

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

ESCOLA DE ENGENHARIA

CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Técnica ZVS para um conversor Buck 48V/12V

por

Aurélio Phelipe de Pinho Duarte

Trabalho de Conclusão de Curso

Prof. Ricardo de Oliveira Duarte
(Orientador)

Belo Horizonte, Novembro de 2017.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

Escola de Engenharia

CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Técnica ZVS para um conversor Buck 48V/12V

Aurélio Phelipe de Pinho Duarte

Monografia apresentada durante o Seminário dos Trabalhos de Conclusão do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Ricardo de Oliveira Duarte

Belo Horizonte - MG

Novembro de 2017

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer aos meus pais, Aurélio Benedito Duarte e Marley Gualberto de Pinho Duarte, que sempre estiveram do meu lado, me apoiaram e me incentivaram nos momentos difíceis.

Gostaria de expressar minha gratidão a todas as pessoas que participaram do meu intercambio na França e que o tornaram este período um ano de muita aprendizagem.

Aos meus amigos, colegas na universidade, que fizeram parte da minha formação e que vão continuar presentes em minha vida.

Aos meus familiares, que sempre foram minha distração e que amenizaram a enorme dificuldade que foi esse curso.

Por último, e o mais importante, a Deus que permitiu que tudo isso acontecesse.

RESUMO

TÉCNICA ZVS PARA UM CONVERSOR BUCK 48V/12V

Neste trabalho é estudada uma técnica ZVS de controle de um conversor CC/CC 48/12V com aplicação automotiva. Foram abordadas várias estratégias de controle do conversor, foi implementado o controle de tensão digital e a técnica ZVS em um conversor Infineon. O conversor foi analisado principalmente em termos de rendimento. Para isso, as perdas do conversor foram modeladas usando o software MATLAB. Os resultados práticos e as simulações não são otimistas para a sua aplicação, principalmente devido ao alto ripple de corrente no indutor. No entanto, conseguimos encontrar vantagens como extinguir as perdas de corrente de recuperação no diodo.

Palavras-chaves: ZVS, Comutação com tensão nula, conversor DC/DC, Buck 48/12V, Conversor ressonante.

ABSTRACT

ZVS TECHNIQUE OF A DC/DC 48/12V BUCK CONVERTER

In this study, a ZVS control technique of a DC/DC 48/12V buck converter with automotive application is studied. It will be presented different control strategies of the converter; a digital control of the converter and the voltage mode control were implemented. The converter is analysed mainly in terms of efficiency, for this, it was modelled the power losses of the converter using the MATLAB software. The practical results and the simulations are not optimistic for this application, mainly because of the high inductor ripple current. However, we can find some advantages such as the extinction of recovery losses in the diode.

Key words: ZVS, Zero Voltage Switching, DC/DC converter, Buck 48/12V, Resonant converter.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	OBJETIVOS	11
1.2	CONTEXTO	11
1.3	O CONVERSOR	13
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TEXTO.....	15
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	16
2.1	O QUE JÁ EXISTE NO MERCADO	16
3	MATERIAIS E MÉTODOS	18
3.1	O CONVERSOR BUCK SÍNCRONO	18
3.2	CONTROLE EM TENSÃO	19
3.3	CONTROLE DA CORRENTE	20
3.4	CONTROLE DO PICO DA CORRENTE	20
3.5	RAMPA DE COMPENSAÇÃO	21
3.6	CONTROLE DA CORRENTE MÉDIA	22
3.7	A TÉCNICA DE COMUTAÇÃO SUAVE	23
3.7.1	PERDAS POR CHAVEAMENTO	23
3.7.2	A TOPOLOGIA ZVS.....	26
3.8	AS PERDAS DO CONVERSOR BUCK SÍNCRONO	28
3.9	PERDAS AC NO INDUTOR.....	32
3.10	PROCEDIMENTOS DE TESTES E COLETAS DE DADOS	34
3.10.1	A PLACA INFINEON	35
3.10.2	O MICROCONTROLADOR.....	35
3.10.3	O COMPARADOR ANALÓGICO	36
3.10.4	OS TRANSISTORES	37
3.10.5	OS INDUTORES	37
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	39
4.1	SIMULAÇÕES.....	39
4.2	SIMULAÇÕES DE PERDAS E RENDIMENTO.....	39
4.2.1	AS CORRENTES EFICAZES.....	39
4.2.2	AS RESISTÊNCIAS	41
4.2.3	A FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO.....	42
4.2.4	AS PERDAS.....	42

4.2.5	O RENDIMENTO	44
4.2.6	ANÁLISE DAS PERDAS	45
4.2.7	O CONTROLE EM TENSÃO.....	46
4.2.8	ANÁLISE DOS RESULTADOS	47
5	CONCLUSÕES	52
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	53
	APÊNDICE 1 - SIMULAÇÕES	56

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1.1 – RESUMO DAS VANTAGENS DO SISTEMA DE 48V	12
FIGURA 1.2 – CONVERSOR BUCK ASSÍNCRONO	13
FIGURA 1.3 – MODO CONTÍNUO.....	14
FIGURA 1.4 – MODO DESCONTÍNUO	14
FIGURA 2.1 – EFICIÊNCIA DOS CONVERSORES CC/CC VICOR PARA TENSÃO DE SAÍDA DE 12 V E TENSÃO DE ENTRADA DE 30, 48 E 60 V	16
FIGURA 3.1 – CONVERSOR BUSK SÍNCRONO.....	18
FIGURA 3.2 – CONVERSOR BUCK SÍNCRONO BIDIRECIONAL	18
FIGURA 3.3 – CONVERSOR BUCK REGULADO - VOLTAGE MODE CONTROL..	19
FIGURA 3.4 – CONTROLE DO PICO DA CORRENTE.....	21
FIGURA 3.5 – CONTROLE DO PICO DA CORRENTE COM RAMPA DE COMPENSAÇÃO.....	22
FIGURA 3.6 – CONTROLE DA CORRENTE MÉDIA.....	23
FIGURA 3.7 – AS PERDAS POR CHAVEAMENTO OCORREM DURANTE A SOBREPOSIÇÃO DE TENSÃO/CORRENTE, NO MOMENTO DA COMUTAÇÃO DO TRANSISTOR	24
FIGURA 3.8 – COMUTAÇÃO COM A TENSÃO NULA (ZVS) E COMUTAÇÃO COM A CORRENTE NULA (ZCS).....	25
FIGURA 3.9 – RELAÇÃO ENTRE A TENSÃO E A CORRENTE PARA O ZVS E PARA O ZCS	25
FIGURA 3.10 – CONVERSOR BUCK COM A TÉCNICA ZVS.....	26
FIGURA 3.11 – FORMAS DE ONDA DA CORRENTE NO INDUTOR E DA TENSÃO v_{ds} NO ‘LOW-SIDE’ DO CONVERSOR BUCK COM A UTILIZAÇÃO DO MÉTODO ZVS	26
FIGURA 3.12 – ESQUEMA DE CIRCUITO DO CONVERSOR BUCK SÍNCRONO .	29
FIGURA 3.13 – FORMAS DE ONDA DA VDS NO TRANSISTOR E CORRENTE NO INDUTOR.....	29
FIGURA 3.14 – INDUTORES UTILIZADOS PARA SIMULAÇÃO DE PERDAS AC .	33
FIGURA 3.15 – SIMULAÇÕES DE PERDAS AC NOS INDUTORES DO CONVERSOR BUCK PARA O CONTROLE COM FREQUÊNCIA FIXA E PARA A TÉCNICA ZVS	34
FIGURA 3.16 – PLACA DO CONVERSOR INFINEON UTILIZADA	35

FIGURA 3.17 – MICROCONTROLADOR XMC4700	36
FIGURA 3.18 – CIRCUITO PARA A DETECÇÃO DA PASSAGEM PELO ZERO DA CORRENTE NO INDUTOR	36
FIGURA 3.19 – PRINCIPAIS PARÂMETROS DOS MOSFETS UTILIZADOS.....	37
FIGURA 3.20 – INDUTORES UTILIZADOS NA PARTE EXPERIMENTAL	38
FIGURA 4.1 – CORRENTE EFICAZ NO LOW-SIDE EM FUNÇÃO DA CARGA	40
FIGURA 4.2 – – CORRENTE EFICAZ NO HIGH-SIDE EM FUNÇÃO DA CARGA	40
FIGURA 4.3 – CORRENTE EFICAZ NO INDUTOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA A TÉCNICA ZVS E PARA O MÉTODO COM FREQUÊNCIA FIXA.....	40
FIGURA 4.4 – RESISTÊNCIA DO INDUTOR E DO RSHUNT EM FUNÇÃO DA CORRENTE EFICAZ	41
FIGURA 4.5 – RESISTÊNCIA R_{dson} DO LOW-SIDE E HIGH-SIDE EM FUNÇÃO DA CORRENTE EFICAZ	41
FIGURA 4.6 – FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA	42
FIGURA 4.7 – PERDAS TOTAIS DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA O MÉTODO COM FREQUÊNCIA FIXA	43
FIGURA 4.8 – PERDAS TOTAIS DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA A TÉCNICA ZVS	43
FIGURA 4.9 – RENDIMENTO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA	44
FIGURA 4.10 – DIVISÃO DE PERDAS DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA A TÉCNICA ZVS	46
FIGURA 4.11 – TENSÃO DE SAÍDA DO CONVERSOR COM A TÉCNICA ZVS.....	47
FIGURA 4.12 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS.....	48
FIGURA 4.13 – FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA OS DIFERENTES INDUTORES UTILIZADOS....	49
FIGURA 4.14 – RENDIMENTO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA OS INDUTORES COM NÚCLEO DE AR.....	50
FIGURA 4.15 – RENDIMENTO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA OS INDUTORES COM NÚCLEO DE FERRO	51

1 INTRODUÇÃO

1.1 OBJETIVOS

Um conversor CC/CC é um circuito eletrônico que converte uma corrente ou tensão contínua em outra com amplitudes diferentes. O rendimento é uma característica importante para um conversor, ele evidencia as perdas que são convertidas em calor e, portanto, é necessário que haja um sistema de resfriamento para dissipar esse calor.

Em um automóvel híbrido, um líquido de refrigeração é usado para resfriar o calor gerado, este sistema requer uma bomba para circular o fluido. Essa bomba, por sua vez, necessita de espaço e possui um peso considerável. No entanto, se a eficiência do conversor for aumentada, torna-se possível utilizar o ar para dissipar esse calor. Este sistema apresenta a principal vantagem de não necessitar da bomba para circulação do fluido.

As perdas em um conversor Buck são causadas principalmente por condução e pela comutação dos transistores. As altas frequências de chaveamento permitem uma melhor filtragem de harmônicos e consequentemente reduzem o peso, o tamanho total e custo do conversor. Por outro lado, a alta frequência aumenta as perdas por comutação e as interferências eletromagnéticas gerada pelo conversor.

O objetivo deste trabalho é avaliar uma técnica de comutação suave para um conversor Buck 48V/12V. A técnica utilizada é o ZVS ('Zero Voltage Switching') que corresponde à ligação da chave com **tenção** nula. Portanto, não haverá perdas por chaveamento nesse momento. Nesse trabalho a técnica ZVS é aplicada ao conversor Buck, é analisado seu desempenho, principalmente em termos de precisão e eficiência.

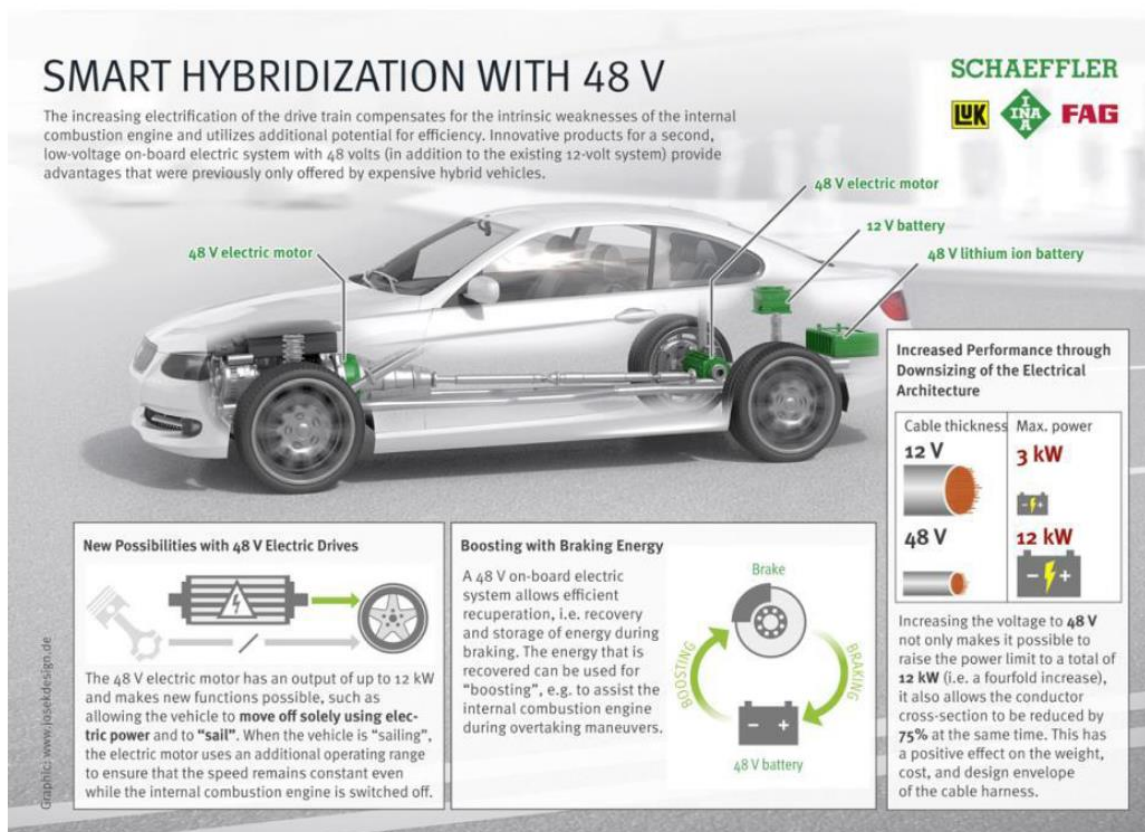
Para as simulações, utilizou-se as ferramentas PSIM e SIMETRIX. Elas nos permitem utilizar a linguagem C e Verilog, simulando o controle digital do conversor.

1.2 CONTEXTO

Com a regulação reforçada da economia de combustível e a diminuição da emissão de poluentes, a capacidade de condução autônoma com conectividade

crescente e um vasto aumento na eletrônica automotiva associada demanda maior de energia, o sistema de 12 V, com potência limitada a 3 kW, não é mais suficiente.

Neste contexto, um padrão automotivo foi proposto, a norma LV 148, que combina um sistema secundário de 48 V com o sistema 12 V existente. O sistema 48 V inclui um gerador de partida integrado, para facilitar a partida do motor, uma bateria de íon de lítio de 48 V e um conversor CC/CC com fornecimento de potência de até 10 kW a partir dos sistemas de 48 V e 12 V combinados. Esta tecnologia destina-se a veículos convencionais de combustão interna, bem como veículos híbridos e elétricos, já que os fabricantes de automóveis se esforçam para cumprir os regulamentos cada vez mais rigorosos de emissão de CO₂.



Source: Schaeffler

FIGURA 1.1 – RESUMO DAS VANTAGENS DO SISTEMA DE 48V

O sistema de 12V é responsável por fornecer a energia para iluminação interna e externa, sistemas de áudio e os demais componentes de baixo consumo.

O sistema 48V fornecerá energia para sistemas de controle de chassi, compressores de ar condicionado, suspensões ajustáveis e turbos elétricos, ele

auxiliará também a frenagem regenerativa e a partida do motor, facilitando a operação do start-stop.

O sistema 48V requer cabos com secções transversais menores, que reduzem o tamanho e o peso do cabo, já que os veículos de hoje podem ter mais de 4 quilômetros de fiação.

De acordo com alguns fabricantes de automóveis, um sistema elétrico baseado no sistema 48V resulta em uma economia de economia de combustível de 10 a 15% para motores de combustão interna, reduzindo assim as emissões de poluentes.

No entanto, a implementação de um sistema adicional de 48V em veículos resulta em desafios, como minimizar as perdas de energia deste sistema. Nesse sentido, surge o objetivo desse trabalho que consiste em permitir essa transferência de potência elevada com o mínimo de perdas.

1.3 O CONVERSOR

O conversor utilizado para realizar a transferencia de energia descrita na seção anterior é um conversor do tipo Buck, ele é um circuito que permite converter uma tensão CC em outra tensão CC de mais baixo valor (abaixador de tensão).

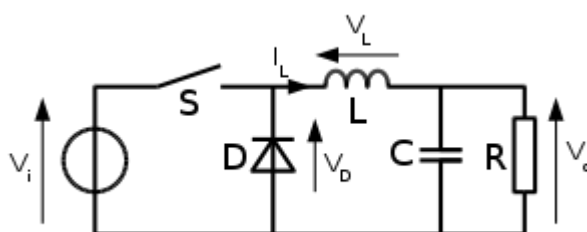


FIGURA 1.2 – CONVERSOR BUCK ASSÍCRONO

As aplicações visam obter uma tensão CC fixa e regulada a partir de uma tensão CC superior. Um conversor Buck bem projetado possui alta eficiência, podendo chegar a rendimentos de 95%.

O objetivo do conversor em questão é fazer a conversão 48V/12V fornecida por uma bateria de 48V para carregar outra bateria de 12V e alimentar os demais componentes elétricos de um carro.

A operação de um conversor Buck pode ser dividida em dois momentos dependendo do estado do interruptor S ('high-side'):

No primeiro estado, o interruptor S é ligado por um tempo $d \times T$, onde 'T' é o período e 'd' é a razão cíclica, a queda de tensão no indutor é $V_L = V_{in} - V_{out}$. A corrente no indutor aumenta linearmente de acordo com a expressão $i(t) = \frac{1}{L} \int V_L dt$. Nesse momento a tensão nos terminais do diodo é negativa, portanto ele está bloqueado. Nesse período, a energia é armazenada no indutor. Em um segundo momento, o interruptor S é desligado. O diodo começa a conduzir para garantir a continuidade da corrente no indutor. Nesse momento a queda de tensão no indutor é $V_L = -V_{out}$ e a corrente diminui linearmente, descarregando a energia armazenada no mesmo até que o interruptor S seja ligado novamente.

Em regime permanente a tensão média no indutor é nula, então a tensão de saída pode ser deduzida a partir da equação seguinte:

$$(V_{in} - V_{out}) \times d \times T - V_{out} \times (1 - d) \times T = 0$$

$$V_{out} = d \times V_{in}$$

Existem dois modos de funcionamento do conversor: o modo contínuo, Figura 1.3, e o modo descontínuo, Figura 1.4. No modo contínuo, a corrente que passa através do indutor não se anula. No modo descontínuo, a corrente que passa pelo indutor se anula durante uma parte do período e nem o interruptor S ou o diodo conduzem. Nesse momento o capacitor é responsável por fornecer a energia para a carga e o indutor está completamente descarregado.

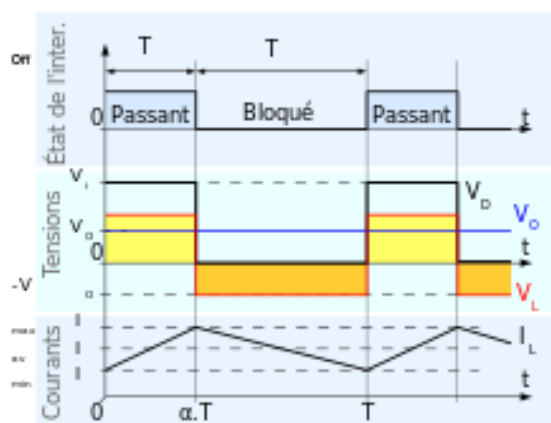


FIGURA 1.3 – MODO CONTÍNUO

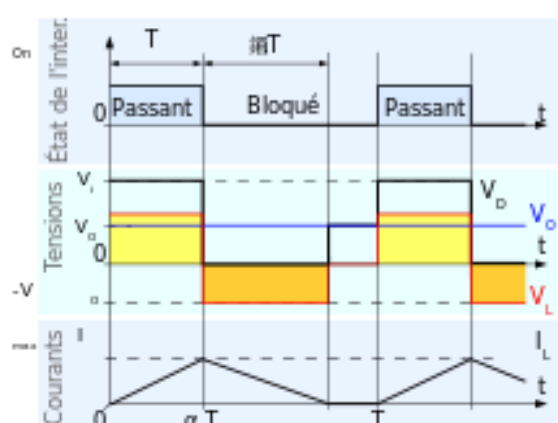


FIGURA 1.4 – MODO DESCONTÍNUO

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

O texto se divide em 5 partes, conforme descritos a seguir.

O Capítulo 2 apresenta a *Revisão Bibliográfica*, a qual trata de um texto já publicado sobre o assunto com relevância para este trabalho.

O Capítulo 3 é referente a *Metodologia*, ou seja, fornece as ferramentas que possibilitam entender o problema e aborda os procedimentos para a resolução do mesmo. No caso deste trabalho, aborda o conversor Buck, os métodos de controle usais, a técnica ZVS, o equacionamento do conversor e os componentes utilizados para a sua implementação.

O Capítulo 4 apresenta os *Resultados e Discussões*, os quais mostram as simulações e os resultados obtidos na implementação física, e faz uma comparação entre o método de controle normalmente utilizado e a técnica ZVS.

As *Conclusões* obtidas são apresentadas no capítulo 5.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 O QUE JÁ EXISTE NO MERCADO

A empresa *Vicor Corporation* é uma empresa que desenvolve componentes eletrônicos de potência. Ela desenvolve conversores CC/CC utilizando uma técnica ZVS semelhante à técnica estudada neste trabalho. Seus conversores 48V/12V com potência nominal de 216W possuem alta eficiência, podendo ser maior que 97%, como mostrado na Figura 2.1.

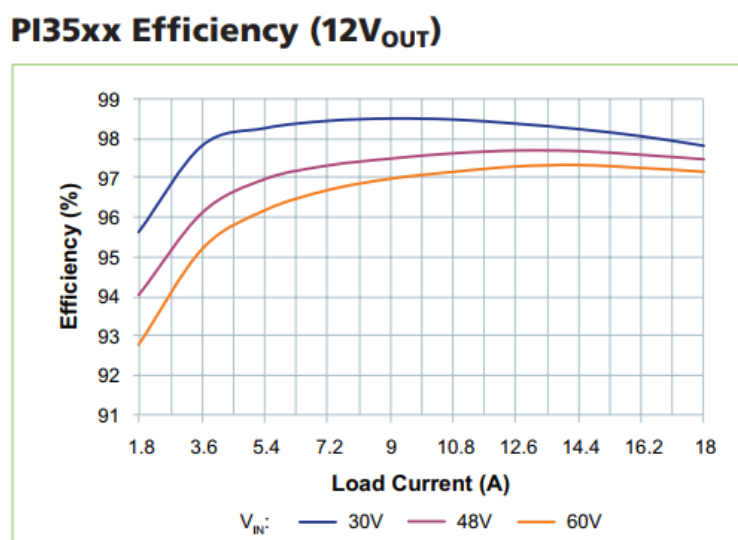


FIGURA 2.1 – EFICIÊNCIA DOS CONVERSORES CC/CC VICOR PARA TENSÃO DE SAÍDA DE 12 V E TENSÃO DE ENTRADA DE 30, 48 E 60 V

A descrição da técnica utilizada nesse conversor é **descrita** em [2]. O documento diz que os principais desafios para aumentar a frequência de chaveamento do conversor e consequentemente diminuir o tamanho dos componentes e as perdas são:

- Comutação do transistor: A elevada tensão e corrente de trabalho do transistor geram perdas elevadas por comutação. O aumento da velocidade de comutação diminui as perdas por comutação, mas aumentam os problemas de interferências eletromagnéticas.
- Condução do diodo: Mesmo no conversor Buck síncrono, o diodo em paralelo com o transistor 'low-side' conduz durante algum tempo, o que ocasiona perdas e limita a frequência de chaveamento devido a corrente de recuperação reversa.

- Perdas do circuito de controle: A comutação dos transistores em alta frequência resulta em altas perdas no circuito de comando.

De acordo com o documento a técnica ZVS diminui as três perdas e possibilita o aumento da frequência. Ele compara um método convencional com a técnica ZVS obtendo excelentes resultados, aumentando a eficiência do conversor, podendo reduzir as perdas em mais de 52% em determinados pontos de operação.

O componente desenvolvido por eles também permite o uso de conversores em paralelo sincronizados e intervalados, aumentando o fluxo de potência.

A principal diferença abordada neste trabalho é a potência nominal dos conversores, onde é estudada a possibilidade da aplicação da técnica ZVS para conversores de 500 W de potência nominal.

3 MATERIAIS E MÉTODOS

3.1 O CONVERSOR BUCK SÍNCRONO

Afim de diminuir as perdas do conversor, é possível utilizar uma configuração diferente: o conversor de Buck síncrono no qual o diodo D é substituído por um interruptor S2 ('low-side'). Esta modificação permite aumentar a eficiência do conversor visto que a energia dissipada no interruptor S2 é menor que a energia dissipada em um diodo no caso da potência utilizada nesse conversor.

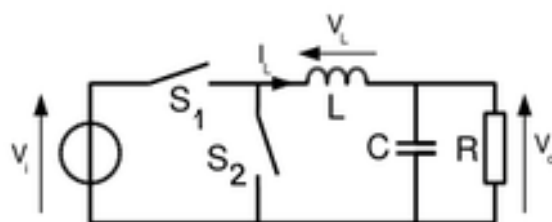


FIGURA 3.1 – CONVERSOR BUSK SÍNCRONO

Neste trabalho, é utilizada a estrutura da Figura 3.2. O diodo em paralelo com o interruptor Q2 também permite garantir a transferência de energia durante o curto período de tempo em que os interruptores estão abertos. Além disso são utilizados MOSFETs, que já possuem o diodo intrínseco.

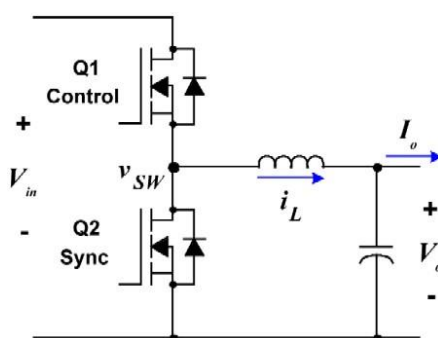


FIGURA 3.2 – CONVERSOR BUCK SÍNCRONO BIDIRECIONAL

Outra vantagem do Buck síncrono é o fluxo de energia bidirecional. A principal desvantagem é o aumento da complexidade do circuito, já que se torna necessário comandar dois transistores.

3.2 CONTROLE EM TENSÃO

O método mais simples para regular a tensão do conversor é o controle em tensão (*Voltage Mode Control*).

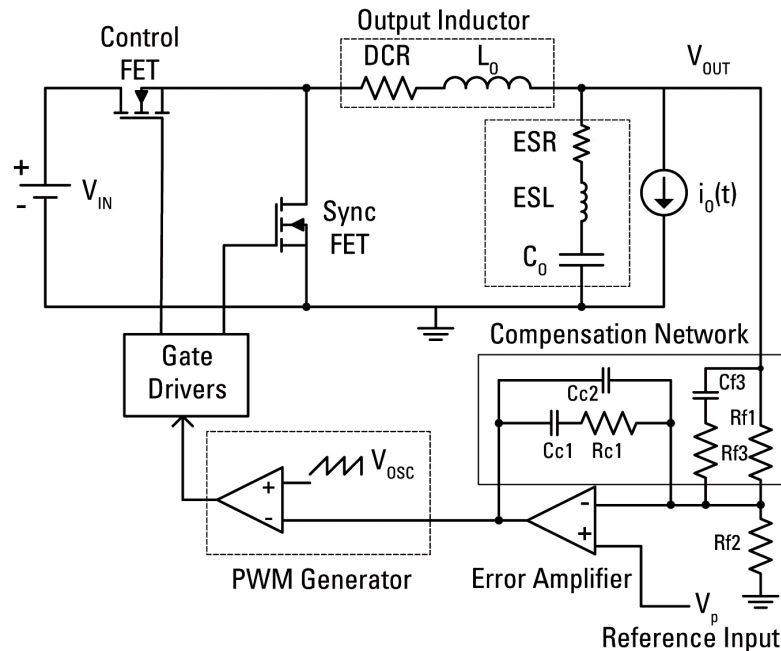


FIGURA 3.3 – CONVERSOR BUCK REGULADO - VOLTAGE MODE CONTROL

O método consiste em comparar a tensão de saída medida com uma tensão de referência. O erro passará por um controlador, normalmente é utilizado um controlador PI, que dará a tensão de comando para ser comparado com uma portadora, obtendo assim um sinal PWM para o comando dos transistores.

Vantagens :

- Apenas um loop é necessário para a regulação;
- Métodos simples e eficazes podem ser usados para medir a tensão de saída, como um divisor de tensão;
- Simples seleção do controlador utilizando a função de transferência do sistema;
- Possui uma melhor regulação para uma ampla variação de carga.

Inconvenientes :

- O sistema tem uma resposta lenta a uma mudança de carga devido ao erro que deve ser detectado na saída e depois corrigido pelo loop;

- Não protege contra curto-circuito;
- O filtro de saída complica a compensação do circuito, o que pode ser ainda mais difícil pelo fato de que o ganho do loop varia com a tensão de entrada.

3.3 CONTROLE DA CORRENTE

O controle no modo corrente é uma técnica de controle para corrigir as fraquezas do método de controle de tensão. Esta técnica adiciona um segundo loop para corrigir a corrente no indutor.

O controle no modo corrente resolve o problema de resposta lenta do controle em tensão pois a corrente do indutor responde rapidamente às mudanças na saída. Outra vantagem é que o controle no modo corrente elimina a variação do ganho de loop devido a variação da tensão de entrada. Apesar das melhoras significativas, neste trabalho não é implementado o controle em corrente para o conversor estudado. O estudo desse controle para a técnica ZVS abordada aqui é uma sugestão para um futuro trabalho.

Inconvenientes do controle em corrente:

- A análise da malha é mais difícil de ser feita, pois existem duas malhas de realimentação;
- O loop de controle é feito, normalmente, a partir da leitura da corrente no indutor, portanto as ressonâncias do estágio de potência podem introduzir ruído no circuito de controle interno.

3.4 CONTROLE DO PICO DA CORRENTE

O método de controle do pico da corrente (*Peak Current Control*) consiste em substituir a portadora pela corrente do indutor ou pela corrente do 'high-side'. Assim, o bloqueio do transistor 'high-side' e o ligamento do 'low-side' ocorre quando a corrente do transistor é igual à uma corrente de referência. O ligamento do 'high-side' e desligamento do 'low-side' é assegurado por um clock na entrada set de um 'Latch' utilizado que determina a frequência de chaveamento.

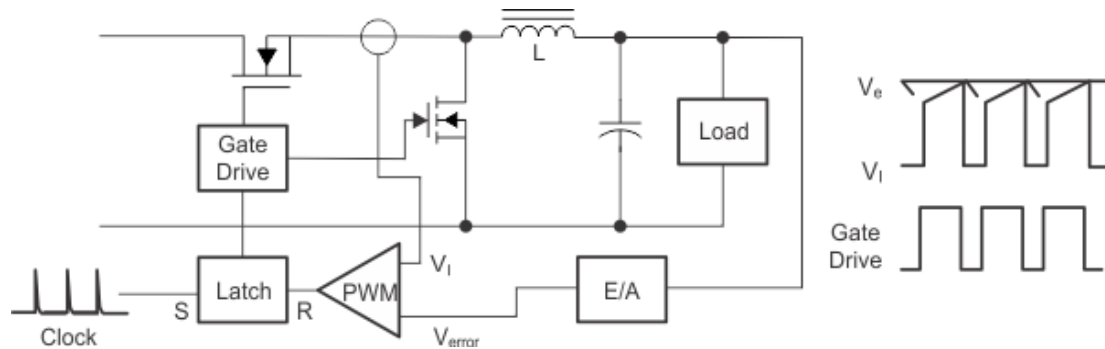


FIGURA 3.4 – CONTROLE DO PICO DA CORRENTE

Vantagens :

- Proteção contra sobrecarga;
- Resposta rápida;
- Capacidade de compartilhamento em conversores multifases;
- Frequência de chaveamento fixa;
- A função de transferência para a malha de tensão é apenas o circuito de primeira ordem RC em paralelo, onde R é a resistência de carga e C o capacitor de saída.

Inconvenientes :

- Instabilidade do circuito de controle interno para razões cíclicas superiores à 50%;
- Baixa imunidade ao ruído;

3.5 RAMPA DE COMPENSAÇÃO

O problema de instabilidade para razões cíclicas maiores que à 50% pode ser resolvido adicionando uma rampa de compensação a uma das entradas do comparador que gera a PWM (*Slope Compensation*).

Essa compensação é realizada subtraindo uma forma de onda de tensão dente de serra da saída do amplificador de erro com a mesma frequência da frequência de chaveamento. Alternativamente, a rampa de compensação pode ser adicionada diretamente ao sinal de corrente do indutor. Para garantir a estabilidade da malha de

corrente, a inclinação da rampa de compensação deve ser superior à metade da inclinação descendente da forma de onda da corrente.

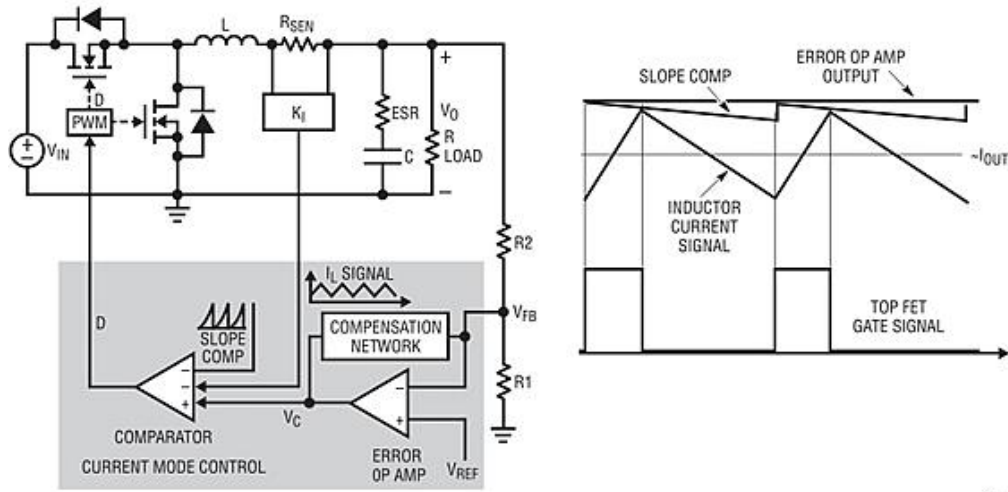


FIGURA 3.5 – CONTROLE DO PICO DA CORRENTE COM RAMPA DE COMPENSAÇÃO

3.6 CONTROLE DA CORRENTE MÉDIA

O controle da corrente média (*Average Current Control*) consiste em medir a corrente do indutor e comparar com uma corrente de referência dada por um loop de tensão (loop externo). O erro obtido passará por outro controlador (loop interno), a saída desse controlador é a tensão de comando para o comparador que gera a PWM.

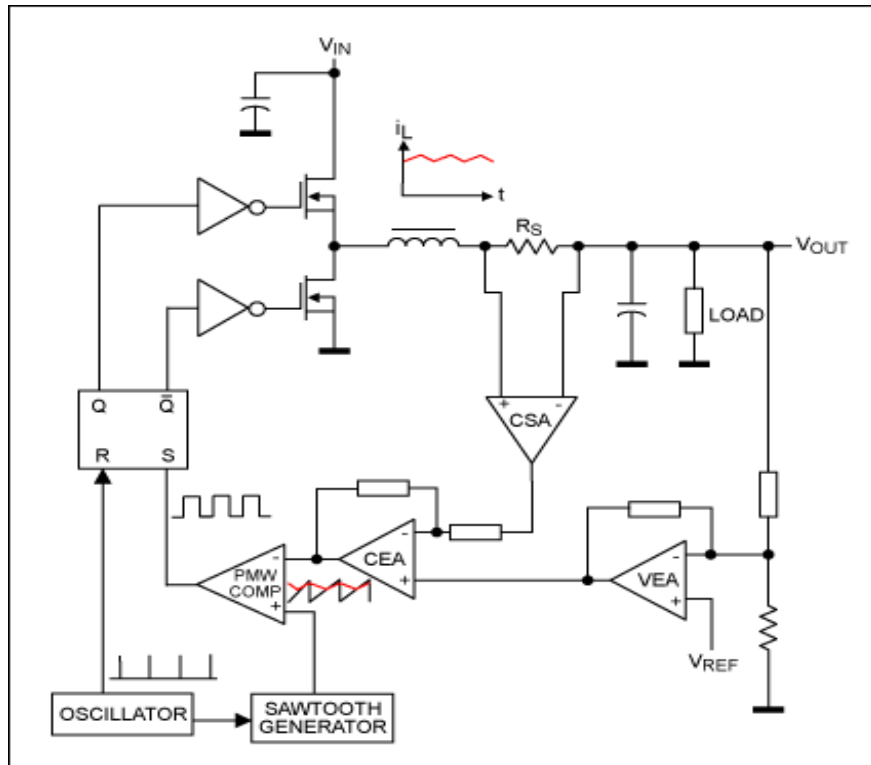


FIGURA 3.6 – CONTROLE DA CORRENTE MÉDIA

Vantagens:

- Excelente imunidade ao ruído;
- A rampa de compensação não é necessária;

Inconvenientes :

- Mais complicado para o ajuste, porque existem dois controladores;
- A frequência de amostragem deve ser muito alta, proporcional à frequência do PWM. Portanto, a implementação de um controlador digital é limitada.

3.7 A TÉCNICA DE COMUTAÇÃO SUAVE

3.7.1 PERDAS POR CHAVEAMENTO

Os conversores CC/CC não isolados possuem perdas elevadas de comutação devido à presença simultânea de alta tensão e alta corrente nos transistores, essas perdas acontecem tanto do ligamento como no desligamento dos mesmos.

Essas perdas aumentam proporcionalmente à frequência de chaveamento e à tensão de entrada, elas limitam a máxima frequência de operação, eficiência e densidade de potência. A Figura 3.7 mostra onde se produzem as perdas por chaveamento.

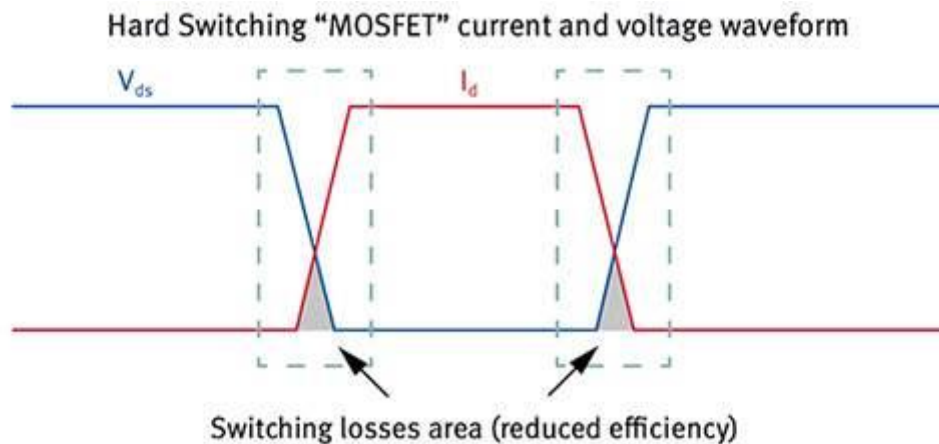


FIGURA 3.7 – AS PERDAS POR CHAVEAMENTO OCORREM DURANTE A SOBREPOSIÇÃO DE TENSÃO/CORRENTE, NO MOMENTO DA COMUTAÇÃO DO TRANSISTOR

As perdas por chaveamento em um transistor MOSFET podem ser calculadas pela seguinte equação:

$$P_{com} = \frac{1}{2} \times V_{ds} \times I \times (t_r + t_f) \times f \quad [W], \text{ onde:}$$

V_{ds} é a tensão 'dreno-source' do MOSFET ;

I é a corrente que flui através do transistor;

t_r é o tempo de ligamento ('rise time');

t_f é o tempo de desligamento ('fall time');

f é a frequência de chaveamento.

Existem dois métodos para minimizar as perdas por chaveamento: comutação com a tensão nula ('zero voltage switching' – ZVS) e comutação com a corrente nula ('zero current switching' – ZCS).

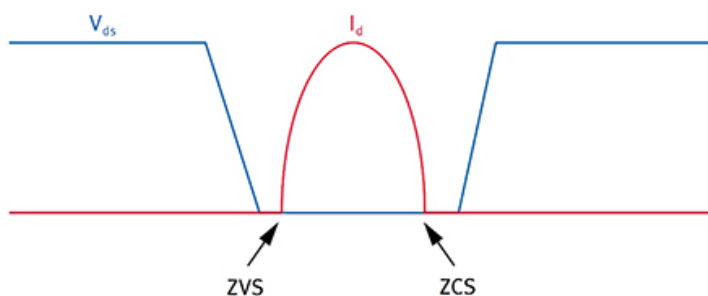


FIGURA 3.8 – COMUTAÇÃO COM A TENSÃO NULA (ZVS) E COMUTAÇÃO COM A CORRENTE NULA (ZCS)

O método de comutação suave ZVS é caracterizado pela comutação espontânea no ligamento associada à comutação controlada no desligamento. O método de comutação suave ZCS é caracterizado pela comutação espontânea no desligamento associada à comutação controlada no ligamento.

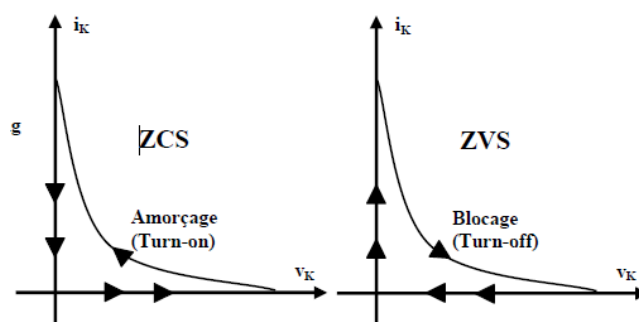


FIGURA 3.9 – RELAÇÃO ENTRE A TENSÃO E A CORRENTE PARA O ZVS E PARA O ZCS

No conversor Buck estudado, os transistores utilizados são MOSFETs: uma vez que estes são componentes com capacitores internos maiores do que os IGBTs, o método ZVS é mais apropriado. Por outro lado, o ZCS é mais adequado para conversores que utilizam IGBTs diminuindo as perdas causadas pelo **“rabo de corrente”**. Outra observação importante: para frequências mais elevadas, o ZVS é mais recomendado, pois quando o transistor é ligado com corrente nula, a energia armazenada nos capacitores internos é dissipada no transistor, isso pode danificar o transistor a longo prazo. No entanto, não existe perda para o ZVS neste caso.

Existem muitas topologias na literatura para obter uma comutação suave. Foi escolhida a topologia com o mínimo de componentes ativos e indutivos adicionais.

3.7.2 A TOPOLOGIA ZVS

A topologia usada para o ZVS é ilustrada na Figura 3.10, discutida em [1]. Esta técnica permite ao conversor operar sem sobretensão: a tensão sobre o transistor não ultrapassa a tensão de alimentação devido aos diodos D1 e D2. Além disso, este circuito permite o fluxo de energia nos dois sentidos.

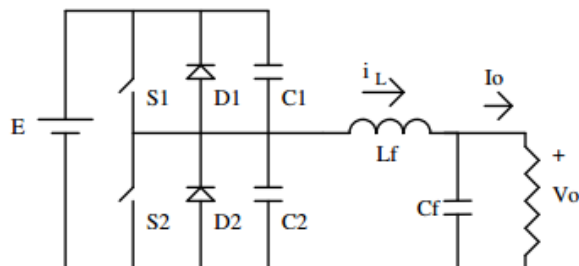


FIGURA 3.10 – CONVERSOR BUCK COM A TÉCNICA ZVS

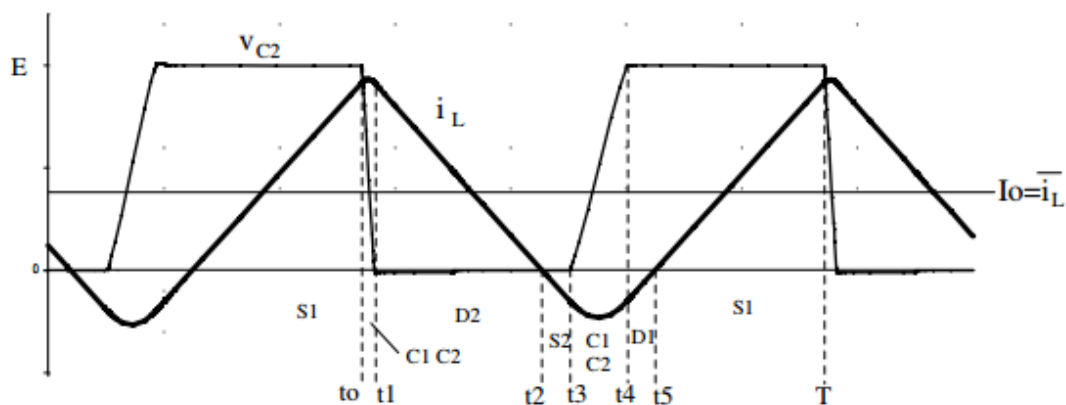


FIGURA 3.11 – FORMAS DE ONDA DA CORRENTE NO INDUTOR E DA TENSÃO v_{ds} NO 'LOW-SIDE' DO CONVERSOR BUCK COM A UTILIZAÇÃO DO MÉTODO ZVS

O funcionamento do conversor pode ser dividido em quatro fases. Na primeira fase, o transistor S1 está ligado, então S1 ou D1 conduz e a corrente no indutor L_f aumenta linearmente. Após um período de tempo t_{on} , com a corrente de pico no indutor i_{pico} , o transistor S1 é desligado e a sua tensão aumenta de acordo com o carregamento do capacitor C1. A continuidade da corrente de indutância é feita pelos capacitores, nesse momento C2 é descarregado e C1 está carregado, de modo que a soma de suas tensões seja igual à tensão de alimentação. Uma vez que a corrente da indutância varia pouco, a forma observada da tensão nos capacitores é praticamente linear.

Assim que V_{c2} se anula (no instante t_1), o diodo D2 conduz. Nesse momento, a tensão sobre o indutor é $V_L = -V_0$ e, portanto, a corrente no indutor decresce linearmente. Logo após o início da condução de D2, é enviado um sinal para o ligamento de S2. O transistor S2 conduz até que a corrente se anule (no instante t_2), como é muito difícil detectar esse momento preciso, a detecção é feita para um valor negativo de corrente o mais próximo possível de zero, nesse momento é enviado um sinal para o desligamento de S2.

No instante t_3 , S2 inicia o desligamento e a sua tensão terminal aumenta a partir de zero. A inclinação da tensão V_{c2} depende da corrente no indutor (negativa e aproximadamente constante). A tensão V_{c2} aumenta à medida que V_{c1} diminui. Quando a tensão em C2 atinge o valor da tensão de entrada (no instante t_4), o diodo D1 começa a conduzir, nesse momento a tensão no indutor é $V_L = E - V_0$ e a corrente i_L aumenta linearmente com uma inclinação que depende de V_L . No momento de condução de D1, com a corrente no indutor I_{min} , um sinal de controle é enviado para S1 que entra em condução antes que a corrente se torne positiva (no instante t_5).

O controle da tensão de saída pode ser feito controlando o tempo em que S1 deve estar ligado, que é dado por:

$$L_f \times \frac{di_L}{dt} = E - V_0$$

$$\int_{I_{min}}^{i_{pico}} di_L = \int_0^{t_{on}} \frac{E - V_0}{L_f} dt$$

$$i_{pico} = \frac{E - V_0}{L_f} \times t_{on} + I_{min}$$

$$i_{média} = \frac{i_{pico} + I_{min}}{2}$$

Onde $i_{média}$ é a corrente média no indutor e em regime permanente, é igual a corrente de saída no conversor.

$$i_{pico} = 2i_{média} - I_{min}, \text{ logo:}$$

$$t_{on} = \frac{2 \times L_f \times (i_{média} - I_{min})}{E - V_0}$$

Visto que o circuito trabalha no limite entre o modo contínuo e o modo descontínuo a frequência de chaveamento f_d pode ser aproximada por:

$$d = \frac{V_{out}}{E} = \frac{t_{on}}{T_d} = t_{on} \times f_d$$

Onde T_d é o período de chaveamento.

$$f_d = \frac{d}{t_{on}} = \frac{d \times (E - V_0)}{2 \times L_f \times (i_{média} - I_{min})}$$

Essa técnica ZVS apresenta outras duas vantagens [44]. Reduz as componentes harmônicas das interferências eletromagnéticas (centrando-a na frequência de comutação) e permite uma operação em maior frequência, o que resulta em um ruído reduzido mais fácil de filtrar através do uso de componentes de filtro menores.

3.8 AS PERDAS DO CONVERSOR BUCK SÍNCRONO

Para melhorar ainda mais a eficiência do conversor, é útil compreender o mecanismo das perdas de energia. Esta seção explica os fatores de perdas de energia e fornece as equações para calculá-las.

As principais perdas são dadas por:

1. Perdas de condução causadas pela resistência R_{on} dos MOSFETs;
2. Perdas por chaveamento;
3. Perda de recuperação reversa no diodo;
4. Perdas no capacitor de saída C_{oss} do MOSFET;
5. Perda de tempo morto;
6. Perdas por condução no indutor e na resistência shunt;
7. Perdas no capacitor de entrada e saída.

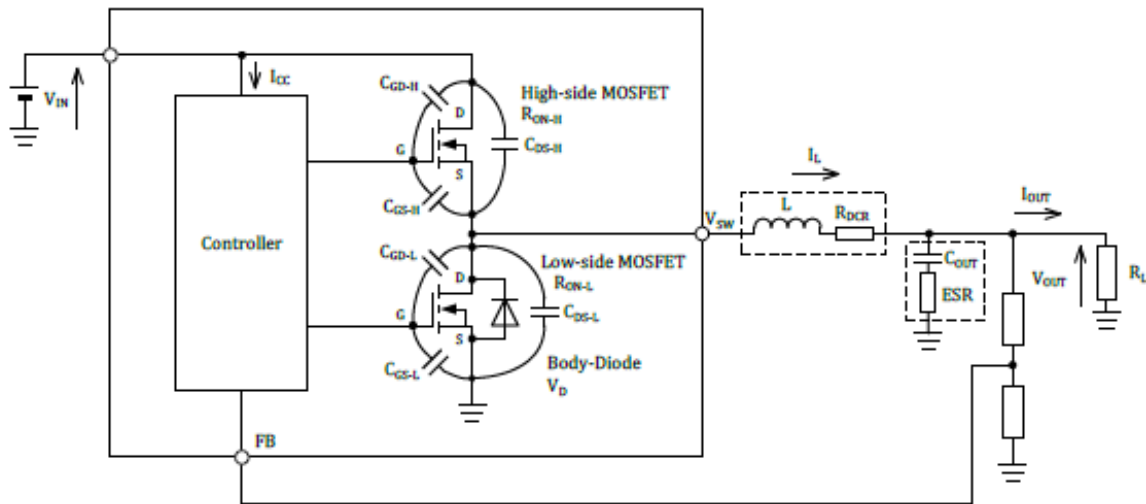


FIGURA 3.12 – ESQUEMA DE CIRCUITO DO CONVERSOR BUCK SÍNCRONO

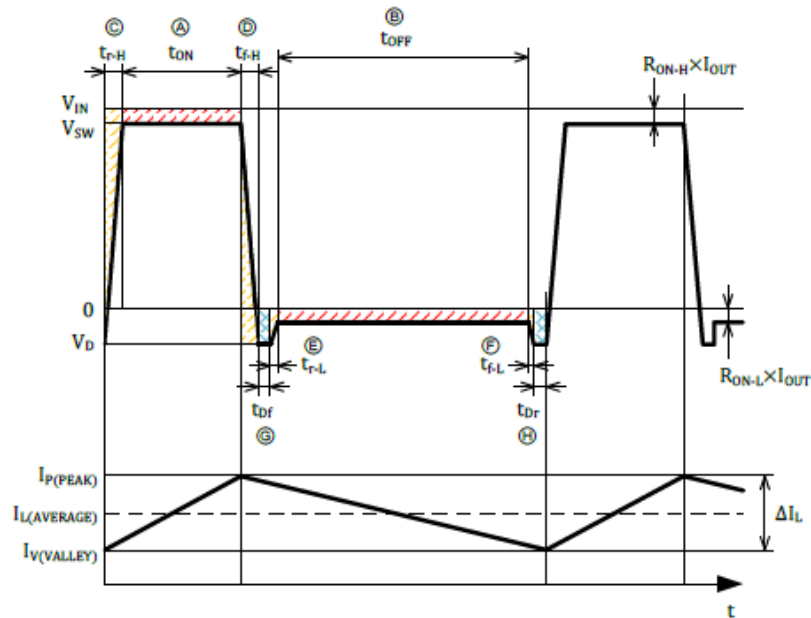


FIGURA 3.13 – FORMAS DE ONDA DA VDS NO TRANSISTOR E CORRENTE NO INDUTOR

1. PERDAS DE CONDUÇÃO CAUSADAS PELA RESISTÊNCIA R_{on} DOS MOSFETS

As perdas de condução podem ser estimadas a partir da corrente no indutor, da resistência R_{on} e da razão cíclica.

- Perdas no high-side : $P_{HS} = I_{HSrms}^2 \times R_{HSon} [W]$, onde $I_{HSrms} = \sqrt{\frac{V_{out}}{V_{in}} \times (I_p^2 + \frac{(I_p - I_v)^2}{3} - (I_p - I_v) * I_p) [A]}$, onde $I_v = 0$ no caso do ZVS ;

- Perdas no low-side : $P_{HS} = I_{LSrms}^2 \times R_{hs_{on}} [W]$, onde $I_{LSrms} = \sqrt{(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}) \times (I_p^2 + \frac{(I_p - I_v)^2}{3} - (I_p - I_v) * I_p)} [A]$, onde $I_v = 0$ no caso do ZVS .

2. PERDAS POR CHAVEAMENTO

As equações para cálculos das perdas por chaveamento já foram discutidas. É importante notar que, para o conversor Buck síncrono, a tensão V_{ds} no momento do ligamento do low-side é a tensão do diodo 'Vd'. Ao desligar a tensão V_{ds} também é 'Vd' para o método de controle de chaveamento comum, no caso do ZVS e V_{ds} é igual a V_{in} , no entanto a corrente é praticamente nula nesse momento.

Perdas por chaveamento no método com frequência fixa:

- Perdas high-side (turn-on) : $P_{HS-on} = \frac{1}{2} \times V_{in} \times I_v \times t_{RR} \times fd [W]$, onde t_{RR} é o tempo de chaveamento e fd é a frequência de chaveamento ;
- Perdas high-side (turn-off) : $P_{HS-off} = \frac{1}{2} \times V_{in} \times I_p \times t_{RR} \times fd [W]$;
- Perdas low-side (turn-on) : $P_{HS-on} = \frac{1}{2} \times V_D \times I_p \times t_{RR} \times fd [W]$, onde V_D é a tensão direta do diodo ;
- Perdas low-side (turn-off) : $P_{HS-off} = \frac{1}{2} \times V_D \times I_v \times t_{RR} \times fd [W]$;

Perdas por chaveamento no método ZVS:

- Perdas high-side (turn-on) : $P_{HS-on} = 0 [W]$;
- Perdas high-side (turn-off) : $P_{HS-off} = \frac{1}{2} \times V_{in} \times I_p \times t_{RR} \times fd [W]$;
- Perdas low-side (turn-on) : $P_{HS-on} = \frac{1}{2} \times V_D \times I_p \times t_{RR} \times fd [W]$;
- Perdas low-side (turn-off) : $P_{HS-off} = \frac{1}{2} \times V_{in} \times I_v \times t_{RR} \times fd [W]$;

3. PERDA DE RECUPERAÇÃO REVERSA NO DIODO

Assim que o MOSFET high-side é ligado, a corrente do diodo MOSFET do low-side muda de direção (momento de polarização reversa), esse fenômeno é conhecido como corrente de recuperação, ele gera perda no diodo. Essa perda é determinada pelo tempo de recuperação inversa do diodo. A perda pode ser calculada usando a seguinte equação:

- $P_r = \frac{1}{2} \times V_{in} \times I_{RR} \times t_{RRD} \times fd [W]$, onde I_{RR} é o valor máximo em módulo da corrente inversa no diodo e t_{RRD} é o tempo da corrente de recuperação reversa.

4. PERDAS NO CAPACITOR DE SAÍDA C_{oss} DO MOSFET

Em cada ciclo de chaveamento, são geradas perdas devido ao carregamento dos capacitores de saída dos MOSFETs 'high-side' e 'low-side'. Essa perda pode ser aproximada pela seguinte equação:

- $P_{Coss} = \frac{1}{2} \times (C_{oss}) \times V_{in}^2 \times f_d [W]$, onde $C_{oss} = C_{ds-h} + C_{gd-h}$, sendo que C_{ds-h} é o capacitor parasita 'drain-source' e C_{gd-h} é o capacitor parasita 'gate-drain'

5. PERDA DE TEMPO MORTO

Um período de tempo morto é previsto para desligar ambos os MOSFETs para evitar que ocorram curtos-circuitos enquanto a corrente do indutor continua a fluir. Durante o tempo morto, a corrente no indutor flui pelo diodo dos MOSFET 'low-side'. A perda no tempo morto t_{mort} pode ser calculada com a seguinte equação:

Perdas no tempo morto no método com frequência fixa:

- $P_D = V_D \times I_{out} \times (t_{mort1} + t_{mort2}) \times f_d [W]$, onde t_{mort1} é o tempo morto depois o desligamento do 'high-side' e t_{mort2} é o tempo morto depois do desligamento do 'low-side'.

No caso do ZVS a corrente após o desligamento do 'high-side' é o dobro da corrente de saída, e após o desligamento do 'low-side', a corrente no indutor é aproximadamente nula, logo:

Perdas no tempo morto no método ZVS :

- $P_D = 2 \times V_D \times I_{out} \times t_{mort1} \times f_d [W]$

6. PERDAS POR CONDUÇÃO NO INDUTOR E NA RESISTÊNCIA SHUNT

Existem dois tipos de perdas de potência no indutor: a perda por condução causada pela resistência equivalente em série e a perda do núcleo de ferro determinada pelas propriedades magnéticas do núcleo. No entanto, as perdas no núcleo de ferro são difíceis de estimar. É abordado a influência do núcleo na seção 3.9.

Pode-se estimar também as perdas na resistência shunt R_{shunt} , como R_{shunt} está em série com indutor, as perdas por condução no indutor e em R_{shunt} podem ser calculadas através da seguinte equação:

- $P_L = I_{Lrms}^2 \times (R_L + R_{shunt}) [W]$, onde $I_{Lrms} = \sqrt{\frac{(Ip^2 + (Ip \times Iv) + Iv^2)}{3}} [A]$

7. PERDAS NO CAPACITOR DE ENTRADA E SAÍDA

Várias perdas são geradas no capacitor, incluindo diversos fatores como resistência em série, corrente de fuga e perda dielétrica. Essas perdas são simplificadas em um modelo de perda geral, a resistência em série equivalente (ESR). A perda de potência no capacitor é calculada multiplicando a ESR pelo quadrado do valor eficaz da corrente alternada que flui no capacitor:

- $P_C = I_{C-rms}^2 \times ESR [W]$

A corrente eficaz no capacitor de entrada é complexa, mas pode ser estimada com a seguinte equação:

- $I_{Cin-rms} = I_{out} \times \frac{\sqrt{(V_{in}-V_{out}) \times V_{out}}}{V_{in}} [A]$

A corrente eficaz no capacitor de saída é igual ao valor eficaz da ondulação da corrente na indutância, ou seja, o valor eficaz da corrente no indutor sem a componente contínua, ela pode ser calculada pela seguinte equação:

- $I_{Cout-rms} = \frac{(Ip-Iv)}{2 \times \sqrt{3}}$

As perdas do capacitor de entrada P_{C-in} e no capacitor de saída P_{C-out} são calculadas substituindo a corrente eficaz por $I_{Cin-rms}$ e $I_{Cout-rms}$, respectivamente:

- $P_{C-in} = I_{Cin-rms}^2 \times ESR_{in} [W]$
- $P_{C-out} = I_{Cout-rms}^2 \times ESR_{out} [W]$

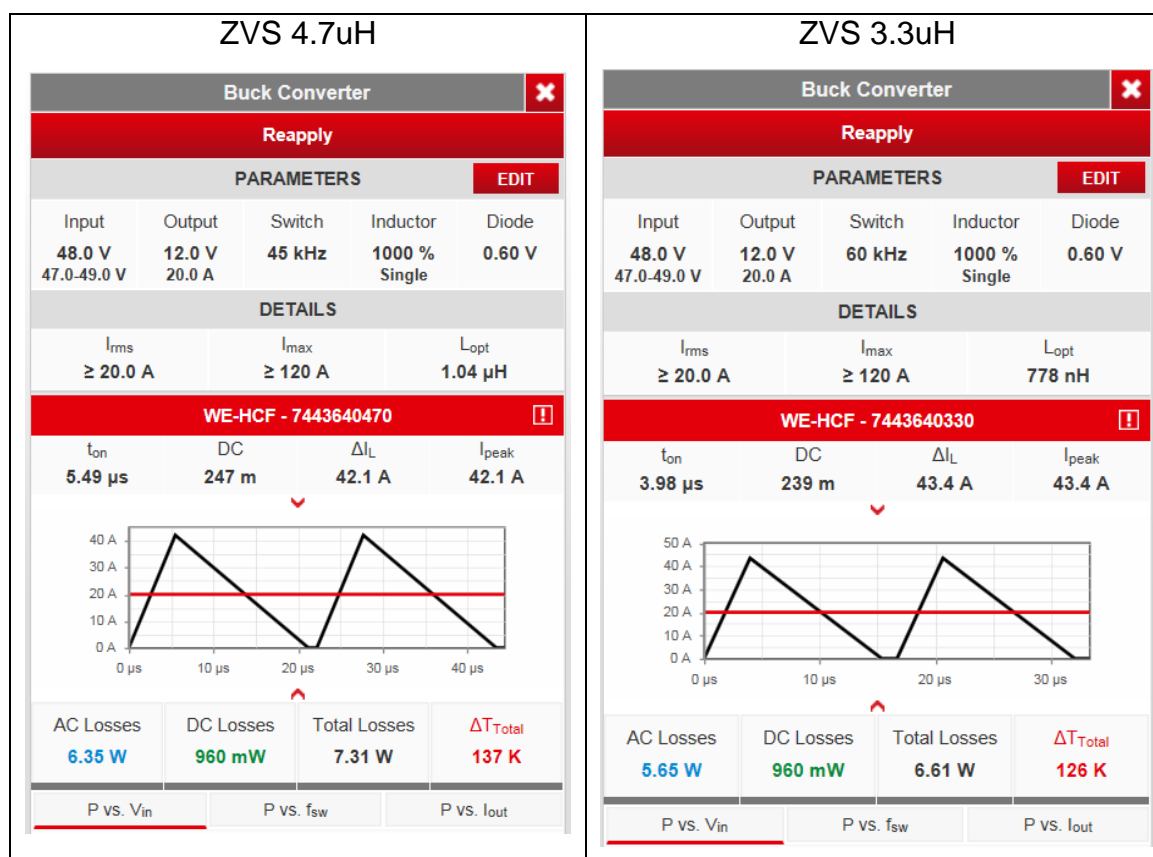
3.9 PERDAS AC NO INDUTOR

Foram feitas simulações de perdas AC e DC no site <https://www.we-online.com/redexpert/>, em um conversor Buck com corrente de saída igual a 20 A (240W de carga). Para simular a corrente no indutor para técnica ZVS o conversor trabalhou no limite entre o modo contínuo e o modo descontínuo e foi usado a frequência de chaveamento para cada indutor para a carga de 240 W. Para realizar uma comparação com o controle em frequência fixa, o ripple de corrente considerado nesse caso foi próximo de 30%.

Os indutores utilizados e os resultados obtidos são apresentados nas Figura 3.14 e Figura 3.15.

Código do indutor	Série	L (uH)	Rdc (mΩ)	Corrente nominal	Corrente de saturação	Material
7443640470	WE-HCF	4.7	2.4	30	78	MnZn
7443640330	WE-HCF	3.3	2.4	30	100	MnZn
7443556130	WE-HCI	1.3	0.94	34.5	62	WE-PERM2
7443643300	WE-HCF	33	2.4	30	11.5	MnZn

FIGURA 3.14 – INDUTORES UTILIZADOS PARA SIMULAÇÃO DE PERDAS AC



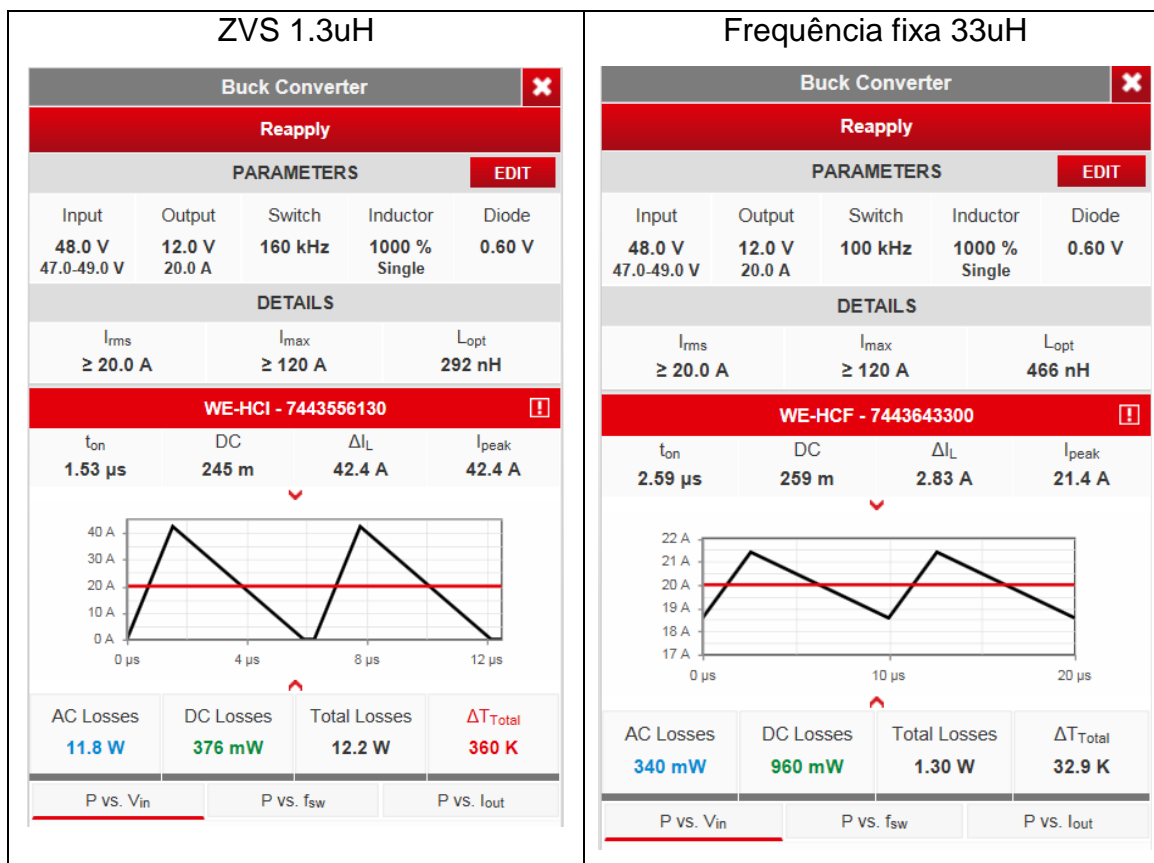


FIGURA 3.15 – SIMULAÇÕES DE PERDAS AC NOS INDUTORES DO CONVERSOR BUCK PARA O CONTROLE COM FREQUÊNCIA FIXA E PARA A TÉCNICA ZVS

Pode-se observar que as perdas AC no indutor com o núcleo de ferro são muito maiores do que as perdas de CC na técnica ZVS, ela foi cerca de 6 vezes maior para os indutores de 4,7μH e 3,3μH, e aproximadamente 30 vezes maior para o indutor de 1,3μH. Por outro lado, em um conversor Buck convencional, as perdas AC são aproximadamente 3 vezes menores que as perdas DC para uma frequência de chaveamento de 100kHz.

3.10 PROCEDIMENTOS DE TESTES E COLETAS DE DADOS

Nas próximas subseções são abordados os principais componentes para realização dos testes. Os testes foram feitos para diferentes cargas, considerando o limite de temperatura dos componentes, para isso todos os transistores e os indutores tiveram a temperatura monitorada. Além disso, foram utilizados dissipadores de calor com ventoinhas, permitindo simular um sistema real, com uma carga elevada.

3.10.1 A PLACA INFINEON

A placa do conversor utilizada para os testes é mostrada na Figura 3.16. É composta principalmente por um conversor Buck com indutor com núcleo de ferro, um capacitor de saída 66uF e um driver: o AUIRS2013.

O AUIRS2013 é um circuito de controle de meia ponte. Possui a vantagem de integrar um amplificador diferencial. Este amplificador é responsável pela leitura da corrente em um Rshunt de 2mΩ, ele tem um ganho de 20V/V.

Além disso, este driver tem um tempo morto programável de entre 60ns e 210ns.

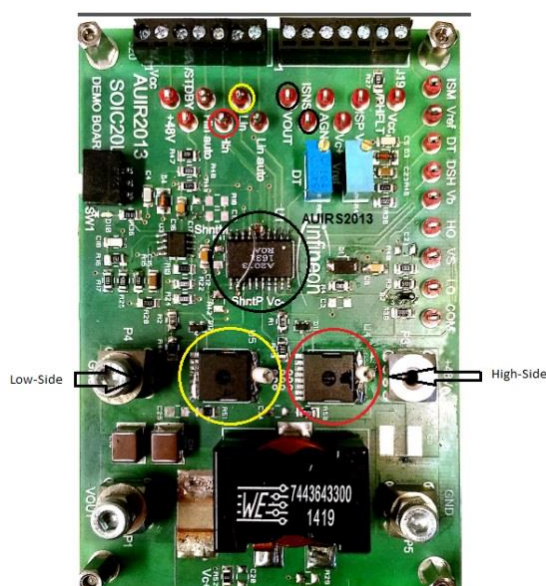


FIGURA 3.16 – PLACA DO CONVERSOR INFINEON UTILIZADA

3.10.2 O MICROCONTROLADOR

Foram utilizados dois microcontroladores para fazer o controle do conversor. O Arduino DUE e o XMC4700. O Arduino apresenta a vantagem da simplicidade na programação. No entanto, sua velocidade não foi suficiente para fazer o controle do conversor com frequências de chaveamento superiores à 100kHz para a técnica ZVS.

Finalmente foi utilizado o XMC4700, Figura 3.17, com um relógio de 144MHz, com ele foi possível realizar o controle com frequências de chaveamento próximas a 300kHz.

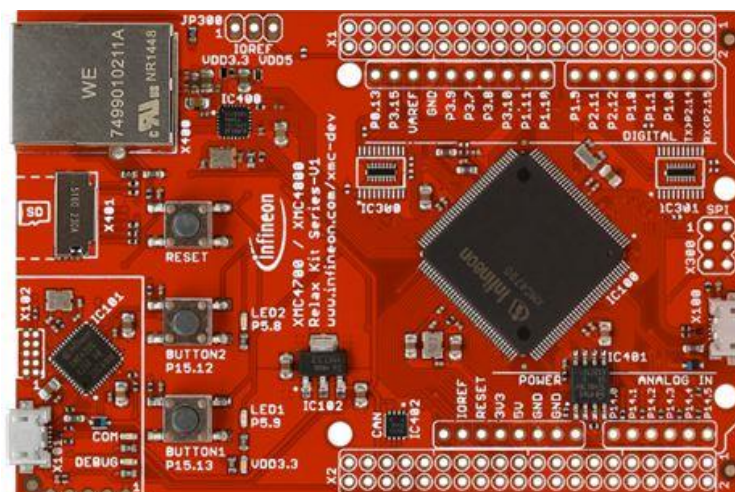


FIGURA 3.17 – MICROCONTROLADOR XMC4700

3.10.3 O COMPARADOR ANALÓGICO

Para o bom funcionamento do ZVS, é necessário um comparador muito preciso e rápido. Foi utilizado o LM319, que é um comparador de precisão de alta velocidade projetado para operar em uma ampla gama de tensões.

O esquema usado é ilustrado na Figura 3.18. Para ter uma detecção de corrente negativa e, como o sinal atual possui um deslocamento.

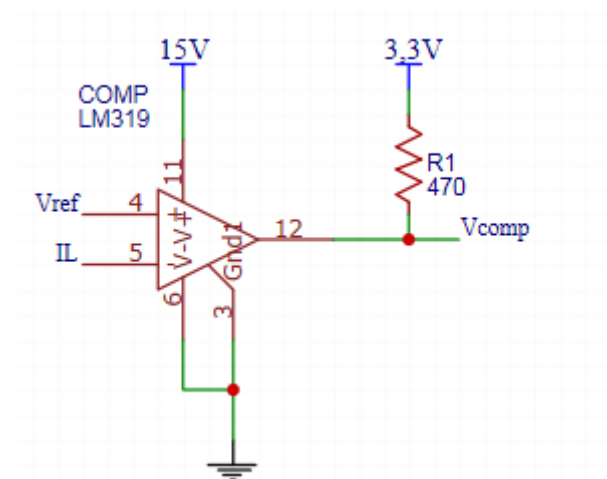


FIGURA 3.18 – CIRCUITO PARA A DETECÇÃO DA PASSAGEM PELO ZERO DA CORRENTE NO INDUTOR

3.10.4 OS TRANSISTORES

Com o objetivo de reduzir as perdas por condução nos transistores, foram utilizados os MOSFETs: STP270N8F7 e IPT012N08N5. Abaixo, pode-se observar os principais parâmetros para o conversor.

Symbol	Parameter	STP270N8F7	IPT012N08N5	Unidade
$R_{DS(on)}$	Static drain-source on-resistance	2,1	1,0	mΩ
C_{oss}	Output capacitance	2050	2000	pF
t_r	Rise time	180	31	ns
t_f	Fall time	42	30	ns

FIGURA 3.19 – PRINCIPAIS PARÂMETROS DOS MOSFETS UTILIZADOS

O STP270N8F7 foi utilizado também porque ele tem como 'package' o TO-220 que permite a fácil implementação de dissipadores de calor.

3.10.5 OS INDUTORES

Neste trabalho, indutores sem núcleo de ferro foram utilizados para comparar o método com a frequência fixa e a técnica ZVS. Os indutores normalmente utilizados para esta aplicação possuem o núcleo de ferrite. No entanto as perdas AC geradas no indutor com núcleo de ferrite são muito maiores no caso da técnica ZVS do que no caso do método de frequência fixa, pois o 'ripple' de corrente no indutor é muito maior na técnica ZVS. Não foram estudadas a fundo a aplicação indutores com núcleo de ferro, nem os problemas decorrentes do uso de indutores sem núcleo de ferro.

Os indutores com os núcleos de ferrite foram utilizadas para verificar que as perdas de AC são muito significativas para o ZVS.

Os indutores utilizados para os testes e comparações são mostrados na Figura 3.20.

Indutor	L(μH)	Núcleo	Resistência DC (mΩ)	Aplicação
---------	-------	--------	------------------------	-----------






	2,7	Ar	6.4	ZVS
	1,3	Ar	2.6	ZVS
	19,8	Ar	16	Frequência fixa
	4,7	Ferrite	2.4	ZVS
	33	Ferrite	2.4	Frequência fixa

FIGURA 3.20 – INDUTORES UTILIZADOS NA PARTE EXPERIMENTAL

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

4.1 SIMULAÇÕES

As simulações do conversor foram feitas utilizando dois softwares: o PSIM que permite fazer as simulações usando um bloco com a linguagem C e o SIMTRIX que permite fazê-las usando a linguagem Verilog. O PSIM é um software simples para as primeiras simulações, no entanto utiliza componentes ideais, como os MOSFETs, já o SIMETRIX possui o modelo de diversos componentes, inclusive os MOSFETs utilizados nos testes experimentais.

Foi implementado ZVS com os dois softwares, os resultados das simulações podem ser vistos no apêndice 1.

4.2 SIMULAÇÕES DE PERDAS E RENDIMENTO

Com o objetivo de entender como as perdas no conversor estão divididas e como elas se comportam em função do indutor escolhido e da carga, desse modo auxiliando a encontrar soluções para minimizá-las, foram feitas simulações utilizando o software MATLAB. As simulações incorporam todas as perdas descritas na seção 3.8. Foram feitas comparações entre as perdas da técnica ZVS e as perdas para o controle com a frequência fixa.

4.2.1 AS CORRENTES EFICAZES

Nos estudos teóricos foram vistos o equacionamento para as correntes eficazes em cada ramo do circuito: no 'high-side', no 'low-side' e no indutor. Para o controle com a frequência fixa, o 'ripple' da corrente no indutor é limitado em 30% da corrente nominal de saída. Foram traçadas as correntes eficazes em cada componente fazendo uma comparação com o método de controle com frequência fixa. Os resultados podem ser vistos nas **Erro! Fonte de referência não encontrada., Erro! Fonte de referência não encontrada.** e Figura 4.3.

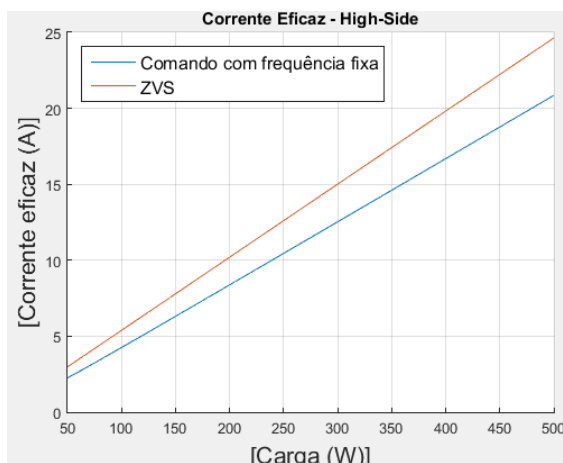


FIGURA 4.2 – – CORRENTE EFICAZ NO HIGH-SIDE EM FUNÇÃO DA CARGA

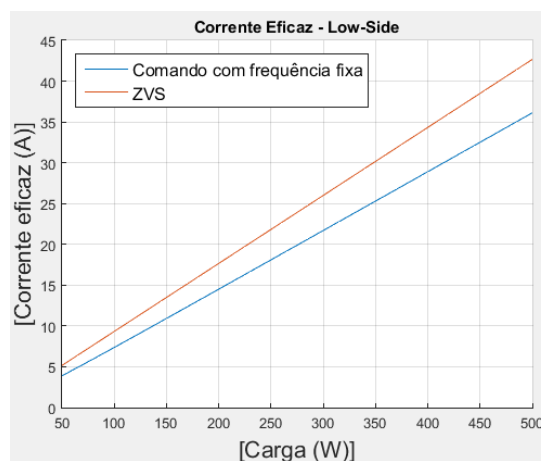


FIGURA 4.1 – CORRENTE EFICAZ NO LOW-SIDE EM FUNÇÃO DA CARGA

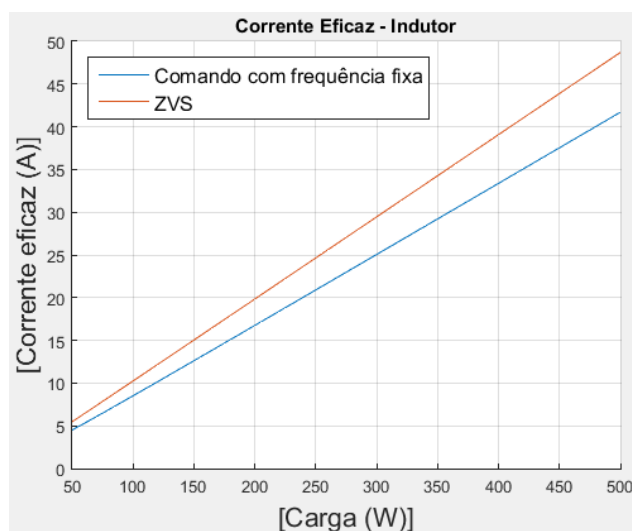


FIGURA 4.3 – CORRENTE EFICAZ NO INDUTOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA A TÉCNICA ZVS E PARA O MÉTODO COM FREQUÊNCIA FIXA

Com estes resultados, pode-se observar que a corrente eficaz é sempre maior no caso da técnica ZVS utilizada do que no caso do controle com frequência fixa pois a corrente eficaz é sempre maior e a diferença cresce com o aumento da carga. Portanto, para obter bons resultados com a técnica ZVS em comparação com o controle com frequência fixa, as resistências R_{dson} dos MOSFETs, a resistência do indutor e as resistências parasitas devem ser as menores possíveis.

4.2.2 AS RESISTÊNCIAS

Afim de realizar simulações mais realistas, as resistências do circuito foram modelizadas em função da corrente eficaz, devido a corrente ser proporcional a dissipação de calor e ter uma relação com a temperatura, visto que todos os componentes possuem coeficientes de temperatura positivos, ou seja, o valor da resistência aumenta com a temperatura. Realizando medições foram modelizadas as resistências em função da corrente eficaz sobre o componente.

Os resultados são mostrados abaixo em função da corrente eficaz:

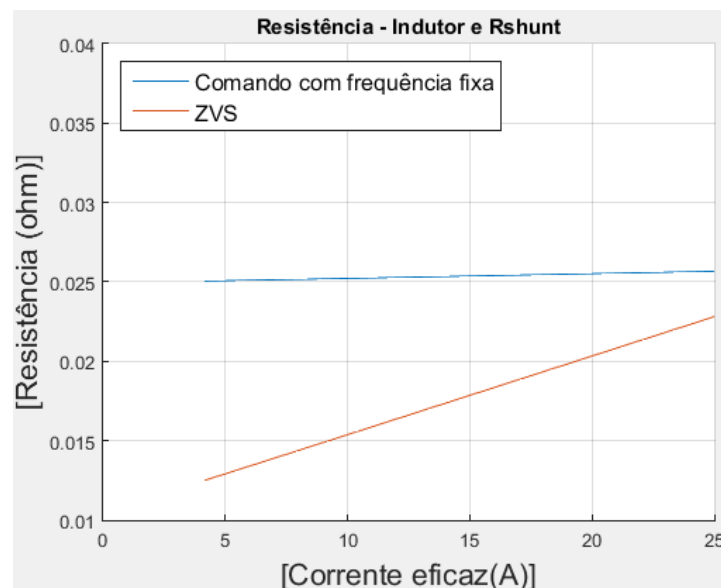


FIGURA 4.4 – RESISTÊNCIA DO INDUTOR E DO RSHUNT EM FUNÇÃO DA CORRENTE EFICAZ

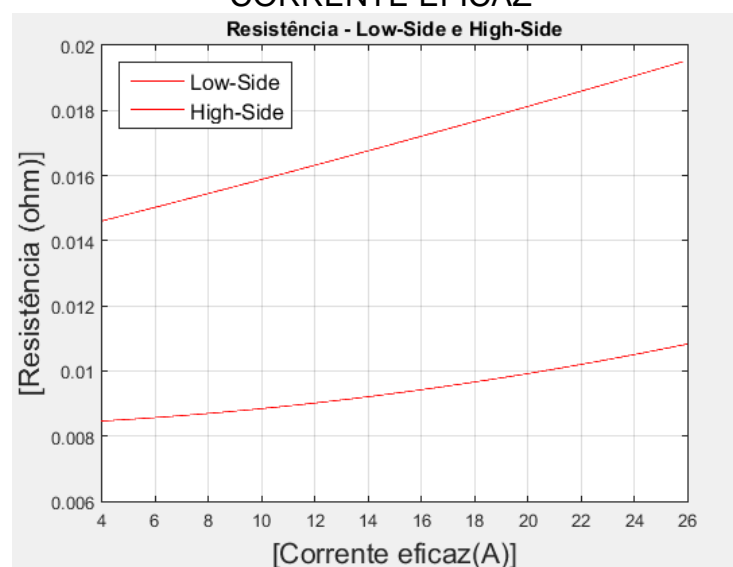


FIGURA 4.5 – RESISTÊNCIA $R_{ds_{on}}$ DO LOW-SIDE E HIGH-SIDE EM FUNÇÃO DA CORRENTE EFICAZ

4.2.3 A FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO

Com a equação obtida na seção 3.7.2, foi obtido a frequência de chaveamento para o indutor de $2,7\mu\text{H}$ para a técnica ZVS em função da carga. Os resultados são mostrados na Figura 4.6.

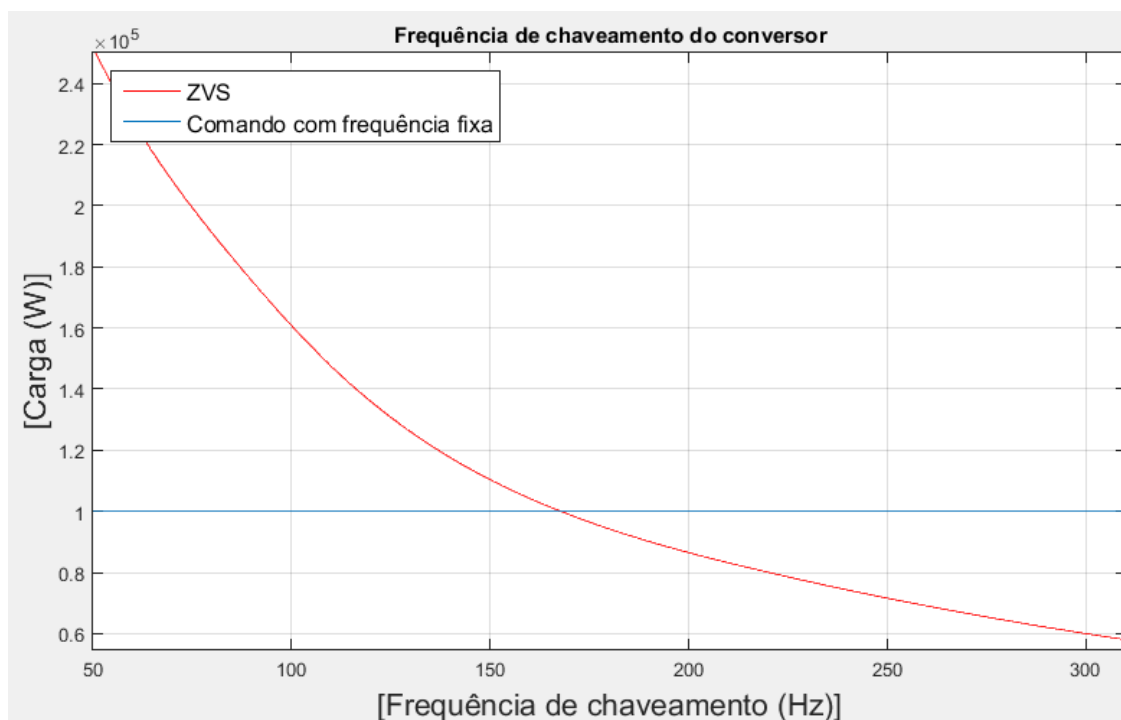


FIGURA 4.6 – FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA

4.2.4 AS PERDAS

As Figura 4.7 e Figura 4.8 mostram as perdas totais no conversor em função da carga no caso da técnica ZVS e no caso do método com uma frequência fixa.

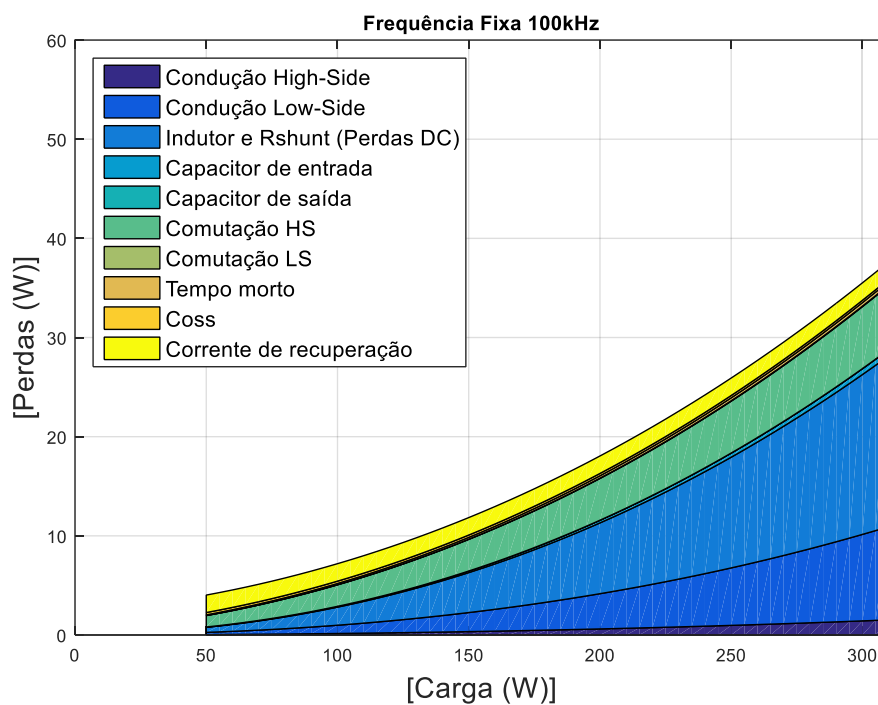


FIGURA 4.7 – PERDAS TOTAIS DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA O MÉTODO COM FREQUÊNCIA FIXA

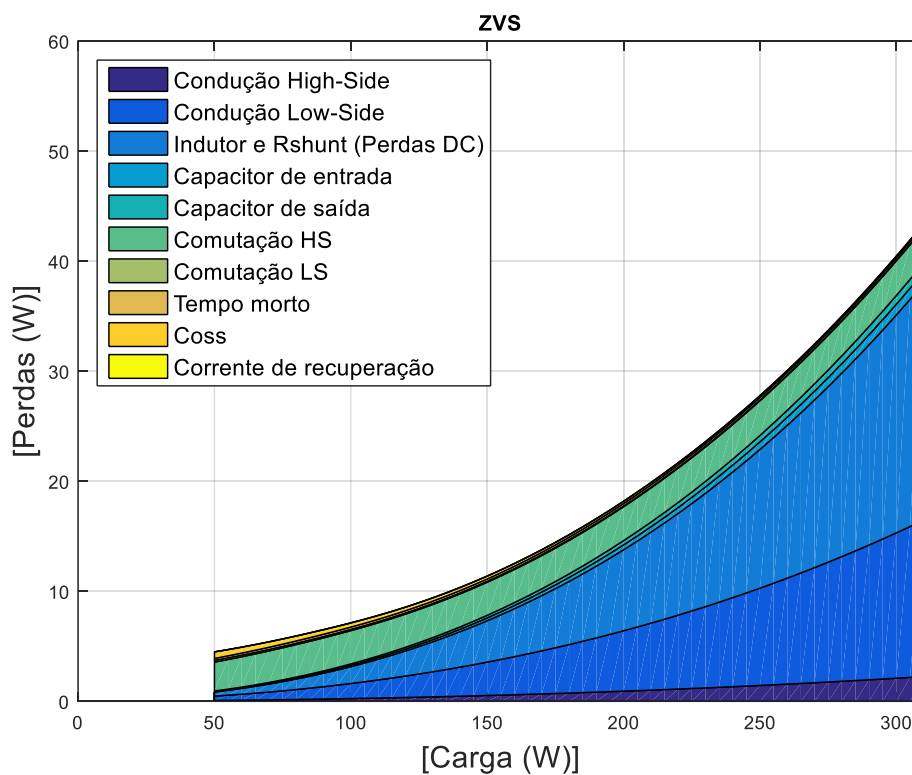


FIGURA 4.8 – PERDAS TOTAIS DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA A TÉCNICA ZVS

Comparando com os dois métodos, pode-se notar que o conversor com o ZVS não possui perdas de recuperação no diodo, observa-se que as perdas por chaveamento do 'high-side' diminuem com o aumento da carga, uma vez que a frequência de chaveamento diminui. Por outro lado, as perdas por condução no indutor, R_{shunt} e no 'low-side' aumentam mais significativamente no ZVS com o aumento da carga. As outras perdas não são tão importantes como as perdas já citadas.

4.2.5 O RENDIMENTO

Com as perdas totais obtidas, foi calculado a eficiência do conversor em função da carga. Esses resultados foram utilizados para entender os resultados práticos e ajudar a encontrar soluções para aumentar o rendimento da técnica ZVS utilizada. Os resultados são mostrados na Figura 4.9.

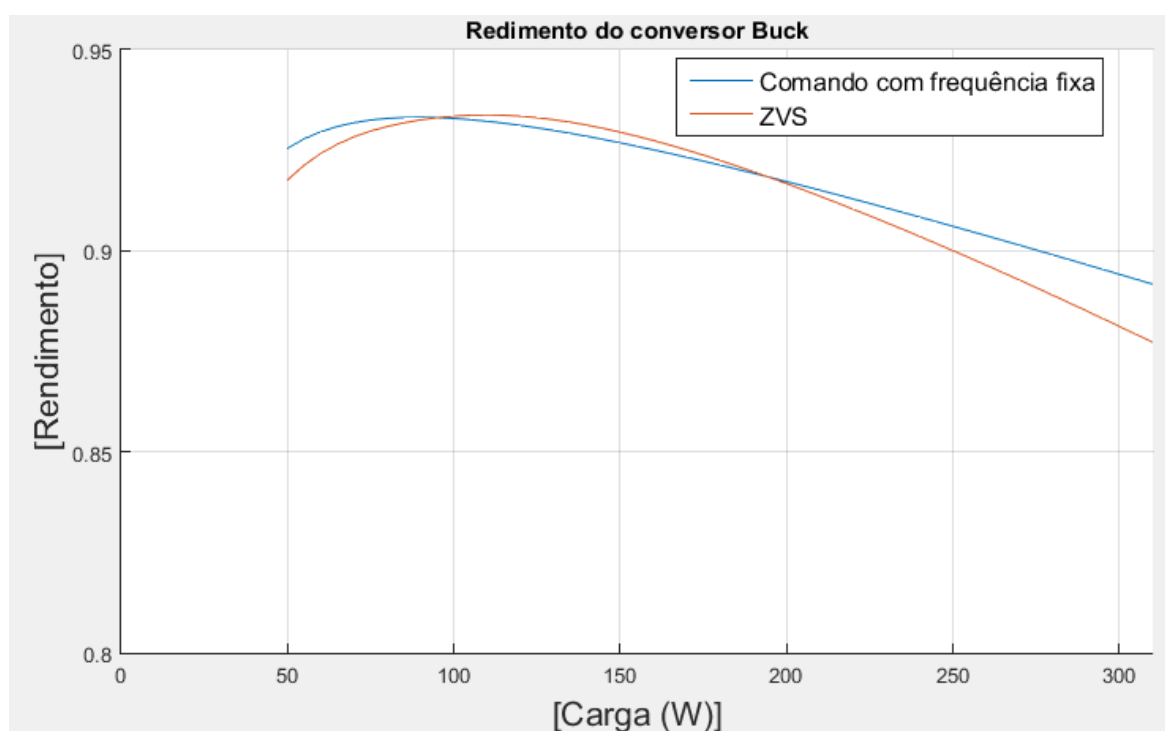


FIGURA 4.9 – RENDIMENTO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA

Comparando os resultados encontrados verifica-se que a eficiência da técnica ZVS é menor que a eficiência com a frequência fixa para cargas baixas e para altas

cargas. O principal motivo é que, para o ZVS, as perdas por chaveamento são elevadas para cargas baixas devido à alta frequência de chaveamento: as perdas por comutação são diretamente proporcionais à frequência de chaveamento. Para cargas elevadas, as perdas por condução são altas: as perdas de condução são diretamente proporcionais ao quadrado da corrente eficaz e as correntes eficazes em cada ramo do circuito são maiores para a técnica ZVS.

4.2.6 ANÁLISE DAS PERDAS

Analizando a Figura 4.10, podemos ver como são repartidas as perdas em função da carga. Pode-se observar que as perdas mais importantes são por comutação no 'high-side', mais especificamente no bloqueio, e nas resistências do circuito (resistor em série com o indutor, Rshunt e Rdson).

Portanto, para melhorar o rendimento do circuito, existem opções como:

- Para reduzir as perdas de comutação: diminuir a frequência de chaveamento (aumentando o indutor), ou utilizar um MOSFET com menor tempo de desligamento;
- Para reduzir as perdas por condução do 'low-side': usar MOSFET com a resistência Rdson menor;
- Para reduzir as perdas de condução do indutor e do Rshunt: diminuir o Rshunt, utilizar indutor com a seção transversal maior ou com o tamanho menor (diminuir o indutor).

No entanto, as soluções encontradas apresentam inconvenientes:

- Se o indutor aumenta, as resistências em série aumentam e se o indutor diminui, aumenta-se as perdas por comutação;
- Se tempo de desligamento diminui, aumenta-se a interferência eletromagnética devido ao alto $\frac{di}{dt}$;
- O uso do Rshunt menor torna dificulta a leitura da corrente para a implementação da técnica ZVS.

Foi implementado MOSFETs com o $R_{ds(on)}$ menor, foram obtidos resultados melhores, no entanto, atualmente os MOSFETs têm uma limitação do mínimo $R_{ds(on)}$ próximo de $2\text{m}\Omega$ para este tipo de aplicação.

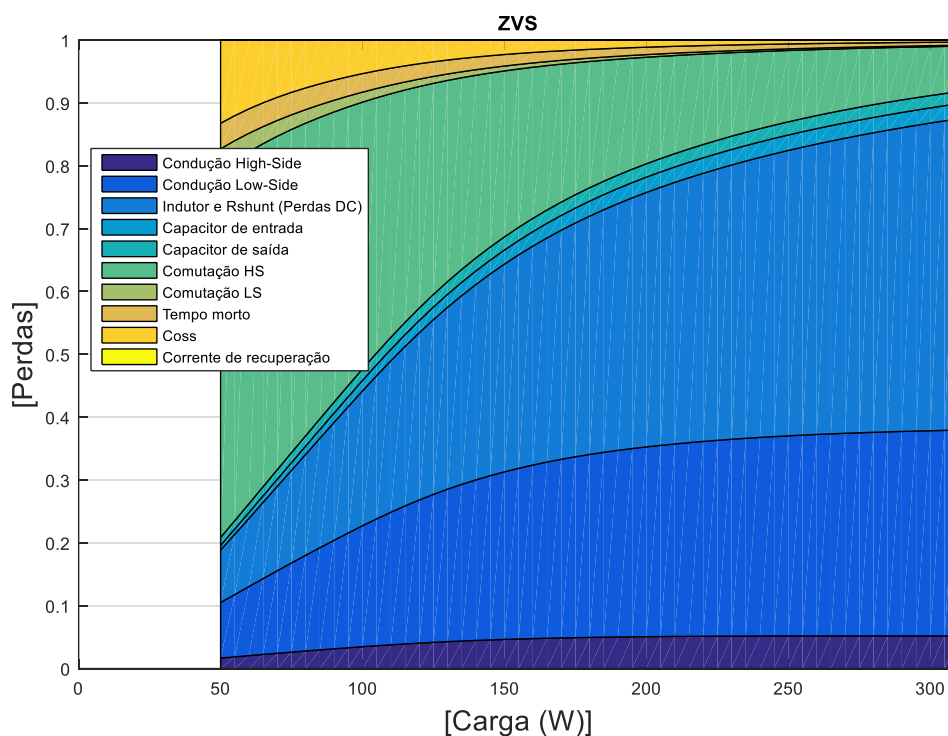


FIGURA 4.10 – DIVISÃO DE PERDAS DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA A TÉCNICA ZVS

4.2.7 O CONTROLE EM TENSÃO

Usando os métodos convencionais, foi calculado o corretor PI. O resultado obtido é mostrado na Figura 4.11 para uma carga de 200W .

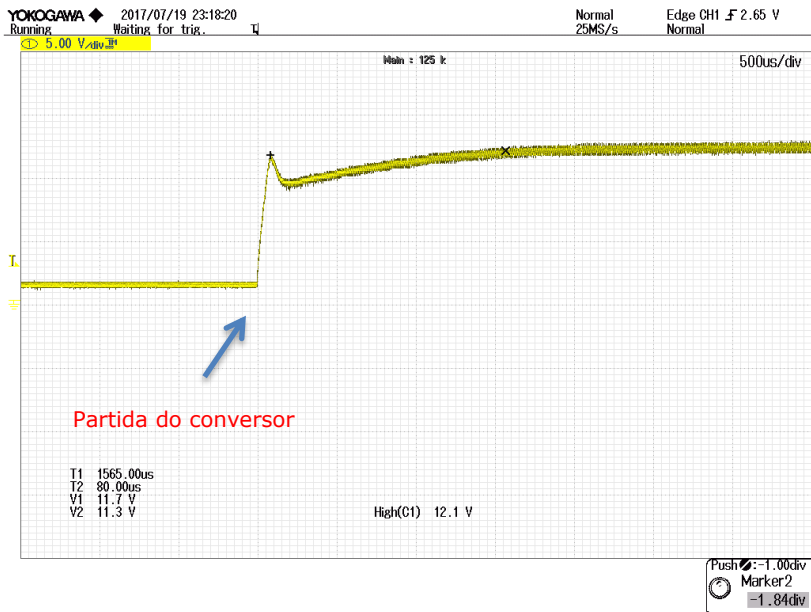


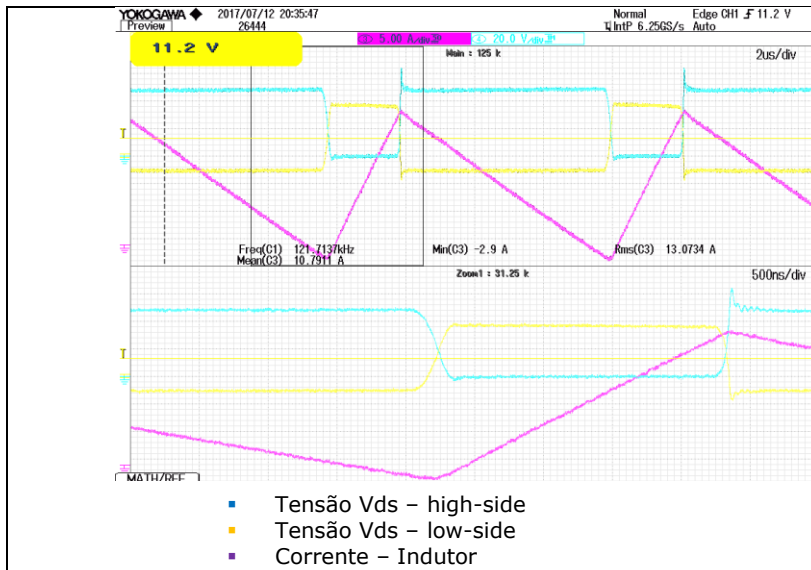
FIGURA 4.11 – TENSÃO DE SAÍDA DO CONVERSOR COM A TÉCNICA ZVS

Foi obtida uma boa regulação com ‘ripple’ na tensão de saída menor que 2%.

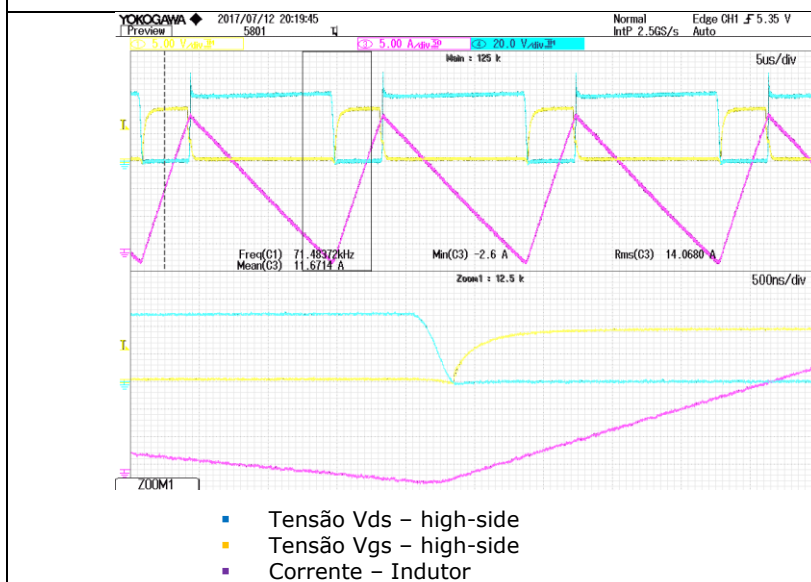
4.2.8 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Os testes foram realizados uma variação de carga entre 50W e 310W. A carga nominal do conversor, 500W, não foi testada em razão do aquecimento excessivo dos transistores. Os resultados obtidos estão presentes na Figura 4.12.

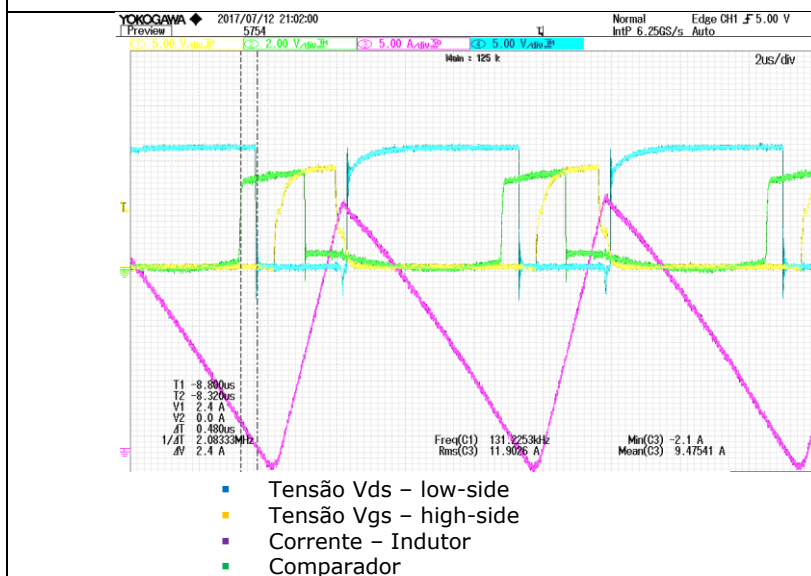
Resultados	Comentários
	<p>Nesta imagem, pode-se observar a tensão de comando nos transistores ‘high-side’ e ‘low-side’. O ligamento do ‘high-side’ ocorre no momento em que a corrente é negativa.</p> <p>O ligamento do ‘low-side’ ocorre durante a descida da corrente, após a condução do diodo em paralelo com o mesmo. O bloqueio do ‘low-side’ é feito no momento em que a corrente se torna negativa.</p>



No momento de bloqueio do 'high-side', pode-se ver um pico de tensão de aproximadamente 10V. Este pico é causado por indutâncias parasitárias na placa do conversor. Uma melhor explicação e soluções para minimizar esse pico são discutidas em [34].



Nesta imagem, pode-se observar o ZVS no 'high-side'. No momento em que a corrente se torna negativa e o 'low-side' é bloqueado, a tensão Vds do 'high-side' torna-se zero, neste momento um comando é dado para o ligamento do mesmo. Assim, o ligamento do 'high-side' ocorre com a tensão Vds nula.



Nesta imagem, pode-se se observar a detecção do zero da corrente. Pode-se notar que a detecção se faz antes da passagem do zero da corrente, isso foi feito devido ao atraso no comando do microcontrolador no bloqueio do 'low-side', desse modo o bloqueio se faz logo após a passagem do zero da corrente.

FIGURA 4.12 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS

Inicialmente, com o objetivo de fazer uma comparação entre o método com a frequência fixa e a técnica ZVS, foi medido a frequência de chaveamento em função da carga. Essa frequência é importante na determinação do capacitor de saída.

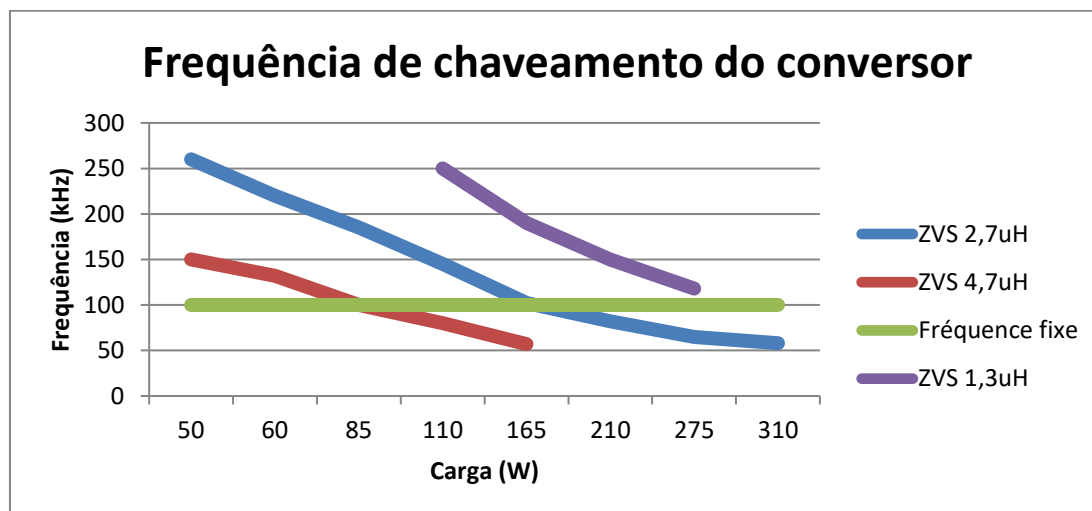


FIGURA 4.13 – FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA OS DIFERENTES INDUTORES UTILIZADOS

Pode notar-se que a frequência de chaveamento varia muito em função da carga: utilizando o indutor de 2.7uH, para uma carga de 50W, a frequência de chaveamento é de aproximadamente 250kHz e para uma carga de 310W, a frequência de comutação é de aproximadamente 50 kHz. Visto que o capacitor de saída deve ser escolhido para a frequência mínima de operação, ele deve ser escolhido para a carga nominal.

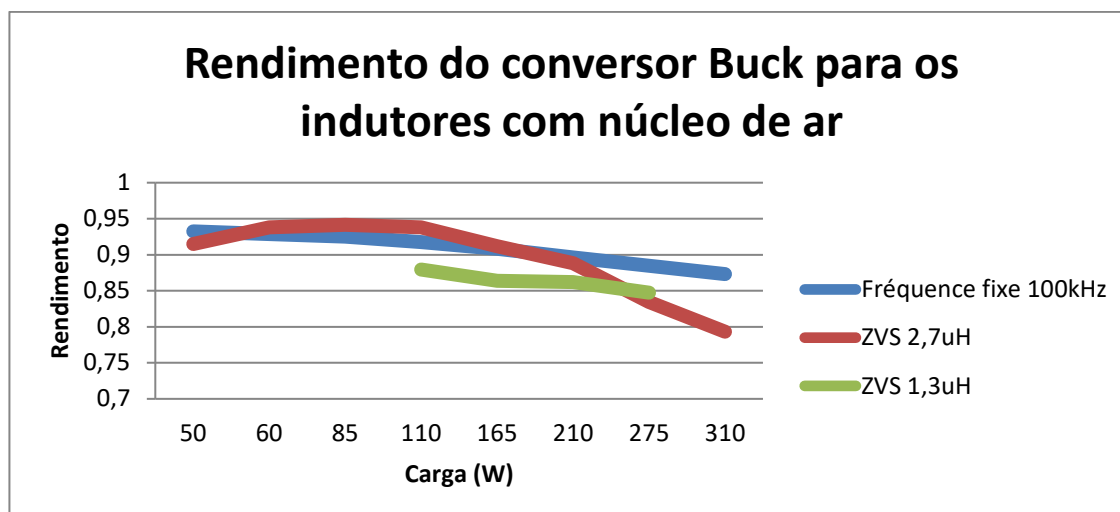


FIGURA 4.14 – RENDIMENTO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA OS INDUTORES COM NÚCLEO DE AR

O rendimento obtido experimentalmente é próximo do rendimento obtido nas simulações. Observou-se que para as cargas elevadas, a técnica ZVS é muito ineficiente, a dissipação de energia em forma de calor foi sensivelmente maior do que o método com frequência fixa, isso é justificado principalmente devido a maior corrente eficaz em todos os ramos do conversor.

Em suma, não há ganho considerável na dissipação de energia por chaveamento no 'high-side'. De fato, uma vez que ele bloqueará com uma corrente duas vezes maior que a corrente de saída, se o tempo de ligamento for igual ao tempo de desligamento no transistor e a frequência for a mesma nos dois métodos, então as perdas são praticamente as mesmas. A vantagem é que, para cargas elevadas, a frequência de corte do ZVS é menor. Portanto, as perdas por chaveamento serão menores para as cargas elevadas, quando comparadas com o controle com a frequência fixa.

Tem-se um ganho com o 'low-side', pois ele liga e desliga com baixas perdas no ZVS, já que a tensão V_{ds} de liga é a queda de tensão no diodo e ele desliga com corrente quase nula.

As perdas no indutor e no capacitor aumentam: a forte ondulação da corrente gerará uma alta perda nos capacitores devido à resistência equivalente em série e também resultará em uma alta perda se usado um indutor com núcleo de ferro.

As perdas AC no indutor utilizando um indutor com núcleo de ferro, devido aos fenômenos de corrente de Foucault e histerese no ferro, aumentam significativamente

devido à forte ondulação da corrente para cargas mais elevadas. Ao realizar simulações de perdas utilizando diferentes indutores no site REDEXPERT - Würth Elektronik (Seção 3.9), observou-se que as perdas AC podem ser entre 6 e 30 vezes maiores do que as perdas por condução para a técnica ZVS, o que impede um desempenho satisfatório.

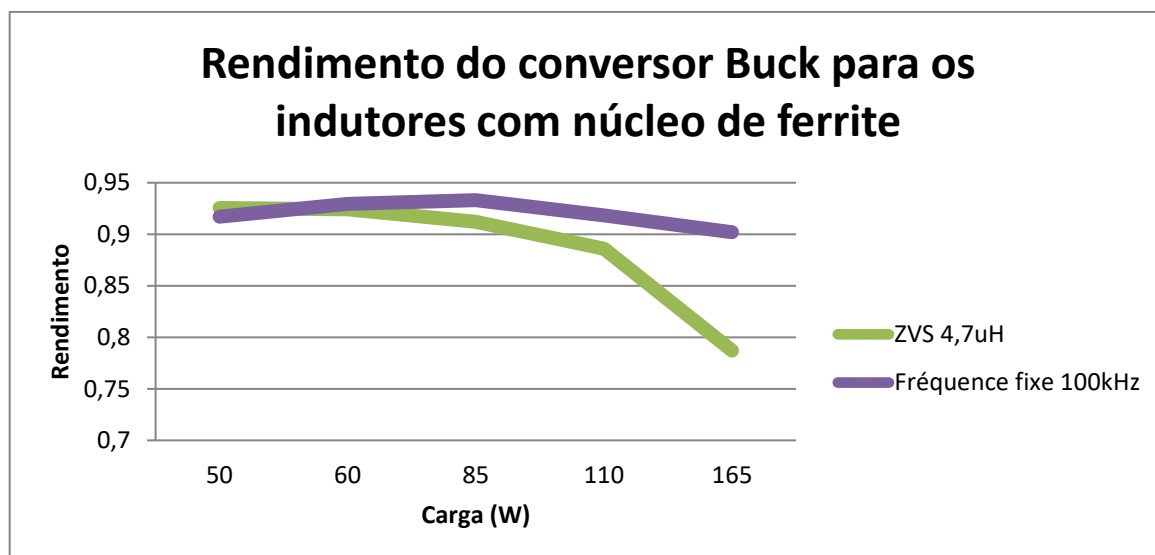


FIGURA 4.15 – RENDIMENTO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CARGA PARA OS INDUTORES COM NÚCLEO DE FERRO

Como pode ser visto no gráfico acima, para as cargas mais elevadas o rendimento reduziu significativamente devido as perdas AC, essas perdas foram comprovadas, também pelo aquecimento percebido no indutor.

5 CONCLUSÕES

Neste trabalho, uma técnica ZVS foi discutida para um conversor CC/CC 48V/12V, com um limite de potência de 500W. A análise mostra que as correntes eficazes nos ramos do conversor são maiores para a técnica ZVS e consequentemente as perdas por condução. A eficiência do conversor pode ser melhorada com a redução das resistências parasitas do circuito e com um melhor resfriamento dos componentes.

Outra nota importante: esta técnica requer um capacitor de saída adequado para aplicações com alto 'ripple' de corrente. Deve ter baixa resistência em série, o que aumenta o custo do conversor.

Em conclusão, esta técnica não tem vantagens em termos de eficiência para o tipo de conversor estudado, principalmente porque este conversor utiliza indutores com núcleo de ferrite. Devido ao tamanho e às interferências eletromagnéticas, não é utilizado indutores com núcleo de ar.

Por outro lado, a técnica estudada tem a vantagem de não ter a corrente de recuperação no diodo, reduzindo as interferências eletromagnéticas e suprimindo as perdas gerada por ela. A técnica estudada apresenta vantagens para baixas cargas, uma vez que o 'ripple' de corrente no indutor é baixo e consequentemente as perdas AC no indutor também, que é a principal desvantagem da técnica. A técnica tem a vantagem também de minimizar significativamente as perdas por chaveamento no 'low-side'.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Pål Andreassen, Giuseppe Guidi, Tore M. Undeland “Digital Variable Frequency Control for Zero Voltage Switching and Interleaving of Synchronous Buck Converters”, 2006.
- [2] C. R. Swartz “High Performance ZVS Buck Regulator Removes Barriers To Increased Power Throughput In Wide Input Range Point-Of-Load Applications”.
- [3] Brigitte Hauke “Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage”, 2015.
- [4] Dušan Graovac “MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters”, Application Note, 2006.
- [5] George Lakkas “MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency”, 2016.
- [6] ROHM semiconductor “Efficiency of Buck Converter”, Application Note, 2014.
- [7] Ashfaq Ahmed “Power Electronics” 1st Edition, 2000.
- [8] Muhammad H. Rashid “Power Electronics: Circuits, Devices and Applications” 1st Edition, 1999.
- [9] Ivo Barbi “Power Electronics” 6th Edition, 2006.
- [10] Robert Sheehan “Understanding and Applying Current-Mode Control Theory”, PE07, 2007.
- [11] David Jauregui “Power Loss Calculation With Common Source Inductance Consideration for Synchronous Buck Converters”, 2011.
- [12] Brett Novak “Implementing peak current mode control of a switch mode power supply with a single microcontroller”, 2012.
- [13] Cristian Paul Chioncel, Petru Chioncel, Nicoleta Gillich “PID Controller with Operational Amplifier”, 2009.
- [14] Infineon Technologies AG “Primary Side MOSFET Selection for LLC Topology”, Application Note, 2014.
- [15] Bruce Haug “48V/12V Dual Battery Automotive Systems Require Bi-Directional DC/DC Controllers for Optimum Performance”.
- [16] Kamman “Implementation of PID Controllers in Electronic Circuits”.
- [17] Microship WebSminars “Buck Converter Design”, 2006.

-
- [18] SmartCtrl Tutorial, "Peak Current Control with AC sweep model".
- [19] SmartCtrl Tutorial, "Peak Current Mode Control".
- [20] Eleonora Darie "EMI Problems associated with DC-DC Converters", 2007.
- [21] Jason Arrigo, Texas Instruments "Input and Output Capacitor Selection", 2006.
- [22] Xinjie Gao "Study on Electromagnetic Interference of DC/DC Converter Used in the EV", 2015.
- [23] Lloyd Dixon, Unitrode "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies", Application Note, 1999.
- [24] Peter Thomas "How to Tune Cascade Loops", 2007.
- [25] Akshay Kumar Rathore "Two Loop Average Current Control of Boost Converter".
- [26] Steven Keeping "A Review of Zero-Voltage Switching and its Importance to Voltage Regulation", 2014.
- [27] Jinghua Zhong "PID Controller Tuning: A Short Tutorial", 2006.
- [28] Timothy Hegarty "Current-Mode Control Stability Analysis for DC-DC Converters", 2014.
- [29] Steven Keeping "Voltage- and Current-Mode Control for PWM Signal Generation in DC-to-DC Switching Regulators", 2014.
- [30] Lloyd H. Dixon "Closing the Feedback Loop", 2001.
- [31] zur Erlangung des akademischen Grades "Reducing Electromagnetic Interference in DC-DC converter with Chaos Control", Dissertation, 2009.
- [32] Ajith Jain, "Synchronous vs. Aynchronous Buck Regulators"
- [33] Mousumi Biswal, "Control Techniques for Dc-Dc Buck Converter with Improved Performance", 2011.
- [34] Roland van Roy "Reducing EMI in buck converters", Application Note, 2016.
- [35] Richtek "Compensation Design for Peak Current-Mode Buck Converters", Application Note, 2014.
- [37] Jens Ejry, Infineon Technologies "Buck Converter Design", 2013.
- [38] Kashif Habib, "Average Current Control Mode Boost Converter For The Tuning Of Total Harmonic Distortion & Power Factor Correction Using Psim".

[39] Robert Mammano "Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current Mode", Design Note, 1999.

[40] Munaf F. Badr, "Modelling and Simulation of Closed Loop Controlled DC-DC Converter Fed Solenoid Coil", 2014.

[41] Brigitte Hauke, Texas Instruments "*Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage*", 2015.

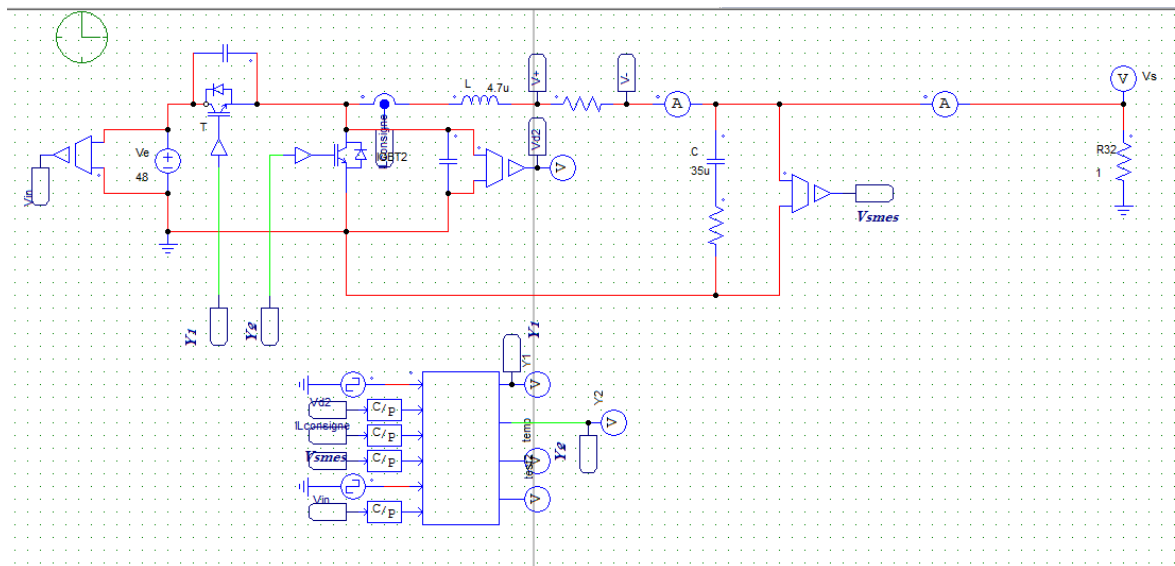
[42] Mr.S.Dhanasekaran "Different Methods of Control Mode in Switch Mode Power Supply- A Comparison", 2007.

[43] Henry J. Zhang "Modeling and Loop Compensation Design of Switching Mode Power Supplies", 2015.

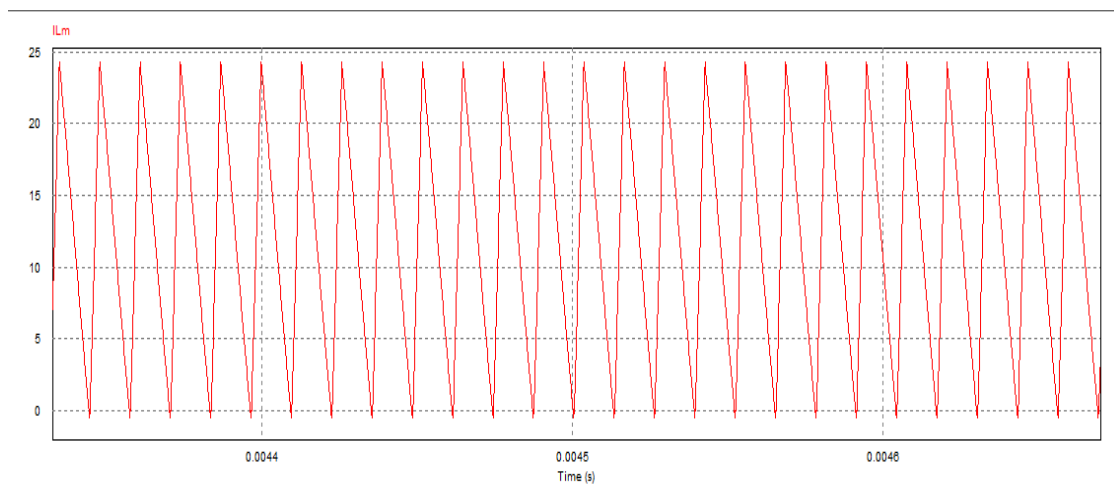
[44] Steven Keeping "A Review of Zero-Voltage Switching and its Importance to Voltage Regulation", 2014.

APÊNDICE 1 - SIMULAÇÕES

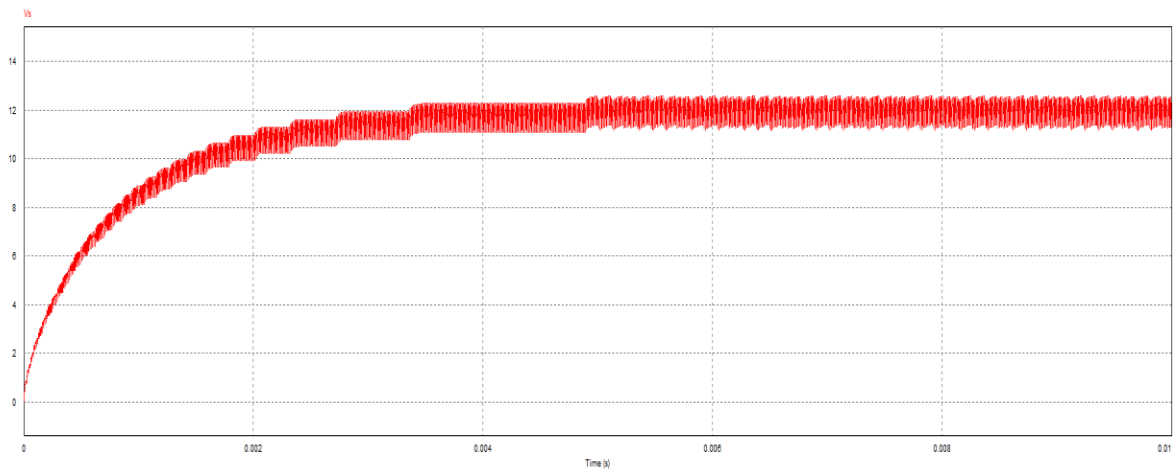
- Simulações – PSIM
 - Circuito do conversor Buck com a técnica ZVS



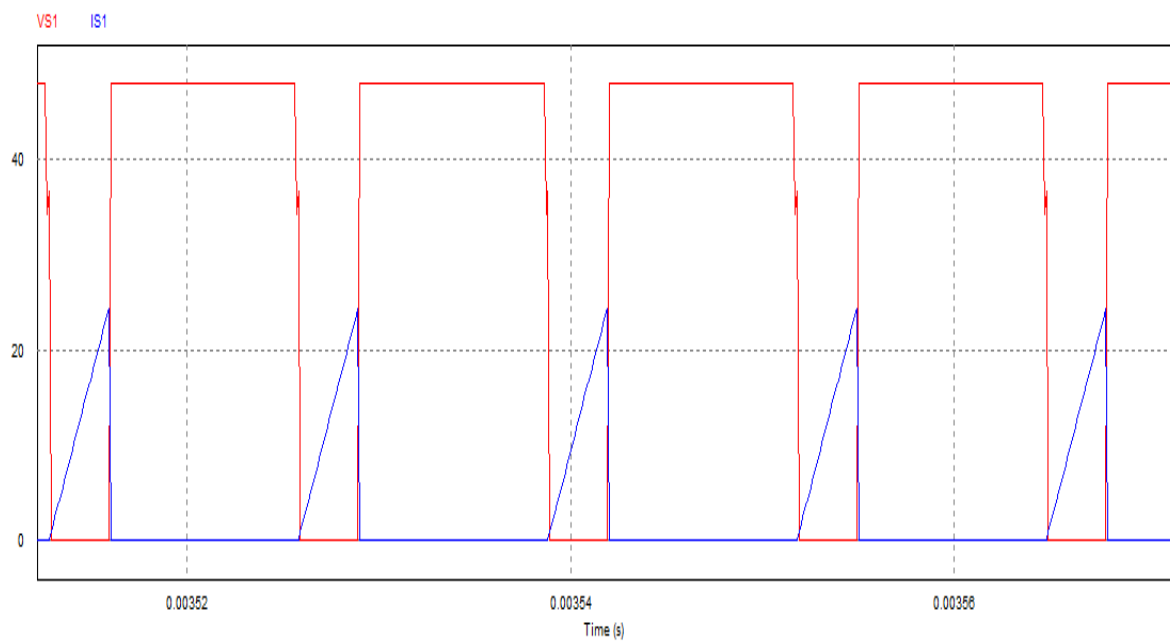
- Forma de onda da corrente no indutor



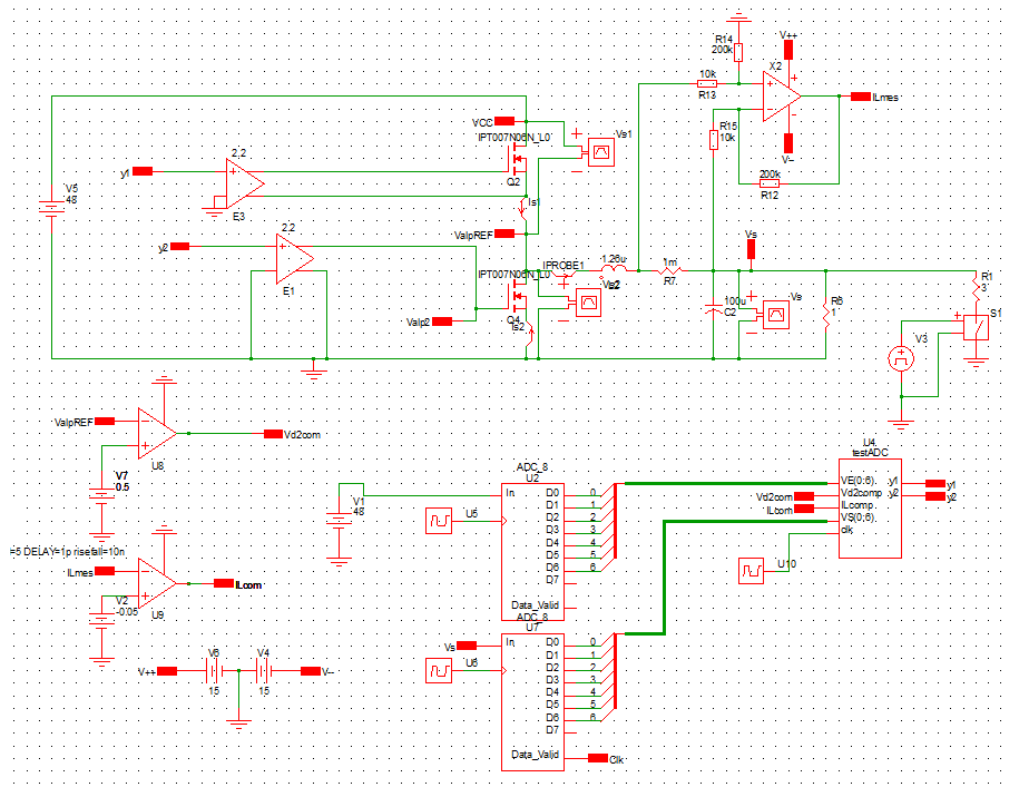
- Forma de onda da tensão de saída do conversor



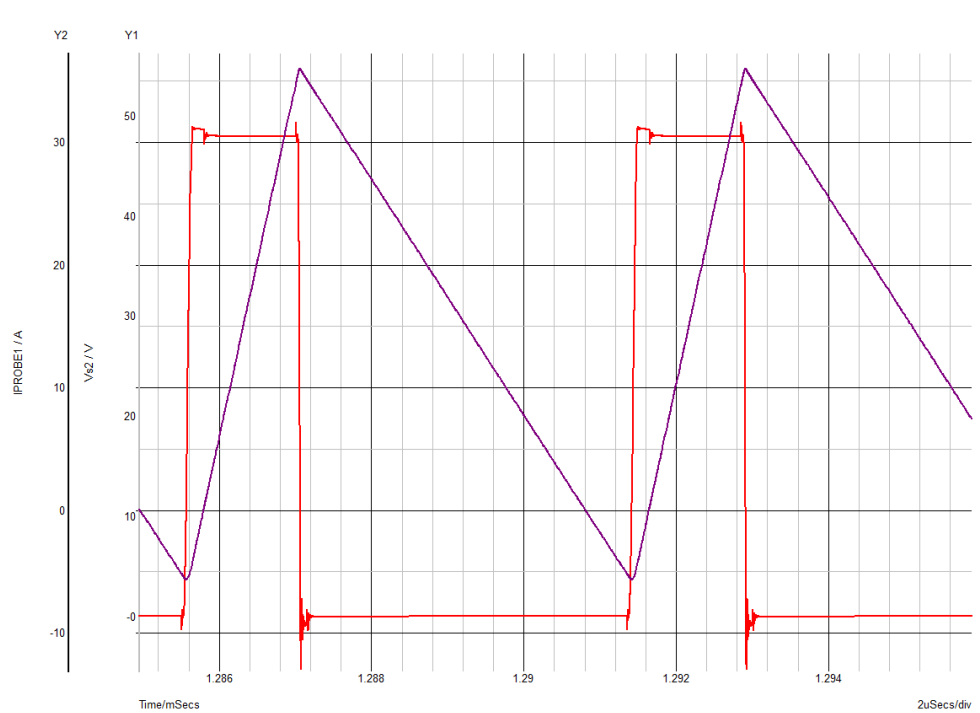
- Forma de onda da tensão vds e corrente do 'high-side'



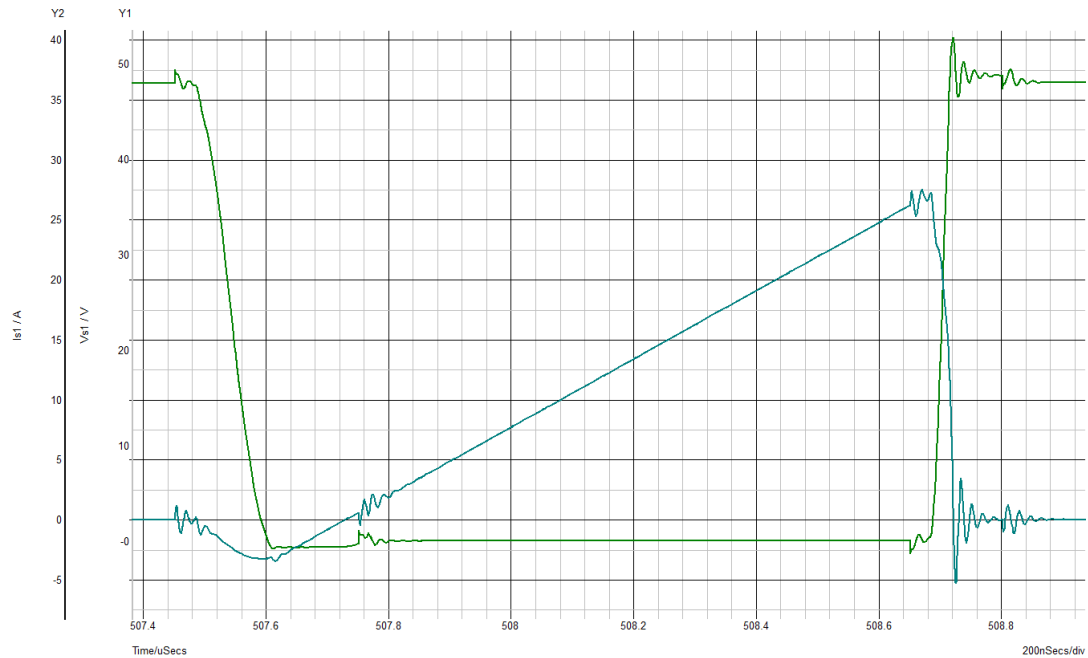
- Simulações SIMETRIX
 - Circuito do conversor Buck com a técnica ZVS



- Forma de onda da tensão vds no 'low-side' e da corrente no indutor



- Forma de onda da tensão vds e corrente do 'high-side'



A partir dessas figuras pode-se observar a técnica ZVS utilizada de acordo com a descrição na seção 3.7.2 e com a descrição feita nos resultados experimentais da seção 4.2.8.