

CONTROLE DA CORRENTE DE UMA CARGA ELETROLÍTICA

Vitor Lemos Maia

PROJETO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO ELETRICISTA.

Aprovada por:

Prof. Maurício Aredes
(Orientador)

Prof. Rubens de Andrade Jr.

Eng. Mauro S. Reis

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL
JUNHO DE 2010

Dedico este trabalho aos meus pais, minha irmã, minha sobrinha e Deus, que me forneceram toda a educação e apoio, contribuindo não só para o término de minha graduação e realização desse trabalho, mas também fornecendo todo o apoio e inspiração para que eu obtivesse o grau de Engenheiro Eletricista.

Dedico este trabalho também aos meus estimados amigos do 2º grau, por serem boas influências na minha vida e por também me fornecerem inspiração e bons conselhos nessa fase que foi a minha graduação. Em resumo, por serem grandes amigos.

Primeiramente gostaria de agradecer a Deus, porque sem ele eu não teria chegado onde cheguei e não condições de realizar esse projeto. Agradeço a ele por me fornecer forças, saúde para que eu pudesse estudar, analisar os problemas e principalmente: resolvê-los. Por isso, dedico a ele cada vitória que me foi concebida e peço a ele que continue me ajudando a obter mais vitórias ao longo de minha vida.

Agradeço aos meus pais, minha irmã e minha sobrinha, que me ajudaram financeiramente, psicologicamente, tiveram tolerância e me forneceram bons conselhos, permitindo que eu terminasse esse projeto.

Agradeço aos meus amigos do 2º grau, que são boas influências, me incentivaram em meus planos, interessaram-se em saber sobre minha área e reconheceram a importância do meu trabalho como engenheiro elétrico. Isso é gratificante para mim. Também me ensinaram que nenhum trabalho é mais importante do que outro e sim são peças de um sistema muito maior que é nosso mundo e, com cada um fazendo a sua parte (isto é, desempenhando seu trabalho), esse sistema trabalha e beneficia a todos. Esse e muitos outros ensinamentos foram passados por eles. Grandes amigos que sou muito grato em ter amizade.

Agradeço também a equipe do Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão (LEMT), por me fornecer as ferramentas de bancada e custear meu projeto. Agradeço a esta equipe pelas boas idéias e sugestões para resolver os problemas encontrados no projeto em suas fases de desenvolvimento. O fato de trabalhar em meio a engenheiros, mestres e doutores (além de mestrandos e doutorandos) permitiu conhecer muito mais a respeito da área e obter conselhos que certamente vão me ajudar nos meus trabalhos futuros. Dessa equipe agradeço especialmente ao doutorando Mauro Sandro Reis, ao mestrando Daniel e aos companheiros de equipe Thiago Americano do Brasil e Leandro Santos Nogueira. Todos eles tiveram contribuições significativas para a realização do projeto porque interessaram pelo desenvolvimento do projeto e contribuíram para o meu aprendizado da teoria necessária discutindo comigo a respeito da teoria e tirando minhas dúvidas.

Este trabalho fala sobre o projeto de um controle da corrente de uma carga eletrolítica através de um motor CC que, com seu eixo conectado aos eletrodos usados na reação, é acionado por um microcontrolador (PIC18F4550). Este microcontrolador possui um algoritmo de controle que permite acionar o motor com uma velocidade angular em um sentido, de forma a descer os eletrodos e aumentar a corrente da reação (caso a mesma esteja acima da referência), ou com uma velocidade angular no sentido oposto, de forma a elevar os eletrodos e aumentar a corrente da reação (caso a mesma esteja abaixo da referência).

Neste trabalho fala-se sobre a teoria necessária para a realização deste projeto, isto é, conceitos básicos sobre o motor CC, a eletrólise, conceitos sobre Eletrônica de Potência no que diz respeito ao conversor Buck e técnicas de chaveamento, conceitos sobre eletrônica (TBJ e MOSFET) e sobre o algoritmo de controle embarcado no microcontrolador, no que diz respeito à análise do mesmo. Por fim, apresenta-se os resultados das simulações e dos experimentos do projeto (validando assim a eficiência desse) e realiza-se uma análise destes permitindo chegar a conclusões sobre a operação do algoritmo e do hardware do projeto e definindo parâmetros como precisão e constantes de tempo.

Os softwares utilizados para a realização deste projeto foram: PCWH COMPILER IDE v3.249 e MPLAB IDE 8.10, para o desenvolvimento e gravação do algoritmo em linguagem C para o PIC18F4550; PROTEUS 7 PROFESSIONAL para a simulação da operação do algoritmo; o conjunto de softwares ORCAD 10.5 dos quais foram utilizados o CAPTURE CIS e PSPICE para criação dos esquemáticos e simulação dos mesmos respectivamente; o software OPEN CHOICE da TEKTRONIX para obtenção dos sinais medidos pelo osciloscópio durante os ensaios em bancada.

This work explains about the project of a control of the current drained by a electrolytic load by a action of DC motor what have its axis connected to electrodes which are used in reaction. The DC motor is triggered by microcontroller (PIC18F4550). This microcontroller contains an embedded algorithm which allows to drive the motor to rotate in a direction that immerses the electrodes into the solution and increase the current of the reaction (this procedure is used if the current drained is bellow the reference). The embedded algorithm also allows to drive the motor in reverse direction that emerges the electrodes out off the solution and decrease the current of the reaction (this procedure is used if the current drained is above the reference).

This work also discusses the related theories involved in this, such as DC motor, electrolysis, concepts about Power Electronics (emphasizing the BUCK converter and switching technics), electronics concepts (TBJ and MOSFET) and embedded algorithm. To finish the work, the results of the experiments are show. These results will validate the efficiency of the project. Finally some conclusions are given about the principal results.

The software was used to the implement of this project is: PCWH COMPILER IDE v3.249 e MPLAB IDE 8.10 – to development and upload the algorithm (written in C language) in the PIC18F4550; PROTEUS 7 PROFESSIONAL – for simulation; the package of the softwares ORCAD 10.5 of which the softwares CAPTURE CIS and PSPICE was used to create and simulate the schematics respectively; a TEKTRONIX's OPEN CHOICE software – to obtain the measured signals by the oscilloscope during the experiments in the workbench.

DEDICATÓRIA	i
AGRADECIMENTOS	ii
RESUMO	ix
ABSTRACT	v
SUMÁRIO	vi
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1 - A ELETRÓLISE	3
1.Introdução.....	4
2.Eletrólise utilizada no projeto.....	4
3.Fatores que influenciam a corrente drenada.....	6
3.1. Influencia da concentração de eletrólito na corrente drenada.....	6
3.2. Influencia da superfície de contato na corrente drenada.....	6
4. Esquema experimental projetado.....	7
5. Resultados dos ensaios experimentais.....	9
6.Conclusão.....	11
CAPÍTULO 2 - O MOTOR CC	12
1.Introdução.....	13
2.Princípio de funcionamento.....	13
2.1.Torque e tensão.....	15
3. Análise da operação do motor cc.....	17
CAPÍTULO 3 - DRIVER DE ACIONAMENTO DO MOTOR - CONVERSOR BUCK E O CONVERSOR DC -DC MEIA-PONTE	22
1.Introdução.....	23

2. Modulação por largura de pulso (PWM).....	23
3.0 conversor Buck	24
4.As chaves utilizadas.....	27
4.1.0 TBJ.....	28
4.2.0 <i>MOSFET</i>	30
5.0 Hardware de suporte.....	34
CAPÍTULO 4 - O SOFTWARE EMBARCADO DE CONTROLE DA CORRENTE	38
1.Introdução.....	39
2.0 microcontrolador.....	39
3.0 fluxograma do software.....	41
4.0 software embarcado.....	44
CAPÍTULO 5 - RESULTADOS OBTIDOS	45
1.Introdução.....	46
2.0 hardware de medição.....	46
3.Resultados e análise.....	50
CAPÍTULO 6 - CONCLUSÃO	60
APÊNDICE A - CÓDIGO FONTE DO SOFTWARE EMBARCADO	63
REFERÊNCIAS	77

Cargas são muito utilizadas para o teste de equipamentos de Eletrônica de Potência, porque é necessário saber como este equipamento opera com uma corrente específica sendo drenada deles. Dessa forma, é possível medir e analisar grandezas desses equipamentos de forma a validar seu funcionamento.

Cargas eletrolíticas são cargas que drenam uma corrente para sustentar uma reação não-espontânea de eletrólise (cujos aspectos teóricos serão descritos no capítulo 1), a corrente drenada como será visto depende, dentre outros fatores, da concentração de sal dissolvido na água. Esta carga é produzida com um custo muito pequeno, já que são necessários: água, sal (NaCl), um recipiente resistente à corrosão e a variações de temperatura de, aproximadamente, 100°C, madeira e metal para a construção dos eletrodos e fios para as conexões. Todos esses materiais são obtidos com um custo muito baixo se comparados a outras cargas que são utilizadas para este mesmo fim (como uma carga resistiva, por exemplo).

O processo de controle da corrente é realizado manualmente, isto é, o ajuste da corrente é realizado levantando-se e abaixando-se os eletrodos de forma a mergulhá-los na solução, aumentando a superfície de contato e, portanto a corrente ou emergi-los da solução, diminuindo a superfície de contato e também a corrente. Este processo é realizado até que a corrente atinja o valor desejado. O problema deste método é que, além de demandar tempo, não é muito preciso já que traz a possibilidade de erro humano por ser operado manualmente. Além disso, seria necessário que uma pessoa tomasse conta do valor da corrente continuamente, já que esse pode variar devido a dinâmica de vários fatores do processo (esses fatores serão abordados no capítulo 1).

Visando resolver este problema propôs-se a automação deste processo através de um microcontrolador *PIC18F4550*, um driver e um motor CC. O microcontrolador possui um software de controle embarcado que, conforme a leitura indireta da corrente instantânea no A/D, calcula a respectiva corrente rms e a compara com a corrente de referência interna e, dependendo do resultado aciona o motor através de um *driver*. O motor tem conectado ao eixo do seu rotor uma estrutura com os eletrodos que farão parte da reação. Todo esse sistema pode ser visto através das figuras abaixo.

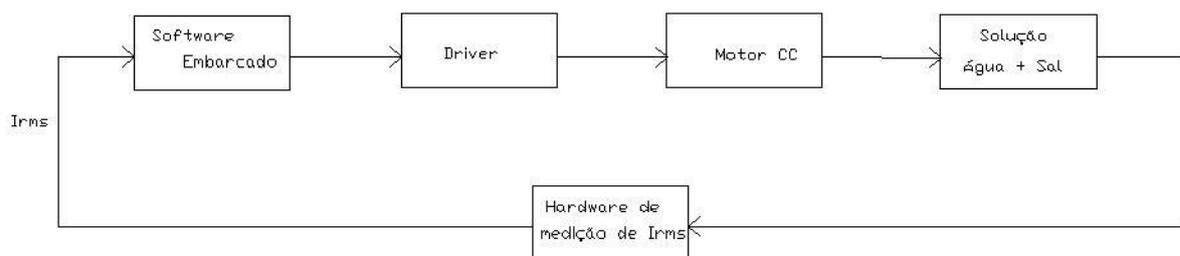


Figura 0.1 – Diagrama de blocos do sistema que consiste o projeto.



Figura 0.2 – Bancada completa utilizada no projeto.

O driver utilizado é um conversor DC-DC Buck meia ponte, foi necessário adicionar um circuito de interfaceamento entre o microcontrolador e o driver de forma a proteger o 1º de surtos de corrente exigidos pelo motor que poderiam danificar o microcontrolador. Também foi criado um circuito de medição e condicionamento de sinal de corrente para permitir que este chegasse a níveis de tensão adequados a entrada do A/D.

O tipo de controle utilizado é “ON-OFF” e em malha fechada porém sua dinâmica é muito lenta (porque o atuador desse sistema é o motor) comparada a dinâmica elétrica. Isso ocorre, porque o atuador do sistema de controle é mecânico (motor CC) e, como o que está sendo controlado é a corrente rms da solução, a dinâmica responde à dinâmica mecânica do motor CC.

A partir de medições realizadas com os eletrodos a mesma profundidade, pode-se concluir (como será mostrado no capítulo 1) que o valor *RMS* da corrente varia de acordo com uma dinâmica cujas constantes de tempo são compatíveis com a dinâmica mecânica. Isso é um bom resultado já que não compromete a estabilidade do sistema e também implica que o valor *RMS* da corrente não sofrerá grandes derivadas em curtos intervalos de tempo (que correspondem ao tempo de resposta do controle) fazendo o sistema oscilar em torno do ponto de equilíbrio.

CAPÍTULO 1

Eletrólise

1.Introdução:

A eletrólise trata-se de um processo eletroquímico caracterizado pela ocorrência de reações de oxi-redução não-espontâneas produzidas pela passagem de corrente elétrica, quando se estabelece uma diferença de potencial elétrico entre os dois eletrodos (ânodo e cátodo) mergulhados em uma solução. Em outras palavras, a eletrólise é uma reação que consiste em dissociar uma molécula produzindo outros através da imposição de uma diferença de potencial entre os eletrodos. Deste modo, a energia elétrica transforma-se em energia química.

A reação eletrolítica é considerada não-espontânea, devido ao fato da necessidade de fornecer energia (potência elétrica) para a ocorrência da mesma, ao contrário da pilha galvânica, onde a associação dos íons fornece potência elétrica, transformando assim energia química em energia elétrica.

Eletrólito é toda a substância que, dissociada ou ionizada, origina íons positivos (cátions) e íons negativos (ânions), pela adição de um solvente ou aquecimento, tornando-se, desta forma, um condutor de eletricidade. A solução eletrolítica aquosa é aquela cujos íons são solvatados pela água, já a solução eletrolítica ígnea é aquela cujos íons foram liberados pelo processo de fusão (aquecimento)[3].

2. Eletrólise utilizada no projeto:

No caso da eletrólise salina (Figura 1.1), quando se dissolve água em sal, são produzidos íons, a existência desses íons livres promove à solução eletrolítica a capacidade de conduzir corrente elétrica.

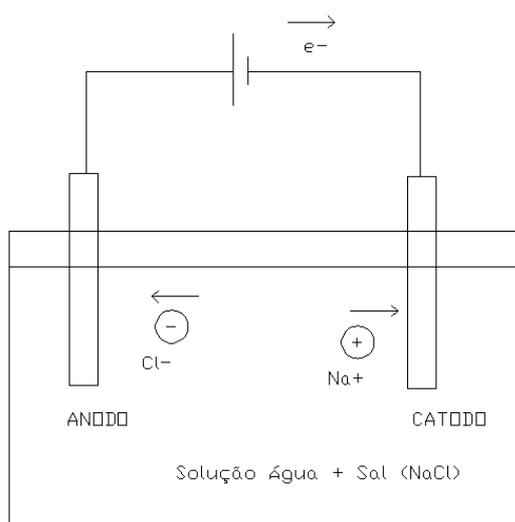
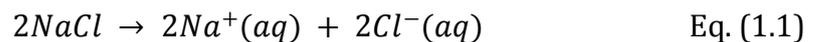


Figura 1.1 – Esquema da reação da eletrólise salina.

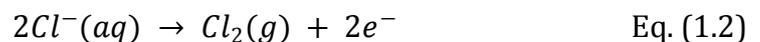
Na figura 1.1 uma fonte de tensão está conectada entre os 2 eletrodos. Através da dissolução da amostra em água, o Cloreto de Sódio (NaCl) se dissocia (Eq. 1.1) em íons Sódio (Na⁺) e em íons Cloreto (Cl⁻). Os íons Cloreto dirigem-se ao eletrodo positivo (ânodo) sofrendo assim a oxidação, isto é, perda de 2 elétrons, formando como produto gás Cloro Cl_{2(g)} (Eq. 1.2).

A diferença de potencial empregada pela fonte de tensão proporciona a transferência desses dois elétrons para o pólo negativo (cátodo). Neste eletrodo ocorre a dissociação da água (Eq. 1.3), seguida da reação dos íons Hidróxido (OH⁻) com os íons Sódio gerando como produto o Hidróxido de Sódio (NaOH), conhecido comercialmente como Soda Cáustica (Eq 1.4). Como os íons Hidrogênio (H⁺), gerados pela dissociação da água, possuem mais facilidade em receber elétrons que os íons Sódio, os dois elétrons liberados pela oxidação do Cloro (Eq 1.2), são transferidos para os íons Hidrogênio, que irão se reduzir, formando como produto o gás Hidrogênio (H_{2(g)}), como é mostrado na Eq. 1.5 [3].

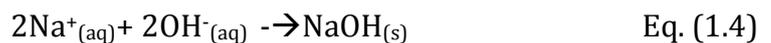
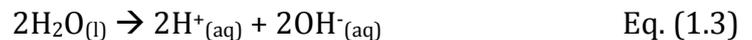
Dissociação do NaCl:



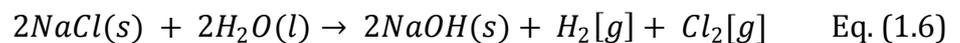
Ânodo:



Cátodo:



Equação global do processo:



3. Fatores que influenciam a corrente drenada:

3.1 Influencia da concentração de eletrólito na corrente drenada:

A corrente drenada pela fonte de tensão depende da concentração da solução de Cloreto de Sódio. Em outras palavras quanto mais íons deslocarem-se pela solução, maior será a quantidade de elétrons envolvidos nas reações de oxi-redução e maior será a corrente drenada da fonte.

A concentração de Cloreto de Sódio é obtida a partir da equação 1.7 a seguir.

$$C_{NaCl} = \frac{m_{NaCl}}{V_{solução}} \quad \text{Eq. (1.7)}$$

Onde:

m_{NaCl} : massa de Cloreto de Sódio (g);

$V_{solução}$: volume de solução (L)

Como as tensões de linha aplicadas entre os eletrodos (\dot{V}_{ca} , \dot{V}_{bc} e \dot{V}_{ab}) são senoidais (alternadas), ao se conectar cada par de eletrodos o eletrodo de maior potencial (ânodo) e o eletrodo de menor potencial (cátodo) invertem seus potenciais quando a fase da tensão entre os eletrodos fica negativa (180°), dessa forma, o eletrodo que antes era positivo (ânodo) torna-se negativo(cátodo) e o eletrodo que antes era cátodo (negativo) torna-se positivo (ânodo). Isso faz com que os íons em solução realizem um movimento alternado aumentando a temperatura da solução, a qual influencia diretamente na corrente A temperatura é responsável por fazer a solução entrar em ebulição fazendo com que a água evapore, aumentando a concentração da solução

3.2 Influência da superfície de contato na corrente drenada:

Outro fator que influencia na corrente drenada pela fonte de tensão é a superfície de contato. Assim como em muitas reações químicas, a eletrólise tem a sua velocidade proporcional à superfície de contato. Quanto maior for a superfície de contato, isto é, quanto mais imersos os eletrodos estiverem na solução, mais íons se deslocam para o cátodo e ânodo, uma maior quantidade de elétrons resultará das reações de oxidação do Cloro e maior será a corrente drenada da fonte.

4. Esquema experimental projetado:

Para simular uma carga trifásica alimentada por uma fonte de tensão foram necessários 3 eletrodos cada um ligado a uma fase (a,b,c) conforme mostra a figura 1.2.

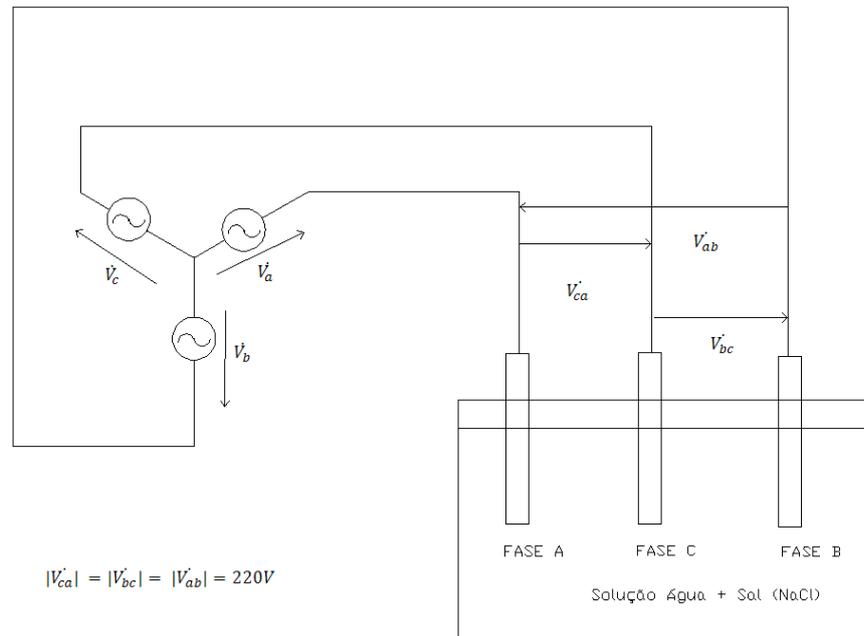


Figura 1.2 – Esquema da eletrólise salina alimentada por uma fonte trifásica.

As Figuras 1.3 e 1.4 mostram respectivamente, a estrutura dos eletrodos e o esquema geral dos eletrodos acoplados ao motor construídos para os ensaios experimentais de eletrólise.



Figura 1.3 – Estrutura de madeira e eletrodos construídos para os ensaios experimentais de eletrólise.



Figura 1.4 – Eletrodos acoplados ao eixo do motor para ensaio experimental de validação do sistema de controle.

5. Resultados dos ensaios experimentais:

O objetivo dos ensaios experimentais é estudar e comparar com a literatura como a concentração e a temperatura da solução influenciam no valor eficaz da corrente drenada na reação de eletrólise salina.

A fim de controlar a corrente, foram realizadas 8 medições de corrente no intervalo de tempo de 10 segundos. Mediu-se também a temperatura da solução para três valores de concentração.

A superfície de contato foi máxima e constante durante o processo, com os eletrodos no fundo do recipiente e o volume de água utilizado foi de 10 litros.

Os resultados e parâmetros dos ensaios experimentais podem ser observados na Tabela 1.1.

C_{NaCl} [g/L]	t (s)								
	0	10	20	30	40	50	60	70	
0,53 I (A)	3,29	3,6	3,6	3,4	3,2	3,3	3,2	3,2	
0,53 T (°C)	28,6	29,2	29,2	30,0	30,	30,6	31,2	31,2	
1,12 I (A)	8,8	9	9,8	9,8	9,8	10,0	10	10,2	
1,12 ...T (°C)	28,2	30,8	31,4	31,6	32,8	33,4	34,8	35,6	
7,12.....I (A)	3,2	34,3	35,5	38,3	39,0				
7,12 ...T (°C)	28,0	32,1	36,3	40,0	44,0				

As Figuras 1.5, 1.6 e 1.7 mostram a variação do valor eficaz da corrente ao longo do tempo com três diferentes tipos de concentração de NaCl.

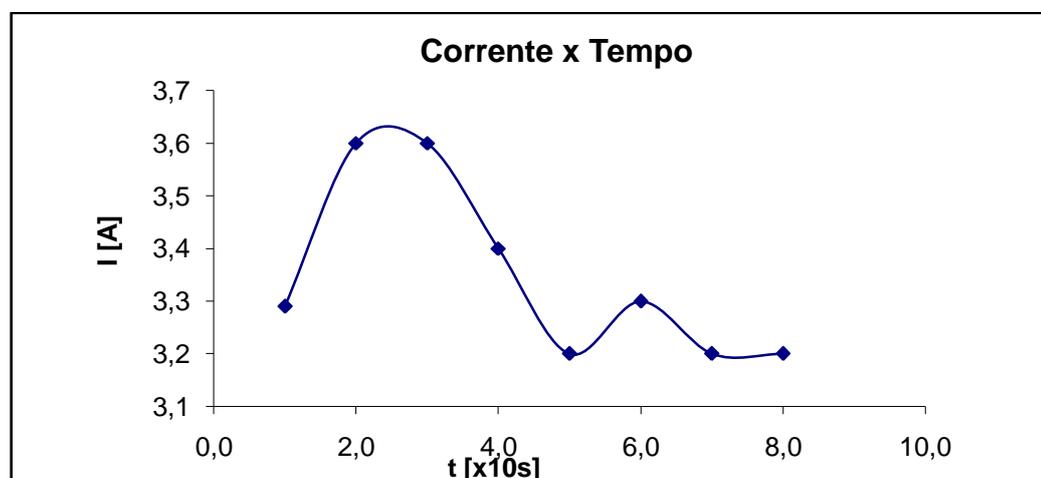


Figura 1.5 – Gráfico de corrente x tempo para concentração de NaCl de 0,534 g/L.

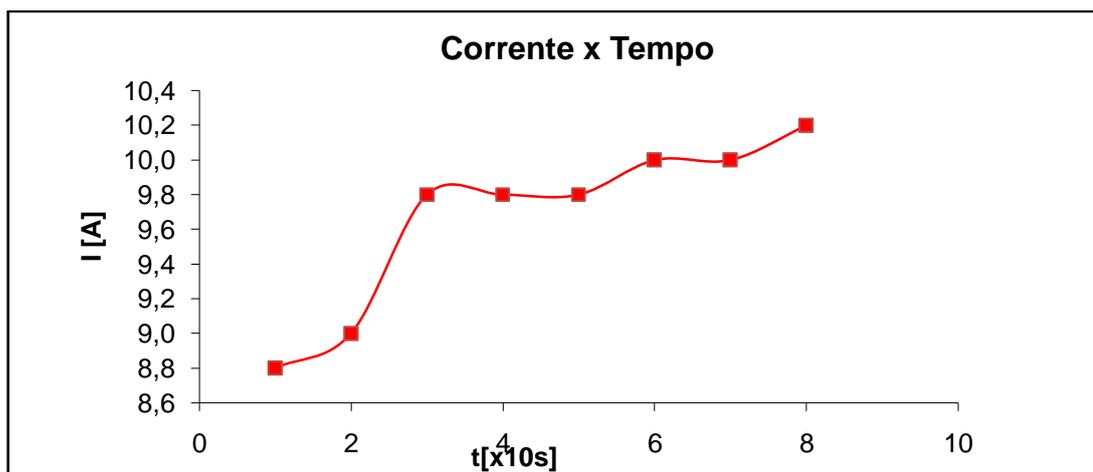


Figura 1.6 – Gráfico de corrente x tempo para concentração de NaCl de 1,12 g/L.

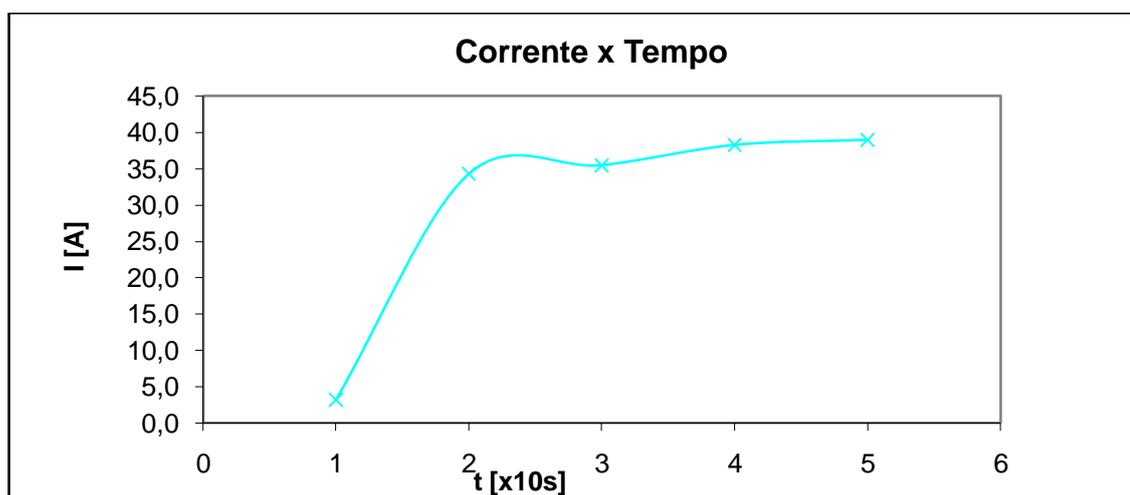


Figura 1.7 – Gráfico de corrente x tempo para a concentração de NaCl 7,123 g/L.

A figura 1.8 a seguir mostra a variação de temperatura no tempo para os três valores de concentração de NaCl.

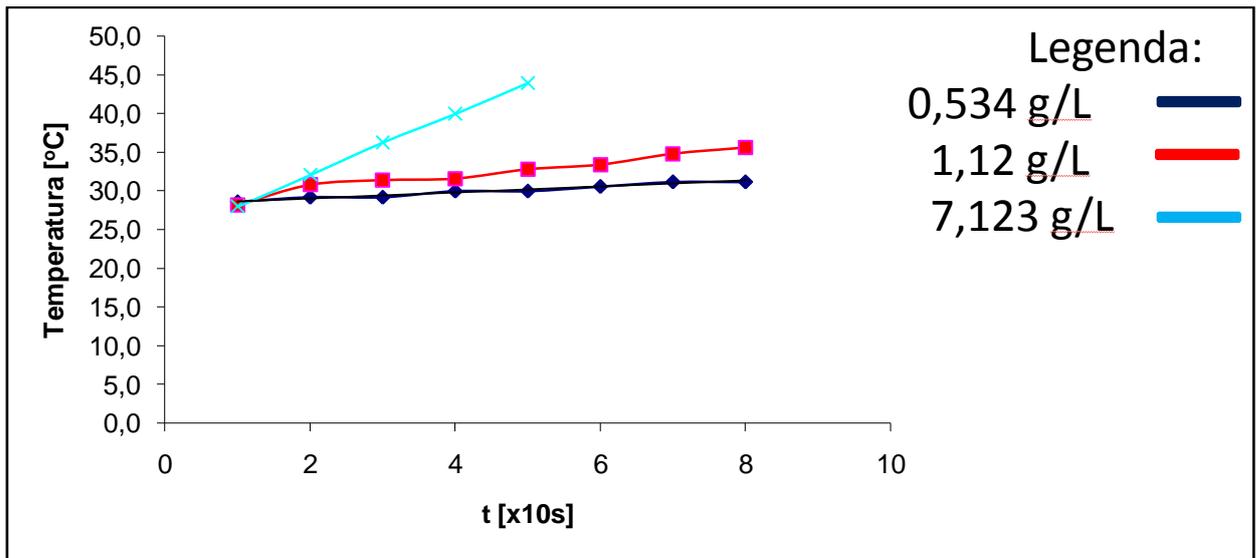


Figura 1.8 – Gráfico de Temperatura x tempo para os três valores de concentrações de NaCl.

6. Conclusão:

Como pode-se observar através dos resultados obtidos dos ensaios, e dos gráficos plotados, quanto maior a concentração de NaCl, maiores são as correntes drenadas pela fonte.

A influência da temperatura faz-se presente. Isso se verifica analisando-se o gráfico temperatura versus tempo e os gráficos corrente versus tempo de cada valor de concentração.

Comparando-se a curva temperatura versus tempo com a curva corrente versus tempo de cada concentração verifica-se que para uma derivada positiva de temperatura, nota-se um aumento da corrente em função do tempo. Isso demonstra uma relação entre temperatura e a corrente drenada.

Observa-se também que a menor concentração apresenta uma temperatura em função do tempo aproximadamente constante e uma dinâmica mais rápida que as outras concentrações. Isso se deve ao fato de que, como a concentração não é elevada, a quantidade de íons dissociados é menor, o que resulta em uma corrente menor e variação de temperatura menor, já que não existe uma quantidade considerável de íons que possa produzir uma variação de temperatura significativa.

Uma concentração baixa implica que a quantidade de íons presentes na solução rapidamente se reduz (já que estes sempre estão gerando produtos da reação) e, conseqüentemente, essa pequena quantidade de íons não sustenta a reação por um tempo significativo, resultando em uma dinâmica mais rápida da corrente drenada.

CAPÍTULO 2

0 motor CC

1. Introdução :

Máquinas CC eram (e ainda são) utilizadas para uma variedade de operações. Podem operar em múltiplos pontos de operação, permitindo-se obter uma grande faixa de torques e velocidades.

É possível ainda obter diversas topologias de circuitos de excitação de campo (excitação independente, série, composto), cada um gerando uma curva de torque versus velocidade diferente. Dependendo do tipo de aplicação, será necessário utilizar-se uma das topologias, cuja curva melhor atenda ao torque e velocidade exigidos.

Além disso, a máquina CC permite obter, com precisão significativa, um ponto de operação desejado. O que a torna muito útil em aplicações onde é necessário uma variação pequena de torque e velocidade [1].

2. Princípio de funcionamento:

Uma máquina CC pode operar de 2 formas: como motor CC ou como gerador CC. Neste capítulo será descrita sua operação como um motor CC, que é forma de operação utilizada neste projeto.

O princípio de funcionamento do motor CC está baseado no fenômeno eletromagnético descrito pela Eq. 2.1, onde um circuito imerso em um campo magnético sofre uma força quando uma corrente o atravessa, em outras palavras, cargas percorrem o circuito com uma velocidade \vec{v} . Esta força é definida como:

$$\vec{F} = q (\vec{v} \times \vec{B}) \quad (\text{Eq. 2.1})$$

onde:

\vec{F} é a força magnética exercida sobre o circuito;

q são as cargas que se movimentam através do condutor do circuito com uma velocidade \vec{v} (isto é, a corrente que passa pelo condutor);

\vec{B} é o campo magnético que atravessa o circuito.

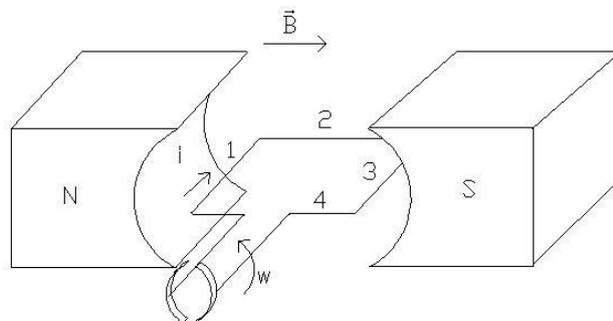


Figura 2.1 – Motor cc simplificado para compreensão de seu princípio de funcionamento baseado no eletromagnetismo.

Na figura 2.1 está representado o circuito por onde a corrente i circula. Esse circuito está imerso em \vec{B} , densidade de fluxo que é gerado pelo imãs permanentes do estator.

Aplicando a Eq. (2.1) aos trechos 1 e 3 do circuito, obter-se-á 2 forças de direções verticais e sentidos opostos. Para os trechos 2 e 4, as forças produzidas serão nulas, já que o produto vetorial ($\vec{v} \times \vec{B}$) é nulo. O somatório destas forças produzirá um movimento de rotação sobre o circuito que pode ser medido pela velocidade angular $\vec{\omega}$. Esse processo descreve a conversão da energia elétrica em mecânica.

Entretanto, o motor CC tem uma estrutura mais complexa, sendo suas duas principais partes o estator e o rotor (armadura). O estator é a parte que não gira e possui pólos salientes os quais geram um campo magnético estacionário (na Figura 2.1 o estator é representado pelos imãs permanentes). Cada pólo contém um número N_f de espiras que constituem um enrolamento. Por esse enrolamento passa uma corrente i_f . Com isso, gera-se uma força magneto motriz $\sum N_f i_f$ que alimenta o fluxo Φ . O enrolamento é chamado de enrolamento de campo. Ele e o motor completo estão representados na figura 2.2:

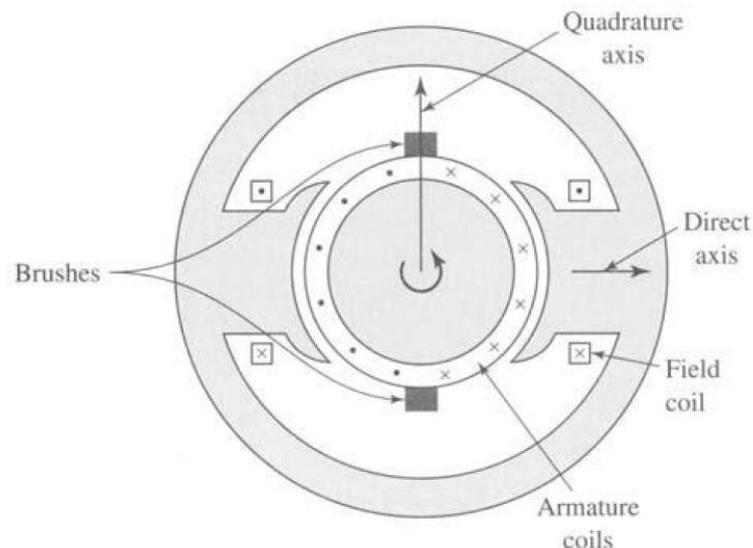


Figura 2.2 – Vista em corte do motor cc, com seu rotor (armadura) no centro e o estator contendo o enrolamento de campo[1].

O eixo formado pelo campo magnético que atravessa a armadura é chamado de eixo direto.

A armadura é a parte do motor que gira com velocidade $\vec{\omega}$, e ela possui bobinas que, entre seus terminais, geram tensões alternadas. Porém, o conjunto comutador e escovas realiza a retificação do sinal, resultando em uma tensão cc nos terminais externos da armadura.

As escovas localizam-se na zona neutra, isto é, 90 graus elétricos do eixo direto, em um eixo chamado eixo de quadratura, onde a incidência do campo magnético é maior em módulo.

2.1 – Torque e tensão:

O motor CC apresenta um torque mecânico e uma tensão entre os terminais externos da armadura que dependem do fluxo magnético que atravessa a armadura (Φ).

O torque elétrico representa a interação entre dois campos: o fluxo Φ e a onda da força magneto-motriz proveniente da armadura. Isto permite obter-se a seguinte expressão do torque[1]:

$$T_{mec} = \left(\frac{Pólos C_a}{2\pi m} \right) \Phi i_a \quad \text{Eq. (2.2)}$$

Onde:

$Pólos$ representa o número de pólos da máquina;

i_a representa a corrente da armadura;

m representa o número de caminhos em paralelo que a corrente atravessa nos enrolamentos;

C_a é o número de condutores na armadura.

Isto permite definir a constante Ka , que é uma constante que depende das características construtivas da máquina.

$$Ka = \frac{Pólos C_a}{2\pi m} \quad \text{Eq. (2.3)}$$

Substituindo na Eq. (2.1), tem-se:

$$T_{mec} = Ka\Phi i_a \quad \text{Eq. (2.4)}$$

Com o aumento da velocidade e o fluxo que atravessa a armadura, surge uma tensão entre as escovas (que estão ligadas aos terminais da armadura), e_a . Essa tensão é um sinal cc devido à ação do comutador, a qual retifica o sinal alternado de cada enrolamento da armadura.

Supondo-se que toda a potência elétrica é convertida em mecânica tem-se [1]:

$$e_a i_a = T_{mec} \omega \quad \text{Eq. (2.5)}$$

Isolando-se o termo e_a na Eq. (2.5) tem-se:

$$e_a = \frac{T_{mec} \omega}{i_a} \quad \text{Eq. (2.6)}$$

Substituindo a Eq. (2.2) na Eq. (2.6) obtêm-se, dessa forma a expressão da tensão e_a :

$$e_a = Ka\Phi \omega \quad \text{Eq. (2.7)}$$

A Eq. (2.5) diz que as potências elétrica instantânea imposta na armadura é convertida em potência mecânica.

O sentido do fluxo de potência é determinado pelo fato da máquina cc estar operando como um motor ou gerador. No motor cc a potência elétrica é convertida em potência mecânica e em um gerador cc a potência mecânica é convertida em potência elétrica.

É possível traçar a curva de magnetização do motor, constituída pelo fluxo no gap de ar entre o estator e o rotor Φ e a força magneto-motriz do enrolamento de campo $\sum N_f i_f$ que produz este fluxo. A curva mostrada abaixo, entretanto desconsidera o efeito de reação de armadura devido ao fato da força magneto-motriz da armadura estar no eixo de quadratura, não exercendo influência sobre o fluxo Φ .

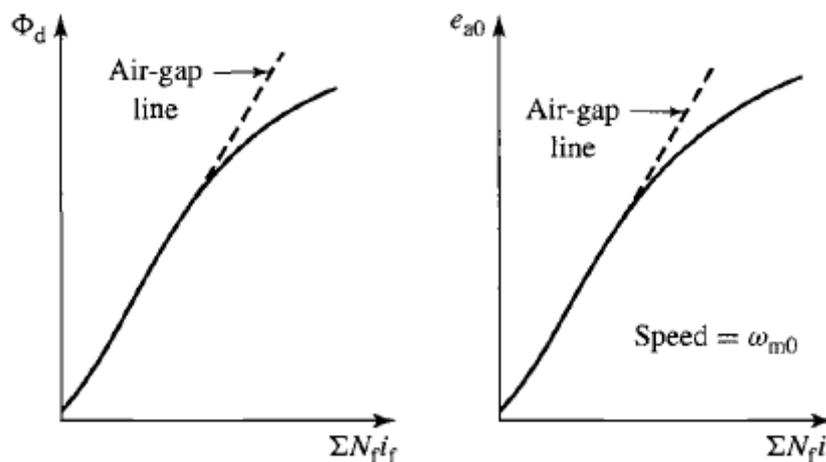


Figura 2.3 – Gráficos fluxo versus força magneto motriz (à esquerda) e tensão de armadura versus força magneto motriz (a direita)[1].

Nota-se no gráfico esquerdo da figura acima, devido a características do material, ocorre a saturação da curva o que implica em uma não-linearidade entre o fluxo Φ e a força magneto-motriz. Conseqüentemente, isso causa uma não-linearidade na curva à direita, já que a tensão e_a é proporcional ao fluxo Φ . Esta curva foi obtida considerando-se a velocidade ω constante.

É possível observar também que, na origem, apesar da corrente ser nula no enrolamento de campo, ainda existe um fluxo Φ devido ao magnetismo residual do material. Isso se verifica da seguinte forma: após o motor ser ligado, operar durante algum tempo em regime permanente e ser desligado em seguida (com suas correntes de armadura e campo indo a zero), ainda é possível observar uma tensão entre os terminais da armadura enquanto sua velocidade ω não chega a zero.

3 – Análise da operação do motor cc:

Motores cc são representados por um circuito equivalente que pode ser visto na Figura 2.4:

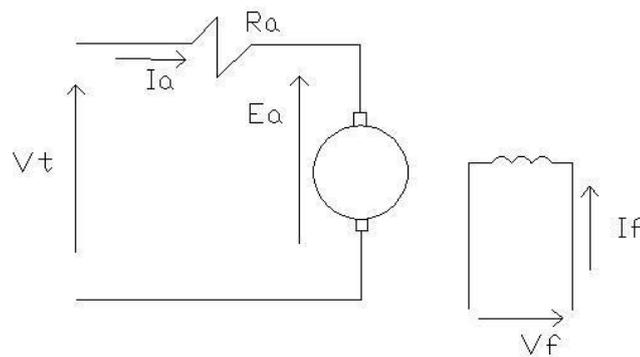


Figura 2.4 – Representação elétrica de um motor cc.

Na Figura 2.4, tem-se que V_t é a tensão de alimentação do motor cc, R_a é a resistência de armadura, I_a é a corrente de armadura, E_a representa a tensão de armadura, V_f e I_f são as tensões de campo e corrente de campo respectivamente que fornecem o fluxo Φ .

Utilizando a lei das tensões de Kirchoff, é possível obter a expressão:

$$V_t = I_a R_a + E_a \quad \text{Eq. (2.8)}$$

O motor cc é alimentado pela tensão V_t , e seu enrolamento de campo é alimentado por uma tensão V_f que, através de uma corrente I_f que o atravessa, fornece o fluxo Φ o qual atravessa a armadura. A medida que a corrente I_a atravessa a armadura, o motor começa a girar produzindo uma tensão E_a . Quando esta tensão aumenta, o valor de I_a se reduz até chegar a um valor de regime. Conseqüentemente, como o torque é proporcional a I_a , pode-se afirmar que ele é máximo durante os instantes iniciais onde a corrente I_a é máxima e E_a é um valor mínimo. Isso é uma vantagem, já que nos instantes referentes a partida do motor, é necessário um torque maior para “vencer” a inércia do rotor. Quando I_a chega a um valor de regime, o torque cai chegando também a um valor de regime.

É possível obter-se várias topologias do motor cc. Cada uma delas possui características velocidade versus torque diferente e são mais ou menos utilizadas dependendo do tipo de operação.

As topologias são apresentadas abaixo:

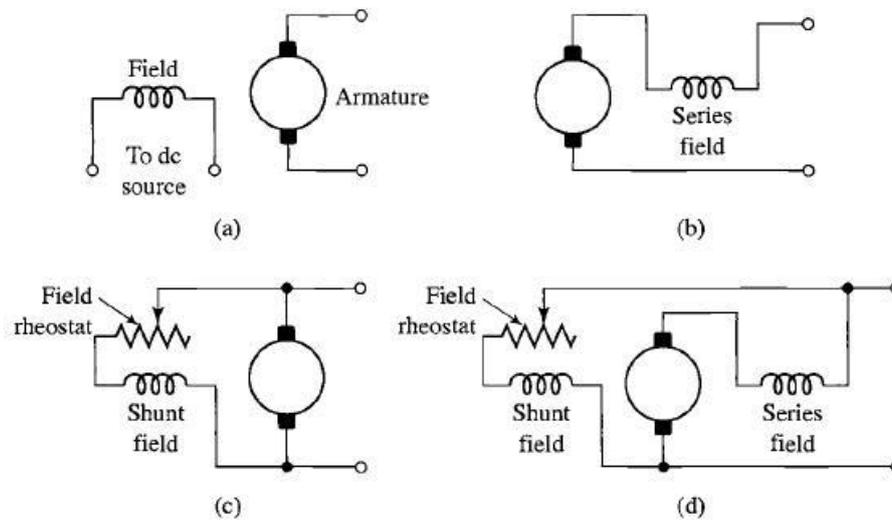


Figura 2.5 – Topologias de conexão de enrolamentos de campo com a armadura de um motor cc[1].

A partir da figura 2.5, é possível observar as topologias:

- (a) representa um motor cc com excitação independente;
- (b) representa um motor cc com excitação série;
- (c) representa um motor com excitação em paralelo;
- (d) representa um motor com excitação composta.

Na topologia (a), o fluxo é controlado por uma fonte externa que alimenta o enrolamento de campo. Não depende da tensão terminal V_t . Isso não ocorre na topologia (c), onde o fluxo depende de E_a .

Na topologia (b) o fluxo depende da corrente I_a e em (d) depende de I_a e V_t .

Nos motores que usam a topologia (a) e (c) o fluxo é aproximadamente constante. Conseqüentemente um aumento de torque somente é possível com um aumento de corrente I_a a partir de uma redução da tensão E_a através da redução de velocidade.

O motor com excitação shunt opera com velocidade constante para múltiplos valores de torque. Isso ocorre porque quando a velocidade diminui, E_a diminui e conseqüentemente o fluxo também. Porém, como o fluxo também se reduz, ocorre um efeito chamado enfraquecimento de fluxo, que eleva a velocidade para um valor próximo do valor apresentado antes do torque variar. Como a tensão E_a se reduziu, a corrente I_a aumenta assim como o torque.

A diferença entre as velocidades para o motor operando a vazio e com carga é uma queda de aproximadamente 6%.

As características velocidade versus torque podem ser observadas na curva velocidade versus torque, na figura 2.6. A corrente de armadura limita os torques inicial e máximo. Através de um reostato na armadura ela pode ser facilmente comutada.

Além do controle do torque, este motor possui a vantagem de ter sua velocidade controlada facilmente. Isso pode ser realizado através de um reostato no enrolamento de campo. Ao se diminuir a corrente de campo por exemplo, o torque diminui e a velocidade aumenta, de forma a aproximar E_a de V_t . É possível obter velocidades de 4 a 6 p.u s dessa forma. Variando-se a tensão V_t é possível uma variação maior de velocidades.

No motor série, para um aumento de carga, a corrente de armadura cresce e, como consequência, o fluxo de campo entre o estator e a armadura também. Quando isto ocorre, a velocidade diminui para que a tensão E_a sofra uma redução e a relação de igualdade da Eq. (2.8) seja mantida. Quanto maior for a carga, maior será o torque e, para sobrecargas de torques, o fato da velocidade ser inversamente proporcional ao torque implica que a potência elétrica exigida (aproximadamente igual a mecânica) não seja muito elevada. Para um mesmo aumento de torque, em (b) o aumento de corrente exigido é menor do que o aumento de corrente exigido em (c). Isso ocorre porque o fluxo também aumenta.

O fato da curva velocidade x torque apresentar-se conforme a figura 2.6 ocorre devido a corrente inicial I_a ser muito elevada elevando assim o fluxo de campo e elevando o torque, consequentemente o valor da velocidade é pequeno. Isso é vantajoso para a partida do motor que exige torque elevado para “vencer” a inércia.

No motor com excitação composta, existem ainda 2 tipos de conexões dos enrolamentos série e shunt: a conexão cumulativa e a conexão diferencial. Na conexão cumulativa os fluxos dos enrolamentos série e shunt se somam, enquanto na conexão diferencial eles se subtraem. A conexão diferencial entretanto não é muito utilizada.

A curva velocidade versus torque do motor cc com excitação composta cumulativa apresenta-se como uma curva intermediária entre a curva do motor com excitação série e a curva do motor com excitação shunt. Isso depende da quantidade de ampéres-espira (força magneto motriz) dos enrolamentos série e shunt. Esse tipo de topologia não apresenta a desvantagem do motor série (uma velocidade muito elevada quando o motor opera a vazio) e além disso possui outras vantagens do enrolamento série.

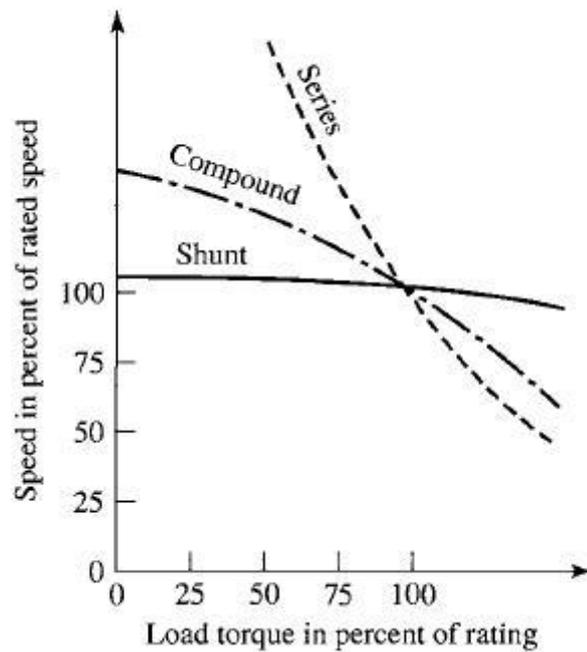


Figura 2.6 – Curvas de carga do motor cc para diferentes topologias[1]

Cada topologia se demonstra útil para cada tipo de aplicação. Entretanto, todas elas demonstram como o motor cc é versátil e se adapta ao controle de torque e velocidade, seja esse manual ou automático.

A gama de aplicações do motor cc aumenta se forem adicionadas mais escovas ao comutador permitindo obter as tensões entre elas e utilizá-las para outros propósitos (como medição ou alimentação de sistemas de controle, por exemplo).

A figura abaixo representa o motor cc utilizado no projeto:



Figura 2.7 – Motor cc utilizado no projeto.

O projeto em si necessitou de um motor que tivesse uma característica velocidade versus torque onde a velocidade não variasse com o torque, porque, para o torque realizado pela carga (eletrodos), o motor foi capaz de manter a velocidade para variações de torque provenientes de oscilações mecânicas da carga quando essa era suspensa ou mergulhada no recipiente.

Através de ensaios com esse motor observou-se que ele apresenta o comportamento de um motor shunt, ideal para a aplicação mencionada anteriormente.

A teoria vista nesse capítulo, mostra que o motor cc é uma máquina elétrica cuja estrutura é complexa, porém é extremamente funcional e muito engenhosa.

Além disso, permite além de um controle preciso de velocidade e torque (seu ponto de operação), uma grande quantidade de características velocidade versus torque, o que amplia ainda mais as possibilidades de aplicações desse motor.

CAPÍTULO 3

**Driver de acionamento do motor – O
conversor Buck e o conversor dc-dc meia ponte**

1. Introdução:

Para de fato permitir que o microcontrolador acione o motor cc com um sinal de controle, é necessário um hardware que condicione o nível de sinal do microcontrolador para os níveis de tensão e corrente adequados ao motor cc. Isso é necessário porque não é possível fornecer toda a potência exigida pelo motor cc através do microcontrolador. Para resolver esses problemas é necessária a utilização de um *driver*.

O *driver* utilizado baseia-se na topologia do conversor *Buck*, além de um hardware complementar, cujo propósito é proteger o microcontrolador de sobrecorrentes drenadas pelo driver ou surtos de tensão desse (através de um optoacoplador – PS9552), provenientes do fato do motor ser uma carga indutiva.

2. Modulação por largura de pulso (PWM):

O *PWM* (*Pulse Width Modulation*, ou modulação por largura de pulso) é uma técnica utilizada para realizar chaveamento. O PWM se baseia em uma forma de onda “dente-de-serra” cuja frequência f_s (chamada frequência de chaveamento). Esta forma de onda é chamada de sinal portador (v_{st}) e pode ser observado na figura 3.1:

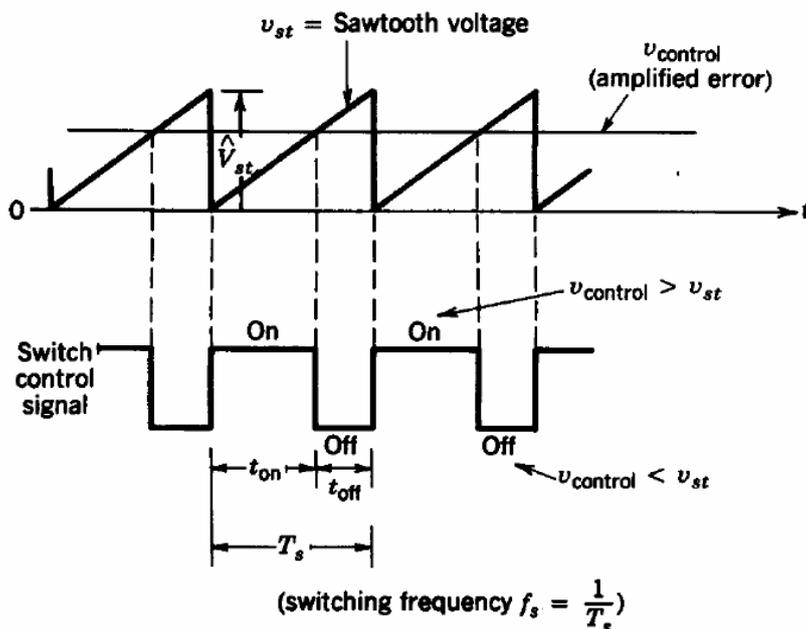


Figura 3.1 – Sinal PWM e seu sinal portador[4].

Existe uma tensão de controle, v_{control} , cujo valor permite definir o *Duty Cycle*. Conforme pode ser observado na figura 3.1, para $v_{\text{st}} < v_{\text{control}}$, a chave permanece fechada por um intervalo de tempo t_{on} . Para $v_{\text{st}} > v_{\text{control}}$ a chave permanece aberta por um tempo t_{off} . Para controlar t_{on} e t_{off} varia-se o valor de v_{control} , isso permite variar o *Duty Cycle* (ou ciclo de trabalho) definido por:

$$D = \frac{t_{\text{on}}}{T_s} \quad \text{Eq. (3.1)}$$

Onde T_s é o período de chaveamento (inverso de f_s) e é definido por:

$$T_s = t_{\text{on}} + t_{\text{off}} \quad \text{Eq. (3.2)}$$

3. O conversor Buck:

O conversor Buck (ou abaixador de tensão) é um conversor dc-dc (isto é, cujo sinal de entrada e saída são contínuos - cc) cuja tensão de saída média V_o pode variar de uma tensão aproximadamente nula até o valor de sua tensão de entrada V_d .

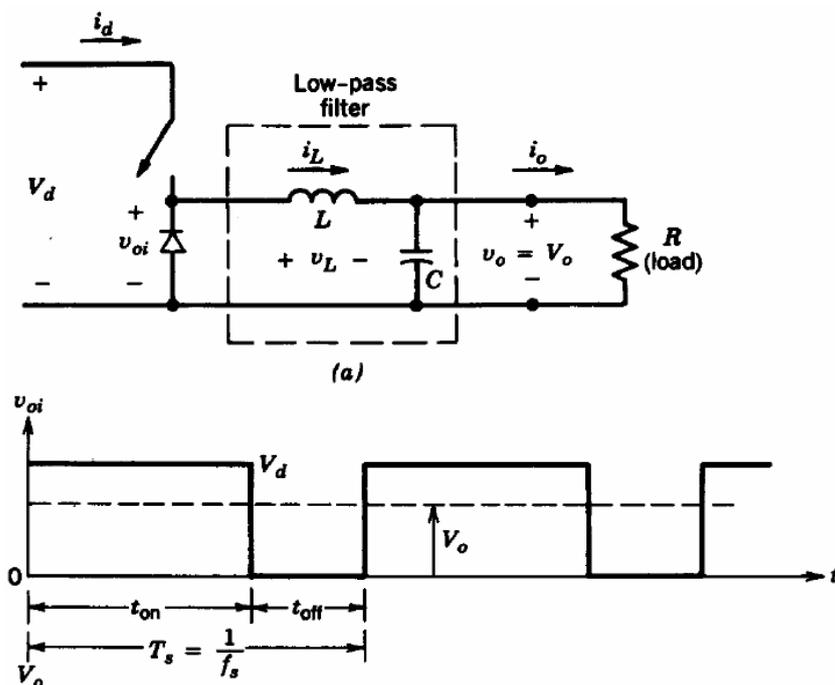


Figura 3.2 - Conversor Buck e seu sinal de saída v_{oi} [4].

A Figura 3.2 mostra o funcionamento desse conversor. Quando a chave fecha, a tensão V_d polariza inversamente o diodo fazendo com que este tenha uma impedância elevada, de forma que a tensão em seus terminais seja a tensão V_d . Como a chave fica fechada por um intervalo de tempo t_{on} , a tensão V_d é aplicada ao diodo pelo mesmo intervalo de tempo. Quando essa chave abre, considerando que o conversor está conectado a uma carga indutiva, uma corrente i_L continuará circulando o circuito e para que isso ocorra, ela deve polarizar positivamente o diodo permitindo que a corrente i_L atravesse o diodo.

Para obter a tensão de saída do conversor Buck é necessário calcular o valor médio da tensão v_{oi} (V_o):

$$V_o = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} V_D dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right]$$

$$V_o = \frac{t_{on}}{T_s} V_D \quad \text{Eq. (3.3)}$$

Substituindo a Eq. 3.1 na Eq. 3.3 tem-se:

$$V_o = D V_D \quad \text{Eq. (3.4)}$$

A Eq.3.4 demonstra que a tensão de saída V_o é proporcional a tensão de entrada V_D e, onde a constante de proporcionalidade é D (*Duty Cycle*).

Para obter o valor médio da corrente de saída I_o em função do valor médio da corrente de entrada, considerando-se que a potência de entrada do conversor é igual à potência de saída, isto é:

$$P_d = P_o$$

$$V_d I_d = V_o I_o$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{I_d}{I_o} = D$$

$$I_o = \frac{I_d}{D} \quad \text{Eq. (3.5)}$$

A Eq. 3.5 permite concluir que a corrente de saída é inversamente proporcional ao *Duty Cycle*.

Ao conectar-se um motor cc no conversor Buck, este é equivalente a uma carga indutiva. O diodo conectado em paralelo com esse, permite que a corrente I_o continue circulando pelo motor quando a chave está aberta, evitando assim que ocorra uma derivada de corrente infinita no indutor (representada por esta máquina cc) e, conseqüentemente, uma tensão muito elevada nos terminais do Buck.

Controlando o *Duty Cycle*, é possível variar a tensão V_0 imposta ao motor cc e, portanto, controlar sua velocidade. Apesar da corrente I_0 também ser controlada pelo *Duty Cycle*, conforme foi visto na Eq. 3.5, o controle desta não é muito eficiente, já que a corrente I_d varia conforme o torque exigido pelo motor.

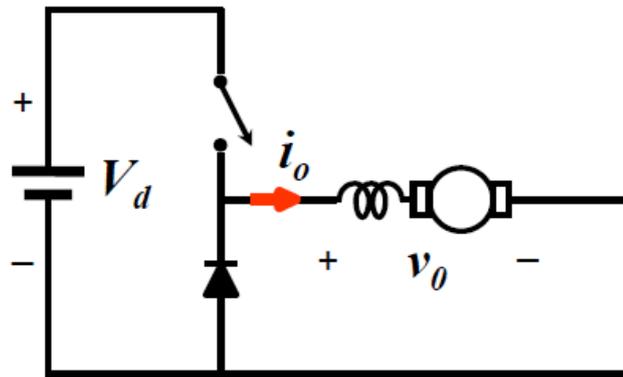


Figura 3.4 – Conversor Buck tendo um motor como carga[7].

No entanto, deseja-se controlar o sentido de rotação do motor. Para isso, utilizou-se a topologia do Retificador tipo Buck para operação em 2 quadrantes. A qual também é conhecida como “Ponte H” e ela pode ser vista na Figura 3.5:

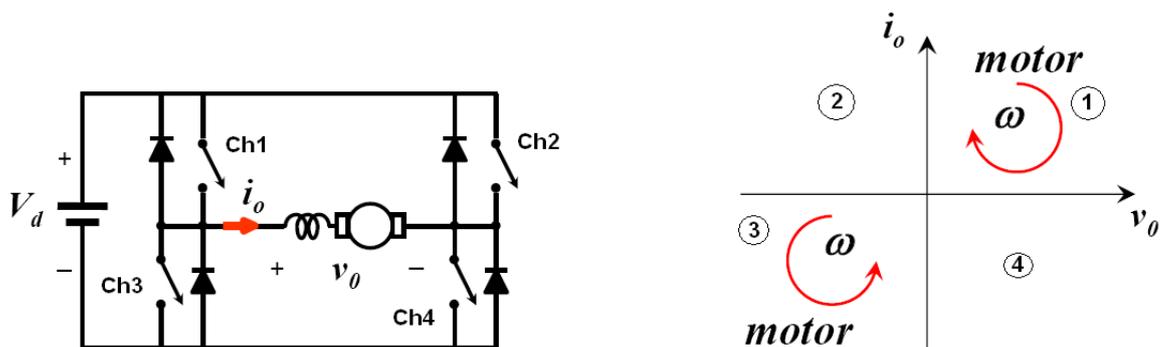


Figura 3.5 – Conversor tipo Buck para operação em 2 quadrantes[7].

Deseja-se que o motor opere nos quadrantes 1 e 3 conforme mostra a Figura 3.5. Nos quadrantes 2 e 4 o motor operaria como gerador, o que não é o propósito deste projeto.

Quando as chaves 1 e 4 (Ch1 e Ch4) se fecham e as chaves 2 e 3 (Ch2 e Ch3) ficam abertas, o maior potencial (V_D) é imposto a um dos terminais do motor e sobre o outro

terminal é imposto 0V. Um *PWM* é responsável por manter as chaves 1 e 2 operando segundo um ciclo de trabalho. Como consequência, uma tensão de valor médio V_o é aplicada ao motor que drena uma corrente de valor médio i_o . Isso possibilita a operação do motor no quadrante 1.

Quando as chaves 2 e 3 fecham e as chaves 1 e 4 ficam abertas, as chaves 2 e 3 operam sobre o mesmo ciclo de trabalho através de um sinal *PWM* complementar ao sinal que realiza o chaveamento das chaves 1 e 4. Com isso uma tensão de valor médio $-V_o$ é imposta ao motor. Como consequência, uma corrente de valor médio $-i_o$ atravessa o motor fazendo com que este gire no sentido oposto, operando no quadrante 3.

Entretanto, não é possível enviar diretamente sinais *PWM* do microcontrolador para as chaves, já que estas consomem uma potência maior do que aquela que o microcontrolador pode entregar (25mA)[8].

Para facilitar a análise e produção do hardware de suporte, foi necessário chavear, segundo o mesmo sinal *PWM* enviado pelo microcontrolador as chaves 1 e 4 (para operação no quadrante 1).

Com um sinal *PWM* complementar ao anterior realizou-se o chaveamento das chaves 2 e 3 (para operação no quadrante 3). Isso foi realizado utilizando-se um modo de operação do microcontrolador chamado *Half-Bridge-Mode*, cujos detalhes serão vistos no capítulo 4. Isso foi necessário para garantir que as chaves 1 e 3 ou as chaves 2 e 4 não fossem fechadas ao mesmo tempo, provocando curto-circuito na fonte de tensão V_d . Detalhes sobre o hardware de suporte serão vistos mais a frente.

4. As chaves utilizadas:

Para construir a Ponte H foram utilizados os transistores TBJ (Transistor Bipolar de Junção) e os *MOSFETs* (Transistor de efeito de campo de semicondutor Metal-Óxido). Especificamente foram utilizados o transistor TIP122 e o mosfet IRF830.

Na figura 3.6, pode-se observar uma representação do circuito no simulador *PSPICE*, pertencente ao conjunto de ferramentas *ORCAD*. Os terminais de saída da ponte são os terminais 1 e 2 do circuito.

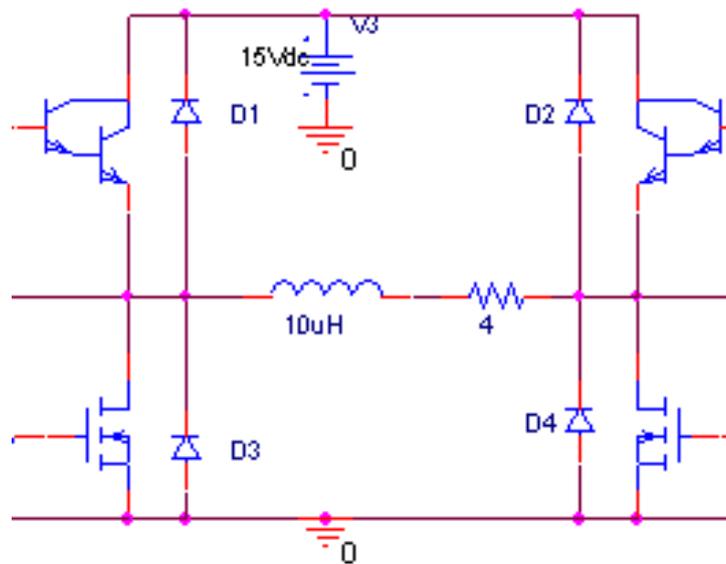


Figura 3.6 – Ponte H conectada ao motor CC.

4.1 – O TBJ:

Trata-se de um componente que é composto de 2 semicondutores dopados negativamente e 1 positivamente (NPN) ou 2 semicondutores dopados positivamente e 1 negativamente (PNP), cujo propósito é fornecer um ganho da corrente de base i_b resultando em um valor i_c . Abaixo se tem uma representação do TBJ.

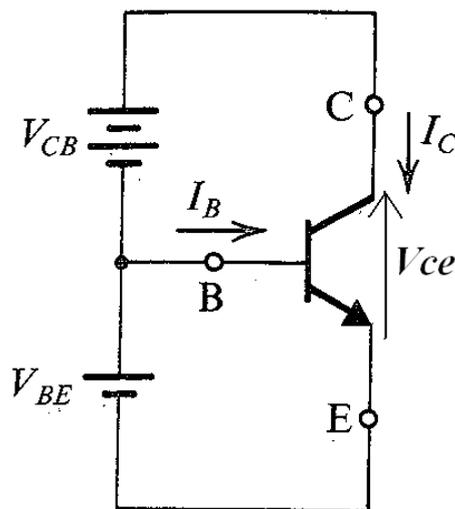


Figura 3.7 – Representação do TBJ [2].

Onde:

i_b é a corrente de base;

i_c é a corrente de coletor que realiza o percurso coletor-emissor;

V_{cb} é a tensão coletor-base;

V_{be} é a tensão base-emissor;

V_{ce} é a tensão coletor-emissor.

Para o *driver* utilizado, é necessário que este transistor opere como uma chave, tendo uma grande queda de tensão e corrente mínima quando a chave está aberta e uma queda de tensão mínima e corrente máxima quando a chave está fechada.

Optou-se por utilizar um transistor tipo NPN devido a sua natureza de polarização, isto é, para amplificar o valor de i_b , é necessário que a tensão base-emissor (V_{be}) e a tensão base-coletor (V_{bc}) sejam positivas. Isto facilita na montagem do hardware de suporte já que somente é necessário impor uma tensão positiva em relação ao coletor (gerando uma corrente de base i_b , limitada pela resistência da base) e não uma tensão negativa e portanto uma corrente de base i_b negativa (como seria caso fosse utilizado um transistor PNP).

Um transistor possui 3 regiões de operação: região de corte, região de saturação e a região ativa. Essas regiões podem ser vistas conforme a figura 3.8:

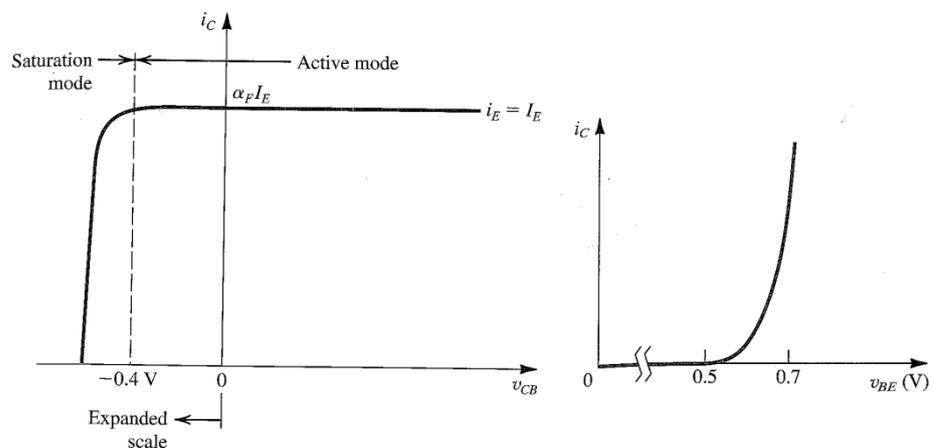


Figura 3.8 – Regiões de operação do TBJ[2].

Para que um transistor opere como uma chave, seu ponto de operação deve alternar entre a região de corte (onde a queda de tensão é máxima e a corrente são aproximadamente zero), simulando uma chave aberta e a região de saturação (onde a queda de tensão é muito pequena, porém a corrente drenada é elevada), simulando uma chave fechada.

No gráfico i_c versus v_{be} , para V_{be} menor do que 0,5V, o transistor entra na região de corte onde, devido ao fato da corrente i_c ser mínima, para satisfazer a lei das tensões de Kirchoff, a tensão V_{ce} é máxima e a tensão no emissor (aplicada ao motor) é aproximadamente zero.

No gráfico i_c versus v_{cb} , para v_{cb} negativo (V_b maior do que V_c) e módulo menor do que 0,4 V, o transistor entra no modo de saturação.

Considerando que o seu ponto de operação é próximo do “joelho” da curva, este opera com corrente i_c próxima do valor máximo, porém com uma queda V_{ce} pequena, atendendo a lei das tensões de Kirchoff. Isso implica em uma tensão no emissor próxima da tensão do coletor. Isso permite que seja aplicada uma tensão próxima do valor da fonte ao motor.

É importante observar mais duas características das chaves: a primeira se refere a sua potência máxima e a segunda se refere a aumento da temperatura em função da potência de trabalho.

A potência máxima de um transistor é medida a partir da seguinte equação:

$$P = I_c V_{ce} \quad \text{Eq. (3.6)}$$

Na região de saturação quando o transistor estiver operando como uma chave fechada, isto pode limitar a corrente I_c que alimentará o motor. O TIP122 é um transistor npn que suporta uma corrente de coletor contínua de 5 A, possui V_{ce} de 4V (quando operando no modo saturado) e suporta até 100V de tensão V_{ce} no modo de corte. Sua potência máxima de 65 Watts o que implica em uma obtenção de aproximadamente 16 A na corrente de coletor (valor pulsado de corrente). Além disso sua corrente máxima de base é de 120 mA, que pode ser fornecida pelo hardware de suporte.

A elevação de temperatura com a variação de potência é um valor que indica o quanto de variação de potência de trabalho do transistor é necessária para que ocorra um aumento de temperatura de 1°C. Este valor é importante porque, como o transistor será chaveado a uma frequência de aproximadamente 10kHz, isto provoca o aquecimento do transistor e, somado a sua potência de trabalho, a temperatura pode aumentar excessivamente à medida que o chaveamento ocorre. Este valor para o TIP122 é de $0.52 \frac{W}{^\circ C}$.

Devido as características listadas acima, o TIP122 mostrou-se como uma boa escolha como uma das chaves da Ponte H.

4.2 – MOSFET:

Trata-se de um componente semiconductor que, similar ao TBJ, pode ser utilizado como uma chave. A diferença entre ele e o TBJ é que o MOSFET é acionado por tensão e não devido a uma corrente. Além disso, pode operar em frequências mais elevadas que o TBJ, porém para o projeto em questão opera adequadamente a frequência de 10kHz.

Pode ser de 2 tipos: *MOSFET* tipo enriquecimento ou depleção. O *MOSFET* tipo enriquecimento tem sua estrutura representada na figura 3.9.

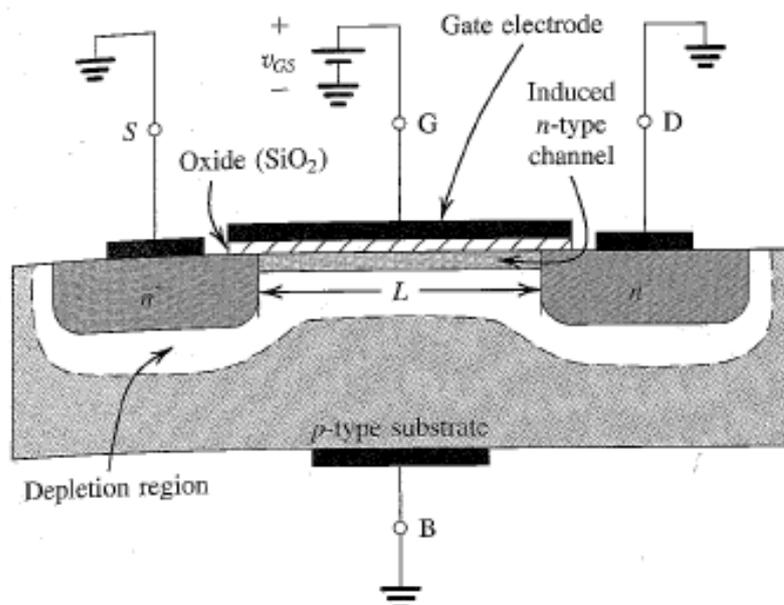


Figura 3.9 – Estrutura física de um MOSFET canal n tipo enriquecimento [2].

É composto por quatro terminais: *Gate* (Porta - G), *Drain* (Dreno - D), *Source* (Fonte - S) e *Body* (Corpo - B). Cada terminal é ligado a um semicondutor dopado com mais portadores de carga negativos (n^+) ou semicondutores dopados com mais portadores de carga positivos ou lacunas (p). Este último é chamado substrato e é conectado ao terminal B.

O terminal G é conectado a uma camada de Óxido através de um eletrodo de metal, daí o nome Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Transistor Metal Óxido semicondutor de Efeito de Campo).

Como pode ser observado na figura 3.9, os terminais S e B estão em curto. Isso garante que as junções pn do MOSFET ficarão reversamente polarizadas e aumentarão a camada de depleção que impedirá a passagem de uma corrente caso seja aplicada uma tensão entre os terminais D e S (V_{ds}).

Quando uma tensão V_{gs} é aplicada entre o terminal G e S, os elétrons dos semicondutores tipo n^+ aproximam-se do terminal onde a tensão positiva é aplicada, enquanto que as lacunas no substrato afastam-se desse terminal, deixando ligações covalentes das moléculas restantes e criando um canal n, por onde os elétrons irão passar quando uma tensão V_{ds} positiva for aplicada aos terminais D e S.

Abaixo se tem o símbolo do MOSFET tipo enriquecimento canal n.

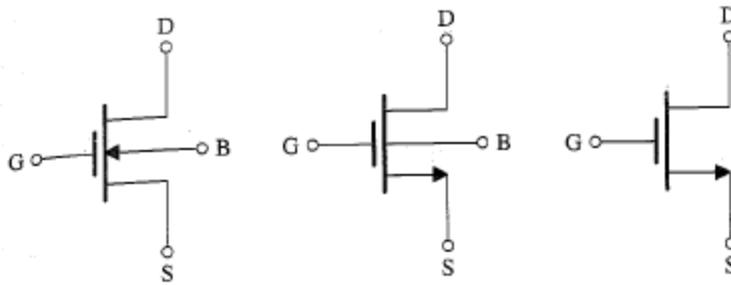


Figura 3.10 – Símbolos do MOSFET canal n tipo enriquecimento [2].

O *MOSFET* tipo depleção é similar ao tipo enriquecimento mostrado anteriormente, porém a diferença é que o canal n é implementado fisicamente. Como o aquele utilizado no projeto é de tipo enriquecimento canal n, não será abordado detalhes desse tipo de *MOSFET*.

Pode operar em 3 regiões: a região de triodo, de saturação e de corte.

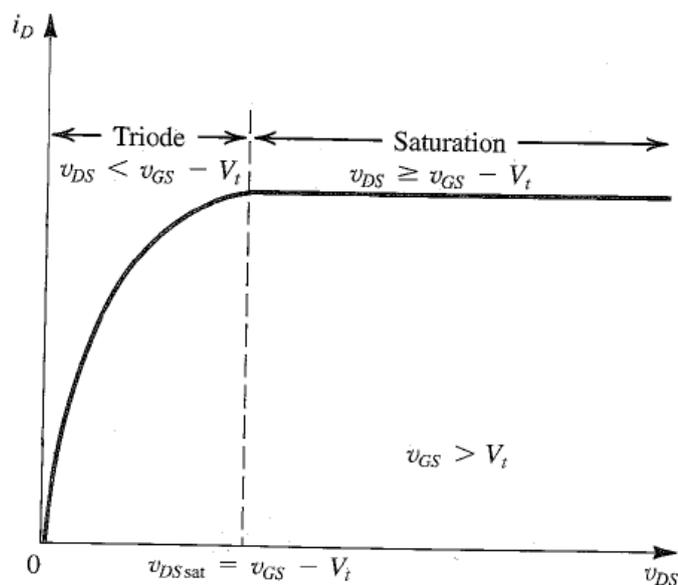


Figura 3.11 – Regiões de operação do MOSFET: região de triodo e região de saturação [2].

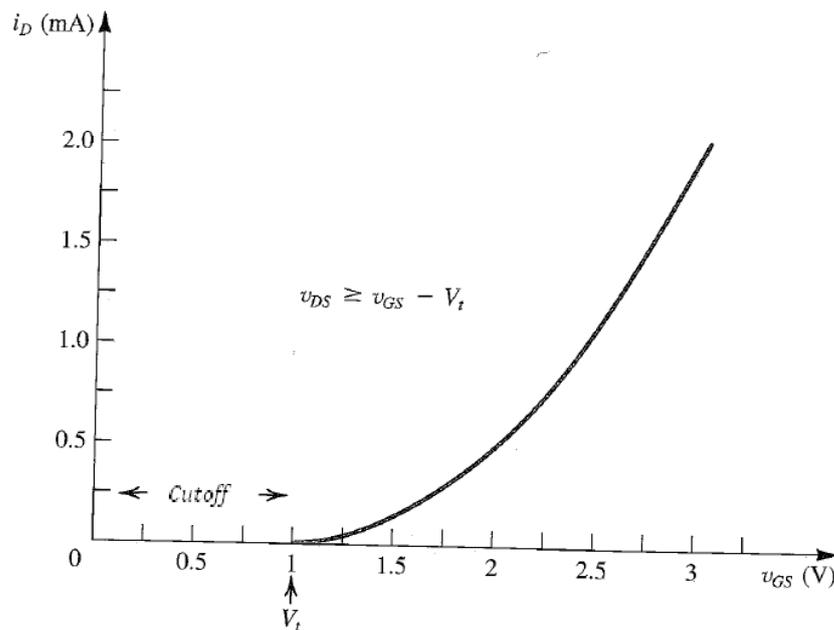


Figura 3.12 – Regiões de operação do MOSFET: região de corte e região de saturação [2].

Para operar como uma chave, é necessário que o MOSFET opere nas regiões de corte e de saturação, para simular uma chave aberta e fechada respectivamente. Conforme mostra o gráfico da figura 3.12, é necessário que V_t (tensão de *threshold*) seja imposta entre os terminais G e S para que uma corrente I_d atravessasse os terminais D e S.

Para o projeto escolheu-se o MOSFET IRF830 devido ao fato de que ele possui um diodo anti-paralelo que protege a própria chave de surtos de tensão causados pela carga indutiva (motor), apresentando uma queda de tensão pequena no diodo em anti-paralelo, o que permite que o potencial 0V não sofra quedas quando a corrente do motor atravessar o diodo no período que a chave está aberta. Além disso, ele suporta uma corrente I_d contínua de 4,5A (aproximadamente a corrente drenada pelo motor).

A potência do MOSFET é fornecida pela equação:

$$P = I_D V_{DS} \quad \text{Eq. (3.7)}$$

A potência máxima da chave é de 100W, o que significa que o MOSFET é capaz de conduzir uma corrente máxima I_d de aproximadamente 20 A (já que V_{gs} utilizado no projeto é de 5V).

O aumento de temperatura com a potência é de $0,8 \text{ W}/^\circ\text{C}$. Isso é uma desvantagem, já que o MOSFET eleva sua temperatura rapidamente com uma pequena variação de potência, porém essa desvantagem é compensada com a sua elevada frequência de trabalho e potência, além do diodo em anti-paralelo, que apresenta uma queda pequena.

5. O hardware de suporte:

O hardware de suporte foi construído devido a necessidade de elevar os níveis de tensão dos sinais *PWM* microcontrolador (0 ou 5V – lógica *TTL*) e corrente drenada do mesmo para os níveis de tensão que são capazes de acionar as chaves do driver. Além disso, tem a função de proteger o microcontrolador de surtos de corrente exigidos pelo próprio driver. Isso é realizado pelo optoacoplador PS9552 que consiste de um led, um transistor e um *MOSFET* tipo n.

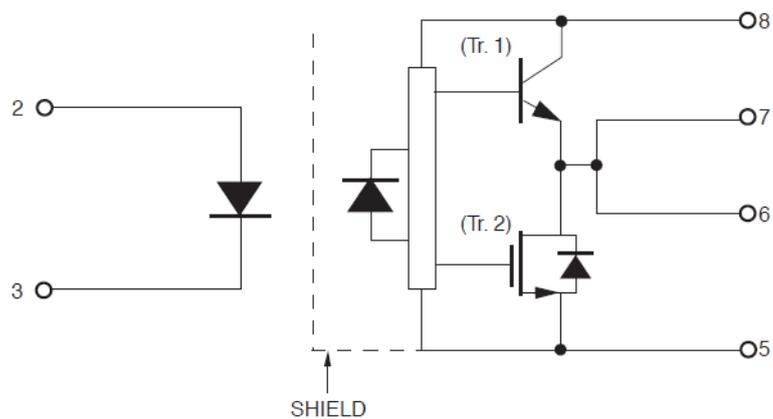


Figura 3.13 – Representação esquemática do PS9552[9].

Caso seja aplicada uma tensão positiva entre os terminais 2 e 3 (5V ou nível lógico 1), polarizando diretamente o diodo led, a luz emitida por esse é captada pelo foto-diodo polarizando o transistor e atribuindo aos terminais 6 e 7 a tensão do terminal 8 (20V). Caso ao diodo Led seja imposto uma tensão nula o *MOSFET* tipo n é polarizado o a tensão nula no terminal 5 é imposta aos terminais 6 e 7.

A referência da tensão entre os terminais 2 e 3 é diferente daquela entre os terminais 6/7 e 5. Isso é útil porque impede que os ruídos provenientes do motor não se propaguem para o terminal 2, que está conectado ao microcontrolador impedindo que este opere de forma indevida. Além disso, uma corrente muito elevada exigida pelo motor é limitada pela potência máxima do PS9552.

A figura 3.14 abaixo representa o hardware que foi simulado no *PSPICE*, para validar o funcionamento das chaves:

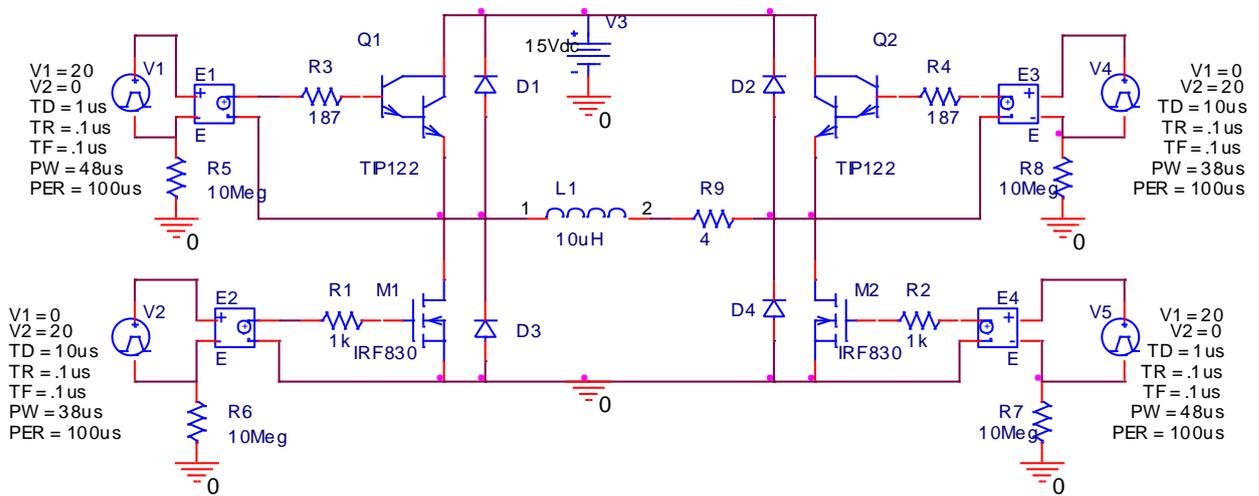


Figura 3.14 – Representação elétrica da ponte H.

Como pode-se observar a ponte H está representada de forma diferente daquela representada na figura 3.5. Porém o circuito é o mesmo.

É possível observar que o PS9552 não está presente no circuito. Isto ocorre porque não foi obtido um modelo equivalente no *CAPTURE*, o que levou sua substituição por um fonte de tensão cujo sinal é uma onda quadrada de frequência de 10kHz. Devido ao mesmo motivo, o hardware mostrado na figura 3.14 (com exceção do TIP122 e do IRF830) não representa o hardware montado em bancada.

O hardware montado em bancada é representado nas figuras 3.15 e 3.16 vistas abaixo:

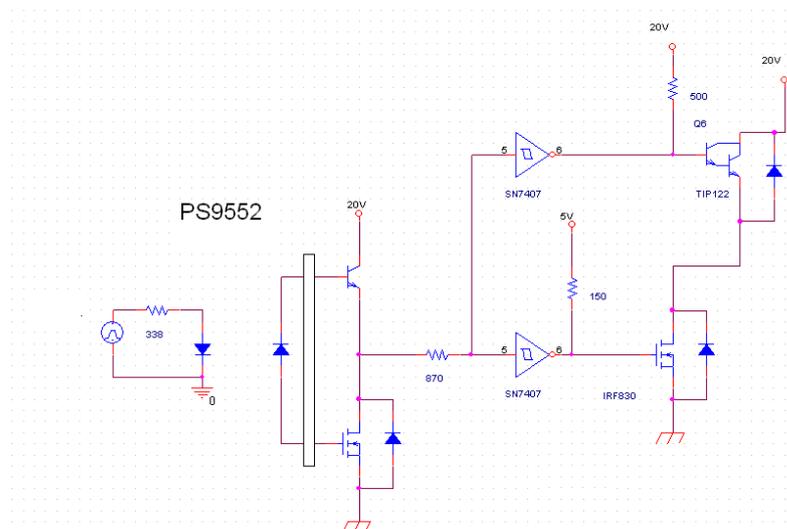


Figura 3.15 – Representação elétrica do hardware montado em bancada.

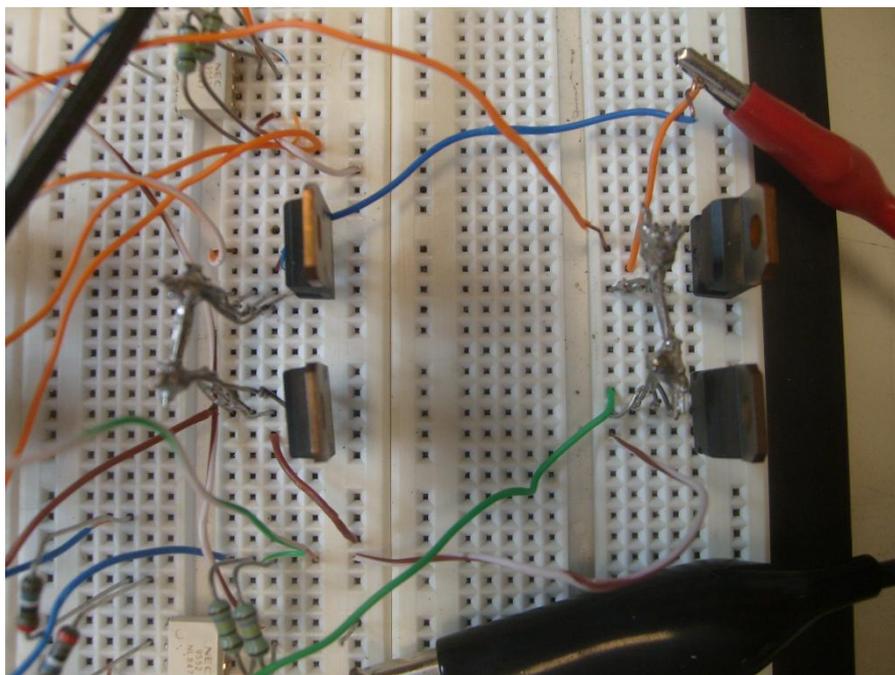


Figura 3.16 – Foto das chaves da ponte H (parte do hardware montado em bancada).

É necessário que a fonte de tensão do driver que alimenta o buffer SN7407 seja diferente da fonte utilizada para fornecer a tensão terminal V_t . Isso foi concluído durante a montagem do driver, porque a fonte, para fornecer a corrente de partida do motor cc, reduziu a tensão terminal do motor para manter a potência máxima exigida pelo motor.

Como a fonte utilizada para alimentar as chaves de tensão do driver era a mesma que alimenta o motor, uma queda de tensão fez alguns componentes (como o PS9552) saírem da sua região nominal de operação, impossibilitando o chaveamento e consequentemente, que o motor fosse alimentado pela corrente necessária para “vencer” a inércia do rotor.

A figura 3.7 mostra a conexão entre o microcontrolador e o driver na bancada (circuito na protobord à direita):

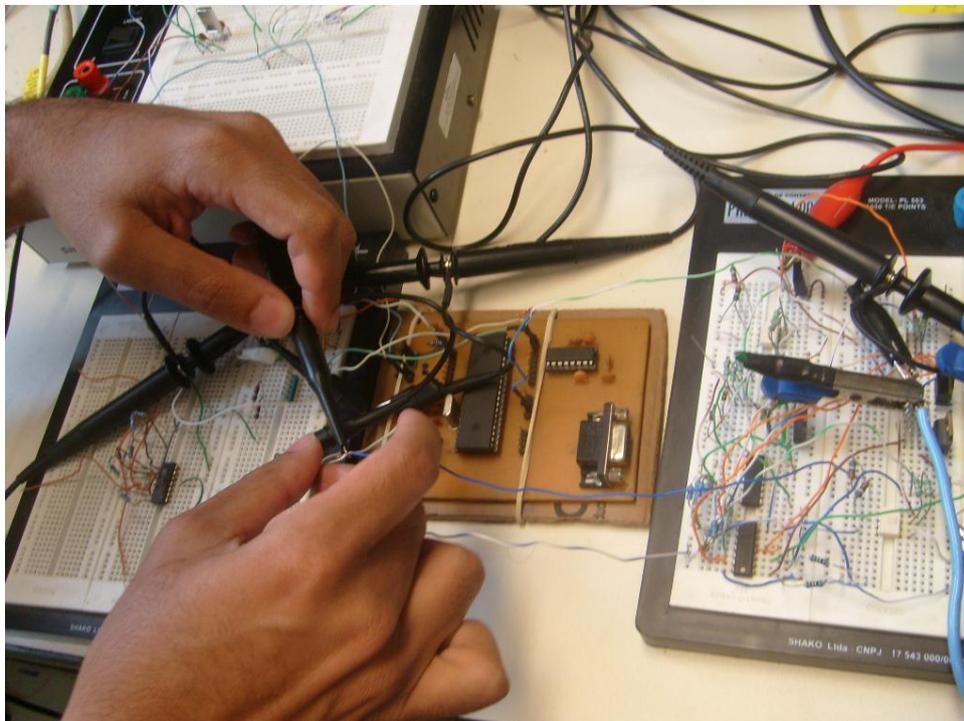


Figura 3.17 – Foto da bancada utilizada, incluindo o microcontrolador (na placa do centro) e do driver (protoboard à direita).

Todo o hardware mostrado nesse capítulo (hardware de suporte) foi produzido com o propósito de acionar o motor e permitir que esse trabalhe em suas condições nominais de operação. Isso não é possível sem o conhecimento prévio de como as chaves operam e como cada componente do circuito funciona, bem como a potência que cada um pode fornecer para que um deles não deixe de operar ao longo do funcionamento do driver.

CAPÍTULO 4

O software embarcado de controle da corrente

1.Introdução:

Nesse capítulo, será analisado o software que realiza o controle da corrente. Ele realiza todo o processo de controle do motor, sendo responsável por comparar a corrente drenada da reação (I_{rms}) com a corrente de referência (I_{ref}).

A partir dessa informação, o software determina os *Duty Cycle* dos sinais *PWM* para que o motor seja acionado em um sentido de rotação ou outro, a fim de imergir ou emergir os eletrodos da solução, aproximando I_{rms} de I_{ref} .

2. O microcontrolador:

O microcontrolador utilizado é o *PIC18F4550* da *MICROCHIP*. A razão da escolha desse microcontrolador foi a sua disponibilidade e também sua versatilidade, isto é, sua capacidade de facilmente embarcar algoritmos que foram programados utilizando a linguagem C e através deles determinar como o microcontrolador vai responder a interrupções externas e/ou gerar interrupções internas com uma frequência determinada ou ainda configurar o conversor A/D ou modo de geração de sinal *PWM*.

Na figura 4.1 pode-se observar a pinagem do microcontrolador:

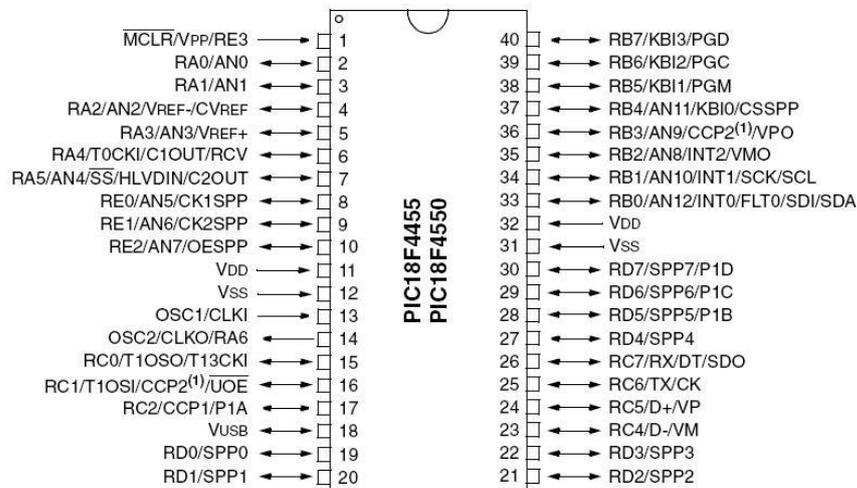


Figura 4.1 – Pinagem do microcontrolador utilizado (*PIC18F4550*)[8].

Os pinos utilizados nesse projeto foram os pinos 2 (AN0), 17 (P1A) e 28 (P1B) onde:

AN0 representa o canal zero do conversor A/D;

P1A e P1B representam os pinos de saída do sinal *PWM* complementar, utilizados quando se utiliza o modo *HALF-BRIDGE* do módulo *PWM*.

Como pode ser observado, o uso de pinos específicos implica que funções específicas do hardware do microcontrolador são utilizadas. O uso do A/D faz-se necessário devido ao fato de que é necessário amostrar e converter um sinal de 0 a 5V (sinal analógico) em um valor de 8 bits (valor digital).

Half-bridge (meia-ponte) faz-se necessário porque ela fornece 2 sinais PWMs complementares que permitem a configuração do “*Dead-Band Delay*” (Tempo de “Banda Morta”).

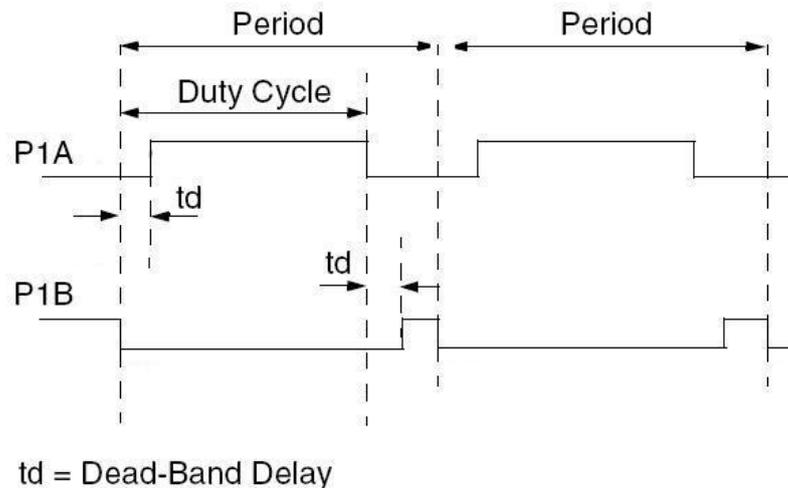


Figura 4.2 – Saída dos pinos P1A e P1B com sinais PWM complementares e Dead-Band Delay[8].

É possível configurar (atribuindo 1 aos bits dos registradores adequados) o Duty Cycle, período e o Dead-Band Delay. Esse último é de grande importância porque ele adiciona um intervalo de tempo entre o início do nível 0 de P1A e o início do pulso positivo complementar de P1B (como pode ser observado na Figura 4.2). Isso impede que uma chave seja aberta no mesmo instante que a outra se fecha. Caso isso ocorresse, fecharia-se ao mesmo tempo 2 chaves que provocando um curto-circuito na fonte.

Para utilização em bancada juntamente com o driver, foi utilizado uma placa de suporte ao microcontrolador que pode ser vista na figura abaixo:

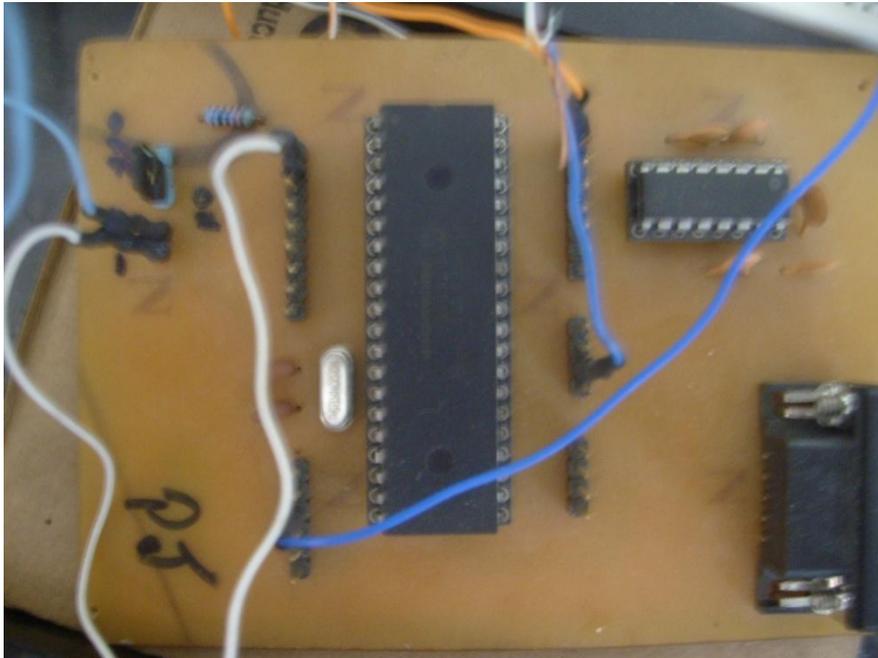


Figura 4.3 – Placa de suporte ao microcontrolador utilizada no projeto (vista superior).

A placa permite a operação do microcontrolador com o acesso a cada um de seus 40 pinos e também permite a comunicação serial entre o esse e outro periférico (um PC por exemplo).

Esta placa mostrou-se de grande utilidade porque permitiu conectar o microcontrolador ao driver e também ao hardware de medição (que será visto com mais detalhes no capítulo 5).

3. O Fluxograma do software:

O fluxograma do software é exibido a seguir. Convém destacar que depois do processo “configuração do A/D e da interrupção #INT_TIMER0”, inicia-se um processo paralelo ao fluxo principal do programa que é a contagem de um intervalo de tempo descrito como “contador #INT_TIMER0”. Quando este intervalo de tempo termina, a interrupção 1 é acionada e interrompe o fluxo principal do programa, independente do processo que estiver sendo realizado durante o fluxo principal do programa. Dessa forma, inicia-se a interrupção #INT_TIMER0 (interrupção 1), cuja função de tratamento é descrita posteriormente. Quando esta interrupção chega ao fim, o programa volta ao fluxo principal no ponto onde este tinha parado e o contador da interrupção 1 reinicia.

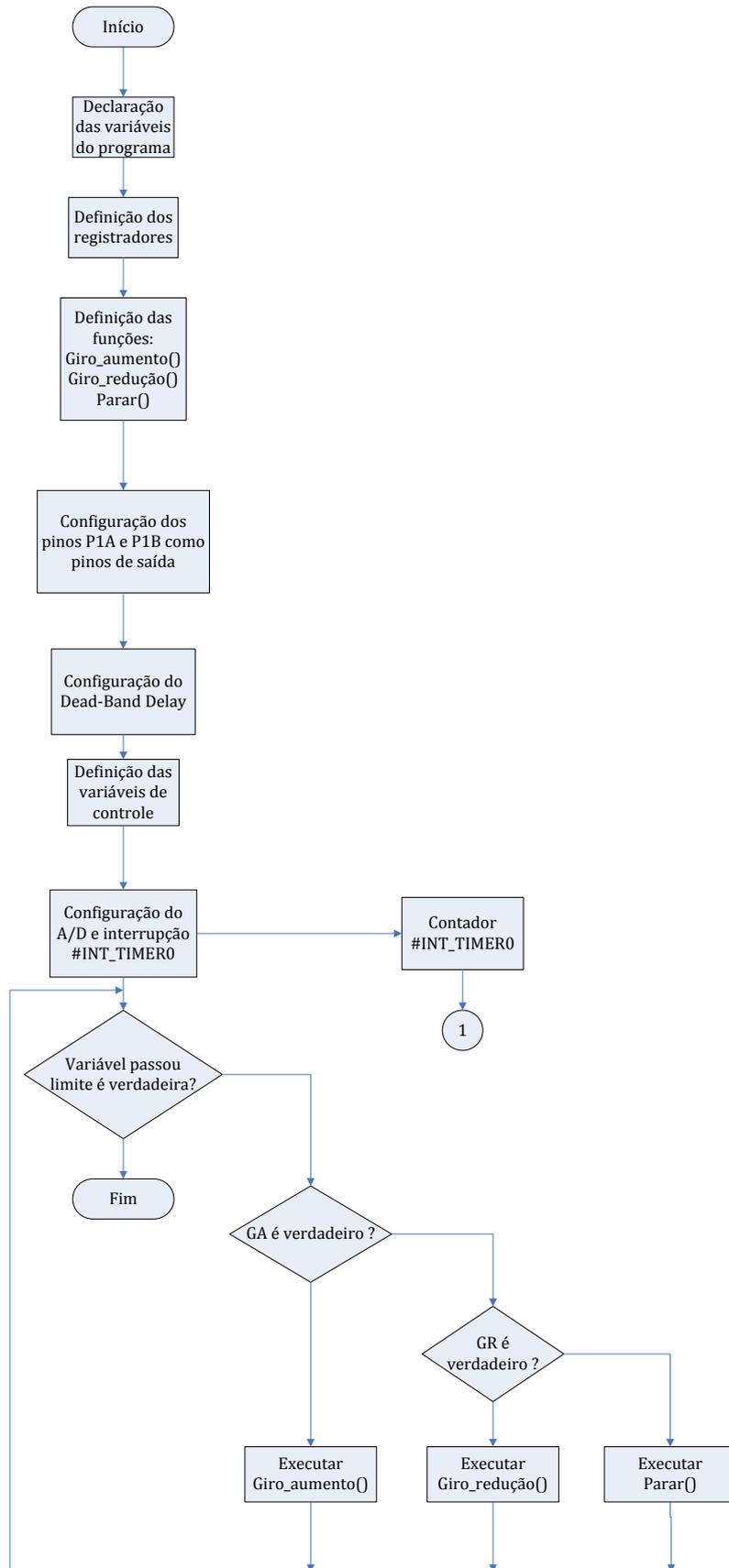


Figura 4.4 – Fluxograma principal do software.

Fluxograma da função de tratamento da interrupção 1 (#INT_TIMER0)

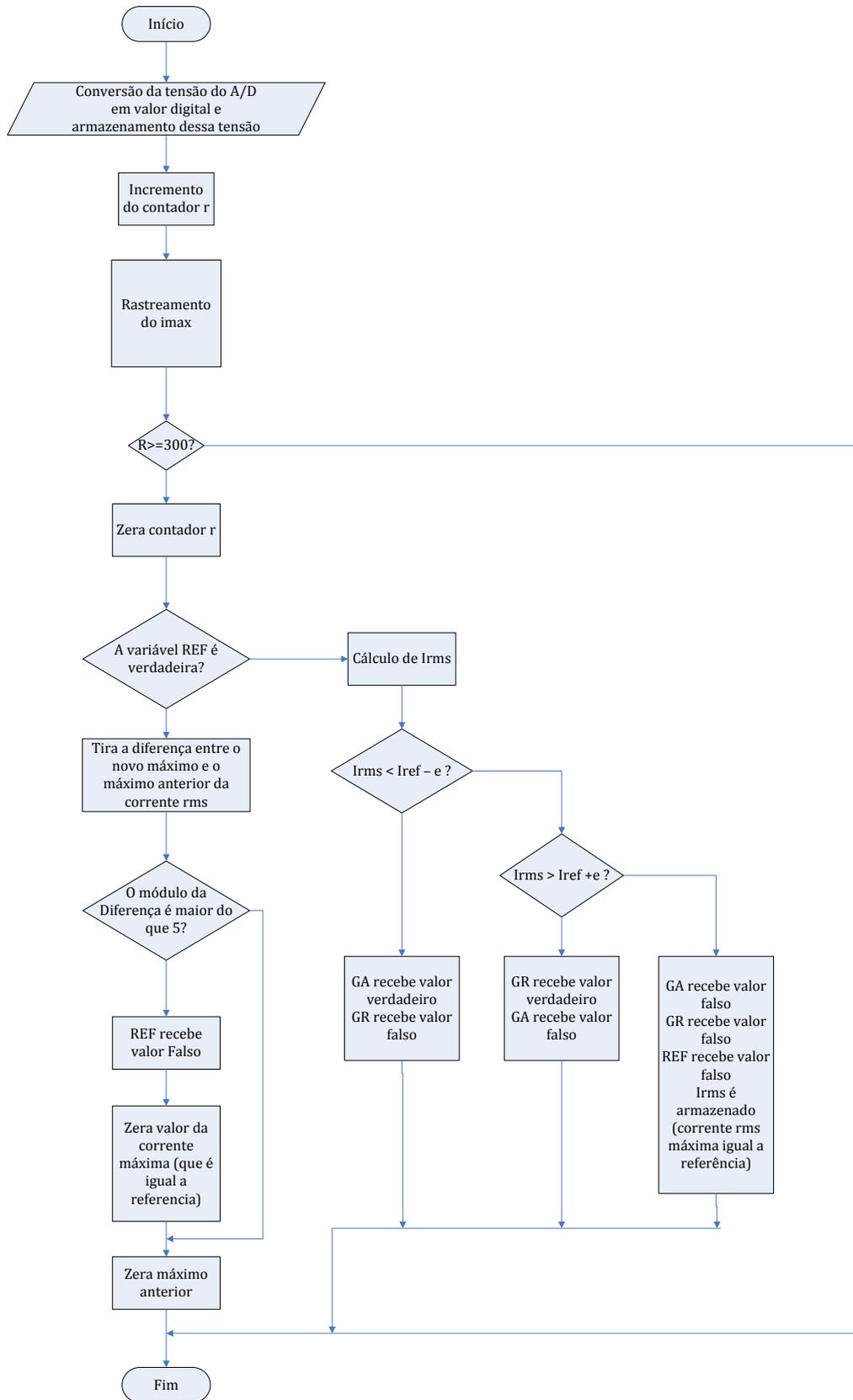


Figura 4.5 – Fluxograma da interrupção #INT_TIMER0.

4. O software embarcado:

O código-fonte do software e seus comentários podem ser visto no anexo 1 deste projeto.

CAPÍTULO 5

Resultados obtidos

1.Introdução:

Através de toda a base teórica para o projeto, foi possível projetar e testar em bancada cada uma de suas partes constituintes. Porém, ainda sobrou uma que, é essencial para que o sistema funcione. Trata-se do hardware de medição que mede e condiciona a corrente drenada pela solução eletrolítica (I_{rms}) para valores adequados de tensão que podem ser convertida em um sinal digital através do conversor A/D do microcontrolador.

Através deste hardware, foi possível obter os resultados do projeto, cuja análise será feita neste capítulo.

2. O hardware de medição:

O hardware de medição é composto por um sensor de efeito-hall HAS 100-S capaz de medir até 100 A_{rms} com um linearidade e acurácia de 1% para uma faixa de corrente *RMS* de 0 a 100A[10].

O efeito hall é um fenômeno eletromagnético onde, para cargas que se movem a uma velocidade determinada e estão imersas em um campo magnético (gerado pela corrente que atravessa o sensor), existe a ação de uma força que desloca as cargas em direções opostas provocando uma diferença de potencial. Como o campo magnético é proporcional a corrente do sensor (lei de Ampère) a tensão induzida também é proporcional a essa corrente.

A corrente máxima *RMS* a ser medida é de aproximadamente 10A e o sensor mede até 100 A_{rms} fornecendo uma tensão de saída $\pm 4V$ com um offset de $\pm 20mV$. Esse offset é proveniente do efeito de histerese do circuito magnético do sensor que, mesmo com a fonte de campo magnético nula [10] (corrente do primário ou corrente medida nula) apresenta um campo magnético residual induzindo uma tensão nos terminais de saída do sensor. Isso mostra-se como um problema já que, para uma corrente de 10 A_{rms} , a tensão de saída do sensor seria muito pequena e a precisão da corrente medida seria menor, além da resolução ser menor devido à histerese do material.

Para resolver esse problema procedeu-se da forma descrita a seguir.

Segundo a lei de Ampère ($\oint H \cdot dl = NI$), e supondo H constante ao longo de toda a circulação, a intensidade de campo magnético é proporcional a corrente I e ao número de vezes que essa corrente aparece dentro da circulação (N). Isso permite afirmar que, para uma mesma circulação, 100 A_{rms} cujo N é 1, produzirão a mesma intensidade de campo H que 10 A_{rms} cujo N é 10.

Portanto, sabendo-se que 100 A_{rms} produzem um campo magnético que gera $\pm 4V$ de tensão de saída, para produzir o mesmo campo utilizando 10 A_{rms} no sensor é

necessário circular o condutor em volta do sensor 10 vezes, fazendo com que o condutor atravesse a região onde a medição é realizada 10 vezes. Isso resulta em $\pm 4V$ de tensão de saída do sensor para um fundo de escala menor ($10A_{rms}$).

A partir de medições de correntes RMS e as respectivas tensões RMS de saída do sensor foi possível obter a figura 5.1, que mostra a relação V_{sensor} versus I_{rms} .

Pode-se observar que o coeficiente linear da reta é o K de transdução, cujo valor é de $0,0372 V_{rms}/A_{rms}$.

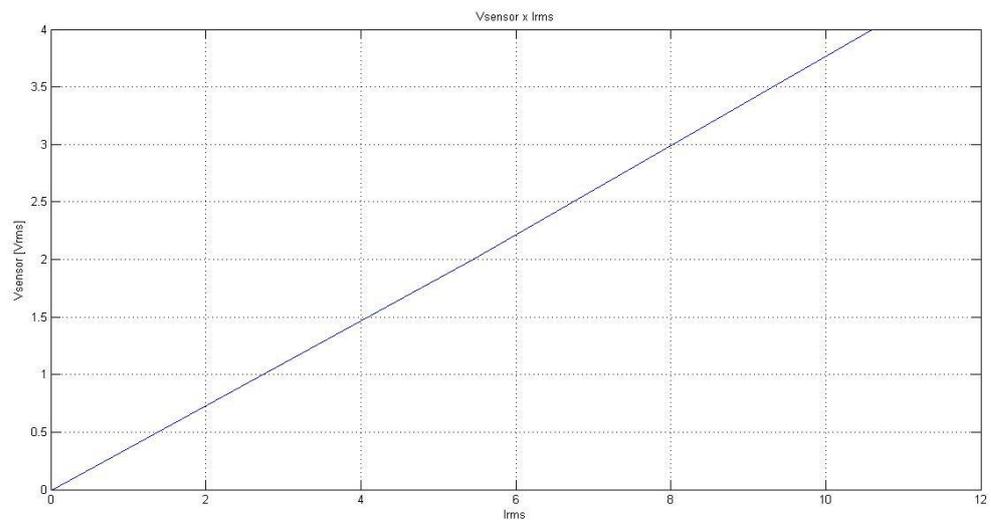


Figura 5.1 – Gráfico V_{sensor} x I_{rms} do HAS 100-S.

A figura 5.2 mostra o sensor utilizado.



Figura 5.2 – Foto do HAS 100-S utilizado em bancada.

Um retificador de precisão foi conectado ao sensor de corrente para transformar o sinal alternado de tensão da saída do sensor em uma tensão retificada de 0 a 5V (nível de tensão aceito pelo conversor A/D do microcontrolador). Esse retificador pode ser visto na figura 5.3.

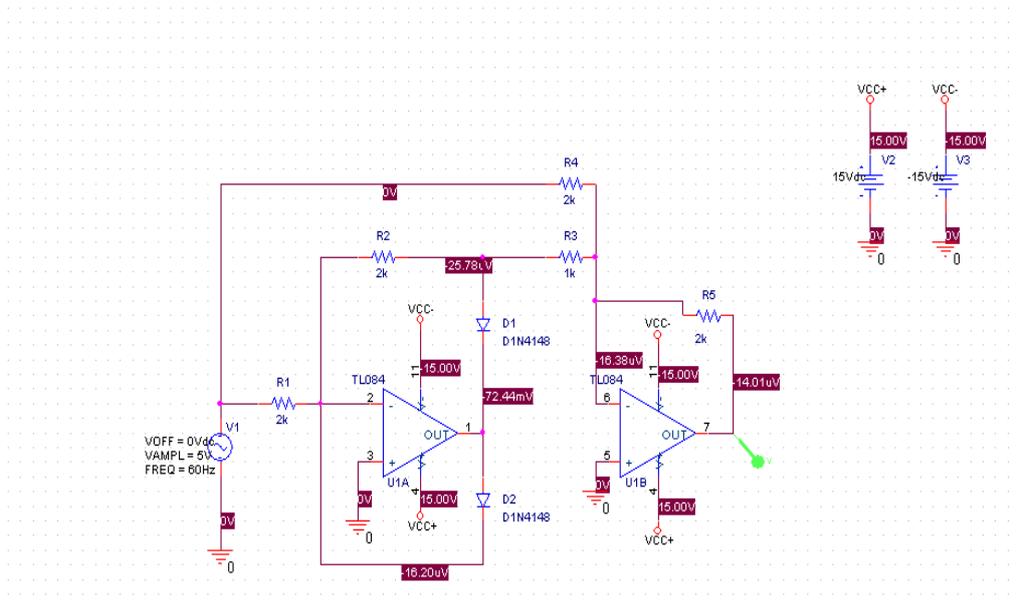


Figura 5.3 – Retificador de precisão.

Conectado a esse retificador de precisão tem-se um filtro RC, cujo propósito é impedir a passagem de surtos ou ruídos de tensão e componentes de alta frequência provocados por ruídos ou surtos na medição de corrente, permitindo somente a passagem das frequências mais baixas do sinal abaixo da frequência de corte (filtro passa-baixa). Além disso, ele diminui o *ripple* em torno do valor máximo do sinal de tensão (comparado ao *ripple* do sinal retificado), facilitando o trabalho do software em rastrear o máximo de corrente instantânea para assim calcular a corrente *RMS*.

Esse filtro possui frequência de corte de 80 Hz e é composto por um capacitor de 200nF e um resistor de 10kΩ . Em função da queda de tensão que ele provoca por não ser um filtro ideal, foi necessário elevar o ganho do retificador de precisão de 1 para 1,32.

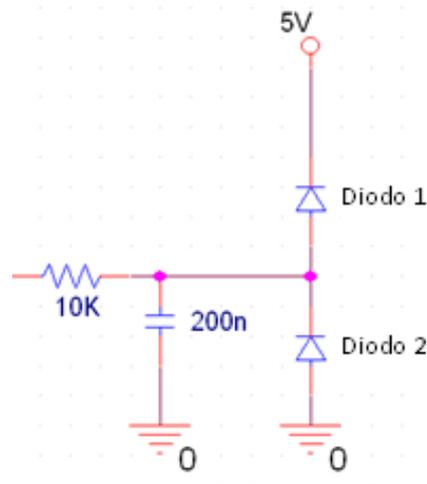


Figura 5.4 – Filtro RC utilizado na saída do retificador.

Os diodos conectados ao filtro servem para proteger o conversor A/D (que suporta até no máximo 5V). Estes fazem isso da seguinte forma: se a tensão é maior do que 5V o diodo 1 é diretamente polarizado e passa a conduzir, com uma queda de aproximadamente 0,7V, impedindo que o nível de tensão muito maior do que 5V chegue ao conversor A/D (a tensão máxima imposta ao conversor A/D nos ensaios foi de 5,6V). O diodo 2 impede que a tensão no conversor se torne negativa, porque quando a tensão de saída do retificador é menor do que zero, ele é diretamente polarizado com uma queda de tensão de aproximadamente 0,7V.

Durante os testes a tensão mínima no conversor A/D foi de -0,7V, o que limita consideravelmente o dano que seria causado se a tensão fosse para -15V (caso algum dos componentes do retificador não operasse corretamente e a tensão de saída saturasse em aproximadamente -15V, como, por exemplo, ser imposto 0V ao terminal de alimentação +15V).

A figura 5.5 mostra o hardware de medição utilizado em bancada.

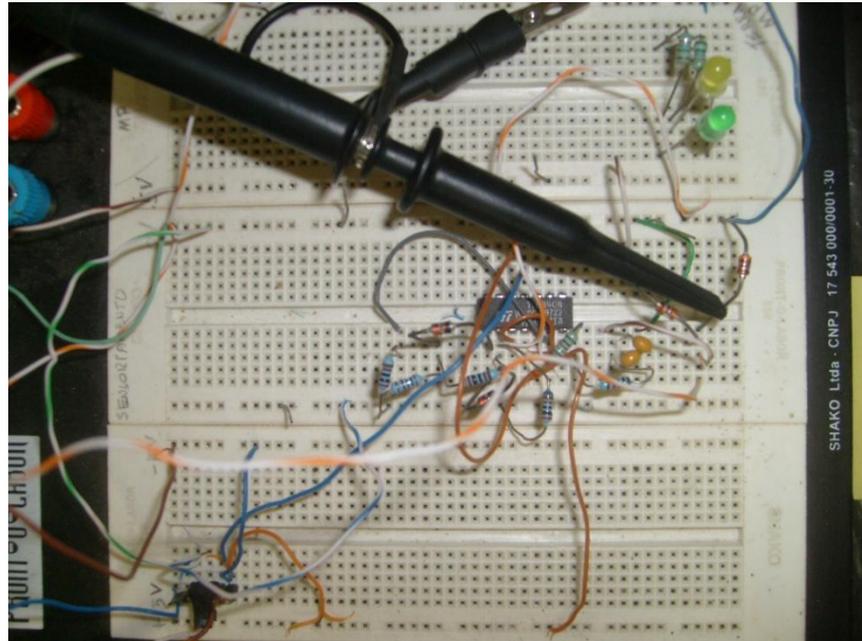


Figura 5.5 – Hardware de medição montado na bancada.

3. Resultados e análise:

Para obter-se os resultados e realizar a análise dos mesmos, é necessário conectar todas as partes constituintes do sistema que constitui o projeto.

A seguir são mostrados os gráficos das formas de onda de tensão medidas do driver, hardware de medição, I_{motor} e a tensão na entrada do conversor A/D.

A concentração utilizada na solução de água + sal foi de 1g/L.

A figura 5.6 representa a tensão medida da saída do *driver* (sinal em azul - CH4), e também a corrente drenada pelo motor (sinal em vermelho - CH2) ambos em função do tempo, resultado do acionamento das chaves do *driver* pelos sinais PWM do microcontrolador de forma que o motor gire em um determinado sentido.

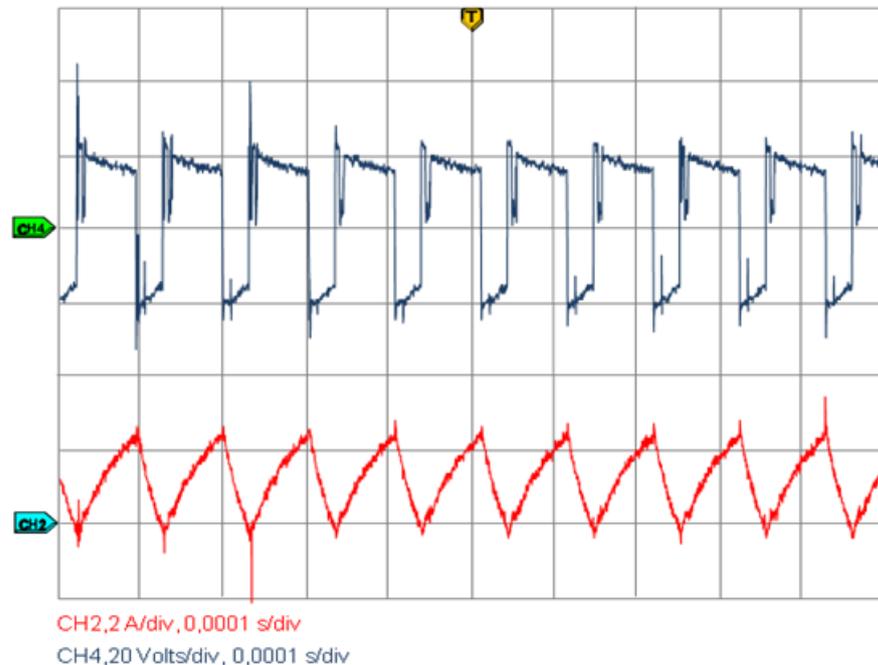


Figura 5.6 – Tensão na saída da ponte H e corrente drenada pelo motor cc.

Através da figura 5.6 observa-se que a tensão de saída do driver apresenta-se como um sinal chaveado.

O valor médio positivo é de 6,10 V.

A corrente drenada pelo motor apresenta valor máximo de aproximadamente 2A. Isso permite concluir que as chaves estão operando longe de sua capacidade máxima de corrente (aproximadamente 5A).

É possível observar que as formas de onda apresentam-se com ruídos. Isso se deve a corrente drenada pelo motor e a tensão de armadura apresentarem ruído, proveniente de oscilações mecânica de torque e velocidade o que implica que a tensão terminal também apresentará ruído (a tensão terminal é a tensão de saída do driver).

A figura 5.7 representa as mesmas medições exceto que, os sinais PWM do microcontrolador desta vez acionam o motor no sentido oposto.

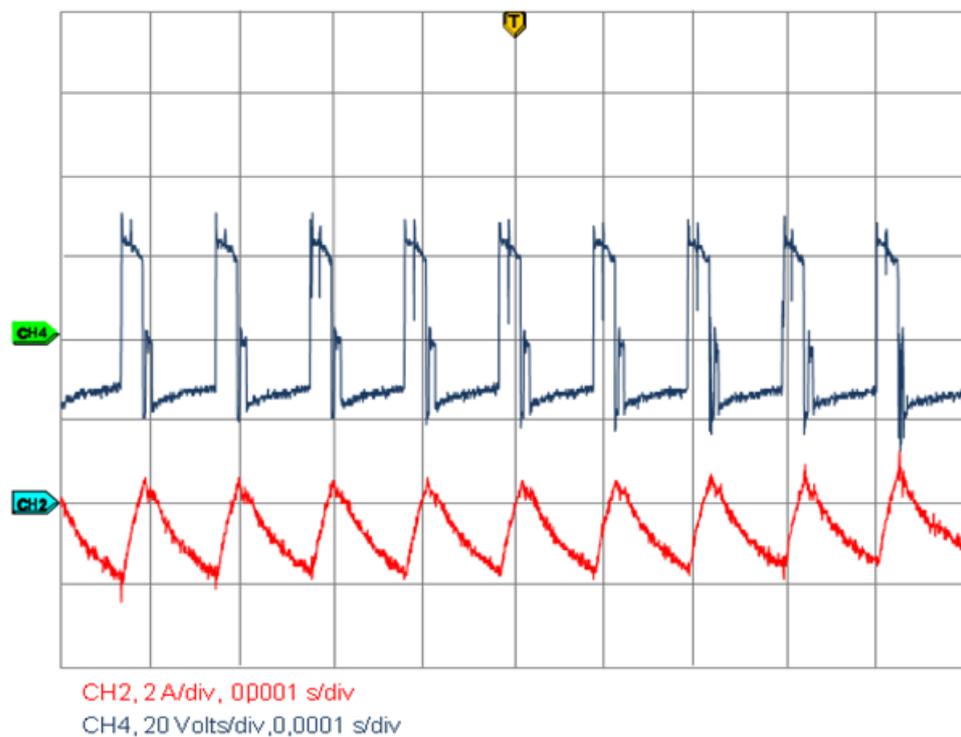


Figura 5.7 – Tensão da saída da ponte H e corrente drenada pelo motor cc (para um sentido de rotação oposto ao da figura 5.6).

Como pode ser observado na figura 5.7, o valor médio da tensão de saída do *driver* é negativo, assim como o valor médio da corrente drenada pelo motor. Porém, nota-se que esse último aumenta ao longo do tempo. Isso ocorre porque o valor do *Duty Cycle* e a largura do pulso que mantém a tensão positiva sobre o motor é tal que a energia negativa armazenada pelo indutor do motor é descarregada completamente e uma pequena quantidade de energia positiva é armazenada.

Quando a tensão negativa é imposta ao motor, esse deve, para chegar a corrente máxima de 2A, descarregar a energia positiva e carregar novamente o indutor com energia negativa. Porém, a corrente não consegue atingir o valor de 2A e mais energia positiva é carregada durante o período que a tensão sobre o motor é positiva.

Como esse ciclo se repete, o valor médio da corrente portanto aumenta.

Uma forma de resolver esse problema seria, em trabalhos futuros, ajustar o *Duty Cycle* do microcontrolador para um valor que mantivesse a tensão positiva no motor tempo suficiente para a corrente chegasse a zero e não revertesse de sinal.

As figuras a seguir mostram, respectivamente, o tempo de propagação do nível Alto para Baixo (TPHL – Time of Propagation High-Low) e o tempo de propagação do

nível Baixo para Alto (TPLH – Time of Propagation Low-High) do sinal *PWM* do microcontrolador até a ponte H.

O efeito da variação do nível lógico do sinal *PWM* (representado pelo sinal vermelho) é medido em função do tempo que essa variação leva para produzir um efeito na ponte H (medido através da tensão entre um de seus terminais e a referência do circuito – sinal azul).

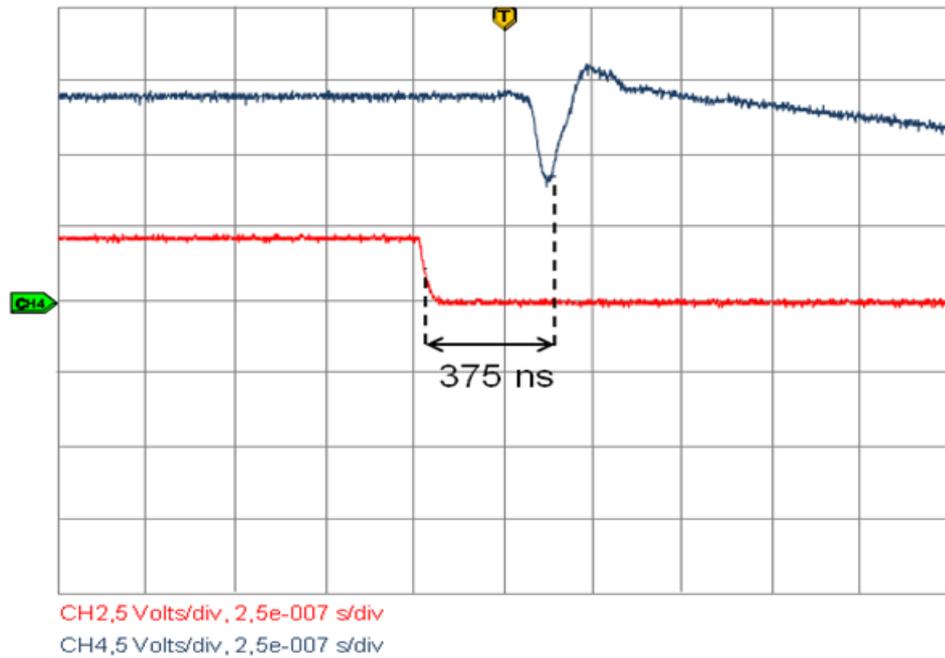


Figura 5.8 – TPHL do sistema.

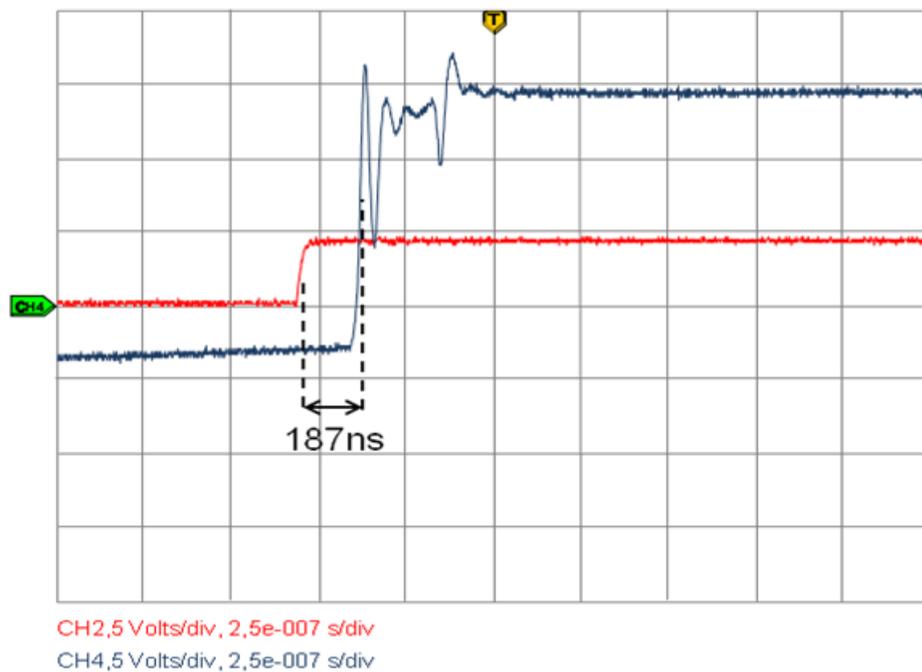


Figura 5.9 – TPLH do sistema.

Como pode ser visto nos gráficos das figuras 5.8 e 5.9, o TPHL é de maior do que 375 ns e o TPLH é de aproximadamente 187 ns.

Abaixo as figuras 5.10, 5.11 e 5.12 mostram a operação do driver em vazio (sem o motor conectado), através da sua tensão de saída (curva em azul) para as seguintes situações abaixo:

Tensão no conversor A/D (em vermelho) maior do que a tensão de referência, isto é, a tensão no A/D que o software interpreta como sendo a medição da corrente de referência ($v_{controle}$):

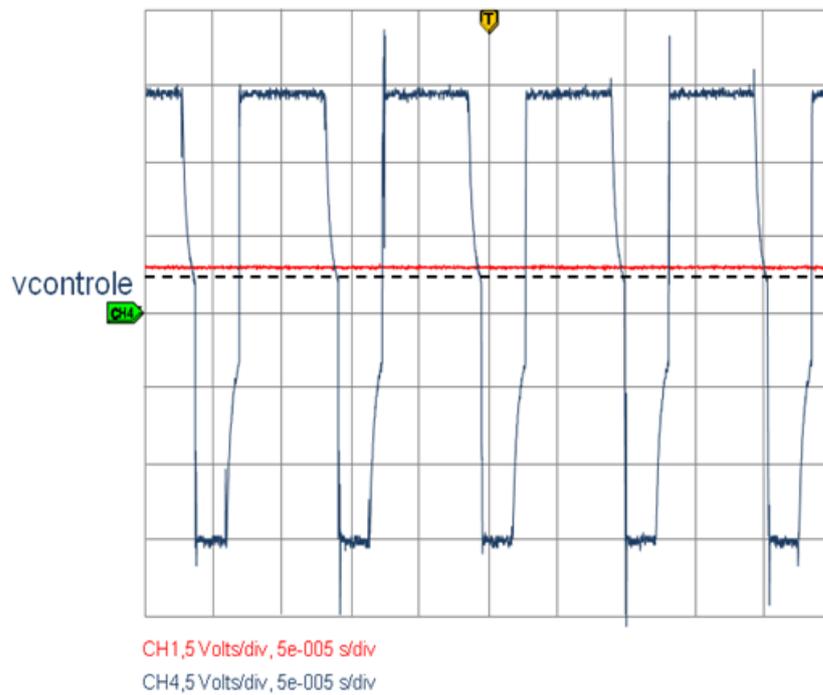


Figura 5.10 – Validação do acionamento do driver: Tensão de saída do driver para $V_a/d > v_{controle}$.

Tensão no conversor A/D menor do que a tensão de referência:

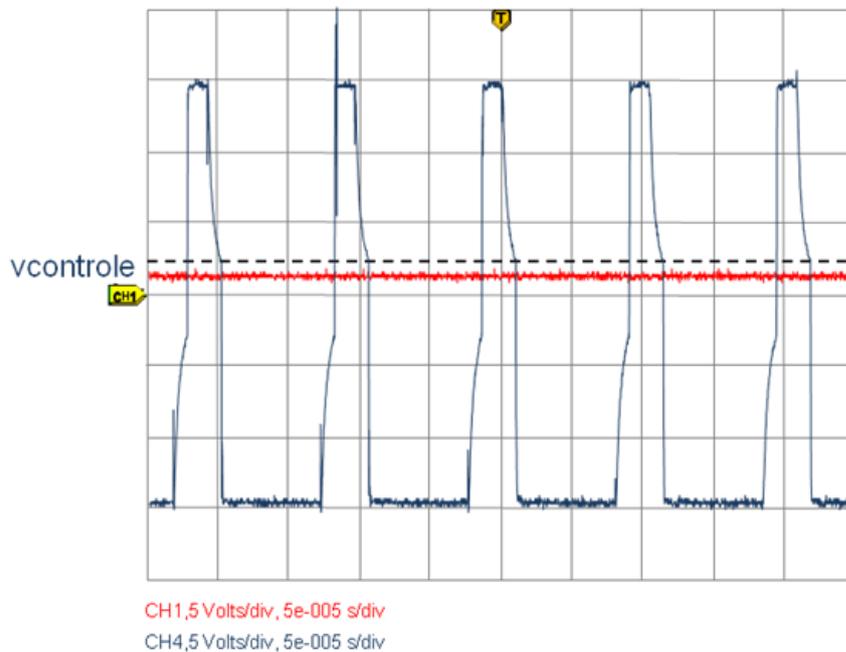


Figura 5.11 – Validação do acionamento do driver: Tensão de saída do driver para $V_a/d < v_{controle}$.

Tensão no conversor A/D igual a tensão de referência:

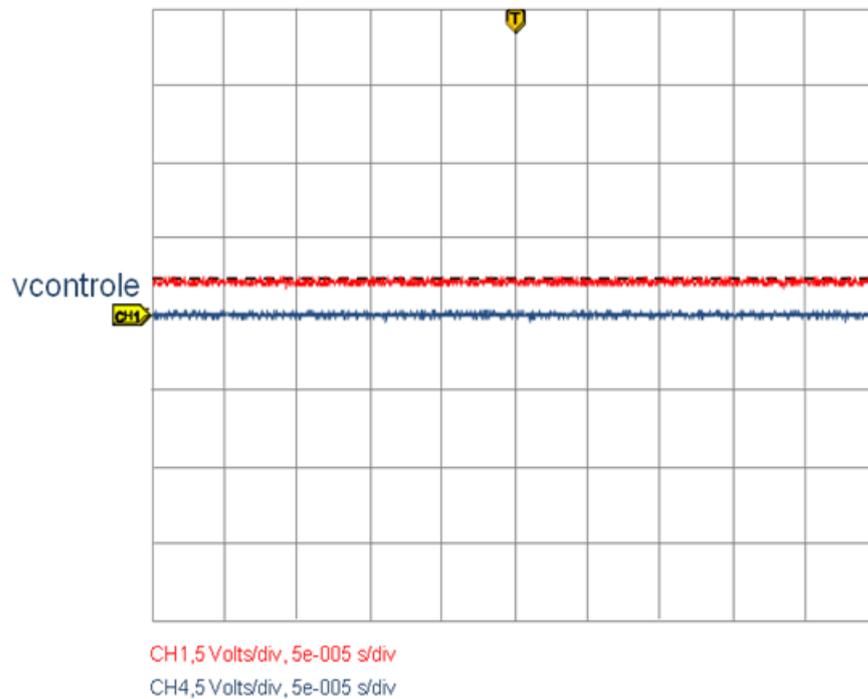


Figura 5.12 – Validação do acionamento do driver: Tensão de saída do driver para $V_a/d = v_{controle}$.

Pode-se observar que, para o primeiro caso, onde a tensão do A/D é maior do que $v_{controle}$ tem-se um valor médio positivo e, que este valor apresenta-se com menos ruído do que com o motor conectado. As curvas presentes no final de cada período em que a tensão fica positiva ou negativa devem-se ao fato de que, com o *Dead-Band Delay*, todas as chaves ficam abertas, fazendo com que a tensão em cada terminal de saída do driver flutue e, como consequência, a tensão de saída apresenta as referidas curvas.

Pode-se observar que o driver opera de acordo com os comandos do microcontrolador, variando o valor médio da tensão de saída de acordo com a comparação da tensão do A/D e a tensão de referência ($v_{controle}$).

As figuras abaixo representam as medições finais do projeto, após todas as partes constituintes do projeto terem sido conectadas. Como a variável a ser controlada é a corrente *RMS* drenada pela carga, é conveniente, para avaliar-se o controle, observá-la em função do tempo. O melhor ponto do sistema para observar esta variável é na tensão do conversor A/D que mostra a corrente medida pelo software através de tensão.

As curvas apresentam-se aparentemente com muito ruído, porém isso se deve ao fato de que a tensão medida (que corresponde à corrente drenada pela carga) é instantânea e, não foi possível medir a cada período seu valor *RMS*.

Nesse ensaio a corrente drenada pela solução água + sal seguiu o padrão esperado, apresentando-se como uma curva subamortecida e seguindo a referência após aproximadamente 7,5 s. A referência interna do microcontrolador é 5A rms e a tensão no A/D de regime permanente representa a tensão de referência (vcontrole).

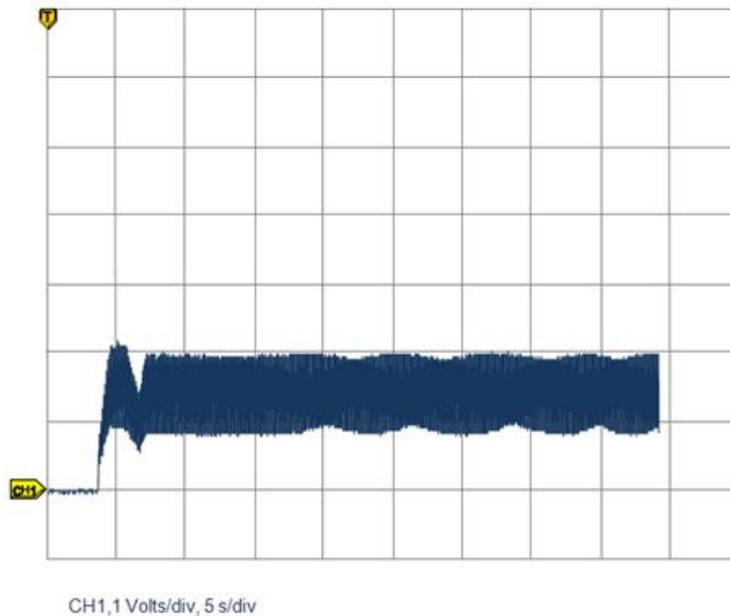


Figura 5.13 – Tensão no conversor A/D para medição de Irms, com o sistema de controle operante.

Nesse mesmo ensaio, utilizando um multímetro de corrente rms tipo alicate, mediu-se a corrente drenada pela solução. Abaixo uma foto do hardware de medição, do driver, da placa de suporte do microcontrolador, fontes e instrumentos para medição (multímetro alicate e osciloscópio).

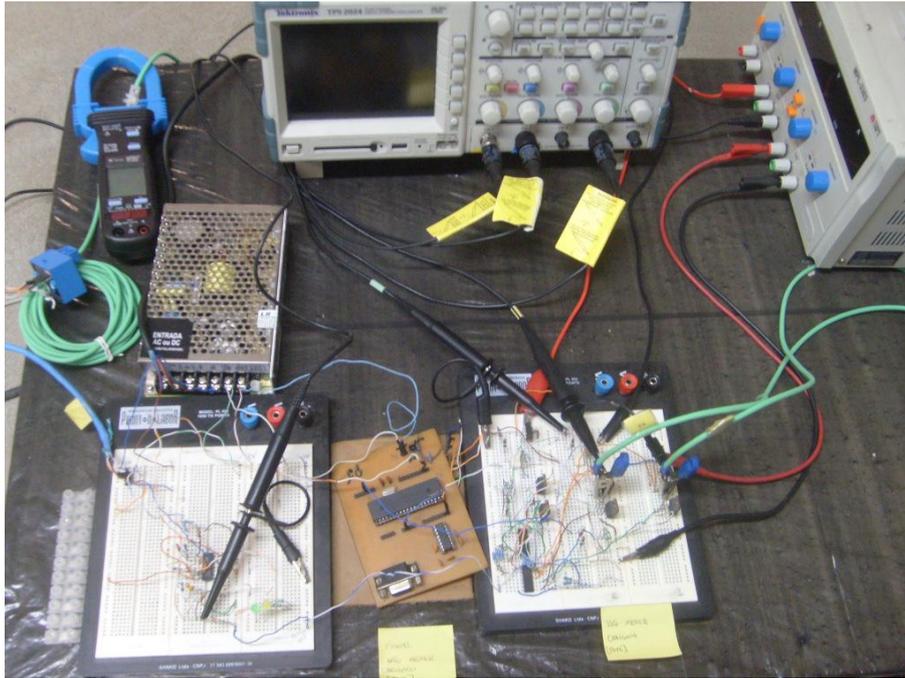


Figura 5.14 – Bancada utilizada no projeto contendo medidores tais como osciloscópio e o multímetro.

Após as medições chegou-se aos seguintes resultados (sabendo-se que a tolerância do software é de $\pm 0,2$ A):

$$I_{rms \text{ máxima}} = 4,95 \text{ A}$$

$$I_{rms \text{ mínima}} = 4,75 \text{ A}$$

Os resultados acima são satisfatórios para os requisitos do projeto.

Sabendo-se que a dinâmica da solução altera-se com o tempo, é necessário que, para um desbalanço de corrente, o software rastreie a referência novamente para que a corrente drenada seja sempre de 5A. Para se comprovar a eficácia do sistema para essa situação e validar o quão robusto é o sistema de controle, manualmente inseriu-se uma perturbação no sistema, deslocando-se os eletrodos e para baixo e observando como o sistema regula a corrente. O resultado é descrito pelo gráfico abaixo:

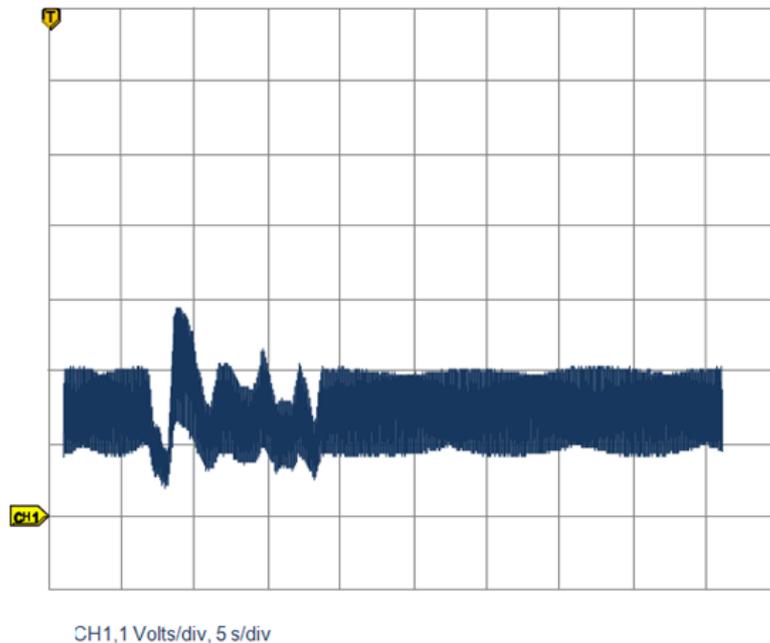


Figura 5.15 – Tensão no conversor A/D após o sistema ter sido submetido a uma perturbação.

Como pode-se observar o sistema mostrou-se capaz de rejeitar o ruído em aproximadamente 12s, mostrando-se capaz de rejeitar para perturbações de origem mecânica ou devido a alteração da dinâmica da solução. Além de rejeitar essas perturbações, o projeto foi capaz de rastrear sempre a corrente *RMS* de referência.

Como o sistema irá operar durante um quantidade de tempo significativa, é necessário que o controle apresente esse comportamento.

Cada etapa do projeto foi conectada após ensaios individuais de cada uma dessas, para certificar que estavam operando corretamente.

CAPÍTULO 6

Conclusão

1. Conclusão:

A partir da realização desse projeto, pode-se concluir, com base nos resultados mostrados nos capítulos anteriores, que estes mostraram-se de acordo com a teoria mostrada nos capítulos teóricos. Sendo assim, o software em conjunto com o hardware completaram um sistema de controle realimentado que necessariamente cumpriu os requisitos de projeto, regulando a corrente em um valor desejado de referência.

É importante destacar que o tanto o hardware quanto o software podem ser aprimorados, incluindo um sistema de emergência no primeiro (alterando a variável passou limite, descrita no algoritmo presente no capítulo 4) assim como a utilização de dissipadores de calor nas chaves da ponte H (que ao operarem na frequência de 10kHz, aquecem exageradamente limitando a potência máxima da chave e, portanto a corrente que esta possa conduzir). Esses são exemplos de aprimoramentos cuja realização é necessária.

É importante destacar também, que o controle realizado é do tipo “ON-OFF”, sendo a resposta do controle traduzida como uma função de sinal do erro, isto é, se o erro é positivo a resposta de controle é positiva fazendo com que o motor gire em um sentido, caso o erro seja negativo a resposta de controle é negativa, fazendo com que o motor gire no sentido oposto e em caso do erro ser nulo a resposta de controle é nula e o motor não gira, para manter a corrente no valor de referência.

Este tipo de controle mostrou-se eficaz, já que, conforme foi demonstrado nos resultados, o sistema chegou a um ponto de equilíbrio e conseguiu rejeitar perturbações. Isso demonstra o quão robusto o sistema é. Também mostrou-se capaz de continuamente regular a corrente à medida que essa variava em função da concentração e temperatura da solução.

Todo esse trabalho mostrou-se como uma excelente oportunidade de aprendizado e exercício de engenharia, já que foram realizados primeiramente um estudo das ferramentas que seriam utilizadas, depois disso, uma análise do problema e proposta de soluções através da elaboração de modelos utilizando as ferramentas e, finalmente, a implementação os modelos utilizados em bancada.

Após essas etapas foram realizados testes, experimentos e medições para verificar se cada uma das partes constituintes do sistema operavam corretamente, realizando os ajustes necessários e resolvendo os problemas. Esse último passo foi repetido quando se realizou a conexão de todas as partes.

O sistema, como um todo, está apto a ser utilizado como uma carga eletrolítica automatizada, em ensaios com equipamentos de eletrônica de potência onde são necessárias correntes de valor preciso. Com esse sistema é possível obter correntes com precisão de ± 0.2 A, mostrando-se como uma ferramenta útil e barata para testes com equipamentos de eletrônica de potência.

Apêndice A

O software embarcado

O código fonte do software embarcado, foi desenvolvido em C utilizando o compilador *PCWH COMPILER IDE v3.249*. Esse código e seus comentários são descritos abaixo:

```
#include <18F4550.h>
```

```
#DEVICE ADC=8
```

```
#include <regs_18fxx2.h>
```

```
#include <math.h>
```

```
#fuses HS,NOWDT,NOBROWNOUT,MCLR,PUT
```

```
#USE DELAY(Clock = 20000000)
```

```
int8 dt, DUTY;
```

```
int8 x,i,j,xaux,xc,xmax, xmaxant, xmaxrefant;
```

```
int16 r;
```

```
signed int16 dif;
```

```
float lmed,lref,e;
```

```
short int passou_limite, execucao, GA, GR, c1, c2 ,REF;
```

```
#bit TESTE = 0xF95.4
```

```
#bit P1B = 0xF95.5
```

```
#bit P1C = 0xF95.6
```

```
#bit P1D = 0xF95.7
```

```
struct REGISTRADORPIR1
```

```
{
```

```
int tmr2if:1;
```

```
}regpir1;
```

```
#LOCATE regpir1 = 0xF9E
```

```
struct REGISTRADORPIE
```

```
{
```

```
int tmr1ie:1;
```

```
int tmr2ie:1;
```

```
}regpie;
```

```
#LOCATE regpie = 0xF9D
```

```
struct REGISTRADORTRISC
```

```
{
```

```
int trisc0:1;
```

```
int trisc1:1;
```

```
int trisc2:1;
```

```
}regtrisc;
```

```
#LOCATE regtrisc = 0xF94
```

```
struct REGISTRADORTRISD
```

```
{
```

```
int trisd0:1;
```

```
int trisd1:1;
int trisd2:1;
int trisd3:1;
int trisd4:1;
int trisd5:1;
}regtrisd;
```

```
#LOCATE regtrisd = 0xF95
```

```
struct REGISTRADORCCP1CON
```

```
{
int ccp1m0:1;
int ccp1m1:1;
int ccp1m2:1;
int ccp1m3:1;
int dc1b0:1;
int dc1b1:1;
int p1m0:1;
int p1m1:1;
}regccp1con;
```

```
#LOCATE regccp1con = 0xFBD
```

```
struct REGISTRADORECCP1DEL
```

```
{
```

int pdc0:1;

int pdc1:1;

int pdc2:1;

int pdc3:1;

int pdc4:1;

int pdc5:1;

int pdc6:1;

int prsen:1;

}regeccp1del;

#LOCATE regeccp1del = 0xFB7

struct REGISTRADORECCP1AS

{

int pssbd14:4;

int eccpas0:1;

int eccpas1:1;

int eccpas2:1;

int eccpase:1;

}regeccp1as;

#LOCATE regeccp1as = 0xFB6

```
void Giro_aumento()
{
DUTY = 30;

//Mudança de direção de rotação é realizada pelos bits ccp1m1 e ccp1m0.

//SENTIDO 1
regccp1con.ccp1m3=1;
regccp1con.ccp1m2=1;
regccp1con.ccp1m1=0;
regccp1con.ccp1m0=0;
}

void Giro_reducao()
{
DUTY = 90;
regccp1con.ccp1m3=1;
regccp1con.ccp1m2=1;
regccp1con.ccp1m1=0;
regccp1con.ccp1m0=0;
}

void Parar()
```

```
{  
regccp1con.ccp1m3=0;  
regccp1con.ccp1m2=0;  
regccp1con.ccp1m1=0; //PWM DESLIGADO - bits ccp1m3, ccp1m2, ccp1m1 e ccp1m0  
iguais a zero.  
regccp1con.ccp1m0=0;  
output_low(PIN_C2); //Setar os pinos 17 e 28 (P1A e P1B) em nível lógico 0 garante  
que,após o comando de desligar o PWM,  
output_low(PIN_D5); //1 destes pinos não fique em nível lógico 1, fazendo com que 1  
par de chaves fique fechada.  
}
```

```
#INT_TIMER0
```

```
Void Coletagem()
```

```
{  
output_high(PIN_C6);  
delay_us(1);  
output_low(PIN_C6);  
  
set_timer0(223-get_timer0());  
set_adc_channel(1);  
delay_us(10);  
x = read_adc();
```

```
xc = x;
```

```
r = r+1;
```

```
/*A rotina abaixo rastreia, a partir dos valores instântaneos de i na entrada do A/D,
```

```
o maior valor de i. A partir do ponto de inflexão da curva i x tempo. Utiliza também as  
variáveis auxiliares c1 e c2,
```

```
que tem o propósito de identificar se a derivada da curva i x tempo é positiva ou  
negativa.*/
```

```
if ((xc<=xaux)&&(c1))
```

```
{
```

```
    if (xaux>=xmaxant)
```

```
    {
```

```
        xmax = xaux;
```

```
        xmaxant = xmax;
```

```
    }
```

```
c1 = false;
```

```
c2 = true;
```

```
}
```

```
if ((xc>xaux)&&(c2))
```

```
{
```

```
c2 = false;
```

```
c1 = true;
```

```
}
```

```
xaux = xc;
```

/*Após aproximadamente 30 ciclos de 60Hz, e com o maior máximo de i armazenado na variável xmax,

o software realiza a comparação com Iref (a corrente Irms de referência) determinando o sentido de rotação do motor.*/

```
if (r >= 300)
```

```
{
```

```
    r = 0;
```

```
    xaux = 0;
```

```
    c1 = false;
```

```
    c2 = true;
```

```
if (!REF)
```

```
{
```

```
    Imed = xmax*0.048690; //Valor de Irms máximo corresponde a 12,41A
```

```
        if (Imed<(Iref-e))
```

```
        {
```

```
            GA = True;
```

```
            GR = False;
```

```
        } else
```

```
        {
```

```

    if (Imed>(Iref+e))
    {
        GR = True;
        GA = False;
    } else
    {
        GA = False;
        GR = False;
        REF = True;
        xmaxrefant = xmax;
    }
}
}

```

/*Devido ao fato dos valores do máximo sofrerem pequenas flutuações (devido a tensão da rede ou erros de medição do A/D) após

a corrente ter chegado ao valor de referência, fazendo com que o sistema saísse do ponto de equilíbrio.

Foi necessária a implementação dos comandos abaixo. Se Irms é igual a Iref a variável auxiliar REF é setada como TRUE. Compara-se a i máximo anterior

com o novo i máximo, se a diferença entre os 2 (dif) for maior do que 5 (em módulo), REF recebe o valor FALSE e o sistema sai do ponto de equilíbrio.*/*

```

if (REF)
{
    dif = xmax - xmaxrefant;
    if ((dif > 5)|| (dif < -5))
    {
        REF = False;
    }
}

```

```
    xmaxrefant = 0;  
  }  
  
}
```

```
xmax = 0;  
xmaxant = 0;  
}  
  
}
```

```
Void Main()
```

```
{
```

```
Disable_interrupts(GLOBAL);
```

```
//Configura P1A e P1B como saídas
```

```
regtrisc.trisc2 = 0;
```

```
P1B = 0;
```

```
P1C = 0;
```

```
P1D = 0;
```

```
setup_timer_2(T2_DIV_BY_4,129,1); // PWM com frequencia de 10kHz
```

```
regccp1con.p1m1=1;
regccp1con.p1m0=0;
regccp1con.dc1b1=0;
regccp1con.dc1b0=0;
regccp1con.ccp1m3=0;
regccp1con.ccp1m2=0;
regccp1con.ccp1m1=0; //PWM DESLIGADO - bits ccp1m3, ccp1m2, ccp1m1 e ccp1m0
iguais a zero.
regccp1con.ccp1m0=0;
```

```
//Configuração do Dead band delay [120*4*Tosc] que resulta em aproximadamente
10us
```

```
regeccp1del.pdc0 =0;
regeccp1del.pdc1 =1;
regeccp1del.pdc2 =0;
regeccp1del.pdc3 =0;
regeccp1del.pdc4 =1;
regeccp1del.pdc5 =1;
regeccp1del.pdc6 =0;
```

```
DUTY = 30;
```

```
execucao = True; //Esta variável controla a execução do software. Caso seu valor seja
FALSE o ciclo while termina e conseqüentemente o ciclo MAIN também.
```

//Isto implica que o software irá terminar sua execução.

//Esta variável foi criada com o propósito futuro de criar-se um sistema de emergência que atribua FALSE a ela quando necessário.

dt = 9;

e = 0.2; //Define a tolerância (erro) do controle na determinação da corrente drenada pela solução.

Iref = 5;

r = 0;

xaux = 0;

xmaxrefant = 0;

xmaxant = 0;

i = 0;

j = 0;

c1 = false;

c2 = true;

GA = False;

GR = False;

REF = False;

delay_ms(1000); // Este comando retarda a execução do programa em 1s.

//Tempo necessário para que as flutuações de tensão do driver ou do hardware de medição não interfiram na execução do programa.

setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);

setup_adc_ports(AN0_TO_AN1);

setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_8_BIT|RTCC_DIV_256); // #int_timer0 tem frequência de aproximadamente 6 Hz.

set_timer0(223);

```
passou_limite = false;
enable_interrupts(GLOBAL|INT_TIMER0);

while(execucao)
{
    if (!passou_limite)
    {
        if (GA) Giro_aumento();
        if (GR) Giro_reducao();
        if (!GA && !GR) Parar();
    }
    set_pwm1_duty(DUTY);
}
}
```

1.Referências Bibliográficas:

[1]- Fitzgerald, A.E.; Kingsley Jr., Charles; Umans, Stephen D. – Electric Machinery sexta edição; McGraw-Hill, 2003;

[2]- Sedra, Adel S. ; Smith, Kenneth C. – Microeletrônica quarta edição; Makron Books, 2000;

[3]- Feltre, Ricardo – Química Geral Volume 1; Editora Moderna, 1985;

[4]- Mohan, Ned; Underland, Tore M.; P. Robbins, William – Power Electronics: Converters, Applications and Design Terceira edição; Wiley, 2002;

[6]- Pereira, Fabio – Microcontroladores PIC Programação em C segunda edição; Editora Érica, 2003;

[7]- Aredes, Maurício – Notas de aula do curso de Eletrônica de Potência.

[8]- Microchip – Datasheet do microcontrolador PIC18F4550 ; Microchip Technology Inc.,2006;

[9]- NEC Electronics Corporation – Datasheet do Optoacoplador PS9552; NEC Electronics Corporation, 2006;

[10]- LEM – Datasheet do sensor de corrente HAS 100-S; LEM.