



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
UNIDADE ACADÊMICA DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PAULO GABRIEL MOTA DE MIRANDA

RELATÓRIO DE ESTÁGIO SUPERVISIONADO

CAMPINA GRANDE - PARAÍBA

JUNHO DE 2018

PAULO GABRIEL MOTA DE MIRANDA

RELATÓRIO DE ESTÁGIO SUPERVISIONADO

Relatório de Estágio Supervisionado submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica

Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Alexandre Cunha de Oliveira

Orientador

Campina Grande - Paraíba

Junho de 2018

PAULO GABRIEL MOTA DE MIRANDA

RELATÓRIO DE ESTÁGIO SUPERVISIONADO

Relatório de Estágio Supervisionado submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica

Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Aprovado em / /

Professor Avaliador

Alexandre Cunha de Oliveira

Orientador

Campina Grande - Paraíba

Junho de 2018

Lista de Figuras

1	Circuito do Conversor Buck	6
2	Corrente no Indutor em Modo de Condução Contínua	6
3	Corrente no Indutor em Modo de Condução Descontínua	7
4	Circuito do Conversor Buck com a chave ligada	7
5	Circuito do Conversor Buck com a chave desligada	7
6	Modelo de um conversor com carga altamente indutiva	13
7	Curvas de Tensão, Corrente e Potência no Transistor durante o chaveamento	13
8	Modelo de um conversor com carga altamente indutiva e adição de um <i>snubber</i>	14
9	Curvas de Tensão, Corrente e Potência no Transistor durante o chaveamento com <i>snubber</i>	15
10	Sinal e Ruído transmitidos através de um canal diferencial	17
11	Encapsulamento TO-247	19
12	Módulo IGBT.	19
13	Placa do driver.	20
14	Ponte Retificadora Trifásica.	20
15	Filtro de Entrada.	21
16	Indutor.	21
17	Carga Resistiva.	22
18	Montagem de teste.	22
19	Transformador Variável.	23
20	Cabo Blindado.	24
21	Placa com SN75176A.	24
22	Cabo blindado com filtro.	25
23	Tensão entre coletor e emissor para $100V_{cc}$	25
24	Modelo simulado com indutância parasita.	26
25	Resultado da simulação para entrada de $311V_{cc}$	26
26	<i>Snubber</i> acoplado a placa do IGBT.	27

27	Picos de tensão sobre o IGBT utilizando o <i>snubber</i>	27
28	Protótipo do conversor.	28
29	Protótipo do conversor.	29
30	Picos de tensão sobre o IGBT para o conversor compactado. . . .	30
31	Resultados para o conversor compactado com $311V_{cc}$ de entrada e corrente nominal.	31

Sumário

Resumo	4
1 Introdução	5
2 Fundamentação	6
2.1 Conversor CC-CC Buck	6
2.2 Snubber	12
2.3 Redução de Ruído no Canal	16
3 Atividades Desenvolvidas	18
3.1 Testes Iniciais	18
3.2 Testes em um conversor compacto	27
4 Considerações Finais	32
Referências	33

Resumo

O relatório de estágio é referente ao estágio obrigatório do aluno Paulo Gabriel Mota de Miranda, realizado no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM), sob orientação do Prof. Dr. Alexandre Cunha de Oliveira e supervisão do Prof. Dr. Gutemberg Gonçalves dos Santos Júnior.

O objetivo do estágio foi a realização da montagem e de testes em um conversor CC-CC para carregamento de baterias.

Os testes consistiram da montagem do conversor a partir da ligação de módulos, como indutores, chaves e capacitores, e o uso de uma carga resistiva, para então verificar as grandezas elétricas do circuito durante o seu funcionamento.

Palavras-Chave: Conversor CC-CC, Baterias

1 Introdução

Este relatório apresenta as atividades desenvolvidas pelo autor durante o estágio supervisionado realizado no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM) da Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica (UAEE) da Universidade Federal de Campina Grande no período de 16/04/2018 a 08/06/2018.

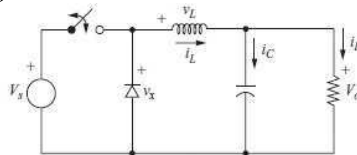
As atividades realizadas consistiram da montagem de um conversor CC-CC (Buck) para o carregamento de baterias e da realização de testes com o mesmo. O processo de montagem, assim como a realização dos testes são descritos no capítulo 3 deste relatório, que detalham as etapas de montagem do conversor.

2 Fundamentação

2.1 Conversor CC-CC Buck

Em diversas aplicações, como fontes de computador, carga de baterias e acionamento de motores, é necessária a mudança dos níveis de tensão da fonte disponível para a carga. Um dos modos existentes de se diminuir a tensão de uma fonte CC é o uso de um conversor Buck. A Figura 1, a seguir, representa o circuito deste.

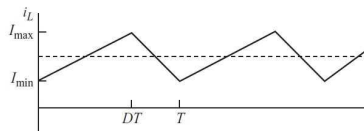
Figura 1: Circuito do Conversor Buck



Fonte: Hart (2010)

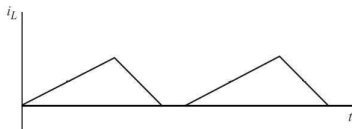
O conversor Buck se trata de um circuito chaveado que possui dois modos de funcionamento, o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua. No caso de um conversor em modo de condução contínua, a corrente que passa pelo indutor, após atingir o regime permanente, nunca chega a zero (Figura 2). Já no modo de condução descontínua, a corrente no indutor torna-se nula em parte do período de chaveamento (Figura 3).

Figura 2: Corrente no Indutor em Modo de Condução Contínua



Fonte: Hart (2010)

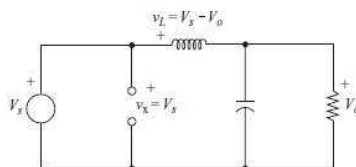
Figura 3: Corrente no Indutor em Modo de Condução Descontínua



Fonte: o próprio autor.

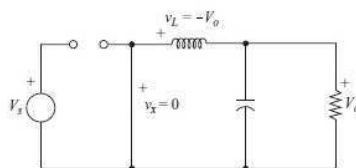
Devido ao fato de o conversor a ser desenvolvido operar apenas no modo de condução contínua, a análise a seguir será feita apenas para um circuito que opere neste modo, assim, ele deve ser analisado apenas nos dois estados do chaveamento, *on* (Figura 4) e *off* (Figura 5).

Figura 4: Circuito do Conversor Buck com a chave ligada



Fonte: Hart (2010)

Figura 5: Circuito do Conversor Buck com a chave desligada



Fonte: Hart (2010)

Uma vez que a transição entre os estados é periódica, a corrente sobre o indutor também é periódica.

$$i_L(t + T) = i_L(t) \tag{1}$$

O período de chaveamento é T , e portanto a chave fica fechada por um

período DT e aberta por um período $(1 - D)T$.

A tensão média sobre o indutor é zero.

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_i(\lambda) d\lambda = 0 \quad (2)$$

A corrente média do capacitor é zero.

$$I_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_c(\lambda) d\lambda = 0 \quad (3)$$

Em um conversor ideal, a potência entregue à carga é igual à potência recebida pela fonte.

$$P_i = P_o \quad (4)$$

De posse dessas informações, é possível determinar a tensão de saída analisando os dois estados do circuito. Durante o tempo em que a chave se encontra fechada, o circuito equivalente é o da Figura 1. Com a chave fechada, o diodo está reversamente polarizado, e a tensão sobre o indutor é a diferença entre a tensão da fonte e a tensão de saída, $V_i - V_o$, e portanto o indutor começa a se carregar.

$$v_L = V_i - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (5)$$

Rearranjando 5,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (6)$$

Que pode ser reescrita como,

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (7)$$

$$\Delta i_{L+} = \frac{V_i - V_o}{L} DT \quad (8)$$

Quando a chave abre, Figura1, o diodo fica diretamente polarizado e assim, a tensão sobre o indutor passa a ser $-V_o$, que passa a descarregar. Assim, a análise pode ser feita da mesma forma que para o estado *on*.

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (9)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} \quad (10)$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{1 - DT} = \frac{-V_o}{L} \quad (11)$$

$$\Delta i_{L-} = \frac{-V_o}{L} (1 - DT) \quad (12)$$

Como a tensão média, em um período de chaveamento, no indutor é zero, o aumento de corrente sobre o indutor no período em que a chave está fechada deve ser igual à diminuição da corrente no período em que a chave está aberta, assim, igualando as equações 8 e 12 e rearranjando as variáveis, encontramos a relação de ganho de tensão do conversor buck em função do *duty cycle*.

$$V_o = V_i D \quad (13)$$

Uma vez que a corrente média no capacitor deve ser nula em um período de chaveamento (HART), a corrente média na carga é igual a corrente média no indutor.

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (14)$$

Assim, como a variação da corrente é conhecida, (equações 8 e 12), é possível obter as correntes máxima e mínima no indutor.

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{1-D}{2Lf} \right) \quad (15)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right) \quad (16)$$

Para que toda a análise anteriormente feita seja verdadeira, o conversor deve operar em modo de condução contínua. No limite da continuidade, a corrente no indutor torna-se nula em um instante infinitesimal, assim, da equação 16, da condição $I_{min} = 0$, é possível determinar a indutância mínima para que o conversor opere no modo de condução contínua.

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (17)$$

A variação na tensão do capacitor, *ripple* de tensão, é determinada através da equação 19

$$Q = CV_o \quad (18)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (19)$$

A variação de carga no capacitor pode ser determinada através da área sob a curva de sua corrente, dada pela relação $i_C = i_L - i_R$ (de formato triangular), em meio período de chaveamento (tempo em que o capacitor é carregado).

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{T \Delta i_L}{8} \quad (20)$$

Assim,

$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_L}{8C} \quad (21)$$

Utilizando a equação 8 para Δi_L , encontramos a equação para determinação do *ripple* de tensão do capacitor.

$$\Delta V_o = \frac{V_o(1-D)}{8LCf^2} \quad (22)$$

Que possibilita encontrar a capacitância necessária para garantir o *ripple* de tensão desejado, da equação 23

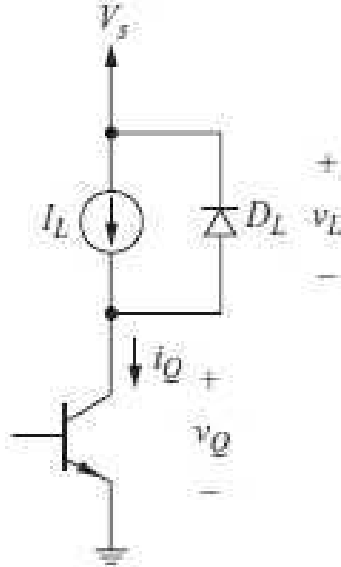
$$C = \frac{1-D}{8L\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right)f^2} \quad (23)$$

2.2 Snubber

Segundo descreve HART, um circuito *snubber* reduz as perdas de chaveamento de um transistor (não necessariamente totalmente), e protege o dispositivo de estresses de altas tensão e corrente.

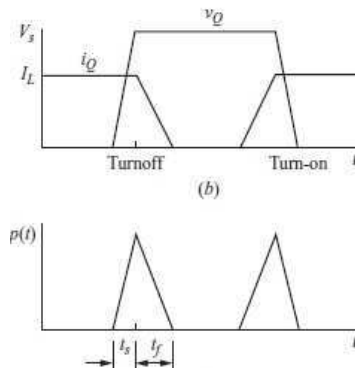
A Figura 6 mostra um modelo de um conversor com uma carga altamente indutiva. Quando o transistor está no estado *on*, o diodo está aberto e o transistor conduz toda a corrente da carga. Quando o transistor transiciona para o estado *off*, o diodo se torna reversamente polarizado até que a tensão no transistor v_Q alcance a tensão V_S e a tensão na carga decaia a zero. A corrente no diodo se torna a corrente da carga, enquanto a corrente do transistor se torna zero. Assim, há um instante durante o desligamento do transistor em que ambas tensão e corrente são elevadas, e seu produto, a potência, se torna elevado, como mostra o gráfico da Figura 7. Quando o transistor se encontra desligado, o diodo conduz toda a corrente da carga, assim, no chaveamento, a tensão no transistor não pode cair abaixo de V_S enquanto o diodo não entrar em bloqueio e sua corrente caia até zero, momento em que o transistor conduz toda a corrente da carga. Portanto, o comportamento da corrente e tensão durante os instantes de chaveamento do transistor para o estado *on* é semelhante ao do estado *off*, levando a um segundo pico de potência na chave.

Figura 6: Modelo de um conversor com carga altamente indutiva



Fonte: Hart (2010)

Figura 7: Curvas de Tensão, Corrente e Potência no Transistor durante o chaveamento

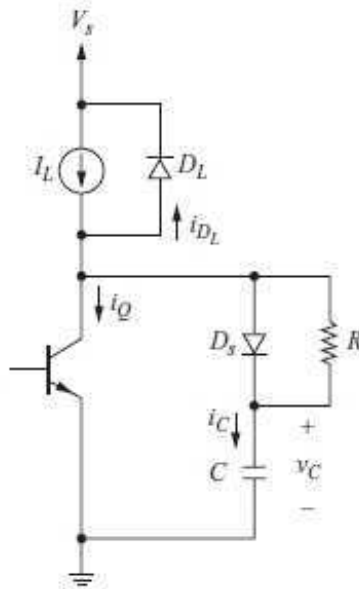


Fonte: Hart (2010)

Ao se adicionar um circuito *snubber* no circuito da Figura 6, como representado na Figura 8, altera as formas de onda de tensão e corrente no transistor.

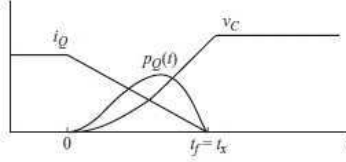
Quando o transistor é desligado, a tensão sobre ele começa a se elevar, o diodo do *snubber* se torna diretamente polarizado, e o capacitor começa a se carregar. Uma vez que o capacitor apresentar uma dinâmica de carregamento, a taxa em que a tensão sobre o transistor aumenta é alterada. Quando o transistor é ligado novamente, o capacitor é descarregado através da resistência e do transistor. Esta nova dinâmica imposta pelo capacitor suaviza as formas de onda de tensão e corrente, como mostrado na figura 9, levando a uma redução das perdas de chaveamento do transistor.

Figura 8: Modelo de um conversor com carga altamente indutiva e adição de um *snubber*



Fonte: Hart (2010)

Figura 9: Curvas de Tensão, Corrente e Potência no Transistor durante o chaveamento com *snubber*



Fonte: Hart (2010)

A variação da tensão sobre o transistor é determinada pelo capacitor (HART), portanto, um capacitor de baixa capacitância implica na tensão do capacitor atingindo a tensão da fonte antes de a corrente no transistor atingir zero. Assim, a capacitância é determinada a partir da tensão desejada no instante em que a corrente atinge zero. A tensão sobre o capacitor é determinada por:

$$v_c = \begin{cases} \frac{1}{C} \int_0^t \frac{I_L t}{t_f} dt = \frac{I_L t^2}{2C t_f}, & 0 \leq t \leq t_f \\ \frac{1}{C} \int_{t_f}^t I_L dt + v_c(t_f) = \frac{I_L}{C} (t - t_f) + \frac{I_L t_f}{2C}, & t_f \leq t \leq t_x \\ V_s & t \geq t_x \end{cases} \quad (24)$$

Se a corrente do transistor atinge zero antes de o capacitor se carregar totalmente, sua tensão é dada pela primeira parte da equação 24, no instante t_f .

$$V_f = \frac{I_L t_f^2}{2C t_f} = \frac{I_L t_f}{2C} \quad (25)$$

Onde V_f é a tensão desejada no capacitor no instante em que a corrente no transistor é igual a zero.

Isolando a capacitância na equação 25, temos:

$$C = \frac{I_L t_f}{2V_f} \quad (26)$$

Uma vez que se deseja que o capacitor se descarregue completamente

durante o tempo em que o transistor está ligado, utiliza-se 5 (cinco) constantes de tempo como tempo mínimo de condução do transistor, assim:

$$t_{on} > 5RC \quad (27)$$

$$R < \frac{t_{on}}{5C} \quad (28)$$

Como o capacitor se descarrega completamente pelo resistor enquanto o transistor conduz, pode-se calcular a potência dissipada pelo resistor através da equação 29.

$$P = \frac{1}{2}CV_s^2f_s \quad (29)$$

Onde f_s é a frequência de chaveamento.

2.3 Redução de Ruído no Canal

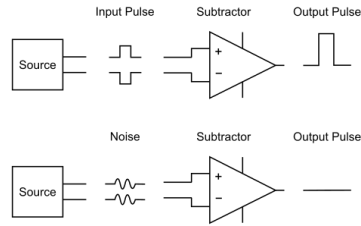
Segundo HAYKIN, o termo Ruído é usado para designar sinais não desejados que perturbam a transmissão. O ruído pode ser externo ou interno do sistema. Exemplos de ruídos externos são a radiação de fundo, ruído atmosférico ou de origem humana. Os ruídos internos são provenientes principalmente de variações de tensão ou corrente em circuitos elétricos. Os exemplos mais comuns dessas variações são os ruídos térmico e o de disparo, atrelados principalmente a dispositivos como diodos e transistores, devido à forma como ocorre a condução nestes dispositivos.

Uma das formas de se reduzir os efeitos do ruído é a transmissão através de um canal diferencial, onde o sinal é enviado em dois canais separados, que seguem o mesmo trajeto, e na recepção é calculada a diferença destes sinais, como ambos os canais estão sujeitos ao mesmo ruído, essa subtração elimina o ruído e o resultado é o sinal original.

Essa transmissão diferencial pode ser feita através de um transceptor, dispositivo que combina um transmissor e um receptor, tal nomenclatura surge

da junção das duas palavras, *transmitter* e *receiver*, formando a palavra *transceiver*. Tal dispositivo pode atuar com qualquer uma das funções a depender da necessidade. A figura 10 exemplifica este funcionamento.

Figura 10: Sinal e Ruído transmitidos através de um canal diferencial



Fonte: internet

O sinal de saída pode ser representado pela seguinte equação.

$$V_o = V_x - V_y \quad (30)$$

Onde $V_y = -V_x$, assim,

$$V_o = V_x - (-V_x) = 2V_x \quad (31)$$

3 Atividades Desenvolvidas

Com o intuito de montar um conversor para o carregamento de baterias, realizou-se a construção de um conversor CC-CC do tipo Buck que fora projetado anteriormente. Os dados do conversor podem ser encontrados na Tabela 1.

Tabela 1: Especificações do Conversor

Tensão de Entrada (V_i)	311V
Tensão de Saída (V_o)	12/24/36V
Corrente no Indutor (I_L)	25A
Ondulação de Corrente no Indutor (ΔI_L)	20%
Ondulação de Tensão na Saída (ΔV_o)	2%
Frequência de Chaveamento (f_s)	20kHz

Fonte: o próprio autor

O indutor mínimo a ser utilizado para cumprir as especificações da Tabela 1 é de aproximadamente $780\mu\text{H}$. Visto que já existiam dois indutores de $470\mu\text{H}$ no laboratório (21), optou-se por ligá-los em série e obter assim um indutor de $940\mu\text{H}$. Os capacitores de saída são então dimensionados com base na oscilação da tensão de saída. A capacitância mínima calculada foi de aproximadamente $111\mu\text{F}$.

Inicialmente realizou-se uma montagem de testes e, depois de sanados os problemas que eventualmente surgiram, a montagem de um protótipo compacto que faria parte de um conjunto maior, responsável pela carga e descarga de baterias para o levantamento dos modelos das mesmas. As atividades desenvolvidas estão descritas nas seções a seguir.

3.1 Testes Iniciais

Afim de se verificar se os níveis de tensão e corrente atingiriam os valores para os quais o conversor foi projetado, iniciou-se a realização de uma montagem de teste do conversor.

A chave escolhida foi um IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) de modelo IXXH80N65B4, como o encapsulamento TO-247AD (Figura 11). Tal

IGBT foi utilizado em um módulo já existente no laboratório, que facilitava sua conexão ao driver e ao restante do conversor. O módulo utilizado pode ser visto na figura 12

Figura 11: Encapsulamento TO-247



Fonte: *Datasheet* do Dispositivo

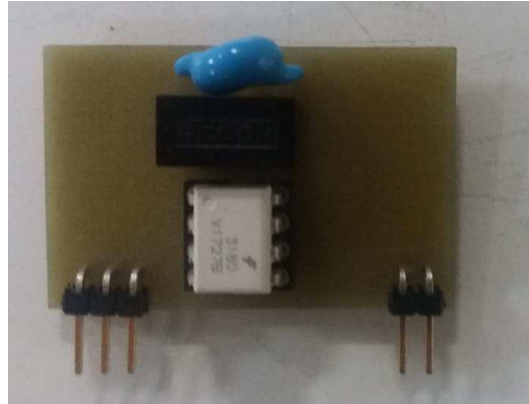
Figura 12: Módulo IGBT.



Fonte: o próprio Autor

Para o acionamento do IGBT, faz-se necessário o uso de um driver, o escolhido para os testes foi o FOD3180, juntamente com seu circuito complementar pode ser visto na Figura 13, tal placa já existia no laboratório e foi apenas reutilizada.

Figura 13: Placa do driver.



Fonte: o próprio Autor

Os outros componentes e módulos utilizados no conversor foram:

- Uma ponte retificadora trifásica (Figura 14);

Figura 14: Ponte Retificadora Trifásica.



Fonte: o próprio Autor

- Um filtro de entrada, composto por uma associação em paralelo de capacitores eletrolíticos que serviam como barramento CC do conversor (Figura 15);

Figura 15: Filtro de Entrada.



Fonte: o próprio Autor

- Dois indutores em série de $470\mu\text{H}$ cada, totalizando $940\mu\text{H}$ (Figura 16);

Figura 16: Indutor.



Fonte: o próprio Autor

- Uma carga resistiva, de 1Ω e 1500W , feita com uma associação em paralelo de resistores montados sobre dois dissipadores de alumínio (Figura 17).

Figura 17: Carga Resistiva.



Fonte: o próprio Autor

- Um filtro de saída, composto de um capacitor eletrolítico de $4400\mu\text{F}$, utilizado para diminuir o *ripple* de tensão na saída.
- Um diodo do tipo E40ED2 com encapsulamento, assim como o IGBT, do tipo TO-247 (Figura 11).

Com os módulos descritos anteriormente, foi feita uma montagem para teste do conversor, afim de se verificar os sinais de tensão e corrente de saída, bem como a possível saturação dos indutores escolhidos. A montagem feita pode ser observada na Figura 18.

Figura 18: Montagem de teste.



Fonte: o próprio Autor

Durantes os testes, afim de gerar a saída desejada, utilizou-se uma *launchpad* da Texas Instruments, do tipo Tiva C Series TM4C123G, para gerar um

PWM (*Pulse Width Modulation*) variável. Este sinal era enviado ao driver que fazia o acionamento do IGBT.

Nos primeiros testes do conversor, surgia um ruído no PWM do microcontrolador, que aumentava a medida que se elevava a tensão V_{cc} de entrada, utilizando um autotransformador variável, como o da Figura 19, e consequentemente a corrente de saída. Este ruído tornava-se destrutivo, causando uma alteração do *duty-cycle* do PWM do microcontrolador.

Figura 19: Transformador Variável.



Fonte: o próprio Autor

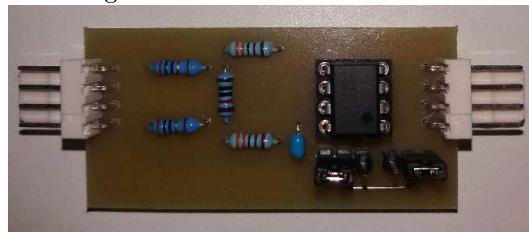
Assim, afim de se reduzir este ruído, passou-se a utilizar um cabo blindado, (Figura 20) e transeptores diferenciais (Figura 21) para o envio do sinal, os transeptores utilizados foram do tipo SN75176A.

Figura 20: Cabo Blindado.



Fonte: o próprio Autor

Figura 21: Placa com SN75176A.



Fonte: o próprio Autor

Mesmo com o uso dos transceptores, o ruído não foi totalmente eliminado, assim, decidiu-se utilizar um núcleo toroidal nanocristalino afim de se criar uma indutância no cabo, como visto na Figura 22, que serviria de filtro para as componentes de alta frequência. A escolha deste núcleo se deu pelo fato de o material apresentar alta permeabilidade magnética, possibilitando a criação de uma indutância mais elevada para um menor número de espiras.

Através dessas soluções, conseguiu-se que o ruído fosse minimizado e então iniciou-se a realização de ensaios em níveis de tensão e corrente mais elevados, se aproximando do valor nominal de entrada e saída do conversor.

Durante um dos testes, ao se aproximar da tensão nominal no barramento de entrada, o IGBT queimou. Uma das hipóteses levantadas, que poderia explicar esse problema, foi a do surgimento de reatâncias parasitas na montagem, uma vez que ela era constituído de módulos separados e ligados através

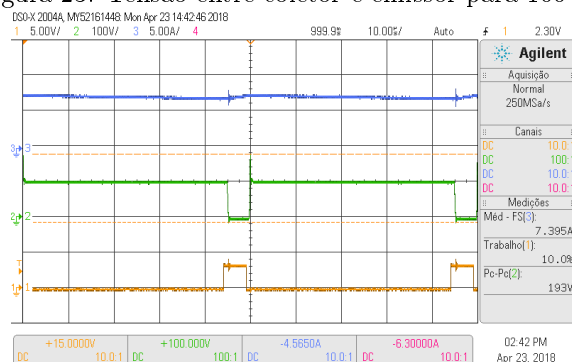
Figura 22: Cabo blindado com filtro.



Fonte: o próprio Autor

de cabos relativamente longos. Dada a frequência de operação, as indutâncias da montagem levavam a altas reatâncias indutivas. Afim de verificar se essa foi a razão do defeito, substituiu-se o IGBT e iniciou-se novamente o teste em níveis de tensão de entrada mais baixos, afim de se observar o comportamento da diferença de potencial que surgia entre o coletor e emissor do dispositivo. Na Figura 23 pode-se observar, no canto inferior direito, que a leitura de pico a pico do canal 2 do osciloscópio registrava um valor de 193V de tensão sobre o IGBT para uma tensão de entrada de $100V_{cc}$ no barramento de entrada.

Figura 23: Tensão entre coletor e emissor para $100V_{cc}$.

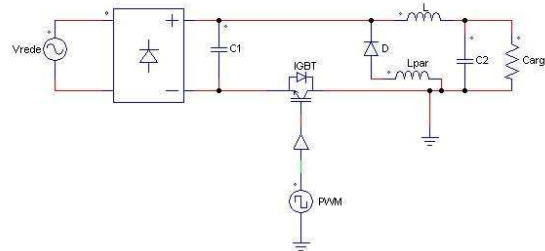


Fonte: o próprio Autor

Assim, a fim de se encontrar um modelo para o conversor que apresentasse o mesmo comportamento, inseriu-se indutâncias parasitas em diversos pontos de um modelo de simulação por software, até se chegar ao resultado que

pode ser observado na Figura 24.

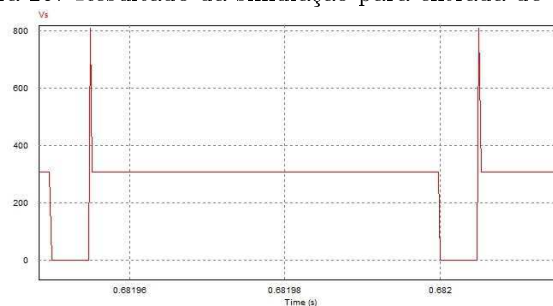
Figura 24: Modelo simulado com indutância parasita.



Fonte: o próprio Autor

Tal modelo do conversor apresenta tensão sobre o IGBT semelhante ao observado na Figura 23, como pode ser observado no resultado da simulação da figura 25. O motivo da existência desses picos é que quando o IGBT passa para o estado *off*, essa indutância em série com o diodo se opõe à passagem da corrente pelo diodo, aumentando a tensão no nó que liga o diodo e o IGBT.

Figura 25: Resultado da simulação para entrada de $311V_{cc}$.



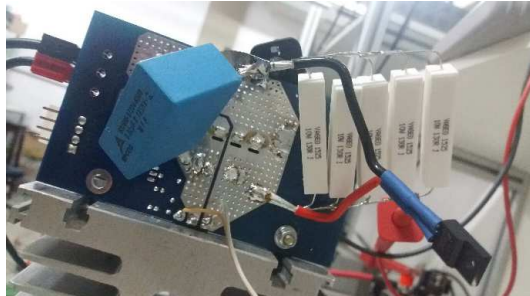
Fonte: o próprio Autor

Uma vez que os picos de tensão sobre o IGBT, durante a simulação, eram de 800V, torna-se explícito o motivo de o dispositivo queimar, pois sua tensão máxima de operação, de acordo com o *datasheet* é de 650V.

Na tentativa de contornar este problema, tentou-se utilizar um *snubber* afim de se reduzir os picos de tensão sobre o IGBT (Figura 26).

O circuito se mostrou eficaz na redução dos picos de tensão sobre o

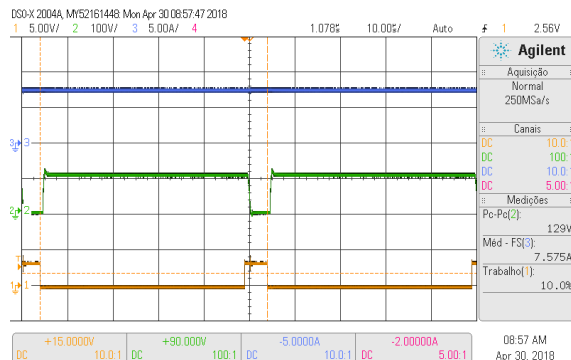
Figura 26: *Snubber* acoplado a placa do IGBT.



Fonte: o próprio Autor

IGBT, como é possível perceber na Figura 27, onde a tensão no barramento de entrada era de $100V_{cc}$, os picos de tensão foram reduzidos, como visto no canto inferior direito, para 129V.

Figura 27: Picos de tensão sobre o IGBT utilizando o *snubber*.



Fonte: o próprio Autor

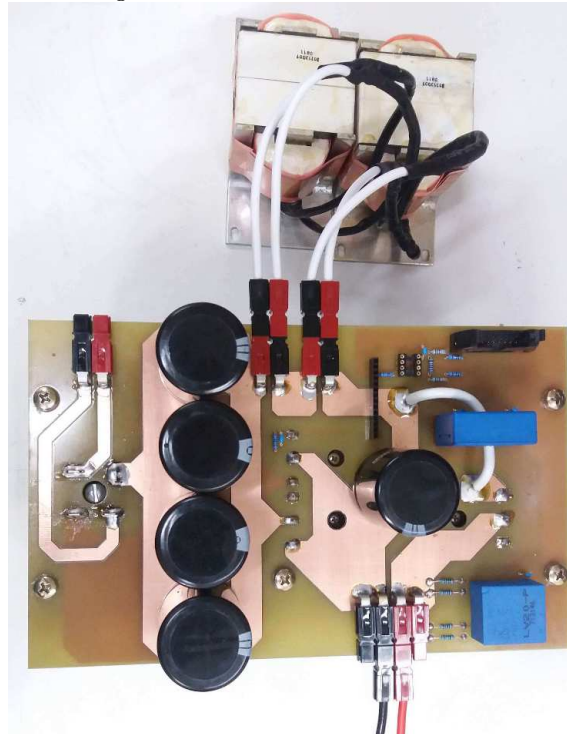
Apesar da evidente redução dos picos em comparação ao teste anterior, já que apresentou uma diminuição dos picos de 193V para 129V, a dissipação de energia verificada no circuito era muito elevada, o que impediu seu uso.

3.2 Testes em um conversor compacto

Devido às soluções buscadas não se mostrarem eficientes, optou-se pela montagem de um protótipo para a versão final do conversor, utilizando os mes-

mos componentes anteriormente descritos. Esta versão, mais compacta, integrou a maioria dos módulos anteriormente utilizados em uma única placa montada sobre um único dissipador, conforme apresentado na Figura 28.

Figura 28: Protótipo do conversor.

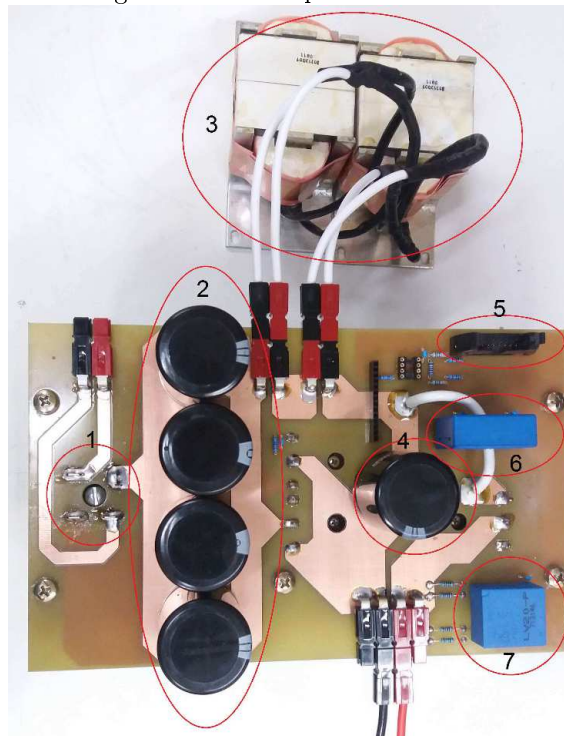


Fonte: o próprio Autor

Este protótipo já apresenta as conexões para a placa de controle, através de um conector IDC. Além de apresentar também os sensores de corrente e tensão de saída do conversor, que envia os sinais para a placa de controle através do conector IDC.

A seguir são enumerados os módulos que foram integrados na nova placa, destacados na Figura 29.

Figura 29: Protótipo do conversor.



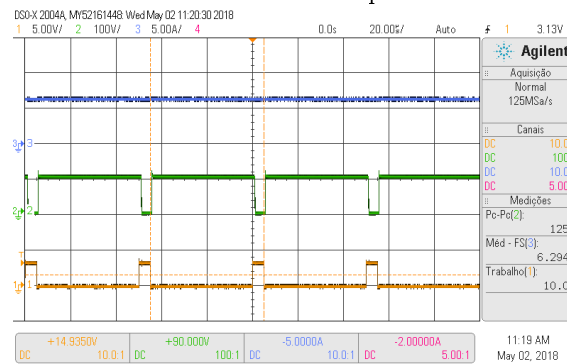
Fonte: o próprio Autor

1. Retificador monofásico KBPC5010, para 50A e 1000V.
2. Filtro de entrada consistindo de 4 (quatro) capacitores eletrolíticos de $680\mu\text{F}$, 400V.
3. Indutores de $470\mu\text{H}$ ligados em série através da placa.
4. Filtro de saída, um capacitor de $4700\mu\text{F}$, 100V.
5. Conector IDC para a placa de controle.
6. Sensor de corrente LA25-P.

7. Sensor de tensão LV20-P.

Além dos itens listados, existem, ainda, o IGBT e dois diodos que não podem ser visualizados na Figura 29 por estarem na face inferior da placa, em contato com o dissipador. Apenas essa compactação do conversor resultou em uma redução drástica, quando comparada à primeira medição feita da tensão entre o coletor e emissor do IGBT da Figura 23 dos picos de tensão sobre o IGBT, como pode ser observado no canto inferior direito da Figura 30, a leitura pico a pico da tensão foi reduzida para 125V em uma tensão de entrada de $100V_{cc}$.

Figura 30: Picos de tensão sobre o IGBT para o conversor compactado.

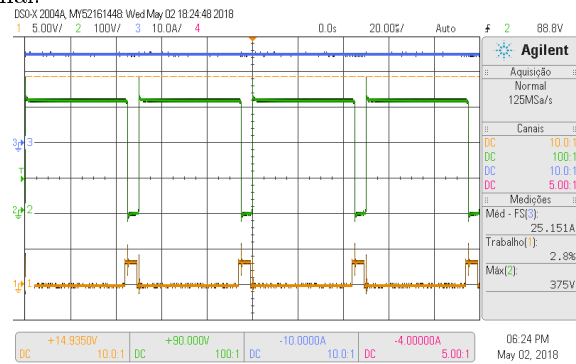


Fonte: o próprio Autor

Com a finalidade de verificar se havia a necessidade de um cabo blindado entre os transceptores, bem como de um filtro entre o conversor e o transceptor, foram feitos outros testes retirando-os, e o resultado foi semelhante ao da figura 30.

Como os resultados com o conversor compactado se mostraram positivos, decidiu-se então testar o conversor em corrente nominal, com uma tensão de entrada de 311V. O resultado obtido pode ser observado na figura 31.

Figura 31: Resultados para o conversor compactado com 311V_{cc} de entrada e corrente nominal.



Fonte: o próprio Autor

Como é possível observar nos resultados, os picos de tensão sobre o IGBT estavam em limites aceitáveis e o ruído no PWM na placa de controle, apesar de persistir, não prejudicou o chaveamento.

4 Considerações Finais

Neste relatório de estágio foram descritas as atividades realizadas pelo aluno durante o estágio supervisionado obrigatório com carga horária de 180 horas.

Durante a realização do estágio foi possível, além de observar os fenômenos estudados teoricamente durante o curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica, executar ações práticas que possibilitaram verificar a ocorrência de efeitos apenas mencionados durante os estudos, como, por exemplo o surgimento de impedâncias parasitas nos circuitos, assim como suas influências nos mesmos.

Entende-se, portanto, que o objetivo do estágio foi alcançado, já que, além da realização da montagem e testes em um conversor CC-CC Buck, que poderá ser utilizado futuramente no levantamento de modelos de baterias, possibilitou também o desenvolvimento de habilidades fundamentais para a criação e execução de outros projetos de engenharia, bem como a aquisição de experiência na solução de problemas práticos que um engenheiro eletricitista poderá encontrar no desenvolvimento de suas atividades profissionais.

Referências

HART, D. W. *Power Electronics*. 1. ed. New York: McGraw-Hill Education, 2010. ISBN 0073380679.

HAYKIN, S. *Communication systems*. New York: Wiley, 2001. ISBN 0-471-17869-1.

INFINEON. *Rapid Switching Emitter Controlled Diode*. [S.l.], 2013. 5 p.

IXYS CORPORATION. *IXXH80N65B4 XPTTM 650V IGBT GenX4TM*. [S.l.], 2016. 6 p.

TEXAS INSTRUMENTS. *SN75176A Differential Bus Transceiver*. [S.l.], 1984. 23 p.