

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENG. DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

PEDRO CATALANI LISBOA DA SILVA - 00288576

**CONTROLE REPETITIVO PARA UM
CONVERSOR CC-CC COM
ESTRUTURA MACRO-MICRO**

Porto Alegre
2022

PEDRO CATALANI LISBOA DA SILVA - 00288576

**CONTROLE REPETITIVO PARA UM
CONVERSOR CC-CC COM
ESTRUTURA MACRO-MICRO**

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC-CCA) apresentado à COMGRAD-CCA da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de *Bacharel em Eng. de Controle e Automação*.

ORIENTADOR:

Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton

Porto Alegre
2022

PEDRO CATALANI LISBOA DA SILVA - 00288576

**CONTROLE REPETITIVO PARA UM
CONVERSOR CC-CC COM
ESTRUTURA MACRO-MICRO**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para a obtenção dos créditos da Disciplina de TCC do curso *Eng. de Controle e Automação* e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____
Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton, UFRGS
Doutor pela Universidade de Newcastle – Newcastle, Austrália

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton, UFRGS
Doutor pela Universidade de Newcastle – Newcastle, Austrália

Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano, UFRGS
Doutor pela Universidade Politécnica de Madrid – Madrid, Espanha

Prof^ª. Dra. Lucíola Campestrini, UFRGS
Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Mário Roland Sobczyk Sobrinho
Coordenador de Curso
Eng. de Controle e Automação

Porto Alegre, outubro de 2022.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais por me fornecerem um bom ensino de base que me permitiu entrar na universidade e me apoiarem durante toda graduação. Ao professor Aurélio por me orientar neste trabalho e estar sempre disponível quando tive dúvidas. Aos colegas de curso pelo auxílio nas cadeiras da graduação e companhia nos momentos de lazer.

RESUMO

Conversores CC-CC possuem entrada com tensão contínua e saída de mesma natureza, com razão de conversão controladas por meio do chaveamento de um elemento semicondutor. Este trabalho irá explorar uma nova estrutura desses conversores, a macro-micro, que busca reduzir o *ripple* de saída sem causar grandes perdas ao utilizar dois conversores complementares. Ele trata da modelagem de um circuito de conversão de tensão CC-CC com essa estrutura, obtenção das funções de transferências que compõem o sistema, projeto de controladores para seguimento de referência constante e na forma de dente de serra, teste do desempenho das malhas de controle no seguimento de referências e verificação da robustez quanto a mudanças no circuito. Foram estudados métodos de controle com ênfase no controlador repetitivo e desacoplamento dos conversores micro e macro.

Palavras-chave: Engenharia de Controle e Automação, Conversores CC-CC, Controle repetitivo, Estrutura Macro-Micro.

ABSTRACT

DC-DC converters have direct currents inputs and outputs, with the conversion ratio controlled by the switching of a semi-conductor element. This thesis will explore a new structure of these converters, the macro-micro, that pursuits reducing output voltage ripple without having significant power losses by using two complementary converters. This paper is about modeling a DC-DC converter circuit with the macro-micro structure, obtaining its transfer functions, designing controllers to track constant and saw-tooth references, performance testing on reference tracking and verifying robustness to changes on the circuit. It was studied control techniques with focus on repetitive control and decoupling of the macro and micro converters.

Keywords: Automation and Control Engineering, DC-DC Converters, Repetitive Control, Macro-Micro Structure.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	13
LISTA DE TABELAS	15
LISTA DE ABREVIATURAS	17
LISTA DE SÍMBOLOS	19
1 INTRODUÇÃO	21
2 REVISÃO DA LITERATURA	23
2.1 Conversores CC-CC	23
2.1.1 Conversor Boost	24
2.1.2 Conversor Flyback	25
2.2 Controle PID	26
2.3 Controlador repetitivo	27
3 ANÁLISE DO CONVERSOR MACRO-MICRO PROPOSTO	29
3.1 Estrutura Macro-Micro	29
3.2 Modelagem do circuito	30
3.3 Seleção dos componentes	34
3.4 Função de transferência algébrica	35
3.5 Validação via simulações numéricas	36
3.5.1 Validação no domínio da frequência	37
3.5.2 Validação no domínio do tempo	38
3.5.3 Verificação do efeito da ressonância e do acoplamento	39
3.6 Conclusões acerca do modelo e da simulação	40
4 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE	41
4.1 Estratégia de controle mestre-escravo	41
4.2 Projeto dos controladores	41
5 AVALIAÇÃO DO CONTROLADOR PROJETADO FRENTE MUDANÇAS NO CIRCUITO CONTROLADO	51
6 CONCLUSÃO	57
REFERÊNCIAS	59

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Conversor CC-CC simples e sua forma de onda.	23
2	Gerador de sinal PWM.	24
3	Representação do conversor Boost.	24
4	Representação do conversor Flyback.	25
5	Malha de controle com controlador repetitivo forma série.	28
6	Malha de controle com controlador repetitivo forma <i>plug-in</i>	28
7	Representação do circuito utilizado.	29
8	Exemplo de sistema utilizando essa estratégia.	30
9	Representação do funcionamento desejado para um conversor macro-micro. Na cor vermelha está indicada a tensão de saída do conversor macro, na cor azul a tensão de saída do micro e na cor verde a tensão na carga	31
10	Representação do conversor Macro-Micro com curto indicado.	31
11	Diagramas de bode de cada entrada para cada saída do circuito.	36
12	Circuito simulado no PSIM.	36
13	Sobreposição do resultado teórico e simulado no macro, sendo a linha contínua o comportamento teórico e os pontos os dados simulados.	37
14	Sobreposição do resultado teórico e simulado no micro com o novo experimento, sendo a linha contínua o comportamento teórico e os pontos os dados simulados.	38
15	Resultado do salto no modelo do Boost em preto pontilhado e da simulação em cinza contínuo.	38
16	Resultado do salto no modelo do Flyback em preto pontilhado e da simulação em cinza contínuo.	39
17	Efeito do acoplamento na saída do micro.	39
18	Efeito da comutação na saída do micro.	40
19	Representação da estratégia de controle Mestre-Escravo utilizada.	41
20	Primeira versão da malha de controle utilizada.	42
21	Saídas do circuito para a primeira versão da malha. Tensão no capacitor do macro representada pela curva preta, tensão no capacitor do micro representada pela curva cinza claro contínuo e tensão na carga representada pela curva cinza escura pontilhada.	43
22	Tensão na carga do circuito para a primeira versão da malha.	43
23	Sinais de controle dos conversores para primeira versão da malha. Sinal de controle do conversor macro representado pela curva preta contínuo e sinal de controle do conversor micro representado pela curva cinza pontilhada.	44

24	Malha de controle com a função de desacoplamento.	44
25	Saídas do circuito com a função de desacoplamento. Tensão no capacitor do macro representada pela curva preta, tensão no capacitor do micro representada pela curva cinza claro contínua e tensão na carga representada pela curva cinza escura pontilhada.	45
26	Tensão na carga do circuito utilizando a função de desacoplamento. .	45
27	Sinais de controle dos conversores com a função de desacoplamento. Sinal de controle do conversor macro representado pela curva preta contínua e sinal de controle do conversor micro representado pela curva cinza pontilhada.	46
28	Transformada de Fourier da tensão de saída do conversor macro em regime permanente.	46
29	Malha de controle com o controlador repetitivo.	48
30	Saídas do circuito com o controlador repetitivo. Tensão no capacitor do macro representada pela curva preta, tensão no capacitor do micro representada pela curva cinza claro contínua e tensão na carga representada pela curva cinza escura pontilhada.	48
31	Tensão na carga do circuito com o controlador repetitivo representada pela curva preta sobreposta a tensão de saída utilizando o controlador anterior representada pela curva cinza.	48
32	Sinais de controle dos conversores com o controlador repetitivo. Sinal de controle do conversor macro representado pela curva preta contínua e sinal de controle do conversor micro representado pela curva cinza pontilhada.	49
33	Comparação entre a transformada rápida de Fourier da tensão de saída com controlador repetitivo (preto contínuo) e com o controlador anterior (cinza pontilhado).	49
34	Saídas do circuito com aumento de resistência da carga. Saída do macro preta, micro cinza claro contínua e combinada cinza escuro pontilhada.	51
35	Saída combinada do circuito com aumento de resistência da carga. . .	52
36	Saídas do circuito com redução de resistência da carga. Saída do macro preta, micro cinza contínua e combinada cinza pontilhada. . .	52
37	Saída combinada do circuito com redução de resistência da carga. . .	53
38	Saídas do circuito com aumento de tensão de alimentação. Saída do macro preta, micro cinza contínua e combinada cinza pontilhada. . .	53
39	Saída combinada do circuito com aumento de tensão de alimentação. . .	54
40	Saídas do circuito com redução de tensão de alimentação. Saída do macro preta, micro cinza contínua e combinada cinza pontilhada. . .	54
41	Saída combinada do circuito com redução de tensão de alimentação. . .	55

LISTA DE TABELAS

1	Equações dependentes do estado da chave do macro.	32
2	Equações dependentes do estado da chave do micro.	32
3	Parâmetros do circuito.	35

LISTA DE ABREVIATURAS

CC	Corrente contínua
CC-CC	Corrente contínua para Corrente contínua
PID	Proporcional Integral Derivativo
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
FFT	Fast Fourier Transform (Transformada rápida de Fourier)

LISTA DE SÍMBOLOS

V_i	Tensão de alimentação
R	Resistência de carga
L	Indutância
C	Capacitância
V_o	Tensão de saída/Tensão na carga
I_o	Corrente de saída/Corrente na carga
D	Duty-Cycle (Ciclo de trabalho)
\bar{X}	Valor no ponto de equilíbrio de X
ΔX	Variação em torno do ponto de equilíbrio de X
ΔV_o	Ondulação máxima da tensão de saída
f	Frequência de comutação do transistor
n	Razão entre o número de espiras do secundário e primário do transformador
X_{mac}	X no conversor macro
X_{mic}	X no conversor micro
X_C	X no capacitor
X_L	X no indutor
X_D	X no diodo
X_p	X no primário do transformador
X_s	X no secundário do transformador
G_{macmac}	Planta com entrada duty-cycle do macro e saída tensão no capacitor do macro
G_{macmic}	Planta com entrada duty-cycle do macro e saída tensão no capacitor do micro
G_{micmac}	Planta com entrada duty-cycle do micro e saída tensão no capacitor do macro
G_{micmic}	Planta com entrada duty-cycle do micro e saída tensão no capacitor do micro
P_m	Margem de fase
G_m	Margem de ganho

1 INTRODUÇÃO

O uso de fontes renováveis de energia está em crescimento nos últimos anos. Conforme (IEA, 2020) a energia solar teria crescimento de aproximadamente 30% no ano de 2020 no Brasil. Esse aumento no uso de fontes fotovoltaicas, no entanto, precisa superar uma barreira devido a esses geradores, mesmo quando funcionando em grupos, possuem tensão de saída muito abaixo da tensão suficiente para converter em corrente alternada e injetar na rede, sendo necessária a utilização de conversores para aumentar a sua tensão.

Para executar a mudança de nível de tensão podem ser utilizados conversores CC-CC (conversor com entrada com corrente contínua e saída com corrente contínua), que fornecem tensão contínua em um valor diferente da tensão contínua de alimentação por meio de semicondutores. Em (OLALLA et al., 2013) eles são utilizados em conjunto com submódulos fotovoltaicos conectados em paralelo. Os conversores CC-CC possuem capacidade de alterar suas razões de transformação dinamicamente, então podem auxiliar a compensar as variações ocorridas de tensão de saída durante o dia nos painéis fotovoltaicos devido a mudança de exposição solar dos painéis. Entretanto, devido a alteração do valor da razão de transformação, é necessária a presença de uma malha de controle junto a eles.

Esses conversores possuem limitações relativas aos componentes do circuito e frequência de comutação. Aumentar muito a frequência de chaveamento causa um aumento demasiado das perdas (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), enquanto que o aumento dos componentes passivos (indutores e capacitores) causa a redução da largura de banda do circuito (VAUCOURT, 2004). Por outro lado, o aumento desses componentes e da frequência de comutação está diretamente relacionado com a redução do *ripple* de saída. Desse modo, existe um compromisso entre desempenho transitório, *ripple* e eficiência nesses conversores ao escolher o valor dos componentes.

A estrutura Macro-Micro propõe contornar esse problema utilizando dois conversores com funções complementares e saídas conectadas em série: um deles possui grande excursão de tensão, mas maior *ripple* (macro), enquanto que o outro apresenta nível menor de tensão, mas corrige essa oscilação (micro). Desse modo, ambos podem utilizar menores componentes passivos e/ou frequências de comutação que um conversor com desempenho equivalente e, mesmo assim, ter perdas combinadas menores que as dele.

Na literatura já foi comparada e demonstrada a eficiência da estrutura macro-micro em sistemas mecânicos (robóticos) em (SHARON; HOGAN; HARDT, 1993) e em (SHARON; HARDT, 1984). Também foi obtido desempenho satisfatório com poucas perdas em conversores CC-CC quando comparados à conversores de um estágio em (VIERO et al., 2022), onde foi utilizada a combinação de um conversor Boost agindo como macro e um conversor Flyback funcionando como micro para conversão de uma tensão de 48 V para 400 V.

Este trabalho tem como objetivo, então, projetar e testar malhas de controle na função de controlar a tensão de saída do circuito projetado e analisado em (VIERO et al., 2022). Para isso, primeiro foi necessário modelar o circuito para obtenção de suas funções de transferência e análise do acoplamento. Após isso, devido a estrutura macro-micro, foi necessário projetar dois laços complementares de controle onde a tensão de saída do macro é utilizada como referência para o micro. Esses controladores tiveram como objetivo primário a redução do erro de seguimento e secundário o menor tempo de acomodação possível, evitando a saturação dos sinais de controle.

O trabalho começa pela revisão da literatura onde são descritos circuitos semelhantes aos utilizados e as estratégias de controle implementadas. Após isso, é descrita a estrutura macro-micro e é modelado o circuito, analisando seu funcionamento com relação à comutação dos transistores e linearizando as equações obtidas. Com o modelo do circuito pronto, são descritos os valores dos componentes e são calculadas as funções de transferência algébricas, sendo feitos ensaios em malha aberta das funções teóricas e da simulação no PSIM e são comparados os resultados para validar o modelo. Validado o modelo, são projetados os controladores para encontrar a função mais adequada para o sistema e são obtidos os resultados em malha fechada com ela no seguimento de referências e após mudanças no circuito. Por fim, são discutidas as conclusões à cerca do trabalho e passos futuros.

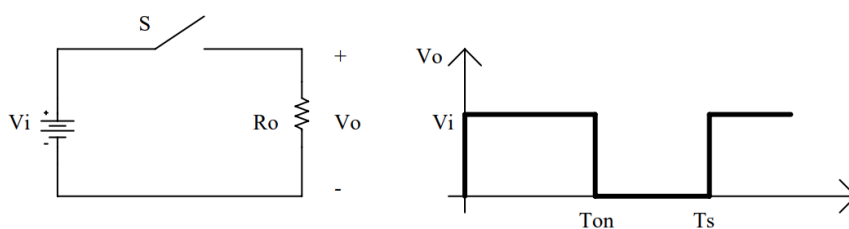
2 REVISÃO DA LITERATURA

Nesta seção é revisada a literatura sobre conversores CC-CC descrevendo características gerais desses circuitos e explicado o funcionamento dos conversores escolhidos para o sistema. Além disso, também é comentada a estrutura dos controladores utilizados.

2.1 Conversores CC-CC

Os conversores chaveados de tensão contínua para tensão contínua tem como função transferir potência de uma fonte de entrada para uma fonte de saída. O controle da razão de conversão é feito por um elemento semiconductor chaveado periodicamente, enquanto que capacitores e indutores condicionam a tensão de saída. Esses conversores podem atuar reduzindo a tensão de entrada (por exemplo Buck), aumentando (como o Boost) ou executando ambas operações dependendo do tempo conduzindo (caso do Buck-Boost). Eles podem funcionar de forma contínua, quando a corrente no indutor nunca se torna zero, e descontínua, quando ele para de conduzir periodicamente. Na Figura 1 um exemplo de um conversor CC-CC simples sem capacitor ou indutor e a forma de onda na carga.

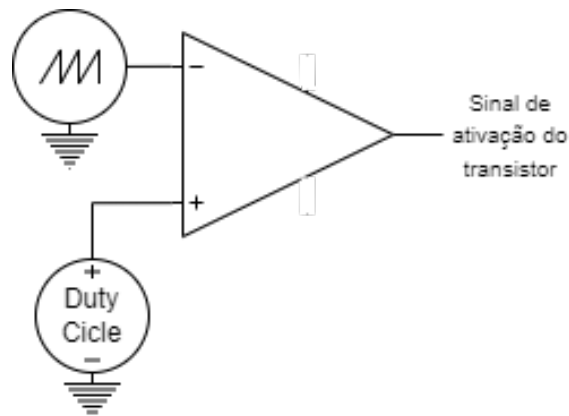
Figura 1: Conversor CC-CC simples e sua forma de onda.



Fonte: Petry (2001)

Para produzir o sinal de comutação dos transistores pode ser utilizado um gerador de PWM. Ele funciona comparando uma onda dente de serra de amplitude 1 e média 0,5 com um valor desejado entre 0 e 1 (que será o duty-cycle), gerando um nível alto enquanto a onda está abaixo do valor escolhido e baixo quando ela está acima. Desse modo, o transistor comutara com frequência igual a da onda triangular e estará conduzindo por um tempo proporcionalmente igual ao duty-cycle. Na Figura 2 uma representação desse gerador.

O aumento do valor dos componentes passivos (indutores e capacitores) reduz as variações de corrente e tensão respectivamente, entretanto pioram a dinâmica do sistema (por reduzirem a frequência natural) (VAUCOURT, 2004) e aumentam perdas por condução. Por outro lado, a frequência de chaveamento reduz a variação de tensão e corrente, mas

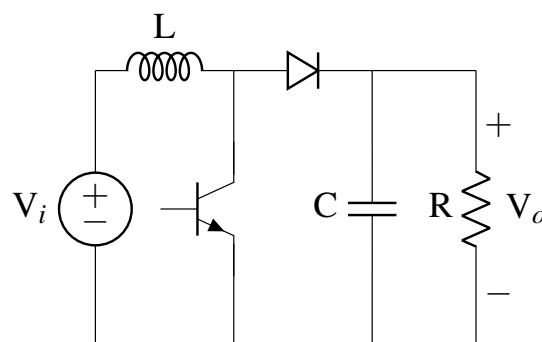
Figura 2: Gerador de sinal PWM.

Fonte: Elaborada pelo autor.

aumenta perdas por comutação (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Desse modo, esses conversores possuem um compromisso entre dinâmica, ripple e perdas que se torna um ponto importante do projeto.

2.1.1 Conversor Boost

O conversor Boost é um dos modelos mais simples de conversor elevador de tensão CC, não possuindo isolamento entre saída e entrada e sendo composto de um capacitor, um indutor, um diodo, um transistor e a carga. Ele é muito utilizado em conjunto com fontes CC como painéis fotovoltaicos e baterias devido a suas tensões serem muito baixas para alimentação de algumas cargas e para injeção na rede CA (rede de corrente contínua utilizada para distribuição de energia em grandes distâncias) (POMILIO et al., 2021). Na Figura 3 está presente uma representação desse conversor indicando seus componentes.

Figura 3: Representação do conversor Boost.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Seu funcionamento pode ser descrito em duas etapas definidas pelo estado de condução do transistor. No primeiro estado, com a chave fechada, a corrente está fluindo da fonte para o indutor o carregando, enquanto que o capacitor alimenta a carga e o diodo impede a passagem de tensão entre o indutor e o capacitor. Quando o transistor para de conduzir, a corrente no indutor tende a permanecer constante, então a polaridade da tensão nesse componente inverte de modo que a fonte e o indutor alimentam o capacitor e a

carga. Devido a esse funcionamento, a tensão de saída desse conversor é sempre maior ou igual a de alimentação com função $\frac{1}{1-D}V_i$ (D é a razão de tempo conduzindo pelo período total de comutação) para condução contínua. Sua função de transferência linearizada é

$$G_{Boost}(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta D(s)} = \bar{V}_i \frac{-\frac{1}{RC(\bar{D}-1)^2}s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(\bar{D}-1)^2}{LC}} \quad (1)$$

, sendo \bar{D} o *Duty-Cicle* no ponto utilizado para linearização. É possível verificar por meio do termo $\frac{(\bar{D}-1)^2}{LC}$ (que representa o quadrado da frequência natural do conversor), que ao aumentar os componentes passivos, para reduzir ripple e permitir condução contínua, há uma redução da frequência natural do conversor, que leva a uma redução de sua largura de banda.

Para que ocorra a condução contínua é preciso que o indutor tenha um valor mínimo que pode ser descrito como

$$L_{crit} = \frac{V_i D(1-D)}{2I_o f}, \quad (2)$$

onde V_i é a tensão de entrada, D é o duty-cycle, I_o é a corrente de saída e f é a frequência de comutação do transistor. O mesmo pode ser feito para obter a capacitância mínima para obter certo ripple de tensão na carga

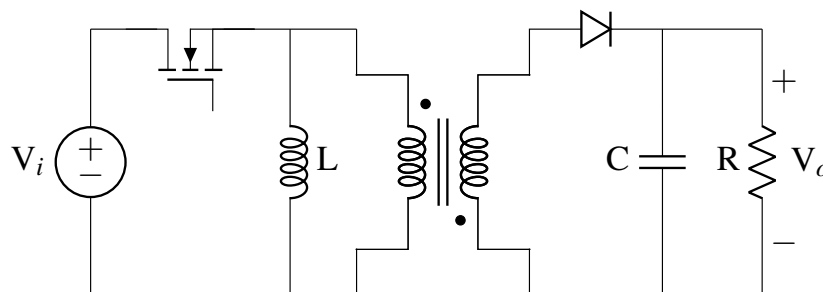
$$C_{crit} = \frac{I_o D}{\Delta V_o f}, \quad (3)$$

onde ΔV_o é o ripple da tensão de saída.

2.1.2 Conversor Flyback

O conversor Flyback é mais complexo do que o Boost tendo adicionalmente um transformador para isolamento da entrada para saída disposto de modo que a tensão no primário e no secundário tenham sinais opostos. Devido ao acoplamento magnético, esse conversor possui isolamento entre as duas fases que promove maior segurança contra surtos de corrente e permite maiores relações de transformação sem sobrecarregar os transistores (PETRY, 2001). Na Figura 4 um esquemático do circuito.

Figura 4: Representação do conversor Flyback.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Seu funcionamento também é dividido em duas etapas segundo o estado de condução do transistor. Começando com a chave fechada, a fonte alimenta o indutor e o primário do circuito, enquanto que o capacitor alimenta a carga e o diodo não permite a passagem

de corrente no secundário do transformador. Quando o transistor para de conduzir, de modo a manter a corrente contínua, a tensão no indutor e, conseqüentemente, no primário se invertem promovendo a carga do capacitor pelo secundário. Por meio desse ciclo é possível obter tensões maiores ou menores do que as de entrada com uma relação de $\frac{D}{1-D} \cdot n$, sendo n a relação entre o número de espiras do secundário e do primário. Sua função de transferência linearizada é

$$G_{Flyback}(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta D(s)} = \bar{V}_i \cdot n \frac{-\frac{\bar{D}}{RC(\bar{D}-1)^2} s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{(\bar{D}-1)^2}{LC}} \quad (4)$$

Da mesma forma que para o conversor Boost pode ser verificado que ao aumentar o valor do capacitor e/ou do indutor há uma redução da frequência natural. Desse modo, não há como reduzir o ripple de saída sem uma piora no desempenho transitório ao manter a frequência de comutação constante.

Para o conversor Flyback a indutância mínima necessária para que seja mantida a condução contínua é

$$L_{crit} = \frac{V_i D(1-D)n}{2I_o f}, \quad (5)$$

onde V_i é a tensão de entrada, D é o duty-cycle, I_o é a corrente de saída, f é a frequência de comutação do transistor e n a razão de transformação do transformador. O mesmo pode ser feito para obter a capacitância mínima para obter certo ripple de tensão na carga

$$C = \frac{I_o D}{\Delta V_o f}, \quad (6)$$

onde ΔV_o é o ripple da tensão de saída.

Ao analisar as funções de transferência dos conversores é possível verificar de forma matemática a relação inversa entre frequência natural e os valores dos componentes, enquanto que as equações das capacitâncias para certo ripple mostram a relação inversa entre o valor delas e a oscilação na saída. Assim, é conferida a limitação fundamental desses circuitos quanto a desempenho transitório e *ripple* de saída.

2.2 Controle PID

Os controladores da família PID (Proporcional Integrador Derivativo, as três funções que compõem o controlador) são um dos tipos mais utilizados de conversores que, quando presente a ação integral, possuem seguimento assintótico de sinais constantes e erro constante para sinais em rampa. Eles podem ser divididos em suas três ações, a proporcional produz uma saída como o erro multiplicado por uma constante, a integral acumula o erro ao longo do tempo permitindo um sinal de controle para erro nulo e a derivativa busca prever o comportamento do erro de modo a melhorar o desempenho transitório por meio de um polo rápido com um zero em zero. Essas funções podem ser representadas como:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{s+p}, \quad (7)$$

onde K_p é o ganho da ação proporcional, K_i é o ganho da ação integral, K_d é o ganho da ação derivativa e p é seu polo rápido.

Para seguimento de referências constantes seria somente necessário a ação integral (no caso de plantas que possuem um integrador ela não é necessária para isso, mas remove a rejeição assintótica de perturbações constantes). Entretanto, sozinha ela tende a

produzir respostas com desempenho transitório insatisfatório e piorar a estabilidade relativa do sistema, então pode ser aplicada a ação proporcional e derivativa para corrigir essa deficiência (BAZANELLA; SILVA JR, 2005)

2.3 Controlador repetitivo

O controlador repetitivo tem como objetivo seguir ondas periódicas compostas de senoides de mais de uma frequência, como ondas quadradas, triangulares e dentes de serra. Seriam necessários múltiplos estágios para que esse efeito fosse alcançado por meio de controladores ressonantes (controladores que possuem um par de polos com parte real nula na frequência em que se deseja seguir), porque seria necessário um par de polos para cada frequência que compõem a onda. O repetitivo se mostra uma forma mais simples de atingir esse objetivo porque ele somente necessita de uma função para seguimento da frequência fundamental e suas harmônicas. Para isso, ele utiliza um laço realimentado que possui uma função de atraso discreta que permite o seguimento de referências e rejeição de perturbações para todas harmônicas abaixo da frequência de amostragem, além da onda fundamental.

A função de atraso utilizada é z^{-N} , onde N é a razão entre a frequência de amostragem e a frequência fundamental da onda a ser seguida. Essa função ao ser realimentada positivamente, resultando em

$$I(z) = \frac{1}{z^N - 1}, \quad (8)$$

produz ganho infinito para a frequência fundamental e suas harmônicas, o que permite o seguimento assintótico da onda periódica, entretanto amplifica muito ruídos devido a suas altas frequências típicas. Para corrigir esse efeito indesejado é adicionado um filtro passa-baixas que, conforme (ZHOU et al., 2006), costuma ser utilizado um filtro FIR (resposta ao impulso finita) de fase nula e norma 1, $a_1z + a_0 + a_1z^{-1}$ com $a_0 > 0$, $a_1 \geq 0$ e $a_0 + 2a_1 = 1$, que, apesar de prejudicar o seguimento e rejeição por reduzir o ganho nas harmônicas de maior frequência, previne a amplificação de ruídos. Com essa adição a função se torna a presente em

$$I(z) = \frac{H(z)}{z^N - H(z)}, \quad (9)$$

onde $H(z)$ é o filtro passa-baixas.

Mesmo com o filtro passa-baixa, esse laço ainda tende a tornar a malha instável, então, em muitos casos, é necessário implementar uma função de controle para o estabilizar. Essa função segundo a literatura, conforme (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2018), é comumente estabelecida como uma constante dividida pela função de transferência da planta, isto é,

$$G_c(z) = \frac{k}{G(z)}, \quad (10)$$

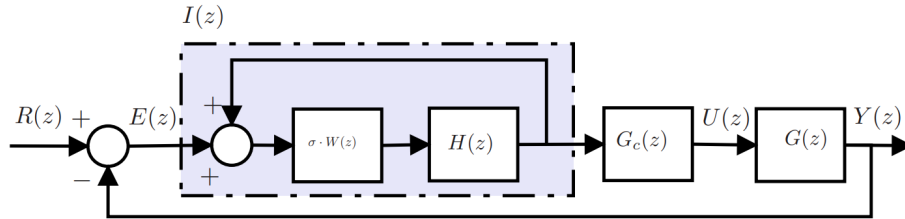
onde k é a constante escolhida e $G(z)$ a função de transferência da planta. Na Figura 5 está ilustrada a configuração em série desse controlador conforme presente em (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2018), onde W é a função atraso, σ uma constante igual a 1, H o filtro passa-baixas, G_c a função estabilizadora e G a planta. Com esse controlador a função de transferência do caminho direto se torna

$$L(z) = \frac{W(z)H(z)}{1 - W(z)H(z)} G_c(z)G(z), \quad (11)$$

que considerando a recomendação presente em (10) é

$$L(z) = \frac{WH}{1 - WH} k. \quad (12)$$

Figura 5: Malha de controle com controlador repetitivo forma série.

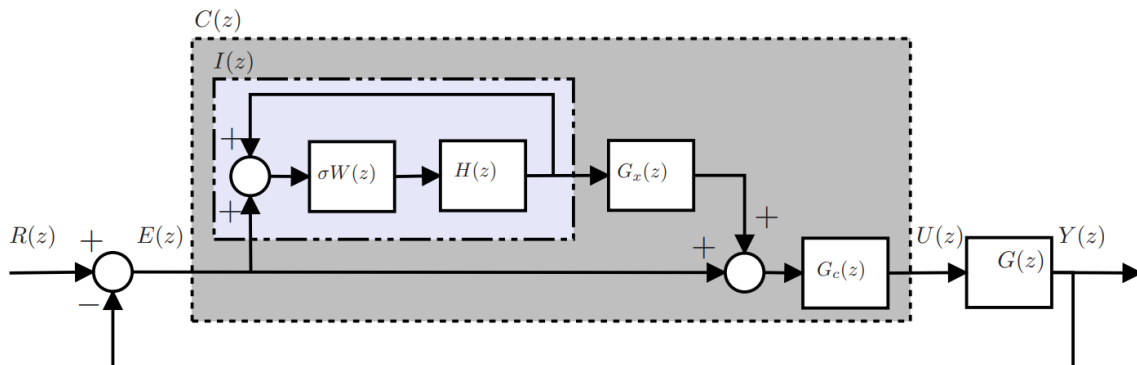


Fonte: Ramos e Costa-Castelló (2018)

Além da configuração em série, caso se tenha um controlador anterior para planta (utilizado para seguimento de uma referência não periódica), pode ser utilizada a configuração *plug-in* em que o laço repetitivo é somado ao erro conforme pode ser visto na Figura 6, onde a função estabilizadora é representada por G_x e o controlador já presente na malha é G_c . Ela é semelhante a configuração em série possuindo a mesma função de atraso e filtro passa baixas, mas a função de estabilização do controlador é sugerida por (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2018) como uma constante dividida pela função de transferência da referência para saída sem o controlador repetitivo. A função do caminho direto para essa configuração é

$$L(z) = \left(1 + \frac{WH}{1 - WH} G_x \right) G_c G. \quad (13)$$

Figura 6: Malha de controle com controlador repetitivo forma *plug-in*.

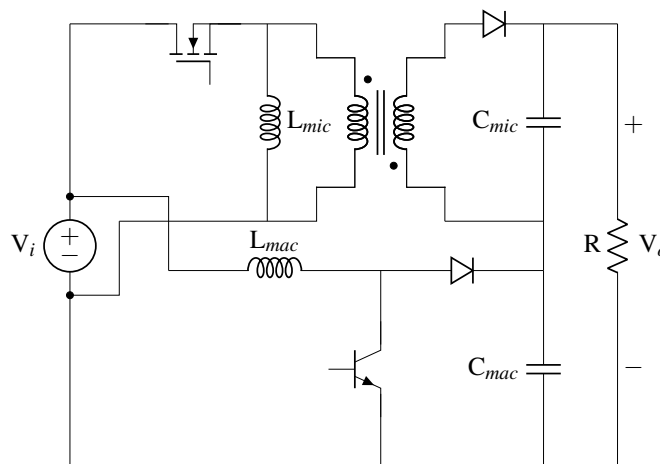


Fonte: Ramos e Costa-Castelló (2018)

3 ANÁLISE DO CONVERSOR MACRO-MICRO PROPOSTO

Considerando as limitações inerentes entre largura de banda, ripple e perdas nos conversores CC-CC clássicos, será demonstrada a estrutura macro-micro como forma de contornar essas restrições. O circuito utilizado como conversor, conforme descrito em (VIERO et al., 2022), é constituído de um conversor Boost operando como macro e um conversor Fly-Back operando como micro. Na Figura 7 é possível ver a configuração desse conversor.

Figura 7: Representação do circuito utilizado.



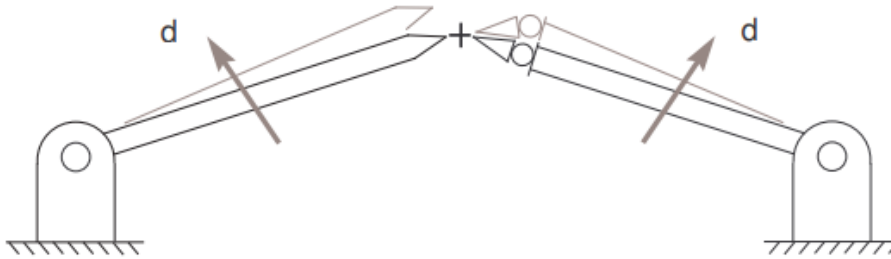
Fonte: Elaborada pelo autor.

3.1 Estrutura Macro-Micro

A estrutura macro-micro é composta de dois elementos parecidos com funções complementares, o chamado de macro possui maior área de atuação, mas possui dinâmica mais lenta e maior oscilação, enquanto que o nomeado micro possui menor alcance, mas possui dinâmica rápida e maior precisão (SALTON, 2011). Desse modo, ao combinar esses componentes é possível obter grande área de atuação com dinâmica mais rápida e maior precisão. Na Figura 8 é apresentado um exemplo dessa estrutura.

Essa estratégia pode ser utilizada para conversores de tensão ao conectar em série a tensão de saída de dois conversores, conforme representado na Figura 7, com o conversor macro trabalhando para gerar a grande elevação de tensão, enquanto que o micro compensa sua oscilação reduzindo o *ripple* da saída somada. Assim, o elemento com maior potência funciona com menor frequência de comutação e menores componentes passivos

Figura 8: Exemplo de sistema utilizando essa estratégia.



Fonte: Salton (2011)

(quando comparado com um conversor de desempenho equivalente), reduzindo as perdas e o outro trabalha com maior frequência, mas devido a menor tensão de saída não necessita de grandes componentes passivos e trabalha com menores potências. Desse modo, o primeiro evita perdas pela comutação no transistor e reduz um pouco as perdas nos componentes passivos, enquanto que o segundo não tem grandes perdas por condução.

O comportamento desejado ao utilizar a estrutura macro-micro é que nos momentos iniciais a tensão na carga seja igual a tensão de saída do conversor macro, devido ao conversor micro se manter desligado. Quando o conversor macro se aproximar do seu valor de regime permanente, o conversor micro é ligado e tem como referência a diferença entre a tensão de saída desejada e a tensão de saída do macro. Ao conversor micro entrar em regime permanente sua ondulação será próxima do inverso da ondulação no macro, então a tensão na carga terá pequeno *ripple*. Na Figura 9 está esboçado esse comportamento desejado.

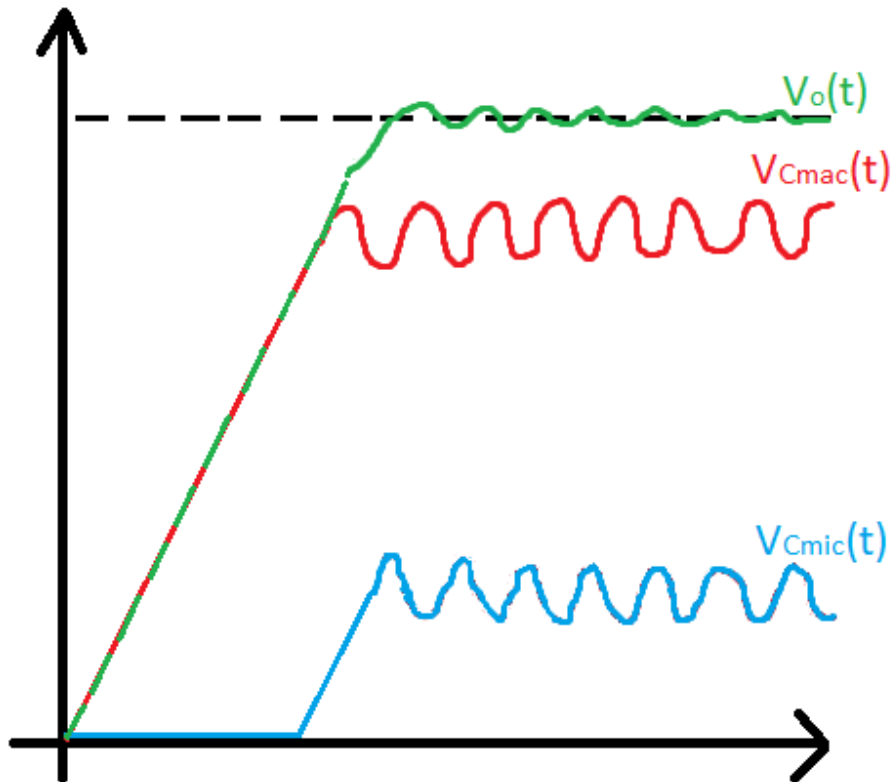
Devido a ligação dos conversores na estrutura macro-micro ser em série, a referência (terra) do conversor micro é conectada no polo positivo do capacitor do macro para que a saída do conjunto seja a soma das saídas dos conversores. Essa conexão se torna um problema, caso ambos conversores não possuam isolamento entre entrada e saída e sejam alimentados pela mesma fonte, devido a criação de um caminho sem resistência para o fluxo da corrente de saída do conversor macro o colocando em curto. Na Figura 10 uma representação de um circuito com estrutura macro-micro com o efeito de curto na saída do macro indicado em vermelho. Devido a isso, é necessário utilizar pelo menos um conversor com isolamento entre entrada e saída no circuito para que ambos conversores possam ser alimentados pela mesma fonte.

3.2 Modelagem do circuito

A modelagem do circuito busca obter uma representação de estados do sistema para posteriormente permitir o cálculo das funções de transferência do **duty-cicleempty citation** dos conversores para tensão de saída do circuito. Como primeiro passo, foram obtidas relações que independem do estado dos transistores. Elas podem ser observadas nas Equações (14) (relativa a tensão de saída a partir das tensões nos capacitores), (15) (relação entre o primário e secundário do transformador), (16) (corrente no capacitor do macro) e (17) (corrente no capacitor do micro).

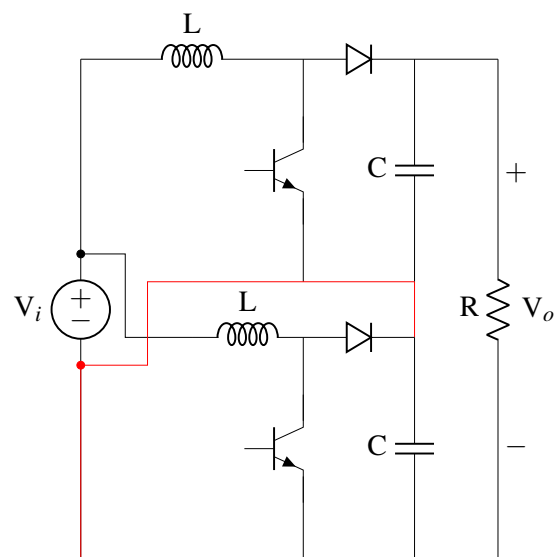
$$V_o = V_{Cmac} + V_{Cmic}, \quad (14)$$

Figura 9: Representação do funcionamento desejado para um conversor macro-micro. Na cor vermelha está indicada a tensão de saída do conversor macro, na cor azul a tensão de saída do micro e na cor verde a tensão na carga



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 10: Representação do conversor Macro-Micro com curto indicado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

onde V_o é a tensão na carga, V_{Cmac} a tensão no capacitor do macro e V_{Cmic} a tensão no capacitor do micro.

$$V_s = -nV_p, \quad (15)$$

onde V_s é a tensão no secundário do transformador, n é a razão entre o número de espiras no primário e secundário do transformador e V_p é a tensão no primário do transformador.

$$i_{Cmac} = i_{Dmac} - i_o, \quad (16)$$

onde i_o é a corrente na carga, i_{Cmac} a corrente no capacitor do macro e i_{Dmac} a corrente no diodo do macro.

$$i_{Cmic} = i_s - i_o, \quad (17)$$

onde i_o é a corrente na carga, i_s a corrente no secundário do transformador e i_{Cmic} a corrente no capacitor do micro

Após isso, foi analisado o circuito nas situações correspondentes aos estados da chave, isto é, ambas chaves abertas, somente a chave do macro aberta, somente a chave do micro aberta e ambas chaves fechadas. Por meio dessa análise foi concluído que as correntes nos capacitores e tensões nos indutores só dependiam do estado da chave correspondente (macro para o macro e micro para o micro). Na Tabela 1 estão as equações relativas aos estados da chave do macro e na Tabela 2 as relativas aos estados da chave do micro. Para essas equações foi considerada condução contínua, essa condição de funcionamento é garantida pela escolha do valor dos componentes em (VIERO et al., 2022).

Tabela 1: Equações dependentes do estado da chave do macro.

Chave aberta	Chave fechada
$V_{Lmac} = V_i - V_{Cmac}$	$V_{Lmac} = V_i$
$i_{Cmac} = i_{Lmac} - i_o$	$i_{Cmac} = -i_o$
$i_{Dmac} = i_{Lmac}$	$i_{Dmac} = 0$

Tabela 2: Equações dependentes do estado da chave do micro.

Chave aberta	Chave fechada
$V_{Lmic} = -\frac{V_{Cmic}}{n}$	$V_{Lmic} = V_i$
$i_{Cmic} = \frac{i_{Lmic}}{n} - i_o$	$i_{Cmic} = -i_o$
$i_s = \frac{i_{Lmic}}{n}$	$i_s = 0$
$i_i = i_{Lmac}$	$i_i = i_{Lmac} + i_{Lmic} - i_p$

Utilizando os valores das Tabelas 1 e 2 é possível obter os modelos médios desses parâmetros (o modelo médio combina as equações relativas ao estado da chave conduzindo e não conduzindo por meio soma das equações considerando a proporção de tempo em que o sistema se mantém em cada estado por ciclo de chaveamento). A tensão no indutor do macro é representada pela Equação (18), a corrente no capacitor do macro é representada pela Equação (19), a tensão no indutor do micro é representada pela Equação (20) e a corrente no capacitor do micro é representada pela Equação (21).

$$V_{Lmac} = \frac{di_{Lmac}}{dt} L_{mac} = V_i - (1 - D_{mac}) V_{Cmac}, \quad (18)$$

sendo D_{mac} o *duty-cycle* do conversor macro.

$$i_{Cmac} = \frac{dV_{Cmac}}{dt} C_{mac} = (1 - D_{mac}) i_{Lmac} - \frac{V_{Cmac} + V_{Cmic}}{R} \quad (19)$$

$$V_{Lmic} = \frac{di_{Lmic}}{dt} L_{mic} = D_{mic} V_i - \frac{1 - D_{mic}}{n} V_{Cmic}, \quad (20)$$

sendo D_{mic} o *duty-cycle* do conversor micro.

$$i_{Cmic} = \frac{dV_{Cmic}}{dt} C_{mic} = \frac{1 - D_{mic}}{n} i_{Lmic} - \frac{V_{Cmac} + V_{Cmic}}{R} \quad (21)$$

Para poder obter uma representação em matriz de estados a partir dessas equações é necessário fazer uma linearização, para isso é considerada a aproximação

$$f(x, y) \approx f(x_0, y_0) + \left. \frac{df(x, y)}{dx} \right|_{x=x_0} \cdot (x - x_0) + \left. \frac{df(x, y)}{dy} \right|_{y=y_0} \cdot (y - y_0) \quad (22)$$

e que $\Delta f(x, y) = f(x, y) - f(x_0, y_0)$. As tensões médias nos indutores e correntes médias nos capacitores são zero, então para qualquer ponto de equilíbrio $\bar{V}_{Lmac} = \bar{V}_{Lmic} = \bar{i}_{Cmac} = \bar{i}_{Cmic} = 0$, com a linha acima da variável indicando valor no ponto de equilíbrio. A partir disso, é possível obter as equações para os pontos de equilíbrio conforme descrito nas Equações 23, 24, 25 e 26.

$$\bar{V}_{Cmac} = \frac{\bar{V}_i}{1 - \bar{D}_{mac}} \quad (23)$$

$$\bar{V}_{Cmic} = \frac{n \bar{D}_{mic} \bar{V}_i}{1 - \bar{D}_{mic}} \quad (24)$$

$$\bar{i}_{Lmac} = \frac{\bar{V}_{Cmac} + \bar{V}_{Cmic}}{R(1 - \bar{D}_{mac})} \quad (25)$$

$$\bar{i}_{Lmic} = \frac{n(\bar{V}_{Cmac} + \bar{V}_{Cmic})}{R(1 - \bar{D}_{mic})} \quad (26)$$

A partir dos valores de equilíbrio é possível obter as equações de estado linearizadas. Elas podem ser vistas nas Equações 27, 28, 29, 30 e 31. Os valores acompanhados de Δ representam variações em torno do ponto de equilíbrio.

$$\Delta \frac{di_{Lmac}}{dt} = \frac{\Delta V_i}{L_{mac}} - \frac{1 - \bar{D}_{mac}}{L_{mac}} \Delta V_{Cmac} + \frac{\bar{V}_{Cmac}}{L_{mac}} \Delta D_{mac} \quad (27)$$

$$\Delta \frac{dV_{Cmac}}{dt} = \frac{1 - \bar{D}_{mac}}{C_{mac}} \Delta i_{Lmac} - \frac{\bar{i}_{Lmac}}{C_{mac}} \Delta D_{Cmac} - \frac{\Delta V_{Cmac}}{RC_{mac}} - \frac{\Delta V_{Cmic}}{RC_{mac}} \quad (28)$$

$$\Delta \frac{di_{Lmic}}{dt} = \frac{\bar{D}_{mic}}{L_{mic}} \Delta V_i + \frac{\bar{V}_i}{L_{mic}} \Delta D_{mic} - \frac{1 - \bar{D}_{mic}}{n L_{mic}} \Delta V_{Cmic} + \frac{\bar{V}_{Cmic}}{n L_{mic}} \Delta D_{mic} \quad (29)$$

$$\Delta \frac{dV_{Cmic}}{dt} = \frac{1 - \bar{D}_{mic}}{n C_{mic}} \Delta i_{Lmic} - \frac{\bar{i}_{Lmic}}{n C_{mic}} \Delta D_{Cmic} - \frac{\Delta V_{Cmac}}{RC_{mic}} - \frac{\Delta V_{Cmic}}{RC_{mic}} \quad (30)$$

$$\Delta V_o = \Delta V_{Cmac} + \Delta V_{Cmic} \quad (31)$$

Obtidas as equações linearizadas foram definidas as variáveis de estado como $x_1 = \Delta i_{Lmac}$, $x_2 = \Delta V_{Cmac}$, $x_3 = \Delta i_{Lmic}$ e $x_4 = \Delta V_{Cmic}$. Então, considerando a tensão de alimentação V_i contínua ($\Delta V_i = 0$), a entrada como $[\Delta D_{mac} \ \Delta D_{mic}]^T$ e a saída como $[\Delta V_{Cmac} \ \Delta V_{Cmic}]^T$, sendo $\dot{x} = Ax + Bu$ e $y = Cx$, as matrizes de estado são:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-\bar{D}_{mac}}{L_{mac}} & 0 & 0 \\ \frac{1-\bar{D}_{mac}}{C_{mac}} & -\frac{1}{RC_{mac}} & 0 & -\frac{1}{RC_{mac}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1-\bar{D}_{mic}}{nL_{mic}} \\ 0 & -\frac{1}{RC_{mic}} & \frac{1-\bar{D}_{mic}}{nC_{mic}} & -\frac{1}{RC_{mic}} \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_{Cmac}}{L_{mac}} & 0 \\ -\frac{\bar{i}_{Lmac}}{C_{mac}} & 0 \\ 0 & \frac{nV_i + \bar{V}_{Cmic}}{nL_{mic}} \\ 0 & -\frac{\bar{i}_{Lmic}}{nC_{mic}} \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (35)$$

3.3 Seleção dos componentes

A escolha dos componentes para o circuito foi governada pela estrutura macro-micro utilizada, isto é, o macro deve possuir maior excursão, podendo ter resposta mais lenta, enquanto que o micro deve ter resposta rápida, mas não precisa ter grande excursão. Essa definição leva ao micro ter frequência maior que o macro, enquanto que o ripple de saída do macro possui um valor máximo que permita o funcionamento correto do micro. Desse modo, o capacitor do macro deve ser maior que o do micro e o transistor do micro deve ter menor perda por comutação em comparação com o macro.

Em (VIERO et al., 2022), foi estabelecida a razão de transformação do transformador como 1 e, após isso, escolhido os componentes. As frequências de comutação são definidas como 200 Hz para o macro e 100 kHz para o micro, a excursão de ambos conversores 320 V para o macro e 80 V para o micro e a tensão de alimentação como 48 V, que juntas levam ao valor de Duty-Cycle médio de cada conversor, 0,85 para o macro e 0,625 para o micro. A ondulação máxima permitida no macro é definida como igual ao valor médio do micro, resultando em um capacitor de 132,81 μF . O capacitor do micro foi escolhido menor para reduzir perdas e definido como 4,47 μF . Com esses valores foi calculada a indutância mínima pra condução contínua de cada indutor e definido seus valores, além de escolhida a resistência de carga nominal a partir da tensão de saída e potência desejada como 160 Ω . Os valores dos parâmetros do circuito podem ser verificados na Tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros do circuito.

Parâmetro	Macro	Micro
Frequência	200 Hz	100 kHz
Duty-Cicle	0,85	0,625
Indutância	12 mH	48 μ H
Capacitância	132,8125 μ F	4,687 μ F
Tensão média	320 V	80 V
Ondulação	80 V	4 V
Tensão de alimentação	48 V	48 V

3.4 Função de transferência algébrica

O modelo de pequenos sinais dos conversores utilizados pode ser obtido por meio das matrizes de estado, sendo

$$G_{macro-micro} = C(sI - A)^{-1}B = \begin{bmatrix} G_{macmac} & G_{micmac} \\ G_{macmic} & G_{micmic} \end{bmatrix}. \quad (36)$$

A função de transferência do Boost a partir das matrizes rearranjando os termos e utilizando os valores do circuito que será simulado no ponto de operação, conforme a Tabela 3, é

$$G_{macmac} = \frac{-1,2549 \cdot 10^5 s + 3,012 \cdot 10^7}{s^2 + 47,06s + 1,412 \cdot 10^4} \quad (37)$$

e a do micro é

$$G_{micmic} = \frac{-1,4222 \cdot 10^6 s + 2,133 \cdot 10^{11}}{s^2 + 1333s + 6,25 \cdot 10^8}. \quad (38)$$

Além dessas funções foram também obtidas as relações entre o Duty-Cicle de um conversor e a saída do outro de modo a quantificar a influência do acoplamento. A função de transferência cruzada para a saída do macro é

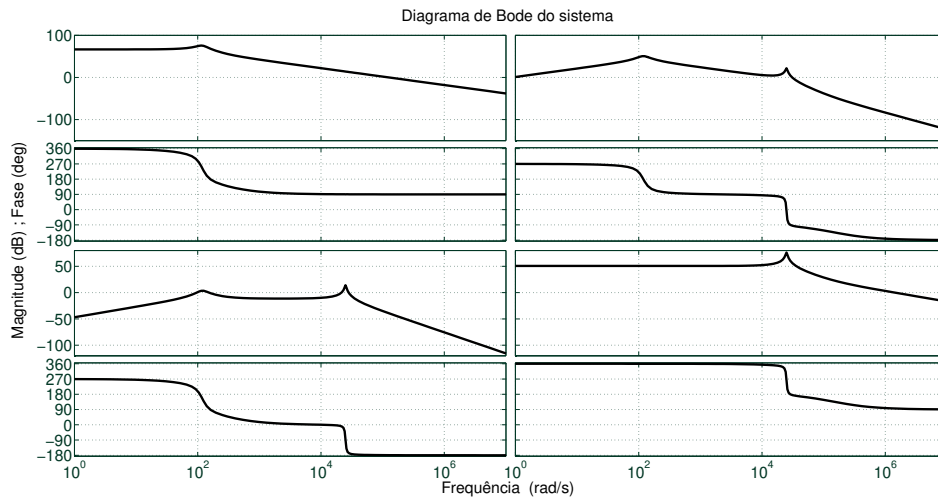
$$G_{micmac} = \frac{6,693 \cdot 10^7 s^2 - 1,004 \cdot 10^{13} s}{s^4 + 1380s^3 + 6,25 \cdot 10^8 s^2 + 2,934 \cdot 10^{10} s + 8,824 \cdot 10^{12}} \quad (39)$$

e para a do micro é

$$G_{macmic} = \frac{1,673 \cdot 10^8 s^2 - 4,016 \cdot 10^{10} s}{s^4 + 1380s^3 + 6,25 \cdot 10^8 s^2 + 2,934 \cdot 10^{10} s + 8,824 \cdot 10^{12}}. \quad (40)$$

A partir das funções de transferência foram obtidos, por meio do MATLAB, os diagramas de bode de ambos circuitos, que podem ser vistos na Figura 11, sendo a primeira coluna como entrada o Duty-Cicle do macro e segunda do micro, enquanto que a primeira linha é a saída do macro e a segunda do micro. Além disso, também utilizando esse programa, foram obtidas as margens de fase e ganho das funções de transferência diretas, que são $G_{mmac} = -68,5$ dB margem de ganho do macro, $P_{mmac} = -89,9^\circ$ margem de fase do macro, $G_{mmic} = -60,6$ dB margem de ganho do micro e $P_{mmic} = -84^\circ$ margem de fase do micro. É importante ressaltar que, devido às margens serem negativas, ambos conversores seriam instáveis em malha fechada caso a entrada fosse realimentada diretamente com a saída.

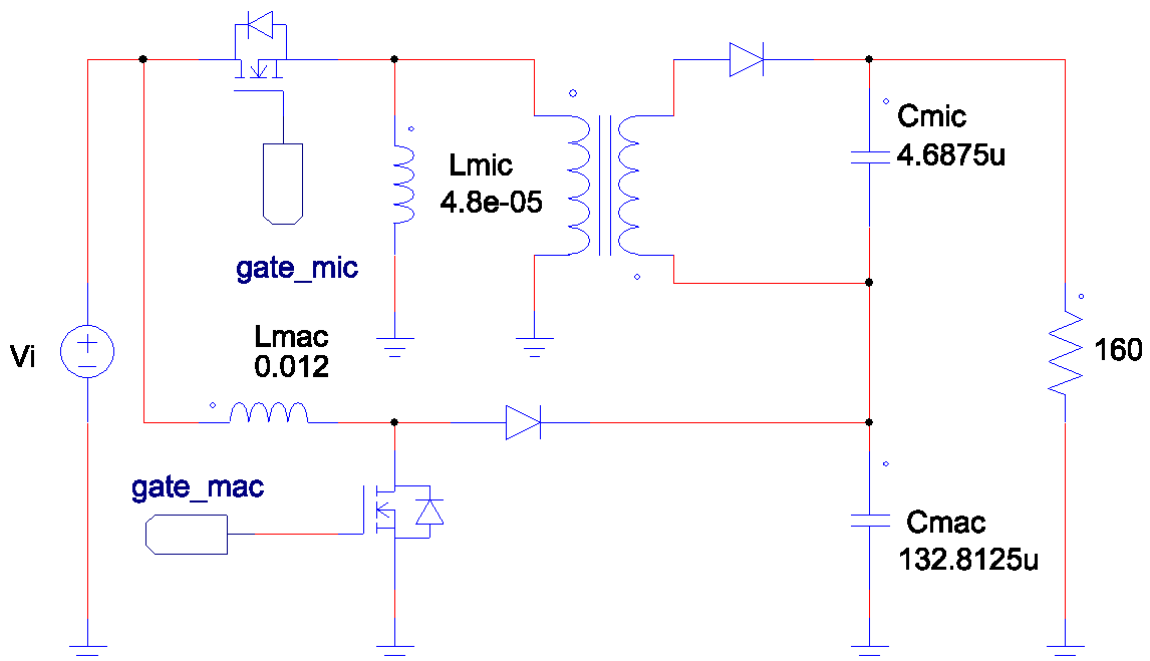
Figura 11: Diagramas de bode de cada entrada para cada saída do circuito.



3.5 Validação via simulações numéricas

De forma a validar os modelos obtidos e avaliar o acoplamento entre os conversores foi projetado e simulado no PSIM o circuito presente em (VIERO et al., 2022) que está representado na Figura 12. As simulações tiveram como objetivo medir o comportamento da simulação no ponto de operação da linearização, então não será analisado o comportamento transiente até atingir esse ponto.

Figura 12: Circuito simulado no PSIM.

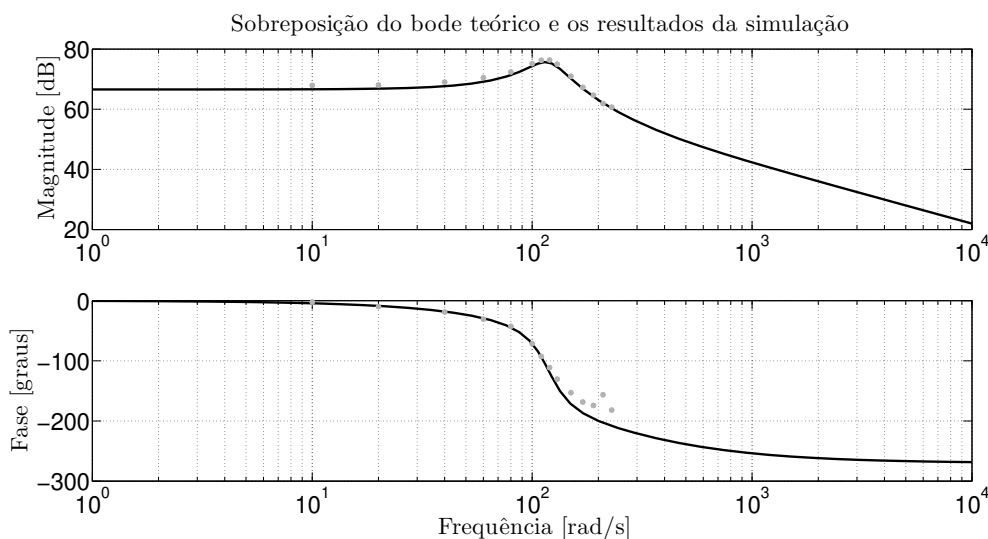


3.5.1 Validação no domínio da frequência

Como primeiro teste, foram verificadas as saídas do circuito em frequências específicas de interesse baseado no comportamento visto nos diagramas de bode. Isto é, foi simulado o circuito utilizando como entrada senoides de frequências onde ocorrem variações significativas de fase e ganho somadas ao Duty-Cycle do ponto de operação, medindo a saída para cada entrada e verificando as mudanças de amplitude e fase. Foi escolhida uma amplitude de 0,01 para a senoide a ser adicionada ao Duty-Cycle do conversor de modo a não se afastar demasiadamente do ponto de linearização. Assim, a entrada pode ser descrita como $d(t) = 0,01sen(\omega t)$, onde ω é uma das frequências mencionadas.

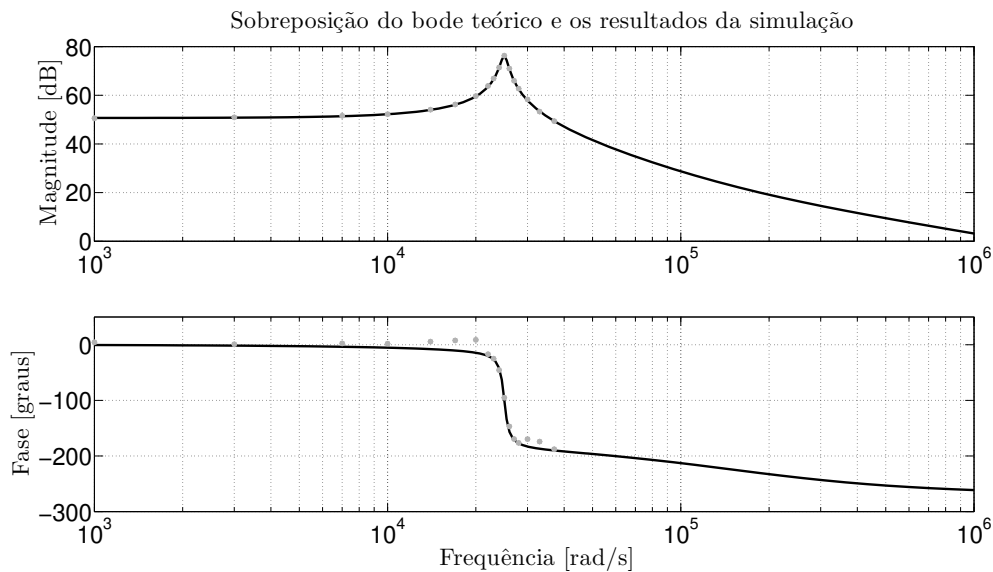
Para o macro foi medida a saída total do circuito, entretanto para o micro não foi possível verificar de forma satisfatória a influência da onda na saída combinada, então foi medida a tensão em sua própria saída. Obtido esses resultados foi plotado o diagrama de bode do circuito sobreposto pelos pontos dos dados obtidos na simulação. Na Figura 13 pode ser visto o resultado para o macro. É possível notar que apesar de haver uma diferença de ganho o comportamento, tanto de magnitude como de fase, é semelhante ao teórico.

Figura 13: Sobreposição do resultado teórico e simulado no macro, sendo a linha contínua o comportamento teórico e os pontos os dados simulados.



Após a análise dos dados coletados no micro foi verificada uma discrepância entre os valores próximos a ressonância. Para verificar se esse comportamento foi causado por alguma forma de saturação foi feito outro experimento utilizando uma senoide de menor amplitude. A nova entrada foi composta de uma senoide com amplitude de 0,001 e frequências entre 22 e 30 kHz. Utilizando os resultados do segundo experimento em conjunto com os encontrados para as outras frequências no primeiro foi refeita a comparação entre diagramas de bode. A Figura 14 mostra os resultados sobrepostos, como pode ser visto, utilizando a entrada de menor amplitude próximo a ressonância, os comportamento são muito similares.

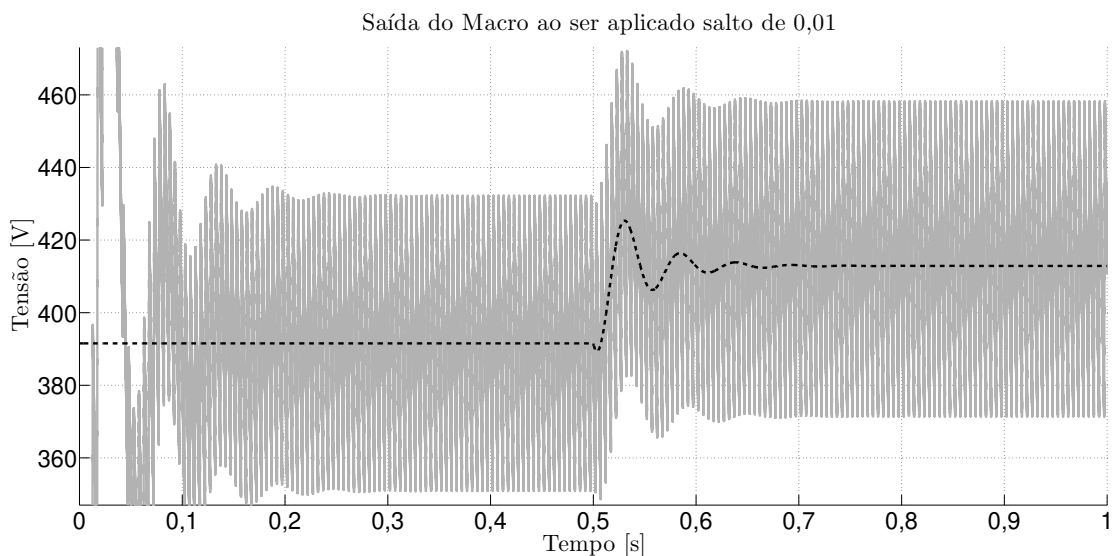
Figura 14: Sobreposição do resultado teórico e simulado no micro com o novo experimento, sendo a linha contínua o comportamento teórico e os pontos os dados simulados.



3.5.2 Validação no domínio do tempo

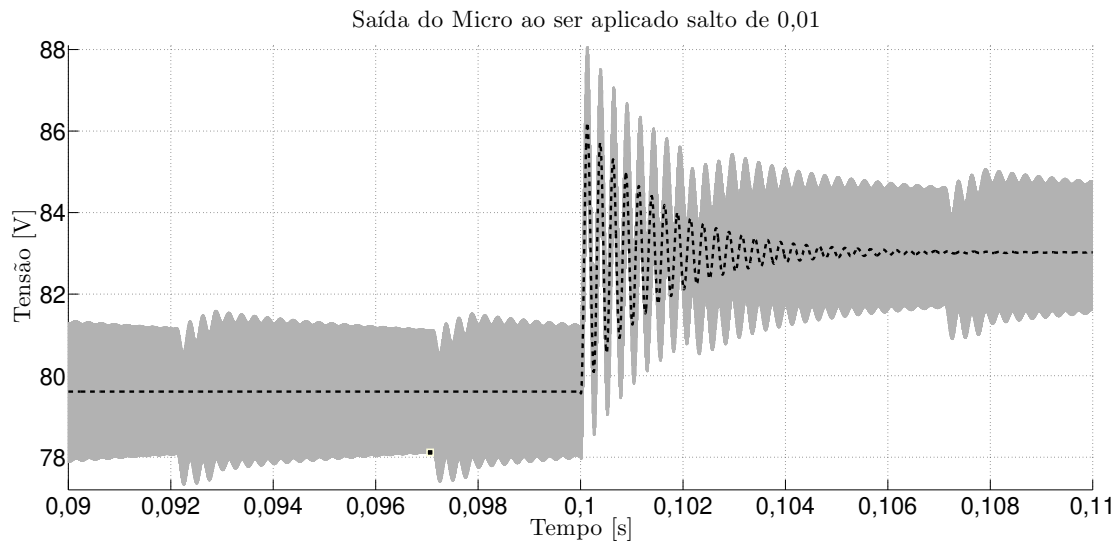
Para contribuir na verificação da semelhança entre modelo teórico e modelo simulado, foi simulada a resposta a um salto no Duty-Cycle na saída do circuito para o macro e em sua própria saída para o micro, tanto no circuito do PSIM como na função de transferência teórica. O salto utilizado foi de $\pm 0,01$ a partir do Duty-cycle médio para ambos circuitos, sendo coletado as tensões de saída e sobrepostas em um gráfico. Na Figura 15 pode se verificar o comportamento do macro e na Figura 16 é possível ver o resultado do salto aplicado no micro. O comportamento para o salto positivo e negativo é semelhante, então são omitidos os gráficos para os saltos negativos.

Figura 15: Resultado do salto no modelo do Boost em preto pontilhado e da simulação em cinza contínuo.



Como pode ser visto nas Figuras 15 e 16 os comportamento na simulação e no modelo

Figura 16: Resultado do salto no modelo do Flyback em preto pontilhado e da simulação em cinza contínuo.



são semelhantes (a ondulação é devido ao chaveamento dos conversores), solidificando a validade do modelo teórico no domínio do tempo. Na Figura 15 é possível ver em 0,5 s o efeito do zero de fase não mínima por meio de um sub-sinal, o mesmo ocorre no conversor Fly-back, mas em menor escala, de modo que não é possível ver no gráfico. Além disso, é possível verificar que o ganho estático da função teórica é semelhante ao do modelo simulado para ambos conversores.

3.5.3 Verificação do efeito da ressonância e do acoplamento

Ao analisar os resultados dos experimentos feitos é possível observar comportamentos exclusivos da simulação. Pode ser observada uma ondulação na saída do micro na frequência de comutação do macro (200 Hz), resultado do acoplamento entre conversores, representada na Figura 17. Também pode ser observada uma ondulação na frequência de ressonância do micro (aproximadamente 4 kHz) exemplificada na Figura 18.

Figura 17: Efeito do acoplamento na saída do micro.

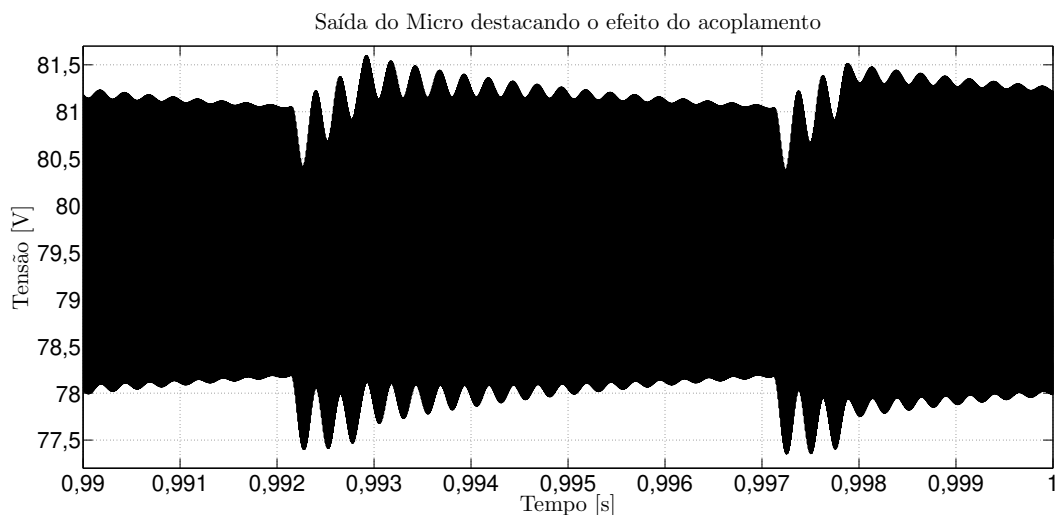
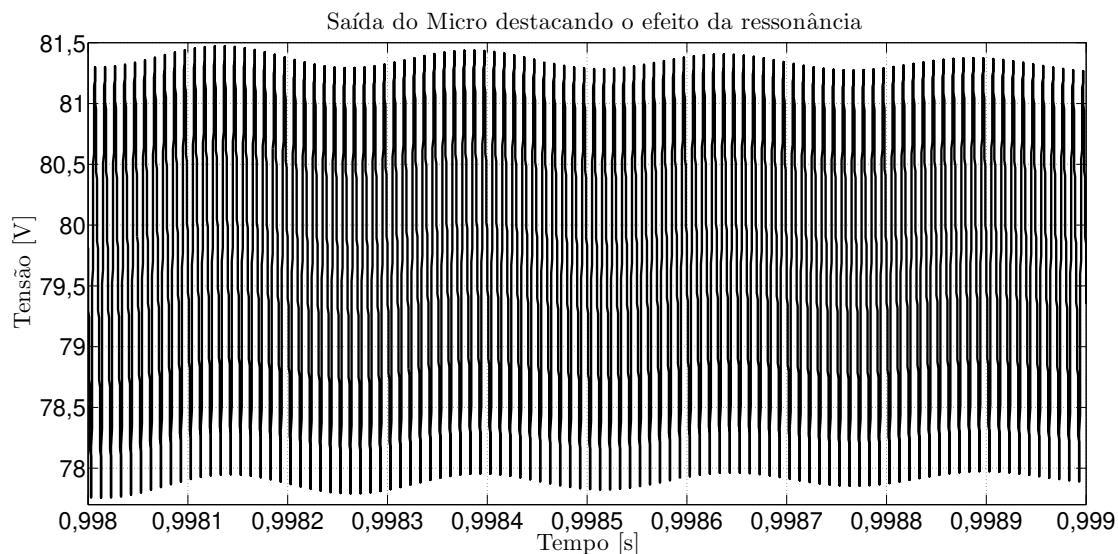


Figura 18: Efeito da comutação na saída do micro.

3.6 Conclusões acerca do modelo e da simulação

Feitas as comparações, analisando as funções de transferência cruzadas e observando o comportamento da simulação é verificado que não há grandes diferenças entre o modelo acoplado simulado e o teórico desacoplado. O comportamento para um salto é muito semelhante, tanto em relação a ganho quanto a oscilação até convergência, o modelo apresenta o efeito dos zeros de fase não mínima e a resposta em frequência é similar. O efeito da comutação dos transistores não está presente no modelo devido a utilização do modelo médio e não é representado o efeito da ressonância e acoplamento.

Considerando todos resultados, será possível utilizar as funções de transferência diretas obtidas para o projeto dos controladores. Entretanto, devido as simulações serem feitas em malha aberta por serem prévias ao projeto das malhas de controle, não é garantido que o acoplamento não se torna um empecilho quando for fechada a malha.

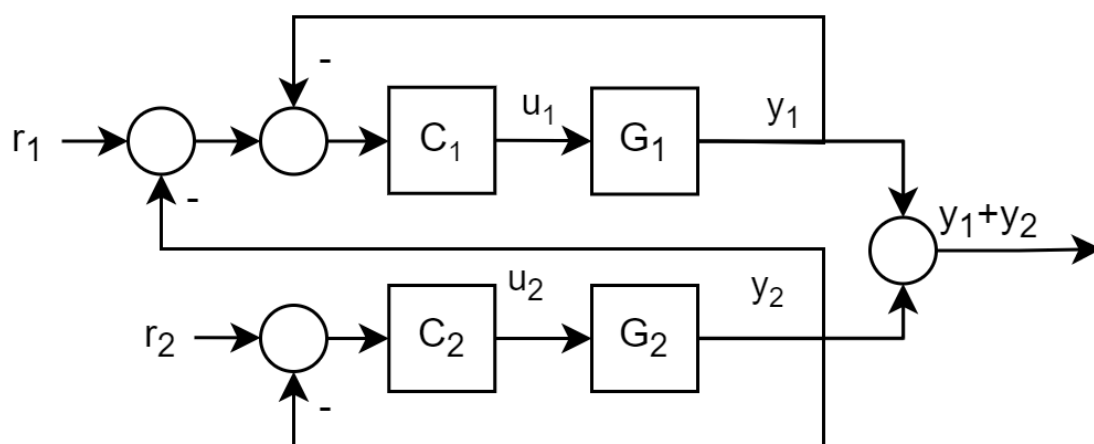
4 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE

Após a obtenção das funções de transferência do circuito foram projetados os controladores para malha. Inicialmente foi utilizado um controlador para o Duty-cycle do macro e um para o do micro. Para cada conversor foi utilizada uma malha, com a do macro sendo independente e a do micro utilizando a saída do macro.

4.1 Estratégia de controle mestre-escravo

A malha de controle foi projetada segundo a estratégia mestre-escravo, sendo a referência do controlador macro um valor constante menor que a tensão na carga desejada, enquanto que a do micro é a diferença entre a saída desejada e a do macro. Desse modo, o conversor macro se encarrega de se manter em um valor constante e o micro corrige sua oscilação, permitindo que pequenos distúrbios no circuito sejam corrigidos pelo conversor micro, evitando a dinâmica mais lenta do macro. Na Figura 19 uma representação da estratégia de controle utilizada.

Figura 19: Representação da estratégia de controle Mestre-Escravo utilizada.



4.2 Projeto dos controladores

A partir das funções de transferências diretas utilizando a ferramenta *rltool* do MATLAB foram projetados controladores para o circuito. Para controlar conversores CC-CC os sinais de controle devem ser positivos e menores que um, sendo definida uma satura-

ção em 0 e 0,9 como margem de segurança. O processo foi iniciado pela utilização de controladores da família PID recomendados pela própria ferramenta e a partir deles foram alteradas iterativamente, verificando o resultado na simulação em malha fechada, as posições do polo não integrador e dos zeros, além do ganho estático. Eles foram otimizados tendo como objetivo reduzir ao máximo o tempo de acomodação sem que ocorresse a saturação dos sinais de controle. O controlador do macro resultante foi

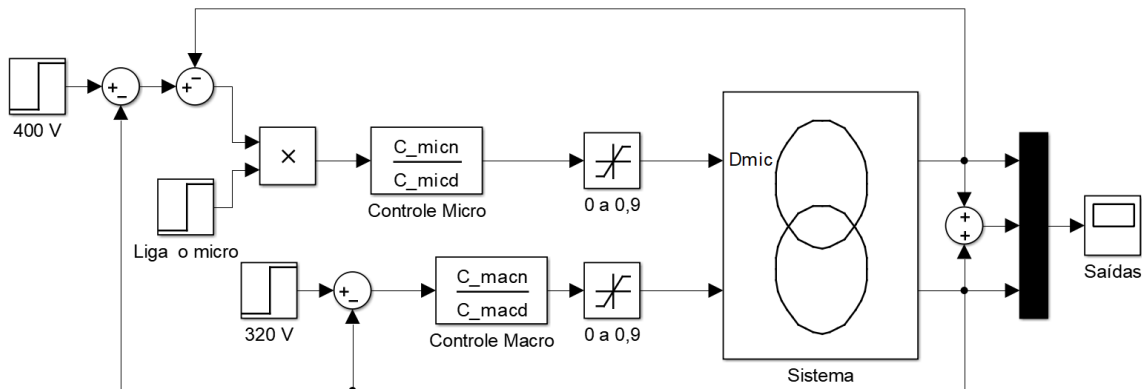
$$C_{macro} = \frac{3,68 \cdot 10^{-4}s^2 + 4,26 \cdot 10^{-3}s + 4.347}{s^2 + 200s} \quad (41)$$

e para o micro foi obtido

$$C_{micro} = \frac{5,6 \cdot 10^{-3}s^2 + 10,9704s + 1,143 \cdot 10^6}{s^2 + 1,429 \cdot 10^4s}. \quad (42)$$

Com essas funções foi testado o funcionamento dos controladores em conjunto com a planta no seguimento de uma referência de 400 V. Foi definido que a referência do macro é de 320 V, enquanto que a do micro é de 400 V menos a saída do macro sendo ligada em 0,3 s, resultando na malha de controle presente na Figura 20. Na Figura 21 as tensões V_o , V_{mac} e V_{mic} , na Figura 22 a tensão V_o em destaque em regime permanente e na Figura 23 o sinal de controle do macro e do micro.

Figura 20: Primeira versão da malha de controle utilizada..



Conforme pode ser visto na Figura 22 a tensão V_o se mantém entre 394 V e 411 V em regime permanente e, conforme a Figura 23, os sinais de controle não saturam. O controlador do macro conseguiu manter o valor de saída do conversor dentro de valores que não causassem a saturação do controlador do micro e este conseguiu compensar parcialmente a oscilação da tensão de saída do macro.

Entretanto, como pode ser verificado na Figura 21, após ligar o conversor micro, a tensão de saída do conversor macro passa a ter maior oscilação. Para reduzir esse efeito foi projetado um compensador utilizando a estimativa da função de transferência do Duty-Cycle do micro para a tensão de saída do macro. O desacoplamento foi feito por meio da mudança do sinal de controle do macro para

$$u_{mac}^* = u_{mac} - u_{mic} \cdot \frac{G_{micmac}}{G_{macmac}}, \quad (43)$$

onde u_{mac}^* é o novo sinal de controle do macro, u_{mac} é o sinal de saída do controlador do macro e u_{mic} é o sinal de saída do controlador do micro.

Figura 21: Saídas do circuito para a primeira versão da malha. Tensão no capacitor do macro representada pela curva preta, tensão no capacitor do micro representada pela curva cinza clara contínua e tensão na carga representada pela curva cinza escura pontilhada.

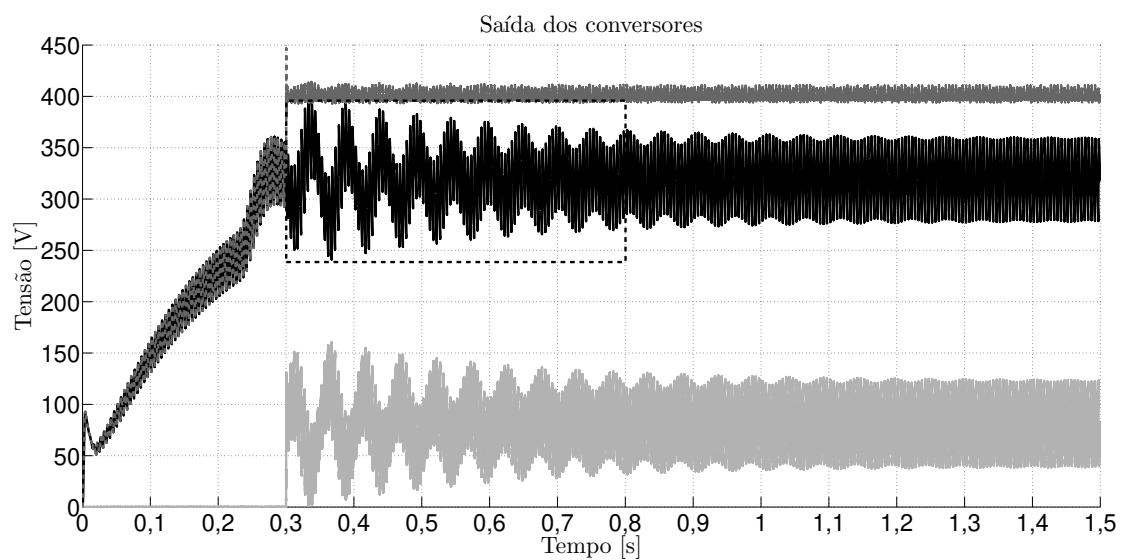


Figura 22: Tensão na carga do circuito para a primeira versão da malha.

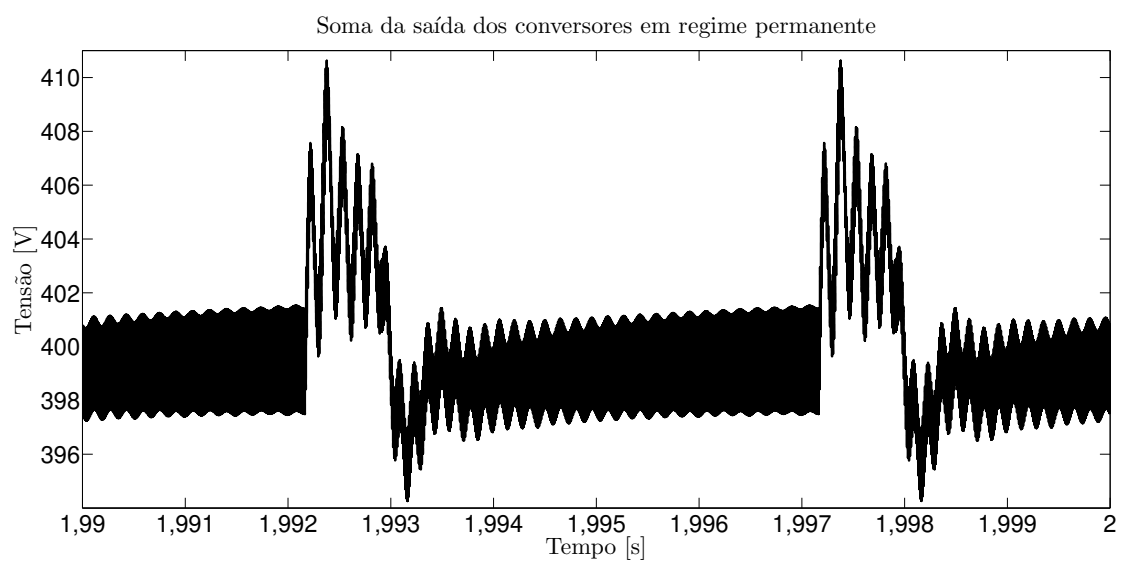
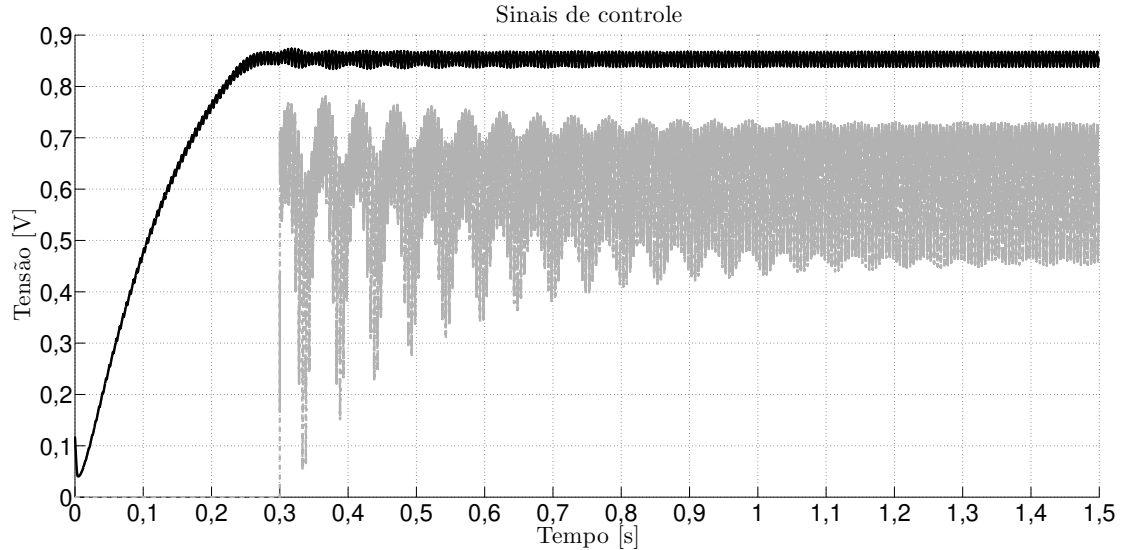


Figura 23: Sinais de controle dos conversores para primeira versão da malha. Sinal de controle do conversor macro representado pela curva preta contínua e sinal de controle do conversor micro representado pela curva cinza pontilhada.



A função do controlador de compensação ideal é

$$C_{cruzado} = \frac{G_{micmac}}{G_{macmac}} = -533,3 \frac{s(s - 1,5 \cdot 10^5)}{(s - 240)(s^2 + 1333s + 6,25 \cdot 10^8)}, \quad (44)$$

entretanto essa função possui um polo instável, precisando ser alterada de modo a tornar estável sem grandes mudanças na resposta em frequência. Conforme feito em (TOMIZUKA, 1987) foi invertido o local do polo e multiplicado por -1 a função, assim

$$C_{cruzado} = 533,3 \frac{s(s - 1,5 \cdot 10^5)}{(s + 240)(s^2 + 1333s + 6,25 \cdot 10^8)}. \quad (45)$$

A configuração da malha de controle com essa nova função ficou conforme a Figura 24. Após essa alteração foram refeitas as simulações. Na Figura 25 as tensões V_o , V_{mac} e V_{mic} , na Figura 26 a tensão V_o em destaque em regime permanente e na Figura 27 o sinal de controle do macro e do micro. Pode ser visto que a oscilação da tensão de saída do macro é reduzida após 0,2 segundos.

Figura 24: Malha de controle com a função de desacoplamento.

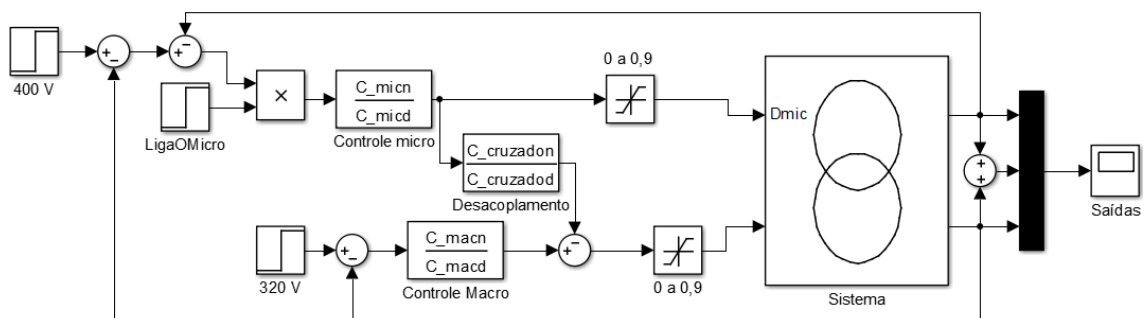


Figura 25: Saídas do circuito com a função de desacoplamento. Tensão no capacitor do macro representada pela curva preta, tensão no capacitor do micro representada pela curva cinza clara contínua e tensão na carga representada pela curva cinza escura pontilhada.

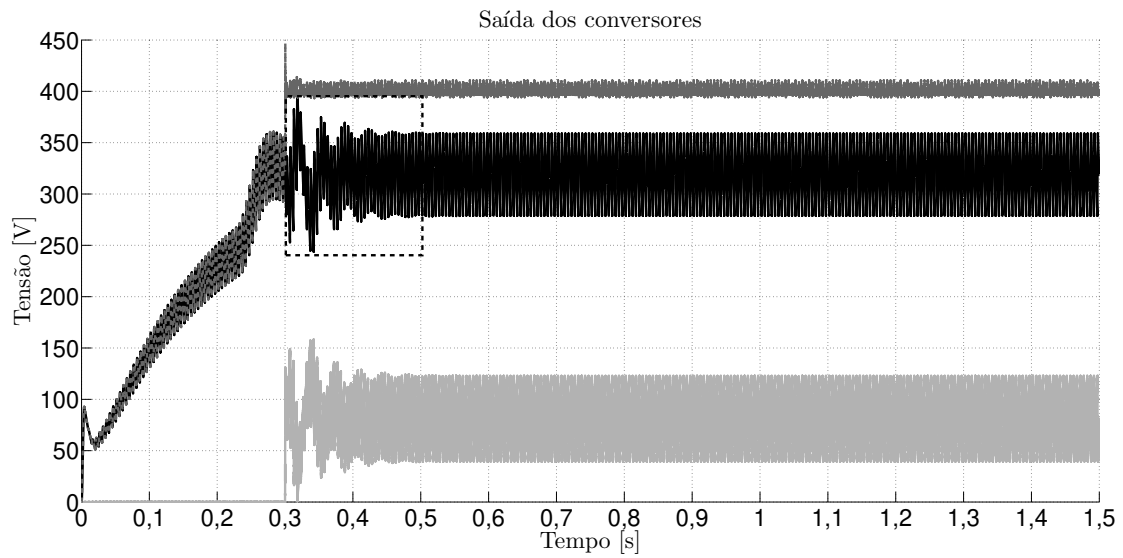


Figura 26: Tensão na carga do circuito utilizando a função de desacoplamento.

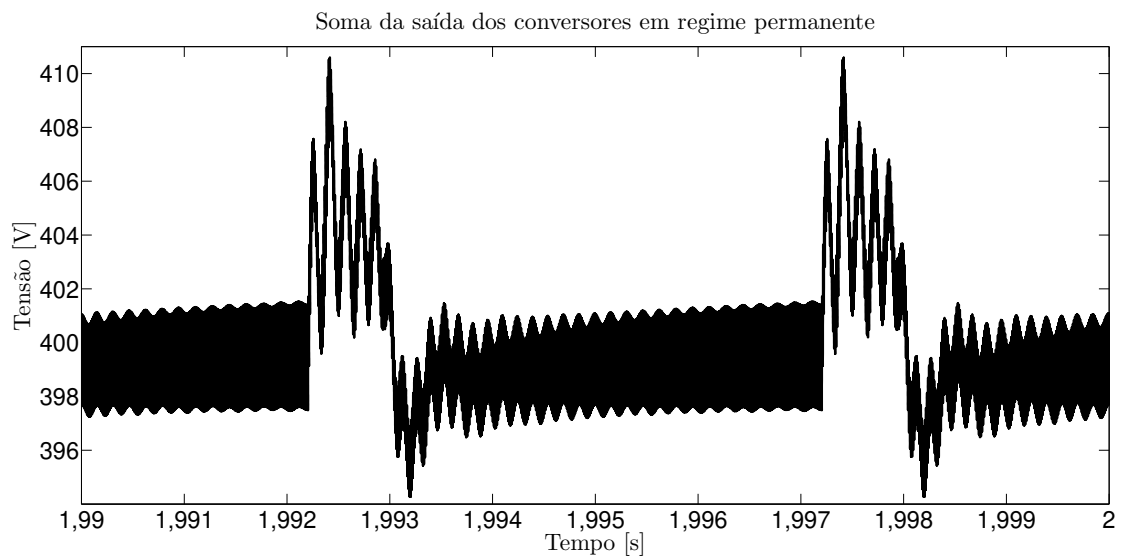
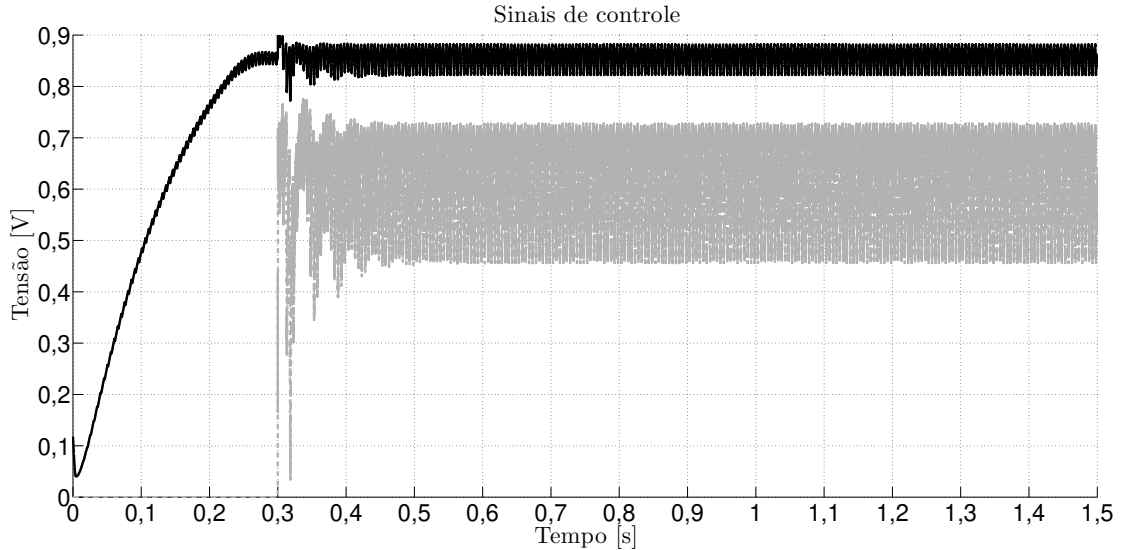
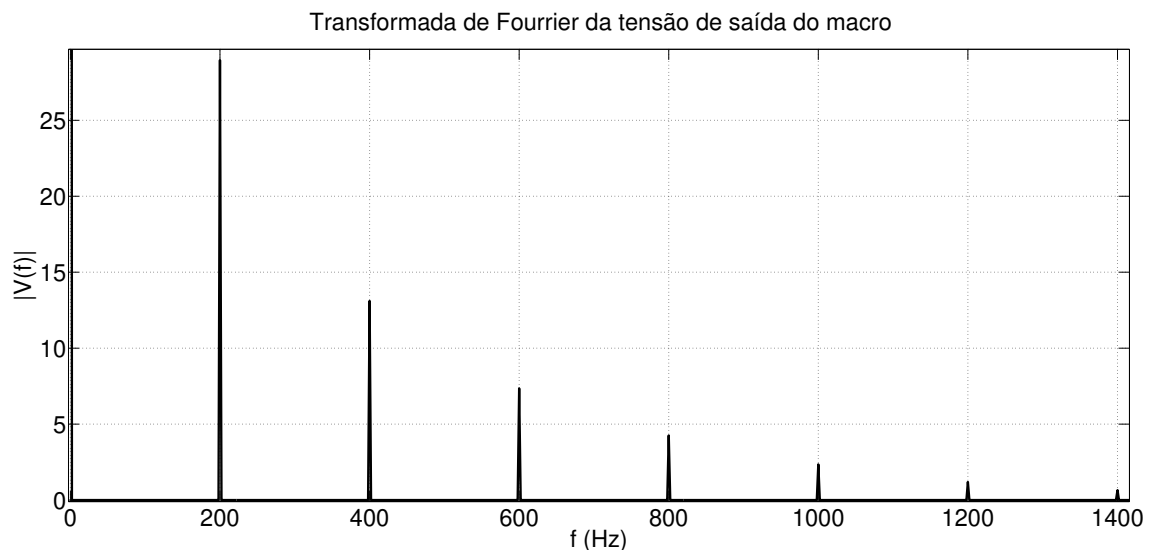


Figura 27: Sinais de controle dos conversores com a função de desacoplamento. Sinal de controle do conversor macro representado pela curva preta contínua e sinal de controle do conversor micro representado pela curva cinza pontilhada.



Mesmo com essa alteração a saída do conversor micro não consegue acompanhar totalmente a onda de saída do macro principalmente nas regiões onde há brusca variação de tensão. Para isso, foi projetado um controlador repetitivo para malha de controle do conversor micro de forma série conforme descrito em (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2018) e exemplificado na Figura 5. Todavia, antes do projeto, foi necessário obter a transformada de Fourier da tensão de saída do conversor macro de modo a definir a frequência fundamental do sinal a ser seguido que, conforme pode ser vista na Figura 28, é de 200 Hz.

Figura 28: Transformada de Fourier da tensão de saída do conversor macro em regime permanente.



Após obter a frequência da onda a ser seguida é discretizada a função de transferência da planta do micro (especificamente G_{micmic}). Para discretização foi escolhido um período

de amostragem no mínimo duas vezes menor que o período da comutação do conversor controlado, que foi definido em $2 \cdot 10^{-5}$ s (1000 vezes menor que o período da onda a ser seguida e duas vezes menor que o período de comutação do Flyback). Utilizando esse valor a função da planta se torna:

$$G_{zmic}(z) = -4,4117 \frac{z - 2,203}{z^2 - 1,978z + 0,9934} \quad (46)$$

Com a função discretizada é possível projetar o controlador repetitivo. Primeiro foi definida a função atraso (W) que para seguir essa forma de onda é $W(z) = z^{-N}$, onde N é a razão entre o período da onda e de amostragem (1000). Após isso, foi projetado o filtro passa-baixas (H), que foi definido como um filtro passa-baixas de fase nula, conforme recomendado por (ZHOU et al., 2006), $H(z) = a_1z + a_0 + a_1z^{-1}$, onde $a_1 = 0,2$ e $a_0 = 0,6$, que foram otimizados de forma iterativa (alterando o valor e verificando o resultado em malha fechada) para obter menor ripple de saída sem que ocorresse a saturação do sinal de controle. Por fim, é necessário o projeto de um controlador para estabilizar a malha (G_c), ele é projetado como uma constante, escolhida da mesma forma que os parâmetros do passa-baixas, dividido pela função de transferência da planta. Entretanto, a planta possui um zero fora do círculo unitário, então, utilizando o mesmo processo descrito em (TOMIZUKA, 1987), é obtida a função

$$G_c(z) = 0,010282 \frac{(z^2 - 1,978z + 0,9934)}{(z - 0,4542)}. \quad (47)$$

As funções $H(z)$ e $G_c(z)$ são não causais, entretanto devido a sua multiplicação pela função de atraso ($W(z)$) o controlador final é causal. Além disso também foi discretizado o controlador do macro que se tornou

$$C_{zmac}(z) = 0,00036796 \frac{(z^2 - 2z + 0,9999)}{(z - 0,999)(z - 1)} \quad (48)$$

e a função de desacoplamento que discretizada é

$$C_{zcruzado}(z) = 0,0016532 \frac{(z - 2,203)(z - 1)}{(z - 0,9988)(z^2 - 1,978z + 0,9934)}. \quad (49)$$

Com essa adição, a nova configuração da malha de controle se torna a representada na Figura 29 e foram refeitas as simulações. Na Figura 30 as tensões V_o , V_{mac} e V_{mic} , na Figura 31 a tensão V_o em destaque em regime permanente e na Figura 32 o sinal de controle do macro e do micro. Como pode ser visto ao comparar as Figuras 26 e 31, a utilização do controlador repetitivo reduziu o ripple na saída combinada do conversor.

Para analisar de forma mais profunda o efeito do controlador repetitivo foi sobreposta a FFT (transformada rápida de Fourier) do erro de seguimento do conversor micro com o controlador projetado anteriormente e com o controlador repetitivo, na Figura 33 é possível ver essa comparação. Como pode ser visto há uma redução de mais de dez vezes em algumas frequências comprovando a efetividade desse controlador.

Figura 29: Malha de controle com o controlador repetitivo.

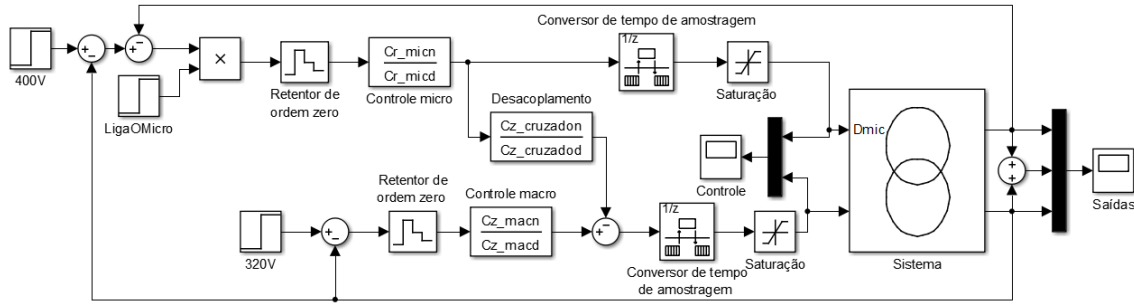


Figura 30: Saídas do circuito com o controlador repetitivo. Tensão no capacitor do macro representada pela curva preta, tensão no capacitor do micro representada pela curva cinza clara contínua e tensão na carga representada pela curva cinza escura pontilhada.

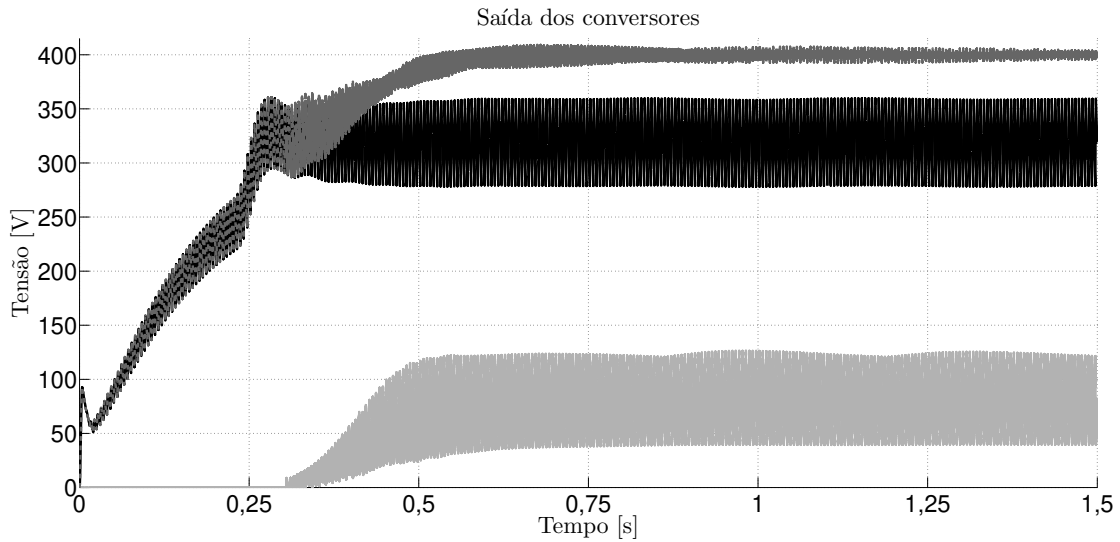


Figura 31: Tensão na carga do circuito com o controlador repetitivo representada pela curva preta sobreposta a tensão de saída utilizando o controlador anterior representada pela curva cinza.

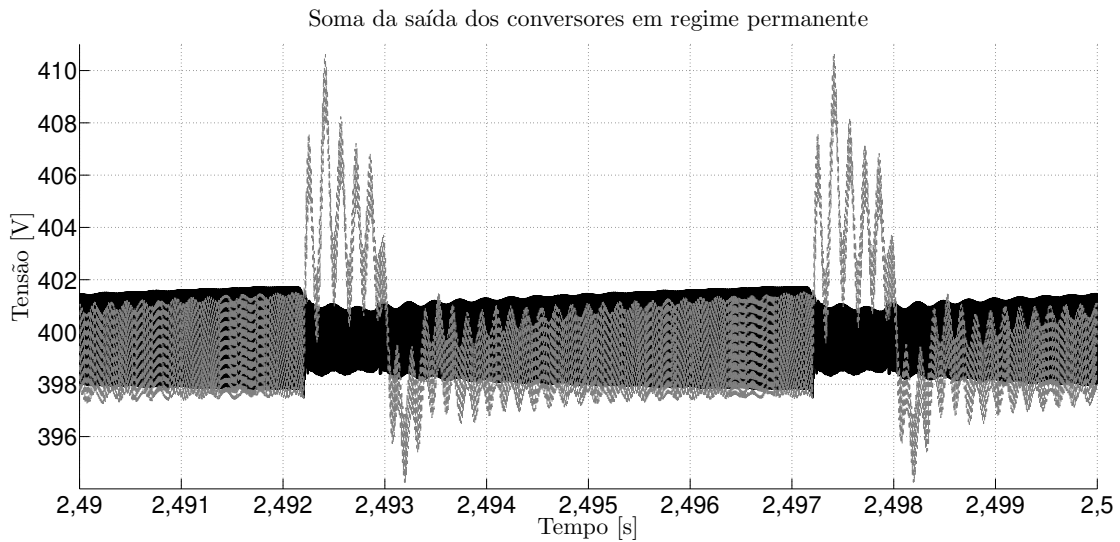


Figura 32: Sinais de controle dos conversores com o controlador repetitivo. Sinal de controle do conversor macro representado pela curva preta contínua e sinal de controle do conversor micro representado pela curva cinza pontilhada.

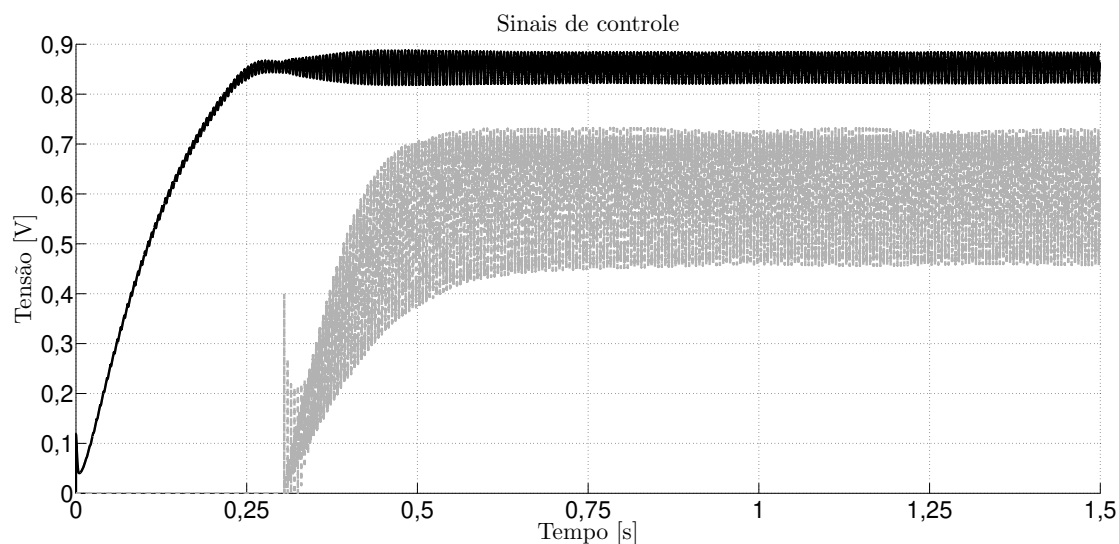
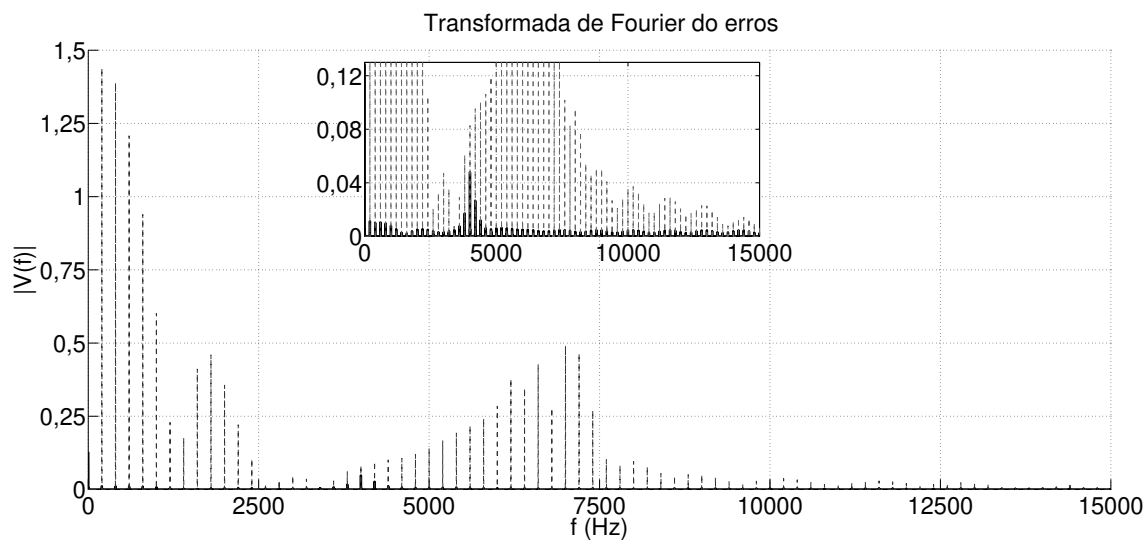


Figura 33: Comparação entre a transformada rápida de Fourier da tensão de saída com controlador repetitivo (preto contínuo) e com o controlador anterior (cinza pontilhado).

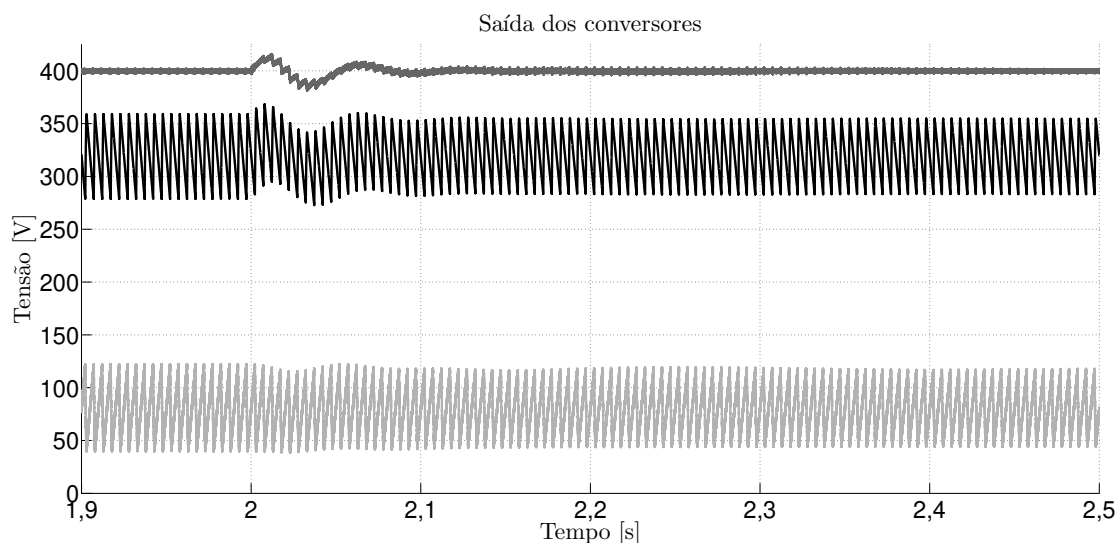


5 AVALIAÇÃO DO CONTROLADOR PROJETADO FRENTE MUDANÇAS NO CIRCUITO CONTROLADO

Após a finalização do projeto dos controladores foi testado o comportamento do circuito em relação a perturbações por meio de mudanças da tensão de alimentação e da resistência de carga. Elas tiveram como objetivo verificar a robustez do controlador frente variações em que o circuito pode ser submetido, sendo todas perturbações ativas em 2 s de simulação.

Na Figura 34 estão representadas as tensões V_o , V_{mac} e V_{mic} e na Figura 35 está representada a tensão V_o em regime permanente após um aumento de 20Ω (12,5% da resistência nominal). Na Figura 36 estão representadas as tensões V_o , V_{mac} e V_{mic} e na Figura 37 está representada a tensão V_o em regime permanente para uma redução de -20Ω . Conforme pode ser visto nas Figuras 34 e 36 o aumento de resistência de carga não tem efeito substancial no circuito quando comparado com a sua redução, sendo um resultado esperado dado que a redução de resistência é análoga a um aumento da potência da carga na saída. Também ao comparar as Figuras 31 e 37 é possível observar que a redução de resistência na carga causou um aumento no ripple de saída.

Figura 34: Saídas do circuito com aumento de resistência da carga. Saída do macro preta, micro cinza claro contínua e combinada cinza escuro pontilhada.



Na Figura 38 estão representadas as tensões V_o , V_{mac} e V_{mic} e na Figura 39 está representada a tensão V_o em regime permanente após um aumento de 2,4 V (5% da tensão

Figura 35: Saída combinada do circuito com aumento de resistência da carga.

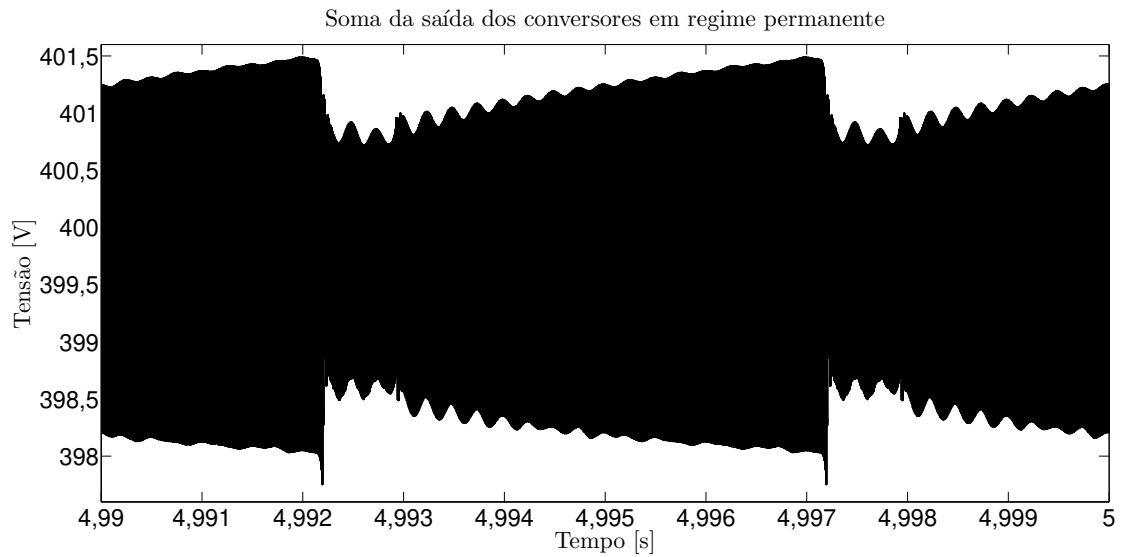


Figura 36: Saídas do circuito com redução de resistência da carga. Saída do macro preta, micro cinza contínua e combinada cinza pontilhada.

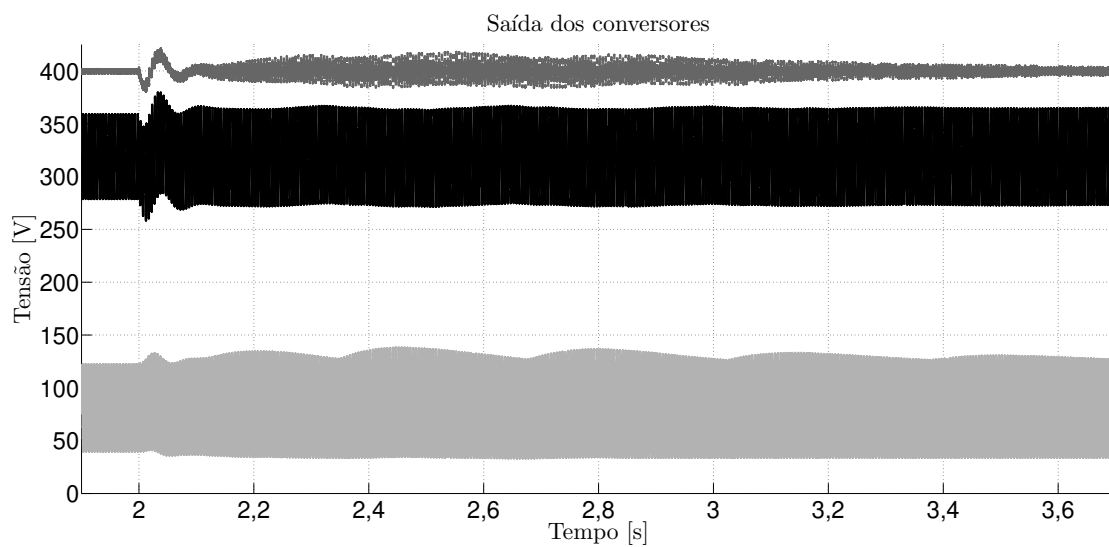
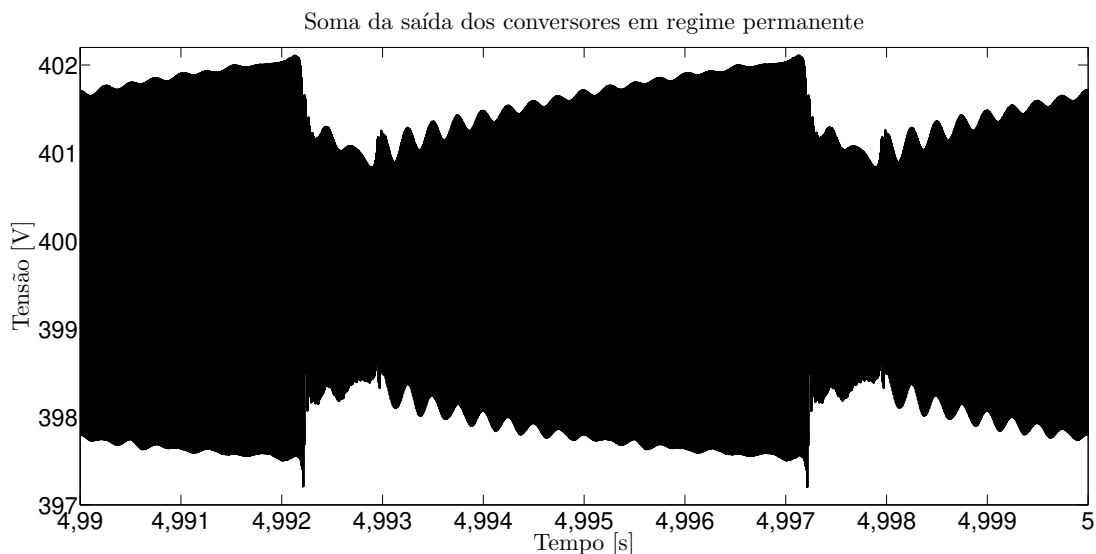
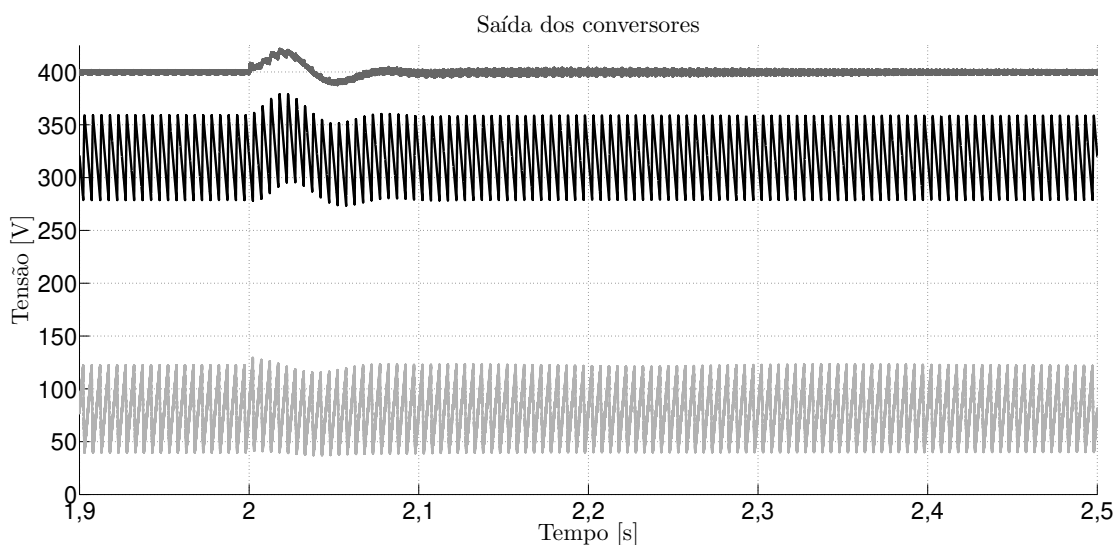


Figura 37: Saída combinada do circuito com redução de resistência da carga.



de alimentação nominal). Na Figura 40 estão representadas as tensões V_o , V_{mac} e V_{mic} e na Figura 41 está representada V_o em regime permanente para uma redução de -2,4 V. Conforme pode ser visto nas Figuras 38 e 40 o aumento de tensão de alimentação não tem efeito substancial no circuito quando comparado com a redução da mesma grandeza, sendo um resultado esperado dado que com o aumento da tensão é reduzida a relação de transformação. Também ao comparar as Figuras 31 e 41 é possível observar que a redução de tensão de alimentação aumentou o ripple de saída no circuito.

Figura 38: Saídas do circuito com aumento de tensão de alimentação. Saída do macro preta, micro cinza contínua e combinada cinza pontilhada.



Esses experimentos comprovam a robustez da malha de controle frente mudanças no circuito. Apesar de, no caso da redução de resistência na carga, o tempo de acomodação ter sido maior do que o da referência, as perturbações foram quase completamente rejeitadas com somente pequenos aumentos no ripple de saída em alguns testes. Além

Figura 39: Saída combinada do circuito com aumento de tensão de alimentação.

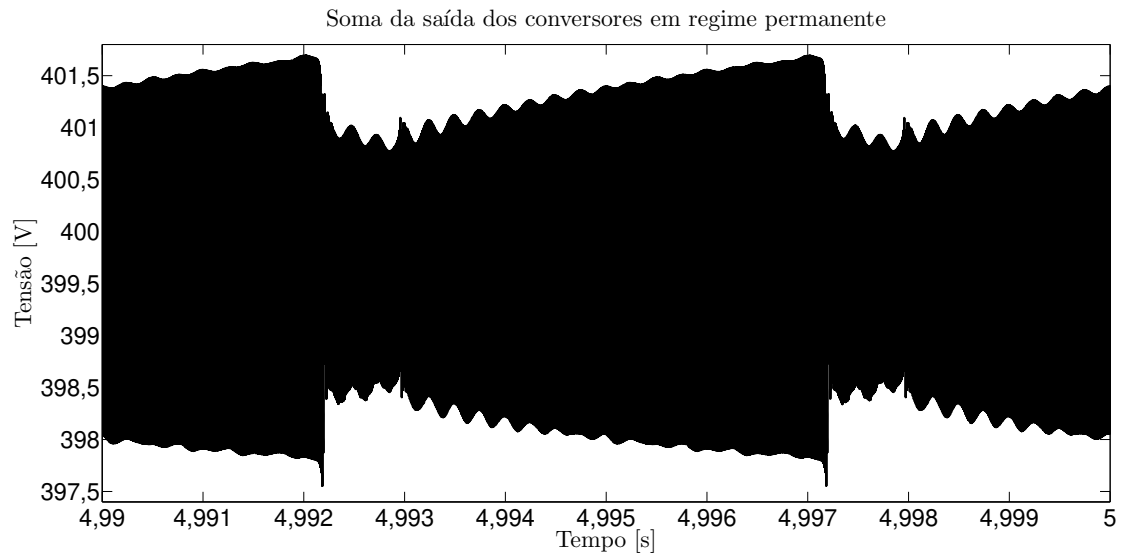


Figura 40: Saídas do circuito com redução de tensão de alimentação. Saída do macro preta, micro cinza contínua e combinada cinza pontilhada.

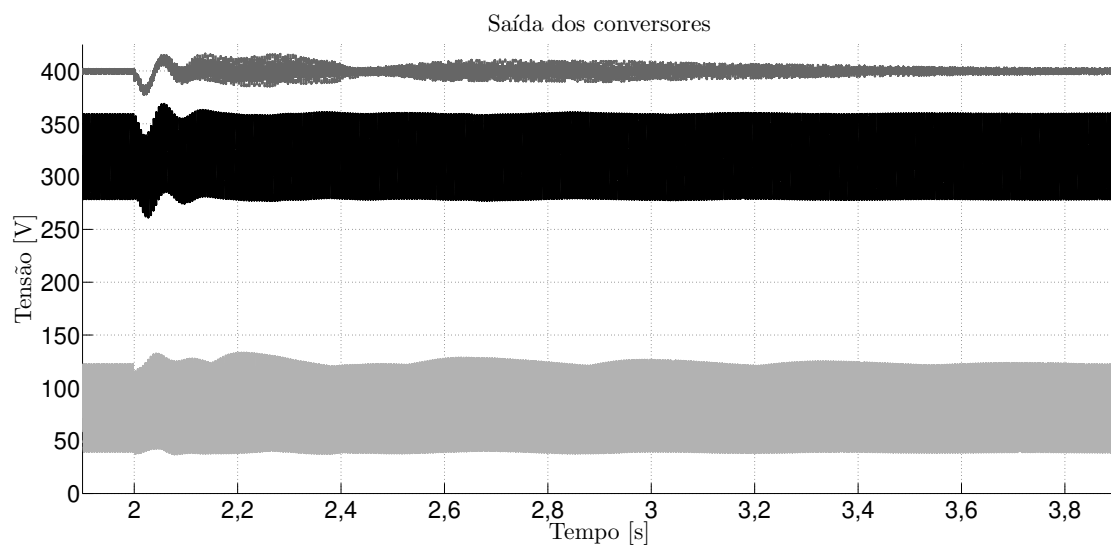
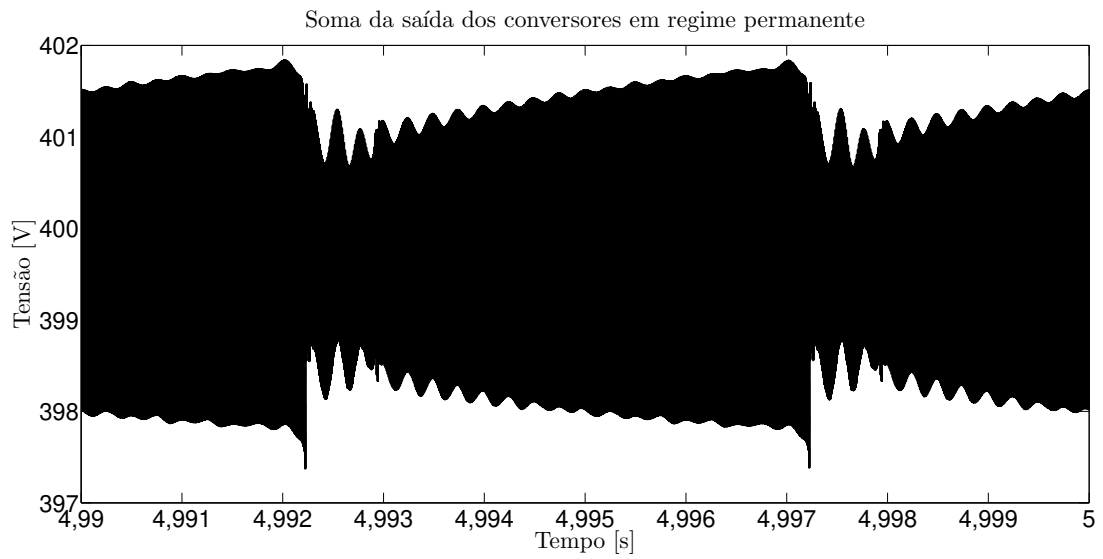


Figura 41: Saída combinada do circuito com redução de tensão de alimentação.



disso, ao comparar os resultados para redução de tensão de entrada e resistência de carga com aumento dessas grandezas é verificado que aumentar elas não tem efeito significativo na saída, então ao projetar o sistema de controle é prudente utilizar o menor valor que o circuito pode assumir durante seu funcionamento.

6 CONCLUSÃO

Nesse trabalho foi proposta um estudo de estratégias de controle para serem utilizadas em conjunto com conversores com estrutura macro-micro utilizando a estratégia mestre-escravo, sendo uma extensão de (VIERO et al., 2022). Levando em conta isso, a modelagem do circuito teve sucesso em obter funções diretas do circuito adequadas para o projeto das malhas de controle e indicar como se comporta o acoplamento experienciado pelos conversores.

O controlador repetitivo projetado se demonstrou adequado para utilização no controle de circuitos de conversão de tensão chaveados com estrutura macro-micro. O controlador do macro como esperado funcionou satisfatoriamente utilizando uma função da família PID, enquanto que o controlador do micro precisou utilizar um laço repetitivo. A representação desacoplada do sistema se mostrou adequada para o projeto do controlador, mas foi necessário utilizar uma função de desacoplamento para obter um desempenho dinâmico satisfatório em malha fechada. Além disso, o conjunto se mostrou robusto em relação a alterações no circuito e carga, com margens para aumento de potência da carga e redução da tensão de alimentação.

Apesar do sucesso no projeto do controlador e modelagem do sistema, ainda há possibilidade de exploração de outras estratégias de controle não avaliadas nesse trabalho. O controle do sistema sem o desacoplamento dos conversores não foi avaliado e estratégias de controle linear não foram exploradas. Além disso, devido ao foco somente no controle não foram avaliadas as perdas de potência do circuito, fator fundamental do projeto desses sistemas que poderia alterar as decisões tomadas.

Como próximo passo seria interessante aplicar a malha de controle projetada em um protótipo físico dos conversores para avaliar fatores presentes em circuitos reais como tolerância de componentes, ruídos eletromagnéticos e limitações de hardware. Desse modo, seria comprovada de forma mais categórica a robustez da malha projetada. Para isso, também pode ser de interesse reavaliar a composição do circuito, como utilização de outros conversores CC-CC e/ou alteração dos valores dos componentes passivos.

REFERÊNCIAS

- BAZANELLA, A. S.; SILVA JR, J. M. G. DA. *Sistemas de Controle princípios e métodos de projeto*. Porto Alegre: UFRGS Editora, 2005. P. 306. ISBN 978-85-7025-849-6.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2ed. [S.l.]: Springer, 2001.
- IEA. *Renewables 2020*. [S.l.], 2020. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/renewables-2020>>. Acesso em: 26 ago. 2022.
- OLALLA, C. et al. Architectures and Control of Submodule Integrated DCDC Converters for Photovoltaic Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2980–2997, 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2219073.
- PETRY, C. A. *Introdução aos Conversores CC-CC*. [S.l.]: INEP/EEL UFSC, ago. 2001. URL: https://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Introducao_Conversores_CC_CC.pdf Acessado em 2022/08/26.
- POMILIO, J. A. et al. *Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica - Capítulo 3*. [S.l.]: FEEC - UNICAMP, mar. 2021. URL: <https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it744/cap3.pdf> Acessado em 2022/08/26.
- RAMOS, G. A.; COSTA-CASTELLÓ, R. Comparison of Different Repetitive Control Architectures: Synthesis and Comparison. Application to VSI Converters. *Electronics*, v. 7, n. 12, 2018. ISSN 2079-9292. DOI: 10.3390/electronics7120446. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2079-9292/7/12/446>>.
- SALTON, A. T. *High Performance Dual-Stage Systems*. [S.l.]: VDM Verlag, 2011. P. 192. ISBN 978-3639377057.
- SHARON, A.; HARDT, D. Enhancement of Robot Accuracy using Endpoint Feedback and a Macro-Micro Manipulator System. In: 1984 American Control Conference. [S.l.: s.n.], 1984. P. 1836–1845. DOI: 10.23919/ACC.1984.4788550.
- SHARON, A.; HOGAN, N.; HARDT, D. E. The macro/micro manipulator: An improved architecture for robot control. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, v. 10, n. 3, p. 209–222, 1993. ISSN 0736-5845. DOI: [https://doi.org/10.1016/0736-5845\(93\)90056-P](https://doi.org/10.1016/0736-5845(93)90056-P). Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/073658459390056P>>.
- TOMIZUKA, M. Zero Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control. *Journal of Dynamic Systems Measurement and Control-transactions of The Asme - J DYN SYST MEAS CONTR*, v. 109, mai. 1987. DOI: 10.1115/1.3143822.

- VAUCOURT, C. *Choosing Inductors and Capacitors for DC/DC Converters*. [S.l.], 2004. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/an/slva157/slva157.pdf>>. Acesso em: 15 set. 2022.
- VIERO, R. C. et al. Conversor CC-CC Macro/Micro com Baixa Ondulação de Saída e Alta Largura de Banda. *Electronics*, v. 7, n. 12, jul. 2022.
- ZHOU, K. et al. Zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single-phase PWM inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 1, p. 193–201, 2006. DOI: 10.1109/TPEL.2005.861190.