



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
Universidade Técnica de Lisboa

Conversor Comutado Elevador de Tensão para Iluminação de Ecrãs de Equipamentos Electrónicos Portáteis

Leandro Vladimir David Alberto

Dissertação para obtenção de Grau de Mestre em

Electrotecnia e Computadores

Júri

Presidente:	Prof. Marcelino Bicho dos Santos
Orientador:	Prof ^a Maria Beatriz Mendes Batalha Vieira Borges
Co-orientador:	Prof. Pedro Nuno Mendonça dos Santos
Vogal:	Prof. José Júlio Alves Paisana

Outubro de 2009



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
Universidade Técnica de Lisboa

Conversor Comutado Elevador de Tensão para Iluminação de Ecrãs de Equipamentos Electrónicos Portáteis

Leandro Vladimir David Alberto

Dissertação para obtenção de Grau de Mestre em

Electrotecnia e Computadores

Júri

Presidente:	Prof. Marcelino Bicho dos Santos
Orientador:	Prof ^a Maria Beatriz Mendes Batalha Vieira Borges
Co-orientador:	Prof. Pedro Nuno Mendonça dos Santos
Vogal:	Prof. José Júlio Alves Paisana

Outubro de 2009

Agradecimentos

Agradeço à professora orientadora do Trabalho Final de Curso, Prof. Beatriz Borges, e ao professor co-orientador, Prof. Pedro Santos, por me terem permitido realizar e desenvolver este projecto e por terem estado sempre disponíveis para o acompanhamento do trabalho desenvolvido.

Instituto Superior Técnico, Outubro de 2009

Leandro Vladimir David Alberto

Resumo

Um conversor *DC-DC* (*Direct Current - Direct Current*) de tensão comutado elevador com controlo integrado, implementado em tecnologia *CMOS* (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*) convencional de 0,35 μ m para 5V, foi projectado e implementado com o propósito de alimentar *LED's* (*Light Emitting Diodes*) de iluminação de visores de equipamentos electrónicos portáteis, como por exemplo *PDA's* (*Personal Digital Assistants*), no âmbito de um Trabalho Final de Curso, no ramo de Sistemas Electrónicos da Licenciatura em Engenharia Electrotécnica e de Computadores.

O conversor *DC-DC* comutado, com controlo activo desenvolvido permite elevar a tensão de 3,3V, de uma bateria de iões de Lítio (Li+), para os 5V necessários para alimentar três *LED's* ultra – brilhantes ligados em série, utilizando como elementos armazenadores de energia uma bobine e um condensador. O sistema de controlo integrado do conversor foi baseado no modelo da média e permite manter a tensão de saída dentro dos limites especificados utilizando para isso a modulação da largura de impulso com uma frequência de comutação de 5MHz.

Palavras-chave

conversor elevador integrado

conversor de potência

conversor comutado de alta frequência

integração *CMOS* de potência

fontes de alimentação

Abstract

A *DC-DC* (Direct Current - Direct Current) voltage switched step-up converter with integrated control, implemented in *CMOS* (Complementary Metal Oxide Semiconductor) *0,35um*, *5V*, standard technology was designed to supply portable equipment display's *LED*'s (Light Emitting Diodes), such as *PDA*'s (Personal Digital Assistants), as a Final Course Project, for a Master in *Engenharia Electrotécnica e de Computadores* in *Instituto Superior Técnico* of *Universidade Técnica de Lisboa*.

The switched *DC-DC* converter developed and implemented, with active control, allows boosting the *3,3V* Lithium battery voltage (*Li+*) to *5V* used to supply three series connected ultra-bright *LED*'s, it uses an inductor and a capacitor as storing energy elements. The converter integrated control system was developed in an average model basis; it allows keeping the output voltage in the specified values range using *5MHz* switching pulse width modulation.

Keywords

integrated step-up converter

power converter

high frequency switched converter

CMOS power integration

power supplies

Índice

Agradecimentos	iv
Resumo.....	v
Palavras-chave	v
Abstract.....	vi
Lista de Figuras	9
Lista de Tabelas.....	10
Lista de Siglas	12
Capítulo 1. Introdução	13
1.1 Motivação e Objectivos.....	13
1.2 Enquadramento	14
1.3 Trabalho Relacionado.....	18
Capítulo 2. Conversor Comutado Elevador de Tensão com Controlo Integrado.....	19
2.1 Especificações do Circuito de Potência.....	19
2.2 Especificações do Circuito do Controlador	24
2.3 Sistema Completo	38
Capítulo 3. Desenvolvimento e Implementação	41
3.1 Implementação do Conversor	41
3.2 Implementação do Compensador.....	45
3.3 Desenvolvimento do Sistema Completo.....	47
Capítulo 4. Testes no conversor	53
4.1 Variação da Tensão de Entrada	53
4.2 Variação da Carga.....	55
4.3 Perdas e rendimento do conversor	56
Capítulo 5. Integração	59
5.1 Desenho do Esquemático	59
5.2 Conversor	60
5.3 Resultado da simulação	61
Capítulo 6. Conclusões	63
Anexos.....	65

1	Cálculo dos parâmetros do Conversor.....	65
2	Cálculo dos parâmetros do Compensador.....	67
3	Cálculo do Rendimento.....	68
Referências.....		71

Lista de Figuras

Figura 1.1 Característica de descarga de uma bateria de íões de Lítio.....	14
Figura 1.2 Conversor comutado elevador de tensão DC-DC.....	15
Figura 1.3 Formas de onda típicas de corrente num conversor elevador em MCC I(L) corrente na bobine, I(MOS1) corrente em T1, I(MOS2) corrente em T2.....	16
Figura 1.4 Formas de onda típicas de tensão num conversor elevador em MCC VT1 tensão aos terminais de T1, VT2 tensão aos terminais de T2, VO tensão de saída do conversor	16
Figura 1.5 Formas de onda típicas de corrente num conversor elevador em MCD I(L) corrente na bobine, I(MOS1) corrente em T1, I(MOS2) corrente em T2.....	16
Figura 1.6 Formas de onda típicas de tensão num conversor elevador em MCD VT1 tensão aos terminais de T1, VT2 tensão aos terminais de T2, VO tensão de saída do conversor.....	16
Figura 2.1 Conversor de potência e carga aplicada.....	19
Figura 2.2 Conversor de potência ideal.....	19
Figura 2.3 Relação de transformação da tensão.....	22
Figura 2.4 Correntes e tensões no conversor elevador.....	25
Figura 2.5 Estado 1 do conversor ideal.....	25
Figura 2.6 Estado 2 do conversor ideal.....	26
Figura 2.7 Conversor com resistências de perdas.....	32
Figura 2.8 Estado 1 do conversor com perdas.....	33
Figura 2.9 Estado 2 do conversor com perdas.....	33
Figura 2.10 Tensão de controlo e tensão em dente de serra.....	39
Figura 2.11 Factor de ciclo.....	39
Figura 3.1 Resultado da simulação do Boost para valores típicos da tensão de entrada e da carga.....	44
Figura 3.2 Verificação da variação de $\pm 1\%$ da tensão de saída.....	44
Figura 3.3 Diagrama de Bode do conversor ideal.....	45
Figura 3.4 Resposta a um escalão do conversor ideal.....	46
Figura 3.5 filtros activos-RC de 1ª ordem: passa-baixo (a esquerda) e passa-alto (a direita).....	46
Figura 3.6 Compensador.....	47
Figura 3.7 diagrama de bode e de fase do compensador.....	47
Figura 3.8 diagrama de bode do conversor em malha fechada.....	48
Figura 3.9 conversor boost controlado.....	48
Figura 3.10 Resultado da simulação do Boost controlado.....	49
Figura 3.11 Comparador.....	49
Figura 3.12 Inversor/divisor.....	49
Figura 3.13 Subtrator.....	50
Figura 3.14 Compensador.....	50
Figura 3.15 Somador.....	50

Figura 3.16 Gráfico da tensão de saída para o Factor de ciclo não reactivo as perturbações da tensão de saída.....	51
Figura 3.17 Gráfico da tensão de saída para o Factor de ciclo reactivo as perturbações da tensão de saída.....	52
Figura 4.1 – Teste da robustez do controlo para uma variação da tensão de entrada de 2.5V para 4.5V. Reacção do factor de ciclo (delta) e da tensão de saída V_o face a variação da tensão de entrada (E).....	53
Figura 4.2 – Teste da robustez do controlo para uma variação da tensão de entrada de 3.3V para 4.5V.Reacção do factor de ciclo (delta) e da tensão de saída V_o face a variação da tensão de entrada (E).....	54
Figura 4.3 – Teste da robustez do controlo para uma variação da tensão de entrada de 4.5V para 2.7V. Reacção do factor de ciclo (delta) e da tensão de saída V_o face a variação da tensão de entrada.....	54
Figura 4.4 – Valores da tensão de saída (V_o) e da corrente de carga (i_{sens}) para uma carga de 100 Ω	55
Figura 4.5 – Valores da tensão de saída (V_o) e da corrente de carga (i_{sens}) para uma carga de 150 Ω	55
Figura 4.6 – Tempo de subida (t_r) e tempo de descida (t_f) dos CMOS.....	56
Figura 5.1 – Esquemático do amplificador operacional feito no simulador <i>CADENCE</i>	59
Figura 5.2 – Esquemático do amplificador comparador, feito a partir do amplificador operacional acima representado.....	60
Figura 5.3 – Esquemático do conversor elevador de tensão controlado.....	60
Figura 5.4 – Gráfico da corrente de saída (I_o) do conversor elevador de tensão, simulado no <i>CADENCE</i>	61
Figura 5.5 – Gráfico da tensão de saída (V_o) do conversor elevador de tensão, simulado no <i>CADENCE</i>	61

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 Parâmetros do conversor para $f=1\text{ MHz}$ e $R_o=125\ \Omega$	42
Tabela 3.2 Parâmetros do conversor para $f=5\text{ MHz}$ e $R_o=125\ \Omega$	42
Tabela 3.2 Parâmetros do conversor para $f=5\text{ MHz}$ e $R=125\ \Omega$	43
Tabela 3.3 Parâmetros do conversor para $f=5\text{ MHz}$ e $R=60\ \Omega$	43
Tabela 3.4 Parâmetros do conversor para $f=5\text{ MHz}$ e $R=150\ \Omega$	43

Lista de Siglas

CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DC-DC	Direct Current – Direct Current
LED	Light Emitting Diode
I&D	Investigação e Desenvolvimento
MCC	Modo de Condução Contínua
MOS	Metal Oxide Semiconductor
PWM	Pulse Width Modulation
PI	Proporcional Integral
PDA	Personal Digital Assistant

Capítulo 1. Introdução

1.1 Motivação e Objectivos

O presente relatório visa descrever o problema proposto no âmbito de um trabalho final de curso no ramo de Sistemas Electrónicos do Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, os objectivos propostos com base nas especificações inicialmente impostas, os métodos utilizados na resolução do problema e a implementação de todo o sistema.

O trabalho proposto tem como objectivo o projecto e fabrico de um conversor elevador de tensão *DC-DC*, comutado a alta-frequência, integrado em tecnologia *CMOS* de 0,35µm para iluminação de visores de equipamentos electrónicos portáteis. O circuito a projectar deve converter a tensão de 3,3V de uma bateria de iões de Lítio (Li+) numa tensão de 5V contínuos para alimentação de três *LED's* brancos ultra – brilhantes ligados em série geralmente usados na iluminação de visores de equipamentos electrónicos portáteis, como por exemplo *PDA's*, aparelhos de medida, etc. A bateria de iões de Lítio fornece uma tensão que pode variar entre 2,5V e 4,5V, de acordo com a energia acumulada, desde que se encontra totalmente carregada até ao limite de carga mínimo de utilização sendo por isso necessário aplicar ao conversor um sistema de controlo activo.

Considerando as especificações iniciais, o circuito deve converter a tensão da bateria numa tensão contínua de 5V com uma variação máxima de $\pm 1\%$, com um rendimento superior a 80%. A implementação do circuito deve ser realizada em tecnologia *CMOS* convencional infra – submicrométrica ou de alta – tensão *HV-CMOS*.

Com o objectivo de otimizar o rendimento, diminuindo simultaneamente as dimensões do sistema, e tendo em conta a implementação em tecnologia *CMOS* optou-se por um conversor elevador comutado a alta-frequência. O conversor elevador comutado tem como principais vantagens o elevado rendimento e a flexibilidade em relação à carga quando comparado com outras topologias, como por exemplo conversores lineares.

A carga do conversor é constituída por três *LED's* ultra – brilhantes ligados em série que impõem a necessidade de se ter uma alimentação com uma tensão de 5V com a possibilidade de fornecimento de uma corrente eléctrica de 40mA. Para atingir as especificações o projecto é composto pelo circuito de potência e um circuito de controlo necessário para estabilizar o funcionamento do sistema mantendo uma tensão constante na carga.

O sistema de controlo, integrado juntamente com o circuito de potência, escolhido devido à sua simplicidade e facilidade de integração faz uma amostragem da tensão da bateria e da tensão de carga. Para implementação do circuito foi considerada a utilização de componentes de armazenamento de energia e de amostragem discretos. Com o objectivo de reduzir as

dimensões do sistema os elementos discretos a utilizar são do tipo de montagem em superfície.

1.2 Enquadramento

O projecto encontra-se enquadrado na área de integração de potência e sistemas de alimentação associando as áreas específicas de conhecimentos de electrónica de potência, circuitos e sistemas electrónicos, controlo de sistemas e micro electrónica. Relacionando as áreas de conhecimentos com o projecto em estudo verifica-se que o conversor elevador integrado pode ser decomposto, para definição das suas características, em quatro secções: a alimentação de potência, o circuito de potência, a carga e o circuito de controlo.

Alimentação de Potência

A alimentação de potência é realizada a partir de uma bateria de iões de Lítio, como referido anteriormente, que fornece a todo o circuito, incluindo tanto a parte de potência como a parte de controlo, uma tensão típica de 3,3V. Para que se tenha flexibilidade em relação ao valor da tensão da bateria, o conversor terá como especificações iniciais tensões de entrada mínima e máxima de 2,5V e 4,5V, respectivamente, tendo sido levado em conta as tensões típicas das baterias implementadas com células de iões de Lítio e a variação da sua tensão ao longo da descarga. Como exemplo mostra-se na **Figura 1.1** a característica de descarga da bateria CGR18650 da Panasonic [1].

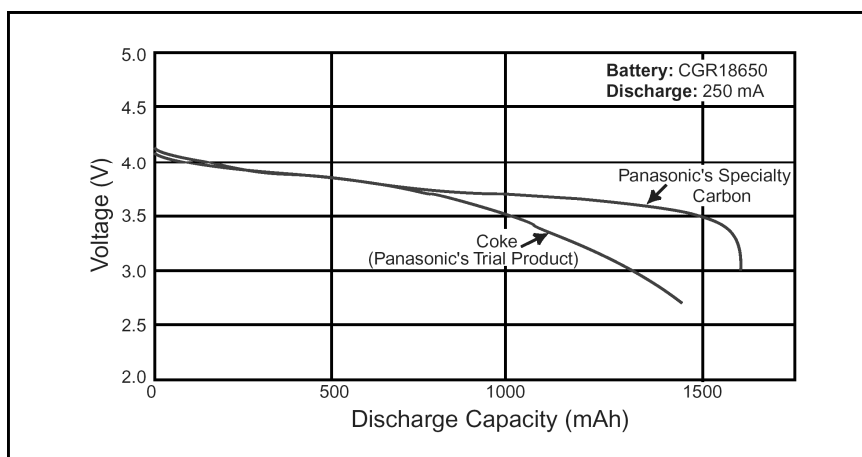


Figura 1.1 Característica de descarga de uma bateria de iões de Lítio

A partir da observação da **Figura 1.1** verifica-se que as especificações impostas para o valor da tensão de entrada estão afectadas de uma margem de segurança bastante elevada com o propósito de se poderem utilizar baterias de qualquer fabricante, baterias com outro tipo de constituição e baterias às quais se faça o carregamento com o circuito do conversor ligado em paralelo, permitindo assim o uso de carregadores com valores de tensão de saída dentro de uma gama bastante vasta.

Circuito de Potência

O circuito de potência corresponde a um conversor elevador de tensão comutado,

Figura 1.2, constituído basicamente por dois elementos de armazenamento de energia, uma bobine e um condensador, e dois elementos de comutação, um transístor *MOS* (*Metal Oxide Semiconductor*) do tipo N e um transístor *MOS* do tipo P. Na

Figura 1.2 mostra-se ainda a bateria e uma carga resistiva. As figuras que mostram circuitos ideais, e simulações com base nos mesmos, foram obtidas utilizando o programa de computador *PSIM 6.0* da Powersim Inc.

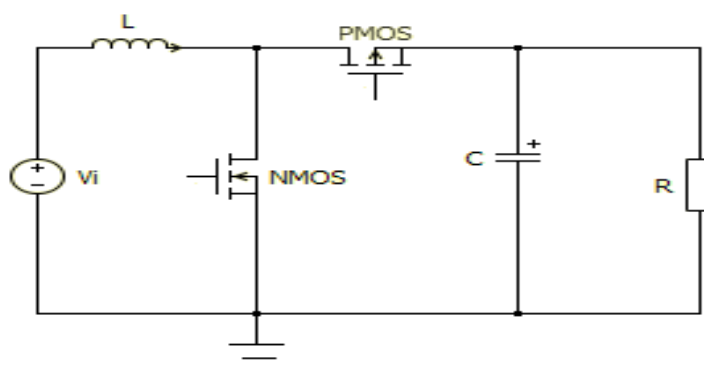


Figura 1.2 Conversor comutado elevador de tensão *DC-DC*

O funcionamento de um conversor elevador de tensão comutado pode ser descrito pelos seus dois estados de funcionamento. Durante o primeiro estado o elemento de comutação *T1* permite a passagem de corrente e o elemento de comutação *T2* impede que corrente circule por ele. A corrente que circula por *T1* fecha-se pelo primeiro elemento de armazenamento de energia, a bobine *L*, que vai acumular energia sob a forma magnética no seu núcleo. Levando em conta a equação que descreve a variação de corrente numa bobine quando aos seus terminais se encontra uma tensão constante, equação 1.1, verifica-se que a corrente vai aumentar linearmente até ao ponto em que o circuito é levado a mudar de estado.

$$i_L(t) = \int v_L(t)dt \quad (1.1)$$

Durante o segundo estado os elementos de comutação invertem a sua função, *T1* deixa de permitir que circule corrente por ele e *T2* passa ao estado de condução. A energia acumulada em *L* é transferida para o segundo elemento de armazenamento de energia, o condensador *C*, que vai acumular energia no dieléctrico sob a forma de campo eléctrico. Esta transferência de energia dá-se devido ao facto de ser impossível fazer variar instantaneamente a corrente que passa na bobine, ou seja, a corrente que passa na bobine vai diminuindo ao longo do tempo à medida que o condensador *C* vai carregando. Verifica-se que a corrente que passa em *T1* e em *T2* é sempre pulsada, no entanto a corrente que passa na bobine pode ser pulsada ou não conforme o modo de funcionamento.

O conversor elevador pode funcionar em dois modos distintos caracterizados pelo facto da corrente na bobine se anular ou não. Se a corrente na bobine nunca se anular diz-se que o circuito funciona em *MCC* (Modo de Condução Contínuo), **Figura 1.3** e **Figura 1.4**.

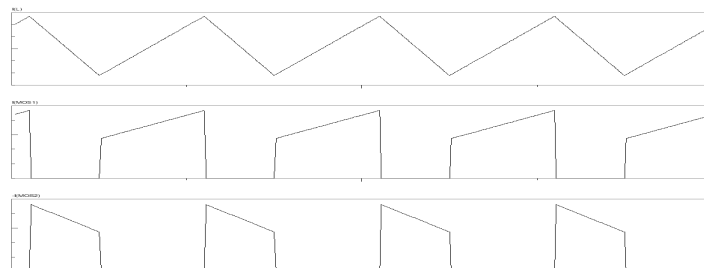


Figura 1.3 Formas de onda típicas de corrente num conversor elevador em MCC
I(L) corrente na bobine, I(MOS1) corrente em T1, I(MOS2) corrente em T2

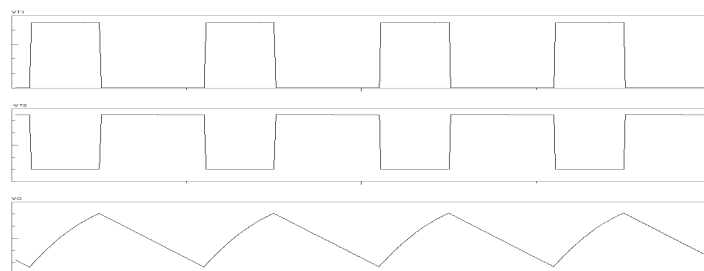


Figura 1.4 Formas de onda típicas de tensão num conversor elevador em MCC
VT1 tensão aos terminais de T1, VT2 tensão aos terminais de T2, VO tensão de saída do conversor

Se a corrente se anular diz-se que o circuito funciona em *MCD* (Modo de Condução Descontínua) ou regime lacunar, **Figura 1.5** e **Figura 1.6**.

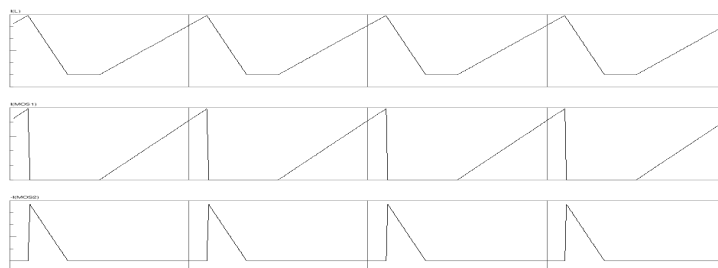


Figura 1.5 Formas de onda típicas de corrente num conversor elevador em MCD
I(L) corrente na bobine, I(MOS1) corrente em T1, I(MOS2) corrente em T2

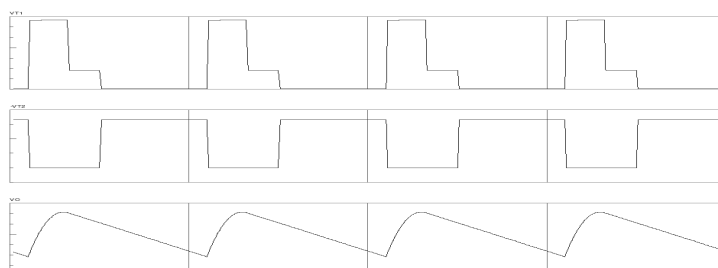


Figura 1.6 Formas de onda típicas de tensão num conversor elevador em MCD
VT1 tensão aos terminais de T1, VT2 tensão aos terminais de T2, VO tensão de saída do conversor

De notar que a forma de onda da corrente na bobine e da tensão de saída estão ampliadas para evidenciar o efeito da comutação.

O anulamento da corrente que passa na bobine depende do valor da indutância da mesma. Quanto maior for o valor da indutância da bobine, mais energia magnética a mesma pode armazenar e menores serão as variações na corrente de entrada do conversor. Em relação ao condensador, o valor da sua capacidade reflecte-se nas variações da tensão de saída. Quanto maior for o valor da capacidade do condensador, mais energia eléctrica o mesmo pode armazenar e menores serão as variações na tensão de saída do conversor.

Carga

A carga do conversor pode assumir as mais variadas configurações. Estando inicialmente prevista como três *LED's* ultra – brilhantes ligados em série, a carga pode ser adaptada a duas cadeias paralelas de três *LED's* em série para aumento da potência luminosa, acarretando o óbvio aumento de corrente. Embora as características de funcionamento de *LED's* dependam dos valores de tensão aplicada aos seus terminais, levando em conta que um dos objectivos do conversor é que este seja flexível e robusto em relação à carga, optou-se por se considerar a carga linear dentro da gama de tensões e correntes de funcionamento do conversor.

Circuito de Controlo

O circuito de controlo deve manter a tensão de saída do conversor num valor constante e fazer com que perturbações na tensão de saída, originadas devido a variações na tensão de entrada e variações na carga, sejam atenuadas para que a regulação se mantenha dentro dos limites estabelecidos nas especificações. Para obter a regulação desejada optou-se por realizar um controlador *PI* (Proporcional Integral), para regular o erro estático, e um compensador para regular as variações instantâneas de carga e estabilizar o sistema, medida necessária devido ao facto do conversor elevador comutado apresentar um zero no *SPCD* (Semi Plano Complexo Direito) que origina oscilações na tensão de saída do circuito e instabilidade que leva ao não funcionamento do conversor.

As diferentes composições de carga permitidas pelo conversor impõem diferentes formas de controlo do mesmo, assim, para uma carga definida como a inicialmente em que a corrente que passa pelos três *LED's* ligados em série pode ser considerada constante, é suficiente fazer uma amostragem de corrente de saída. Neste caso o controlo fica dependente da corrente que passa na carga. Para se evitar a dependência da corrente de carga, aumentando assim a flexibilidade do conversor, é necessário fazer uma amostragem de tensão em vez de amostragem de corrente, para o efeito podem usar-se duas resistências em série de valor elevado, com o propósito de que a corrente que por elas circule seja o menor possível.

1.3 Trabalho Relacionado

O estudo de conversores elevadores, comutados e controlados já amplamente estudados na mais variada literatura, encontra novos desenvolvimentos com a possibilidade de integração dos sistemas de alimentação juntamente com circuitos que desempenham o mais variado tipo de *funções*. Esta possibilidade surge com o desenvolvimento da tecnologia de integração *CMOS*, na qual podem coexistir circuitos de tratamento de sinais analógicos e digitais e circuitos de potência e alimentação.

Embora ao nível funcional existam realizações comerciais deste tipo de circuitos com padrões de qualidade elevados, no entanto desenvolvidos com tecnologia específica para a função desejada, ao nível da integração de potência com o objectivo de reutilização de células, área em franca expansão reconhecida internacionalmente nos meios relacionados pela expressão “*Design and Reuse*”, os trabalhos conhecidos publicamente realizam-se principalmente ao nível das instituições de *I&D* (Investigação e Desenvolvimento) ou através de universidades. Os estudos realizados são normalmente tornados de conhecimento geral através de publicações da especialidade nunca se tendo acesso a toda a informação sobre determinado estudo. São exemplo os variados “*papers*” publicados pelo *IEEE* (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), etc.

Capítulo 2. Conversor Comutado Elevador de Tensão com Controlo Integrado

2.1 Especificações do Circuito de Potência

A tensão de saída especificada do conversor comutado, **Figura 2.1**, é 5V, tendo uma variação máxima de 1% devida ao efeito da comutação. Assim, as tensões de saída, mínima e máxima, serão de 4.95V e 5.05V, respectivamente. A corrente de carga é inicialmente especificada para 40mA. O circuito irá alimentar uma carga composta por três LED's ligados em série, tendo que fornecer, então, uma potência típica de 200mW. O rendimento do conversor deverá ser superior a 80%. Levando isto em conta, verifica-se ainda que no pior caso (carga de 80 Ohm a uma corrente de 63 mA) a bateria terá que conseguir fornecer no máximo 320mW.

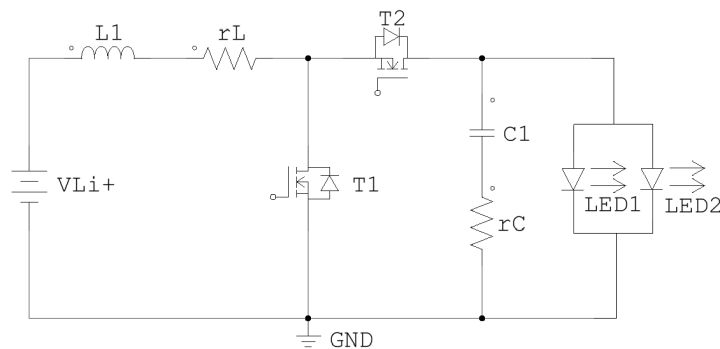


Figura 2.1 Conversor de potência e carga aplicada

O circuito de controlo será projectado de forma a maximizar o rendimento do conversor que deverá funcionar com uma frequência de comutação de 5MHz. A corrente de operação máxima, excluindo a corrente de carga não deverá exceder 1mA.

A carga (LED) será modelada por uma resistência de valor constante, R. Os transístores serão modelados por comutadores ideais. O esquema do conversor simplificado sobre o qual se vai fazer a análise de funcionamento mostra-se na **Figura 2.2**.

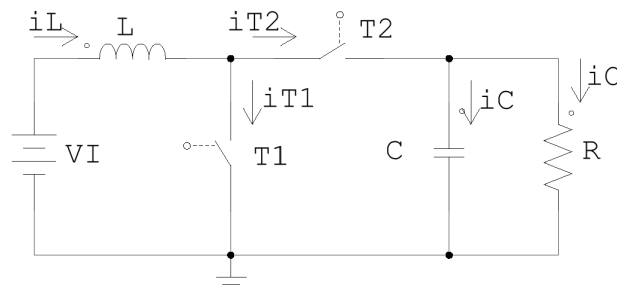


Figura 2.2 Conversor de potência ideal

Tendo em conta a implementação do conversor elevador em tecnologia CMOS considerou-se que o conversor deveria operar no modo de condução contínua, devido ao facto do funcionamento no modo de condução descontínua dar origem a picos de tensão e corrente

mais elevados para a mesma potência de saída. No entanto, esta escolha irá implicar uma bobine de maiores dimensões (quanto menor a bobine, maiores são os picos de corrente).

Definindo estado 1 como o estado em que o comutador T1 está em condução e o comutador T2 está ao corte e o estado 2 como o estado em que os comutadores se encontram em situações contrárias às do primeiro estado, pode-se definir o factor de ciclo, D, como o tempo de duração do primeiro estado percentualmente em relação ao período de tempo composto pelos dois estados, T, ou seja, D reflecte a duração do tempo durante o qual circula corrente por T1.

Considerando o caso em que o conversor funciona em MCC e começando a contagem do tempo para a análise do circuito no tempo 0, verifica-se que: [2]

- Durante o estado 1, em que $0 < t < D.T$, tem-se:

$$\left. \begin{aligned} v_L(t) &= V_I \\ v_L(t) &= L \frac{di_L(t)}{dt} \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow V_I = L \frac{di_L(t)}{dt} \Leftrightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_I}{L} \Leftrightarrow i_L(t) = \frac{V_I}{L}t + \left(I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow i_L(t) = \frac{V_I}{L}t + I_L(1 - \Delta i) \quad (2.1)$$

$$v_o(t) \approx V_o \quad (2.2)$$

$$i_o(t) \approx I_o \quad (2.3)$$

$$i_c(t) \approx -I_o \quad (2.4)$$

$$v_{T1}(t) = 0 \quad (2.5)$$

$$i_{T1}(t) = i_L(t) \quad (2.6)$$

$$v_{T2}(t) \approx -V_o \quad (2.7)$$

$$i_{T2}(t) = 0 \quad (2.8)$$

Com $\Delta i = 0,01$, definindo a variação máxima (1%) de corrente na bobine, que pode ser usado para calcular o valor da indutância.

- Durante o estado 2, em que $D.T < t < T$, tem-se:

$$\left. \begin{aligned} v_L(t) &= V_I - V_o \\ v_L(t) &= L \frac{di_L(t)}{dt} \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow V_I - V_o = L \frac{di_L(t)}{dt} \Leftrightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_I - V_o}{L} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow i_L(t) = \frac{V_I - V_o}{L}(t - DT) + \left(I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow i_L(t) = \frac{V_I - V_o}{L}(t - DT) + I_L(1 + \Delta i) \quad (2.9)$$

$$v_o(t) \approx V_o \quad (2.10)$$

$$i_o(t) \approx I_o \quad (2.11)$$

$$i_c(t) \approx i_L(t) - I_o \quad (2.12)$$

$$v_{T1}(t) \approx V_o \quad (2.13)$$

$$i_{T1}(t) = 0 \quad (2.14)$$

$$v_{T2}(t) = 0 \quad (2.15)$$

$$i_{T2}(t) = i_L(t) \quad (2.16)$$

A relação entre a tensão de entrada, a tensão de saída e o factor de ciclo, em valores médios, calcula-se partindo do facto que a tensão média aos terminais de uma bobine, em regime comutado permanente, é nula, assim:

$$\begin{aligned} V_L = 0 &\Leftrightarrow \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = 0 \Leftrightarrow \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_I dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T V_I - V_o dt = 0 \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \frac{1}{T} V_I DT + \frac{1}{T} (V_I - V_o) T - \frac{1}{T} (V_I - V_o) DT = 0 \Leftrightarrow V_o (1 - D) = V_I \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \frac{V_o}{V_I} = \frac{1}{1 - D} \Leftrightarrow \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\Leftrightarrow D = 1 - \frac{V_I}{V_o} \quad (2.18)$$

Considerando as possíveis variações da tensão de entrada, conclui-se que para que a tensão de saída se mantenha constante é necessário que D também varie. De acordo com a equação 2.18 calculam-se, então, os valores máximos e mínimos, entre os quais o factor de ciclo pode variar.

$$D_{\max} = 1 - \frac{V_{\min}}{V_o} \quad (2.19)$$

$$D_{\min} = 1 - \frac{V_{\max}}{V_o} \quad (2.20)$$

Definindo M(D) como a relação de transformação da tensão, tem-se:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_I} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.21)$$

Traçando o gráfico de M(D), **Figura 2.3**, verifica-se que na teoria a tensão de saída tenderia a infinito quando o factor de ciclo se aproximasse da unidade. Na verdade tal não acontece porque devido às perdas inerentes ao circuito, principalmente as perdas nas resistências de condução dos transístores de potência, a partir de certo valor do factor de ciclo a tensão tende

a diminuir. No caso extremo em que o factor de ciclo se igualasse a 1, a tensão de saída seria igual a 0, tal caso nunca pode realmente acontecer pois significaria que T1 estaria sempre em condução, o que levaria na situação sem perdas na bobine a uma corrente que tenderia para infinito. Daqui se pode retirar já um dado importante para o projecto do conversor quando ligado em malha fechada através do circuito de controlo, o factor de ciclo necessitará de ter um limite máximo independentemente da tensão de saída alcançar o valor desejado ou não quando em situações de sobrecarga.

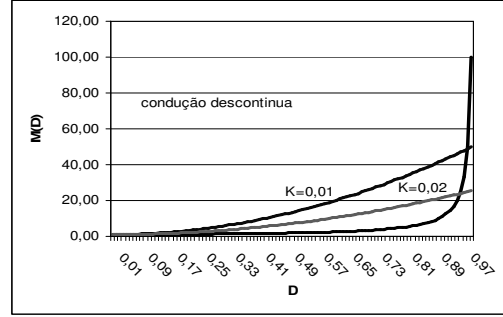


Figura 2.3 Relação de transformação da tensão

Assim como se calculou uma relação para a tensão de entrada, tensão de saída e factor de ciclo também se pode calcular uma relação para as correntes, ou seja, uma relação entre a corrente que circula na bobine, a corrente de saída e o factor de ciclo, em valores médios. Partindo do facto que a corrente média que flui num condensador, em regime comutado permanente, é nula, tem-se:

$$I_C = 0 \Leftrightarrow \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) dt = 0 \Leftrightarrow \frac{1}{T} \int_0^{DT} -I_O dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T I_L - I_O dt = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow -I_O + \frac{1}{T} I_L (1-D)T = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \frac{I_O}{I_L} = 1 - D \Leftrightarrow \quad (2.22)$$

$$\Leftrightarrow D = 1 - \frac{I_O}{I_L} \quad (2.23)$$

Devido ao valor de D ter um valor máximo e um valor mínimo, também o valor médio da corrente na bobine terá um valor médio máximo e mínimo:

$$I_{L \max} = \frac{I_O}{1 - D_{\max}} \quad (2.24)$$

$$I_{L \min} = \frac{I_O}{1 - D_{\min}} \quad (2.25)$$

Conclui-se ainda que para os valores mais baixos da tensão de entrada maior é a corrente que circula pela bobine, este facto faz todo o sentido uma vez que é suposto a potência de saída, e consequentemente a potência de entrada, se manter constante. O valor de corrente mais elevado pode ser já tido em conta como um parâmetro a considerar para o cálculo das especificações dos componentes do conversor. No entanto existe um parâmetro mais importante para caracterizar a capacidade de condução de corrente dos componentes, a corrente de pico para $t = DT$ tem que ser suportada pelo enrolamento da bobine e pelos dois elementos de comutação:

$$\left. \begin{aligned} i_L(DT) &= I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \\ \Delta I_L &= \frac{V_I}{L} DT \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow i_L(DT) = I_L + \frac{V_I}{2L} DT \quad (2.26)$$

Os valores de pico da corrente na bobine são dados por:

$$I_{L1} = I_L - \frac{V_I}{2L} DT \quad (2.27)$$

$$I_{L2} = I_L + \frac{V_I}{2L} DT \quad (2.28)$$

O conversor ideal, com um rendimento de 100%, entrega à carga a mesma potência que consome da bateria, então, a corrente média que circula pela bobine também se pode calcular a partir deste pressuposto:

$$\begin{aligned} P_I &= P_O \Leftrightarrow V_I I_L = V_O I_O \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow I_L &= \frac{V_O I_O}{V_I} \end{aligned} \quad (2.29)$$

O cálculo do valor da indutância pode ser obtido tendo em vista um de dois objectivos diferentes. Uma das formas de calcular o valor da bobine é impor uma variação máxima à corrente que circula pela mesma, este método é utilizado para evitar picos de corrente elevados, no entanto, o preço a pagar é o aumento substancial da dimensão da bobine.

$$\begin{aligned} \Delta I_L &= \frac{V_I}{L} DT \Leftrightarrow L = \frac{V_I}{\Delta I_L} DT \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow L &= \frac{V_I}{2 \cdot \Delta i \cdot I_L} DT \end{aligned} \quad (2.30)$$

Δi representa a máxima variação que a corrente que circula na bobine pode ter em relação ao seu valor médio. Para que a flutuação da corrente esteja dentro da especificação é necessário que:

$$L \geq \frac{V_{\max}}{2 \cdot \Delta i \cdot I_L} D_{\min} T \quad \text{e} \quad L \leq \frac{V_{\min}}{2 \cdot \Delta i \cdot I_L} D_{\max} T \quad (2.31)$$

A partir da equação 2.31 conclui-se que quanto maior for a frequência menor pode ser a bobine.

Ao valor da capacidade do condensador está associada a máxima variação da tensão de saída

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{I_o}{C} DT \Leftrightarrow C = \frac{I_o}{\Delta V_o} DT \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow C &= \frac{I_o}{2 \cdot \Delta v \cdot V_o} DT \end{aligned} \quad (2.32)$$

Δv representa a máxima variação que a tensão de saída pode ter em relação ao seu valor médio. Para que a tensão de saída se encontre dentro das especificações é necessário que:

$$C \geq \frac{I_o}{2 \cdot \Delta v \cdot V_o} D_{\min} T \quad \text{e} \quad C \leq \frac{I_o}{2 \cdot \Delta v \cdot V_o} D_{\max} T \quad (2.33)$$

2.2 Especificações do Circuito do Controlador

O projecto do controlador vai ser realizado com base nas funções de transferência do sistema obtidas a partir do modelo da média aplicado ao circuito de potência do conversor elevador. O objectivo é obter uma função de transferência de pequenas perturbações, $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$, em que $\hat{v}_o(s)$ e $\hat{d}(s)$ são as transformadas de Laplace dos sinais de pequena amplitude da tensão de saída $\hat{v}_o(t)$ e do factor de ciclo $\hat{d}(t)$, respectivamente, em torno dos seus valores médios V_o e D . Considera-se $v_i(t)$ constante, sendo $v_o(t)$ a variável controlada e $d(t)$ a variável de controlo.

De início vai ser feito o estudo das funções de transferência do circuito ideal para se perceber como aplicar o método sem se criarem funções muito complexas, mais tarde para melhorar o modelo do sistema adicionam-se ao circuito as resistências de perdas dos elementos acumuladores de energia e dos elementos de comutação, mais precisamente a resistência das espiras da bobine, a resistência equivalente série do condensador e as resistências de condução dos transístores. Para o caso do circuito ideal a aplicação do método vai ser descrita e executada em quatro passos, enquanto que para o circuito melhorado o estudo será efectuado utilizando software de cálculo adequado, *Matlab 7.0*.

Método da Média no Espaço de Estados: [3]

1. Descrição do circuito em função das variáveis de estado, para cada estado do circuito.
2. Média das variáveis de estado de descrição do circuito utilizando o factor de ciclo $d(t)$.
3. Introdução das perturbações de baixa amplitude e separação em componentes contínuas e variáveis.
4. Transformação das equações de sinais variáveis em equações no domínio s , utilizando a transformada de Laplace.

Para aplicação do método é necessário determinar quais os estados em que o circuito pode funcionar, **Figura 2.4**.

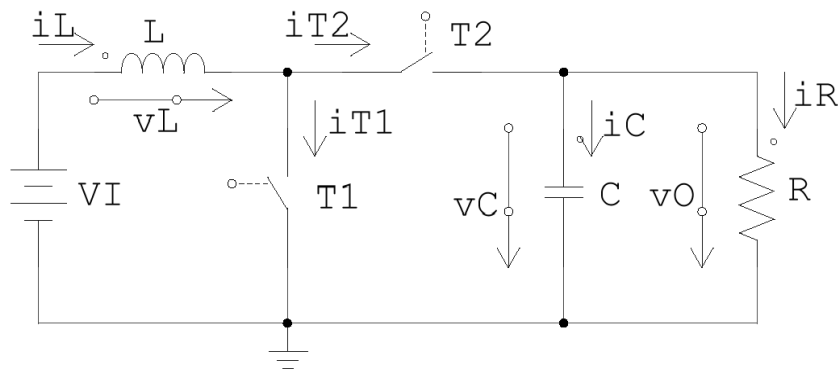


Figura 2.4 Correntes e tensões no conversor elevador

Conversor elevador ideal

O conversor elevador comutado a funcionar no MCC, tem dois estados de funcionamento como já foi referido na secção 2.1, e esquematizados agora na **Figura 2.5** e na **Figura 2.6**, o estado 1 e o estado 2, respectivamente.

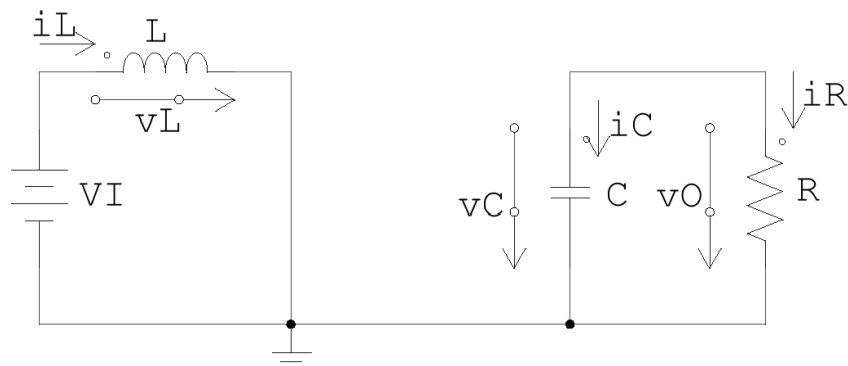


Figura 2.5 Estado 1 do conversor ideal

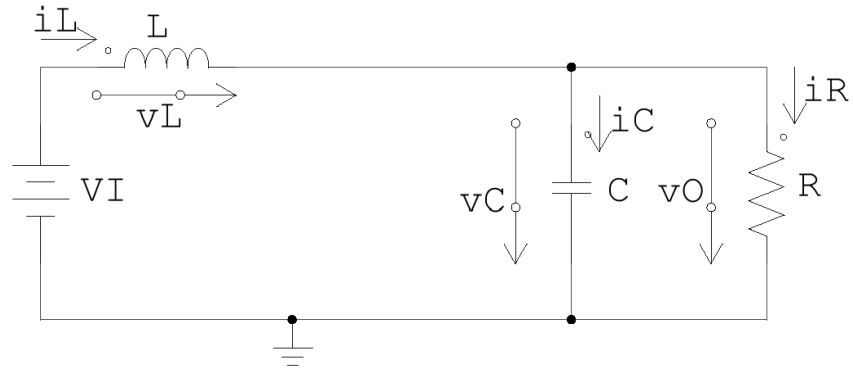


Figura 2.6 Estado 2 do conversor ideal

1. Descrição do circuito em função das variáveis de estado.

Aplicando a lei das malhas aos circuitos referentes a cada um dos estados, e levando em conta as expressões que regem os elementos armazenadores de energia,

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}, \quad (2.92)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}, \quad (2.93)$$

obtêm-se as seguintes expressões:

Estado 1.

$$\begin{aligned} 1. \quad & -V_I + v_L(t) = 0 \Leftrightarrow \\ & \Leftrightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} V_I \end{aligned} \quad (2.94)$$

$$\begin{aligned} 2. \quad & -v_C(t) + v_O(t) = 0 \Leftrightarrow \\ & \Leftrightarrow \frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} v_C(t) \end{aligned} \quad (2.95)$$

Na forma matricial o estado 1 é descrito por:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_I \quad (2.96)$$

Definindo:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.97)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.98)$$

Obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = A_1 \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + B_1 V_I \quad (2.99)$$

Estado 2.

$$\begin{aligned} 1. \quad & -V_I + v_L(t) + v_C(t) = 0 \Leftrightarrow \\ & \Leftrightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L}v_C(t) + \frac{1}{L}V_I \end{aligned} \quad (2.100)$$

$$\begin{aligned} 2. \quad & -v_C(t) + v_o(t) = 0 \Leftrightarrow \\ & \Leftrightarrow \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{RC}v_C(t) \end{aligned} \quad (2.101)$$

Na forma matricial o estado 2 é descrito por:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_I \quad (2.102)$$

Definindo:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.103)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.104)$$

Obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = A_2 \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + B_2 V_I \quad (2.105)$$

A_1 e A_2 são denominadas matrizes de estado, B_1 e B_2 são vectores relacionados com componentes externas, neste caso só existe uma componente externa, a tensão de entrada V_I , a qual para efeitos de simplificação da análise foi considerada constante, $v_I(t) = V_I$.

A variável controlada do sistema, $v_o(t)$, descrita no espaço de estados, em função das variáveis de estado $i_L(t)$ e $v_C(t)$ é descrita como:

Estado 1.

$$\left. \begin{aligned} v_o(t) &= R.i_R(t) \\ \frac{dv_C(t)}{dt} &= -\frac{1}{RC}v_C(t) \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow v_o(t) = v_C(t) \quad (2.106)$$

Definindo:

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.107)$$

Obtém-se:

$$v_o(t) = C_1 \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.108)$$

Estado 2.

$$\left. \begin{aligned} v_o(t) &= R.i_R(t) \\ \frac{dv_C(t)}{dt} &= \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{RC}v_C(t) \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow v_o(t) = v_C(t) \quad (2.109)$$

Definindo:

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.110)$$

Obtém-se:

$$v_o(t) = C_2 \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.111)$$

C_1 e C_2 são vectores transpostos que descrevem a variável controlada em função das variáveis de estado.

2. Média das variáveis de estado de descrição do circuito utilizando o factor de ciclo.

A média das variáveis de estado faz a descrição do circuito ao longo de um período de comutação. Obtém-se, fazendo a média no tempo, das equações correspondentes aos estados do circuito.

Assim ao longo de um período tem-se:

Definindo:

$$A_d = A_1d + A_2(1-d) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L}(1-d) \\ \frac{1}{C}(1-d) & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.112)$$

$$B_d = B_1 d + B_2 (1 - d) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.113)$$

$$C_d = C_1 d + C_2 (1 - d) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.114)$$

Obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = A_d \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + B_d V_I \quad (2.115)$$

$$v_o(t) = C_d \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.116)$$

3. Introdução das perturbações de baixa amplitude e separação em componentes contínuas e variáveis.

Introduzindo as perturbações de baixa amplitude:

$$i_L(t) = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (2.117)$$

$$v_C(t) = V_C + \hat{v}_C(t) \quad (2.118)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (2.119)$$

$$v_o(t) = V_o + \hat{v}_o(t) \quad (2.120)$$

$$v_I(t) = V_I + \hat{v}_I(t) \quad (2.121)$$

Obtém-se:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \frac{d}{dt}(I_L + \hat{i}_L(t)) \\ \frac{d}{dt}(V_C + \hat{v}_C(t)) \end{bmatrix} = \\ & = \left[A_1 (D + \hat{d}(t)) + A_2 (1 - D - \hat{d}(t)) \right] \begin{bmatrix} I_L + \hat{i}_L(t) \\ V_C + \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + \left[B_1 (D + \hat{d}(t)) + B_2 (1 - D - \hat{d}(t)) \right] (V_I + \hat{v}_I(t)) \end{aligned} \quad (2.122)$$

Separando em componentes contínuas e componentes variáveis, e desprezando as componentes variáveis de 2ª ordem, obtém-se o ponto de funcionamento em repouso e a função que descreve o funcionamento do circuito para pequenas variações em torno do ponto de funcionamento em repouso:

$$A_D \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + B_D V_I = 0 \quad (2.123)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = A_D \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + B_D \hat{v}_I(t) + \left[(A_1 - A_2) \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + (B_1 - B_2) V_I \right] \hat{d}(t) \quad (2.124)$$

Para a variável de saída tem-se:

$$V_o + \hat{v}_o(t) = \left[C_1 (D + \hat{d}(t)) + C_2 (1 - D - \hat{d}(t)) \right] \begin{bmatrix} I_L + \hat{i}_L(t) \\ V_C + \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.125)$$

Separando como anteriormente:

$$V_o = C_D \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.126)$$

$$\hat{v}_o(t) = C_D \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + (C_1 - C_2) \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \hat{d}(t) \quad (2.127)$$

Onde:

$$A_D = A_1 D + A_2 (1 - D) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L}(1 - D) \\ \frac{1}{C}(1 - D) & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.128)$$

$$B_D = B_1 D + B_2 (1 - D) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.129)$$

$$C_D = C_1 D + C_2 (1 - D) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.130)$$

A partir das expressões com as componentes contínuas, equações 2.123 e 2.126, calcula-se a relação entre a tensão média de saída, a tensão média de entrada e o factor de ciclo constante:

$$\left. \begin{array}{l} A_D \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + B_D V_I = 0 \\ V_o = C_D \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \end{array} \right\} \Leftrightarrow \frac{V_o}{V_I} = -C_D \cdot A_D^{-1} \cdot B_D \Leftrightarrow \quad (2.131)$$

$$\Leftrightarrow \frac{V_o}{V_I} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.132)$$

Tal como seria de esperar a relação da equação 2.132, obtida pelo modelo da média no ponto de funcionamento em repouso do circuito, é idêntica à equação 2.17, obtida pela fórmula da tensão média aos terminais da bobine.

4. Transformação das equações de sinais variáveis em equações no domínio s , utilizando a transformada de Laplace.

Partindo agora das expressões com as perturbações de baixa amplitude, calculam-se as funções de transferência da tensão de saída em relação a variações do factor de ciclo e da tensão de saída em relação a variações da tensão de entrada. Sendo o sistema linear, pode-se considerar o estudo em separado das duas variações. A utilização do critério de sobreposição dá lugar ao tratamento independente das diferentes causas de perturbação do sistema. Assim, para se obter a função de transferência da tensão de saída face ao factor de ciclo considera-se a variação da tensão de entrada nula e para se obter a função de transferência da tensão de saída face à tensão de entrada considera-se nula a variação do factor de ciclo.

Considerando que $\hat{v}_I(t) = 0$, resolvendo o sistema composto pelas equações 2.124 e 2.127 e aplicando a transformada de Laplace chega-se às seguintes expressões:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{d}(s)} &= C_D \cdot [sI - A_D]^{-1} \cdot (A_1 - A_2) \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{d}(s)} &= \frac{R[(1-D)V_C - L I_L \cdot s]}{RLCs^2 + Ls + R(1-D)^2} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{d}(s)} &= V_I \frac{1}{RC(1-D)^2} \frac{\frac{R}{L}(1-D)^2 - s}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}(1-D)^2} \end{aligned} \quad (2.133)$$

Considerando agora que $\hat{d}(t) = 0$, resolvendo o mesmo sistema de equações mas agora em ordem a $\hat{v}_I(s)$ e aplicando novamente a transformada de Laplace obtém-se a função de transferência que relaciona as variações da tensão de saída com as variações da tensão de entrada:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{v}_I(s)} &= C_D \cdot [sI - A_D]^{-1} \cdot B_D \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{v}_I(s)} &= \frac{R(1-D)}{RLCs^2 + Ls + R(1-D)^2} \Leftrightarrow \end{aligned}$$

$$\Leftrightarrow \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{1}{LC} (1-D) \frac{1}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{1}{LC} (1-D)^2} \quad (2.134)$$

Por verificação das funções de transferência pode-se concluir que para controlar as variações da tensão de saída face a variações do factor de ciclo será necessário projectar um compensador de avanço de fase devido ao efeito destabilizador do zero no semi – plano complexo direito. Para controlar à saída as variações lentas da tensão de entrada é suficiente implementar um controlador *PI*.

Conversor elevador com perdas

Após a obtenção das funções de transferência do circuito ideal adicionaram-se as resistências parasitas inerentes aos componentes, **Figura 2.7**. As resistências parasitas adicionadas reflectem as perdas nos componentes e implicam uma diminuição do rendimento do circuito

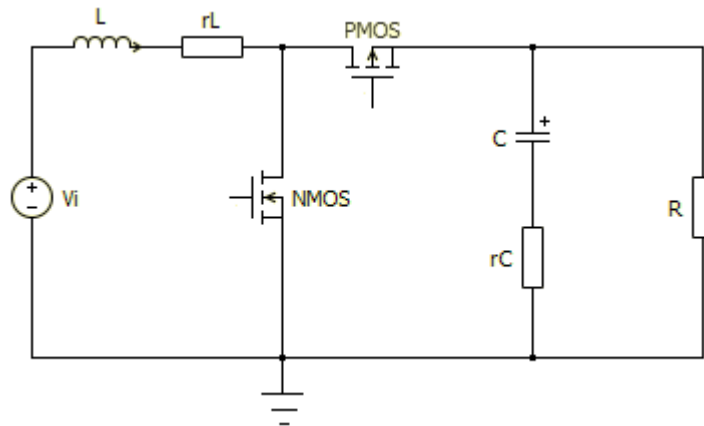


Figura 2.7 Conversor com resistências de perdas

Seguindo novamente os passos da aplicação do método da média no espaço de estados obtêm-se as novas funções de transferência do circuito contabilizando as perdas devidas às resistências parasitas.

1. Descrição do circuito em função das variáveis de estado.

Aplica-se, novamente, a lei das malhas aos circuitos referentes a cada um dos estados, **Figura 2.8** e **Figura 2.9**, estado 1 e estado 2, respectivamente.

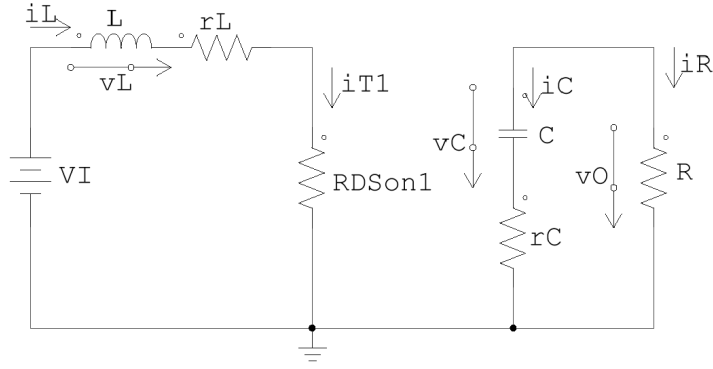


Figura 2.8 Estado 1 do conversor com perdas

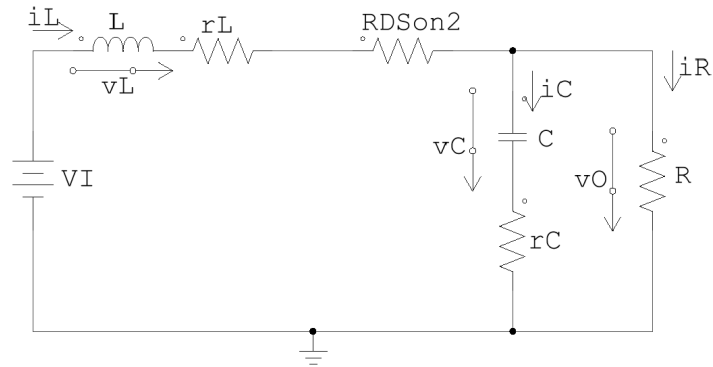


Figura 2.9 Estado 2 do conversor com perdas

Levando em conta as expressões que regem os elementos armazenadores de energia,

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}, \quad (2.135)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}, \quad (2.136)$$

Obtêm-se as seguintes expressões:

Estado 1.

$$\begin{aligned} 1. \quad & -V_I + L \frac{di_L(t)}{dt} + r_L i_L(t) + R_{DSon1} i_L(t) = 0 \Leftrightarrow \\ & \Leftrightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{r_L + R_{DSon1}}{L} i_L(t) + \frac{1}{L} V_I \end{aligned} \quad (2.137)$$

$$\begin{aligned} 2. \quad & -v_C(t) - C \frac{dv_C(t)}{dt} r_C - C \frac{dv_C(t)}{dt} R_o = 0 \Leftrightarrow \\ & \Leftrightarrow \frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{C(r_C + R_o)} v_C(t) \end{aligned} \quad (2.138)$$

Na forma matricial o estado 1 é descrito por:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + R_{DSon1}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(r_C + R_o)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_I \quad (2.139)$$

Definindo:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + R_{DSon1}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(r_c + R_o)} \end{bmatrix} \quad (2.140)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.141)$$

Obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = A_1 \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + B_1 V_I \quad (2.142)$$

Estado 2.

$$\begin{aligned} 1. \quad & -V_I + L \frac{di_L(t)}{dt} + r_L i_L(t) + R_{DSon2} i_L(t) + R_o \left(i_L(t) - C \frac{dv_c(t)}{dt} \right) = 0 \Leftrightarrow \\ & \Leftrightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \left(\frac{R_o^2}{L(r_c + R_o)} - \frac{r_L + R_{DSon2} + R_o}{L} \right) i_L(t) - \frac{R_o}{L(r_c + R_o)} v_c(t) + \frac{1}{L} V_I \end{aligned} \quad (2.143)$$

$$\begin{aligned} 2. \quad & -v_c(t) - C \frac{dv_c(t)}{dt} r_c + R_o \left(i_L(t) - C \frac{dv_c(t)}{dt} \right) = 0 \Leftrightarrow \\ & \Leftrightarrow \frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{R_o}{C(r_c + R_o)} i_L(t) - \frac{1}{C(r_c + R_o)} v_c(t) \end{aligned} \quad (2.144)$$

Na forma matricial o estado 2 é descrito por:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_o^2}{L(r_c + R_o)} - \frac{r_L + R_{DSon2} + R_o}{L} & -\frac{R_o}{L(r_c + R_o)} \\ \frac{R_o}{C(r_c + R_o)} & -\frac{1}{C(r_c + R_o)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_I \quad (2.145)$$

Definindo:

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_o^2}{L(r_c + R_o)} - \frac{r_L + R_{DSon2} + R_o}{L} & -\frac{R_o}{L(r_c + R_o)} \\ \frac{R_o}{C(r_c + R_o)} & -\frac{1}{C(r_c + R_o)} \end{bmatrix} \quad (2.146)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.147)$$

Obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = A_2 \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + B_2 V_I \quad (2.148)$$

A variável de saída do sistema descrita no espaço de estados é:

Estado 1.

$$\left. \begin{aligned} v_o(t) &= R_o i_o(t) \\ \frac{dv_C(t)}{dt} &= -\frac{1}{C(r_C + R_o)} v_C(t) \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow v_o(t) = \frac{R_o}{r_C + R_o} v_C(t) \quad (2.149)$$

Definindo:

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_o}{r_C + R_o} \end{bmatrix} \quad (2.150)$$

Obtém-se:

$$v_o(t) = C_1 \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.151)$$

Estado 2.

$$\left. \begin{aligned} v_o(t) &= R_o i_o(t) \\ \frac{dv_C(t)}{dt} &= \frac{R_o}{C(r_C + R_o)} i_L(t) - \frac{1}{C(r_C + R_o)} v_C(t) \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow v_o(t) = \left(R_o - \frac{R_o^2}{r_C + R_o} \right) i_L(t) + \frac{R_o}{r_C + R_o} v_C(t) \quad (2.152)$$

Definindo:

$$C_2 = \begin{bmatrix} R_o - \frac{R_o^2}{r_C + R_o} & \frac{R_o}{r_C + R_o} \end{bmatrix} \quad (2.153)$$

Obtém-se:

$$v_o(t) = C_2 \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.154)$$

2. Média das variáveis de estado de descrição do circuito utilizando o factor de ciclo.

Definindo:

$$A_d = A_1 d + A_2 (1-d) =$$

$$= \begin{bmatrix} -\frac{r_L + R_{DSon1}}{L} d + \frac{R_o^2}{L(r_c + R_o)} - \frac{r_L + R_{DSon2} + R_o}{L} (1-d) & -\frac{R_o}{L(r_c + R_o)} (1-d) \\ \frac{R_o}{C(r_c + R_o)} (1-d) & -\frac{1}{C(r_c + R_o)} d - \frac{1}{C(r_c + R_o)} (1-d) \end{bmatrix} \quad (2.155)$$

$$B_d = B_1 d + B_2 (1-d) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.156)$$

$$C_d = C_1 d + C_2 (1-d) = \begin{bmatrix} \left(R_o - \frac{R_o^2}{r_c + R_o} \right) (1-d) & \frac{R_o}{r_c + R_o} \end{bmatrix} \quad (2.157)$$

Obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = A_d \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + B_d V_I \quad (2.158)$$

$$v_o(t) = C_d \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.159)$$

3. Introdução das perturbações de baixa amplitude e separação em componentes contínuas e variáveis.

Introduzindo as perturbações de baixa amplitude:

$$i_L(t) = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (2.160)$$

$$v_C(t) = V_C + \hat{v}_C(t) \quad (2.161)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (2.162)$$

$$v_o(t) = V_o + \hat{v}_o(t) \quad (2.163)$$

$$v_I(t) = V_I + \hat{v}_I(t) \quad (2.164)$$

Obtém-se:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \frac{d}{dt}(I_L + \hat{i}_L(t)) \\ \frac{d}{dt}(V_C + \hat{v}_C(t)) \end{bmatrix} = \\ & = \begin{bmatrix} A_1(D + \hat{d}(t)) + A_2(1 - D - \hat{d}(t)) \\ B_1(D + \hat{d}(t)) + B_2(1 - D - \hat{d}(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L + \hat{i}_L(t) \\ V_C + \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1(D + \hat{d}(t)) + B_2(1 - D - \hat{d}(t)) \\ (A_1 - A_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + (B_1 - B_2)V_I \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (2.165)$$

Separando, novamente, em componentes contínuas e componentes variáveis, e desprezando as componentes variáveis de 2ª ordem, obtém-se o ponto de funcionamento em repouso e a função que descreve o funcionamento do circuito para pequenas variações em torno do ponto de funcionamento em repouso:

$$A_D \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + B_D V_I = 0 \quad (2.166)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = A_D \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + B_D \hat{v}_I(t) + \begin{bmatrix} (A_1 - A_2) \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + (B_1 - B_2)V_I \end{bmatrix} \hat{d}(t) \quad (2.167)$$

Para a variável de saída tem-se:

$$V_o + \hat{v}_o(t) = \begin{bmatrix} C_1(D + \hat{d}(t)) + C_2(1 - D - \hat{d}(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L + \hat{i}_L(t) \\ V_C + \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.168)$$

Separando como anteriormente:

$$V_o = C_D \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.169)$$

$$\hat{v}_o(t) = C_D \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + (C_1 - C_2) \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \hat{d}(t) \quad (2.170)$$

Onde:

$$\begin{aligned} A_D &= A_1 D + A_2(1 - D) = \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_L + R_{DSon1}}{L} D + \frac{R_o^2}{L(r_c + R_o)} - \frac{r_L + R_{DSon2} + R_o}{L}(1 - D) & -\frac{R_o}{L(r_c + R_o)}(1 - D) \\ \frac{R_o}{C(r_c + R_o)}(1 - D) & -\frac{1}{C(r_c + R_o)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.171)$$

$$B_D = B_1 D + B_2(1 - D) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.172)$$

$$C_D = C_1 D + C_2 (1 - D) = \left[\left(R_o - \frac{R_o^2}{r_c + R_o} \right) (1 - D) \quad \frac{R_o}{r_c + R_o} \right] \quad (2.173)$$

A partir das expressões com as componentes contínuas, equações 2.166 e 2.169, calcula-se a relação entre a tensão média de saída, a tensão média de entrada e o factor de ciclo constante:

$$\left. \begin{array}{l} A_D \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + B_D V_I = 0 \\ V_O = C_D \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \end{array} \right\} \Leftrightarrow \frac{V_O}{V_I} = -C_D \cdot A_D^{-1} \cdot B_D \quad (2.174)$$

A partir deste ponto, devido à complexidade e dimensão das expressões, passou a utilizar-se o Matlab para chegar às funções de transferência do conversor com valores numéricos. As funções de transferência são mostradas no **Capítulo 3**.

2.3 Sistema Completo

A forma utilizada para controlar o conversor elevador baseia-se na utilização de um MLI (Modulador de Largura de Impulso). O parâmetro de saída do MLI é o factor de ciclo, o qual depende da tensão de controlo à saída do compensador. Assim é necessário obter a função de transferência do MLI.

O funcionamento do MLI baseia-se na comparação da tensão à saída do compensador com uma tensão em dente de serra $v_r(t)$, que impõe a frequência de comutação. A tensão de controlo é composta por uma componente constante e por uma componente variável, de baixa frequência quando comparada com a frequência de comutação:

$$v_c(t) = V_c + \hat{v}_c(t) \quad (2.176)$$

A componente variável da tensão de controlo pode ser modelada por uma tensão sinusoidal da forma:

$$\hat{v}_c(t) = a \cdot \sin(\omega t - \phi) \quad (2.177)$$

Em que a tem uma amplitude limitada e ϕ é um ângulo de fase aleatório. A tensão em dente de serra do modelador varia entre 0 e um valor máximo de pico V_p , **Figura 2.10**.

O factor de ciclo, **Figura 2.11**, pode assim ser descrito como:

$$d(t) = \begin{cases} 1 & \leftarrow v_c(t) \geq v_r(t) \\ 0 & \leftarrow v_c(t) < v_r(t) \end{cases}$$

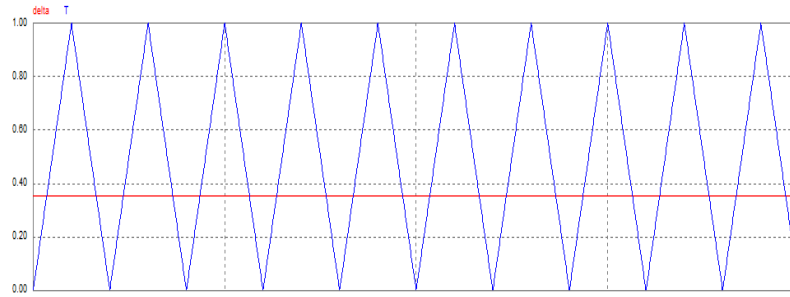


Figura 2.10 Tensão de controle e tensão em dente de serra

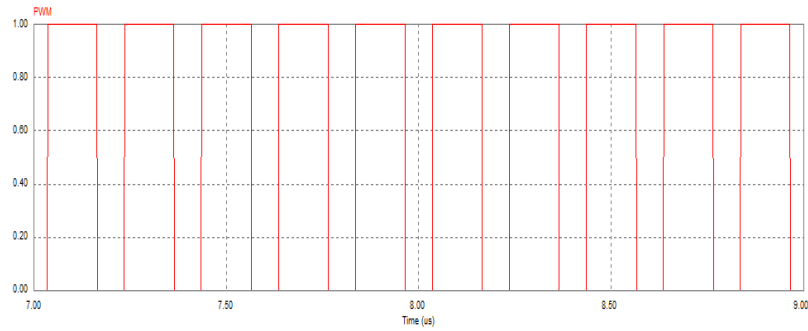


Figura 2.11 Factor de ciclo

A função $d(t)$ pode ser expressa como uma série de Fourier em que se obtém:

$$d(t) = \frac{V_c}{V_p} + \frac{\hat{v}_c(t)}{V_p} + \text{componentes de alta-frequência}$$

As componentes de alta-frequência de $d(t)$ não influenciam $v_o(t)$ porque são eliminadas pelo filtro de saída do conversor e o factor de ciclo descrito por $d(t)$ pode ser aproximado por:

$$\left. \begin{aligned} d(t) &= D + \hat{d}(t) \\ d(t) &= \frac{V_c}{V_p} + \frac{\hat{v}_c(t)}{V_p} \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow$$

$$\Rightarrow D = \frac{V_c}{V_p}$$

$$\Rightarrow \hat{d}(t) = \frac{\hat{v}_c(t)}{V_p}$$

Então a função de transferência do modulador é simplesmente:

$$\frac{\hat{d}(t)}{\hat{v}_c(t)} = \frac{1}{V_p}$$

E a função de transferência do conversor com o controlador aplicado é:

$$\frac{\widehat{v}_o(s)}{\widehat{v}_c(s)} = \frac{1}{V_p} \frac{\widehat{v}_o(s)}{\widehat{d}(s)}$$

Definindo $T_{ma}(s)$ como a função de transferência em malha aberta do circuito, constituído pelo conversor de potência, pelo compensador e pelo modelador de largura de impulso, temos:

$$T_{ma}(s) = T_{cp}(s) * T_c(s) * T_{mli}(s)$$

Onde:

$$T_{cp}(s) = \frac{\widehat{v}_o(s)}{\widehat{d}(s)}$$

$$T_{mli}(s) = \frac{\widehat{d}(s)}{\widehat{v}_c(s)}$$

É necessário calcular $T_c(s)$ tal que o sistema em malha fechada seja estável. Para que o controlo do sistema seja robusto é necessário que o controlador tenha um ganho elevado nas baixas frequências, para minimizar o erro estático do ponto de funcionamento em repouso, é conveniente que a frequência de corte seja elevada, para que o conversor tenha uma resposta rápida a variações de carga, e a margem de fase, à frequência de corte, também deve ser elevada, 45° a 60° , para que o conversor tenha uma grande margem de estabilidade e não entre em oscilação.

Capítulo 3. Desenvolvimento e Implementação

3.1 Implementação do Conversor

De acordo com a análise efectuada no capítulo 2, para implementar o conversor começou-se por calcular os valores dos elementos de armazenamento de energia, de acordo com as especificações:

Cálculo da Bobine

$$L \geq \frac{V_{Imax}}{2 \cdot \Delta i \cdot I_L} D_{min} T \quad (3.1)$$

$$I_L = \frac{V_o I_o}{V_i} \quad (3.2)$$

$$D_{min} = 1 - \frac{V_{Imax}}{V_o} \quad (3.3)$$

$$T = 1\mu s \text{ e } T = 0,2\mu s \quad (3.4)$$

Substituindo valores

Para $T = 1\mu s$, tem-se:

$$L \geq \frac{4.5}{2 * 0.1 * 0.0606} * 0.1 * 1e^{-6} \geq 37.13\mu H$$

$$L \leq \frac{2.5}{2 * 0.1 * 0.0606} * 0.5 * 1e^{-6} \leq 103.12\mu H$$

Para $T = 0,2\mu s$, tem-se:

$$L \geq \frac{4.5}{2 * 0.1 * 0.0606} * 0.1 * 0.2e^{-6} \geq 7.426\mu H$$

$$L \leq \frac{2.5}{2 * 0.1 * 0.0606} * 0.5 * 0.2e^{-6} \leq 20.63\mu H$$

Cálculo do Condensador

$$C \geq \frac{I_o}{2 \cdot \Delta v \cdot V_o} D_{\min} T \quad (3.5)$$

$$D_{\min} = 1 - \frac{V_{\text{Imax}}}{V_o} \quad (3.6)$$

Substituindo Valores

Para $T = 1\mu s$, tem-se:

$$C \geq \frac{40e^{-3}}{2 \cdot 0.01 \cdot 5} \cdot 0.1 \cdot 1e^{-6} \geq 40nF$$

$$C \leq \frac{40e^{-3}}{2 \cdot 0.01 \cdot 5} \cdot 0.5 \cdot 1e^{-6} \leq 200nF$$

Para $T = 0,2\mu s$, tem-se

$$C \geq \frac{40e^{-3}}{2 \cdot 0.01 \cdot 5} \cdot 0.1 \cdot 0.2e^{-6} \geq 8nF$$

$$C \leq \frac{40e^{-3}}{2 \cdot 0.01 \cdot 5} \cdot 0.5 \cdot 0.2e^{-6} \leq 40nF$$

As tabelas 3.1, 3.2, 3.3 e 3.4, mostram as especificações levadas em conta e os valores dos parâmetros necessários para implementar o conversor elevador. Foram calculados os valores para quatro combinações de frequência e de carga.

Comparamos os valores da **Tabela 3.1** e da **Tabela 3.2** com relação à frequência de operação do conversor 1 MHz e 5 MHz respectivamente, mantendo o valor da carga a 125 Ohm .

Tabela 3.1 Parâmetros do conversor para $f=1\text{ MHz}$ e $R_o=125\text{ }\Omega$

V_{imin}	V_i	V_{imax}	$\delta_{\min}$	δ	$\delta_{\max}$	I_{Lmin}	I_L	I_{Lmax}
2.5 V	3.3 V	4.5 V		0.34	0.5	0.0444 A	0.0606 A	0.0800 A
L	C	f	Δ_I	Δ_V	I_o	V_o	R	
103 uH	200 nF	1 MHz	0.1	0.01	40 mA	5 V	125 Ω	

Tabela 3.2 Parâmetros do conversor para $f=5\text{ MHz}$ e $R_o=125\text{ }\Omega$

V_{imin}	V_i	V_{imax}	$\delta_{\min}$	δ	$\delta_{\max}$	I_{Lmin}	I_L	I_{Lmax}
2.5 V	3.3 V	4.5 V	0.1	0.34	0.5	0.0444 A	0.0606 A	0.0800 A
L	C	f	Δ_I	Δ_V	I_o	V_o	R	
20.63 uH	40 nF	5 MHz	0.1	0.01	40 mA	5 V	125 Ω	

Verifica-se, como seria de esperar, que para uma frequência de comutação mais elevada os elementos armazenadores de energia podem ser significativamente menores.

Comparando os valores da **Tabela 3.2** para uma carga de $125\ \Omega$, com os valores **Tabela 3.3** para uma carga de $60\ \Omega$ e com os valores da **Tabela 3.4** para uma carga de $150\ \Omega$, verifica-se que as dimensões dos condensadores, diminuem com o aumento da carga e que as dimensões das bobinas, aumentam com o aumento da mesma (o aumento da carga reflecte-se na diminuição da corrente de carga, para uma tensão de saída constante).

Tabela 3.2 Parâmetros do conversor para $f=5\ \text{MHz}$ e $R=125\ \Omega$

V_{imin}	V_i	V_{imax}	δ_{min}	δ	δ_{max}	I_{Lmin}	I_L	I_{Lmax}
2.5 V	3.3 V	4.5 V	0.1	0.34	0.5	0.0444 A	0.0606 A	0.0800 A
L	C	f	Δ_I	Δ_V	I_o	V_o	R	
20.63 μH	40 nF	5 MHz	0.1	0.01	40 mA	5 V	125 Ω	

Tabela 3.3 Parâmetros do conversor para $f=5\ \text{MHz}$ e $R=60\ \Omega$

V_{imin}	V_i	V_{imax}	δ_{min}	δ	δ_{max}	I_{Lmin}	I_L	I_{Lmax}
2.5 V	3.3 V	4.5 V	0.1	0.34	0.5	0.0926 A	0.1263 A	0.1667 A
L	C	f	Δ_I	Δ_V	I_o	V_o	R	
9.9 μH	83.33nF	5 MHz	0.1	0.01	83.3 mA	5 V	60 Ω	

Tabela 3.4 Parâmetros do conversor para $f=5\ \text{MHz}$ e $R=150\ \Omega$

V_{imin}	V_i	V_{imax}	δ_{min}	δ	δ_{max}	I_{Lmin}	I_L	I_{Lmax}
2.5 V	3.3 V	4.5 V	0.1	0.34	0.5	0.0370 A	0.0505 A	0.0667 A
L	C	f	Δ_I	Δ_V	I_o	V_o	R	
24.75 μH	33.3 nF	5 MHz	0.1	0.01	33.3 mA	5 V	150 Ω	

Para a realização do conversor foram utilizados os valores da **Tabela 3.2**, para uma frequência de 5MHz e uma corrente de carga de 40mA .

O factor de ciclo, para os valores da gama da tensão de entrada especificados, vai variar entre 0.1 e 0.5 sendo o seu valor típico para uma tensão de entrada de 3.3V igual a 0.34 .

A figura abaixo, mostra o resultado da simulação do conversor com os valores típicos da tensão de entrada e da carga.

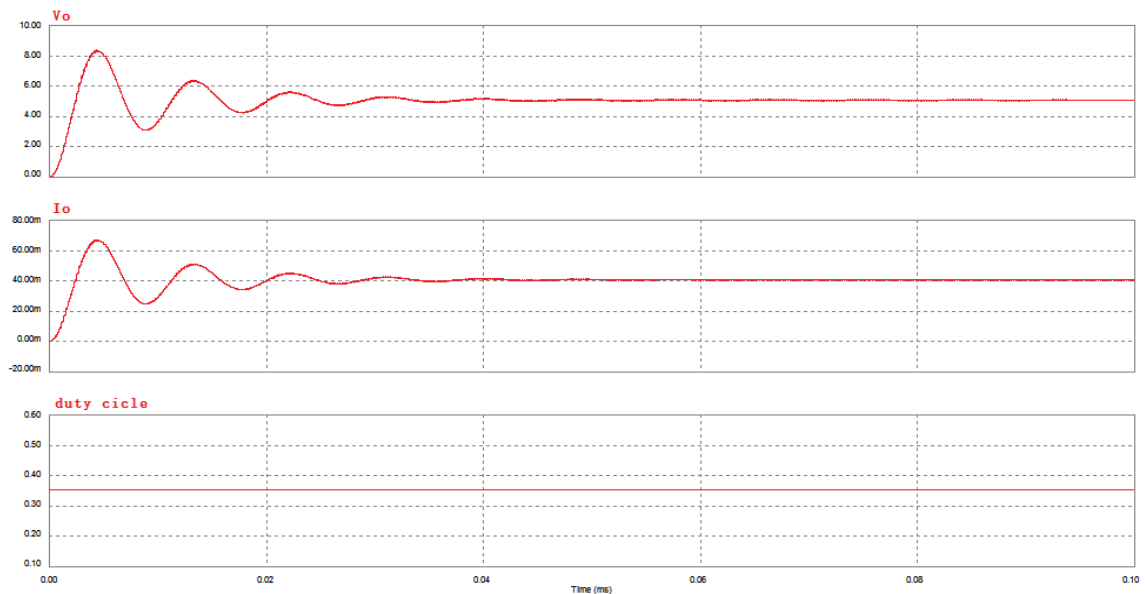


Figura 3.1 Resultado da simulação do Boost para valores típicos da tensão de entrada e da carga

Pode-se verificar na **Figura 3.1** que o conversor tem na sua saída os 5V desejados e a corrente de saída com 40mA. O factor de ciclo, não reage ainda as oscilações verificadas no sinal de saída. Para que a saída, deixe de ter tais oscilações, é necessário compensar as tais oscilações.

Na **Figura 3.2** podemos ver que o *ripple* da tensão de saída V_o se encontra dentro do intervalo antes estabelecido (4.95V, 5.05V) o que corresponde à uma variação de $\pm 1\%$ da tensão de saída V_o .

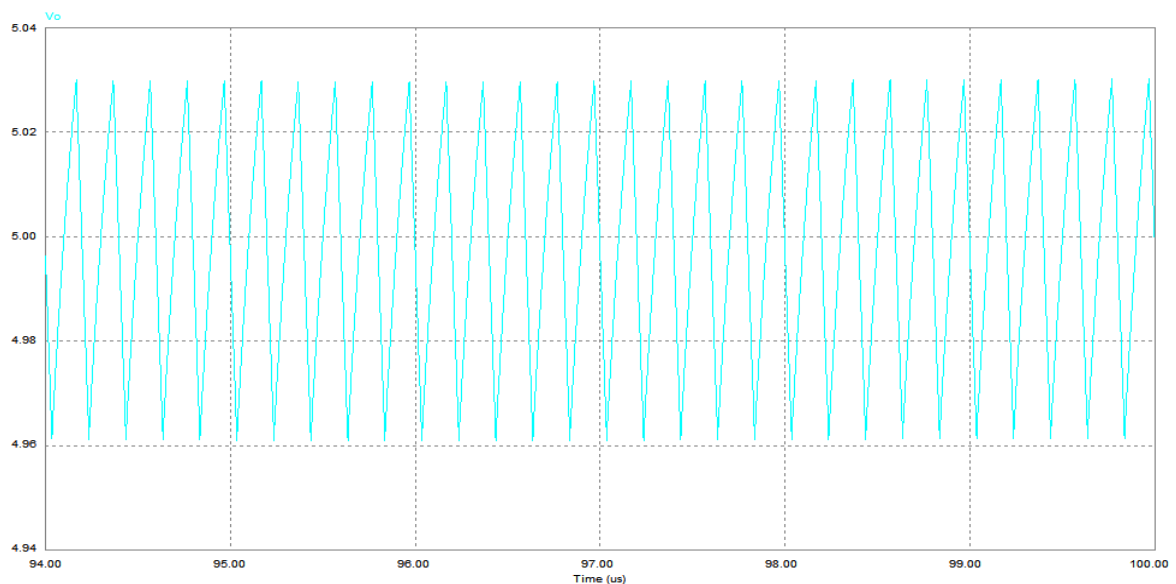


Figura 3.2 Verificação da variação de $\pm 1\%$ da tensão de saída

Torna-se então necessário, projectar um compensador que elimine estas oscilações.

3.2 Implementação do Compensador

O objectivo do compensador, é deslocar o ponto onde a fase do conversor passa os 180° , para frequências mais elevadas.

Com base nos valores obtidos para a bobine e o condensador, é necessário agora calcular a função de transferência do conversor, para a partir desta calcular o compensador.

Na **Figura 3.3** nota-se que a função de transferência do conversor apresenta uma sobre-elevação que se vai repercutir ao nível da resposta do conversor a variações rápidas do valor da carga, provocando oscilações. A **Figura 3.4** representa a situação extrema da resposta do conversor a um escalão, verificando-se uma sobre-elevação de valor significativo.

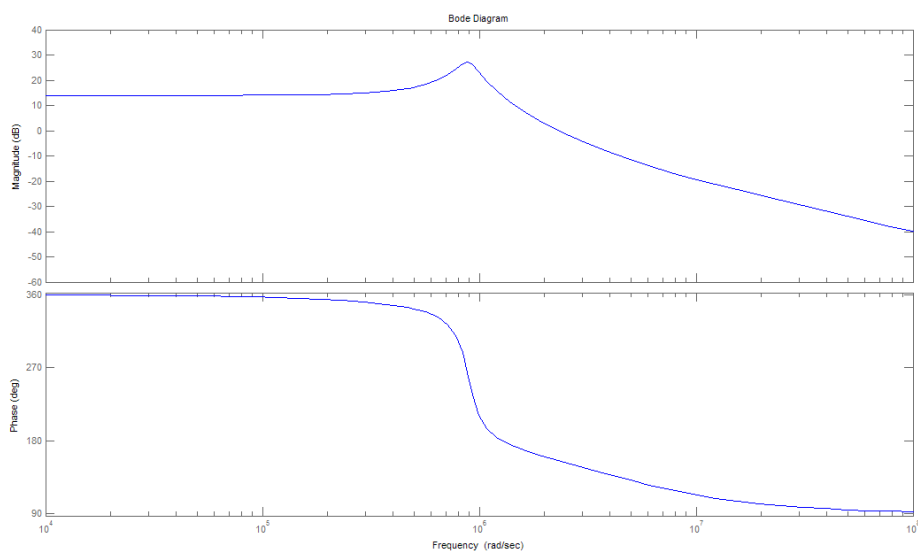


Figura 3.3 Diagrama de Bode do conversor ideal

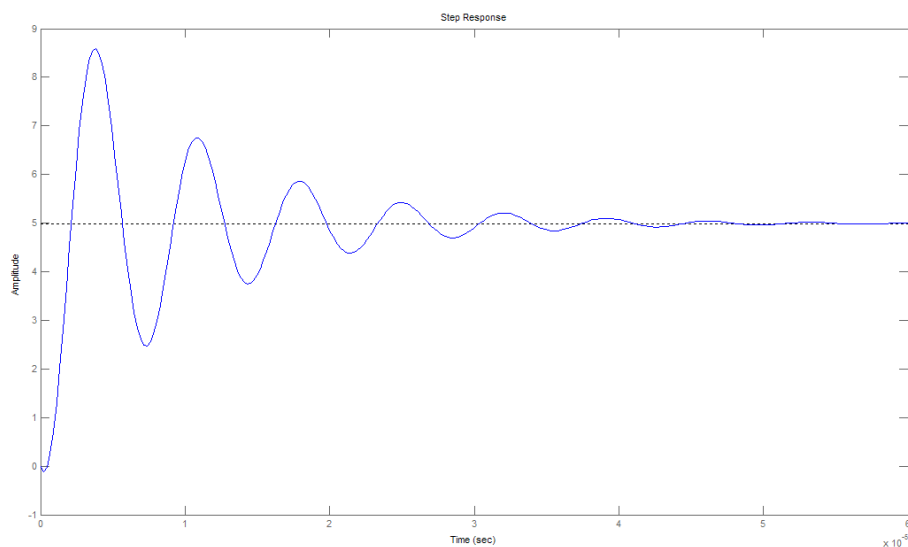


Figura 3.4 Resposta a um escalão do conversor ideal

O compensador projectado, é na verdade um filtro activo passa-banda de 2ª ordem, sensível as variações do sinal de saída.

O filtro foi obtido da ligação em cascata do filtro activo passa-baixo de 1ª ordem e do filtro activo passa-alto de 1ª ordem.

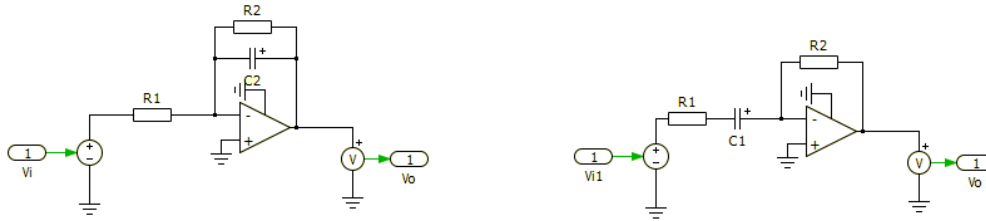


Figura 3.5 filtros activos-RC de 1ª ordem: passa-baixo (a esquerda) e passa-alto (a direita)

As funções de transferência dos 2 filtros, estão representadas em baixo, sendo $L(s)$ a função de transferência do filtro passa-baixo e $H(s)$ a função de transferência do filtro passa-alto.

$$L(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{sR_2C_2 + 1} \quad (3.7)$$

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{sR_1C_1}{sR_1C_1 + 1} \quad (3.8)$$

O filtro passa-banda é de 2ª ordem e está representado abaixo.

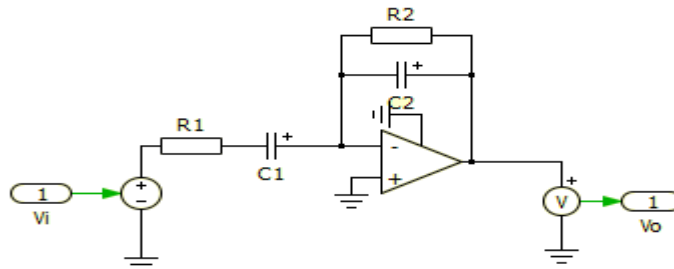


Figura 3.6 Compensador

A função de transferência do compensador, vem da multiplicação da função de transferência dos 2 filtros atrás mencionados. Assim, multiplicando $L(s)$ por $H(s)$, obtemos $B(s)$ que é a função de transferência do compensador em projecto.

$$L(s) * H(s) = B(s) = \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \frac{sR_1C_1}{(sR_2C_2 + 1)(sR_1C_1 + 1)} \quad (3.9)$$

O cálculo das resistências e condensadores do compensador foi feito considerado os filtros passa-baixo e passa-alto separados.

As resistências R_1 e R_2 são as mesmas para ambos os filtros, garantindo um ganho R_2/R_1 igual a 5. Para o cálculo dos condensadores, levou-se em conta o valor das resistências e as frequências máximas e mínimas do filtro passa-banda. Para frequência mínima escolheu-se 1/5

da frequência de operação do conversor. Para a frequência máxima, multiplicou-se a frequência de operação do conversor por 16, para garantir um avanço de fase maior ou igual a 45° .

Podemos ver os resultados do compensador, no diagrama de bode a seguir:

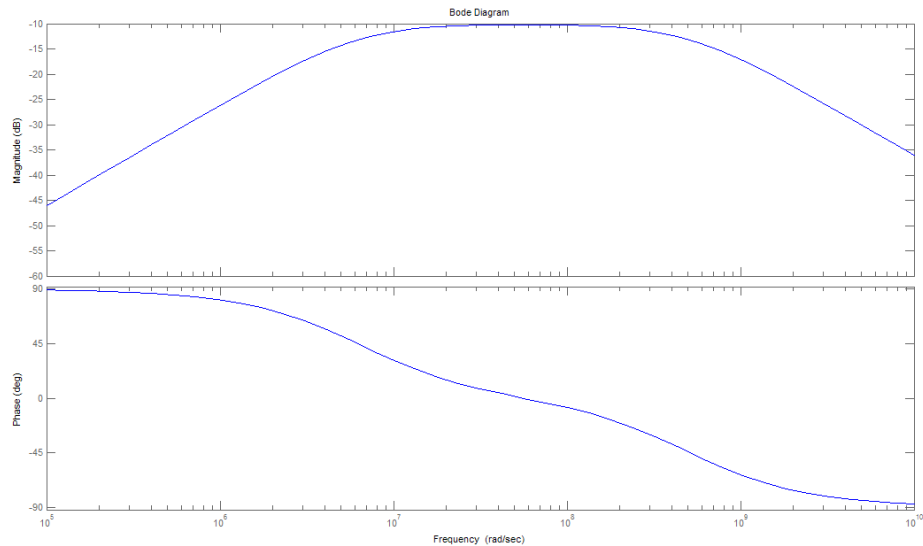


Figura 3.7 diagrama de bode e de fase do compensador

3.3 Desenvolvimento do Sistema Completo

Conversor controlado

O conversor controlado, já engloba o compensador. Abaixo, temos o diagrama de bode do conversor já com o compensador.

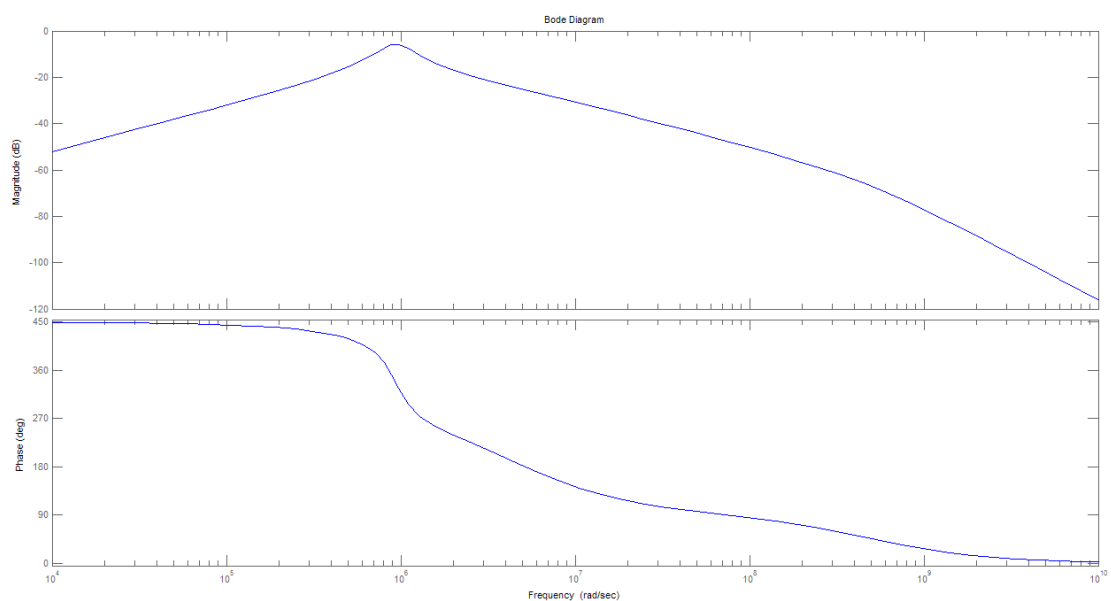


Figura 3.8 diagrama de bode do conversor em malha fechada

No diagrama de bode podemos verificar que a margem de fase é muito superior ao 45° desejado, sendo igual a 151° e a margem de ganho igual a 26 dB .

Uma vez calculado o compensador, vamos simular o circuito, levando em conta as perdas nos componentes energéticos.

O circuito a ser simulado, é o que se encontra na figura abaixo.

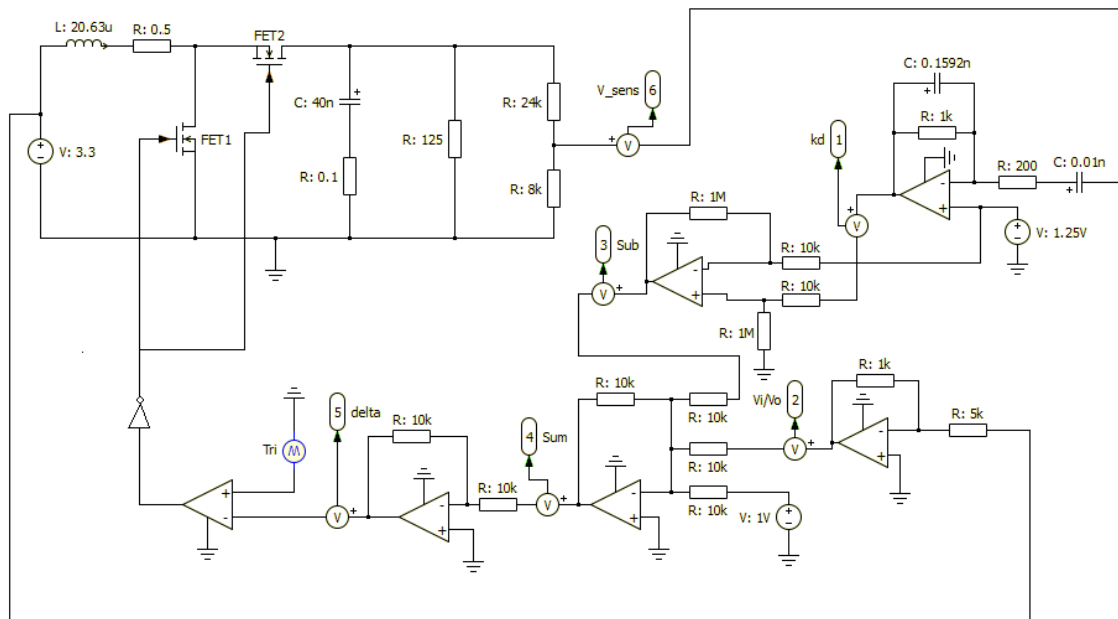


Figura 3.9 conversor boost controlado

O resultado da simulação é o apresentado a seguir:

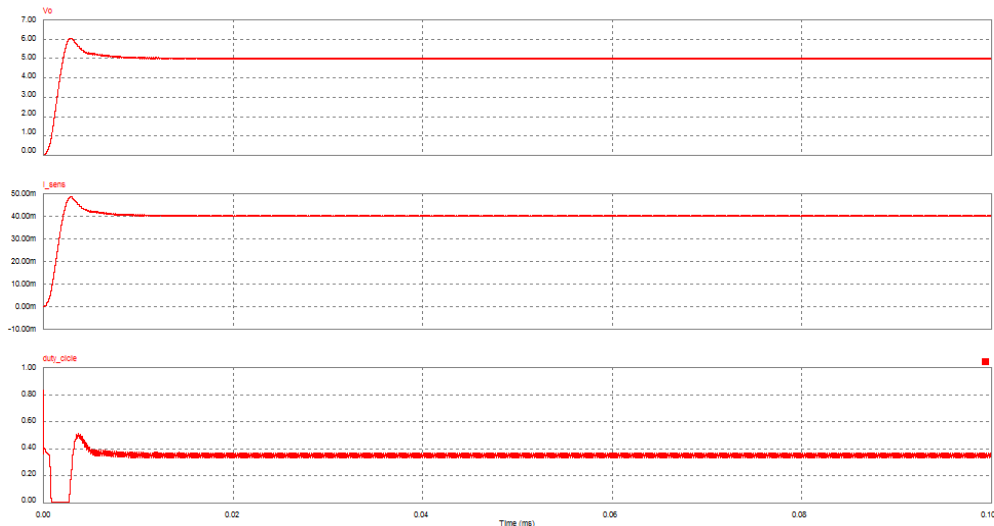


Figura 3.10 Resultado da simulação do Boost controlado

Comparando a **Figura 3.10** com a **Figura 3.1** podemos verificar, que o sinal de saída do conversor deixou de ser amortecido. Essa situação deve-se à reacção do compensador, face às perturbações do sinal de saída.

Podemos também ver na **Figura 3.10** a reacção do factor de ciclo as perturbações do sinal de saída. A sobre-elevação do sinal de saída no início da simulação, deve-se a dimensão da bobine, podendo ser diminuída, aumentando o valor da bobine. Mas o aumento do valor da bobine, implica no aumento da própria bobine tornando-a impraticável para integração. Com o objectivo de integrar o conversor não alteraremos o valor da bobine.

Componentes do controlo

O controlo do conversor é composto por 2 inversores, 1 somador, um subtrator, um comparador e um compensador.

O **comparador** é um dispositivo que compara um sinal com outro de referência e coloca na sua **saída** o valor 0 ou 1 caso seja o sinal maior ou inferior que a referência ou vice-versa. Compara um sinal *DC* que varia entre 0 e 1 com um sinal triangular periódico, com o mesmo período de operação do conversor.

A comparação destes dois sinais gera um sinal rectangular com largura variável que é **colocado** à entrada das *GATES* dos *CMOS*, permitindo assim a mudança do regime de operação dos mesmos (condução e corte) funcionando assim o comparador como um *PWM* (*Pulse Width Modulator*).

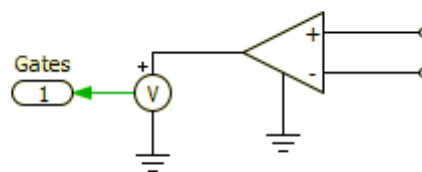


Figura 3.11 Comparador

O **inversor/divisor** inverte o sinal da tensão de entrada do conversor, permitindo assim calcular o factor de ciclo adequado à cada variação de sinal da tensão de entrada.

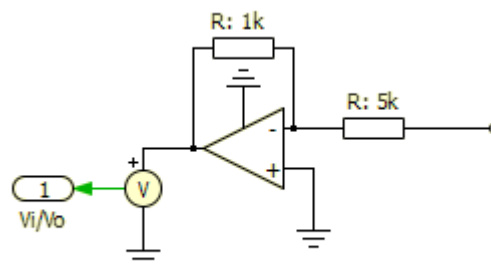


Figura 3.12 Inversor/divisor

O **subtrator** calcula a diferença entre o sinal à saída do compensador e o sinal de referência 1.25V **ampliando** também esse valor para um valor na ordem das décimas de volts. Permitindo dessa maneira calcular o erro no sinal de saída e compensar o mesmo.

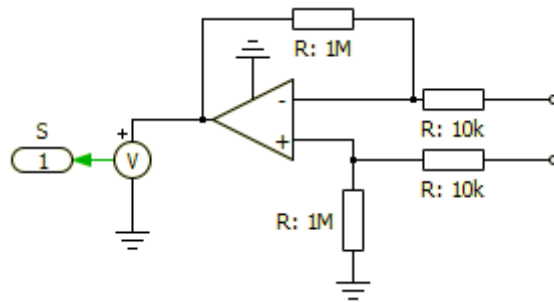


Figura 3.13 Subtrator

O **compensador** compensa as perturbações da tensão de saída aumentando ou diminuindo o valor do seu sinal de saída, conforme a tensão de saída diminua ou aumente. Quando a tensão de saída vale 5V, o valor do sinal à saída do compensador é zero.

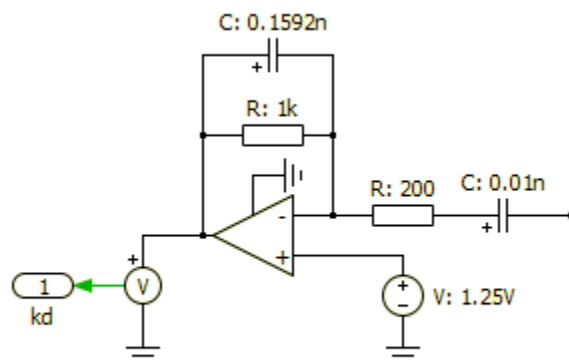


Figura 3.14 Compensador

O **somador** é usado para somar os sinais à saída do subtrator e inversor e também de uma tensão *DC* de valor 1. Somando estes três valores de tensão, gera-se o sinal *DC* que é comparado com o sinal triangular no comparador, dando origem ao sinal rectangular que é colocado à entrada das *GATES* dos comutadores.

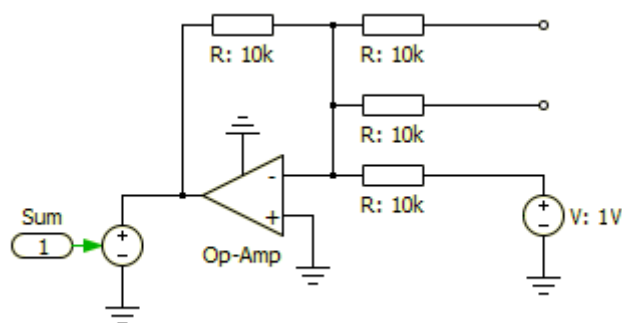


Figura 3.15 Somador

Funcionamento do controlo

Para manter a tensão de 5V à saída do conversor, controla-se o factor de ciclo. Para gerar o factor de ciclo, o valor da tensão de entrada é dividido por 5 no inversor (5 é valor da tensão de saída). A tensão DC de 1V é somada ao resultado da saída do inversor, estando assim calculado o factor de ciclo para a tensão verificada à entrada. O factor de ciclo calculado, não reage ainda as perturbações da saída.

Para que o factor de ciclo reaja as perturbações da tensão de saída, retira-se uma amostra da tensão de saída, integra-se e amplifica-se a mesma, calculando-se desta maneira o erro da tensão de saída. De seguida, compensamos o erro da tensão de saída e comparamos com a tensão de referência de 1.25V no subtrator. O resultado desta comparação é então somado ao factor de ciclo.

Com este processo consegue-se manter a tensão de saída a 5V.

As figuras **Figura 3.16** e **Figura 3.17**, mostram a comparação entre o factor de ciclo não reactivo as perturbações da tensão de saída e o factor de ciclo reactivo as mesmas perturbações.

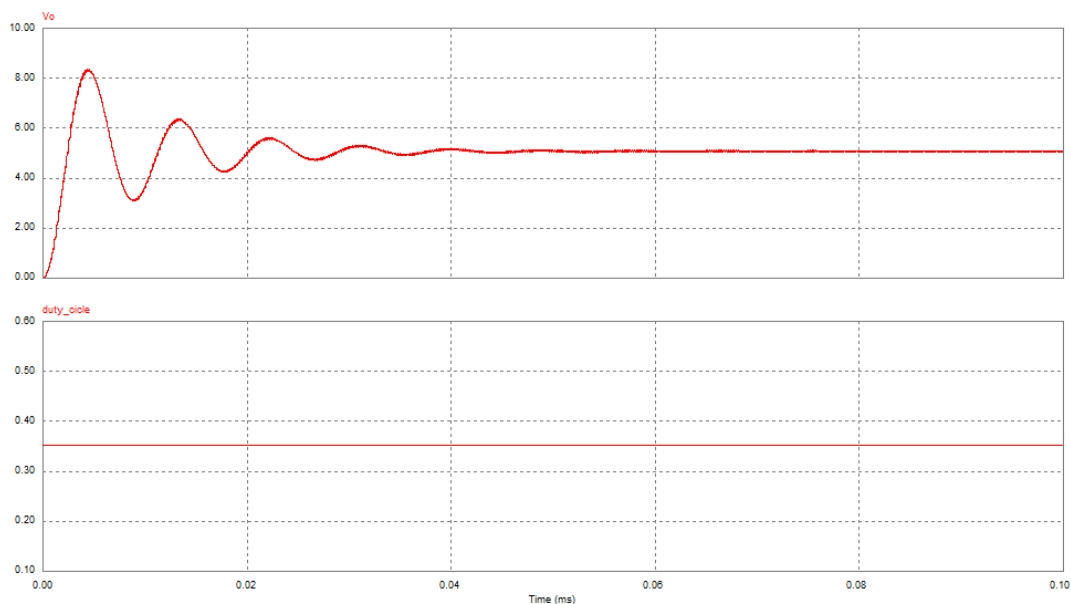


Figura 3.16 Gráfico da tensão de saída para o Factor de ciclo não reactivo as perturbações da tensão de saída

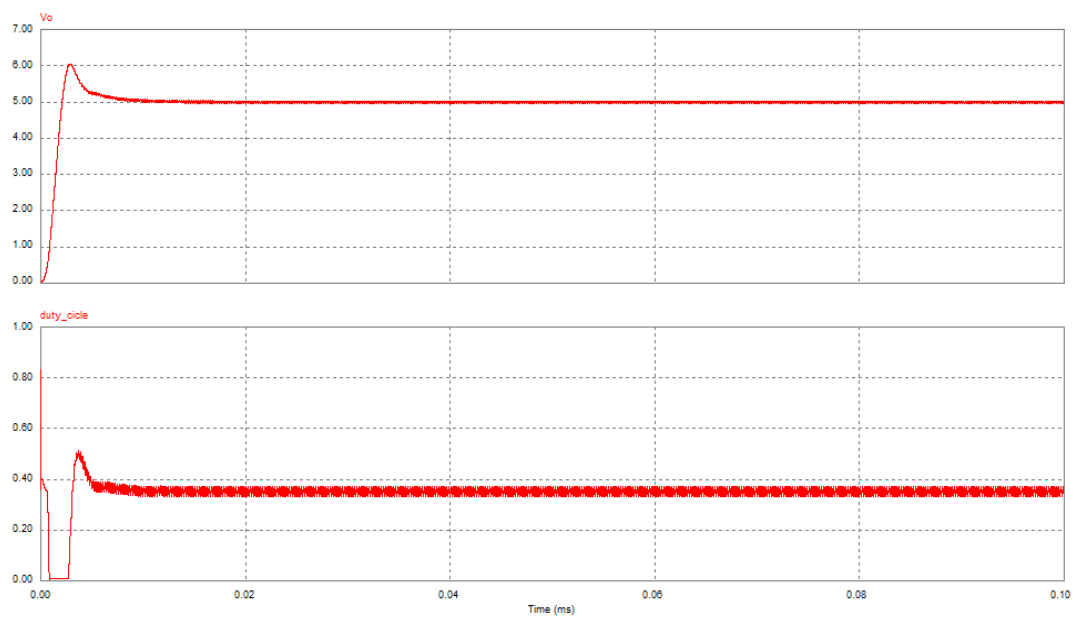


Figura 3.17 Gráfico da tensão de saída para o Factor de ciclo reactivo as perturbações da tensão de saída

Capítulo 4. Testes no conversor

Os testes no conversor vão nos mostrar como reage o controlo implementado face as variações da tensão de entrada, face as variações na carga e também permitirá saber o rendimento do conversor.

4.1 Variação da Tensão de Entrada

O teste da variação da tensão de entrada serve para simular a variação da tensão na bateria e também para analisar a robustez do controlo implementado. Com este teste, podemos ver como reage o controlo, face a variação da tensão da bateria.

Para fazer o teste, foi colocado em série com a bateria uma fonte de tensão de sinal rectangular com amplitudes de $2V$ para a tensão de entrada de $2.5V$ e $1.2V$ para as tensões de entrada de $3.3V$ e $4.5V$. Com o somatório das duas tensões, é possível simular a variação da tensão de entrada.

Podemos ver nas figuras que se seguem, que logo que se verifique uma variação no sinal de entrada, de imediato o controlo responde para compensar tal variação.

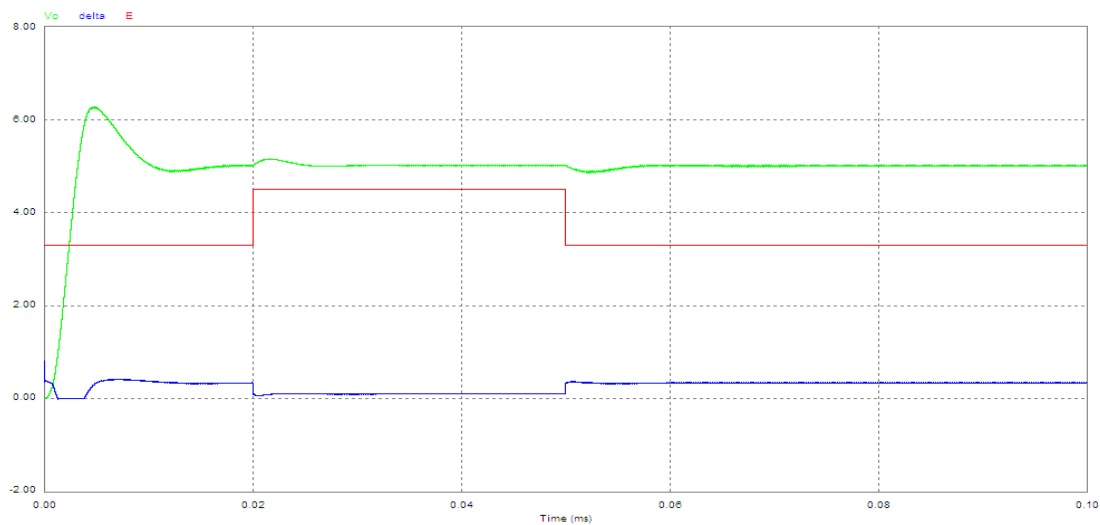


Figura 4.1 – Teste da robustez do controlo para uma variação da tensão de entrada de $2.5V$ para $4.5V$
Reacção do factor de ciclo (*delta*) e da tensão de saída *Vo* face a variação da tensão de entrada (*E*)

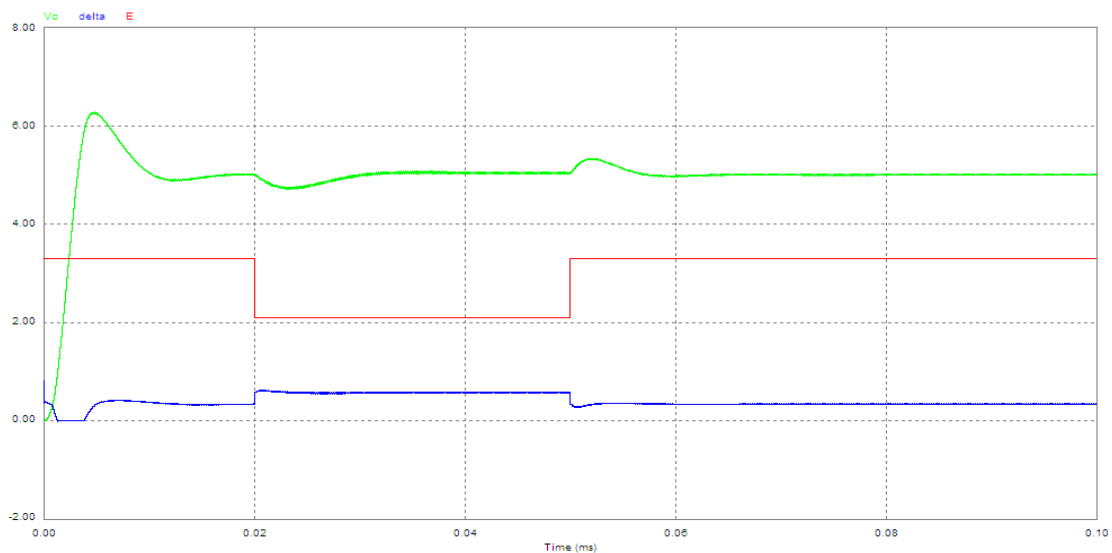


Figura 4.2 – Teste da robustez do controlo para uma variação da tensão de entrada de 3.3V para 4.5V: Reacção do factor de ciclo (*delta*) e da tensão de saída *Vo* face a variação da tensão de entrada (*E*)

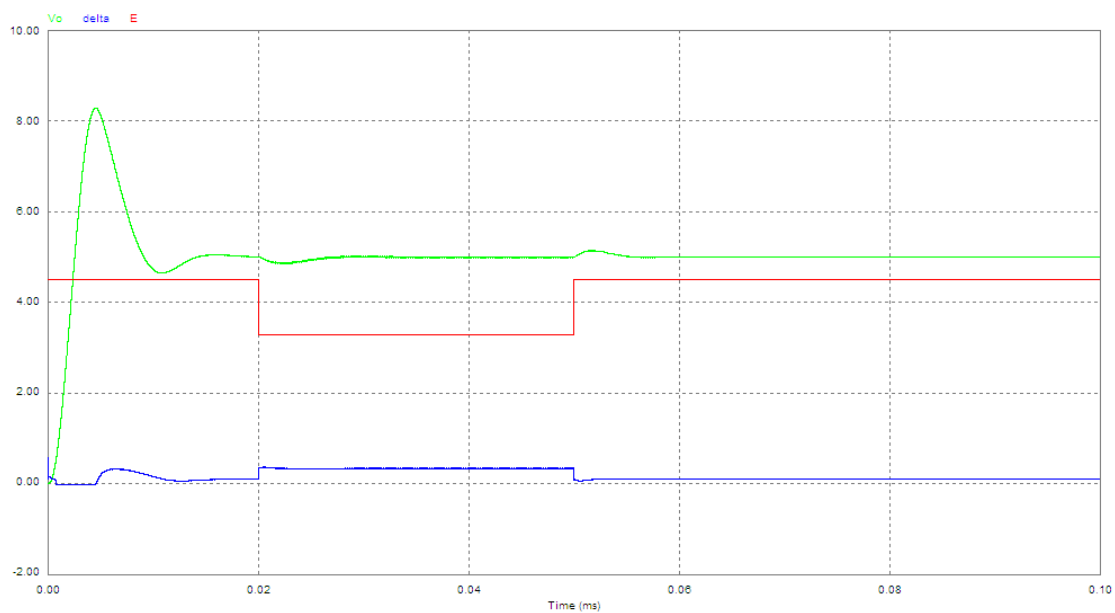


Figura 4.3 – Teste da robustez do controlo para uma variação da tensão de entrada de 4.5V para 2.7V: Reacção do factor de ciclo (*delta*) e da tensão de saída *Vo* face a variação da tensão de entrada (*E*)

Podemos ver pelas figuras acima mostradas que perante uma variação da tensão de entrada, o controlo implementado reage de acordo com o esperado.

4.2 Variação da Carga

O teste de variação de carga serve para definir os limites de correntes suportados pelo conversor.

Para este conversor, foi considerado uma variação de $\pm 20\%$ da resistência de carga. O resultado pode ser visto nas figuras abaixo.

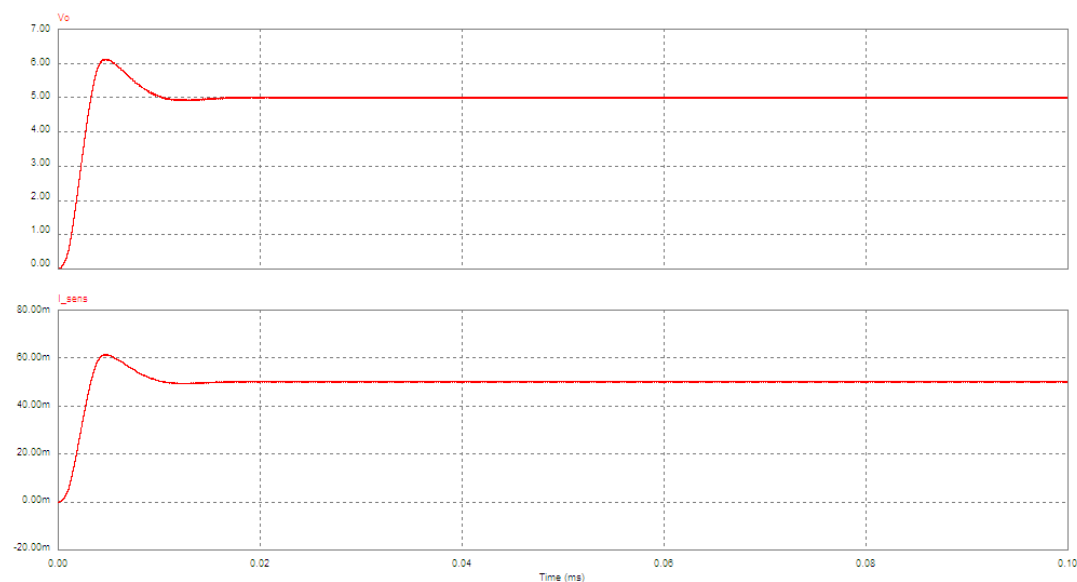


Figura 4.4 – Valores da tensão de saída (V_o) e da corrente de carga (i_{sens}) para uma carga de $100\ \Omega$

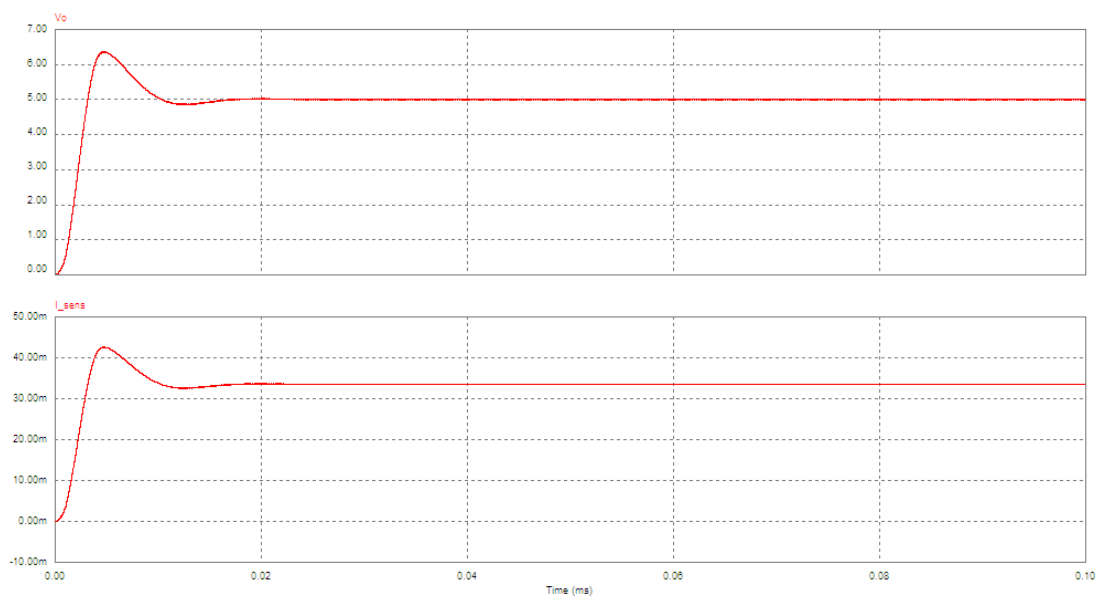


Figura 4.5 – Valores da tensão de saída (V_o) e da corrente de carga (i_{sens}) para uma carga de $150\ \Omega$.

Podemos ver pela **Figura 4.4** e **Figura 4.5** que mesmo com uma variação de $\pm 20\%$ da carga e consecutivamente da corrente, o controlo consegue manter a tensão de saída nos 5V desejados.

4.3 Perdas e rendimento do conversor

O cálculo das perdas no conversor é fundamental para saber o rendimento do conversor. Para o Conversor em questão, o rendimento esperado é superior a 80%.

Para calcular as perdas no conversor, dividimo-las em perdas na bobine, perdas nos *CMOS* e perdas na carga.

Perdas na bobine

As perdas na bobine são dadas pela fórmula:

$$P_{rL} = r_L I_{L\max}^2 \quad (4.1)$$

$$P_{rL} = 0.5 * 0.08^2 = 3.2mW$$

Perdas no CMOS

As perdas no *CMOS* estão divididas em perdas por condução e perdas por comutação.

As perdas por condução ocorrem quando o *CMOS* entra em modo de condução (desde que começa a conduzir até ao corte). Já as perdas por comutação, ocorrem quando há uma mudança de estado no *CMOS* (de condução para o corte ou vice-versa).

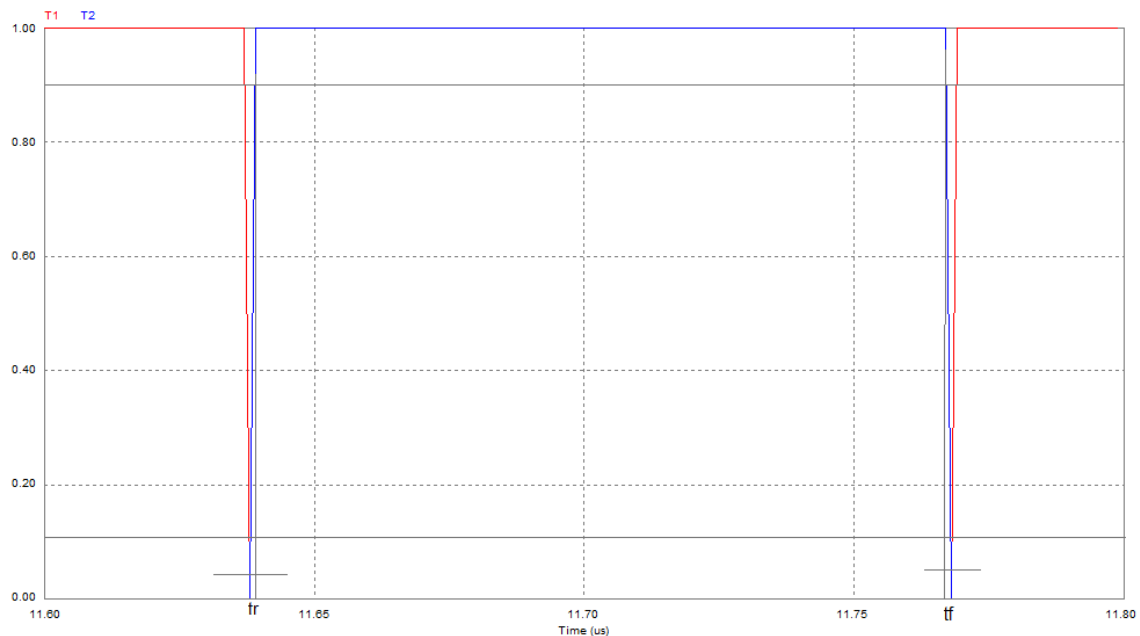


Figura 4.6 – Tempo de subida (tr) e tempo de descida (tf) dos CMOS.

Por serem dois transístores, os resultados das perdas serão multiplicados por 2.

Perdas por condução

As perdas por condução são dadas pela fórmula:

$$P_{cond} = 2 * (r_{Dson} I_{Lmax}) \quad (4.2)$$

$$P_{cond} = 2 * 0.05 * 0.08 = 8mW$$

Perdas por comutação

As perdas por comutação são dadas pela fórmula:

$$P_{com} = 2 \frac{t_r + t_f}{2T} I_{Lmax} V_O \quad (4.3)$$

$$P_{com} = 2 \frac{1 * 10^{-9} + 1 * 10^{-9}}{2 * 0.2 * 10^{-6}} 0.08 * 5 = 4mW$$

Rendimento

O rendimento serve para medir o desempenho do conversor. Calcula-se dividindo a potência cedida pelo conversor pela potência de recebida.

$$\eta = \frac{P_O}{P_I} = \frac{P_I - P_{rL} - P_{cond} - P_{com}}{P_I} \quad (4.4)$$

$$\eta = \frac{200 * 10^{-3} - 3.2 * 10^{-3} - 8 * 10^{-3} - 4 * 10^{-3}}{200 * 10^{-3}} = 92.4\%$$

Capítulo 5. Integração

A integração do conversor será feita com o programa de simulação *CADENCE*. Programa este que permite simular circuitos electrónicos ao nível da micro-electrónica.

Seguir-se-ão 3 passos para a integração do conversor elevador de tensão *DC-DC*.

- O 1º passo consistirá no desenho do esquemático do conversor e controlo.
- O 2º passo consistirá no dimensionamento dos componentes do conversor e do controlo (dimensionamento do W e do L).
- O 3º passo consistirá no *layout* de todo o circuito. Que é basicamente o posicionamento dos componentes, ligação entre eles e desenho das mascaras.

5.1 Desenho do Esquemático

Neste ponto faz-se o esquema do circuito a ser simulado, testa-se o seu funcionamento e gera-se de seguida o seu símbolo.

Uma vez que o esquemático do conversor já foi apresentado na **Figura 1.2** mostraremos apenas os esquemáticos referentes ao amplificador operacional e ao comparador.

Amplificador Operacional

O esquemático abaixo representado, é o de um amplificador operacional de 2 andares, feito com a tecnologia *0.35u*.

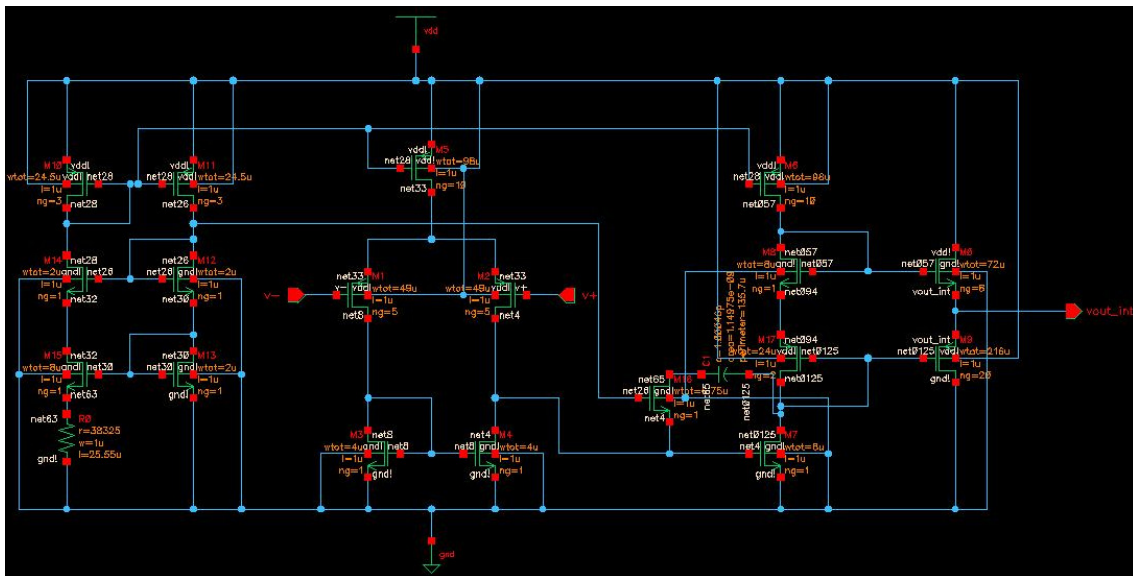


Figura 5.1 – Esquemático do amplificador operacional feito no simulador *CADENCE*

Comparador

Alterando o estágio de saída do amplificador operacional para operar na saturação, obtemos assim o comparador.

O esquemático abaixo representado, é o do comparador obtido a partir do amplificador operacional acima referido.

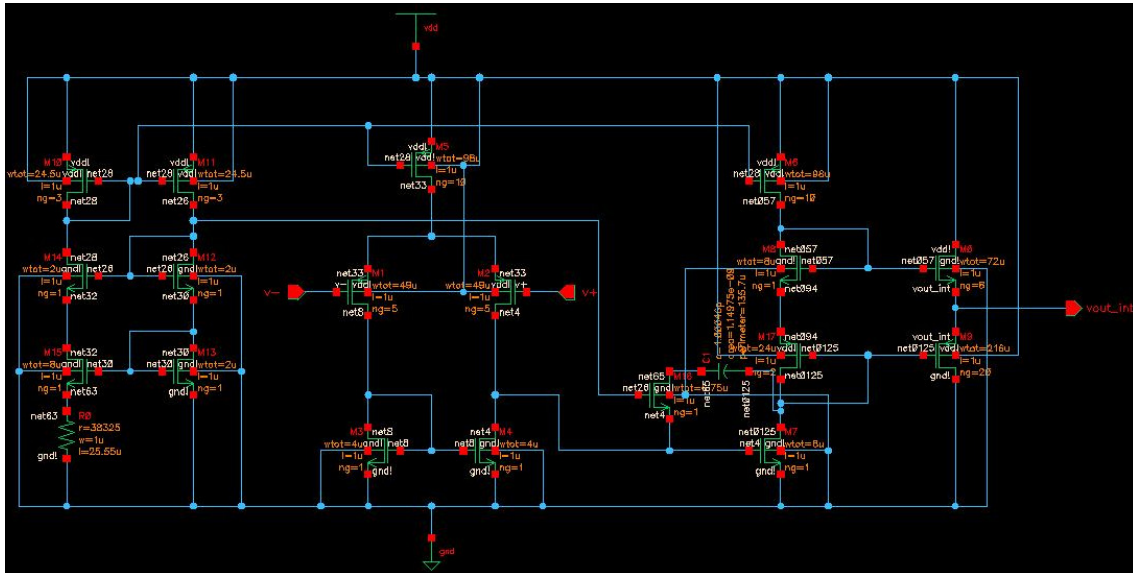


Figura 5.2 – Esquemático do comparador, feito a partir do amplificador operacional acima representado

5.2 Conversor

A figura a baixo representada mostra o esquemático do conversor elevador de tensão controlado. Podemos ver representado na figura o conversor, e os elementos do controle.

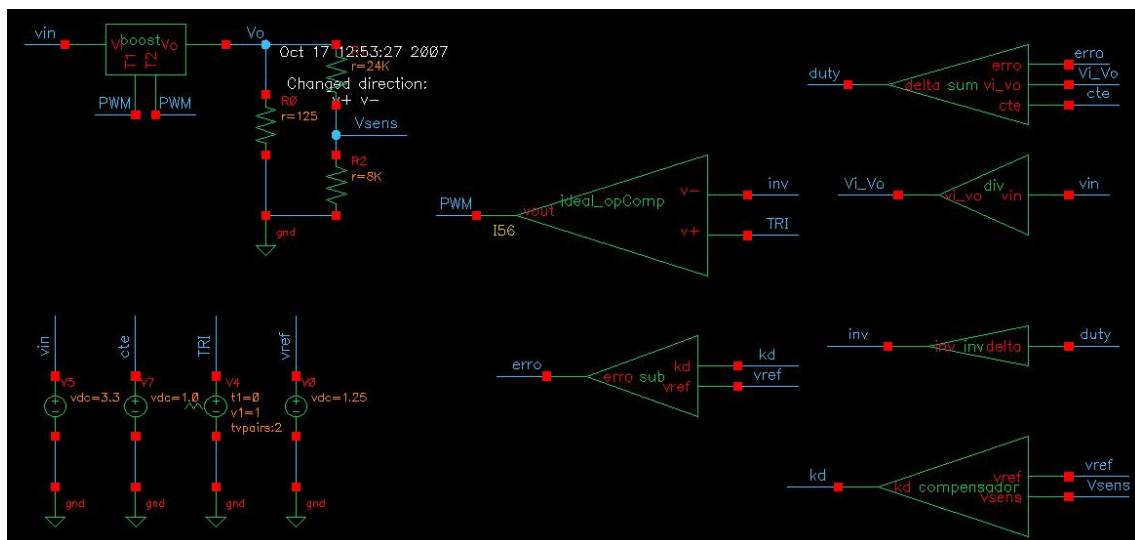


Figura 5.3 – Esquemático do conversor elevador de tensão controlado

5.3 Resultado da simulação

Os resultados abaixo mostrados foram obtidos fazendo a simulação do conversor elevador de tensão, usando o simulador *CADENCE*

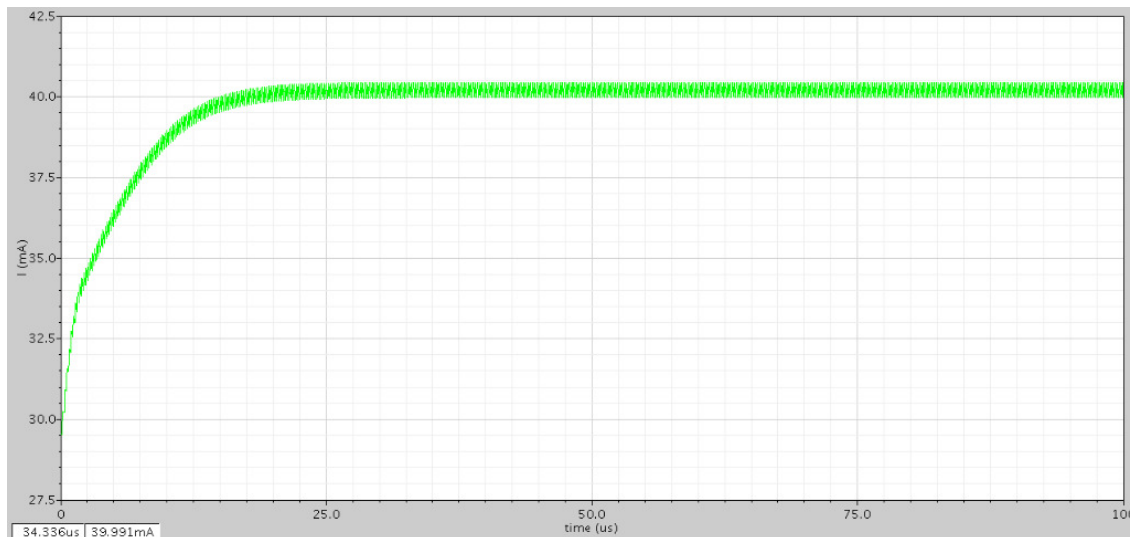


Figura 5.4 – Gráfico da corrente de saída (I_o) do conversor elevador de tensão, simulado no *CADENCE*

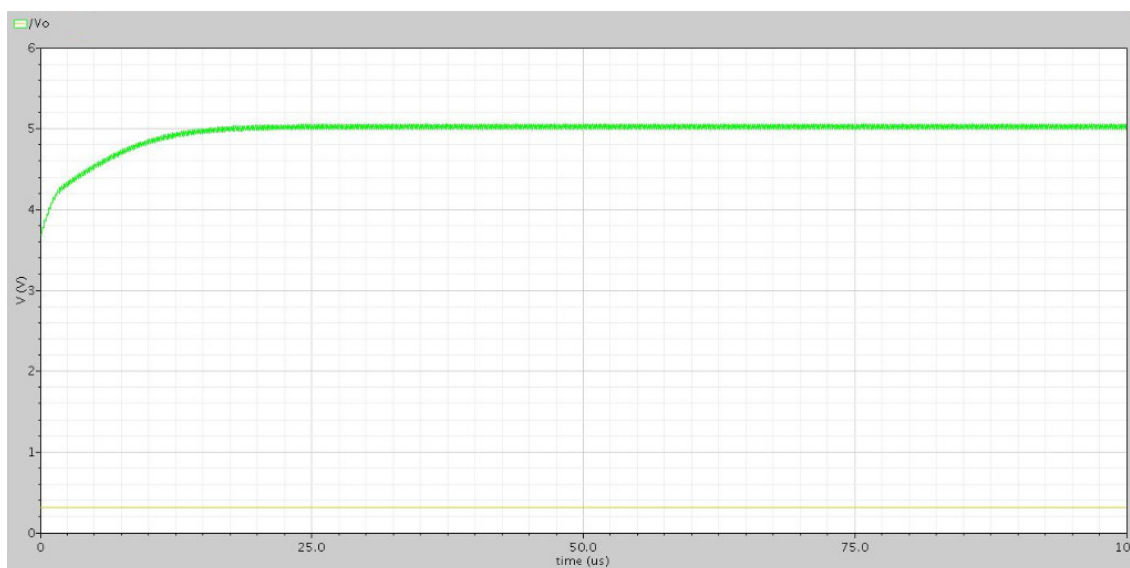


Figura 5.5 – Gráfico da tensão de saída (V_o) do conversor elevador de tensão, simulado no *CADENCE*

Podemos ver pelos gráficos acima representados que os valores de corrente e tensão à saída do conversor, são os esperados. Estes resultados mostram que o conversor elevador de tensão simulado no *CADENCE* cumpre com as especificações impostas.

Capítulo 6. Conclusões

A solução implementada para o projecto do conversor visa ser adequada, pois cumpre com as especificações do projecto. O controlo implementado é ágil e robusto. Foi testado e passou em todos os testes que lhe foram impostos.

O projecto do conversor elevador de tensão ao nível de integração encontra-se na fase de dimensionamento dos transístores, para posteriormente passar para a fase de layout.

Anexos

1 Cálculo dos parâmetros do Conversor

```
%clc
%clear all

display('          Cálculo dos Parâmetros do Conversor          ');
display('===== | |===== | |=====');
display('          Dados          ');
display('===== | |===== | |=====');

R=125;

D=0.187;

Vi=3.3;
Vimin=2.5;
Vimax=4.5;

Vo=5;

di=0.1;
dv=0.01;

T=0.2e-6;

display('===== | |===== | |=====');
display('          parametros do conversor para f=5 MHz e Ro=125 Ohm          ');
display('===== | |===== | |=====');

Io=Vo/R

T=0.2e-6;

IL=Vo*Io/Vi
ILmax=Vo*Io/Vimin
ILmin=Vo*Io/Vimax

Dmin=1-(Vimax/Vo)
Dmax=1-(Vimin/Vo)

Lmax=(Vimin/(2*di*IL))*Dmax*T
Cmax=(Io/(2*dv*Vo))*Dmax*T

a=Vi/(R*Cmax*(1-D)^2);
b=(R/Lmax)*(1-D)^2;
c=1/(R*Cmax);
d=(1/(Lmax*Cmax))*(1-D)^2;
```

```

num_a=[a];
num_b=[-1 b];
numb=[1];
den_cd=[1 c d];
dencd=[1];

B=tf(num_b,numb)
CD=tf(den_cd,dencd)

g=B/CD;
GG=num_a*g

%sisotool(GG)

figure;
step(GG)
hold on;
display('diagrama de bode')
figure;
bode(GG)
hold on;

%figure;
%rlocus(GG)
%hold on;

```

2 Cálculo dos parâmetros do Compensador

```
%clc
%clear all

display('          Cálculo dos Parâmetros do Compensador          ');
display('===== | |===== | |=====');
display('          Dados          ');
display('===== | |===== | |=====');

fo=5e6
R1=200
R2=1000

display('===== | |===== | |=====');
display('          parametros do compensador para fc=5 MHz          ');
display('===== | |===== | |=====');

fc=fo/5
fh=fo*16

C1=1/(2*pi*R1*fh)
C2=1/(2*pi*R2*fc)

fccentral=(fc*fh)^(0.5)
LB=fh-fc

k=(R2/R1)^(2)
a=R1*C1
b=R2*C2

display('função de transferência')
A=tf([a 0],1)
B=tf([a 1],1);
BB=1/B
C=tf([b 1],1);
CC=1/C
Comp=k*A*BB*CC

display('diagrama de bode e resposta ao escalão')
figure
bode(Comp)
hold on

figure
step(Comp)
hold on
```

3 Cálculo do Rendimento

```
%clc
%clear all

display('                                Cálculo do Rendimento                                ');
display('===== | ===== | =====');
display('                                Vi=2.5 V                                ');
display('===== | ===== | =====');

T=0.2e-6
tr=1e-9
tf=1e-9
ILmax=0.08
Pi=200e-3
rL = 0.01
rdson = 0.05
Vi = 2.5
Vo = 5
Io = 40e-3
IL = Vo*Io/Vi

PrL=rL*ILmax
Pcond=2*rdson*IL^2
Pcom=2*((tr+tf)/(2*T))*IL*Vo

Po=Pi-PrL+Pcond+Pcom

Rendimento=Po/Pi

display('===== | ===== | =====');
display('                                Vi=3.3 V                                ');
display('===== | ===== | =====');

tr=1e-9
tf=1e-9
ILmax=0.08
rL = 0.01
rdson = 0.05
Vi = 3.3
Vo = 5
Io = 40e-3
IL = Vo*Io/Vi

PrL=rL*ILmax
Pcond=2*rdson*IL^2
Pcom=2*((tr+tf)/(2*T))*IL*Vo

Po=Pi-PrL+Pcond+Pcom

Rendimento=Po/Pi
```

```

display('===== | | =====');
display('                                Vi=4.5 V                                ');
display('===== | | =====');

```

```

tr=1e-9
tf=1e-9
ILmax=0.08
rL = 0.01
rdson = 0.05
Vi = 4.5
Vo = 5
Io = 40e-3
IL = Vo*Io/Vi

```

```

PrL=rL*ILmax
Pcond=2*rdson*IL^2
Pcom=2*((tr+tf)/(2*T))*IL*Vo

```

```

Po=Pi-PrL-Pcond-Pcom

```

```

Rendimento=Po/Pi

```


Referências

- [1] Panasonic, Overview of Lithium Ion Batteries
- [2] <http://www.dsce.fee.unicamp.br/%7Eantenor/fontchav.html>
- [3] Relatório da dissertação de Rui Oliveira Francisco