção transversal de um cilindro formado de segmentos de cobre isolados entre si por material altamente isolante montado e isolado sobre o eixo do rotor. Escovas estacionárias de carvão são mantidas apoiadas contra a superfície do comutador e conectam o enrolamento aos terminais externos da armadura. Detalhes das escovas de carvão e do comutador, bem como do enrolamento de armadura e as ranhuras onde é inserido é mostrado na figura 2 [3].



Figura 2 - Motor CC. Detalhe das escovas de carvão, comutador, enrolamento de armadura e ranhuras do rotor. Ilustração retirada o livro Máquinas Elétricas, 6ªEd, Fitzgerald, A. E.; Kinsley, Charles Jr; Umans, Stephen D. Editora Bookman, 2006 [3].

O efeito da corrente contínua aplicada ao enrolamento de campo de uma máquina CC é a criação e distribuição de um fluxo magnético estacionário em relação ao estator. De modo similar, O fluxo magnético produzido na armadura é tipicamente perpendicular ao fluxo criado no enrolamento de campo, graças ao efeito retificador do comutador, que faz com que a corrente circule num único sentido através do enrolamento de armadura.

Cria-se assim uma interação entre campos que produz o conjugado mecânico necessário ao funcionamento da máquina [3].

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

A figura 3a ilustra o esquema simplificado de alimentação do enrolamento de armadura de uma máquina CC, através do comutador e escovas, tendo no lugar das bobinas de campo ímãs permanentes. A figura 3b ilustra, passo a passo, a inversão de corrente proporcionada pelo comutador no enrolamento de armadura e o efeito disso em relação ao torque da máquina. O projeto do motor prevê que a corrente que circula pelo enrolamento de armadura produza um campo perpendicular ao gerado pelo enrolamento de campo, criando um torque que arrasta o rotor, rotacionando-o até que haja alinhamento entre os campos (já que o enrolamento de armadura, bem como o anel comutador, são montados sobre o mesmo).

No momento em que o campo magnético do enrolamento de armadura se alinha com o campo do enrolamento de campo, a corrente é invertida no comutador, e por consequência, o fluxo magnético do enrolamento de armadura, gerando um novo torque que forçando rotor da máquina a um novo alinhamento.

Esse processo que se repete ciclicamente [4]. O uso de um comutador mecânico para garantir que o sentido de fluxo estático seja perpendicular ao fluxo de campo, retificando a corrente de armadura, é o motivo de o enrolamento de armadura ser localizado no rotor de uma máquina CC [3].

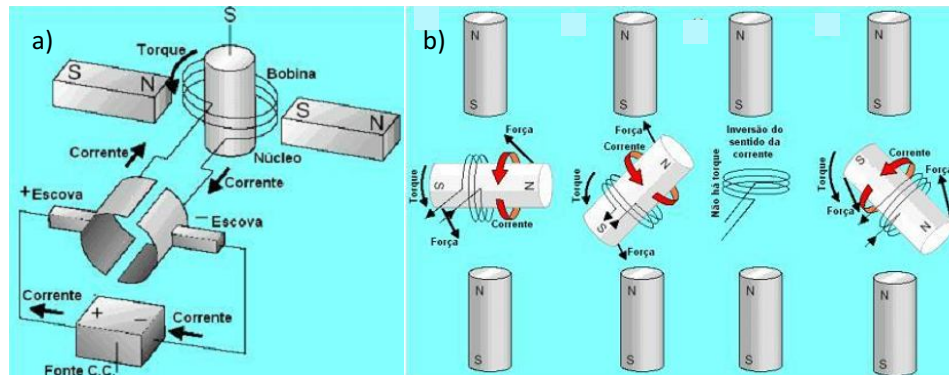


Figura 3 - Funcionamento da máquina CC.

- a) esquema simplificado de alimentação de enrolamento de armadura de máquina CC
b) inversão de corrente no enrolamento de armadura. Retirado de Siemens, MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA Guia rápido para uma especificação precisa [4].

Dependendo da aplicação, os acionamentos de máquinas à corrente contínua são geralmente os que apresentam os maiores benefícios, principalmente em termos de confiabilidade, operação amigável e dinâmica de controle. Por outro lado, esse tipo de acionamento apresenta algumas desvantagens [4].

São apresentadas como vantagens no acionamento de máquinas CC[4]:

- Operação em quatro quadrantes com custos relativamente mais baixos;
- Ciclo contínuo mesmo em baixas rotações;
- Alto torque na partida e em baixas rotações;
- Ampla variação de velocidade;
- Facilidade em controlar a velocidade;
- Os conversores CA/CC requerem menos espaço;
- Confiabilidade;
- Flexibilidade (vários tipos de excitação);
- Relativa simplicidade dos modernos conversores CA/CC.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Como desvantagens têm-se [4]:

- Os motores de corrente contínua são maiores e mais caros que os motores de indução, para uma mesma potência;
- Maior necessidade de manutenção (devido aos comutadores);
- Arcos e faíscas devido à comutação de corrente por elemento mecânico (não pode ser aplicado em ambientes perigosos);
- Tensão entre lâminas não pode exceder 20V, ou seja, não podem ser alimentados com tensão superior a 900V, enquanto que motores de corrente alternada podem ter milhares de volts aplicados aos seus terminais;
- Necessidade de medidas especiais de partida, mesmo em máquinas pequenas.

2.2 Modelo para a máquina CC:

A lei de Faraday $e = d\lambda/dt$ descreve quantitativamente a indução de tensões por parte de um campo magnético variável no tempo [5].

No campo da máquina, encontra-se um fluxo $\lambda_e = l_e i_e$.

O enrolamento da armadura (ou rotor) também proporciona um fluxo unidirecional $\lambda_a = l_a i_a$, mesmo com a rotação do rotor (graças à ação do comutador).

Devido às bobinas do rotor estarem mergulhadas e se movimentarem dentro do campo magnético estacionário proporcionado pelos enrolamentos no estator, ficam sujeitas a um campo magnético variável $\lambda'_a = k_e \lambda_e \cos(\theta)$ (onde k_e é uma constante de acoplamento)[5].

Observe que para $\theta = (90^\circ + n\pi)$, o fluxo é zero.

Nos demais, tem-se a presença desse fluxo, que é responsável por uma tensão induzida proporcional a rotação sofrida pelo rotor.

De acordo com a lei de Faraday/Lenz:

$$e_a = \left. \frac{d\lambda_a(t)}{dt} \right|_{\theta=-\frac{\pi}{2}} = -k_e \lambda_e \sin(\theta) \left. \frac{d\theta}{dt} \right|_{\theta=-\frac{\pi}{2}} = k_e \lambda_e \omega_r \quad (2)$$

Onde $\omega_r = d\theta/dt$ é a velocidade do rotor.

Assim, considerando a resistência própria dos enrolamentos do rotor, a tensão induzida pelos enrolamentos de campo e a tensão de alimentação do rotor, temos:

$$v_a = r_a i_a + \frac{d\lambda_a}{dt} + e_a = r_a i_a + l_a \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (3)$$

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

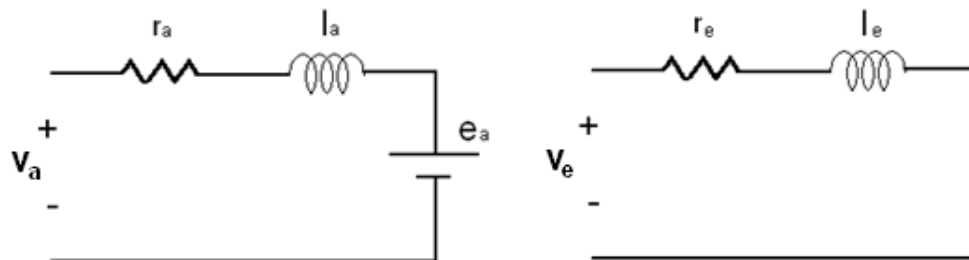


Figura 4 - Circuito equivalente elétrico do motor CC.

Onde $r_a i_a$ é a queda ôhmica na resistência da bobina, $\lambda_a = l_a i_a$ é o fluxo na bobina e $l_a di_a/dt$ é a tensão de transformação devido à variação da corrente.

Uma variável importante é o conjugado eletromagnético da máquina, aqui chamado c_e , criado e aplicado no rotor da máquina, para acionamento de cargas que oferecerão um conjugado resistente, chamado c_m .

O conjugado eletromagnético da máquina é originado da tendência de alinhamento entre os fluxos rotor/campo da máquina e é proporcional ao módulo do produto vetorial desses fluxos:

$$c_e = k'_c |\lambda_a \times \lambda_e| = k'_c \lambda_a \lambda_e \text{sen}(\theta_{ae}) = k'_c \lambda_a \lambda_e \quad (4)$$

Onde $\theta_{ae} = \pi/2$ é o ângulo entre λ_a e λ_e e k'_c é uma constante.

Sabendo que $\lambda_a = l_a i_a$ e considerando que $k_c = l_a k'_c$, teremos que:

$$c_e = k_c \lambda_e i_a \quad (5)$$

Considerando agora, para o modelo mecânico da máquina, a aplicação correta da segunda lei de Newton no eixo da máquina (força resultante igual a sua massa vezes sua aceleração) e observando que as forças atuantes são o conjugado eletromagnético do rotor, o conjugado mecânico oferecido pela carga, solidária ao rotor e perdas mecânicas, como o atrito, tem-se:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

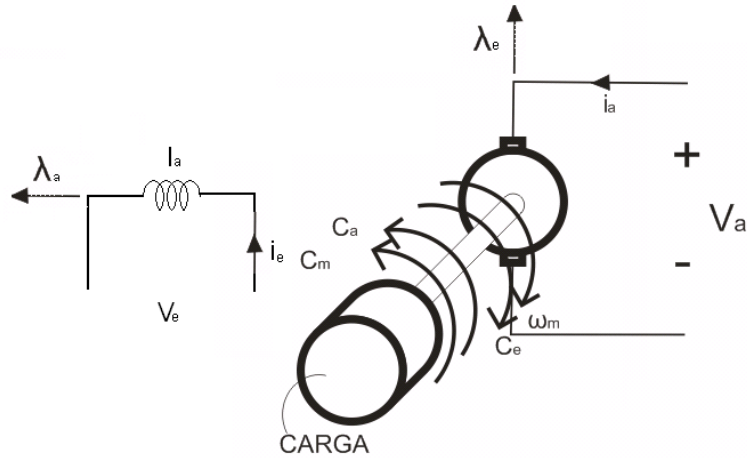


Figura 5 - modelo mecânico do motor CC.

$$c_e - c_m - F_m \omega_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (6)$$

Onde $F_m \omega_m$ é o conjugado de atrito, oferecido pela resistência ao movimento de mancais e atrito com o ar, J_m é o momento de inércia da máquina [5].

Assim, do modelo elétrico equivalente do motor CC, pode-se deduzir:

$$v_a = r_a i_a + l_a \frac{di_a}{dt} + e \quad (7)$$

$$v_e = r_e i_e + l_e \frac{di_e}{dt} \quad (8)$$

Do modelo mecânico, temos:

$$c_e - c_m - F_m \omega_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (9)$$

Com $c_e = k_e \lambda_e i_a$; $c_m = k_e \lambda_e \omega_m$; $\lambda_e = l_e i_e$

Sendo:

i_a a corrente de armadura;
 v_a a tensão de armadura;
 v_e a tensão de excitação
 e_a a força contra-eletromotriz;
 c_m o conjugado de carga;
 ω_m a velocidade angular do eixo do motor;

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

r_a a resistência de armadura;
 r_e a resistência de excitação;
 l_a a indutância de armadura;
 l_e a indutância de excitação;
 k_e a constante de acoplamento das bobinas da máquina;
 F_m o coeficiente de atrito;
 J_m o momento de inércia da máquina.

Das equações (1), (2) e (3), e considerando a tensão v_e constante (com isso, a corrente i_e e o fluxo λ_e se estabelecem e permanecem constantes o que isso simplifica o modelo mecânico da máquina, sendo representada então apenas por (1) e (3)), tem-se a representação do modelo dinâmico da máquina de corrente contínua na forma de equações de variável de estado da seguinte forma [5]:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{d\omega_m}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_a}{l_a} & \frac{-k_e\lambda_e}{l_a} \\ \frac{k_e\lambda_e}{J_m} & \frac{-F_m}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{l_a} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ c_m \end{bmatrix} \quad (10)$$

E quando a velocidade é a variável de saída, tem-se a seguinte equação de saída:

$$[\omega_m] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix} \quad (11)$$

Neste modelo, a corrente de armadura e a velocidade são os estados da máquina levador em consideração para elaboração do modelo de estados da mesma, que dizem respeito a energia magnética armazenada na bobina da armadura ($l_a i_a^2$) e a energia cinética armazenada no rotor ($(J_m \omega_m^2)/2$), respectivamente.

Do modelo dinâmico, pode-se encontrar a função de transferência para o motor: Considerando a relação velocidade/tensão apenas, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{d\omega_m}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_a}{l_a} & \frac{-k_e\lambda_e}{l_a} \\ \frac{k_e\lambda_e}{J_m} & \frac{-F_m}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{l_a} \\ 0 \end{bmatrix} [v_a] \quad (12)$$

Sendo:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-r_a}{l_a} & \frac{-k_e\lambda_e}{l_a} \\ \frac{k_e\lambda_e}{J_m} & \frac{-F_m}{J_m} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{l_a} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [0 \quad 1] \quad (13)$$

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Para resolver a equação matricial, aplica-se a transformada de Laplace à equação matricial e coloca-se o termo s em evidência:

$$s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix} + B[v_a] \quad (14)$$

$$Y(s) = C \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix} \quad (15)$$

A solução será:

$$(sI - A) \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix} = B[v_a] \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix} = (sI - A)^{-1} B[v_a] \quad (17)$$

Substituindo o valor encontrado da matriz na equação de $Y(s)$, tem-se:

$$Y(s) = C(sI - A)^{-1} B[v_a] \quad (18)$$

Sendo $v_a = U(s)$

Assim

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = [0 \quad 1] \left\{ s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{r_a}{l_a} & -\frac{k_e \lambda_e}{l_a} \\ \frac{k_e \lambda_e}{j_m} & -\frac{F_m}{J_m} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ l_a \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = [0 \quad 1] \left\{ \begin{bmatrix} s + \frac{r_a}{l_a} & \frac{k_e \lambda_e}{l_a} \\ -\frac{k_e \lambda_e}{j_m} & s + \frac{F_m}{J_m} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ l_a \\ 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Calculando a inversa da matriz:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{\left(s + \frac{r_a}{l_a} \right) \left(s + \frac{F_m}{J_m} \right) + \left(\frac{k_e^2 \lambda_e^2}{J_m l_a} \right)} [0 \quad 1] \begin{bmatrix} s + \frac{F_m}{J_m} & -\frac{k_e \lambda_e}{l_a} \\ \frac{k_e \lambda_e}{j_m} & s + \frac{r_a}{l_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ l_a \\ 0 \end{bmatrix}$$

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = Ga = \frac{\frac{k_e \lambda_e}{r_a F_m + k_e^2 \lambda_e^2}}{s^2 \left(\frac{J_m l_a}{r_a F_m + k_e^2 \lambda_e^2} \right) + s \left(\frac{F_m l_a + r_a J_m}{r_a F_m + k_e^2 \lambda_e^2} \right) + 1} \quad (20)$$

Considerando agora a relação torque/tensão, seguindo o mesmo procedimento, encontra-se:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{\left(s + \frac{r_a}{l_a} \right) \left(s + \frac{F_m}{J_m} \right) + \left(\frac{k_e^2 \lambda_e^2}{J_m l_a} \right)} [0 \quad 1] \left\{ \begin{bmatrix} s + \frac{F_m}{J_m} & -\frac{k_e \lambda_e}{l_a} \\ \frac{k_e \lambda_e}{j_m} & s + \frac{r_a}{l_a} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ J_m \end{bmatrix} \right\}$$

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = Gm = \frac{\frac{r_a}{r_a F_m + k_e^2 \lambda_e^2} \left(\frac{s}{J_m} + 1 \right)}{s^2 \left(\frac{J_m l_a}{r_a F_m + k_e^2 \lambda_e^2} \right) + s \left(\frac{F_m l_a + r_a J_m}{r_a F_m + k_e^2 \lambda_e^2} \right) + 1} \quad (21)$$

Desse modelo, pode-se encontrar a seguinte função de transferência (velocidade/tensão v_a) G_a e (velocidade/conjugado) G_m do motor:

$$G_a(s) = \frac{K_a}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (22)$$

$$G_m(s) = \frac{K_m (T_a s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (23)$$

Onde $T_1 = -1/s_1$ e $T_2 = -1/s_2$ são as constantes de tempo do sistema motor (s_1 e s_2 são os pólos reais do sistema) e:

$$K_a = \frac{k_e \lambda_e}{k_e^2 \lambda_e^2 + r_a F_m} \quad (24)$$

$$K_m = \frac{r_a}{k_e^2 \lambda_e^2 + r_a F_m} \quad (25)$$

A seguir, na figura 6 é apresentado o diagrama de blocos que representa o modelo de controle que será usado neste trabalho, apresentando um controlador Kp ligado a componente elétrica do modelo do motor (função de transferência que considera a relação velocidade/tensão) e considerando a componente mecânica (função de transferência que considera a relação torque/tensão) como perturbação do sistema:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

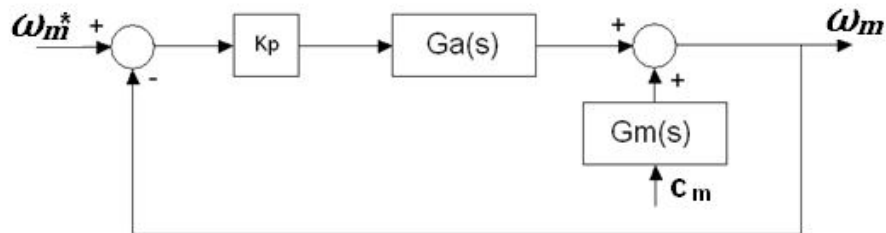


Figura 6 - modelo para controle do motor CC.

3 Controladores

Um sistema de controle, ou simplesmente controlador, pode ser definido como um dispositivo que permite obter a resposta desejada da variável do processo a ser controlado (variável de saída do processo). Em geral, pode-se considerar dois tipos de controladores: com ou sem realimentação da variável de saída (malha fechada e aberta, respectivamente) [1].

Para este trabalho, será feito uso de controladores de malha fechada, a saber, proporcional integral (PI).

A seguir, é introduzido o conceito de controlador proporcional e logo após, o de controlador proporcional integral.

3.1 Controlador proporcional:

O controlador proporcional é o mais simples tipo de controlador com realimentação.

Compara a variável de referência ω_m^* com a variável de saída medida ω_m , definindo um erro $e_m = \omega_m^* - \omega_m$ que, amplificado por um ganho K_p , define a variável de entrada do sistema.

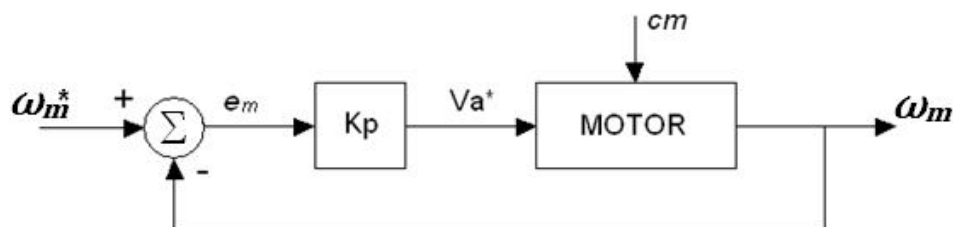


Figura 7 - Diagrama em blocos de motor com controlador Proporcional.

O objetivo de se usar um ganho K_p no sistema do motor é compensar o erro de regime permanente causado pela imprecisão do modelo do motor CC e desconhecimento do conjugado mecânico (que será considerado uma perturbação) e obter uma resposta rápida, um pequeno defasamento, ou overshoot e um bom amortecimento.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Definindo-se agora a função de transferência de malha aberta (com controlador):

$$G_a(s) = \frac{K_a K_p}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (26)$$

$$G_m(s) = \frac{K_m (T_a s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1) + K_a K_p} \quad (27)$$

Sendo K_p o ganho do controlador.

Assim, a função de transferência de malha fechada será:

$$G_{af} = \frac{FTMA}{1 + FTMA} = \frac{\frac{K_a K_p}{(sT_1 + 1)(sT_2 + 1)} s}{1 + \frac{K_a K_p}{(sT_1 + 1)(sT_2 + 1)}} = \frac{K_a K_p}{K_a K_p + ((sT_1 + 1)(sT_2 + 1))} \quad (28)$$

Da mesma forma:

$$G_{mf} = \frac{K_a (ST_a + 1)}{K_a K_p + ((ST_1 + 1)(ST_2 + 1))} \quad (29)$$

Assumindo variações em degrau de ω_m^* (amplitude Ω_m^*) e cm (amplitude C_m^*), e utilizando o teorema do valor final:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s)$$

Pode-se escrever para Ω_m , velocidade da máquina em regime permanente, que

$$\Omega_m = [\lim_{t \rightarrow 0} G_{fa}(s)] \Omega_m^* + [\lim_{t \rightarrow 0} G_{fm}(s)] C_m^*$$

Observe que G_m tende a zero e G_{bf} tende a um quando K_p tende a infinito, de acordo com as equações 27 e 28. Assim, Ω_m só será igual a Ω_m^* para $K_p = \infty$.

A solução da equação de segundo grau $K_a K_p + ((ST_1 + 1)(ST_2 + 1)) = 0$ (denominador de nossa FTMF, chamada equação característica do sistema) dará como resultado as raízes da equação, que são os pólos do sistema controlado.

O lugar das raízes pode ser visto na figura abaixo e fornece o deslocamento dos pólos do sistema em função da variação do ganho K_p .

Para $K_p = 0$, temos os pólos de um sistema em malha aberta.

Quando K_p aumenta, os pólos evoluem da posição malha aberta (considera-se essa posição real), passando por um lugar onde esses pólos são idênticos até que passem a posição a ter valores imaginários (pólos complexos). Com o Aumento contínuo de K_p , o decaimento exponencial permanecerá constante (a parte real do pólo, que, nesse

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

momento, não sofrerá alteração), mas a frequência de pulsação amortecida (a parte imaginária do pólo) aumenta junto com K_p e o amortecimento diminui [2].

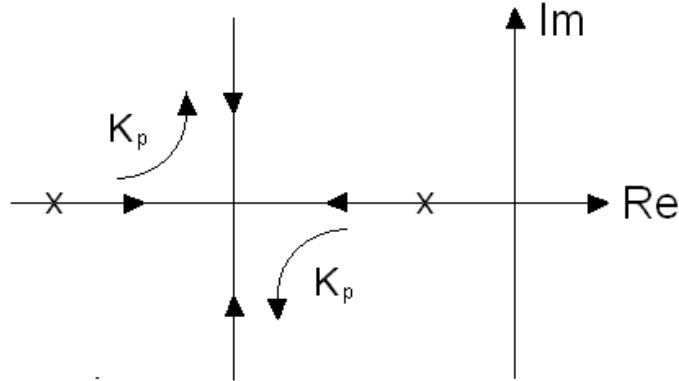


Figura 8 - Lugar das raízes para o sistema do sistema controlador P e motor CC em malha fechada.

Assim, para zerar o erro em regime permanente, temos que fazer com que K_p tenda a infinito, contudo, não haveria mais amortecimento no sistema (teríamos uma oscilação intolerável na velocidade do motor).

Então temos uma situação em que o K_p não deve ser pequeno (afim de não haver mais controle no sistema) e nem grande demais (a fim de garantir um amortecimento e, por sua vez, uma oscilação tolerável).

Dessa forma, pólos reais idênticos seriam uma situação ótima para esse controlador.

Para isso, é necessário que a equação $K_a K_p + \{(sT_1 + 1) + (sT_2 + 1)\} = 0$ tenha raízes reais idênticas, ou seja: $\Delta = 0$.

$$\begin{aligned}
 0 &= K_a K_p + ((sT_1 + 1)(sT_2 + 1)) \\
 0 &= K_a K_p + s^2 T_1 T_2 + sT_1 + sT_2 + 1 \\
 0 &= S^2 T_1 T_2 + s(T_1 + T_2) + (1 + K_a K_p) \\
 \Delta &= (T_1 + T_2)^2 - 4T_1 T_2 (1 + K_a K_p) = 0 \\
 (T_1 + T_2)^2 &= 4T_1 T_2 (1 + K_a K_p) \\
 \frac{(T_1 + T_2)^2}{4T_1 T_2} &= (1 + K_a K_p) \Rightarrow \frac{(T_1 + T_2)^2}{4T_1 T_2} - 1 = K_a K_p
 \end{aligned}$$

Assim, tem-se:

$$K_p = \frac{(T_1 + T_2)^2}{4T_1 T_2 K_a} \quad (30)$$

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

3.2 Controlador Proporcional Integral (PI):

Se houvesse pelo menos uma das funções de transferência (motor ou controlador) com pólo em $s = 0$, seria garantido erro estacionário do sistema em malha fechada com entrada do tipo degrau efetivamente nulo (de acordo com o teorema de valor final).

Para isso, é mudada a função de transferência do controlador, acrescentando-se um termo integrador ($1/s$):

$$D(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (31)$$

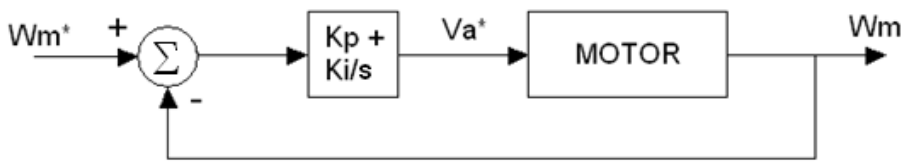


Figura 9 - Diagrama em blocos de motor com controlador Proporcional Integral.

Onde K_p é o ganho proporcional e K_i é o ganho integral e a função de transferência resultante possuindo um pólo em $s = 0$.

Assim se apresenta a seguinte função de transferência de malha aberta:

$$G_a(s) = \frac{K_a}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \cdot \frac{K_i((K_p / K_i)s + 1)}{s}$$

Fazendo agora $T_1 = \left(\frac{K_p}{K_i}\right)$ (sendo T_1 o pólo mais lento do sistema), é eliminado um dos termos do denominador da função de transferência, tendo-se:

$$G_a = \frac{K_a K_i}{s(T_2s + 1)} \quad (32)$$

Assim, a função de transferência de malha fechada será:

$$G_{af} = \frac{FTMA}{1 + FTMA} = \frac{\frac{K_a K_i}{s(T_2s + 1)}}{1 + \frac{K_a K_i}{s(T_2s + 1)}} = \frac{K_a K_p}{s(T_2s + 1) + K_a K_i} \quad (33)$$

E novamente, tem-se uma equação de segundo grau no denominador, com dois zeros, representando os pólos da função de transferência.

Como visto no caso do controlador proporcional, a melhor opção de controle é fazer com que essas raízes sejam reais e idênticas, e para isso, deve-se comparar a equação característica a zero e resolve-lo para $\Delta = 0$ também.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

$$0 = S(T_2s + 1) + K_a K_i$$

$$0 = T_2s + s + K_a K_i$$

$$\Delta = 1 - 4T_2K_aK_i = 0$$

$$4T_2K_aK_i = 1$$

$$K_aK_i = \frac{1}{4T_2}$$

Daí, temos:

$$K_i = \frac{1}{4T_2K_a}$$

$$\frac{K_p}{K_i} = T_1$$

$$\therefore K_p = K_i T_1$$

(34)

4. Retificador em Ponte Semi Controlado (Ponte Mista).

Circuitos retificadores são também conhecidos como conversores CA-CC, recebendo uma entrada alternada e apresentando na saída do circuito, uma entrada contínua, embora pulsada [6].

Os retificadores constituídos por diodos (dispositivos que apresentam disparo e bloqueio espontâneos) são retificadores não controlados. Já os retificadores que apresentam em sua constituição interruptores com disparo controlado, como é o caso dos SCRs, são conhecidos como retificadores controlados [6].

Retificadores que se valem de SCRs e diodos em sua constituição ganham uma característica mista [6].

Retificadores em ponte são retificadores de onda completa, os quais permitem a condução para a saída de todos os semi ciclos do sinal senoidal de entrada na retificação, já retificadores em meia ponte bloqueiam um dos semi ciclos [6].

Neste trabalho, foi usado um retificador em ponte semi controlado, de acordo com esquema mostrado na figura 10:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

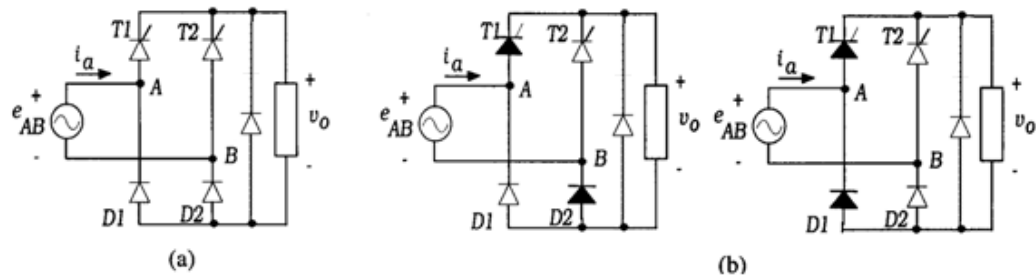


Figura 10- retificador em ponte semi controlado. a) SCR T1 e diodo D2 conduzindo no primeiro semi ciclo. b) SCR T2 e diodo D1 conduzindo no segundo semi ciclo.

Ao ser alimentado, o retificador em ponte semi controlado recebe o sinal da fonte e , num o semi ciclo positivo, o SCR T1 e o diodo D2 ficam diretamente polarizados, ficando T1 apto a conduzir, mediante gatilhamento deste dispositivo.

No semi ciclo negativo, SCR T2 e o diodo D1 agora estão diretamente polarizados e T2 fica apto a conduzir, de acordo com a figura 11[6].

O disparo dos SCRs se dá por gatilhamento, um pulso aplicado no terminal de gatilho (gate) do dispositivo que o habilita a conduzir. Na figura 11 podemos ver, pelos gráficos, que a saída ($v_o(t)$) só passa a receber a tensão de entrada após o pulso de gatilho inserido no dispositivo (em $i_g(t)$).

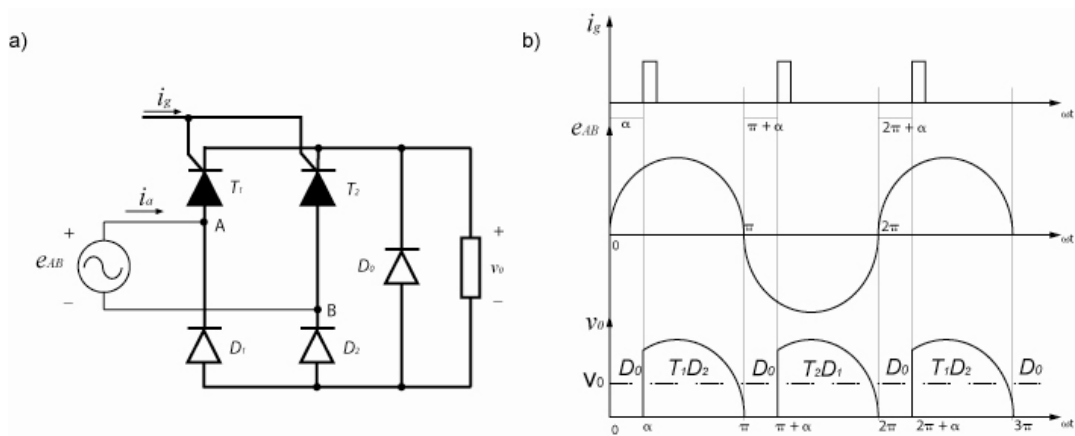


Figura 11 - a) Circuito retificador em ponte semi controlado. b) Formas de onda indicando gatilhamento dos SCRs T1 e T2 a partir de um ângulo α

Com o chaveamento da tensão de saída do circuito permite que a tensão média de saída seja diferente da oferecida por um retificador não controlado (à diodos).

Para que se possa variar a tensão média de saída, é necessário o controle do tempo de disparo dos SCRs que deve ocorrer periodicamente, como se verifica na figura 11, num ângulo α entre 0 e π (ângulo esse chamado **ângulo de disparo** que vai de zero a π correspondendo a meio ciclo).

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Assim, sendo a tensão instantânea de entrada $E_m = \text{sen}(\omega t)$, tem-se a seguinte tensão média na saída do circuito retificador controlado (no caso do retificador de meia onda):

$$v_0 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} E_m \sin(\omega t) d(\omega t) \right] \quad (35)$$

A criação de um sinal de gatilho com essas características se dá comumente com a comparação de dois sinais. O primeiro é o sinal de referência, chamado de **R**, é o sinal de controle. Sua variação é que controlará o deslocamento dos pulsos de gatilho ao longo do período retificado. O segundo sinal é, comumente, um dente de serra, chamada **C**, com período igual ao do sinal retificado pelo sistema (figura 12).

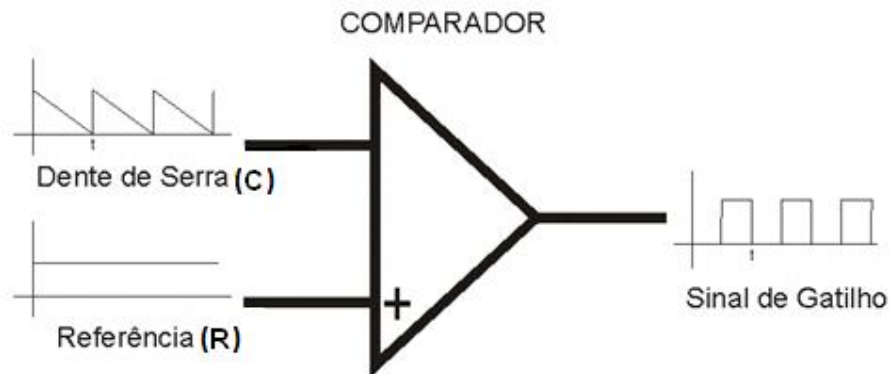


Figura 12 - Geração de sinal de gatilho.

Quando o sinal de referência é maior que o sinal dente de serra na entrada do comparador, a saída do mesmo fica positiva, caso contrário, permanece em zero. O disparo do sinal de gatilho é determinado pelo nível do sinal de referência. Quando maior sua amplitude, mais cedo o gatilho é disparado. Se sua amplitude for zero (zero) ou menor, o sinal dente de serra sempre será maior ou igual a referência e o sinal de gatilho será zero.

A figura 13 representa o efeito de uma pequena variação da tensão de referência sobre a tensão de saída v_0 para um retificador de onda completa, com a variação do ângulo de disparo dos SCRs[7].

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

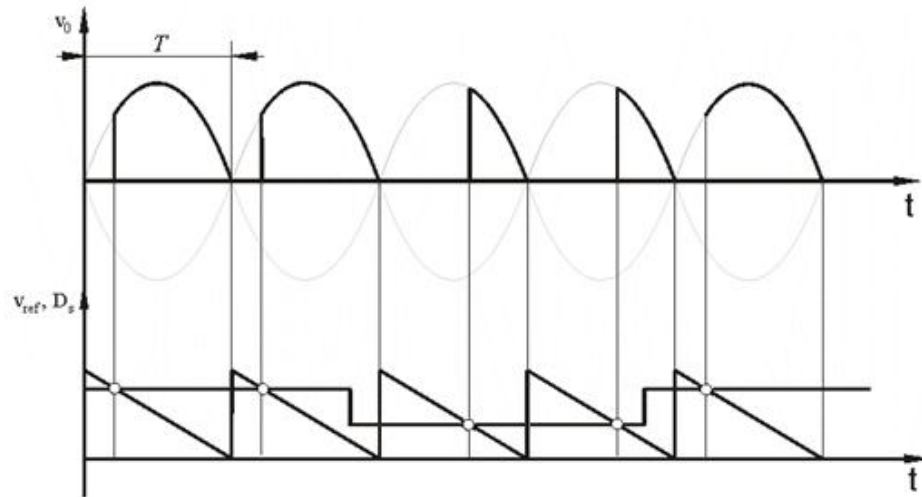


Figura 13 - Gráfico que representa o efeito da variação da tensão de referência (V_{ref}), produzindo sinais de gatilho com diferentes ângulos α .

Nota-se que uma alteração na amplitude do sinal de referência (v_{ref}) apresenta um atraso no disparo do gatilho (atraso esse chamado t_r), já que a nova referência só será comparada com o sinal dente de será a partir de cada início de período T .

No melhor caso, t_r será 0 (zero), ou seja, a variação do sinal de referência se dá exatamente no início do período T , e o pior caso, quando $t_r = T$, ou seja, a variação ocorre no final do período (figura 14) [7].

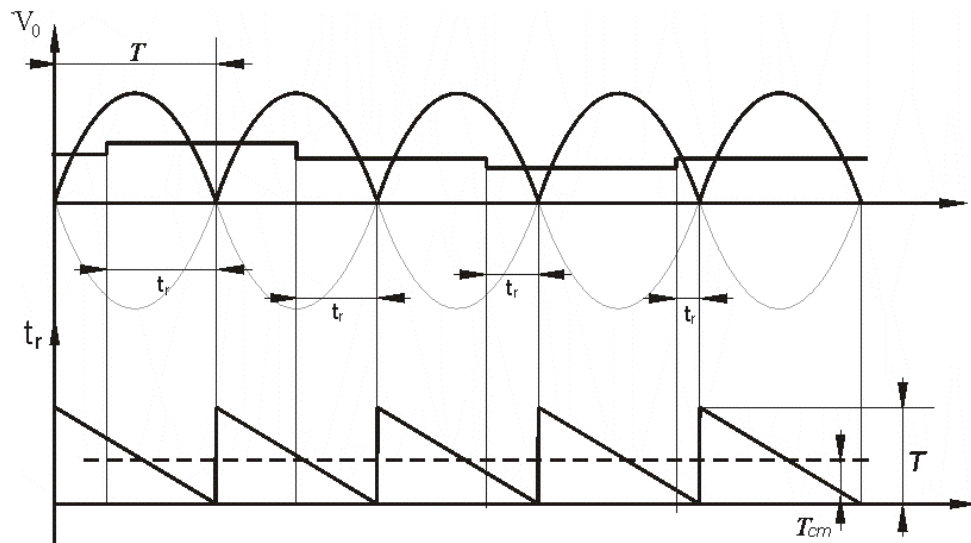


Figura 14 - Atraso no disparo do gatilho, variando de zero à T .

Supondo um v_{ref} correspondendo ao ponto médio do período, pode-se calcular um tempo médio de atraso T_{cm}

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

$$T_{cm} = \frac{1}{2}T \quad (36)$$

Generalizando para retificadores de qualquer ordem:

$$T_{cm} = \frac{1}{2p}T \quad (37)$$

Onde p é o número de fases do sistema retificador.

A fim de estudar o comportamento do retificador no sistema de controle, será considerada a função de transferência do mesmo, baseada nesse tempo médio de atraso, T_{cm} , mais um ganho K_{cm} de acordo com a seguinte expressão:

$$G_r = K_{cm}e^{-sT_{cm}} \quad (38)$$

Ou:

$$G_r = \frac{K_{cm}}{(T_{cm}s+1)} \quad (39)$$

5. Cálculo dos Parâmetros do Motor

5.1 Obtendo $K_e\lambda_e$:

Os parâmetros $K_e\lambda_e$ são características do motor CC e devem ser obtidos experimentalmente de forma indireta, já que K_e trata da constante de acoplamento das bobinas do motor e λ_e , o fluxo magnético da bobina de campo, não podendo ser determinados por medição direta.

Foi utilizado o simulador PSIM, versão 9.0 para simulação deste ensaio. Este dispõe de um modelo de motor CC para simulação, de onde foram calculados os parâmetros $K_e\lambda_e$, como pode ser observado na figura 15:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

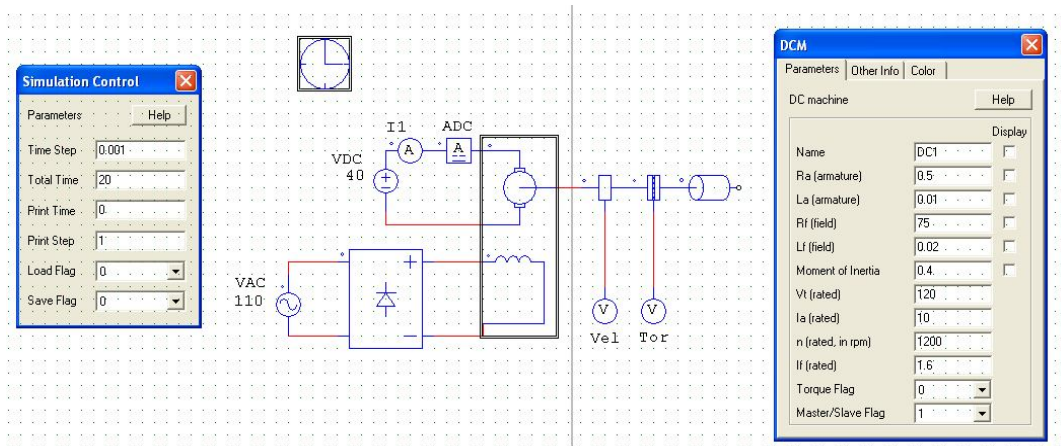


Figura 15 - Simulação em ambiente PSIM de circuito para obtenção de parâmetro $K_e \lambda_e$ do motor.

Escolheram-se tensões VDC2 de 40V alternada para o enrolamento de armadura e V2 de 110V alternada para o enrolamento de campo a 60Hz (como $K_e \lambda_e$ são parâmetros intrínsecos do motor: quaisquer valores atribuídos a VDC2 e a V2 permitiriam o cálculo dos mesmos).

Uma ponte a diodo garante uma tensão retificada. Ainda foram utilizados voltímetros para medidas dos sinais de torque e velocidade, disponibilizados em forma de tensão pelos respectivos sensores, e amperímetros para medir a corrente de armadura, sendo que ADC é um amperímetro que mede amplitude média da corrente até uma frequência de corte de 10Hz.

Foi gerado o seguinte gráfico representado na figura 16.

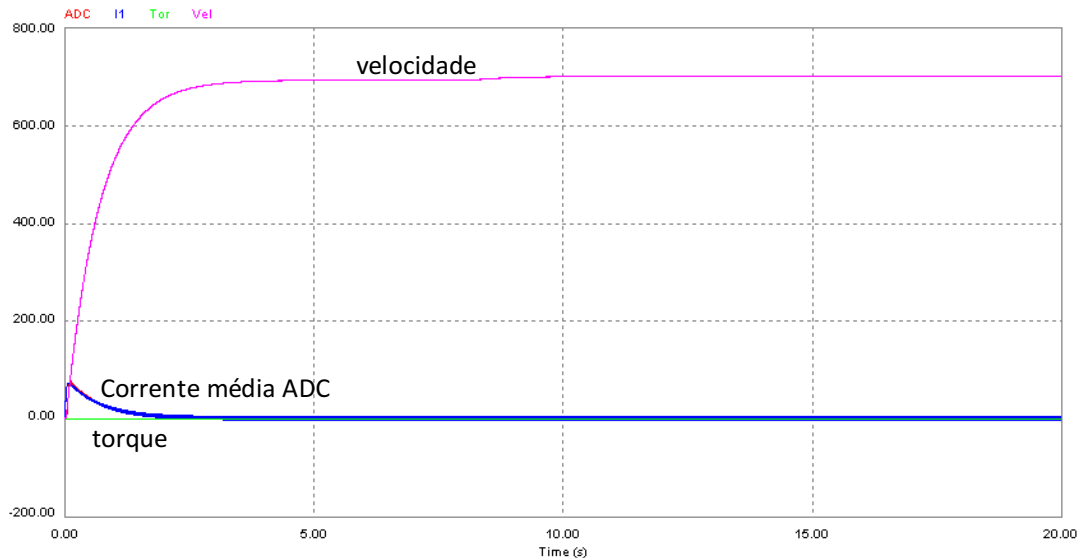


Figura 16 - Resposta no tempo do motor. Pode ser visto representado no gráfico: a velocidade, a corrente média ADC, a corrente instantânea I1 e o torque em função do tempo.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

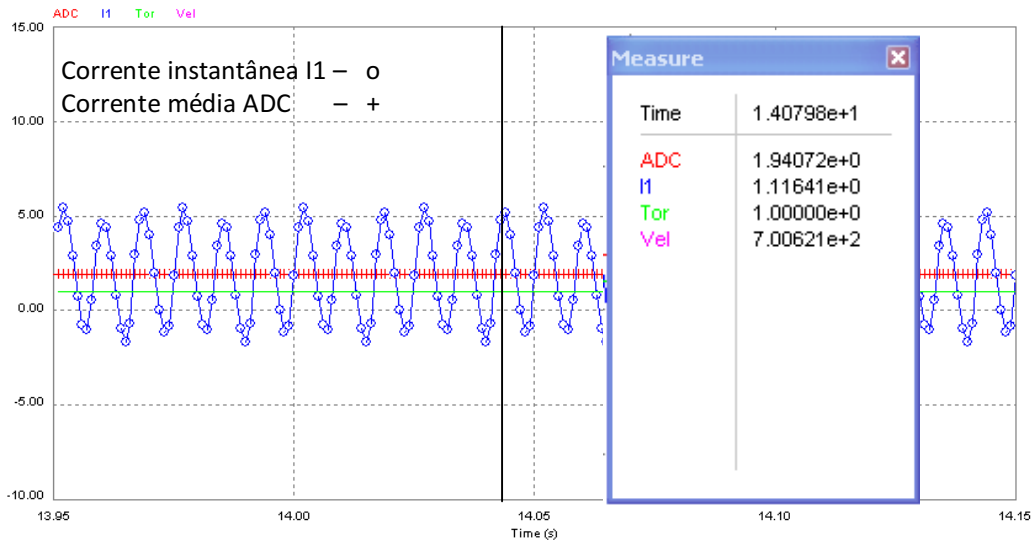


Figura 17: Detalhe do gráfico anterior para melhor visualização da corrente média ADC.

Na figura 17 (detalhe da figura 16), pode se verificar duas medidas de corrente: I1 (valor instantâneo) e ADC, valor médio da corrente. Este último valor será usado na investigação.

Da medida de ADC, pode-se dizer que $I_a \approx 1,94072A$ e na medida da velocidade, verifica-se $\omega \approx 700,621$ rpm (simulador PSIM mede velocidade em rpm), ou seja: $\omega \approx 11,677$ rps, ou $\omega \approx 73,3688$ rad/s ($V_{rad}/s = V_{rps} \times 2\pi$).

Do circuito equivalente da máquina CC, tem-se que $v_a = r_a i_a + I_a (di_a/dt) + e_a$ (3). Contudo, em regime permanente, o termo diferencial di_a/dt se é anulado e a equação resultante neste caso é:

$$E_a = V_a - R_a I_a \quad (40)$$

Sendo V_a o valor escolhido para a simulação 40V, R_a obtido dos parâmetros do motor no simulador ($R_a = 0,5\Omega$) e I_a o valor médio de corrente encontrado na simulação, graças a ADC ($I_a \approx 1,9462A$).

Assim, tem-se:

$$E_a = 40 - 0,5 * 1,98843 \rightarrow E_a = 39,0269V$$

Sabendo que $E_a = K_e \lambda_e \omega$ (1) com ω sendo a velocidade medida, tem-se que $K_e \lambda_e \approx 0,534$ V·s/rad.

5.2 Funções de transferência

Para calcular as funções de transferência do motor, ainda foram coletados os seguintes valores do motor CC disponível no simulador PSIM:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

$$\begin{aligned} J_m &= 0.4\text{kg.m}^2; \\ F_m &= 0.03; \\ R_a &= 0.5\Omega; \\ L_a &= 0.01\text{H}. \end{aligned}$$

Com esses dados, é possível calcular os parâmetros K_a e K_m da máquina CC simulada.

De acordo com as equações (23) e (24), tem-se:

$$\begin{aligned} K_a &= \frac{0,534}{(0,534)^2 + 0,5 \cdot 0,03} \Rightarrow K_a \approx 1,779 \\ K_m &= \frac{0,5}{(0,534)^2 + 0,5 \cdot 0,03} \Rightarrow K_m \approx 1,6658 \end{aligned}$$

A equação característica da função de transferência (denominador da mesma), será, de acordo com as equações (19) e (20):

$$\begin{aligned} s^2 \left(\frac{J_m l_a}{r_a F_m + k_e^2 \lambda_e^2} \right) + s \left(\frac{F_m l_a + r_a J_m}{r_a F_m + k_e^2 \lambda_e^2} \right) + 1 &= 0 \\ s^2 \left(\frac{0,4 \cdot 0,01}{0,5 \cdot 0,03 + (0,534)^2} \right) + s \left(\frac{0,03 \cdot 0,01 + 0,5 \cdot 0,4}{0,5 \cdot 0,03 + (0,534)^2} \right) + 1 &= 0 \quad (41) \\ s^2(0,0133) + s(0,6673) + 1 &= 0 \end{aligned}$$

Com as constantes e a equação característica, pode se montar as seguintes funções de transferência do motor CC:

$$G_a(s) \approx \frac{1,779}{0,0133s^2 + 0,6673s + 1} \quad (42)$$

$$G_m(s) \approx \frac{1,6658(25s+1)}{0,0133s^2 + 0,6673s + 1} \quad (43)$$

A figura 18 representa a resposta ao degrau e o lugar das raízes das funções de transferência encontradas:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

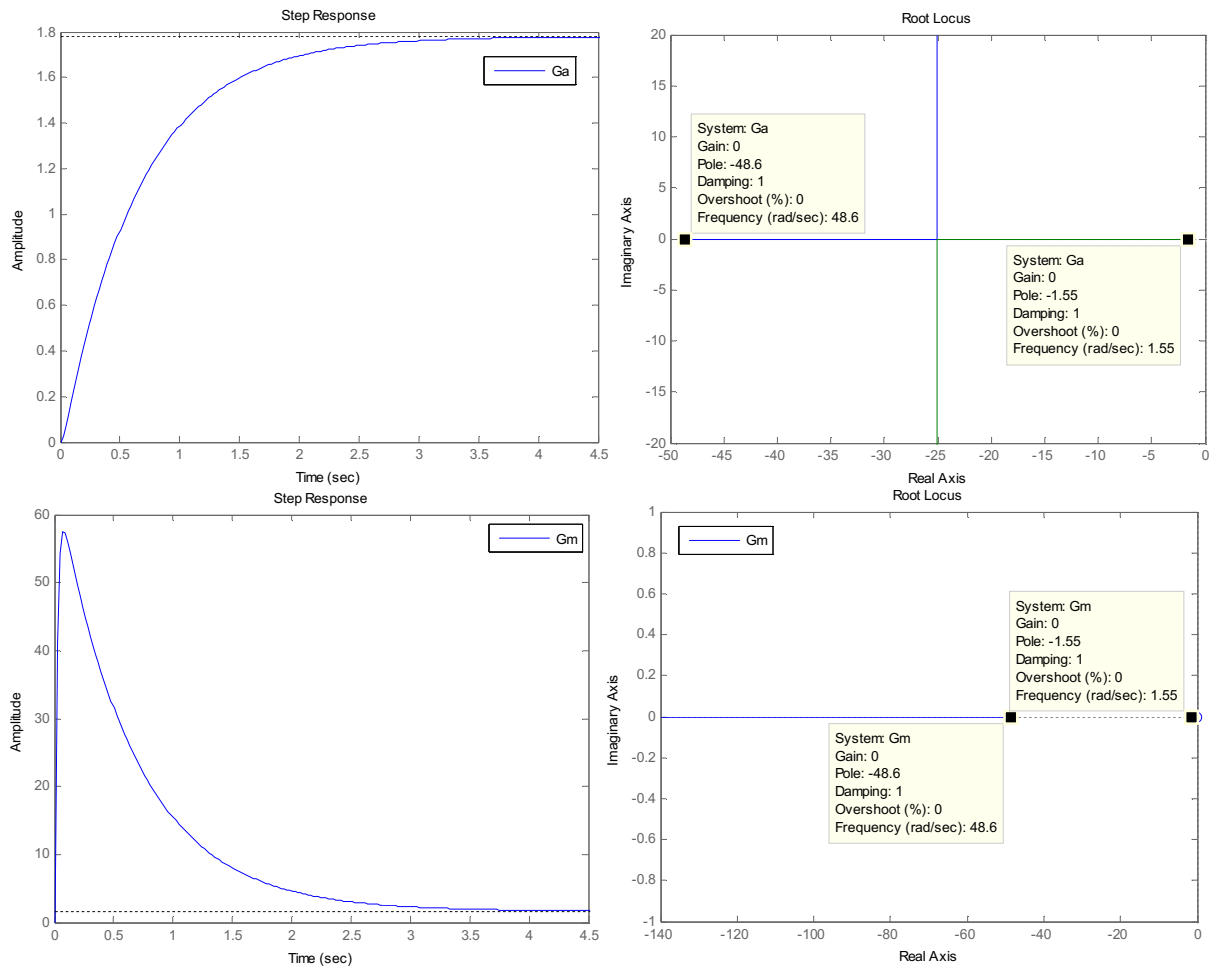


Figura18 - Resposta ao degrau e lugar das raízes da função de transferência G_a e G_m respectivamente.

5.3 Retificador

Através do circuito retificador (ponte semi controlada), pode se controlar a tensão média de alimentação do motor (V_{med}) de acordo com uma tensão de referência (V_{ref}) e, como consequência, sua velocidade.

Para um retificador de onda completa controlado, tem-se a seguinte tensão média:

$$\text{---} \tag{44}$$

Sendo α o ângulo de disparo dos dispositivos de chaveamento.

De (41), tem-se:

$$\text{---} \tag{45}$$

Para o cálculo do ganho do retificador, introduz-se aqui o conceito de controle linear do disparo das chaves. Esse controle consiste na substituição do sinal dente-de-

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

serra do comparador do circuito de disparo das chaves (como se verifica na figura 13), por um sinal cossenoidal (figura 19):

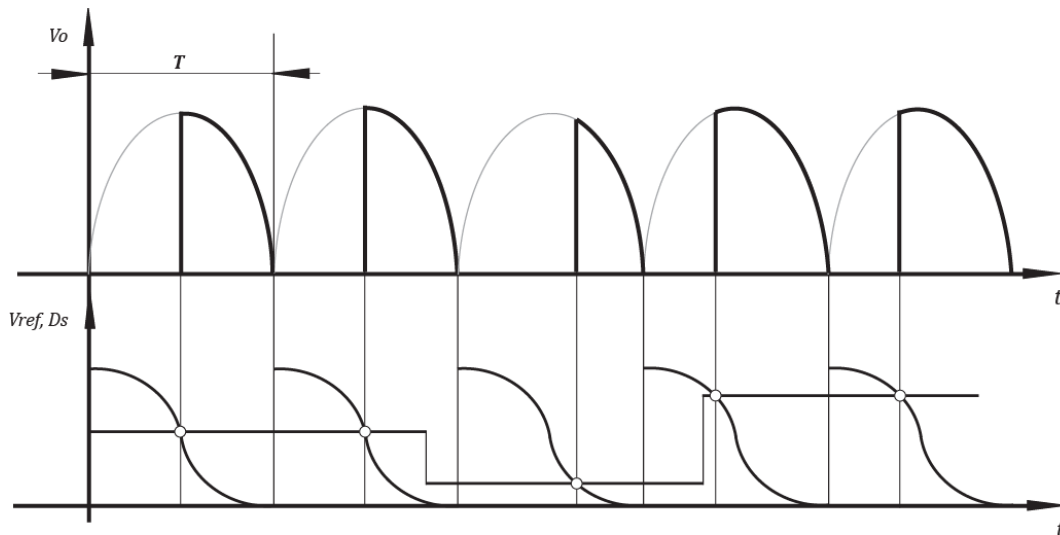


Figura 19 - A substituição do sinal dente de serra por um sinal cossenoidal garante uma variação linear da tensão média de saída (V_{omed}).

Com esse sinal, a referência passará a ser do tipo:

$$V_{ref}(\alpha) = V_{ref}(1 + \cos \alpha) \quad (46)$$

Colocando o cosseno em evidência, tem-se:

$$\cos \alpha = \frac{V_{ref}(\alpha)}{V_{ref}} - 1 \quad (47)$$

Agora, substituindo (44) em (42), tem-se:

$$V_{med} = \frac{V_{max}}{\pi V_{ref}} \cdot V_{ref}(\alpha) \quad (48)$$

Ou:

$$V_{med} = K_{cm} \cdot V_{ref}(\alpha)$$

Sendo:

$$K_{cm} = \frac{V_{max}}{\pi V_{ref}} \quad (49)$$

Considerando $V_{max} = 110V$, tensão de alimentação usada para o projeto, e para $V_{ref} = 5V$ (um valor médio de referência), temos $K_{cm} \approx 7,0028$.

Para o cálculo do tempo médio de atraso do retificador, T_{cm} , de acordo com (34) e, para a frequência da rede, de 60Hz (período de 16,67ms, aproximadamente), tem-se:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Assim, de acordo com (36.2), tem-se a seguinte função de transferência G para retificador:

$$(50)$$

ou:

$$(51)$$

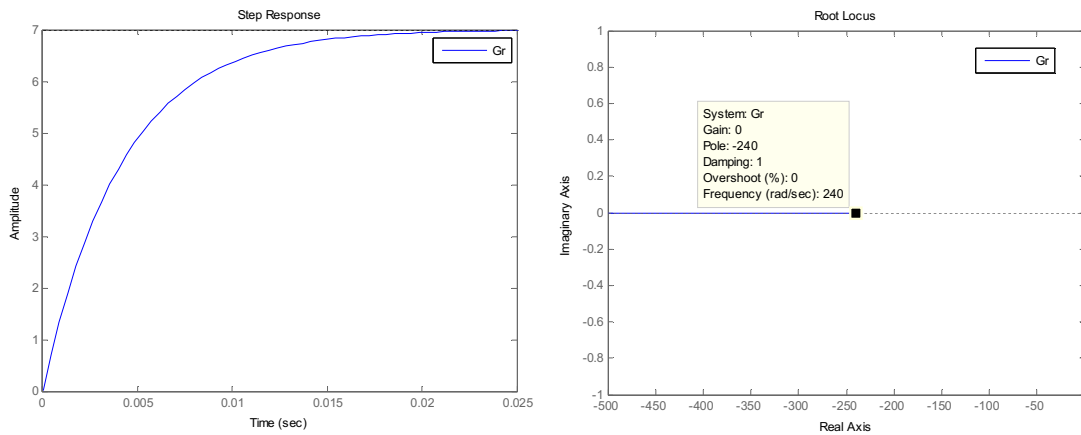


Figura 20 - Resposta ao degrau e lugar das raízes da função de transferência de G_r .

5.4 Controlador:

Conhecendo as funções de transferência do motor e retificador, é possível calcular um controlador para o sistema.

O circuito retificador liga a fonte de alimentação ao motor e, nessa ordem são ligadas as funções de transferência, G_r e G_a , culminando em uma função de transferência resultante, G_{re} .



Figura 21 - A associação das funções de transferência do retificador (G_r) e do motor (componente elétrico, G_a) resultando em G_{re} .

Assim, de (39) e (47), tem-se a seguinte função de transferência resultante

$$(52)$$

ou

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

$$G_{re} \approx \frac{224715,7895}{(s+240)(s+48,63)(s+1,546)} \quad (53)$$

A função de transferência resultante apresenta três pólos em sua equação característica, sendo assim o sistema de terceira ordem, com os seguintes pólos: $s_1 = 240$, $s_2 = 48,63$ e $s_3 = 1,546$.

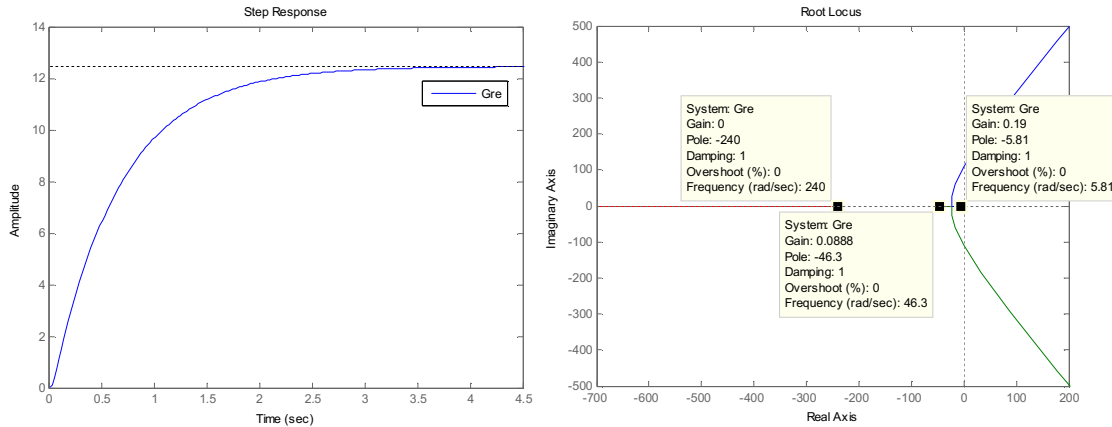


Figura 22 - Resposta ao degrau e lugar das raízes da função de transferência de G_{re} .

A figura 22 mostra a resposta ao degrau e o lugar das raízes da função de transferência G_{re} . Verifica-se que os pólos da função G_{re} são $s_1 = -240$ (oriundo da função G_r), $s_2 = -48,6$ e $s_3 = -1,55$ (da função G_a).

5.4.1 Cálculo do controlador:

A fim de simplificar o sistema, será eliminado o pólo mais lento, s_3 , que corresponde a $T_3 \approx 648,93\text{ms}$ (sendo $T = 1/s$), expressivo, se comparado com s_2 ($T_2 \approx 20,33\text{ms}$) e s_1 ($T_1 \approx 4,167\text{ms}$).

Dessa forma, teremos a seguinte função de transferência para o sistema:

$$G_{res} \approx \frac{224760,7236}{(s+240)(s+48,6)} \quad (54)$$

ou

$$G_{res} \approx \frac{19,267}{(8,469 \cdot 10^{-5} s^2 + 0,0245s + 1)} \quad (55)$$

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

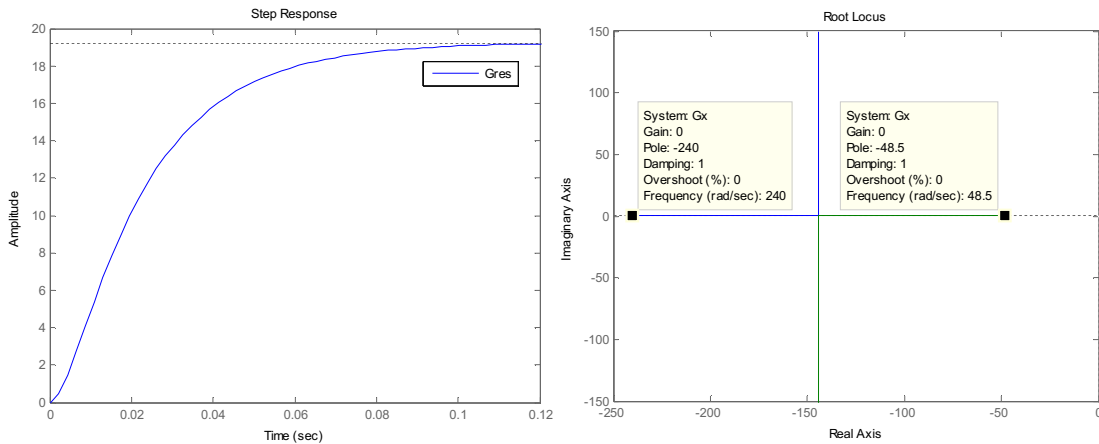


Figura 23 - resposta ao degrau e lugar das raízes da função de transferência simplificada G_{res} .

A seguir, a figura 24 representa uma comparação entre as respostas ao degrau e lugar das raízes do sistema original G_e e do sistema simplificado G_{res} .

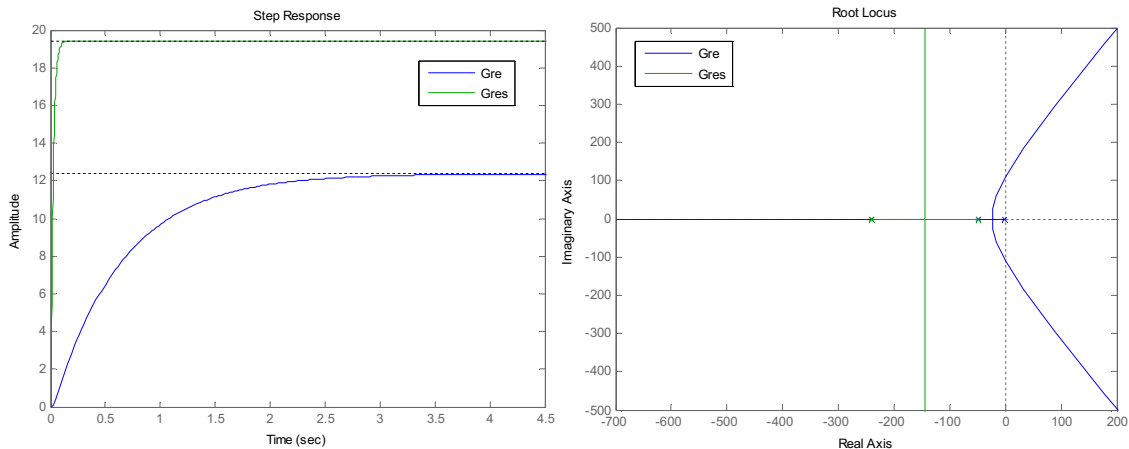


Figura 24 - Comparação da resposta ao degrau e do lugar das raízes para o sistema original (G_e) e o sistema simplificado (G_{res}).

Para o cálculo do controlador proporcional integral (adotado como estratégia de controle neste trabalho) se adotará a seguinte função de transferência (30):

$$D(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Que será associada à função de transferência a ser controlada, como visto anteriormente:

$$G_a(s) = \frac{K_a}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \cdot \frac{K_i((K_p / K_i)s + 1)}{s}$$

Agora, fazendo $T_1 = \left(\frac{K_p}{K_i}\right) = \frac{1}{48,6} s$, $T_2 = \frac{1}{240} s = 4,167 ms$ e $K_a \approx 19,267$ (calculado anteriormente em G_{res}), teremos a seguinte função de transferência resultante:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

$$G_a = \frac{19,267K_i}{s\left(\frac{s}{240}+1\right)} \quad (56)$$

A função de transferência de malha fechada será então:

$$G_{af} = \frac{19,267K_i}{\left(\frac{s^2}{240} + s + 19,267K_i\right)}$$

Assim, tem-se a seguinte equação característica:

$$\frac{s^2}{240} + s + 19,267K_i = 0$$

Para encontrar K_i , resolve-se a equação para $\Delta = 0$ como expresso em (32.1) e tem-se $K_i \approx 3,114$.

E da consideração feita para T_f (também de (32.1)), tem-se que $K_p \approx 0,0641$.

Assim, o controlador do sistema será:

$$D(s) \approx 0,0641 + \frac{3,114}{s}$$

E com isso, a função G_{af} será:

$$G_{af} \approx \frac{60}{\left(\frac{s^2}{240} + s + 60\right)}$$

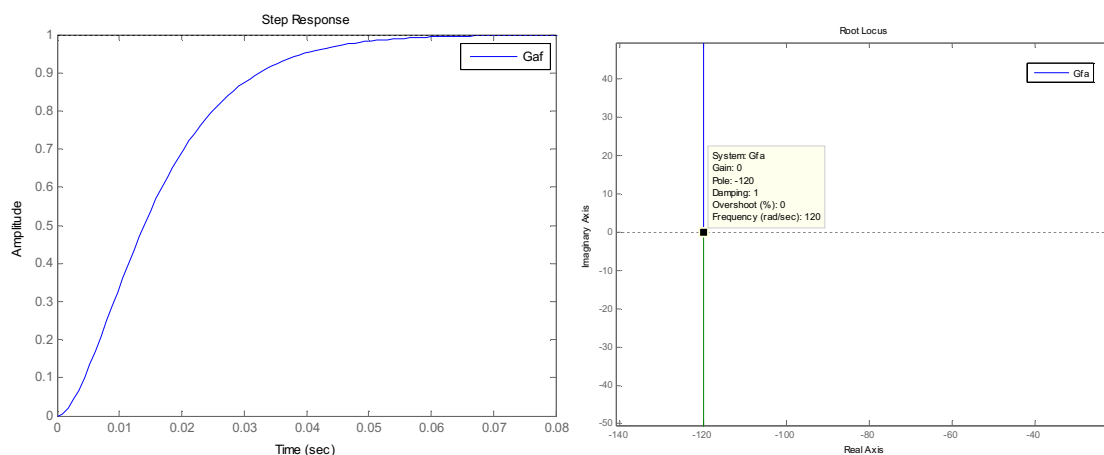


Figura 25 - resposta ao degrau e lugar das raízes da função de transferência G_{af} .

Conhecidos os parâmetros do motor, é possível agora realizar a simulação do mesmo. Será usado para isso o simulador PSIM 6.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

5.5 Simulação do modelo em blocos do sistema

Com todos os parâmetros calculados, é possível realizar a simulação do sistema em ambiente PSIM v.6.

Serão usados blocos representando funções de transferência no domínio s para as funções G_a e G_m , componentes elétricas e mecânicas do motor respectivamente, além do controlador proporcional integral e da função do retificador G_r .

Como sinal de referência, serão utilizadas as fontes VDC1, gerando 5V constante, VSTEP1, que gera um degrau de amplitude 1V e tempo de disparo igual a um segundo, mais as fontes VMATH2 e VMATH3 que geram tensões de acordo com expressões definidas pelo usuário. No caso desta simulação, $VMATH2 = 10 \cdot t - 15$ e $VMATH3 = 15 - 10 \cdot t$, o que resulta em uma rampa de sinal com inclinação 10t.

A fonte VDC2 representa o torque da máquina e as fontes VSTEP3, gerador de degrau, e $VMATH4 = 4t$ e $VMATH5 = -4t$ representam uma perturbação mecânica, constituída de dois degraus e uma rampa.

Por fim, o diagrama em blocos do sistema é representado pela figura 26 e o resultado segue mais adiante.

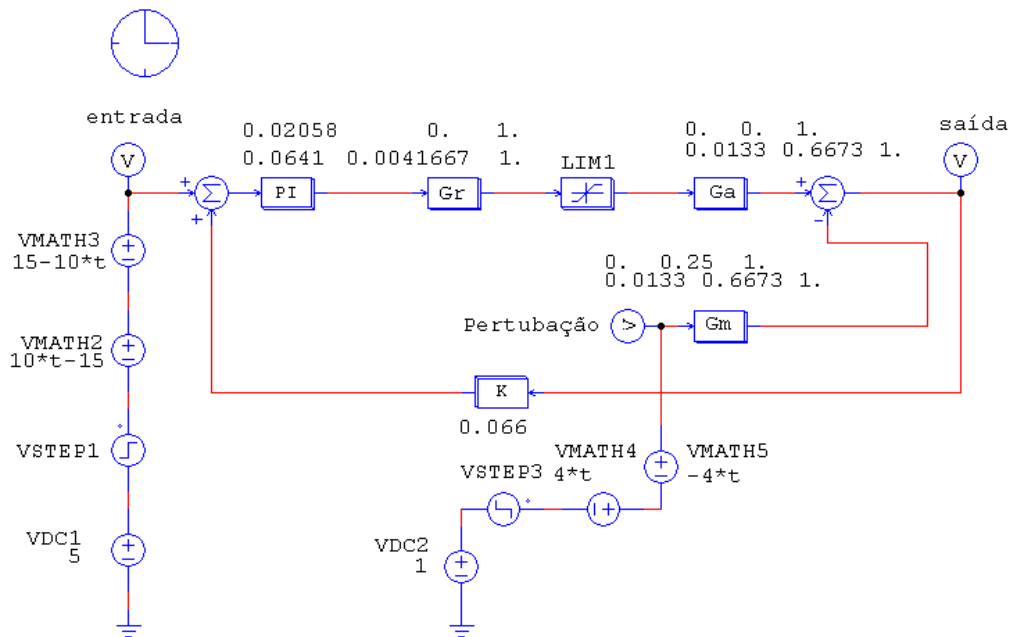


Figura 26 - Simulação do sistema retificado em ambiente PSIM.

O PSIM não recebe os parâmetros do controlador PI da forma como foi calculado anteriormente pela função PI (30), já que tem uma expressão própria para o mesmo vista a seguir:

$$G(s) = \frac{K(1+sT)}{T} \quad (57)$$

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Assim, é necessário fazer uma pequena conversão dos valores encontrados: $K_p = K$ e $T = (K_p/K_i)$. Assim, tem-se $K = 0,0641$ e $T = 0,02058s$.

Esses são os valores iniciais para a simulação. O objetivo é encontrar a combinação de K e T do controlador PI que resultem na estabilização do sistema mais rápido possível tornando-o também o mais insensível a perturbações.

Com os valores K e T encontrados, obteve-se o seguinte resultado em simulação (figura 27):

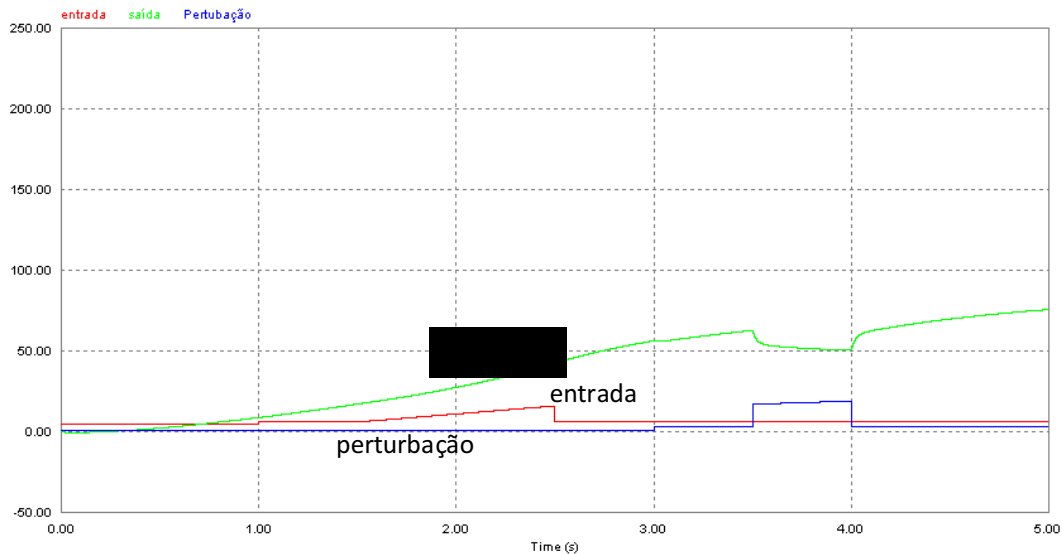


Figura 27 - Resultado da simulação do sistema em PSIM.

O que se vê representado na figura 27 é o nível do sinal referência (entrada), que permanece constante em 5 Volts durante 1 segundo, quando um degrau de amplitude 1V faz o sinal atingir 6V durante 0,5 segundos e a partir daí, em $t = 1,5$ s, começa uma rampa de inclinação $10t$ chegando a 16V em $t = 2,5$ s. A entrada cai até 6V em $t > 2,5$ s e aí permanece até o fim da simulação, em $t = 5$ s.

Para a perturbação, tem-se um degrau de 3V iniciando em $t = 3$ s, outra em $t = 3,5$ s, chegando a 17V e seguindo daí uma rampa, que leva a perturbação à 19V em 0,5 s. Em $t > 4$ s, a perturbação retorna a 3V e aí permanece até $t = 5$ s.

O sinal de saída é a resposta a referência e a perturbação. Nota-se que a resposta ainda é muito lenta e, portanto, se fez necessário um ajuste dos parâmetros do controlador PI.

Os valores de K e T que apresentaram a melhor resposta foram encontrados por tentativa e erro. A seguir, uma sequência de tentativas que resultaram nos valores $K = 12$ e $T = 1s$:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

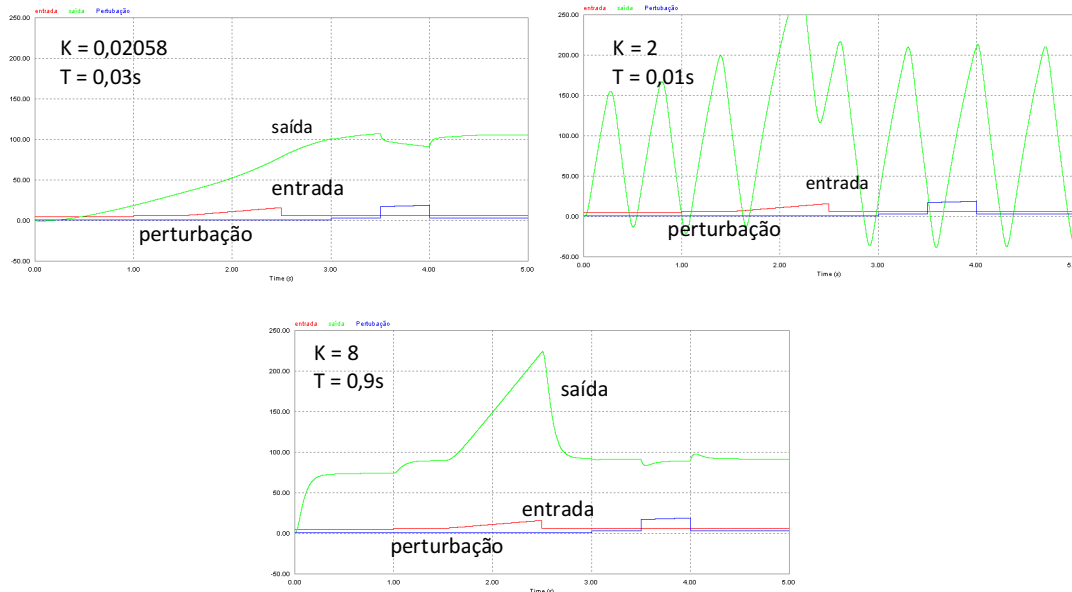


Figura 28 - Busca de parâmetros K e T pelo método de tentativa e erro: alguns resultados encontrados.

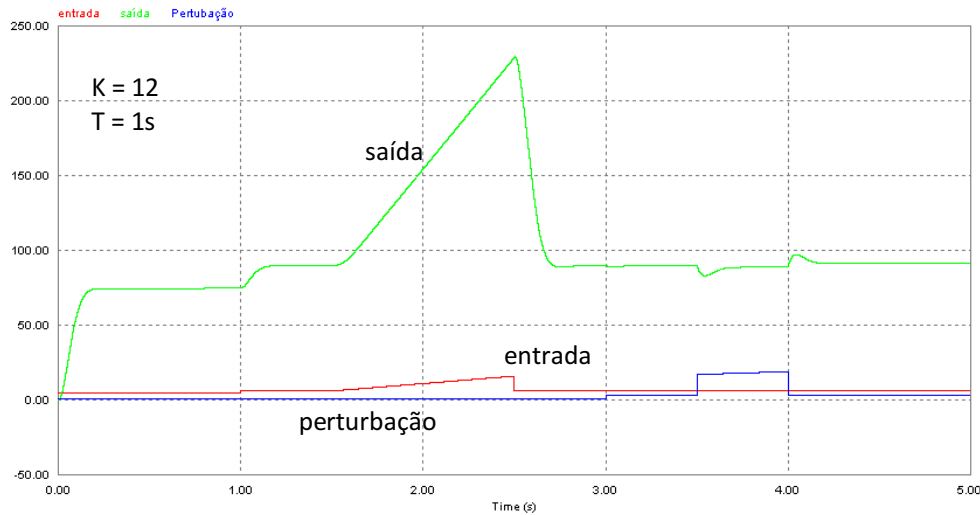


Figura 29 - Melhor resposta ao degrau encontrada com $K = 12$, $T = 1s$.

A figura 29 representa a melhor resposta do sistema a um degrau, graças aos parâmetros $K = 12$, $T = 1s$. Na figura, ainda se verifica uma resposta mínima a perturbação, em 3s, 3,5s e 4s, além da saída mostrar-se insensível à rampa entre 3,5s e 4s, o que demonstra que o sistema se tornou bastante insensível a perturbação mecânica simulada.

6. Circuitos do sistema com controlador não linear

A seguir, são apresentados todos os circuitos que compõem o sistema de controle não linear, ou sistema tradicional de controle. A figura 30 representa todo o conjunto de circuitos do sistema.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

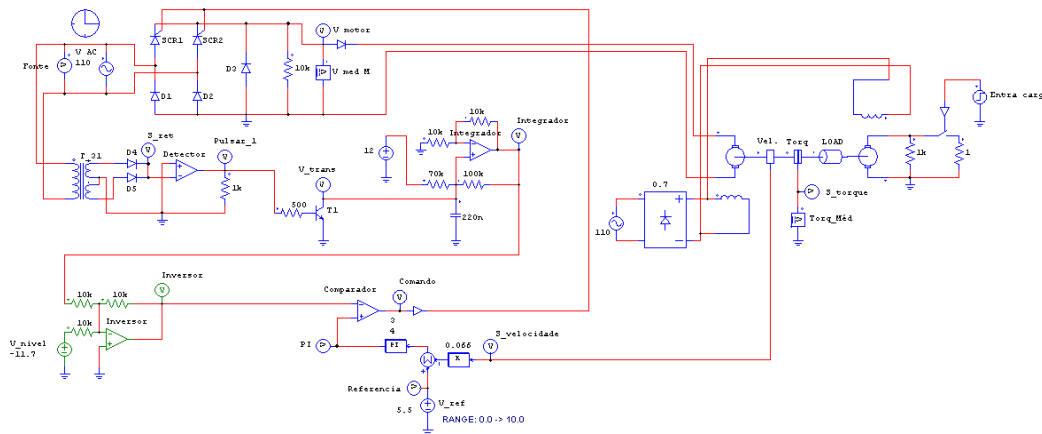


Figura 30 - Representação do circuito completo do sistema a controlador não linear.

6.1 Retificador:

A figura 31 representa o retificador semi controlado, apresentando as duas chaves, os SCRs (SCR1 e SCR2), controlados através de seus pinos de gatilho pelo circuito de controle que será apresentado mais adiante e os diodos D1 e D2 que completam o circuito.

Na figura pode-se ver também o diodo de roda livre D3, o ponto de prova de tensão V motor e o voltímetro V med M, que mede a tensão media da saída do retificador semicontrolado.

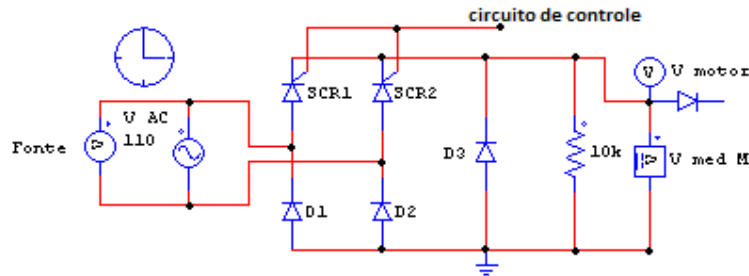


Figura 31 - Representação do circuito retificador em ponte semi controlado (ponte mista) usado neste projeto.

O que se vê na figura 32 a e b são duas representações do sinal de saída do retificador, a figura 32a representa a saída retificada para um ângulo de disparo (α) igual a zero (o que equivale a um retificador não controlado). Já a figura 32b representa a saída do mesmo retificador, mas agora com atuação do sinal de controle sobre os pinos de gatilho dos SCRs com ângulos α variados.

Pode se verificar neste ultimo caso que parte do sinal de entrada é ceifado, o que, resulta em última análise, em alteração do nível médio deste sinal que alimentara o motor CC.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

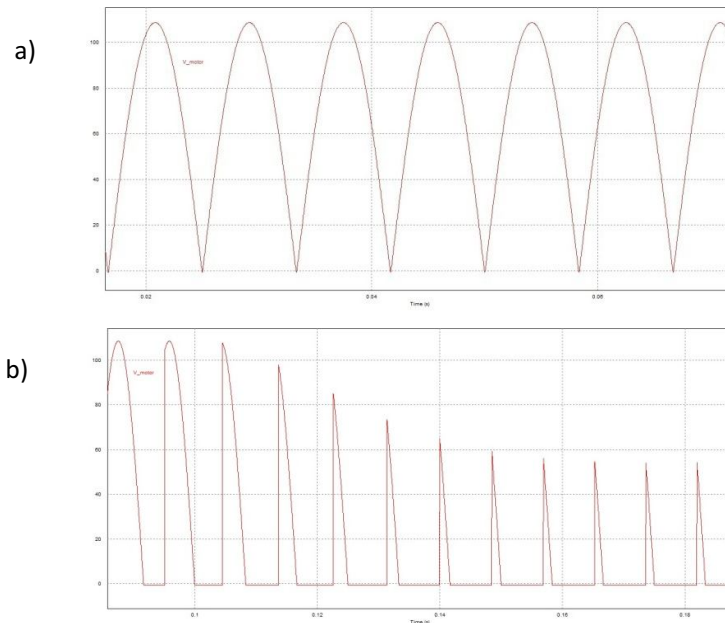


Figura 32 - Formas de onda de saída do circuito retificador: a) Ângulo de disparo (α) zero. b) Ângulo de disparo variado, de acordo com sinal de controle.

6.2 Detector de passagem por zero:

O circuito representado pela figura 33a, é constituído por um pequeno retificador de onda completa bifásico ligado a fonte de alimentação do sistema: um transformador de três enrolamentos T_31 (um enrolamento primário e dois secundários com a relação de espiras 10:1:1, o que garante que o sinal de saída do transformador será fiel ao da fonte de alimentação, porém 10 vezes menor) e dois diodos, D4 e D5 retificando os semi ciclos positivo e negativo respectivamente. Sua saída é conectada à porta negativa de um amplificador operacional que será chamado **Detector** (aqui usado como detector de passagem por zero propriamente dito) cuja entrada positiva (V_{i+}) é ligada ao terra como referência e a entrada negativa (V_{i-}) ligada à saída do retificador (V_{s+} e V_{s-} são configurados como 12V e 0V respectivamente) como pode-se verificar no esquema representado pela figura 33b.

De acordo com a propriedade dos amplificadores operacionais de apresentar na sua saída o valor de V_{s+} quando V_{i+} é maior que V_{i-} e V_{s-} caso contrário (considerando o AMPOP sem nenhuma realimentação), pode se dizer que, de acordo com a ligação o amplificador realizada no ambiente de simulação, o Detector terá uma saída diferente de zero somente quando não houver sinal na porta negativa, apresentado uma forma de onda semelhante à apresentada na figura 34:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

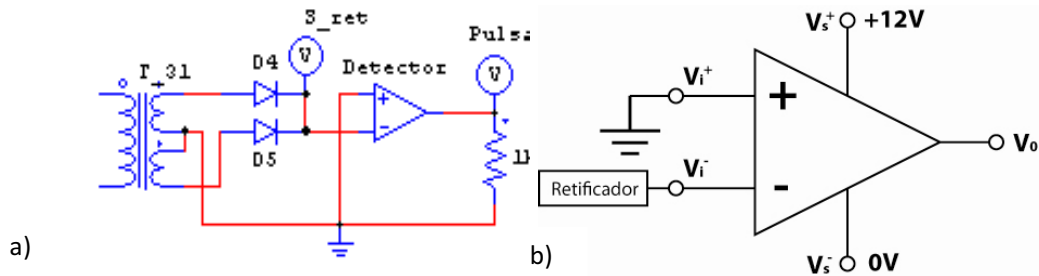


Figura 33 - Detector de passagem por zero: a) Circuito simulado no projeto. b) Esquema de ligação do Amplificador Operacional.

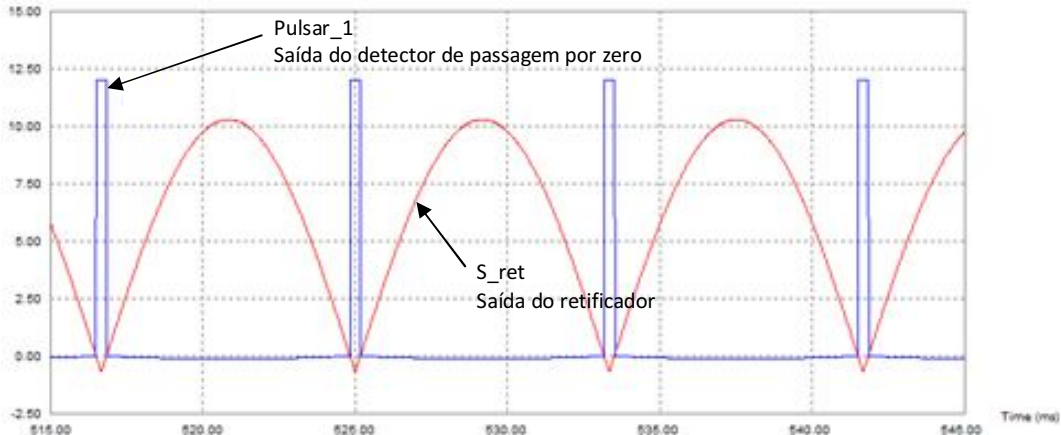


Figura 34 - Representação dos sinais apresentados pelo circuito detector de passagem por zero: sinal retificado visto em S_{ret} e trem de pulsos sincronizado com a alimentação, visto em $Pulsar_1$.

Na figura 34 são representadas duas formas de onda: a primeira é retirada do ponto de prova **S_{ret}** localizado na saída do retificador. Pode se verificar o sinal pulsante referente aos dois semi ciclos do sinal de entrada, dez vezes menor pela relação de espiras do transformador.

A segunda forma de onda, retirada do ponto de prova **Pulsar_1** localizado na saída do detector mostra que o sinal de saída do detector permanece em nível zero enquanto o sinal **S_{ret}** permanece positivo ($V_i^- > V_i^+$, saída igual a V_s^-), e cria um pulso no momento em que **S_{ret}** fica negativo (caracterizando $V_i^+ > V_i^-$, saída igual a V_s^+).

Dessa forma, o trem de pulsos criado pelo detector de passagem por zero fica sincronizado com o sinal de alimentação do sistema.

6.3 Integrador:

A figura 35 representa o circuito integrador simulado. O integrador é responsável por gerar o sinal dente de serra da etapa de controle dos SCRs. A entrada desse circuito é na verdade a tensão contínua fornecida por uma fonte CC de +12V. O sinal de saída do detector de passagem por zero atua sobre o transistor **T1** responsável pela descarga do capacitor **C1** onde é aplicado o sinal de entrada, reiniciando o processo de integração de forma também síncrona com a alimentação do sistema.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

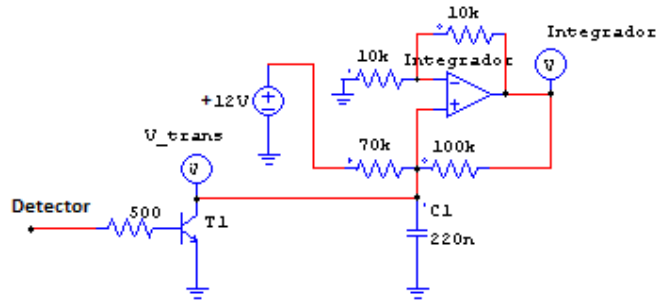


Figura 35 - Circuito integrador.

A figura 36 representa o sinal de saída do integrador, visto do ponto de prova **Integrador** junto ao circuito. Como se esperava, a integração de um sinal constante é um rampa, que continuaria ascendendo não fosse a descarga do capacitor **C1**, que reinicia a rampa, formando o sinal dente de serra. Nota-se que o sinal dente de serra também é sincronizado com o sinal de entrada.

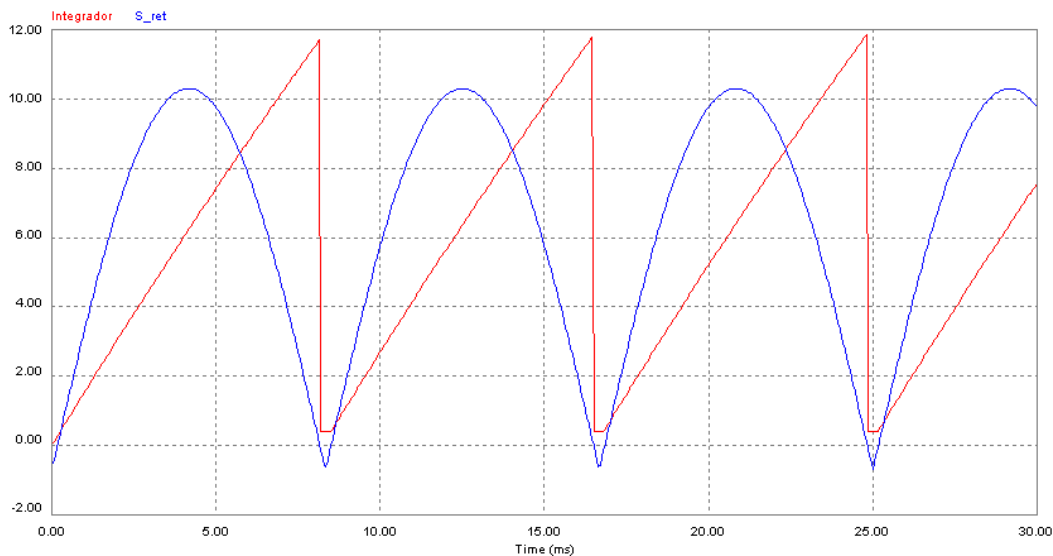


Figura 36 - Representação do sinal de saída do integrador.

6.4 Inversor:

O circuito inversor representado na figura 37, composto por outro amplificador operacional com realimentação que garante ganho unitário, inverte o sinal oriundo do integrador, ajustando-o para a próxima etapa. A fonte CC ($V_{\text{nível}}$) serve para ajuste do nível do sinal dente de serra, fazendo com que o mesmo parta o mais próximo do nível zero possível.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

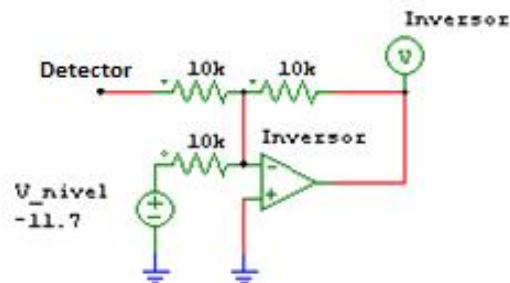


Figura 37 - Circuito inversor.

A figura 38 representa a saída do inversor, vista do ponto de prova **Inversor**, com o sinal dente de serra apropriado para a etapa de comparação.

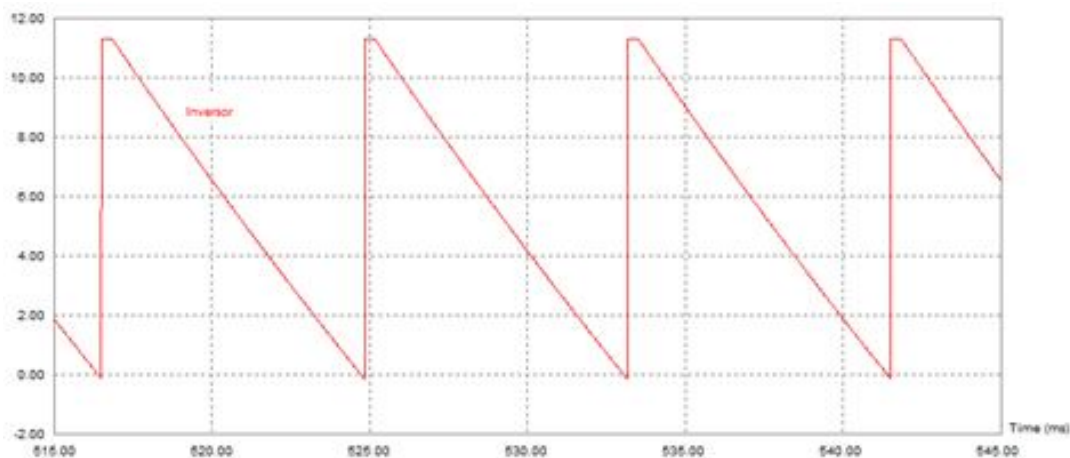


Figura 38 - Saída do inversor.

6.5 Comparador:

O circuito comparador recebe o sinal do inversor (dente-de-serra) e o compara com a tensão de referência, fornecida por um controlador PI. Por sua vez, este controlador recebe os sinais somados de uma fonte de tensão, **V_{ref}** tensão de referência, que pode ser variada de 0V a 10V e um nível de tensão equivalente a velocidade do motor, fornecido por um sensor de velocidade instalado no mesmo.

A comparação entre os sinais é feita através de um comparador, ou um amplificador operacional que serve de comparador, que possui ligação similar a vista na figura 33b a não ser pelo fato de nenhuma entrada receber tensão zero (a entrada **V_{i-}** recebe o sinal de saída do inversor e **V_{i+}** recebe o sinal oriundo do controlador PI).

Podemos ver o circuito comparador simulado representado pela figura 39a, e a figura 39b mostra a ligação do circuito amplificador operacional como comparador, semelhante à ligação representada pela figura 33b.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

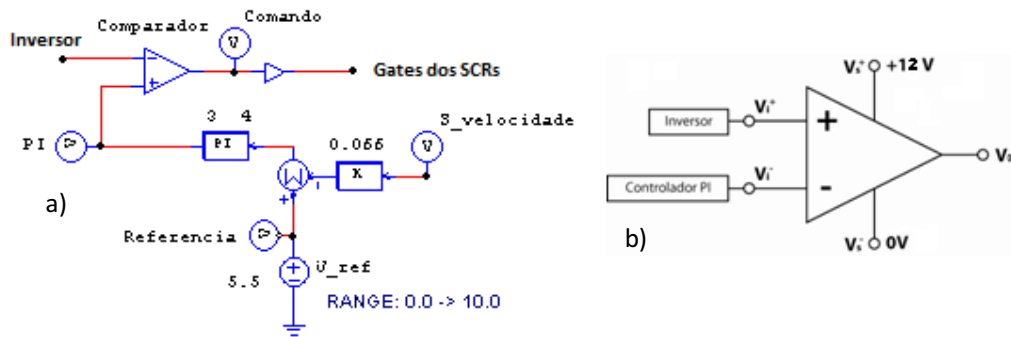


Figura 39 - a) Circuito comparador dos sinais inversor e PI. b) esquema de ligação do amplificador operacional usado como comparador.

No gráfico representado pela figura 40, é possível ver a relação existente entre a velocidade do motor e o sinal do controlador PI (em volts). Note que a contribuição para a entrada do controlador é positiva para a tensão de referência e negativa para a velocidade (figura 39). Assim, para uma velocidade mínima do motor, tem-se um sinal PI máximo (para melhor visualização, o sinal PI foi representado no gráfico da figura 40 com ganho 4 ($\times 4$)).

Note-se ainda que o sinal de **S_velocidade** ainda sofre um ajuste antes de contribuir para entrada do controlador. Um ganho de 0,066 para ajustar a medição de rpm (medida padrão do sensor para o simulador PSIM) para rad/s (unidade de velocidade angular adotada neste trabalho).

Assim pode se notar que a velocidade, inicialmente crescente, estabiliza após meio segundo e que, após uma simulação de entrada de carga (perturbação) que ocorre em 1s, sofre nova estabilização.

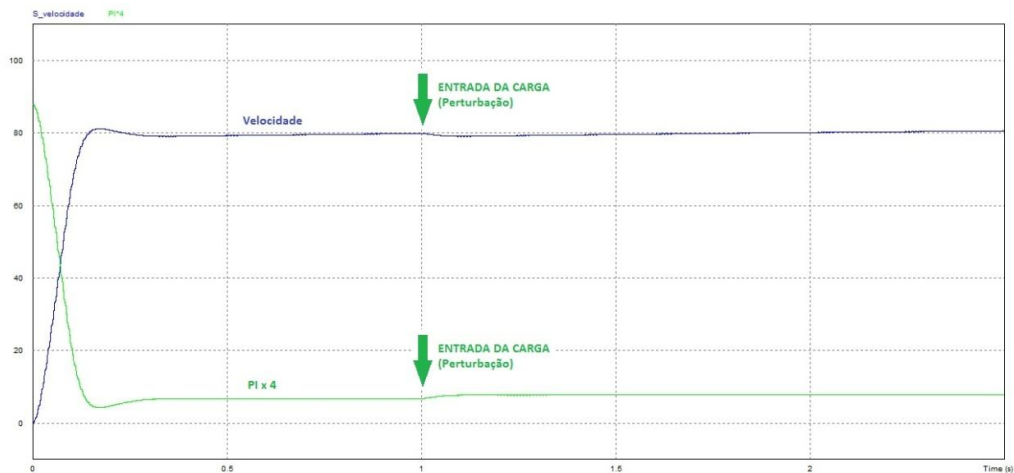


Figura 40 - Relação entre velocidade e sinal de controle do controlador PI.

A figura 41 ilustra bem o resultado do circuito: são representados no gráfico a tensão de referência fornecida pela fonte **V_ref** obtida do ponto de prova **Referência** para 5,5V, o sinal oriundo do circuito inversor, obtido do ponto de prova **Inversor** (figura 37), o sinal de comando, visto no ponto **Comando** (aqui representado com ganho 10 para melhor visualização) e o sinal do controlador, visto do ponto **PI**.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Verifica-se que, enquanto o sinal **PI** é maior que **Inversor**, não há chaveamento do sinal de comando, que permanece acionando os SCRs. Esse chaveamento só tem início em 0,075s, quando o sinal **PI** finalmente torna-se inferior ao sinal **Inversor**, provocando o primeiro desligamento do sinal de controle. Como **Inversor** tem uma variação de amplitude maior que **PI**, esse processo de chaveamento se repete e fica regular quando acontece a estabilização da velocidade do motor.

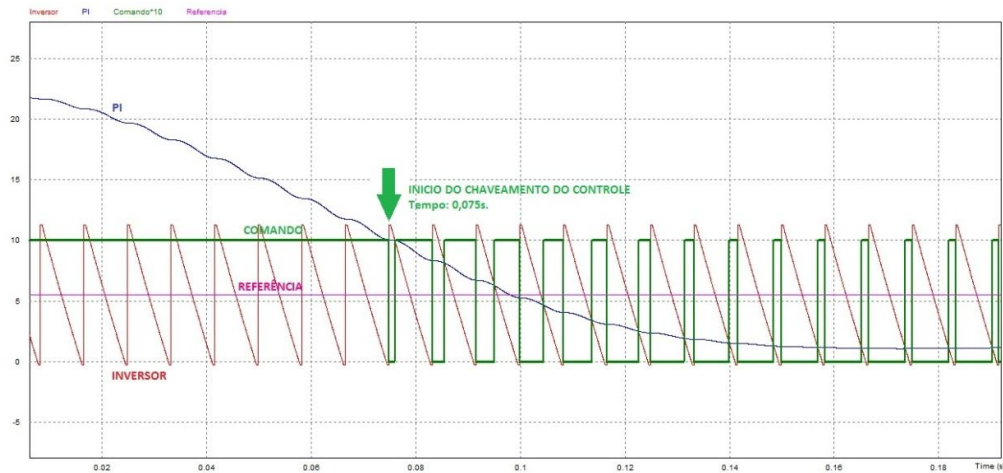


Figura 41 - Saída do circuito comparador para uma referência de 5,5V. Sinal de controle para as chaves SCRs.

Um ajuste na tensão de referência varia a velocidade final do motor. Nas figuras 42 e 43 tem-se os mesmos sinais da figura 41 para tensões de referência de 1V e 9V respectivamente:

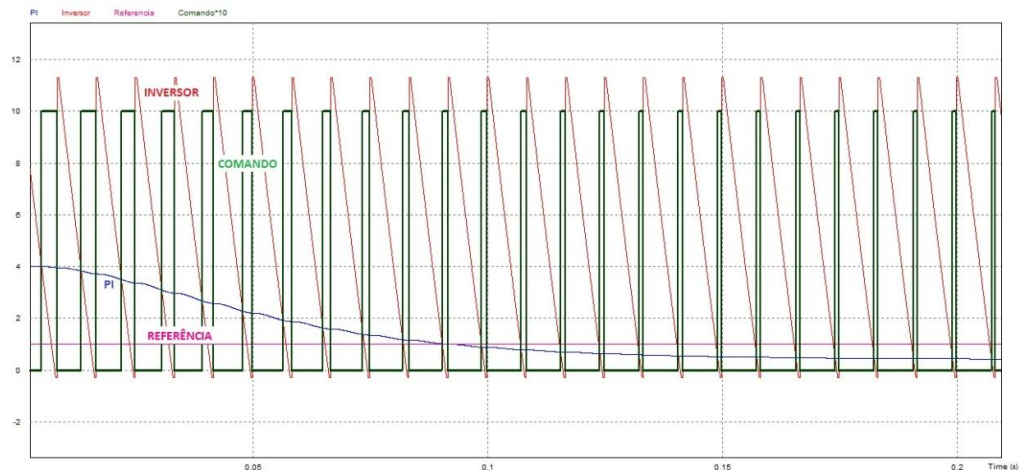


Figura 42 - Saída do circuito comparador para uma referência de 1V.

Nota-se que para uma referência de 1V, o sinal **PI** não se torna maior que **Inversor** em nenhum momento, ficando o controle de velocidade totalmente a cargo do controlador.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

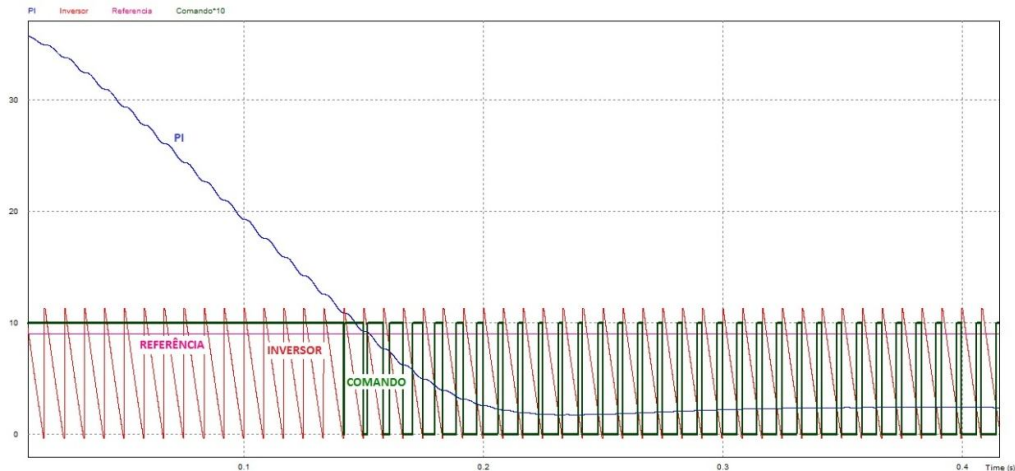


Figura 43 - Saída do circuito comparador para uma referência de 9V.

Já para uma referência de 9V, o início do chaveamento do sinal de controle se dá mais tarde que quando com uma referência de 5,5V, permitindo, durante esse intervalo, que o motor aumente livremente sua velocidade.

7. Tensão de referência X tensão média de saída do retificador.

A fim de observar a natureza não linear do sistema, foi realizada a simulação do sistema para diferentes tensões de referência (de 0,0 a 10,0V, com passos de 1V) e foram medidas as tensões médias de saída correspondentes no retificador em ponte mista.

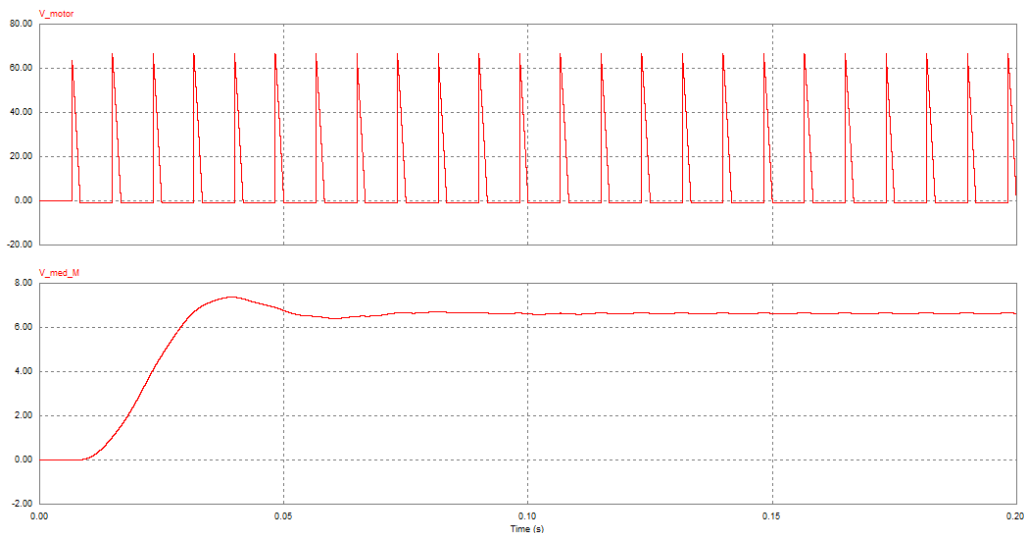


Figura 44 - Para uma tensão de referência de 3V, mede-se a tensão de alimentação do motor (acima) e tensão média medida no mesmo (abaixo).

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Abaixo, tem-se a tabela com os valores das simulações para os valores de tensão de referência e um gráfico representando resultado da plotagem, realizado em software de traço de curvas, LABFIT, no qual se pode verificar claramente a natureza não linear do sistema.

Vref(V)	Vmed _{saída} (V)
0,0	0,001477
1,0	1,790160
2,0	6,617300
3,0	12,156500
4,0	19,662200
5,0	27,903900
6,0	36,275400
7,0	44,196700
8,0	51,536100
9,0	56,726500
10,0	60,617200
11,0	62,632900

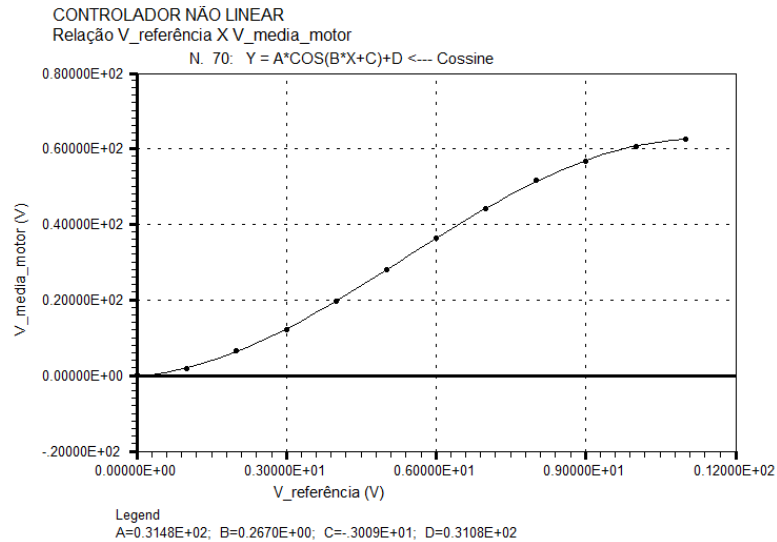


Figura 45 - Tabela com valores de tensão de referência x Tensão média de saída simulados do sistema não linear e plotagem realizada em ambiente Labfit dos valores simulados.

Verifica-se que a curva obedece a uma função cossenoide

$$(Y = 31,48 \cdot \cos(0,267 \cdot x - 3,009) + 31,08).$$

8. Controlador linear:

A proposta de linearização de controle exige que o disparo dos gatilhos dos SCRs seja coordenado por sinal diferente da proposta não linear, ou sinal dente de serra, como visto na seção 4, figura 13.

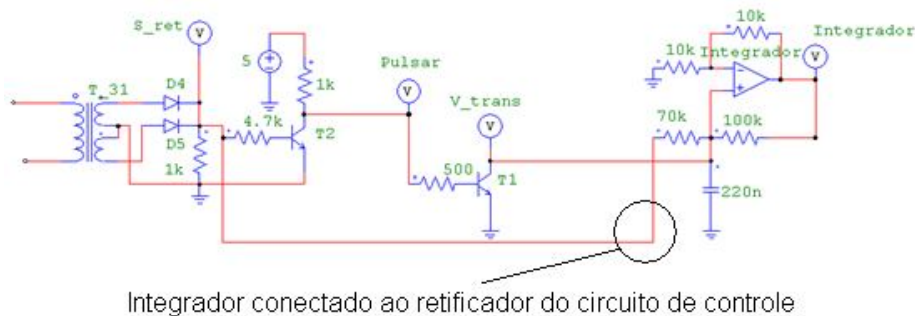


Figura 46 - alteração do circuito integrador para criação de um sinal de gatilho não linear.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

No circuito integrador do circuito não linear (figura 35), há uma fonte contínua de tensão responsável pela carga linear do capacitor. É proposto aqui a ligação do capacitor diretamente ao circuito detector de passagem por zero, que proporcionará uma carga não linear do mesmo a partir dos semiciclos positivos de sua saída.

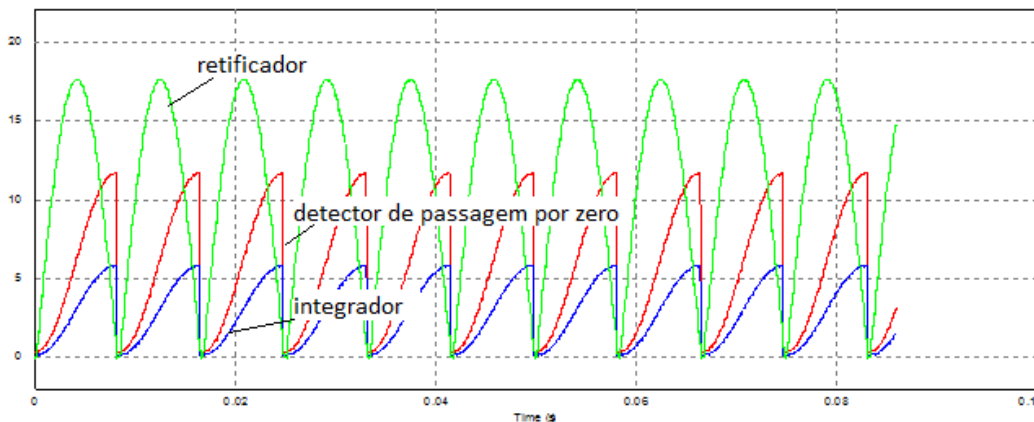


Figura 47 - Saída do retificador do detector de passagem por zero (S_{ret}), detector de passagem por zero (V_{trans}) e do integrador (integrador).

A mudança no circuito integrador proporciona uma saída não linear do integrador (diferente do sinal dente de serra) que apresenta características cossenoidais, como se pode verificar no detalhe da figura 47.

Esse sinal de controle não linear de gatilho garante características lineares à relação tensão de referência x tensão média de saída do retificador em ponte mista. Isto pode ser verificado nos dados obtidos pelas simulações do sistema implementado com a mudança do integrador:

Vref(V)	Vmed _{saída} (V)
0,0	0,000064
1,0	5,607780
2,0	11,483500
3,0	17,283700
4,0	23,102800
5,0	29,171300
6,0	35,240900
7,0	41,334300
8,0	47,476200
9,0	53,712300
10,0	60,256800

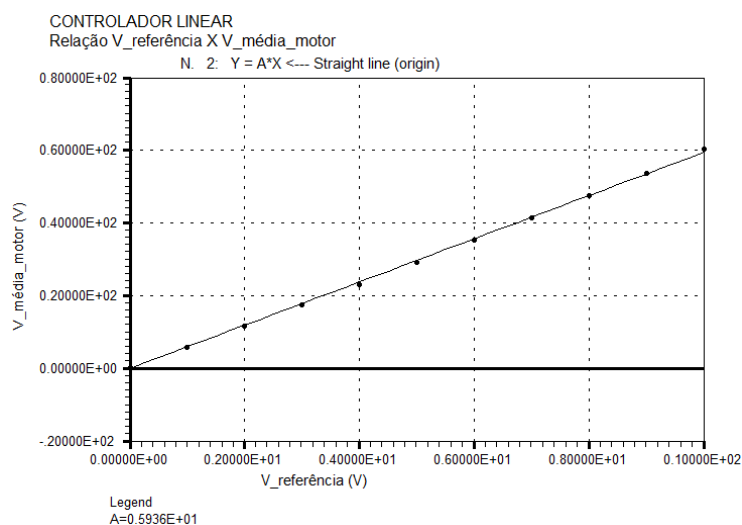


Figura 48 - Tabela com valores de tensão de referência x Tensão média de saída simulados do sistema linear e plotagem realizada em ambiente Labfit dos valores simulados.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

9. Montagem do retificador em ponte mista com controle linear.

Foi realizada a montagem do retificador em ponte mista a controle linear a fim de comparar sua saída com a obtida na simulação anterior no Laboratório de Eletrônica e Circuitos (LEC) da Universidade Federal de Campina Grande.

Como não havia tensão 110 V disponível, utilizou-se a tensão da rede 220 V para os testes. Utilizou-se uma carga de 33Ω (três resistores de potencia de 100Ω em paralelo) para simular um motor CC e esta foi alimentada através de dois transformadores abaixadores 220/12+12V ligados em série, produzindo uma tensão de alimentação de 24V. Para o detector de passagem por zero, foi utilizado mais um transformador 220/12+12V.

Como tensão de referência, foi utilizada uma fonte de tensão ajustável de 0 a 15V do laboratório.

Foi utilizado inicialmente o circuito integrado TL074, amplificador de tensão. Como o uso desse circuito exigia um maior número de componentes para a implementação das etapas do circuito de controle, optou-se mais tarde pela utilização do circuito integrado LM3900, amplificador de corrente, que apresentou configurações mais simples.

Contudo, a utilização do integrado LM3900 exige cuidados especiais no que se refere à corrente de entrada das portas de seus amplificadores, em μA .

Verificou-se que a ligação entre o comparador dos sinais de controle modificado e o sinal de referência e o opto acoplador causava queima de portas dos circuitos integrados. Assim, por segurança, optou-se por utilizar um TL074 para fazer a comparação entre os sinais e acionar o opto acoplador e que gatilha os SCRs.

O circuito montado foi simulado em ambiente Multisim (Multisim Power Pro Edition Versão 10.0.144) e o esquema dessa ligação é mostrado na figura 49:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

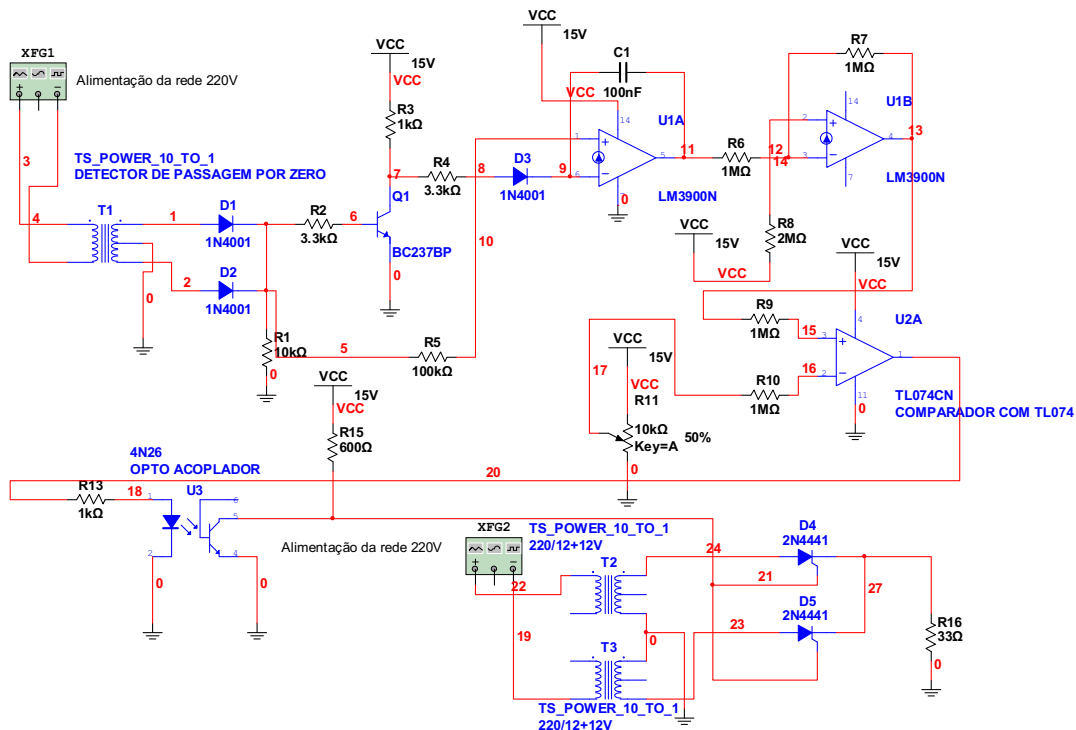


Figura 49: Diagrama de circuito para montagem em MULTSIM

Foram verificados, com ajuda de um osciloscópio, os sinais de todas as etapas do circuito, a começar pelo detector de passagem por zero:

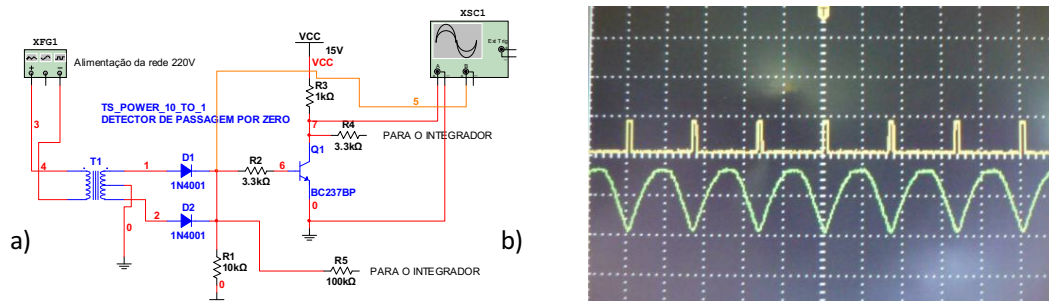


Figura 50 - a) Ligação do osciloscópio ao circuito. b) sinais do detector de passagem por zero, canal A (sinal de cima, na tela do osciloscópio) e do retificador, canal B (sinal mais a baixo).

Onde se pode notar os pulsos gerados no momento em que o sinal retificado chega a zero volt.

Em seguida, o sinal do integrador, sincronizado pelo detector de passagem por zero e logo após, o mesmo sinal medido do inversor de sinal:

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

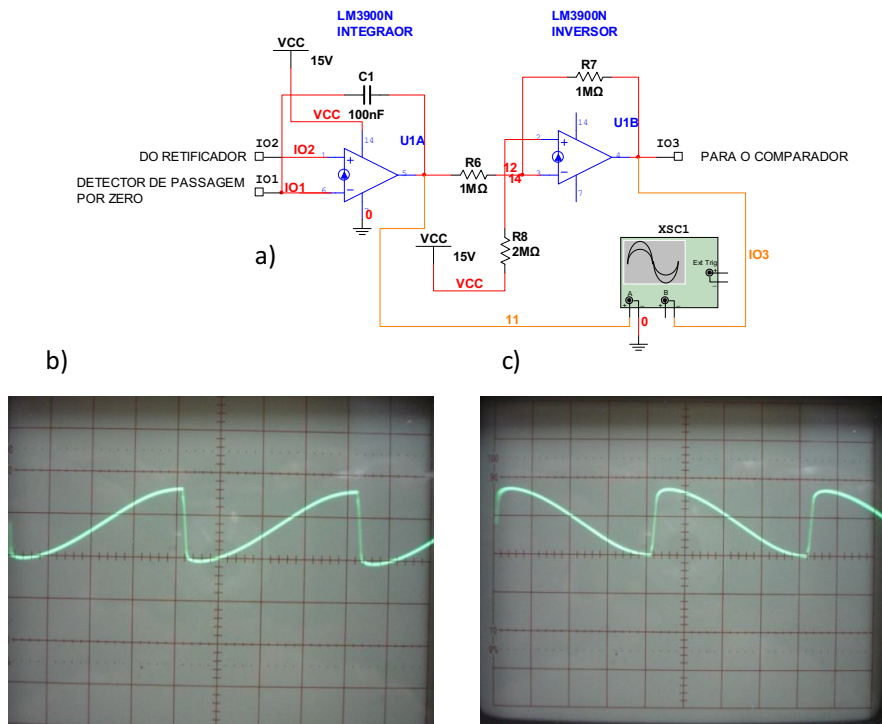


Figura 51 - a) Ligação do osciloscópio ao circuito. b) sinal medido no circuito integrador. C) sinal medido no circuito inversor.

E o sinal de controle gerado, para diferentes sinais de referência:

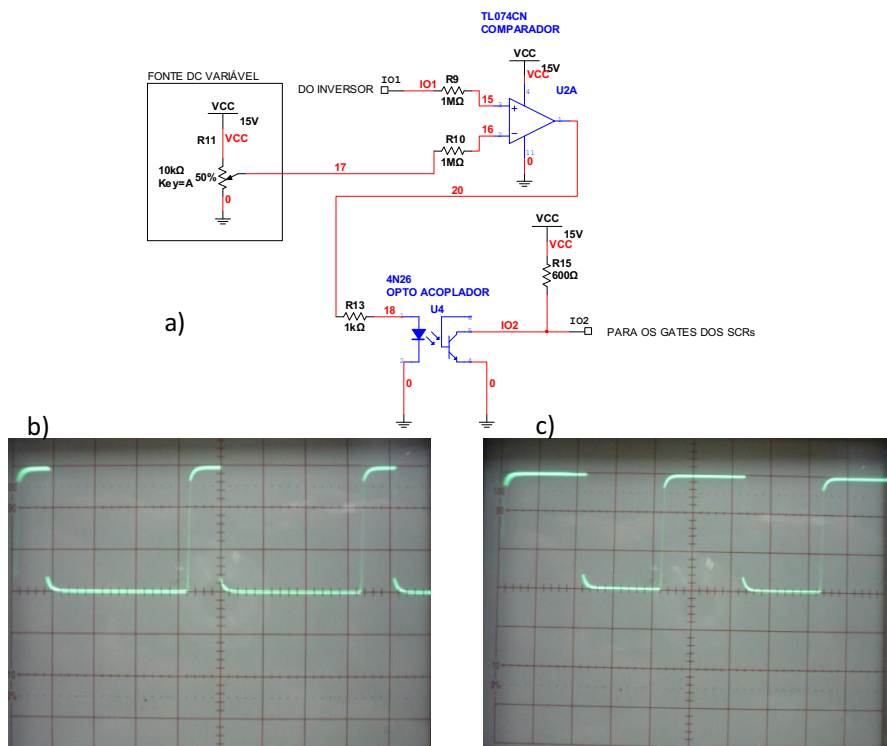


Figura 42 - a) Ligação do osciloscópio ao circuito. b) e c) sinal medido do opto acoplador

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Para medida do sinal médio de tensão de alimentação, foi utilizado um multímetro digital ligado a carga:

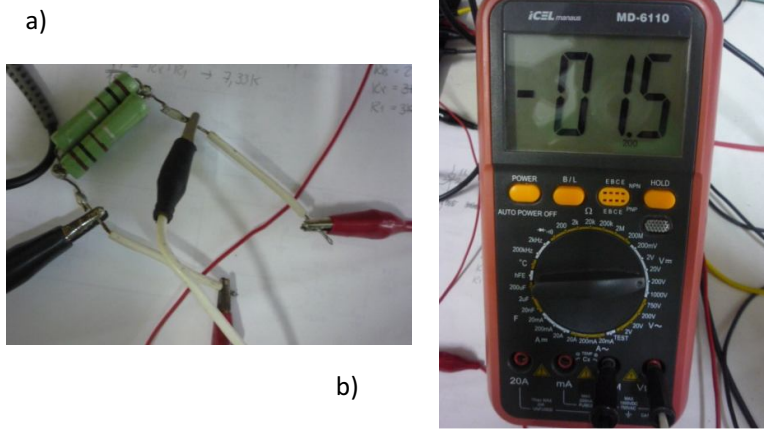


Figura 53 – a) Carga representando motor CC. b) multímetro digital a ela conectado.

As medidas da tensão média de alimentação foram feitas em intervalos de 0,5V de tensão de referência e anotadas para posterior plotagem em gráfico:

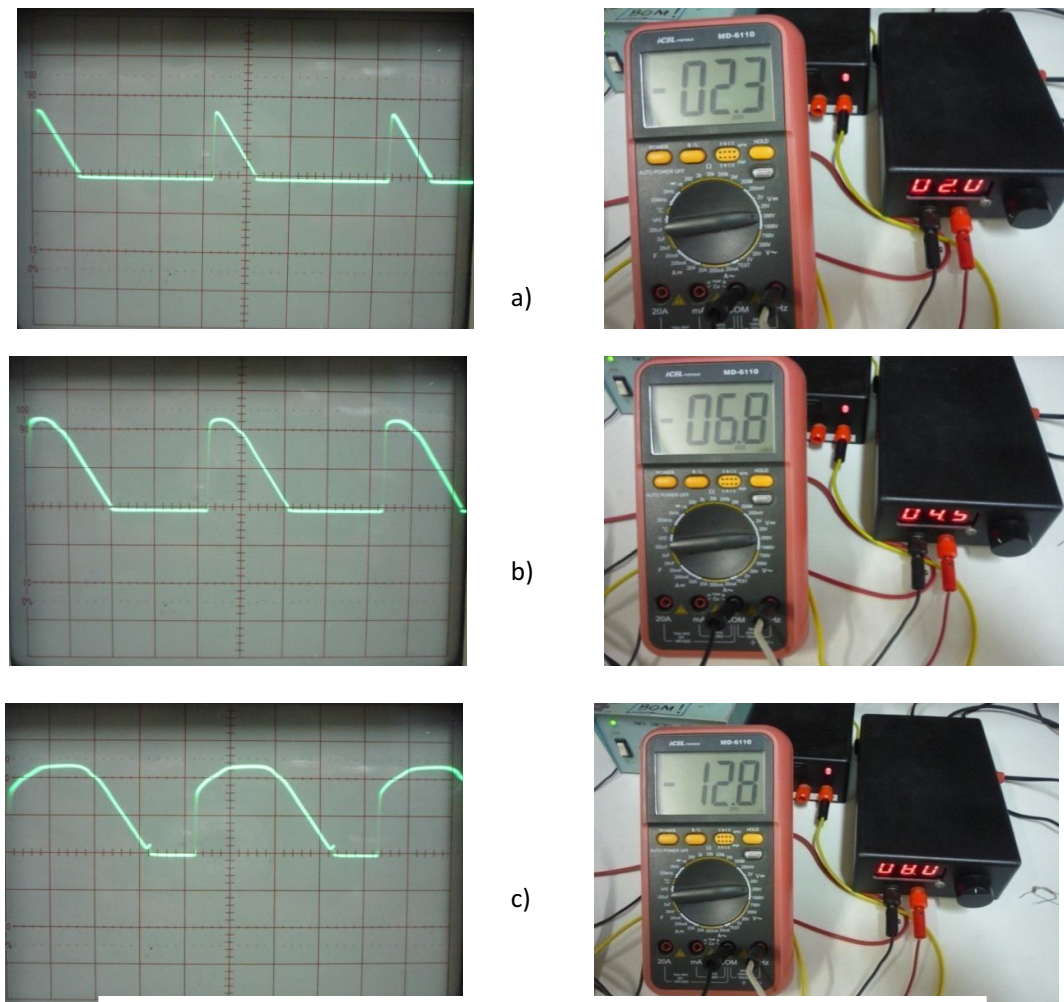


Figura 54: Variação da tensão de referência e sinal de saída correspondente.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Os valores de tensão de referência acima de 9,0V não apresentavam mais variação correspondente na saída do circuito, que já apresentava tensão média máxima (saturação do circuito).

As tensões medidas dispostas em tabela a seguir:

Vref.(V)	Vs(V)
1,0	0,0
1,5	1,2
2,0	2,2
2,5	3,2
3,0	4,0
3,5	4,9
4,0	5,7
4,5	6,5
5,0	7,5
5,5	8,3
6,0	9,0
6,5	10,0
7,0	10,9
7,5	11,7
8,0	12,5
8,5	15,0
9,0	15,2

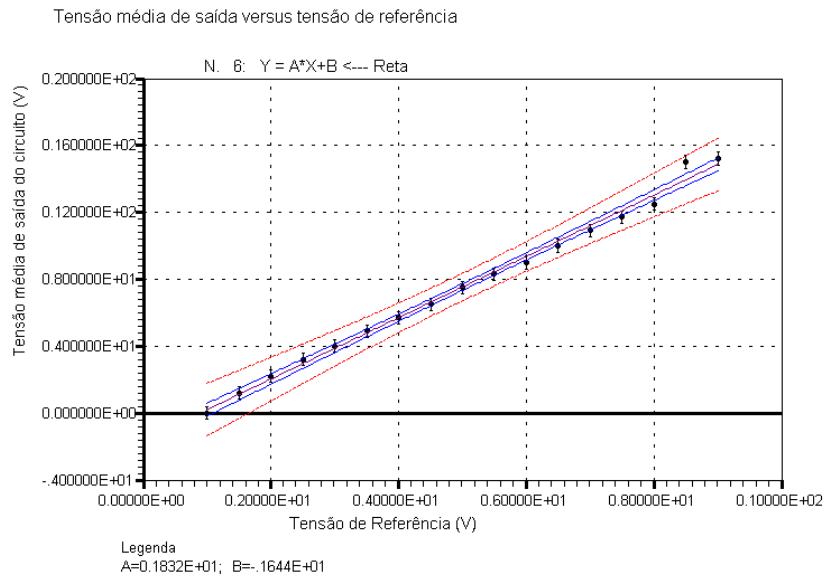


Figura 55: Tabela com valores de tensão de referência x Tensão média de saída, medidos da e plotagem realizada em ambiente Labfit dos valores simulados.

Verifica-se que o gráfico representa a equação de uma reta ($Y = A \cdot x + B$) com parâmetros $A = 1,832$ e $B = 1,644$.]

O circuito, de fato, apresentou uma resposta linear a uma variação de tensão de referência, de acordo com a simulação.

A diferença entre os parâmetros obtidos da plotagem da simulação e da montagem (o gráfico da plotagem de dados da simulação é uma reta que passa pela origem com parâmetro $A = 5,936V$ enquanto que o da montagem é uma reta que cruza o eixo x no ponto $B = 1,644V$, com $A = 1,832V$), se deve a diferente tensão de alimentação da carga (110V para a simulação e 24V para a montagem), resultando numa diferença de inclinação das retas (parâmetro A diferente para os dois gráficos).

O parâmetro B obtido com as medições da montagem do circuito pode ser explicada pela imperfeição dos componentes, que requerem tensões para sua polarização e dos sinais de alimentação, pois enquanto a simulação é feita com sinal senoidal puro oriundo de um gerador de sinais, a montagem foi realizada com sinal de tensão da rede elétrica, sujeita a interferências de harmônicos e, possivelmente, imperfeições na construção do transformador de transformador de potencia, que alimenta o laboratório.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Análise

O parâmetro A representa a inclinação da reta e, por conseqüência, a relação entre a tensão média de saída do circuito e a tensão de referência, e a constante de proporcionalidade do circuito e está diretamente ligado a precisão do mesmo.

Esse parâmetro é determinado pela tensão de entrada do circuito integrador (entrada I02 do circuito da figura 51) que, no caso da montagem realizada, é oriundo do retificador de tensão, composto de dois transformadores 220/12+12V e circuito retificador de onda completa, ligados ao circuito de detecção de zero.

Realizar controle do parâmetro A significa realizar o controle do nível de tensão da entrada I02 do integrador e a alimentação dos amplificadores operacionais, evitando a saturação dos circuitos além do controle da tensão de referência, que deve varrer todo o sinal de I02.

Isso resultaria numa maior ou menor amplitude do sinal de saída do integrador que, comparado com o sinal de tensão de referência, resultará em sinais de gatilho mais ou menos precisos, isto é, para pequenas amplitudes na entrada I02, uma pequena variação da referência resultaria numa grande variação da tensão média de saída, o que pode melhorar a precisão do circuito em relação ao controle dessa tensão.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

10. Conclusões:

Com o objetivo de apresentar uma forma alternativa e simples de controle de uma máquina CC, foi proposto neste trabalho uma forma de controle que permitisse a variação de uma tensão média de alimentação desse motor de forma linear em relação à variação de uma tensão de referência, já que o método convencional proporciona uma variação cossenoidal.

Considerando-se que a controle da tensão de alimentação de um motor CC resulta no controle de sua velocidade, com circuito de controle linear como o proposto proporcionaria um controle mais fiel do motor.

Os resultados obtidos com as medições da montagem se mostraram satisfatórias, no que diz respeito à criação de um sistema de controle capaz de apresentar resposta linear a variação de uma tensão de referência, embora as tensões de trabalho não fossem aquelas utilizadas nas simulações (as simulações em PSIM foram realizadas com tensão de alimentação de 110 V e a montagem, 220 V, sendo que a tensão de saída, ou alimentação do motor, foi obtida de dois transformadores 220/12+12 V, já que a montagem foi realizada em PRONT-O-BOARD). Contudo, considera-se que poucas modificações seriam necessárias para a implementação desse mesmo circuito para as tensões simuladas.

Para implementação do controlador PI, fazia-se necessário um sensor de velocidade, o qual não era disponível. Cogitou-se o projeto de um sensor de velocidade, baseado em detector de pico, mas, devido à estrutura do motor, que deixa o acesso ao eixo de rotação diminuto, seria dificultoso o acoplamento de qualquer dispositivo ao mesmo.

Visto que as alternativas para implementação seriam a elaboração de sensor, testes e estudo de fixação do mesmo ou fazer a amostragem da corrente de armadura do motor como opção para realimentar o sistema, dado o tempo escasso até a apresentação do trabalho, optou-se por não realizar a montagem do controlador, bem como a utilização do motor na montagem.

Contudo, considera-se que a montagem realizada atende o diferencial do trabalho em si, o que valida, mesmo que parcialmente o trabalho feito.

Por fim, a realização do trabalho se mostrou bastante proveitosa no que diz respeito à aplicação dos conhecimentos teóricos, além de proporcionar novos conhecimentos, na utilização de CIs amplificadores operacionais, por exemplo, o que consolidou aquilo que foi adquirido da ênfase de eletrônica, bem como, ao longo de todo curso.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

Referências

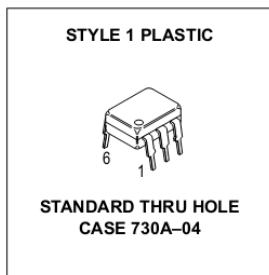
- [1] C. B. JACOBINA. Laboratório de controle analógico, experimento 2
Tecnical report, UFCG/CEEI/DEE/LEIAM, 1993.
- [2] C. B. JACOBINA. Laboratório de controle analógico, experimento 3
Tecnical report, UFCG/CEEI/DEE/LEIAM, 1993.
- [3] FITGERALD, A. E.; Kinsley, Charles Jr.; Umans, Stephen D.: Máquinas Elétricas. 6 ed.
Porto Alegre: Bookman, 2006.
- [4] Siemens, MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA
Guia rápido para uma especificação precisa
http://www.siemens.com.br/medias/FILES/2910_20060505141908.pdf
> acesso em 24 de abril de 2011.
- [5] C. B. JACOBINA. Laboratório de controle analógico, experimento 1
Tecnical report, UFCG/CEEI/DEE/LEIAM, 1993.
- [6] SILVA, Edison Cabral da. Eletrônica de Potencia, cap 4m
Tecnical report, UFCG/CEEI/DEE/LEIAM, 1993.
- [7] H.BÜHLER. Electronique de réglage et de commande. Dumond,
l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suíça, 1979.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

ANEXOS:

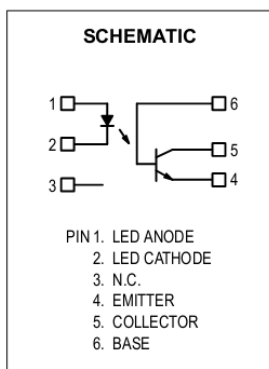
Lista de material:

TRAFO 220/12+12V	3;
Diodos N4001.....	2;
SCRs TIC 116D	2;
Opto Acoplador 4n26	1;
Transistor BC237BP	1;
CI LM3900	1;
CI TL074	1;
Resistor 33 Ω	1;
Resistor 600 Ω	1;
Resistor 1k Ω	2;
Resistor 3,3k Ω	2;
Resistor 100k Ω	1;
Resistor 1M Ω	4;
Resistor 2M Ω	1;
Capacitor 1 μ F	1;



PRONTO-O-BOARD;
Multímetro digital;
Osciloscópio.

OPTO ACOPLADOR 4N26 (Dados do Datasheet):



Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V _R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I _F	60	mA
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C	P _D	120	mW
		1.41	mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector–Emitter Voltage	V _{CEO}	30	Volts
Emitter–Collector Voltage	V _{ECO}	7	Volts
Collector–Base Voltage	V _{CBO}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I _C	150	mA
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C	P _D	150	mW
		1.76	mW/°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

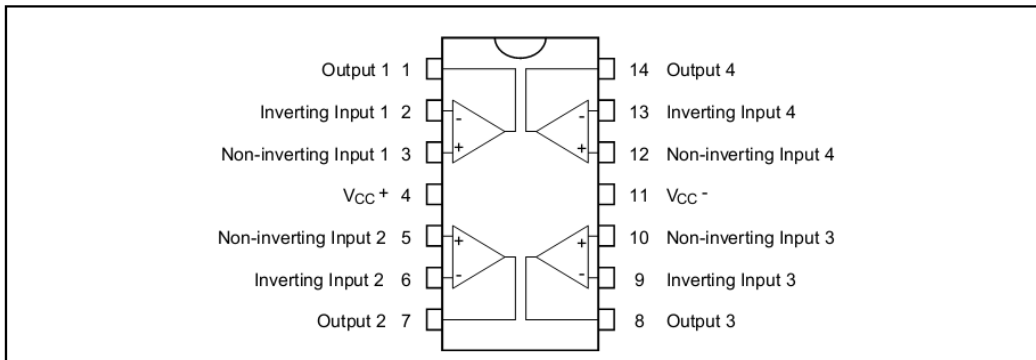
Characteristic	Value
INPUT LED	
Forward Voltage (I _F = 10 mA)	T _A = 25°C T _A = 100°C T _A = 150°C
Reverse Leakage Current (V _R = 3 V)	
Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz)	
OUTPUT TRANSISTOR	
Collector–Emitter Dark Current (V _{CE} = 10 V, T _A = 25°C)	4N2F 4N2E
(V _{CE} = 10 V, T _A = 100°C)	All Devices
Collector–Base Dark Current (V _{CB} = 10 V)	
Collector–Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1 mA)	
Collector–Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μA)	
Emitter–Collector Breakdown Voltage (I _E = 100 μA)	
DC Current Gain (I _C = 2 mA, V _{CE} = 5 V)	
Collector–Emitter Capacitance (f = 1 MHz, V _{CE} = 0)	
Collector–Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{CB} = 0)	
Emitter–Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{EB} = 0)	
COUPLED	
Output Collector Current (I _F = 10 mA, V _{CE} = 10 V)	4N2F 4N2E
Collector–Emitter Saturation Voltage (I _C = 2 mA, I _F = 50 mA)	
Turn–On Time (I _F = 10 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω) ⁽³⁾	
Turn–Off Time (I _F = 10 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω) ⁽³⁾	
Rise Time (I _F = 10 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω) ⁽³⁾	
Fall Time (I _F = 10 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω) ⁽³⁾	
Isolation Voltage (f = 60 Hz, t = 1 sec) ⁽⁴⁾	
Isolation Resistance (V = 500 V) ⁽⁴⁾	
Isolation Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz) ⁽⁴⁾	

1. Always design to the specified minimum/maximum element values.
2. Current Transfer Ratio (CTR) = I_C/I_F x 100%.
3. For test circuit setup and waveforms, refer to Figure 1.
4. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are connected to the collector, emitter and base, respectively.

AMPOP TL074 (Dados do Datasheet):

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

PIN CONNECTIONS (top view)

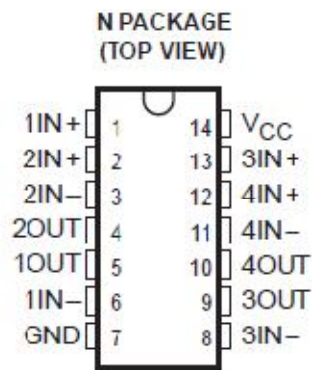


ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

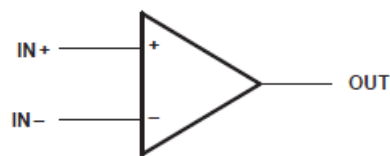
Symbol	Parameter	TL074M, AM, BM	TL074I, AI, BI	TL074C, AC, BC	Unit
V_{CC}	Supply voltage - note ¹⁾		± 18		V
V_i	Input Voltage - note ²⁾		± 15		V
V_{id}	Differential Input Voltage - note ³⁾		± 30		V
P_{tot}	Power Dissipation		680		mW
	Output Short-circuit Duration - note ⁴⁾		Infinite		
T_{oper}	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	$^{\circ}C$
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to +150		$^{\circ}C$

- All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
- The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
- Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
- The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

AMPOP LM3900 (Dados do Datasheet):



symbol (each amplifier)



Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	LM2900	LM3900	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	36	36	V
Input current	20	20	mA
Duration of output short circuit (one amplifier) to ground at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 2)	unlimited	unlimited	
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table		
Operating free-air temperature range	-40 to 85	0 to 70	°C
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260	260	°C

NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the network ground terminal.
2. Short circuits from outputs to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.

electrical characteristics, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	LM2900			LM3900			UNIT		
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
I_{IB} Input bias current (inverting input)	$I_{I+} = 0$	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	200	30	200	nA		
		$T_A = \text{Full range}$		300		300				
Mirror gain	$I_{I+} = 20\ \mu\text{A}$ to $200\ \mu\text{A}$ $T_A = \text{Full range}$, See Note 4	0.9		1.1		0.9		1.1		$\mu\text{A}/\mu\text{A}$
Change in mirror gain		2%		5%		2%		5%		
Mirror current	$V_{I+} = V_{I-}$, $T_A = \text{Full range}$, See Note 4	10		500		10		500		μA
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 10\ \text{V}$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$, $f = 100\ \text{Hz}$	1.2		2.8		1.2		2.8		V/mV
r_{i1} Input resistance (inverting input)		1			1			M Ω		
r_o Output resistance		8			8			k Ω		
B_1 Unity-gain bandwidth (inverting input)		2.5			2.5			MHz		
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC} / \Delta V_{IO}$)		70			70			dB		
V_{OH} High-level output voltage	$I_{I+} = 0$, $I_{I-} = 0$	$R_L = 2\ \text{k}\Omega$		13.5		13.5		V		
		$V_{CC} = 30\ \text{V}$, No load		29.5		29.5				
V_{OL} Low-level output voltage	$I_{I+} = 0$, $I_{I-} = 10\ \mu\text{A}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$	0.09		0.2		0.09		0.2		V
I_{OS} Short-circuit output current (output internally high)	$I_{I+} = 0$, $I_{I-} = 0$, $V_O = 0$	-6		-18		-6		-10		mA
		0.5		1.3		0.5		1.3		mA
I_{QL} Low-level output current‡	$I_{I-} = 5\ \mu\text{A}$, $V_{OL} = 1\ \text{V}$	5		5		5		5		mA
I_{CC} Supply current (four amplifiers)	No load	6.2		10		6.2		10		mA

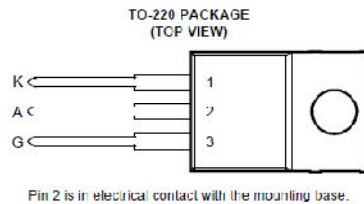
† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified. Full range for T_A is -40°C to 85°C for LM2900 and 0°C to 70°C for LM3900.

‡ The output current-sink capability can be increased for large-signal conditions by overdriving the inverting input.

NOTE 4: These parameters are measured with the output balanced midway between V_{CC} and GND.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

SRC TIC116D (Dados do Datasheet):



absolute maximum ratings over operating case temperature (unless otherwise noted)

RATING		SYMBOL	VALUE	UNIT
Repetitive peak off-state voltage	TIC116D	V_{DRM}	400	V
	TIC116M		600	
	TIC116S		700	
	TIC116N		800	
Repetitive peak reverse voltage	TIC116D	V_{RRM}	400	V
	TIC116M		600	
	TIC116S		700	
	TIC116N		800	
Continuous on-state current at (or below) 70°C case temperature (see Note 1)		$I_{T(RMS)}$	8	A
Average on-state current (180° conduction angle) at (or below) 70°C case temperature (see Note 2)		$I_{T(AV)}$	5	A
Surge on-state current at (or below) 25°C case temperature (see Note 3)		I_{TM}	80	A
Peak positive gate current (pulse width $\leq 300 \mu s$)		I_{GM}	3	A
Peak gate power dissipation (pulse width $\leq 300 \mu s$)		P_{GM}	5	W
Average gate power dissipation (see Note 4)		$P_{G(AV)}$	1	W
Operating case temperature range		T_C	-40 to +110	°C
Storage temperature range		T_{stg}	-40 to +125	°C
Lead temperature 1.6 mm from case for 10 seconds		T_L	230	°C

- NOTES: 1. These values apply for continuous dc operation with resistive load. Above 70°C derate linearly to zero at 110°C.
 2. This value may be applied continuously under single phase 50 Hz half-sine-wave operation with resistive load. Above 70°C derate linearly to zero at 110°C.
 3. This value applies for one 50 Hz half-sine-wave when the device is operating at (or below) the rated value of peak reverse voltage and on-state current. Surge may be repeated after the device has returned to original thermal equilibrium.
 4. This value applies for a maximum averaging time of 20 ms.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

electrical characteristics at 25°C case temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS			MIN	TYP	MAX	UNIT
I_{DRM}	Repetitive peak off-state current	$V_D = \text{rated } V_{DRM}$		$T_C = 110^\circ\text{C}$			2	mA
I_{RRM}	Repetitive peak reverse current	$V_R = \text{rated } V_{RRM}$	$I_G = 0$	$T_C = 110^\circ\text{C}$			2	mA
I_{GT}	Gate trigger current	$V_{AA} = 12\text{ V}$	$R_L = 100\ \Omega$	$t_{p(g)} \geq 20\ \mu\text{s}$		8	20	mA
V_{GT}	Gate trigger voltage	$V_{AA} = 12\text{ V}$	$R_L = 100\ \Omega$	$T_C = -40^\circ\text{C}$			2.5	V
		$V_{AA} = 12\text{ V}$	$R_L = 100\ \Omega$			0.8	1.5	
		$V_{AA} = 12\text{ V}$	$R_L = 100\ \Omega$	$T_C = 110^\circ\text{C}$	0.2			
I_H	Holding current	$V_{AA} = 12\text{ V}$	Initiating $I_T = 100\text{ mA}$				100	mA
		$V_{AA} = 12\text{ V}$	Initiating $I_T = 100\text{ mA}$				40	
V_T	On-state voltage	$I_T = 8\text{ A}$	(see Note 5)				1.7	V
dv/dt	Critical rate of rise of off-state voltage	$V_D = \text{rated } V_D$	$I_G = 0$	$T_C = 110^\circ\text{C}$		400		V/ μs

NOTE 5: This parameter must be measured using pulse techniques, $t_p = 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$. Voltage sensing-contacts, separate from the current carrying contacts, are located within 3.2 mm from the device body.

Controle Linear de retificador em ponte mista para alimentação de motor CC:

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL074I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL074C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10	mV
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
I_{io}	Input Offset Current - note 1) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5	100 4		5	100 10	pA nA
I_{ib}	Input Bias Current -note 1 $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	200 20		30	200 20	pA nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_o = \pm 10V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{CC}	Supply Current, no load, per amplifier $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range	± 11	+15 -12		± 11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{os}	Output Short-circuit Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		10 12 10 12	12 13.5	10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain	8	13		8	13		V/ μs
t_r	Rise Time ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		0.1			0.1		μs
K_{ov}	Overshoot ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$	2	3		2	3		MHz
R_i	Input Resistance		10^{12}			10^{12}		Ω