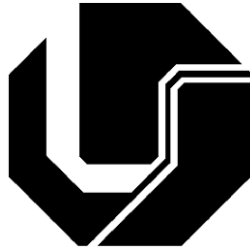


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA



PROPOSTA DE UM COMPENSADOR SÉRIE DE TENSÃO  
DE ELEVADA DINÂMICA PARA A CORREÇÃO DA  
TENSÃO INSTANTÂNEA DA CARGA DIANTE DE  
AFUNDAMENTOS OU ELEVAÇÕES DA TENSÃO DA REDE  
ELÉTRICA

PEDRO AUGUSTO RAMOS DE FREITAS

SETEMBRO  
2014

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA**

**PROPOSTA DE UM COMPENSADOR SÉRIE DE TENSÃO DE  
ELEVADA DINÂMICA PARA A CORREÇÃO DA TENSÃO  
INSTANTÂNEA DA CARGA DIANTE DE AFUNDAMENTOS OU  
ELEVAÇÕES DA TENSÃO DA REDE ELÉTRICA**

**Pedro Augusto Ramos de Freitas<sup>1</sup>**

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), perante a banca de examinadores abaixo, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Banca Examinadora:

João Batista Vieira Junior, Dr. – Orientador (UFU)

Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr. Co-orientador (UFU)

Kleber Lopes Fontoura, Dr. (UFC)

Luiz Carlos de Freitas, Dr. (UFU)

<sup>1</sup> A Bolsa de Estudos, para esta pesquisa, foi concedida pela CAPES, Brasil.

*“A vitória está na mente e a derrota está no corpo”*

*Wagner Cunha*

# Dedicatória

*Aos meus pais Luiz Carlos e Americilda,  
Aos meus irmãos Luiz, Geraldo, Zulmaria e Carolina,  
A todos os meus amigos pelo apoio,  
À toda minha família por sempre me ajudarem nas horas de necessidade.*

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por ter sempre me protegido e por ter me dado saúde durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

Ao professor orientador João Batista Vieira Junior pelo apoio, pelos ensinamentos e por sua ajuda como um todo.

Aos meus orientadores de família, tanto meu pai Luiz Carlos de Freitas quanto meu irmão Luiz Carlos Gomes de Freitas pelo incentivo e por sempre me cobrarem, pois sabem que sou uma pessoa muito acomodada.

À minha mãe Americila e meus demais irmãos, Geraldo Rubens, Zulmária e Carolina, pelos momentos de alegria e também pelo apoio que todos eles sempre me deram, não só agora neste trabalho, mas durante todo o percurso da minha vida até aqui.

Aos meus amigos de trabalho Admarço, Gustavo, Daniel, Welker, Fabrício, Fernando, Renato, Lucas, Leandro, Danilo e todos os outros amigos de graduação.

São muitos aos quais sou grato por ter chegado até aqui, e agradeço também a todos estes demais aqui não citados em nome que tenham contribuído de forma direta ou indireta para o desenvolvimento não só deste trabalho, mas da minha pessoa também.

# Resumo

Este trabalho propõe dois novos arranjos topológicos que consistem em se conectar a alimentação CA em série com dois conversores CC, um para operar durante o semiciclo positivo e o outro durante o semiciclo negativo. Vale ressaltar que estes conversores CC em série, em um caso são conversores Buck EIE e no outro um conversor Buck. Os resultados obtidos com ambos os arranjos são analisados e comparados. A estratégia de controle é desenvolvida com o intuito de impor uma tensão de saída CA dentro dos limites impostos pelas normas de forma a mitigar os problemas associados com *Sags* e *Swells* da rede de alimentação CA. Os princípios de operação, os resultados experimentais e de simulação obtidos, tanto em regime permanente quanto em condições transitórias de operação, são apresentados e validados para um protótipo experimental de 1kVA. Por fim apresentam-se os trabalhos relacionados a esta dissertação que ainda estão em desenvolvimento, que são a compensação em multinível e a compensação trifásica.

## Palavras-chave

Conversor CA/CA, Modulo Regulador de Tensão(VRM), Compensador série de tensão, Conversor CC-CC, Buck.

# **Abstract**

This paper proposes two new topological arrangements consisting in connecting the AC power supply in series with two DC converters, one operating during the positive half-cycle and the other during the negative half cycle. It is noteworthy that these DC converters in series in a case are Buck EIE converters and on the other a buck. The results obtained with both arrangements are analyzed and compared. The control strategy is developed with the goal of imposing an AC voltage output within the limits imposed by the rules in order to mitigate the problems associated with Sags and Swells from the AC power supply . The principles of operation as well as the experimental and simulation results obtained in both steady and transient state are presented and validated for a 1kVA experimental prototype. Finally, some works still on progress related to this dissertation are presented, like the multilevel compensation and the three phase compensation.

## **Key-words**

AC/AC converter, Voltage Regulator Mode, series compensator, DC-DC converter, Buck.

# Sumário

<b>1 Introdução Geral.....</b>	<b>20</b>
1.1 Introdução .....	20
1.2 Contribuição da Tese.....	21
1.3 Estrutura e Organização do Trabalho.....	22
<b>2 Estado da Arte .....</b>	<b>24</b>
2.1 Introdução Geral.....	24
2.2 Dispositivos Semi Condutores .....	24
2.3 Comparação entre Fontes de Tensão Chaveadas e Lineares.....	26
2.4 Estabilizadores de Tensão .....	27
2.5 Conversores CC-CC.....	28
<b>3 Considerações sobre Sags e Swells .....</b>	<b>31</b>
3.1 Introdução Geral.....	31
3.2 Afundamentos de Tensão(Sag) .....	31
3.2.1 Normatização .....	32
3.2.1.1 Definição IEEE .....	32
3.2.1.2 Definição IEC.....	33
3.2.1.3 Definição ANEEL .....	33
3.2.2 Classificação dos Afundamentos de Tensão.....	33
3.2.3 Causas e Soluções dos Afundamentos de Tensão .....	35
3.3 Elevações de Tensão (Swell) .....	37
3.4 Colaborações para Compensação de Sags e Swells.....	37
<b>4 Princípios de Operação do Conversor .....</b>	<b>39</b>
4.1 Introdução Geral.....	39
4.2 Compensador com Célula do Buck EIE.....	39
4.2.1 Descrição do Circuito .....	40
4.2.2 Condições de Operação .....	41
4.2.2.1 Condição Normal de Operação .....	41
4.2.2.2 Condição Sag de Operação .....	43
4.2.2.3 Condição Swell de Operação .....	48
4.3 Compensador com Célula do Buck EI.....	51

4.3.1 Descrição do Circuito .....	51
4.3.2 Condições de Operação .....	52
4.3.2.1 Condição Normal de Operação .....	52
4.3.2.2 Condição Sag de Operação .....	54
4.3.2.3 Condição Swell de Operação .....	59
4.4 Comparativo Entre os Conversores Buck EI e Buck EIE .....	62
4.5 Discussão sobre o Controle de Swell .....	63
4.6 Conclusão .....	64
<b>5 Lógica de Controle .....</b>	<b>65</b>
5.1 Introdução Geral.....	65
5.2 Descrição da Lógica de Controle .....	65
5.3 Descrição do Circuito de Controle .....	69
5.3.1 Controle das Chaves de Semi-Ciclo .....	70
5.3.2 Controle de Compensação de Sag .....	72
5.3.3 Controle de Compensação de Swell .....	75
5.4 Discussão Entre Controle Analógico e Digital .....	78
5.4 Conclusão .....	79
<b>6 Resultados Experimentais e de Simulação.....</b>	<b>80</b>
6.1 Introdução Geral.....	80
6.2 Resultados de Simulação .....	80
6.2.1 Simulação com Buck EIE.....	81
6.2.2 Simulação com Buck EI .....	84
6.3 Resultados Experimentais .....	86
6.4 Comparativo entre Resultados Experimentais e de Simulação.....	89
6.5 Conclusão .....	90
<b>7 Considerações Finais.....</b>	<b>91</b>
7.1 Trabalhos em Andamento .....	91
7.2 Resultados Obtidos .....	93
<b>Referências Bibliográficas .....</b>	<b>96</b>



# Lista de Figuras

Fig. 2.1 – Conversor Buck.....	29
Fig. 2.2 – Célula do Conversor Buck EIE .....	30
Fig. 4.1 – Arranjo Topológico Proposto (com célula do covnensor Buck EIE) .....	40
Fig. 4.2 – Primeira Etapa na Condição Normal de Operação (com célula do conversor Buck EIE) .....	42
Fig. 4.3 – Segunda Etapa na Condição Normal de Operação (com célula do conversor Buck EIE) .....	42
Fig. 4.4 – Resultado Esperado em Condição Sag (de Operação com célula de compensação Buck EIE).....	43
Fig. 4.5 – Visão Detalhada do Resultado Esperado em Condição Sag (de Operação. com célula de compensação Buck EIE).....	43
Fig. 4.6 – Primeira Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EIE).....	44
Fig. 4.7 – Segunda Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EIE).....	45
Fig. 4.8 – Terceira Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EIE).....	46
Fig. 4.9 – Quarta Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EIE).....	46
Fig. 4.10 – Quinta Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EIE).....	47
Fig. 4.11 – Sexta Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EIE).....	47
Fig. 4.12 – Resultado Esperado em Condição Swell (de Operação com célula de compensação Buck EIE).....	48
Fig. 4.13 – Primeira Etapa da Condição Swell de Operação (com célula do conversor Buck EIE) .....	49
Fig. 4.14 – Segunda Etapa da Condição Swell de Operação (com célula do conversor Buck EIE) .....	49

Fig. 4.15 – Terceira Etapa da Condição Swell de Operação (com célula do conversor Buck EIE) .....	50
Fig. 4.16 – Quarta Etapa da Condição Swell de Operação (com célula do conversor Buck EIE) .....	50
Fig. 4.17 – Arranjo Topológico com Célula de Buck EI.....	51
Fig. 4.18 – Primeira Etapa da Condição Normal de Operação (com célula do conversor Buck EI).....	53
Fig. 4.19 – Segunda Etapa da Condição Normal de Operação (com célula do conversor Buck EI).....	53
Fig. 4.20 – Resultado Esperado em Condição Sag (de Operação com célula de compensação Buck EI) .....	54
Fig. 4.21 – Visão Detalhada do Resultado Esperado em Condição Sag (de Operação..... com célula de compensação Buck EI) .....	54
Fig. 4.22 – Primeira Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EI).....	55
Fig. 4.23 – Segunda Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EI).....	56
Fig. 4.24 – Terceira Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EI).....	57
Fig. 4.25 – Quarta Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EI) .....	57
Fig. 4.26 – Quinta Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EI) .....	58
Fig. 4.27 – Sexta Etapa da Condição Sag de Operação (com célula do conversor Buck EI) .....	59
Fig. 4.28 – Resultado Esperado em Condição Swell (de Operação com célula de compensação Buck EI).....	60
Fig. 4.29 – Primeira Etapa da Condição Swell de Operação (com célula do conversor Buck EI).....	60
Fig. 4.30 – Segunda Etapa da Condição Swell de Operação (com célula do conversor Buck EI).....	61
Fig. 4.31 – Terceira Etapa da Condição Swell de Operação (com célula do conversor Buck EI).....	61

Fig. 4.32 – Quarta Etapa da Condição Swell de Operação (com célula do conversor Buck EI).....	62
Fig. 5.1 – (a) Lógica de Controle para o Compensador com Célula de Conversor Buck. (b) Topologia do Compensador Proposto com Célula de Compensação Buck.....	67
Fig. 5.2 – (a) Lógica de Controle para o Compensador com Célula de Conversor Buck EIE. (b) Topologia do Compensador Proposto com Célula de Compensação Buck EIE. .....	67
Fig. 5.3 – Fluxograma da Lógica de Controle .....	68
Fig. 5.4 – Circuito Responsável pelo Controle de Semi-Ciclo.....	71
Fig. 5.5 – Pulsos $I_+$ e $I_-$ .....	71
Fig. 5.6 – Pulsos $V_+$ e $V_-$ .....	72
Fig. 5.7 – Circuito de Controle de Compensação de Sag. ....	74
Fig. 5.8 – Pulsos $V_{min+}$ e $V_{min-}$ .....	74
Fig. 5.9 – Visão Detalhada do Pulso $V_{min+}$ .....	75
Fig. 5.10 – Circuito de Controle para Compensação de Swell.....	77
Fig. 5.11 – Pulsos (do) Controle de Swell.....	77
Fig. 6.1 – Tensão de Saída Sobreposta ( $\hat{a}$ ) de Entrada (em Simulação do Conversor com Célula de Compensação Buck EIE).....	82
Fig. 6.2 – Tensão de Saída, de Entrada e Corrente na Carga (em Simulação do Conversor com Célula de Compensação Buck EIE). ....	83
Fig. 6.3 – Tensão nos Capacitores e Corrente na Carga (em Simulação do Conversor com Célula de Compensação Buck EIE).....	83
Fig. 6.4 – Tensão de Saída Sobreposta ( $\hat{a}$ ) de Entrada (em Simulação do Conversor com Célula de Compensação Buck EI). ....	84
Fig. 6.5 – Tensão de Saída, de Entrada e Corrente na Carga (em Simulação do Conversor com Célula de Compensação Buck EI). ....	85
Fig. 6.6 – Tensão nos Capacitores e Corrente na Carga (em Simulação do Conversor com Célula de Compensação Buck EI).. ....	85
Fig. 6.7 – Tensão de Saída do Protótipo Sobreposta ( $\hat{a}$ ) de Entrada.. ....	87
Fig. 6.8 – Visão Detalhada da Tensão de Saída do Protótipo no Momento do Afundamento.. ....	88
Fig. 6.9 – Tensão nos Capacitores do Protótipo. ....	88

Fig. 6.10 – Visão Detalhada das Tensões de Entrada e Saída e da Corrente na Carga no Protótipo.. .....	89
Fig. 7.1 – Layout do Circuito de Potência com Chaves de Semi-ciclo sendo tiristores. ....	91
Fig. 7.2 – Resultado de Simulação de Condição Sag de Operação com Chaves de Semi-ciclo sendo tiristores. ....	92
Fig. 7.3 – Arranjo do Conversor para Compensação Trifásica. ....	93
Fig. 7.4 – Arranjo do Conversor em Multinível. ....	93
Fig. 7.5 – Arranjo do Conversor para Compensação Trifásica em Multinível. ....	94
Fig. 7.6 – Resultados de Simulação do Conversor para Compensação Trifásica em Multinível. ....	95

# Lista de Tabelas

Tab. 2.1 – Quadro Comparativo entre Fontes Chaveadas e Fontes Lineares.....	26
Tab. 3.1 – Classificação dos Afundamentos de Tensão segundo a IEEE 1159-1995. ....	32
Tab. 3.2 – Classificação de tipo de falta por Conexão da Carga. ....	34
Tab. 3.3 – Classificação do tipo de falta por Conex.....	34
Tab. 3.4 – Custo dos Condicionadores de Energia – maio 2005.....	36
Tab. 6.1 – Dados de Simulação. ....	81
Tab. 6.2 – Dados de Ensaio.....	86

# Simbologia

- A1 - Comparador do controle de semiciclo de corrente
- A2 - Comparador do controle de semiciclo de tensão
- A3 - Comparador do controle de Sag para o semiciclo positivo da corrente
- A4 - Comparador do controle de Sag para o semiciclo negativo da corrente
- A5 - Comparador do controle de Swell para o semiciclo positivo da corrente
- A6 - Comparador do controle de Swell para o semiciclo negativo da corrente
- ANEEL - *Agência Nacional de Energia Elétrica*
- AO - Amplificador Operacional
- $C_{1-2}$  - Capacitores dos compensadores
- CA - Corrente alternada
- CC - Corrente contínua
- CVT - Transformadores Ferorrresonantes
- D - Diodo do Conversor Buck da Figura 2.1
- $d$  - razão cíclica
- $D_{1-10}$  - Diodos dos compensadores
- DC - *Direct Current*
- DHT - Distorção Harmônica Total
- DSP - *Digital Signal Processor*
- DVR - *Dynamic Voltage Restorer*
- $\Delta t_1$  - Intervalo da primeira etapa de operação do conversor, em qualquer condição de operação
- $\Delta t_2$  - Intervalo da segunda etapa de operação do conversor, em qualquer condição de operação
- $\Delta t_3$  - Intervalo da terceira etapa de operação do conversor, em qualquer condição de operação
- $\Delta t_4$  - Intervalo da quarta etapa de operação do conversor, em qualquer condição de operação
- $\Delta t_5$  - Intervalo da quinta etapa de operação do conversor, em qualquer condição de operação
- $\Delta t_6$  - Intervalo da sexta etapa de operação do conversor, em qualquer condição de operação

$FP$	- Fator de potência.
$f$	- Frequência da rede (60 Hz)
$f_s$	- Frequência máxima de chaveamento
$GE$	- General Eletrica
$GTO$	- <i>Gate Turn off Tiristor</i>
$IEC$	- <i>International Electrotechnical Commission</i>
$IEEE$	- <i>Instituto de Engenheiros Elétricistas e Eletrônicos</i>
$IGBT$	- <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
$i_o$	- Corrente de saída
$I_o$	- Tensão de controle para indicação de semi-ciclo positivo da corrente de saída
$I_+$	- Pulso gerado no circuito de controle quando a corrente está em seu semiciclo positivo
$I_-$	- Pulso gerado no circuito de controle quando a corrente está em seu semiciclo negativo
$L$	- Indutor do Conversor Buck da Figura 2.1
$L_{1-2}$	- Indutores dos compensadores
$MCT$	- <i>MOS Controlled Thiristor</i>
$PRODIST$	- <i>Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional</i>
$P_o$	- Potência ativa total de saída
$PWM$	- <i>Pulse Width Modulation</i>
$R$	- Resistência de carga
$RMS$	- <i>Root mean square</i>
$S$	- Chave do Conversor Buck da Figura 2.1
$S_{1-6}$	- Chaves dos Compensadores
$SIT$	- Static Induction Transistor
$SITH$	- Static Induction Tiristor
$SPDA$	- Sistema de Proteção contra Descargas Atmosféricas
$Std$	- <i>Standard</i>
$T$	- Período para a frequência da rede
$THD$	- <i>Total Harmonic Distortion</i>
$T_s$	- Período de chaveamento
$t_1$	- Momento do primeiro degrau de tensão
$t_2$	- Momento do segundo degrau de tensão

- $T1$  - Tiristor do circuito de controle para lógica complementar dos pulsos  $I_+$  e  $I_-$
- $T2$  - Tiristor do circuito de controle para lógica complementar dos pulsos  $V_+$  e  $V_-$
- $T3$  - Tiristor do circuito de controle para inibir o pulso  $V_{min+}$  através de  $V_-$
- $T4$  - Tiristor do circuito de controle para inibir o pulso  $V_{min+}$  através de  $I_-$
- $T5$  - Tiristor do circuito de controle para inibir o pulso  $V_{min-}$  através de  $V_+$
- $T6$  - Tiristor do circuito de controle para inibir o pulso  $V_{min-}$  através de  $I_+$
- $T7$  - Tiristor do circuito de controle para inibir o pulso  $I_+$  em caso de Swell
- $T8$  - Tiristor do circuito de controle para inibir o pulso  $I_-$  em caso de Swell
- $UPS$  - Uninterruptible Power Supply.
- $V_{C1}$  - Tensão em cima do capacitor  $C1$
- $V_{C2}$  - Tensão em cima do capacitor  $C2$
- $V_{controle}$  - Tensão CC do circuito de controle definida para condição Swell de operação
- $V_{max}$  - Valor Limite imposto pelo controle para compensação de Swell
- $V_{max+}$  - Valor Limite imposto pelo controle para compensação de Swell no semiciclo positivo da corrente
- $V_{max-}$  - Valor Limite imposto pelo controle para compensação de Swell no semiciclo negativo da corrente
- $V_{min+}$  - Pulso gerado no circuito de controle quando detectado condição Sag de operação no semiciclo positivo da corrente
- $V_{min-}$  - Pulso gerado no circuito de controle quando detectado condição Sag de operação no semiciclo negativo da corrente
- $V_{pico+}$  - Sinal gerado para o controle das chaves para atuação em caso de Swell, semiciclo positivo da corrente
- $V_{pico-}$  - Sinal gerado para o controle das chaves para atuação em caso de Swell, semiciclo negativo da corrente
- $V_{o+}$  - Sinal de controle para o controle das chaves para atuação em caso de Sag no semi-ciclo positivo da corrente
- $V_{o-}$  - Sinal de controle para o controle das chaves para atuação em caso de Sag no semi-ciclo negativo da corrente
- $v_o$  - Tensão de saída
- $V_i$  - Tensão de controle para indicação de semi-ciclo positivo da tensão de entrada
- $v_i$  - Tensão de entrada
- $V_{cc}$  - Fonte de Tensão Contínua
- $V_{cc1}$  - Fonte de Tensão Contínua do Braço Superior do Compensador

- $V_{cc2}$  - Fonte de Tensão Contínua do Braço Inferior do Compensador
- $V_{Ref}$  - Referência senoidal responsável pelo controle de compensação de Sag's
- $V_+$  - Pulso gerado no circuito de controle quando a tensão de entrada está em seu semiciclo positivo
- $V_-$  - Pulso gerado no circuito de controle quando a tensão de entrada está em seu semiciclo negativo

# Capítulo 1

## Introdução Geral

### 1.1 Introdução

Afundamentos de tensão (*Sag*), elevações de tensão de grande amplitude (*Swell*), sub-tensões e sobre-tensões são temas de estudos permanentes na busca de novas tecnologias de diagnóstico, avaliação e desenvolvimento de equipamentos capazes de mitigar tais fenômenos. Neste sentido inúmeras publicações científicas, referentes ao tema, têm sido realizadas na busca do desenvolvimento de dispositivos simples, compactos e de baixo custo. Estes conectados ao sistema CA de alimentação devem ser capazes de garantir tensão aplicada à carga dentro dos limites recomendados ou impostos por normas técnicas. As causas do afundamento de tensão bem como seus efeitos na qualidade da energia elétrica, na operação e na vida útil de equipamentos elétricos e eletrônicos são tratados em grande número de trabalhos e normas [1] [2] [3] [4] [5] [6]. Por outro lado dispositivos eletro-eletrônicos desenvolvidos para mitigar os efeitos dos *Sags*, cada qual com suas particularidades operacionais, suas vantagens e desvantagens e aplicações específicas, são apresentadas em [7] [8].

Outro problema relacionado com oscilações da tensão da rede é o de sobretensões (*Swell*), que embora seja um fenômeno menos explorado do que o anterior, tem um impacto importante e motiva trabalhos que o estudam e buscam soluções para os problemas acarretados por ele, principalmente para cargas muito sensíveis [9] [10] [11] [12].

Diversas soluções ou opções para se mitigar tais fenômenos já foram propostas e estudadas, e podem ser divididas em três grandes campos de atuação, sendo eles: Melhorias no sistema Elétrico, Aumento da imunidade das cargas e uso de condicionadores de energia.

Soluções de melhoria no sistema elétrico envolvem custos mais elevados e incluem alterações nele a fim de reduzir o número de faltas, reduzir o tempo para eliminação das falhas e projetos mais detalhados, principalmente ao se tratar cargas

mais sensíveis. Já o aumento da imunidade depende do tipo de carga, por exemplo, em cargas eletrônicas pode-se aumentar a capacitância do barramento CC.

A solução pelo uso de condicionadores de energia é a que mais vale a pena mencionar neste trabalho, uma vez que ele propõe exatamente um desses condicionadores.

Por definição, condicionadores de energia são dispositivos colocados entre a fonte de alimentação e a carga a fim de garantir que a mesma seja alimentada de forma adequada para o seu bom funcionamento. Diversos condicionadores de energia já foram apresentados na literatura [13], como transformadores ferorressonantes (CVT), UPS's e compensadores, sejam eles paralelo ou série. Dentre estes destaca-se neste trabalho os compensadores série, compensadores que se comportam como uma fonte de tensão em série com a rede a fim de compensar possíveis oscilações da tensão de alimentação para manter a carga com um bom funcionamento.

Este trabalho propõe uma topologia inovadora de compensador série utilizando células de conversores Buck e Buck EIE para efetuar a compensação, sendo capaz de compensar tanto casos de *Sag* quanto de *Swell*.

## 1.2 Contribuições da Dissertação

A ideia aqui apresentada busca propor e validar uma nova topologia de compensador série a fim de desenvolver um condicionador de energia capaz de manter a tensão de alimentação na carga, seja ela puramente resistiva ou mesmo indutiva, dentro de uma condição ótima de operação atendendo também a todos os critérios de DHT e qualidade de energia impostos pela norma [14].

Nesse contexto pode-se destacar as seguintes contribuições como importantes deste trabalho:

- Desenvolvimento de uma nova proposta de compensador série de baixa complexidade e elevada eficiência.
- O compensador proposto possui capacidade de compensar tanto afundamentos de tensão como elevações, sendo bastante versátil e completo.
- Resultados comparativos entre qual melhor célula de compensação pode ser usada para o compensador, apontando em quais casos cada uma seria mais adequada.

- Apresentação de resultados experimentais para a topologia final da qual houve montagem de um protótipo, validando a sua funcionalidade também no campo prático.

### 1.3 Estrutura e Organização do Trabalho

O documento a seguir encontra-se estruturado da seguinte maneira:

**Capítulo 2: Estado da Arte:** Neste capítulo faz-se um levantamento de estudos importantes para o desenvolvimento deste trabalho. São destacadas as importâncias dos componentes, como os dispositivos semicondutores e os conversores CC-CC, e inspirações para este trabalho, como a evolução das fontes chaveadas, dos compensadores e dos estabilizadores de tensão.

**Capítulo 3: Considerações sobre *Sag* e *Swell*:** Neste capítulo faz-se um estudo detalhado sobre *Sag's* e *Swell's*, objetos de estudo deste trabalho, a fim de apresentar suas principais causas e destacar os seus impactos na qualidade de energia e nas indústrias, buscando esclarecer a importância de se evitar ou mitigar os problemas causados por estes fenômenos.

**Capítulo 4: Princípio de operação:** Neste capítulo apresenta-se a nova topologia proposta neste trabalho. Discute-se o seu funcionamento para diferentes condições de operação, normal, *Sag* ou *Swell*, e escolhe-se entre duas células distintas para compensação, a do Buck EI e a do Buck EIE.

**Capítulo 5: Lógica de Controle:** Nesta seção apresenta-se a lógica de controle proposta para este trabalho, explicando como o controle atua nas três condições de operação descritas no capítulo anterior. Em seguida mostra-se o circuito de controle montado para efetuar esta lógica. Trata-se de um controle simples e puramente analógico, com o uso basicamente de AO's e transistores. Por fim discute-se brevemente sobre controle analógico e digital, a fim de defender a escolha de controle deste trabalho.

**Capítulo 6: Resultados de Simulação e Experimentais:** Neste capítulo os resultados tanto de simulação quanto de ensaio são apresentados. A simulação é algo mais simples de se trabalhar, podendo-se modificar dados de projeto e condições de operação via software, enquanto que os experimentais, neste caso, foram feitos para um

só protótipo. Por fim discute-se e compara-se os resultados de simulação com os experimentais a fim de mostrar que ambos são muito semelhantes.

**Capítulo 7: Conclusão:** Assim como o primeiro capítulo, este é apenas um capítulo descritivo, no qual serão expostas em conjunto as conclusões obtidas ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Além disto, esta seção apresenta algumas ideias de trabalhos futuros para se acrescentar a este.

# Capítulo 2

## Estado da Arte

### 2.1 Introdução Geral

Componentes essenciais para o campo da eletrônica de potência, como os dispositivos semicondutores e os conversores CC-CC merecem destaque ao se propor a topologia a ser apresentada neste trabalho, pois sem eles nada disso seria possível. No campo dos semicondutores há sempre muito que se falar, pois estes estão sempre sendo estudados e aperfeiçoados em desenvolvimento de tecnologia dos materiais.

Além dos componentes, as inspirações para este trabalho também merecem ser destacadas, desde as fontes chaveadas até os estabilizadores de tensão, dispositivos de função muito semelhante à do compensador.

Este capítulo, portanto, mostra uma apresentação um tanto detalhada destes mencionados acima a fim de dar importância a tudo àquilo que inspirou e que possibilita a execução deste trabalho.

### 2.2 Dispositivos Semicondutores

Os dispositivos semicondutores vêm sendo estudados e aperfeiçoados a cada ano. Isto com o objetivo de aumentar os limites de tensão reversa e corrente direta que são capazes de suportar mantendo um baixo valor da resistência de condução. Busca-se também reduzir as perdas de comutação para aumentar a frequência de chaveamento em que conseguem trabalhar, consequentemente reduzindo peso e volume dos conversores em que forem utilizados.

O comprometimento entre os fatores mencionados acima, tensão reversa e corrente direta elevadas, baixa resistência de condução e alta frequência de chaveamento é a chave para se diferenciar os diversos dispositivos semicondutores existentes.

O dispositivo semicondutor pode ser considerado o componente mais importante na Eletrônica de Potência, uma vez que estes ditam a evolução dessa área de pesquisa. A válvula eletrônica, nomeada como diodo, foi inventada baseada em anotações de

Thomas Edison em 1904, seguida pelos phanotrons, thyatrons e ignitrons, dispositivos utilizados em sistemas de potência até a década de 50 [15]. Em 1948 Bardeen, Brattain e Shockley inventaram o tiristor. Este semicondutor foi base para o surgimento dos circuitos integrados, e revolucionou a Engenharia Elétrica.

O tiristor pode ser usado normalmente como uma chave controlada para fechar, mas em caso de se precisar comandá-lo para abrir é necessário acrescentar um circuito de apagamento, que implica num aumento inconveniente de elementos no circuito. A solução para este problema foi criada em 1961, com a invenção do tiristor apagado pelo *gate* (GTO – *Gate Turn off Thyristor*), que é comandado para fechar com um pulso positivo no *gate* e aberto com um pulso negativo no *gate*, não necessitando do circuito auxiliar para bloqueio.

Em 1964 a GE inventou o Triac, dispositivo semicondutor bidirecional utilizado em controles, por exemplo, de iluminação e acionamentos de motores.

Na década de 70 os avanços dos semicondutores já proporcionavam transistores bipolares de 200 A – 500 V, com ganho superior a 50, assim como transistores de 100 V – 10 A capazes de operar com frequências de até 1 MHz aplicados em potências elevadas. Na mesma época a tecnologia MOS passou a ser utilizada em transistores de potência em grande volume, com a sua promessa de trabalhar com frequências elevadas e alta impedância de entrada para o circuito do gatilho para aplicações de baixa tensão.

Na década de 80 foi criado o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) semicondutor que combina características dos transistores bipolares e MOSFET, sendo capaz de operar numa margem de frequências superior à dos transistores mas inferior à dos MOSFET's.

Nos tempos atuais as pesquisas na área dos semicondutores continuam, sempre em busca de dispositivos que suportem elevadas potências e trabalhem com altas frequências com confiabilidade e o melhor desempenho possível. Nessa busca, novos dispositivos como transistores de indução estática (SIT – *Static Induction Transistor*), o tiristor de indução estática (SITH – *Static Induction Tiristor*) e o MCT (MOS *Controlled Thiristor*) já foram criados.

## 2.3 Comparação entre fontes de tensão chaveadas e lineares

As fontes de alimentação típicas para equipamentos eletro-eletrônicos são as lineares e as chaveadas. Algumas características são de grande importância quando se analisa uma fonte de alimentação, como rendimento, ruídos eletromagnéticos, tamanho, peso, volume e custo.

O rendimento é uma característica com duas facetas de importância. A primeira é o fato de que, uma fonte de alto rendimento converte a mesma quantidade de energia com menos gasto, uma vez que desperdiça menos energia com perdas. A segunda se refere exatamente a essas perdas pois, quanto menos perdas houver, menos energia nas chaves precisa ser dissipada e conseqüentemente menor será o sistema de dissipação de calor da fonte, reduzindo portanto tamanho, peso e volume.

As fontes lineares perdem muito em termos de rendimento uma vez que, seus dispositivos semicondutores trabalham na região linear e utilizam também um transformador na frequência da própria rede para isolamento galvânico. Portanto, o transistor opera na região ativa como uma resistência ajustável, resultando numa baixa eficiência. Além disso, o peso e o tamanho do transformador fazem das fontes lineares uma solução geralmente grande e pesada. Mesmo assim, em algumas aplicações a fonte linear é escolhida devido à sua simplicidade e elevada resposta dinâmica.

Fontes chaveadas costumam ser a melhor escolha para se utilizar como fonte de alimentação devido ao seu alto rendimento, baixo custo, além de tamanho e peso reduzidos. Somado a isso, enquanto que na fonte linear só se é possível ter uma saída, em uma fonte chaveada pode-se ter várias.

Os maiores defeitos das fontes chaveadas são nível de ruídos eletromagnéticos devido à sua alta frequência de chaveamento e a sua resposta dinâmica que é um pouco inferior à das fontes lineares. Abaixo na tabela 2.1 apresenta-se um quadro comparativo entre esses dois tipos de fontes de alimentação.

Tabela 2.1 – Quadro Comparativo entre Fontes Chaveadas e Fontes Lineares

	Fontes Chaveadas	Fontes Lineares
Rendimento	Superior a 80%	30 a 60%
Ruído Eletromagnético	Considerável	Pouco ou Nenhum
Resposta Dinâmica	Mais Lenta	Rápida
Número de Saídas	Várias	Apenas Uma

## 2.4 Estabilizadores de tensão

Qualquer sistema CA está sujeito a variações de tensão, como afundamentos gerados por curto-circuitos ocasionados em nós adjacentes. Tais variações podem comprometer a operação de cargas sensíveis, como computadores, sistemas de comunicação, etc. Para diminuir a susceptibilidade destas cargas à perturbações da rede elétrica, vários equipamentos foram desenvolvidos, como os estabilizadores de tensão, DVR's ("Dynamic Voltage Restorer") e UPS's ("Uninterruptible Power Supply"), capazes de corrigir desde pequenas perturbações até eventuais interrupções de longa duração.

Alguns parâmetros dos estabilizadores de tensão CA são considerados para se avaliar a qualidade deles, são eles:

- Erro estático – espera-se que seja sempre inferior a 1%
- THD – espera-se que seja sempre inferior a 5%
- Tempo de recuperação – espera-se que seja sempre menor do que 5 ciclos da rede

Além das características mencionadas, outras também devem ser observadas como, volume, peso e rendimento do estabilizador. A tendência do mercado é termos aparelhos cada vez menores e mais eficientes.

Algumas técnicas empregadas atualmente na construção dos estabilizadores podem ser destacadas:

- estabilizador a reator saturável (Cardoso, 1986), utilizado apenas para baixas potências.
- estabilizador eletromecânico (Cardoso, 1986), que embora aplicável para maiores potências, possui um grande tempo de recuperação.
- estabilizador com mudança de relação de transformação (Mcvey & Weber, 1967), que tem como desvantagem a necessidade de filtros volumosos.
- estabilizador com transformadores em série (Cardoso, 1986), cuja desvantagem está em seu controle de modo discreto da tensão de saída.
- estabilizador do tipo ressonante (Kassick, 1983; Koosuke & Cheng-len, 1984), eficiente, mas volumoso e possui dificuldades de se implementar seu controle.

Embora as pesquisas mencionadas acima sejam um pouco antigas, algumas mais recentes também foram desenvolvidas como, por exemplo, a pesquisa de João Carlos de Oliveira [17].

Para acrescentar às pesquisas desenvolvidas neste âmbito, este trabalho pretende simular novos arranjos de circuito com o uso das células dos conversores Buck EIE e Buck EI para compensação série da tensão de saída, desta forma apresentando uma nova proposta de compensador, capaz de compensar quase que instantaneamente variações da tensão de alimentação, cumprindo assim um papel de estabilizador, de forma mais eficiente que os mencionados acima.

## 2.5 Conversores CC-CC

A área de estudo da Eletrônica de Potência que é foco deste trabalho é a dos conversores CC-CC, cuja função é, resumidamente, elevar ou reduzir uma tensão CC. A família de conversores CC-CC utilizada neste trabalho é a dos não-isolados, composta por seis conversores, assim como descrito em diversas obras da literatura da Eletrônica de Potência [16]:

- Conversor Buck – Conversor CC-CC abaixador de tensão. Utilizado para possibilitar uma variação contínua da tensão média na carga desde zero até o valor da tensão de alimentação.
- Conversor Boost – Conversor CC-CC elevador de tensão. A fonte de alimentação atua como uma fonte de corrente, devido ao indutor colocado em série com a mesma.
- Conversor Buck-Boost – Conversor CC-CC à acumulação de energia. É utilizado para controlar o fluxo de potência entre duas fontes de tensão.
- Conversor Cuk – Conversor CC-CC à acumulação capacitiva. É utilizado para realizar a transferência de energia entre duas fontes CC de corrente.
- Conversor Sepic – Conversor CC-CC simples, mas de difícil implementação de controle. Pode ser utilizado tanto como abaixador quanto elevador de tensão.
- Conversor Zeta – Conversor CC-CC que pode operar tanto como elevador como abaixador de tensão. Pode também ser empregado como fonte de múltiplas saídas, acrescentando-se para isso, tantos circuitos secundários quantos forem necessários.

Dentre estes conversores, o mais marcante para este trabalho é o conversor Buck, já que este compõe a primeira célula de conversor a ser estudada para a montagem do

compensador série, de elevada dinâmica, proposto. A figura 2.1 ilustra a topologia básica do conversor Buck:

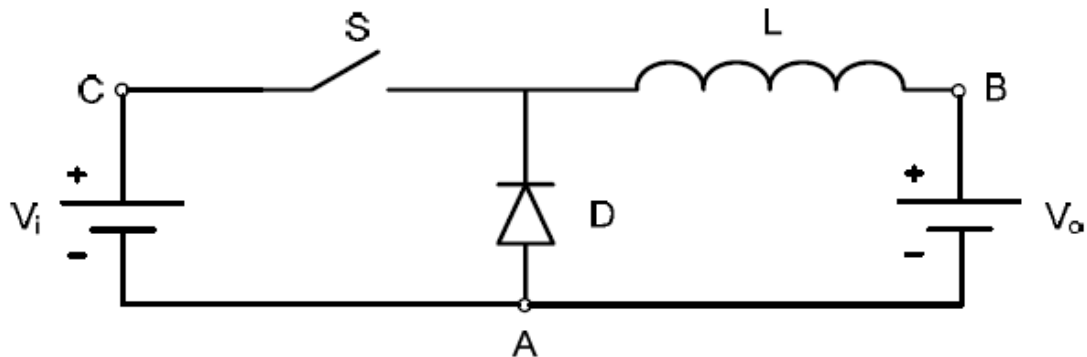


Figura 2.1 – Conversor Buck

O princípio de funcionamento do conversor Buck é bastante simples. A tensão de saída  $V_o$  varia de acordo com o tempo em que a chave S permanece fechada em relação ao período de operação, chamada de razão cíclica. Esta razão cíclica pode variar de 0 (caso a chave fique sempre aberta) até 1 (caso a chave esteja sempre fechada).

Entretanto, devido a questões tecnológicas as chaves eletrônicas normalmente apresentam um tempo mínimo de condução, ou seja, após a entrada em condução esta deve permanecer por um tempo mínimo nesta situação. O mesmo acontece para o bloqueio, ou seja, desligada a chave, esta deve permanecer um tempo mínimo desligada antes da próxima entrada em condução. Isto implica a limitação da razão cíclica em um intervalo menor que 100%, tipicamente de 5 a 95%. Em outros conversores pode haver outras implicações que resultem em maior limitação, por exemplo, o tempo de desmagnetização do transformador num conversor forward.

Por fim, a relação entre a tensão de saída e a de entrada é dada pela equação:

$$V_o = d \cdot V_i$$

Onde:

$V_o$  = Tensão de saída

$d$  = Razão cíclica

$V_i$  = Tensão de entrada

Considerando que a razão cíclica  $d$  é sempre menor que um, pode-se facilmente perceber pela equação que a tensão de saída do conversor Buck é sempre menor do que

a tensão de entrada, portanto pode-se dizer que o conversor Buck é um abaixador de tensão.

A figura 2.2 representa o conversor Buck EIE, outro circuito importante no desenvolvimento deste trabalho. Em suma, ele se difere do conversor Buck pela presença de mais uma chave, com a vantagem de tornar a tensão de saída mais estabilizada (para entradas que não sejam puramente CC).

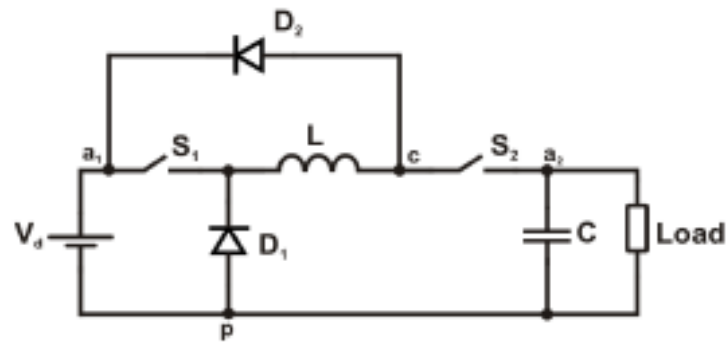


Figura 2.2 – Célula do Conversor Buck EIE

# Capítulo 3

## Considerações sobre *Sags* e *Swells*

### 3.1 Introdução

*Sags* e *swells* de tensão têm sido objeto de diversas pesquisas que buscam novas tecnologias capazes de identificar e avaliar tais fenômenos, também buscam por novos equipamentos capazes de mitigar os efeitos danosos desses fenômenos.

Estudos apontam que afundamentos e transientes de tensão e interrupções momentâneas representam 92% dos problemas de qualidade de energia por parte dos consumidores industriais que, apesar de serem fenômenos de curta duração, trazem como consequências grandes prejuízos [4].

Cabe lembrar também, que o uso de equipamentos baseados em técnicas digitais, por exemplo os implementados com microprocessadores, tem crescido rapidamente tanto em termos de cargas residenciais quanto industriais. Isto torna certa a previsão de que problemas com *Sags* e *Swells* serão mais e mais freqüentes, porque estes circuitos, trabalhando em velocidades cada vez maiores, são extremamente suscetíveis a distúrbios na tensão da fonte de alimentação .

Dentre estes dois distúrbios mencionados, este trabalho dará um enfoque maior no *Sag*, ou afundamentos de tensão, uma vez que o compensador a ser proposto é muito mais eficiente na compensação de *Sags* do que de *Swells* como poderá ser visto nos capítulos seguintes.

### 3.2 Afundamentos de tensão (*Sag*)

Afundamento de tensão é um fenômeno de curta duração caracterizado por uma redução no valor da tensão causado por curto circuitos, sobrecargas ou partidas de grandes motores.

As definições de magnitude e duração que caracterizam a oscilação como um afundamento, variam de norma para norma como poderá ser visto nos tópicos a seguir. A magnitude do distúrbio está relacionada com as impedâncias tanto do sistema quanto

a entre o ponto de ocorrência da falha e o ponto de monitoramento. A duração por sua vez está relacionada principalmente com o tempo de atuação das proteções do sistema.

Os problemas mais comuns causados por essas oscilações de tensão não são de prejuízo diretamente ao equipamento, mas de mau funcionamento, geralmente causando desligamento das cargas mais sensíveis e prejudicando os processos industriais como um todo [18].

### 3.2.1 Normatização

Como mencionado anteriormente, embora o conceito de afundamento de tensão seja um só, há certa divergência nas definições das normas, nacionais e internacionais, quanto a determinadas características, por exemplo, a magnitude e a duração que define um afundamento de tensão, portanto, cabe aqui neste tópico ressaltar estas diferenças.

#### 3.2.1.1 Definição IEEE

De acordo com a IEEE Std 1159 [19] define-se afundamento de tensão como um decréscimo entre 0,1 e 0,9 p.u. do valor eficaz da tensão, com duração de 0,5 ciclo a um minuto. A norma recomenda que a magnitude do afundamento seja caracterizada pela menor tensão remanescente expressa em percentual, ou seja, um afundamento de 40% significa que a tensão reduziu para 40% do seu valor nominal. Afundamentos a um valor inferior a 0,1 p.u. são classificados como interrupção de acordo com a IEEE. A tabela 3.1 apresenta a subclassificação de afundamentos de tensão de acordo com a norma.

Tabela 3.1 – Classificação dos Afundamentos de Tensão segundo a IEEE 1159-1995

CLASSIFICAÇÃO DOS AFUNDAMENTOS DE TENSÃO CONFORME A DURAÇÃO		
CATEGORIA	DURAÇÃO PADRÃO	MAGNITUDE PADRÃO
INSTANTÂNEO	0,5 a 30 ciclos	0,1 a 0,9 p.u.
MOMENTÂNEO	30 ciclos a 3 segundos	0,1 a 0,9 p.u.
TEMPORÁRIO	3 segundos a 1 minuto	0,1 a 0,9 p.u.

### **3.2.1.2 Definição IEC**

A norma IEC Std 1159 [19] define define afundamento de tensão como: “uma redução súbita de tensão entre 0,01 e 0,99 p.u. de um ponto do sistema elétrico, seguido de seu restabelecimento após um curto período de tempo, de 0,5 ciclo a 60 segundos”. De acordo com a norma, distúrbios com queda de tensão acima de 0,99 p.u., ou seja, tensões remanescentes inferiores a 0,01 p.u., são classificados como interrupções.

### **3.2.1.3 Definição ANEEL**

A ANEEL define afundamento de tensão como:” evento em que o valor eficaz da tensão do sistema se reduz, momentaneamente, para valores abaixo de 90% da tensão nominal de operação, durante intervalo inferior a 3 segundos”. [ 20]

Em Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica (PRODIST) Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, define-se afundamentos de tensão momentâneo e temporário da seguinte maneira:

- “Afundamento Momentâneo de Tensão: Amplitude da tensão (valor eficaz) em relação à tensão de referência seja superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 pu e duração da variação superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a 3 segundos.”
- “Afundamento Temporário de Tensão: Amplitude da tensão (valor eficaz) em relação à tensão de referência superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 pu e duração da variação superior a 3 segundos e inferior ou igual a 3 minutos.”

### **3.2.2 Classificação dos afundamentos de tensão**

A norma IEC 61000-4-11[21] define a magnitude de um afundamento de tensão como a menor das tensões presente em um determinado ponto de medição. A duração por sua vez, é definida como a diferença entre o instante em que a tensão rms em um determinado ponto cai abaixo do valor limite pré-estabelecido e o instante em que a mesma retorna ao valor normal especificado.

Afundamentos de tensão podem ocorrer em uma, duas ou até mesmo as três fases tornando, portanto, necessário classifica-los. Em [22] caracteriza-se o afundamento como monofásico, bifásico e trifásico, com valor resultante da tensão e duração, através do bem difundido padrão sag A a G.

A maioria dos distúrbios de afundamento de tensão tratam de curto circuitos caracterizados por faltas trifásicas, bifásicas, bifásicas à terra e monofásicas, porém existem outras possíveis causas desses afundamentos que serão melhor avaliadas neste capítulo. A classificação de A a G de afundamentos de tensão é definida a partir de 3 fatores importante: tipo de curto-circuito, conexão do transformador e conexão da carga, como serão apresentadas nas tabelas 3.2 e 3.3.

Tabela 3.2 – Classificação do tipo de falta por conexão da carga

Tipo de falta	Tipo da conexão da carga	
	Y	$\Delta$
Trifásica (FFT)	Tipo A	Tipo A
Monofásica (FT)	Tipo B	Tipo C*
Bifásica (FF)	Tipo C	Tipo D
Bifásica à terra (FFT)	Tipo E	Tipo F

Desta tabela pode-se notar, por exemplo, que afundamentos do tipo A ocorrem apenas em faltas trifásicas. Isso se deve ao fato do afundamento tipo A ser o único causado apenas por faltas simétrica portanto tendo de ser um afundamento em todas as fases.

É importante esclarecer também o que seria a notação de afundamento do tipo C\* ou a D\* que aparece na tabela seguinte. Ambos são afundamentos iguais aos seus equivalentes, mas de menor intensidade.

Tabela 3.3 – Classificação do tipo de falta por conexão do transformador.

Conexão do Transformador	Tipo do afundamento de tensão						
	A	B	C	D	E	F	G
YN – yn	A	B	C	D	E	F	G
Y – y, $\Delta$ – $\Delta$	A	D*	C	D	G	F	G
Y – $\Delta$	A	D*	D	C	G	G	F
$\Delta$ – y	A	C*	D	C	F	G	F

Percebe-se pela tabela 3.3 a importância que tem a ligação elétrica do transformador entre a falta e a carga, por exemplo, um afundamento do tipo B, ao passar por um transformador com conexão  $\Delta - y$  altera-se para um afundamento do tipo C\*. Nota-se também que por se tratar do único afundamento simétrico e trifásico, o afundamento do tipo A se mantém o mesmo, independentemente da conexão do transformador.

### **3.2.3 Causas e soluções dos afundamentos de tensão**

Afundamentos de tensão são tipicamente causados por faltas remotas ou sobrecorrentes no sistema elétrico. Tais falhas podem ser ocasionadas pelos mais variados motivos destacados em [23]-[26]:

- Curto circuitos na rede;
- Energização de transformadores;
- Chaveamento de grandes cargas;
- Partida de motores de grande porte;
- Descargas atmosféricas na rede.

Existem diversas alternativas de como evitar ou mitigar os problemas provenientes de oscilações de tensão, desde a prevenção de falhas no sistema elétrico à melhoria dos equipamentos sensíveis. Em sua maioria, o custo de implementação destas soluções é maior quanto mais próximo do início do problema, ou seja, as propostas para mitigar os problemas de afundamentos de tensão através de melhorias da rede elétrica são consideravelmente mais caras do que soluções aplicadas em resolver a oscilação na tensão da carga.

Pode-se resumir as áreas de solução do problema em três grandes grupos: melhorias no sistema elétrico, aumento da imunidade da carga e utilização de condicionadores de energia. Dentro de cada uma destas grandes áreas algumas formas de soluções já são comuns na literatura e servem de inspiração para novas propostas de solução e cabem aqui ser mencionadas.

Soluções de melhoria do sistema elétrico incluem investimento em SPDA (Sistemas de Proteção contra Descargas Atmosféricas), para evitar oscilações devido a descargas atmosféricas, além de outras modificações de projeto no próprio sistema,

como utilização de redes subterrâneas, utilização de disjuntores em estado sólido (para reduzir o tempo de eliminação de faltas), e a utilização de redes dedicadas para cargas mais sensíveis. Todas essas soluções são relativamente caras, principalmente para serem implementadas em um sistema já instalado, mas bastante eficientes. É interessante ressaltar que, em redes novas a serem instaladas, um estudo de caso e análise detalhada para implementar tais medidas, quando necessárias, pode ser suficiente para evitar a maioria dos problemas de oscilação ou até mesmo falha da rede, sendo portanto um método bem indicado.

Os condicionadores de energia por sua vez, são dispositivos de proteção para a carga, colocados entre ela e a rede de alimentação, são eles os que mais interessam neste trabalho, uma vez que a topologia de compensador proposta nesta dissertação se enquadra neste grupo. Diversas propostas e topologias de condicionadores de energia já foram desenvolvidas até hoje, desde os mais simples estabilizadores de tensão aos no-breaks ou os compensadores tanto série quanto *shunt* [13]. A tabela 3.4 apresenta a relação de custos de todos estes condicionadores de energia. Os dados são de 2005, um pouco desatualizados, mas suficientes para se ter uma noção comparativa de tais preços.

Tabela 3.4 – Custo dos condicionadores de energia – maio 2005 [27]

Categoria do Equipamento	Custo(US\$/kVA)	Custo anual de operação e manutenção (% do custo inicial)
Proteção de equipamentos de controle (<5kVA)		
CVT	1.000,00	10
UPS	500,00	25
Compensador Série	250,00	5
Proteção de Máquinas (10 a 300kVA)		
UPS a bateria	500,00	15
UPS em disco de inércia	500,00	7
Compensador Série	250,00	5
Proteção a Planta (2 a 10 MVA)		
UPS a bateria	500,00	15
UPS em disco de inércia	500,00	5
Compensador Série	300,00	5

Dentre tais condicionadores de energia o que se destaca e será mais falado sobre neste trabalho é o compensador série, uma vez que a proposta deste é uma nova topologia de compensador série utilizando células de conversor Buck ou Buck EIE.

### **3.3 Elevações de tensão(swell)**

Elevações de tensão, ou *swell*, é um distúrbio caracterizado pelo aumento da tensão de alimentação acima do limite normal de acordo com a norma, [28] cuja duração não ultrapasse 2 (dois) segundos. Este fenômeno é conhecido como *Voltage Swell* ou *Swell*. Para casos em que a duração do tempo ultrapasse a dois segundos, é definido o distúrbio como sobretensão ou *overvoltage*. Existem também os casos em que a elevação do valor da tensão acima do limite ocorre em um período extremamente curto, da ordem de micro ou milisegundos. Este fenômeno é conhecido como Surtos ou *Spikes*.

Existem algumas causas destacadas como principais causas de *swells*. As elevações de tensão podem ocorrer por perda ou súbitas mudanças da referência de terra. Interrupções abruptas ou decréscimo no consumo de corrente por cargas indutivas e chaveamento de grandes bancos de capacitores, também resultam em tais elevações.

### **3.4 Colaborações para compensação de Sags e Swells**

Várias publicações científicas voltadas para estes campos propõem dispositivos simples, compactos e de baixo custo que, conectados com a tensão CA de alimentação da própria rede, são capazes de manter a tensão de saída na carga dentro dos limites recomendados pela norma. As causas dos *Sags* de tensão, assim como seus efeitos na qualidade de energia, nas condições operacionais e vida útil de aparelhos elétricos e eletrônicos são analisadas em um grande número de trabalhos e normas [29] [30] [31] [32]. Assim, equipamentos elétricos e eletrônicos projetados para mitigar os efeitos prejudiciais de *Sags*, cada um com suas particularidades em termos operacionais, vantagens, desvantagens e aplicações muitas vezes específicas, são apresentados nos trabalhos [33] [34] [13] [17] e diversos outros.

Nota-se que, em todos os estudos voltados a desenvolver equipamentos capazes de mitigar os efeitos dos *Sags* de tensão, busca-se não só uma solução para o problema, mas também otimizar o peso, volume e custo do dispositivo a ser construído.

Alguns equipamentos para atender aos problemas mencionados acima podem ser mencionados como, estabilizadores, *no-breaks* e compensadores série de tensão. Neste trabalho destaca-se a importância e a evolução dos compensadores série uma vez que a topologia a ser proposta nele trata-se de um.

Os primeiros compensadores série de tensão foram desenvolvidos para média tensão, com alguns MVA de potência e eram volumosos e pesados. O primeiro compensador série, chamado de Restaurador Dinâmico de Tensão (Dynamic Voltage Restorer – DVR)[34] era de 12,47 kV e 2 MVA de potência, tendo sido projetado para a proteção de afundamentos de toda uma indústria.

Inicialmente os compensadores série não foram bem absorvidos pelo mercado devido aos seus elevados custo, peso, volume e potência, o que motivou a busca por modelos para baixas e pequenas potências, a fim de reduzir todos esses parâmetros. Os estudos no campo dos compensadores série de tensão têm evoluído bastante desde então, se tornando cada vez mais viáveis para o trabalho de proteger cargas importantes de oscilações da tensão da rede.

Este trabalho propõe uma nova topologia de compensador série com custo e peso relativamente baixos e com capacidade de compensar não somente afundamentos mas elevações de tensão também.

### **3.5 Conclusão**

Este capítulo é uma etapa importante deste trabalho, responsável por apresentar a motivação deste trabalho, explicando detalhadamente os problemas de *Sag* e *Swell* assim como seus efeitos danosos.

Este capítulo também discute soluções já existentes para tais fenômenos e situa a solução proposta nesta dissertação, classificando-a no grupo de condicionadores de energia para correção da tensão na carga mediante variações da tensão de alimentação.

Portanto, este capítulo tem a função de justificar esta pesquisa, esclarecendo a sua importância para a Eletrônica de Potência assim como para a Qualidade de Energia, dois setores de pesquisa importantes da Engenharia Elétrica.

# Capítulo 4

## Princípios de Operação do Conversor

### 4.1 Introdução

Para este trabalho foi desenvolvido um novo arranjo de conversor CC-CA, no sentido de construir um compensador série de elevada dinâmica capaz de estabilizar a tensão na carga tanto para casos de afundamentos quanto de elevações da tensão de alimentação. Para atingir esse objetivo, o trabalho propõe uma nova topologia para um estabilizador de tensão por meio de compensação praticamente instantânea da tensão na carga.

Nota-se que a tensão sobre as chaves varia de 0 até um máximo equivalente à fonte  $V_{cc}$  da célula, e a fonte por sua vez é definida a partir do valor máximo de tensão que se deseja compensar. Uma vez que a máxima oscilação permitida na rede é de  $\pm 10\%$ , de acordo com [36], admitindo-se uma alimentação de 220V (310V de pico), a fonte  $V_{cc}$  mínima necessária no estabilizador seria de aproximadamente 15 V, optou-se por uma fonte de 50V, pelo menos para termos de simulação e ensaio de bancada, sendo capaz de compensar até casos de oscilações mais extremas do que o previsto.

### 4.2 Compensador com Célula do Buck EIE

No campo teórico, este trabalho propõe dois novos arranjos topológicos de compensador série, um utilizando a célula do conversor Buck EI clássico e outro utilizando a célula do Buck EIE para efetuar a compensação. Por esse motivo, embora suas etapas de operação sejam muito semelhantes, é interessante apresentar separado e detalhadamente as etapas para cada um desses arranjos.

O primeiro arranjo a ser descrito é o do compensador com o uso da célula do Buck EIE para compensação, uma solução mais elegante porém mais cara devido ao uso de duas chaves a mais (uma para cada braço do conversor).

### 4.2.1 Descrição do Circuito

O novo arranjo topológico proposto é apresentado na Figura 4.1 cuja característica operacional é indicada para aplicações como estabilizador ou compensador série de tensão de elevada dinâmica.

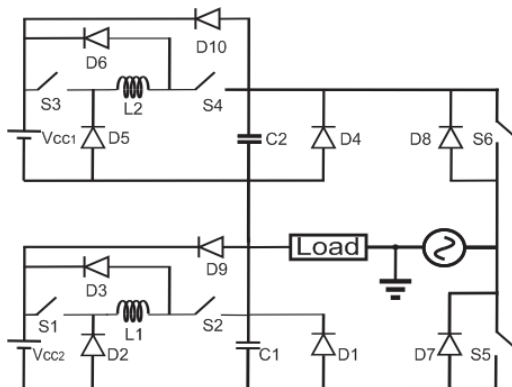


Figura 4.1-Arranjo Topológico Proposto

O arranjo de circuito proposto consiste na conexão da rede CA de alimentação em série com dois conversores Buck EIE, um para efetuar compensação durante o semiciclo positivo e outro no negativo. O conversor conectado na parte inferior do braço é responsável por compensar a tensão na carga durante o semiciclo positivo da corrente de saída garantindo que o limite mínimo de tensão requerido pelas normas técnicas seja respeitado. Esta compensação acontece por meio de chaveamento de alta frequência das chaves S1 e S2, de forma controlar a tensão no capacitor C1 que tem sua tensão somada à da rede para alimentar a carga. O mesmo princípio ocorre no semi- ciclo negativo, mas o braço controlado é o superior, e as chaves controladas para efetuar a compensação são as S3 e S4, controlando a tensão do capacitor C2.

As chaves S5 e S6 são chaves de chaveamento em baixa frequência, ficando S5 fechada durante todo o semi-ciclo positivo da tensão de entrada e S6 durante o negativo. Em caso de *Swell*, quando o controle detecta que a tensão de saída ficou superior ao limite pre definido comanda-se a abertura da chave S5, no caso de a tensão estar no semiciclo positivo, ou S6, caso esteja no negativo. Dessa forma a corrente circula pelo diodo intrínseco da outra chave e pelo pólo positivo da fonte CC, forçando um degraú negativo na tensão de saída. Mais detalhes sobre como o controle é efetuado serão dados no Capítulo 5.

O arranjo proposto atua como um estabilizador de tensão de elevada dinâmica para correção da tensão aplicada à carga. Esta é uma solução tecnológica capaz de mitigar os efeitos dos fenômenos de queda ou elevação de tensão na carga, mesmo mediante oscilações de grande amplitude da tensão CA de alimentação( $v_i$ ).

Portanto, o conversor proposto pode atuar em três formas relativas à condição de tensão da fonte CA de alimentação: Operação normal, operação durante “*Swell*” e operação em condições de sub-tensão ou durante “*Sags*”.

#### **4.2.2 Condições de Operação**

Cada condição de operação do conversor proposto pode ser descrita pelas suas etapas de operação que estão relacionadas com a amplitude da tensão CA de alimentação, conforme descrito nos tópicos a seguir. É importante ressaltar que, o controle de semiciclo atua de acordo com a corrente  $i_o$  da carga ao invés da tensão de entrada CA. Esta proposta tem a intenção de permitir um melhor controle para cargas que não sejam puramente resistivas. A proposta apresentada não prevê cargas não-lineares, mas foi toda testada para cargas indutivas, apresentando um bom comportamento para tal.

##### **4.2.2.1 Condição Normal de Operação**

Quando a tensão CA de alimentação esta dentro dos valores determinados por norma, denomina-se condição normal de operação, nesta condição tem-se duas etapas de operação para a topologia proposta.

**Etapal** - A figura 4.2 ilustra o caminho da corrente de carga  $i_o$  durante esta etapa. Ela tem início no instante em que corrente de carga passa por zero e inicia o seu semi-ciclo positivo.

Durante esta etapa a chave S5 permanece fechada e todas as demais chaves são mantidas abertas. A corrente de carga circula pela chave S5, pelo diodo D1 e pela própria carga desta forma mantendo a tensão de saída igual à tensão de entrada.

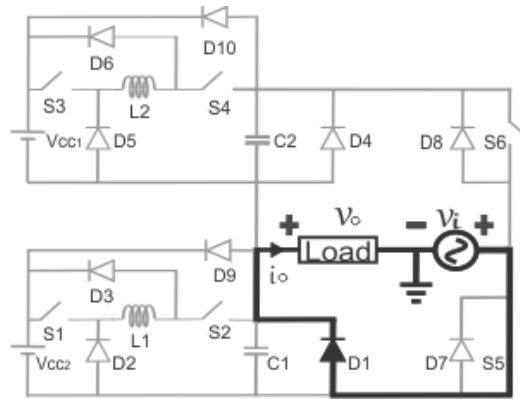


Figura 4.2 – Primeira Etapa da Condição Normal de Operação

**Etapa 2** - A figura 4.3 ilustra o caminho da corrente durante esta etapa. Ela tem início no instante em que a corrente de carga passa por zero e inicia o seu semiciclo negativo.

Durante esta etapa a chave S6 permanece fechada e todas as demais chaves são mantidas abertas. A corrente de carga circula pela chave S6, pelo diodo D4 e pela carga mantendo a tensão de saída igual à tensão de entrada.

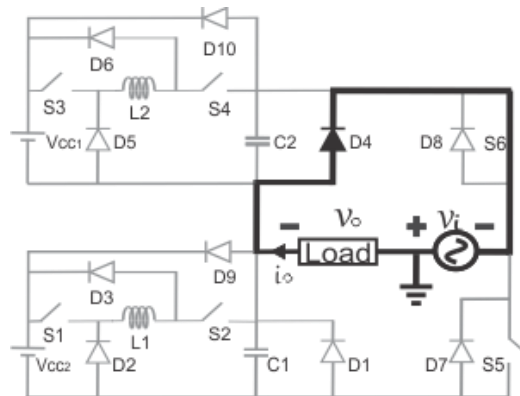


Figura 4.3 – Segunda Etapa da Condição Normal de Operação

Ressalta-se que neste modo de operação os conversores CC-CC, tanto no braço superior quanto no inferior, estão fora de operação, pois não há necessidade de qualquer compensação de tensão, uma característica favorável desta topologia, uma vez que não há gasto desnecessário de energia por parte dos conversores, caracterizando um bom rendimento do compensador.

#### 4.2.2.2 Condição Sag de Operação

Para a operação do conversor proposto quando a tensão CA de alimentação é menor que o valor limite recomendado pelas normas técnicas, chamada neste trabalho de condição *Sag* de operação, tem-se seis etapas.

As figuras 4.4 e 4.5 ilustram os três parâmetros mais relevantes no circuito: tensão de saída, tensão de entrada e corrente de saída, representando o resultado esperado para o compensador atuando para uma carga indutiva, e destacando as etapas de operação do conversor com seus respectivos intervalos de atuação. Estas imagens foram extraídas de uma simulação utilizando o software Orcad versão 10.3 mas estão sendo utilizadas apenas para representar os parâmetros mencionados.

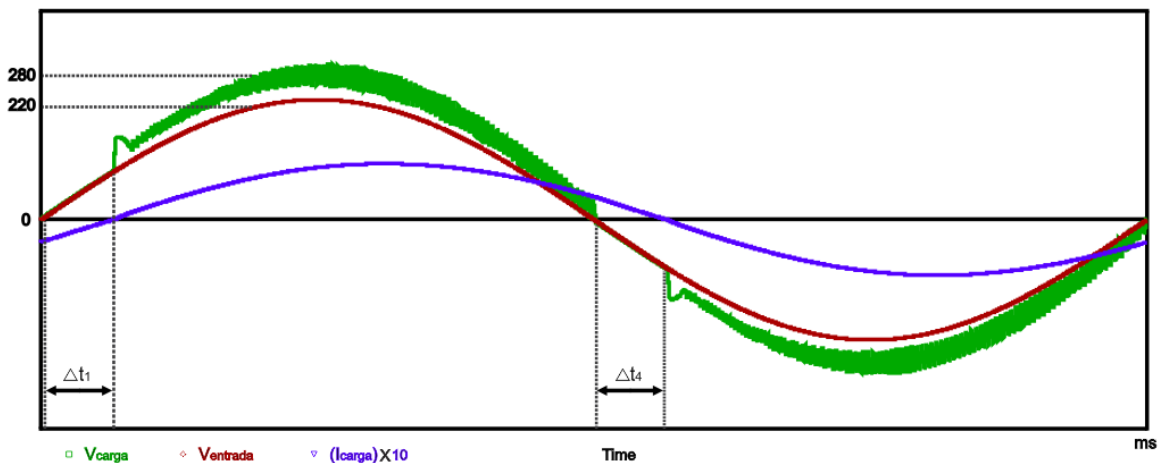


Figura 4.4 – Resultado Esperado em Condição *Sag*

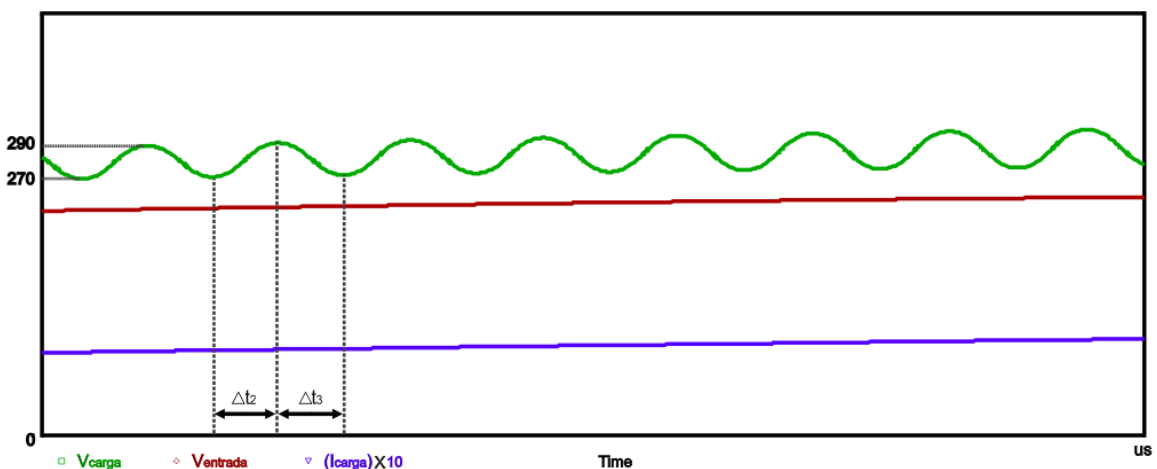


Figura 4.5 – Zoom do Resultado Esperado em Condição *Sag*

Observa-se que as etapas 5 e 6 não foram destacadas em nenhuma das duas imagens, isso se deve ao fato de que elas seriam idênticas às etapas 2 e 3 respectivamente, com a única diferença de acontecerem no semiciclo negativo tanto de tensão de entrada quanto da corrente de saída, portanto utilizou-se apenas a Figura 4.4 e entende-se essas etapas por analogia. Vale destacar que o zoom na figura 4.4 é devido ao fato de as etapas 2, 3, 5 e 6 serem correspondentes ao chaveamento em alta frequência para compensação de *Sag*, portanto os seus períodos de duração são muito curtos para se representar em um gráfico na escala da Figura 4.4.

**Etapa 1** - A figura 4.6 ilustra o caminho da corrente durante esta etapa. Ela tem início quando a tensão na carga ( $v_o$ ) fica menor que a tensão mínima desejada. Através da ação de um comparador de histerese, as chaves S1 e S2 são comandadas para fechar. Durante esta etapa, a fonte  $V_{cc2}$  alimenta o capacitor C1 através do indutor L1 e a corrente de carga circula através de S5, S1 e S2. A tensão  $V_{C1}$  soma à tensão instantânea de entrada, causando um crescimento da tensão na carga ( $v_o$ ) até atingir o valor de referência pré-determinado no controle.

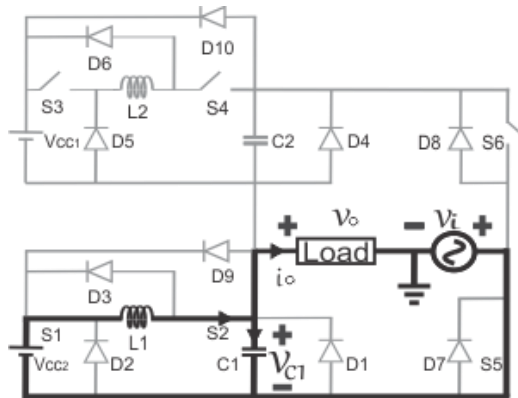


Figura 4.6 – Primeira Etapa da Condição Sag de Operação

**Etapa 2** - A figura 4.7 ilustra o caminho da corrente nesta etapa. Ela tem início quando a tensão na carga ( $v_o$ ) fica maior que a tensão mínima desejada. Através da ação do comparador de histerese as chaves S1 e S2 são comandadas para abrir. Durante esta etapa, a corrente de carga passa pela chave S5, pelo capacitor C1 e pela carga. O indutor L1 devolve energia para a fonte  $V_{cc2}$  através dos diodos D2 e D3 e a tensão sobre o capacitor C1 ( $V_{C1}$ ) decresce consequentemente decrescendo também a tensão na carga.

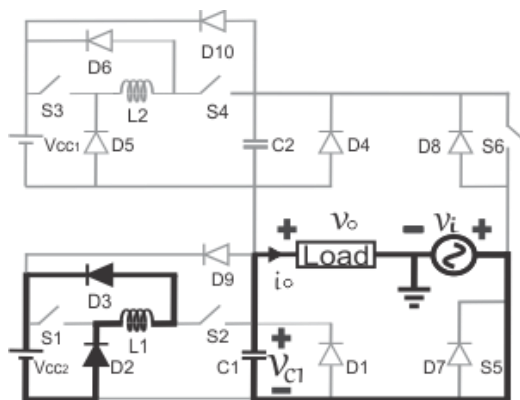


Figura 4.7 – Segunda Etapa da Condição Sag de Operação

Durante o semiciclo positivo da corrente na carga ( $i_o$ ), S5 é mantida fechada e as etapas 1 e 2, descritas acima, se repetem pela ação de controle por histerese imposta pela comparação da amostra da tensão de saída ( $v_o$ ) com uma tensão de referência ( $V_{Ref}$ ) relativa à tensão de saída desejada. O controle será abordado no Capítulo 5, mas vale ressaltar que a tensão de referência  $V_{Ref}$  é uma tensão senoidal em fase com  $v_o$ .

**Etapa 3-** A figura 4.8 ilustra o caminho da corrente nesta etapa. Ela tem início quando a tensão na carga ( $v_o$ ) passa para o semiciclo negativo, mas a corrente de carga  $i_o$  ainda está em seu semiciclo positivo. Durante esta etapa o controle de compensação do conversor não atua, desta forma a tensão na carga fica igual à própria tensão da rede, que no caso está inferior à desejada. Esta etapa é tão longa quanto for o atraso de fase entre tensão e corrente devido à característica indutiva da carga isso quer dizer que, o caso mais extremo possível é ela durar até metade do semiciclo para uma carga puramente indutiva. Todavia, uma carga puramente indutiva não é comum, o que faz esta etapa durar um tempo curto apenas no início do semiciclo da tensão, e a não compensação neste intervalo prejudica pouco a qualidade do conversor para a grande maioria das cargas lineares. Durante esta etapa, a corrente de carga passa pela chave S5, pelo diodo D1 e pela carga.

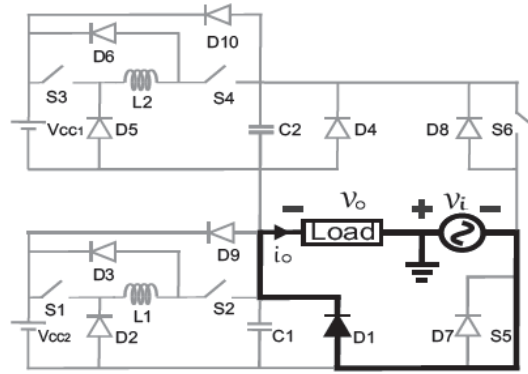


Figura 4.8 – Terceira Etapa da Condição Sag de Operação

**Etapa 4** – - A figura 4.9 ilustra o caminho da corrente durante esta etapa. Ela tem início quando a tensão na carga ( $v_o$ ) fica menor, em módulo, que a tensão mínima desejada. Através da ação de um comparador de histerese, as chaves S3 e S4 são comandadas para fechar. Durante esta etapa, a fonte  $V_{cc1}$  alimenta o capacitor C2 através do indutor L2 e a corrente de carga circula através de S6, S3 e S4. A tensão  $V_{cc2}$  soma à tensão instantânea de entrada, forçando o crescimento da tensão na carga ( $v_o$ ) até atingir o valor de referência. Esta etapa nada mais é do que a Etapa 1 só que refletida no semiciclo negativo.

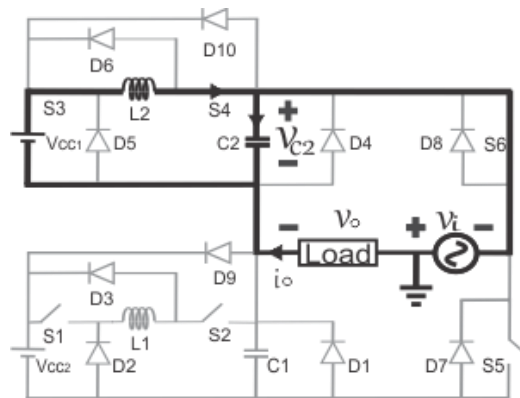


Figura 4.9 – Quarta Etapa da Condição Sag de Operação

**Etapa 5** - A figura 4.10 ilustra o caminho da corrente desta etapa. Ela tem início quando a tensão na carga ( $v_o$ ) fica maior, em módulo, que a tensão mínima desejada. Através da ação do comparador de histerese as chaves S3 e S4 são comandadas para abrir. Durante esta etapa, a corrente de carga passa pela chave S6, pelo capacitor C2 e pela carga. O indutor L2 devolve energia para fonte  $V_{cc1}$  através dos diodos D5 e D6 e a tensão sobre o capacitor C2 ( $V_{C2}$ ) decresce consequentemente diminuindo também a

tensão de saída  $v_o$ . Esta etapa nada mais é do que a Etapa 2 só que refletida no semiciclo negativo.

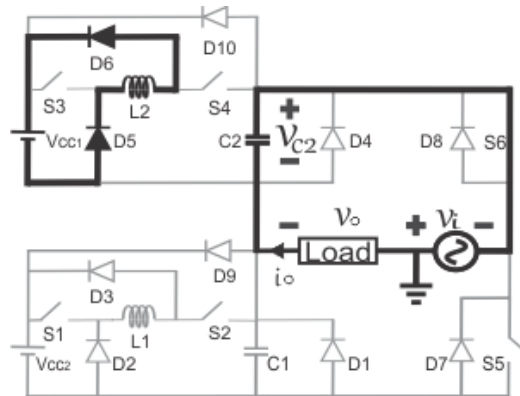


Figura 4.10 – Quinta Etapa da Condição Sag de Operação

Durante todo o semiciclo negativo da corrente na carga, S6 é mantida fechada e as etapas 4 e 5, descritas acima, se repetem pela ação de controle por histerese imposta pela comparação da amostra da tensão de saída ( $v_o$ ) com a tensão de referencia ( $V_{Ref}$ ) relativa à tensão de saída desejada.

**Etapa 6** - A figura 4.11 ilustra o caminho da corrente desta etapa. Esta etapa ocorre de forma semelhante à etapa 3 só que ela acontece quando a tensão na carga ( $v_o$ ) passa para o semiciclo positivo mas a corrente de carga  $i_o$  ainda está em seu semiciclo negativo. Durante esta etapa o controle de compensação do conversor não atua, desta forma a tensão na carga fica igual à própria tensão da rede, que no caso está inferior à desejada. Durante esta etapa, a corrente de carga passa pela chave S5, pelo diodo D1 e pela carga.

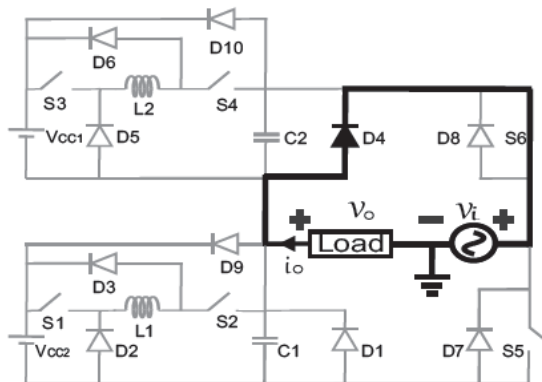


Figura 4.11 – Sexta Etapa da Condição Sag de Operação

Quando a etapa 6 termina, tanto a tensão de entrada CA quanto a corrente na carga  $i_o$  já estão em seus semiciclos positivos, e a atuação da compensação volta a acontecer de acordo com as etapas descritas anteriormente.

### 4.2.2.3 Condição *Swell* de Operação

Para a operação do sistema com a tensão CA de alimentação superior que o valor máximo recomendado por norma, tem-se quatro etapas de operação.

A figura 4.12 ilustra os três parâmetros mais relevantes no circuito: tensão de saída, tensão de entrada e corrente de saída, representando o resultado esperado para o compensador atuando para uma carga indutiva, e destacando as etapas de operação do conversor com seus respectivos intervalos de atuação. Esta imagem foi extraída de uma simulação utilizando o software Orcad versão 10.3 mas esta sendo utilizada apenas para representar os parâmetros mencionados.

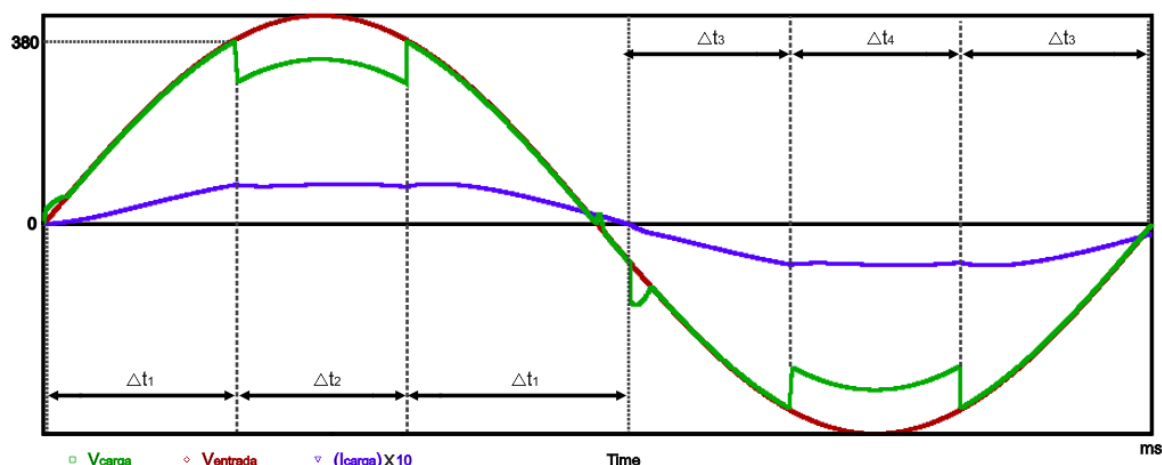


Figura 4.12 – Resultado Esperado em Condição Swell

**Etapa 1** - A figura 4.13 ilustra esta etapa. Ela tem início quando a corrente de carga passa por zero, iniciando seu semiciclo positivo. Neste instante a chave S5 é comandada para fechar e S6 comandada para abrir. Todas as demais chaves são mantidas abertas. Esta etapa termina quando a tensão de alimentação ( $v_i$ ) alcança o valor máximo préestabelecido pelo controle. Em suma esta etapa é idêntica à primeira etapa de operação para condição de operação com tensão de entrada dentro dos limites do controle.

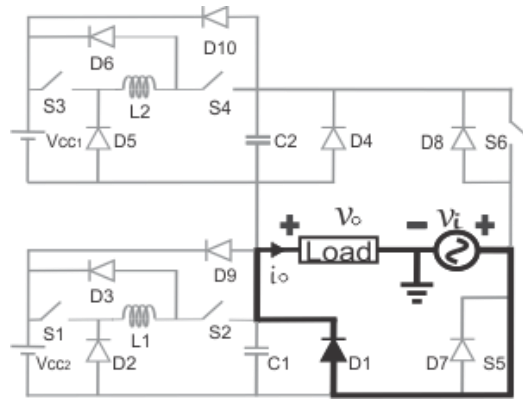


Figura 4.13 – Primeira Etapa da Condição Swell de Operação

**Etapa 2** - A figura 4.14 ilustra a etapa 2 de operação do compensador. Neste intervalo de tempo do semiciclo positivo, a tensão CA da rede de alimentação supera um valor CC de limite préestabelecido no controle.

Durante esta etapa todas as chaves são mantidas abertas, inclusive a chave S5 que estava fechada na etapa anterior, e a corrente de carga circula no sentido do polo positivo da tensão CC de alimentação do conversor Buck EIE do braço superior através de D8 e D10. Deste modo a tensão aplicada a carga é igual a tensão CA da rede subtraída da tensão Vcc de alimentação do conversor EIE( $V_{cc1}$ ).

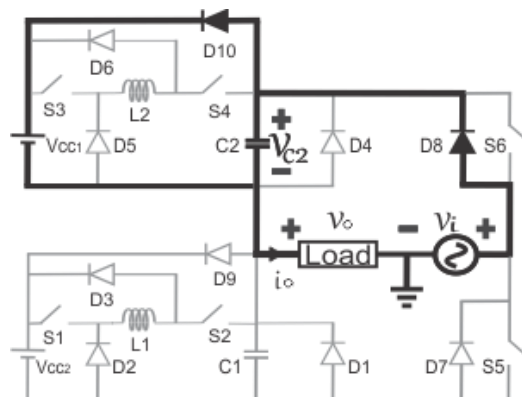


Figura 4.14 – Segunda Etapa da Condição Swell de Operação

**Etapa 3** - A figura 4.15 ilustra esta etapa. Ela tem início quando a corrente de carga passa por zero, iniciando seu semiciclo negativo. Neste instante a chave S6 é comandada para fechar e S5 comandada para abrir. Em suma esta etapa é idêntica à segunda etapa de operação para condição de operação com tensão de entrada dentro dos limites do controle. Todas as demais chaves são mantidas abertas. Esta etapa termina quando a tensão de alimentação ( $v_i$ ) alcança o valor máximo préestabelecido pelo controle.

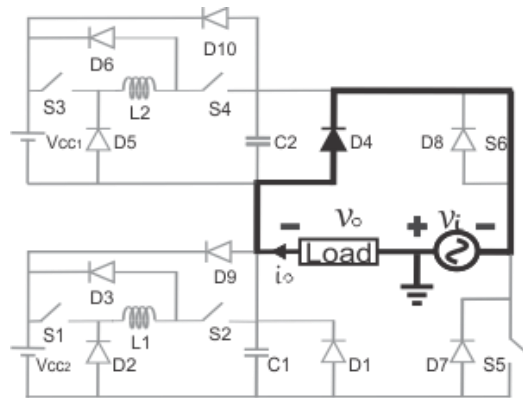


Figura 4.15 – Terceira Etapa da Condição Swell de Operação

**Etapa 4** - A figura 4.16 ilustra a etapa 4 de operação do estabilizador. Neste intervalo de tempo do semiciclo negativo, a tensão CA da rede de alimentação supera um valor CC de limite préestabelecido no controle.

Durante esta etapa todas as chaves são mantidas abertas, inclusive a chave S6 que estava fechada na etapa anterior, e a corrente de carga circula no sentido do polo positivo da tensão CC de alimentação do conversor Buck EIE do braço inferior através de D7 e D9. Deste modo a tensão aplicada a carga é igual a tensão CA da rede subtraída da tensão Vcc de alimentação do conversor EIE( $V_{cc2}$ ).

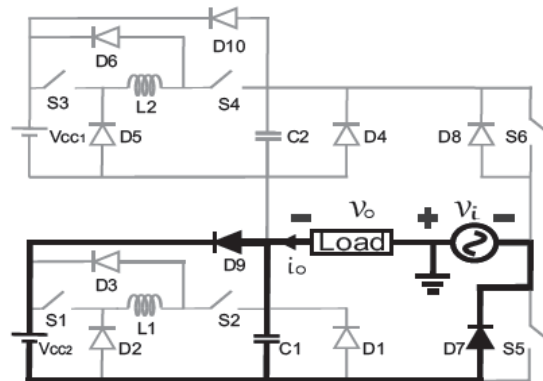


Figura 4.16 – Quarta Etapa da Condição Swell de Operação

Esta etapa termina quando a corrente de carga passa por zero e iniciando novamente o seu semiciclo positivo, dando início à primeira etapa e recomeçando o ciclo.



Assim como o compensador com uso da célula de Buck EIE, este conversor proposto pode atuar em três formas relativas à condição de tensão da fonte CA de alimentação: Operação normal, operação durante “*Swell*” e operação em condições de subtensão ou durante “*Sags*”.

### 4.3.2 Condições de Operação

Cada condição de operação do conversor pode ser descrita pelas etapas de operação relacionadas com a amplitude da tensão CA de alimentação, conforme descrito nos tópicos a seguir. É importante ressaltar que, o controle de semiciclo atua de acordo com a corrente  $i_o$  da carga ao invés da tensão de entrada CA. Essa proposta é com a intenção de permitir um melhor controle para cargas que não sejam puramente resistivas. O controle será estudado no Capítulo 5.

#### 4.3.2.1 Condição Normal de Operação

Quando a tensão CA de alimentação esta dentro dos valores determinados por norma, denomina-se condição normal de operação, nesta condição tem-se duas etapas de operação.

**Etapal** - A figura 4.18 ilustra o caminho da corrente de carga  $i_o$  durante esta etapa. Ela tem inicio no instante em que corrente da carga passa por zero e inicia o seu semiciclo positivo.

Durante esta etapa a chave S3 permanece fechada e todas as demais chaves são mantidas abertas. A corrente de carga circula pela chave S3, pelo diodo D1 e pela carga, desta forma a tensão na carga fica igual à própria tensão de alimentação.

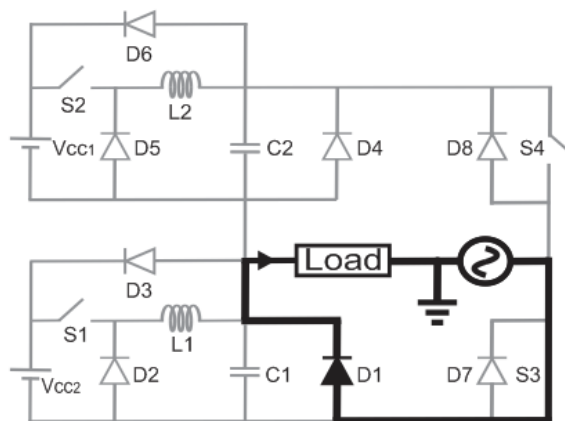


Figura 4.18 – Primeira Etapa da Condição Normal de Operação

**Etapa 2** - A figura 4.19 ilustra o caminho da corrente durante esta etapa. Ela tem início no instante em que a corrente de carga passa por zero e inicia o semi-ciclo negativo.

Durante esta etapa a chave S4 permanece fechada e todas as demais chaves são mantidas abertas. A corrente de carga passa pela chave S4, pelo diodo D4 e pela carga desta forma mantendo a tensão na carga igual à própria tensão de alimentação

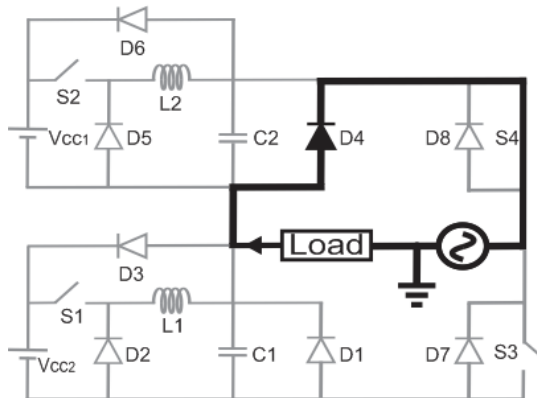


Figura 4.19 – Segunda Etapa da Condição Normal de Operação

Ressalta-se que neste modo de operação os conversores CC-CC, estão fora de operação pois não há necessidade de qualquer compensação de tensão, evitando atuação desnecessária do conversor, o que é importante em termos de eficiência.

#### 4.3.2.2 Condição *Sag* de Operação

Para a operação do conversor proposto quando a tensão CA de alimentação é menor que o valor limite recomendado pelas normas técnicas, chamada neste trabalho de condição *Sag* de operação, tem-se seis etapas.

As figuras 4.20 e 4.21 ilustram os três parâmetros mais relevantes no circuito: tensão de saída, tensão de entrada e corrente de saída, estas figuras representam o resultado esperado para o compensador atuando para uma carga indutiva, destacando as etapas de operação do conversor com seus respectivos intervalos de atuação. Estas imagens foram extraídas de uma simulação utilizando o software Orcad versão 10.3 mas estão sendo utilizadas apenas para representar os parâmetros mencionados.

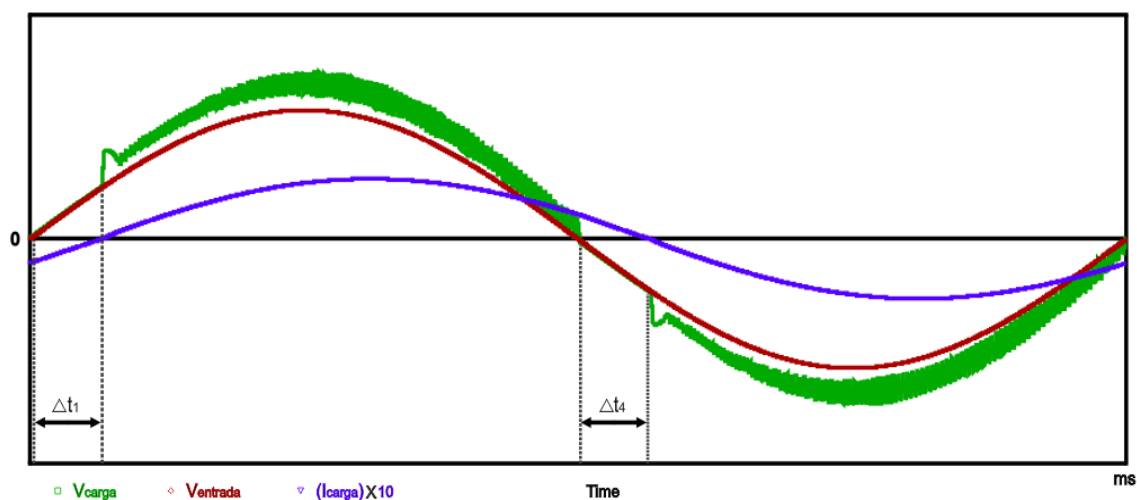


Figura 4.20 – Resultado Esperado em Condição *Sag* com Célula Buck

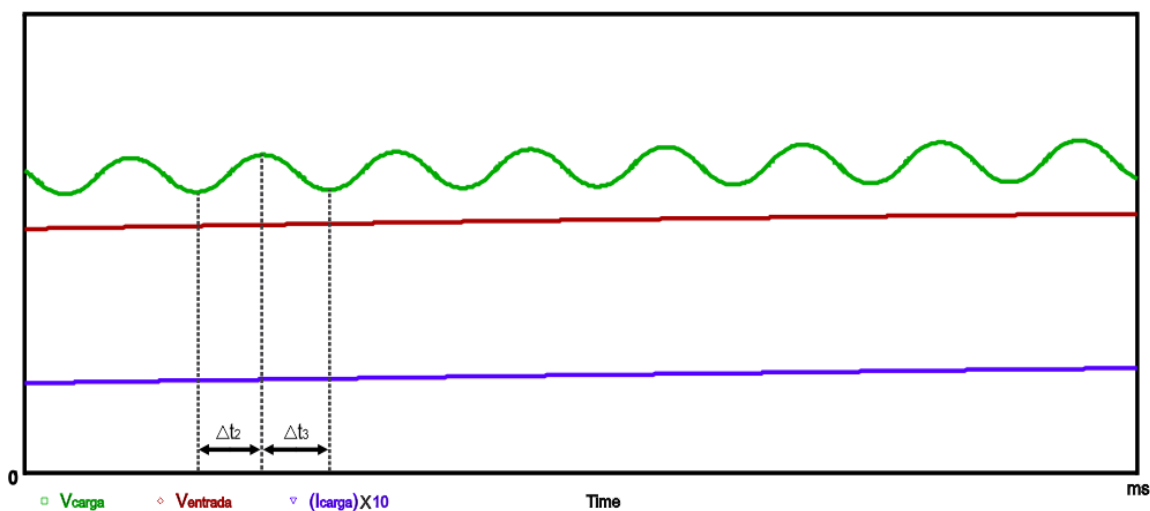


Figura 4.21 – Zoom do Resultado Esperado em Condição *Sag* com Célula Buck

Repare que as etapas 5 e 6 não foram destacadas em nenhuma das duas imagens, isso se deve ao fato de que elas seriam idênticas às etapas 2 e 3 respectivamente, com a única diferença de acontecerem no semiciclo negativo tanto de tensão de entrada quanto da corrente de saída, portanto utilizou-se apenas a Figura 4.21 e entende-se essas etapas por analogia. Vale destacar que o detalhamento na figura 4.21 é devido ao fato de as etapas 2, 3, 5 e 6 serem correspondentes ao chaveamento em alta frequência para compensação de *Sag*, portanto os seus períodos de duração são muito curtos para se representar em um gráfico na escala da Figura 4.20. Para a operação do conversor proposto quando a tensão CA de alimentação é menor que o valor limite recomendado pelas normas técnicas, chamada neste trabalho de condição *Sag* de operação, tem-se as seguintes etapas:

**Etapa 1** - A figura 4.22 ilustra o caminho da corrente durante esta etapa. Ela tem início quando a tensão na carga ( $v_o$ ) fica menor que a tensão mínima desejada. Através da ação de um comparador de histerese, a chave S1 é comandada para fechar. Durante esta etapa, a fonte  $V_{cc2}$  alimenta o capacitor C1 através do indutor L1 e a corrente de carga circula através de S3 e S1. A tensão  $V_{C1}$  soma à tensão instantânea de entrada, causando um crescimento da tensão na carga ( $v_o$ ) até atingir o valor de referência.

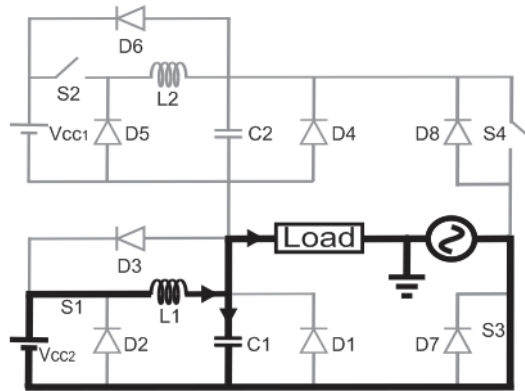


Figura 4.22 – Primeira Etapa da Condição *Sag* de Operação

**Etapa 2** - A figura 4.23 ilustra o caminho da corrente desta etapa. Ela tem início quando a tensão na carga ( $v_o$ ) fica maior que a tensão mínima desejada. Através da ação do comparador de histerese a chave S1 é comandada para abrir. Durante esta etapa, a corrente de carga circula pela chave S3, pelo capacitor C1 e pela carga. O indutor L1 devolve energia para a própria fonte de alimentação e a tensão sobre o capacitor C1 ( $v_{C1}$ ) decresce consequentemente decrescendo a tensão sobre a carga. Esta etapa termina quando a tensão de saída  $v_o$  passa a ser novamente menor do que o imposto pelo controle, sendo sucedida pela etapa 1.

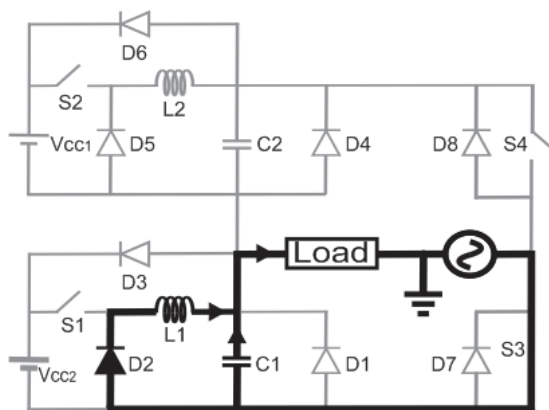


Figura 4.23 – Segunda Etapa da Condição *Sag* de Operação

Durante todo o semiciclo positivo da corrente  $i_o$ , S3 é mantida fechada e as etapas 1 e 2, descritas acima, se repetem pela ação de controle por histerese imposta pela comparação da amostra da tensão de saída ( $v_o$ ) com a tensão de referência ( $V_{Ref}$ ) relativa à tensão de saída desejada.

**Etapla 3-** A figura 4.24 ilustra o caminho da corrente nesta etapa. Ela tem início quando a tensão na carga ( $v_o$ ) passa para o semiciclo negativo, mas a corrente de carga  $i_o$  ainda está em seu semiciclo positivo. Durante esta etapa o controle de compensação do conversor não atua, desta forma a tensão na carga fica igual à própria tensão da rede, mesmo ela estando inferior ao valor desejado. Esta etapa é tão longa quanto for o atraso de fase entre tensão e corrente, isto acontece devido à característica indutiva da carga que no caso mais extremo possível pode durar metade do semiciclo para uma carga puramente indutiva. Todavia, uma carga puramente indutiva não é tão comum, o que faz esta etapa durar normalmente um tempo curto apenas no início do semiciclo da tensão. Então, a não compensação neste intervalo não prejudica a qualidade do conversor para a grande maioria das cargas. Durante esta etapa, a corrente de carga circula pela chave S3, pelo diodo D1 e pela carga.

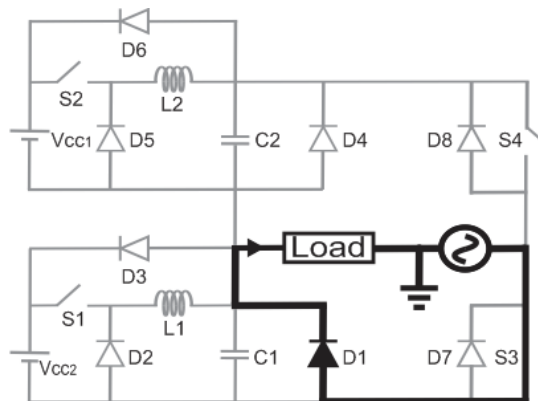


Figura 4.24 – Terceira Etapa da Condição *Sag* de Operação

**Etapla 4** – A figura 4.25 ilustra o caminho da corrente durante esta etapa. Ela tem início quando a tensão na carga ( $v_o$ ) no seu semiciclo negativo fica menor, em módulo, que a tensão mínima desejada e a corrente de carga  $i_o$  já está em seu semiciclo negativo. Através da ação de um comparador de histerese, a chave S2 é comandada para fechar. Durante esta etapa, a fonte  $V_{cc1}$  alimenta o capacitor C2 através do indutor L2 e

a corrente de carga circula através de S2 e S4. A tensão  $V_{C2}$  soma à tensão instantânea de entrada, causando um crescimento na tensão na carga ( $v_o$ ) até atingir o valor de referência.

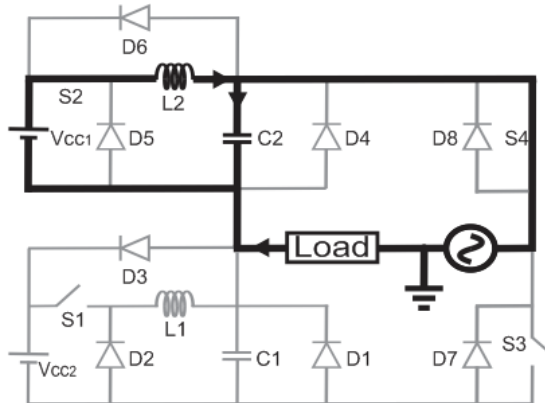


Figura 4.25 – Quarta Etapa da Condição *Sag* de Operação

**Etapa 5** - A figura 4.26 ilustra o caminho da corrente desta etapa. Ela tem início quando a tensão na carga ( $v_o$ ) no seu semiciclo negativo fica maior, em módulo, que a tensão mínima desejada. Através da ação do comparador de histerese a chave S2 é comandada para abrir. Durante esta etapa, a corrente de carga passa pela chave S4, pelo capacitor C2 e pela carga. O indutor L2 devolve energia para a rede e a tensão sobre o capacitor C2 ( $v_{C2}$ ) decresce consequentemente decrescendo a tensão na carga. Esta etapa termina quando a tensão de saída  $v_o$  passa a ser novamente menor do que o imposto pelo controle, sendo sucedida pela etapa 4.

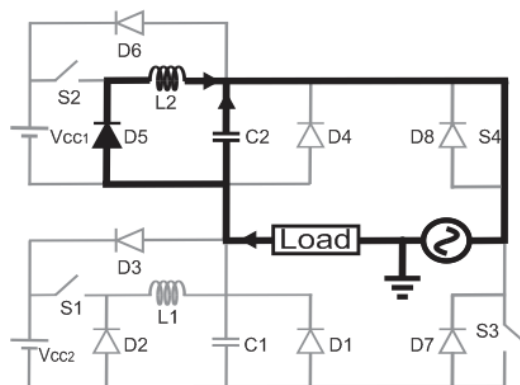


Figura 4.26 – Quinta Etapa da Condição *Sag* de Operação

Durante todo o semiciclo negativo da corrente  $i_o$ , S4 é mantida fechada e as etapas 4 e 5, descritas acima, se repetem pela ação de controle por histerese imposta

pela comparação da amostra da tensão de saída ( $v_o$ ) com a tensão de referência ( $v_{Ref}$ ) relativa à tensão de saída desejada.

**Etapa 6** - A figura 4.27 ilustra o caminho da corrente desta etapa. Esta etapa ocorre de forma semelhante à etapa 3 só que ela acontece quando a tensão na carga ( $v_o$ ) passa para o semiciclo positivo mas a corrente de carga  $i_o$  ainda está em seu semiciclo negativo. Durante esta etapa o controle de compensação do conversor não atua, desta forma a tensão na carga fica igual à própria tensão da rede, que no caso está inferior à desejada. Durante esta etapa, a corrente de carga passa pela chave S4, pelo diodo D4 e pela carga.

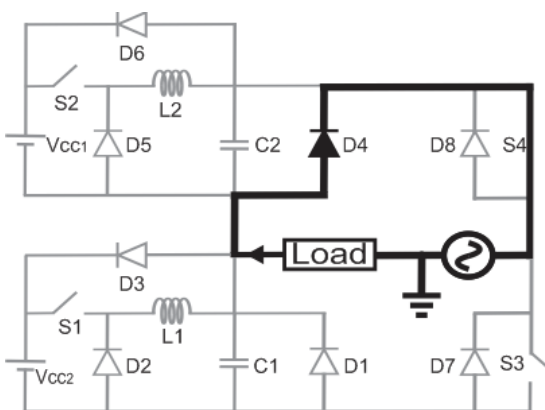


Figura 4.27 – Sexta Etapa da Condição *Sag* de Operação

Quando se dá fim à etapa 6 tanto a tensão de entrada CA quanto a corrente na carga  $i_o$  já estão em seus semiciclos positivos, e a atuação da compensação volta a acontecer de acordo com as etapas descritas anteriormente.

#### 4.3.2.3 Condição *Swell* de Operação

A figura 4.28 ilustra os três parâmetros mais relevantes no circuito: tensão de saída, tensão de entrada e corrente de saída, representado o resultado esperado para o compensador atuando para uma carga indutiva, e destacando as etapas de operação do conversor com seus respectivos intervalos de atuação. Esta imagem foi extraída de uma simulação utilizando o software Orcad versão 10.3 mas esta sendo utilizada apenas para representar os parâmetros mencionados.

É fácil perceber que, no caso do conversor trabalhando em condição *Sag* de operação, descrito anteriormente, a onda de saída esperada para compensação com célula do conversor Buck difere da com célula do conversor Buck EIE apenas no ripple de tensão presente, mas ainda assim há diferenças.

No caso da condição *Swell* de operação, pode-se perceber que não há diferença nenhuma nas ondas de saída esperadas. Isso se deve ao fato de que a célula em si não opera no intuito de compensar *Swell*, apenas a sua fonte CC de alimentação é que de fato atua.

Para a operação do sistema com a tensão CA de alimentação superior que o valor máximo recomendado por norma, tem-se quatro etapas de operação.

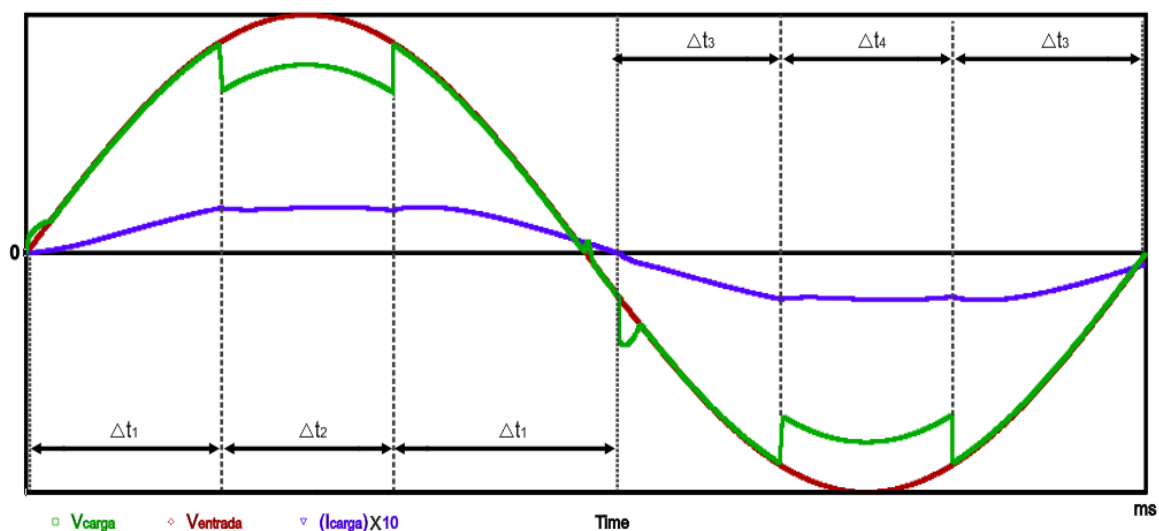


Figura 4.28 – Resultado Esperado em Condição *Swell* com Célula Buck

**Etapa 1** - A figura 4.29 ilustra esta etapa. Ela tem início quando a corrente de carga passa por zero, iniciando seu semiciclo positivo. Neste instante a chave S3 é comandada para fechar e S4 comandada para abrir. Todas as demais chaves são mantidas abertas durante esta etapa. Esta etapa termina quando a tensão de saída ( $v_o$ ) alcança o valor máximo preestabelecido pelo controle. Nota-se que, esta etapa é idêntica à etapa de condição normal de operação, uma vez que assim é vista pelo controle.

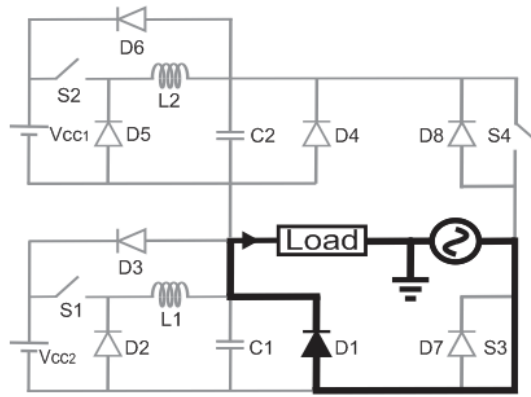


Figura 4.29 – Primeira Etapa da Condição *Swell* de Operação

**Etapa 2** - A figura 4.30 ilustra a etapa 2 de operação do compensador durante o intervalo de tempo em que, no semiciclo positivo, a tensão CA da rede de alimentação é maior que o limite preestabelecido no controle.

Durante esta etapa todas as chaves são mantidas abertas, e a chave S3 que antes estava fechada também é comandada para abrir, desta forma a corrente de carga circula no sentido do polo positivo da tensão CC de alimentação do conversor Buck do braço superior através de D6 e D8. Deste modo a tensão aplicada a carga é igual a tensão CA da rede subtraída da tensão Vcc de alimentação da célula do conversor Buck ( $V_{cc1}$ ).

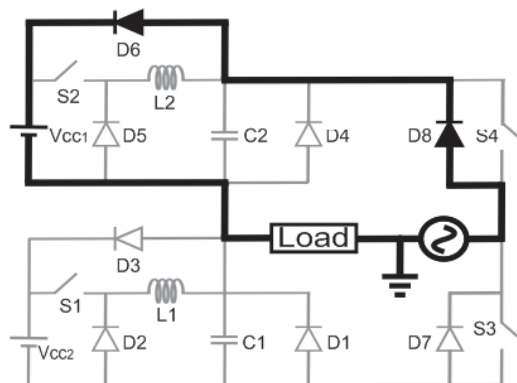


Figura 4.30 – Segunda Etapa da Condição *Swell* de Operação

**Etapa 3** - A figura 4.31 ilustra esta etapa. Ela tem início quando a corrente de carga passa por zero, iniciando seu semi-ciclo negativo. Neste instante a chave S4 é comandada para fechar e S3 comandada para abrir. Todas as demais chaves são mantidas abertas durante esta etapa. Esta etapa termina quando a tensão de saída ( $v_o$ ) alcança o valor máximo pré-estabelecido pelo controle. Nota-se que, esta etapa é idêntica à etapa de condição normal de operação, uma vez que assim é vista pelo controle.

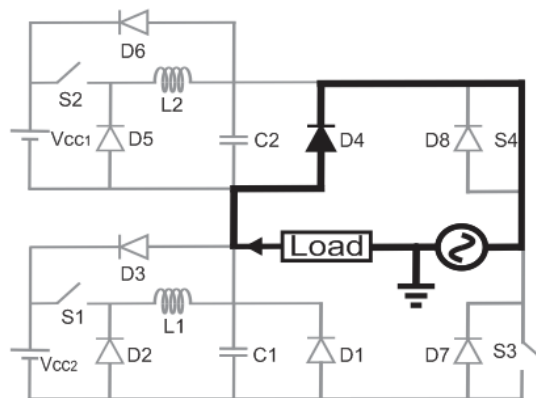


Figura 4.31 – Terceira Etapa da Condição *Swell* de Operação

**Etapa 4** - A figura 4.32 ilustra a etapa 4 de operação do compensador durante o intervalo de tempo em que, no semi-ciclo negativo, a tensão CA da rede de alimentação é maior (em módulo) que o limite preestabelecido no controle para o semiciclo negativo.

Durante esta etapa todas as chaves são mantidas abertas, e a chave S4 que antes estava fechada também é comandada para abrir, desta forma a corrente de carga circula no sentido do polo positivo da tensão CC de alimentação do conversor Buck do braço superior através de D3 e D7. Deste modo a tensão aplicada a carga é igual a tensão CA da rede subtraída da tensão  $V_{cc}$  de alimentação da célula do conversor Buck ( $V_{cc2}$ ).

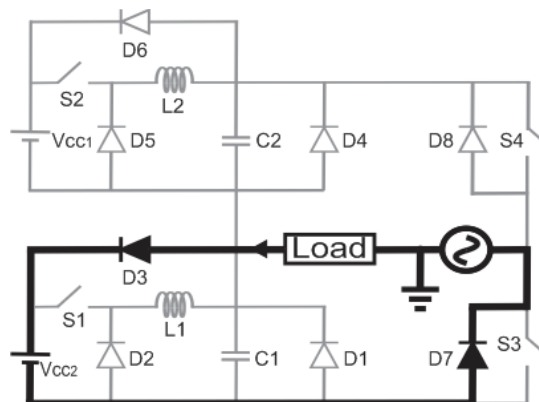


Figura 4.32 – Quarta Etapa da Condição *Swell* de Operação

Esta etapa termina quando a corrente de carga passa por zero e iniciando novamente o seu semiciclo positivo, dando início à primeira etapa e recomeçando o ciclo.

## 4.4 Comparativo entre os Conversores Buck EI e Buck EIE

Durante a realização deste trabalho ponderou-se entre qual célula de conversor CC-CC seria mais adequada, a do Buck EIE ou o mais simples Buck EI. Os principais critérios de comparação foram custo (devido à diferença em quantidade de chaves), nível de oscilação da tensão na carga e qualidade da tensão de saída. A ferramenta utilizada para essas comparações foi simulação com o software Orcad versão 10.3, a fim de poupar recursos e trabalho de montar os protótipos.

Embora o compensador com as células do conversor Buck EIE apresente uma oscilação menor da tensão na carga, e consequentemente uma tensão de saída de qualidade superior, a diferença é mínima, não justificando as duas chaves a mais que utiliza (uma a mais em cada célula), o que torna a utilização da célula do Buck EI mais conveniente para este trabalho.

Optou-se, portanto, pela utilização da célula de Buck EI para a montagem do protótipo, deixando a célula Buck EIE apenas no campo teórico e para discussões comparativas. Nos resultados de simulação que serão apresentados neste trabalho, por exemplo, esse comparativo discutido nesta seção tem seus resultados apresentados e novamente comparados, assim como neste capítulo ambas as topologias tiveram suas etapas de operação descritas.

Vale ressaltar que a escolha da célula de Buck EI ao invés da EIE foi realizada para o trabalho aqui desenvolvido e não se trata de uma escolha definitiva para qualquer conversor, por exemplo, em aplicações onde a qualidade da tensão de saída é de extrema importância a célula de Buck EIE se torna mais indicada.

## 4.5 Discussão sobre o Controle de *Swell*

Outro tópico que é discutido neste trabalho é a importância da compensação de *Swell*. Estudos como mencionados nos capítulos anteriores, apontam a gravidade que os fenômenos de *Sag* e *Swell* têm no mercado industrial. Ambos os fenômenos acarretam em perdas consideráveis, mas o maior enfoque na maioria dos estudos trata-se da compensação de *Sags*, e não de *Swells*, uma vez que o primeiro é um evento mais frequente e causador de muitos prejuízos no campo industrial.

Para o conversor proposto, a atuação realmente elegante e mais eficiente é a compensação de *Sag*, sendo a compensação de *Swell* uma solução simplista e pouco eficiente para elevações muito grandes ou cargas muito indutivas.

Portanto, embora tenham sido realizados todos os ensaios de simulação para ambas as compensações, e a compensação de *Swell* tenha se mostrado funcional, até mesmo no primeiro protótipo montado, optou-se por se abandonar a ideia de compensação *Swell* no campo prático deste trabalho.

No campo teórico a compensação de *Swell* continuará sendo discutida, assim como poderá ser visto no Capítulo 5 onde o controle proposto para o trabalho incluirá o controle para casos de *Swell* e será explicado com detalhes.

## **4.6 Conclusão**

Este capítulo é uma etapa essencial em qualquer trabalho que proponha algum arranjo de circuito, assim como este. As etapas de operação do compensador proposto são apresentadas e explicadas detalhadamente, de forma a permitir que qualquer leitor com algum conhecimento de circuitos seja capaz de entender o princípio de funcionamento do conversor proposto.

Neste capítulo abrem-se também algumas discussões sobre as relações custo-benefício estudadas antes da montagem do protótipo para ensaios reais do compensador, função de grande importância ao se criar um produto.

Portanto, este capítulo é de grande importância para o andamento de todo o restante do trabalho, assim como para a compreensão do leitor sobre o que compensador e sobre os demais assuntos que são apresentados nos capítulos seguintes.

# Capítulo 5

## Lógica de Controle

### 5.1 Introdução Geral

Este capítulo tem o intuito de apresentar, ilustrar e explicar a lógica de controle proposta para a topologia de conversor proposto neste trabalho.

A fim de simplificar o trabalho, no capítulo 4 já foi explicado que se optou por trabalhar com a célula do conversor Buck EI ao invés do Buck EIE, todavia, tanto a lógica do primeiro conversor quanto a do segundo serão tratadas neste capítulo, embora ambas sejam extremamente semelhantes, com o único acréscimo de duas chaves na célula de Buck EIE, mas que recebem o mesmo comando das outras chaves para a compensação.

O controle desenvolvido para este trabalho, para ambas as topologias, foi um controle puramente analógico, principalmente devido à sua simplicidade, mas será apresentado neste capítulo também uma discussão mais detalhada entre os porquês que foi escolhido um controle analógico e não digital.

### 5.2 Descrição da Lógica de Controle

As figuras 5.1 e 5.2(a) ilustram as lógicas de controle utilizadas para o acionamento do compensador série proposto para os casos com célula de compensação do conversor Buck e do Buck EIE respectivamente, enquanto que as figuras 5.1 e 5.2 (b) estão colocadas a fim de representar o circuito de potência para melhor identificação dos elementos mencionados nos controles. A estratégia adotada é adequada para estabilizar a tensão CA aplicada à carga para três condições possíveis da tensão de alimentação  $v_i$ : condição normal de operação, condição *Sag* de operação e condição *Swell* de operação. Estas condições se referem às amplitudes dentro do limite máximo e mínimo, abaixo do limite mínimo e acima do limite máximo de tensão aplicada à carga recomendadas por normas técnicas. O controle pode ser feito de forma a se colocar os limites máximo e mínimo de tensão que se desejar, mas o projeto da célula de compensação precisa ser compatível para conseguir compensar as oscilações previstas.

Pode-se perceber pelas figuras 5.1 e 5.2 que três sinais interessam para a lógica de controle proposta neste trabalho:  $v_i$ ,  $v_o$  e  $i_o$ . Além destes sinais, mais dois parâmetros precisam ser definidos no controle,  $V_{\max}$  e  $V_{\text{Ref}}$ . Como cada um destes sinais será tratado e utilizado nestes controles será explicado detalhadamente neste capítulo.

Pode-se notar pela figura 5.1(a) que, a chave S3 é comandada para se manter fechada enquanto a corrente de carga  $i_o$  estiver no semiciclo positivo e enquanto a tensão de entrada  $v_i$  for menor que o limite máximo positivo estabelecido para atender as normas técnicas, limite este representado por  $V_{\max}$ , um nível CC de tensão comparado com a tensão de saída  $v_o$  gerando os sinais  $V_{\text{pico}+}$  e  $V_{\text{pico}-}$ . A chave S4 por sua vez, é comandada de forma dual em relação à chave S3, atuando durante o semiciclo negativo da corrente de carga  $i_o$ . De forma análoga são controladas as chaves S5 e S6 no controle do conversor com a célula de compensação do Buck EIE, como fica ilustrado na figura 5.2.

A chave S1 é comandada para fechar quando tensão de saída  $v_o$  ficar menor que a tensão de referência  $V_{\text{Ref}}$  e comandada para abrir quando a tensão de saída  $v_o$  ficar maior que a tensão de referência. Além disso, a operação da chave S1 conforme descrito ocorre se e somente se as ondas da tensão de entrada  $v_i$  e da corrente de carga  $i_o$  estiverem nos seus respectivos semiciclos positivos. A tensão  $V_{\text{Ref}}$  comparada com  $v_o$ , diferentemente da tensão  $V_{\max}$ , é uma senóide, e à medida que  $v_o$  é compensada pela ação do conversor, esta supera  $V_{\text{Ref}}$  na etapa de compensação, como descrito no Capítulo 4, e quando superado a chave abre, decrescendo a tensão  $v_o$ , caracterizando o chaveamento em alta frequência descrito no capítulo anterior.

A chave S2 opera de forma dual à operação das chaves S1, trabalhando com o papel de compensar a tensão de carga  $v_o$  durante os semiciclos negativos da corrente de carga  $i_o$  e tensão de entrada  $v_i$ . De forma análoga são controladas as chaves S1, S2, S3 e S4 para o compensador com célula do conversor Buck EIE.

Portanto, é fácil perceber que, a mesma lógica de controle é aplicada para ambas as topologias, seja com a célula de compensação do Buck ou do Buck EIE. A única diferença relevante entre as topologias é a necessidade de se isolar os pulsos para as duas chaves a mais a serem controladas, mas até mesmo o sinal para comandá-las é o mesmo.

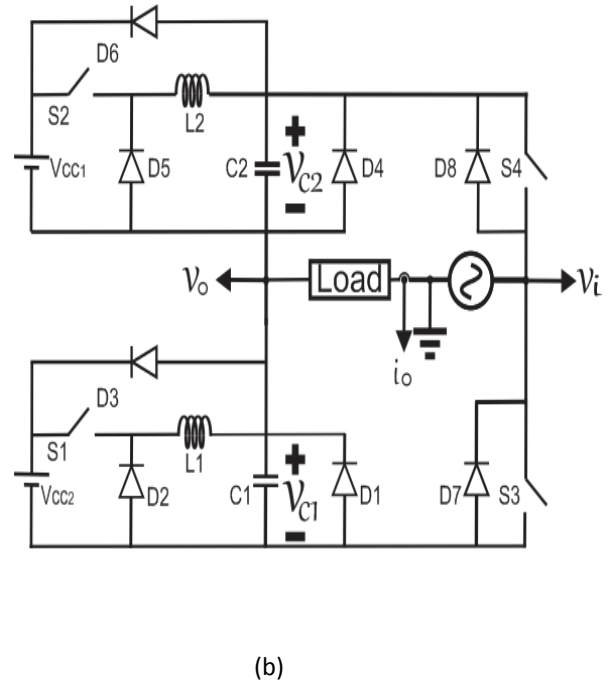
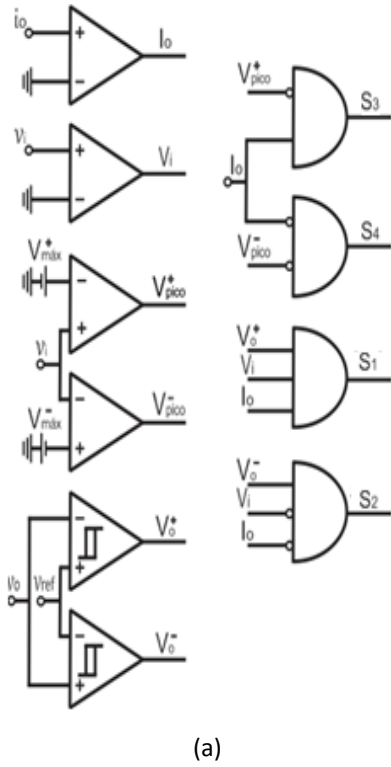


Figura 5.1 (a) Lógicas de Controle para o Compensador com Célula de Conversor Buck.

(b) Topologia do Compensador Proposto com Célula de Compensação Buck

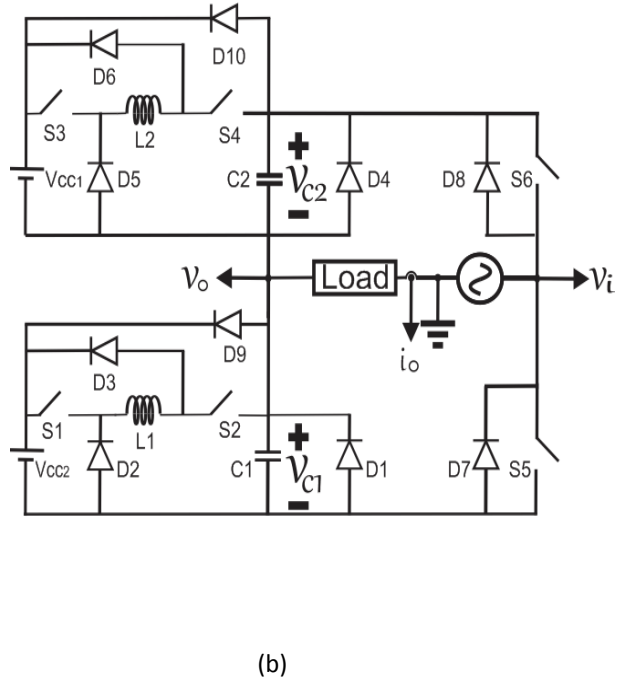
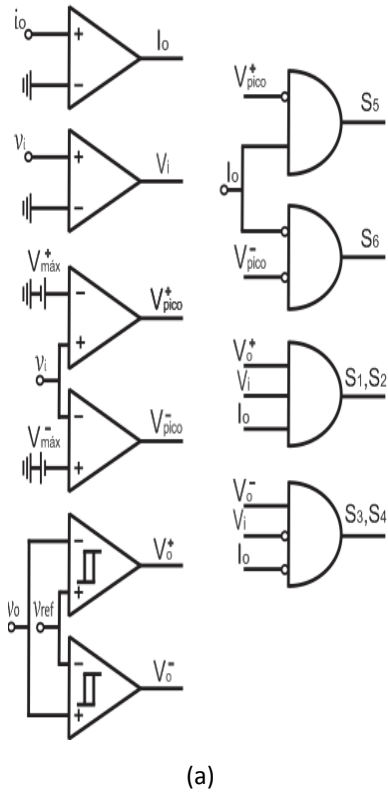


Figura 5.2 (a) Lógicas de Controle para o Compensador com Célula de Conversor Buck EIE.

(b) Topologia do Compensador Proposto com Célula de Compensação Buck EIE

As figuras 5.1 e 5.2 deixam claro que a lógica de controle empregada neste trabalho é relativamente simples, podendo ser representada por 6 comparadores para obter os sinais a serem analisados e 4 portas lógicas “E” para gerar os devidos pulsos para as chaves a serem controladas.

Como poderá ser visto a seguir neste capítulo, o circuito capaz de efetuar tal controle envolve apenas 6 AO’s para executar o papel dos comparadores e alguns transistores para funcionarem como as portas lógicas “E”, assim como para funcionarem de forma a inibir os sinais para as chaves de controle de semiciclo no caso de *Swells*, mostrando que a lógica de controle proposta não é apenas simples, mas é também de fácil montagem, relativamente pequena e conseqüentemente fácil de se fazer manutenção ou encontrar possíveis falhas.

A lógica de controle também pode ser escrita na forma de um fluxograma, uma representação comum em trabalhos a fim de esclarecer como o controle atua dependendo da condição de operação em que se encontra. A figura 5.3 abaixo ilustra esse fluxograma. Vale ressaltar que a partir deste ponto já ficou claro que o mesmo controle se aplica tanto para a topologia com célula de compensação de conversor Buck quanto com célula de conversor Buck EIE, portanto, para simplificação será apresentada apenas a lógica para o primeiro daqui em diante.

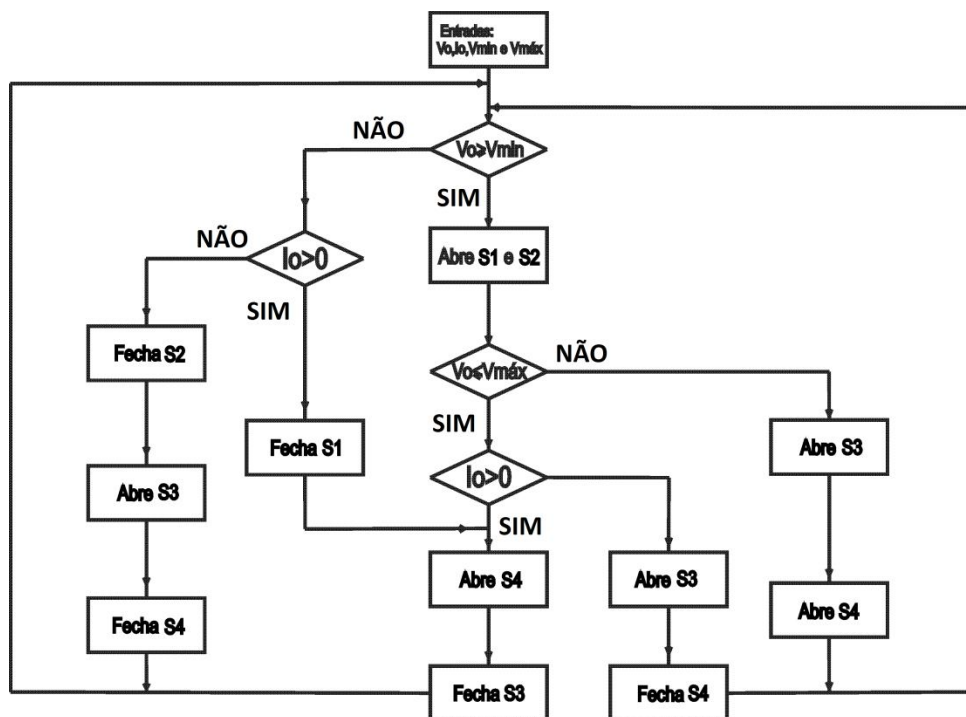


Figura 5.3 – Fluxograma de Lógica de Controle

Pode-se perceber pelo fluxograma que o controle pode ser limitado a apenas três parâmetros para tomadas de decisão no controle: a tensão na carga  $V_o$ , a corrente de carga  $I_o$  e a tensão de entrada  $V_i$ . O monitoramento das tensões de entrada e de saída define em que condição de operação o conversor está, seja ela uma condição normal, condição *Sag* ou condição *Swell* enquanto que, a corrente de carga  $I_o$  é monitorada para acompanhar o semiciclo de operação da própria corrente de carga, uma vez que o controle de semiciclo proposto depende tanto do semiciclo da tensão quanto da corrente a fim de garantir um bom funcionamento até para cargas indutivas.

Quando  $V_o$  é maior do que o limite mínimo do controle e menor do que o limite máximo, o circuito opera em condição normal, analisa-se então o semiciclo da corrente para saber qual chave estará fechada, seja S3 ou S4.

Se  $V_o$  é menor do que o limite mínimo do controle analisa-se  $I_o$  para saber em qual semiciclo a corrente está para fechar tanto a chave de semiciclo (S3 ou S4) quanto a chave de compensação correspondente (S1 ou S2). Após a compensação a tensão de saída superará o limite mínimo e o controle atuará como se em uma condição normal de operação, até ela se tornar novamente inferior e o controle atuar novamente, repetindo este processo em alta frequência durante toda a duração do *Sag*.

Por fim, se a tensão de saída estiver maior que do que o limite máximo imposto pelo controle, a chave de controle do respectivo semiciclo, identificado novamente pela corrente de saída  $I_o$ , será comandada para abrir, de forma a forçar a corrente a circular pelo pólo positivo da fonte CC da outra célula do conversor, causando uma queda de tensão na saída proporcional a essa fonte.

### 5.3 Descrição do Circuito de Controle

Uma vez decidida a lógica de controle desenvolvida para este trabalho, deve-se propor um circuito de controle capaz de efetuar-la. Como já descrito anteriormente, o circuito de controle proposto neste trabalho trata-se de um circuito puramente analógico, com o uso de comparadores e transistores.

Nesta seção serão descritos separada e detalhadamente os circuitos utilizados para efetuar cada uma das tarefas deste conversor: Controle das chaves de semiciclos (S3 e S4), Controle das chaves de compensação de afundamento (S1 e S2), Controle de compensação para *swell* e isolamento dos pulsos.

Ao fim desta seção estará demonstrada a simplicidade do controle proposto, assim como a facilidade de implementação, utilizando apenas 6 AO's (4 LM 311 e 2 LM 318), 8 transistores e quatro *drivers* para isolar os pulsos de comando das 4 chaves.

### 5.3.1 Controle das Chaves de Semi-ciclo

A figura 5.4 ilustra o circuito de controle utilizado para efetuar o controle de semiciclo utilizado neste trabalho. O chamado de controle de semiciclo é o responsável por monitorar os semiciclos positivo e negativo tanto da tensão de entrada quanto da corrente de saída. Os sinais gerados pelo controle de semiciclo são utilizados para duas funções: acionar as chaves S3 e S4, e inibir as chaves S1 e S2 para que os conversores só possam compensar afundamentos nos momentos em que a tensão de entrada e a corrente de saída estão no mesmo semiciclo.

O A1 é um LM 311 operando como comparador. Em sua entrada não inversora entra o sinal de corrente de saída extraído por um sensor de corrente no circuito de potência, e sua entrada inversora é aterrada, dessa forma, sempre que a corrente de saída for maior que zero, ou seja, estiver no semi-ciclo positivo, o AO tem sinal alto, e no restante do tempo sinal baixo.

Quando a saída do A1 está baixa, o transistor T1 fica aberto e o pulso I- é gerado devido a fonte Vcc ligada diretamente no nó. Quando a saída do AO fica em nível alto, o sinal I<sub>+</sub> é gerado, e o transistor T1 é fechado devido à corrente de base, aterrando o pulso I-, levando este a zero. Desta forma, os pulsos I<sub>+</sub> e I- podem ser gerado utilizando-se apenas um comparador e um transistor seguindo uma lógica de pulsos complementares.

O A2 trabalha de forma idêntica ao 1, com a diferença que o sinal recebido na porta não-inversora é o da tensão de entrada, e o pulsos geradas são chamados de V<sub>+</sub> e V-.

Quando a saída do A2 está baixa, o transistor T2 fica aberto e o pulso V- é gerado devido a fonte Vcc ligada diretamente no nó. Quando a saída do AO fica em nível alto, o sinal V<sub>+</sub> é gerado, e o transistor T2 é fechado devido à corrente de base, aterrando o pulso V-, levando este a zero.

Os pulsos I<sub>+</sub>, I-, V<sub>+</sub> e V- são utilizados para algumas funções dentro deste controle que serão descritas nas seções seguintes, mas o papel mais importante dos pulsos I<sub>+</sub> e I- são responsáveis pelo comando de fechamento das chaves de semiciclo S3 e S4

respectivamente, fechamento inibido às vezes pelo controle de *Swell* que será detalhado mais a frente.

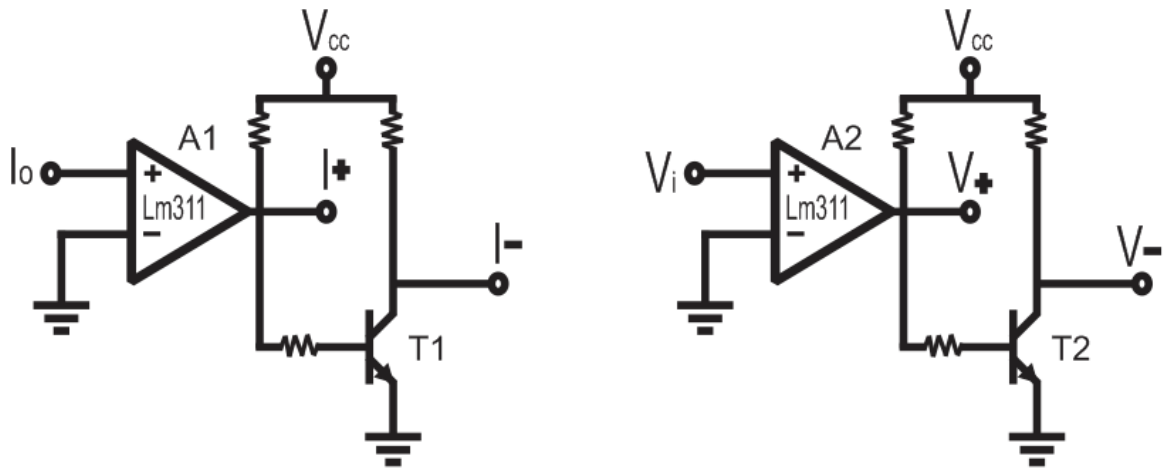


Figura 5.4 – Circuito Responsável pelo Controle de Semiciclo

As Figuras 5.5 e 5.6 ilustram as formas de onda esperadas para os pulsos  $I_+$ ,  $I_-$ ,  $V_+$  e  $V_-$  mediante uma carga de característica indutiva, carga mais complexa prevista pelo controle. Na Figura 5.5 os pulsos  $I_+$  e  $I_-$  estão representados assim como as ondas  $v_i$  e  $i_o$  para questões de referência. A figura 5.6 ilustra os pulsos  $V_+$  e  $V_-$  com as mesmas ondas  $v_i$  e  $v_o$  para ter-se a devida referência.

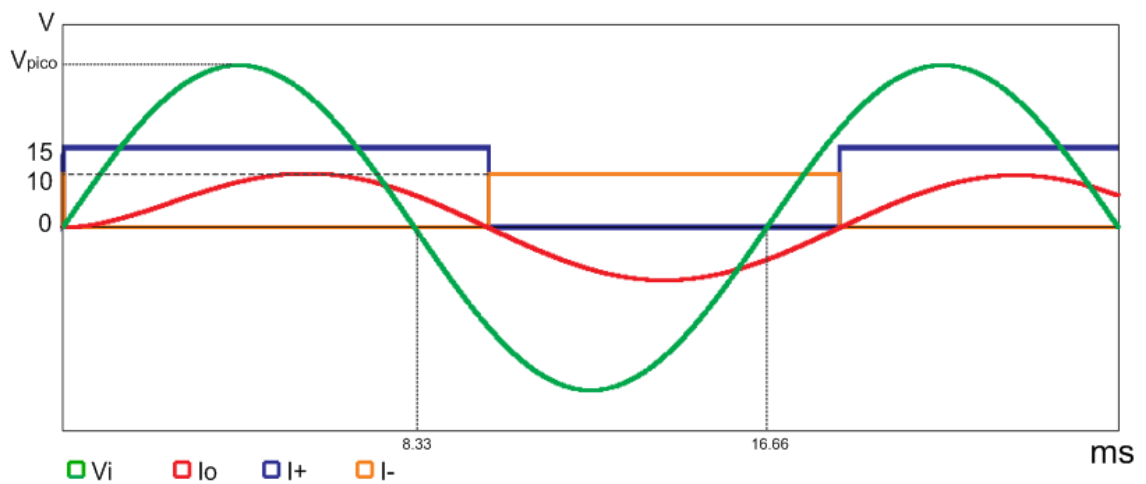


Figura 5.5 – Pulsos  $I_+$  e  $I_-$

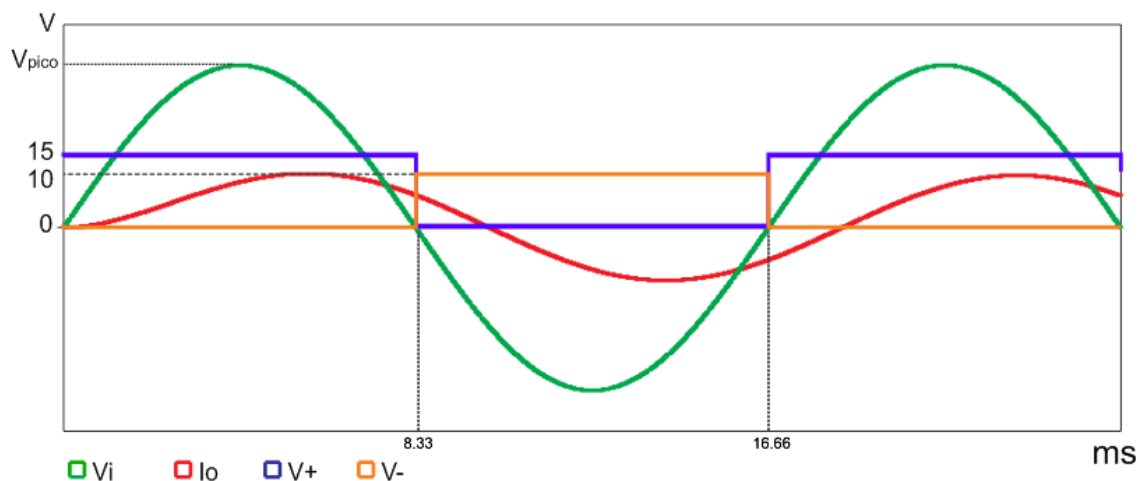


Figura 5.6 – Pulsos  $V_+$  e  $V_-$

Os circuitos responsáveis por cada parte do controle foram separados em tópicos para uma explicação mais clara e detalhada de cada um, mas como será mencionado nos controles a seguir, eles estão todos conectados de certa forma. Esses pulsos gerados no controle de semiciclo não só atuam para o fechamento das chaves de semiciclo S3 e S4, mas também inibem as S1 e S2 em determinados momentos, assim como são inibidos pelo controle de *swell*.

Os controles descritos acima são complementares, de forma que sempre que se tem o pulso  $I_-$ , o  $I_+$  está desabilitado, e sempre que se tem o pulso  $I_+$  ele desabilita o  $I_-$ . A mesma lógica se aplica aos pulsos  $V_-$  e  $V_+$  no controle de A2 portanto, exceto em condições de *Swell* em que esses pulsos serão desabilitados, pelo menos uma das chaves de semiciclo estará fechada durante o funcionamento do circuito.

### 5.3.2 Controle de Compensação de *Sag*

A figura 5.7 ilustra o circuito de controle responsável pelo controle da compensação de tensão para condições de afundamento de tensão (*Sag*). O controle de compensação para *Sag* é o responsável pelo controle das chaves dos conversores Buck. Os AO's utilizados neste circuito são os dois LM's 318 do controle. Optou-se pelo LM 318 porque o controle de compensação de *Sag* é efetuado com chaveamento de alta frequência.

Assim como os AO's 1 e 2, os AO's 3 e 4 atuam como comparadores, uma das aplicações mais simples para um AO, mas estes trabalham em alta frequência, atuando como comparadores por histerese. Uma amostra da tensão de saída é recebida na porta

inversora do A3 e uma senóide de referência na porta não-inversora. Esta senóide precisa estar em fase com a tensão de saída para que o controle atue de forma adequada.

A tensão de saída é comparada o tempo inteiro com a senóide de referência de forma que, se a tensão de saída ficar menor do que a referência, o pulso  $V_{\min+}$  é gerado, comandando o fechamento da chave S1. Quando a chave fecha, o conversor Buck compensa a tensão de saída, elevando-a e superando a referência, zera-se o pulso  $V_{\min+}$  e abre-se a chave. Quando a chave abre a tensão decresce novamente e o processo fica se repetindo em alta frequência.

O A4 funciona de forma espelhada ao A3, com a senóide de referência conectada na porta não-inversora e a amostra da tensão de saída na porta inversora. Dessa forma, a senóide de referência é comparada o tempo inteiro com tensão de saída de forma que, quando a tensão de saída ficar menor, em módulo, do que a referência, mas no semiciclo negativo, de forma que ela estará na verdade mais negativa que a referência, o pulso  $V_{\min-}$  é gerado, comandando o fechamento da chave S2. Quando a chave fecha, o conversor Buck compensa a tensão de saída, elevando, em módulo, ela e superando a referência, passando a ser menos negativa que ela, zerando o pulso  $V_{\min-}$  e abrindo a chave. Quando a chave abre o módulo da tensão decresce novamente e o processo fica se repetindo em alta frequência.

Além da lógica principal descrita acima, a compensação *Sag* possui mais um complemento para evitar compensações em condições de mau funcionamento. Esse controle a mais é implementado com o uso dos transistores T3,T4,T5 e T6, com o intuito de evitar que as chaves S1 e S2 sejam comandadas para fechar em semiciclos indesejados.

Os transistores T3 e T4 são responsáveis por garantir que o pulso  $V_{\min+}$  será zero enquanto a tensão de entrada e a corrente de saída não estiverem ambas em seus semiciclos positivos, desta forma evitando chaveamentos indesejados da chave S1. Da mesma forma, os transistores T5 e T6 atuam para garantir que o pulso  $V_{\min-}$  será zero enquanto a tensão de entrada e a corrente de saída não estiverem ambas em seus semiciclos negativos, desta forma evitando chaveamentos indesejados da chave S2.

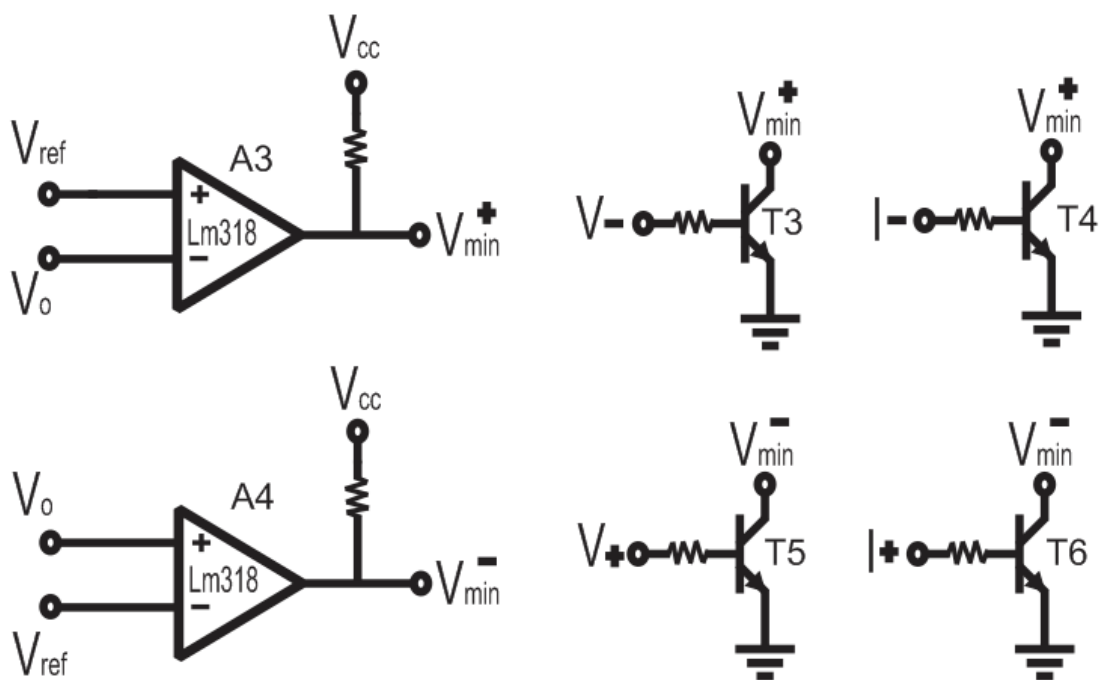


Figura 5.7 – Circuito de Controle de Compensação de Sag

A figura 5.8 ilustra as formas de onda dos pulsos  $V_{min+}$  e  $V_{min-}$  quando o conversor, com uma carga indutiva, está operando em condição *Sag* de operação. Em seguida a figura 5.9 ilustra uma visão mais detalhada de um destes pulsos pois, devido à sua alta frequência de chaveamento torna-se necessário uma representação dos mesmos numa escala de tempo menor.

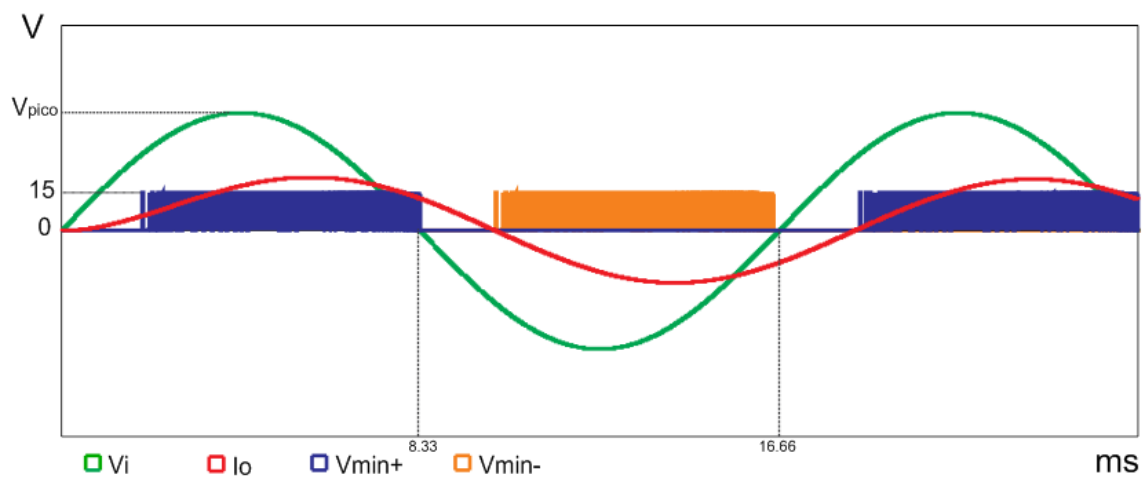


Figura 5.8 – Pulsos  $V_{min+}$  e  $V_{min-}$

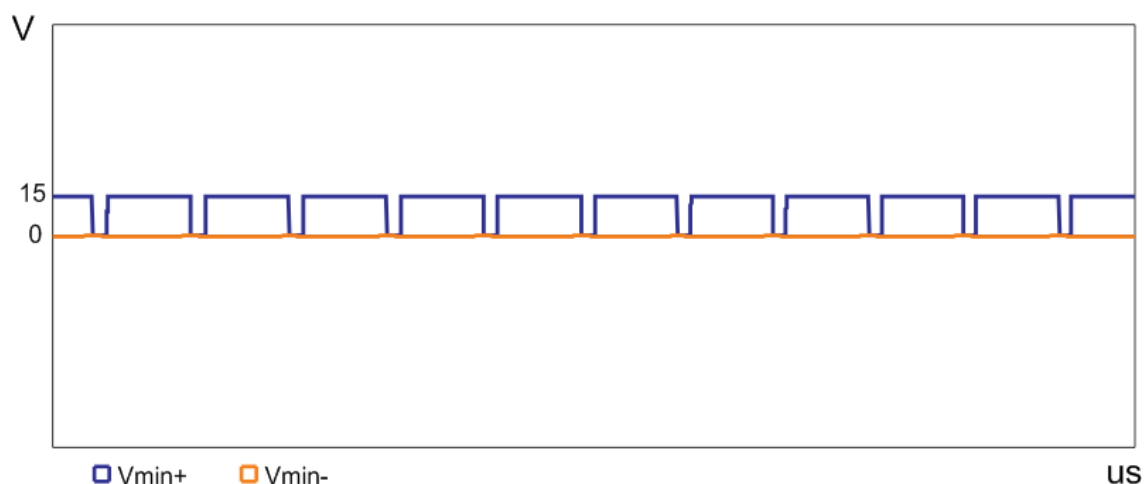


Figura 5.9 – Visão Detalhada do Pulso  $V_{min+}$

É interessante perceber que, nos intervalos onde a tensão de saída e a corrente na carga não estão no mesmo semiciclo os pulsos de  $V_{min+}$  e  $V_{min-}$  são zero, garantindo que estes não chaveiem em tais intervalos de tempo como explicado acima na atuação dos transistores T3, T4, T5 e T6.

Devido as suas características este controle não atua quando corrente e tensão estão em semiciclos diferentes. Isto leva a uma compensação dependente de defasagem entre tensão e corrente. Isto é mais crítico para cargas altamente indutivas porque o controle deixará de atuar por um intervalo de tempo maior. Mesmo assim ele se mostrou bastante eficiente nos resultados tanto experimentais quanto de simulação que serão apresentados no capítulo seguinte.

### 5.3.3 Controle de Compensação de *Swell*

A figura 5.10 ilustra a última condição de compensação que este trabalho propõe atuar. Nesta seção será apresentado o controle proposto para a compensação de *Swell*, estudado e comprovado por simulação como eficaz assim como, no capítulo seguinte ainda serão apresentados os seus resultados de simulação.

O princípio de atuação do controle de compensação de *Swell* é de inibir a atuação das chaves de semiciclo, S3 e S4, de forma a forçar a circulação da corrente através do diodo intrínseco da outra chave e pelo polo positivo da fonte CC do conversor Buck do outro braço, causando uma queda direta desse mesmo nível CC sobre a tensão de saída, como já mostrado nas etapas de operação no capítulo anterior.

O A5 é um LM 311 trabalhando como comparador. Em sua entrada inversora entra o sinal de tensão de entrada extraído por um sensor de tensão no circuito de potência, e sua entrada não-inversora tem uma fonte CC conectada a ele, para determinar o parâmetro de tensão máxima a partir da qual a compensação de *Swell* atua, dessa forma, sempre que a tensão de entrada superar essa tensão CC de referência, o AO tem sinal alto, e no restante do tempo sinal baixo.

Quando a saída do A5 está baixa, o transistor T7 fica aberto e o controle de *swell* simplesmente não atua. Quando a saída do AO fica em nível alto, o sinal de saída injeta corrente de base no transistor T7, fechando-o e aterrando a tensão do sinal  $I_+$ , colocando-o em zero volts, portanto, comandando a abertura da chave S3 e desencadeando o processo de compensação de *Swell* descrito anteriormente. Quando a tensão de entrada passa a ser menor do que o limite do controle o sinal do A5 zera, o transistor T7 abre e o conversor volta a funcionar como em uma condição normal de operação.

O A6 trabalha de forma semelhante ao A5 mas para atuação no semiciclo negativo, de forma que, o sinal recebido na porta não-inversora é o da tensão de entrada, e a fonte CC de referência é conectada na entrada inversora do AO.

Quando a saída do A6 está baixa, o transistor T8 fica aberto e o controle de *swell* simplesmente não atua. Quando a saída do AO fica em nível alto, o sinal de saída injeta corrente de base no transistor T8, fechando-o e aterrando a tensão do sinal  $I_-$ , colocando-o em zero volts, portanto, comandando a abertura da chave S4 e desencadeando o processo de compensação de *Swell* descrito anteriormente. Quando a tensão de entrada passa a ser menor do que o limite do controle o sinal do A6 zera, o transistor T8 abre e o conversor volta a funcionar como em uma condição normal de operação.

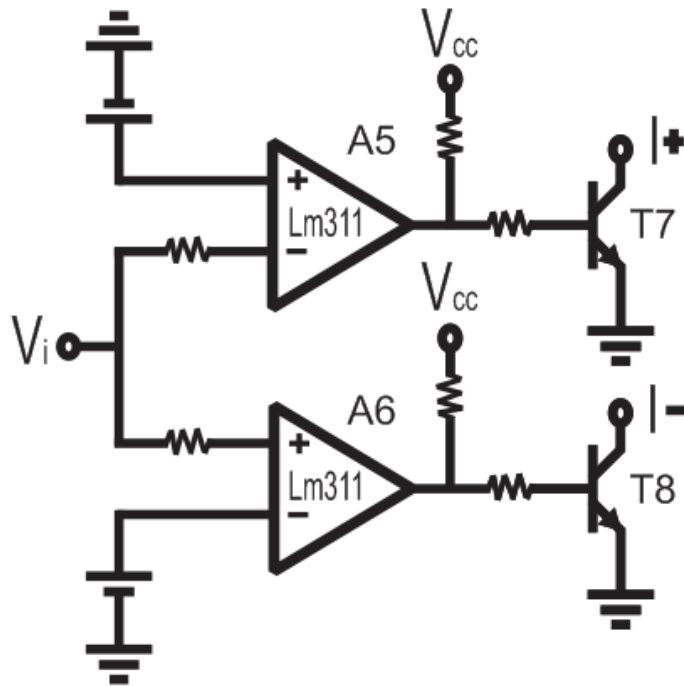


Figura 5.10 – Circuito de Controle para Compensação de *Swell*

A figura 5.11 ilustra os pulsos gerados por este controle para inibição das chaves S3 e S4 para o caso do conversor trabalhando em uma condição *Swell* de operação. Os pulsos foram denominados  $V_{\max+}$  e  $V_{\max-}$  para os pulsos inibidores das chaves S3 e S4 respectivamente. Diferentemente dos pulsos mostrados para condição normal de operação e para condição *Sag* de operação, o parâmetro da corrente de saída  $i_o$  não é relevante e, portanto não está na figura. O parâmetro relevante para este controle é o  $V_{\text{controle}}$  traçado em vermelho que é exatamente o nível CC de comparação mencionada na descrição do controle.

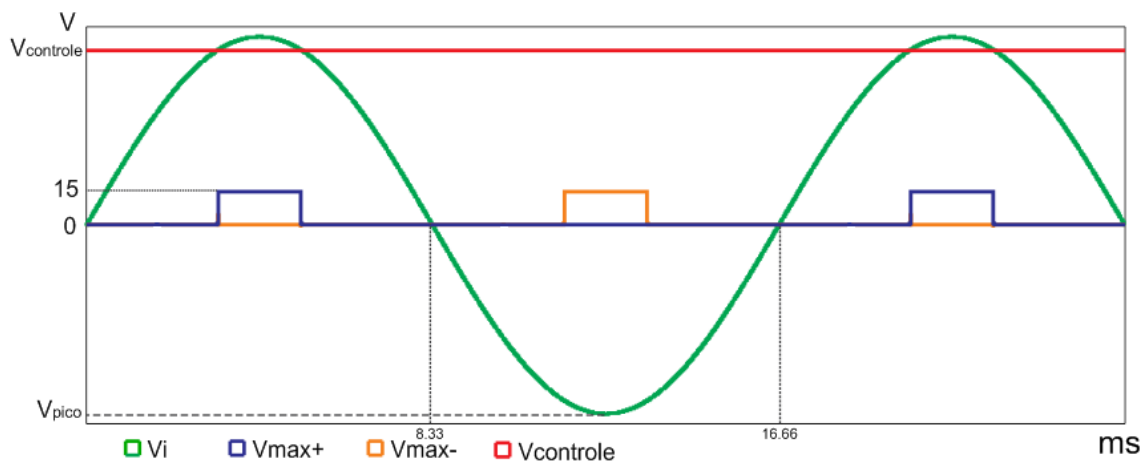


Figura 5.11 – Pulsos de Controle de *Swell*

O controle de *Swell* atua de uma forma um tanto agressiva, abaixando um nível CC direto na tensão de saída, possuindo um DHT consideravelmente pior do que o controle de compensação de *Sag*, mas ainda assim os seus resultados de simulação, que serão mostrados no capítulo 6, são bastante promissores.

## 5.4 Discussão entre Controle Analógico e Digital

Como já mencionado anteriormente, neste trabalho optou-se por utilizar um controle puramente analógico. Cabe a este tópico explicar os porquês de tal escolha.

Primeiramente, devido à lógica proposta ser consideravelmente simples, a utilização de um controle analógico torna-se viável, uma vez que, não muitos componentes precisarão ser utilizados para efetuar-la. Em controles mais elaborados, extensos ou complexos, o controle analógico torna-se grande, com um número exagerado de componentes, revelando-se uma opção ruim.

Em segundo lugar, o controle digital envolve um amplo conhecimento de programação, assim como a utilização e domínio de softwares para tal, o que torna a sua utilização algo bem mais trabalhoso para este caso.

Por fim, mas não menos importante, o controle analógico neste caso torna-se também uma opção mais barata, uma vez que só utiliza componentes simples e baratos, cuja somatória de custos ainda é inferior à de um DSP ou algum outro controlador que precisaria ser utilizado em um controle digital.

Por estes motivos optou-se por desenvolver este trabalho com uma lógica de controle puramente analógica, todavia, como será mostrado no Capítulo 7, outras topologias estão a ser desenvolvidas para o andamento deste projeto, como a compensação trifásica e a compensação em multinível. Para controles mais sofisticados como os destes, provavelmente uma lógica de controle digital será mais viável.

## 5.5 Conclusão

A lógica de controle empregada neste trabalho é uma lógica bastante simples, de fácil entendimento e montagem. O próprio circuito de controle utilizado envolve apenas AO's, todos trabalhando como comparadores, e transistores.

Embora um controle digital seja mais sofisticado, optou-se pela simplicidade do controle analógico, a fim de desenvolver um controle barato e de fácil implementação.

Por fim, assuntos como a implementação de um controle digital, assim como possíveis melhorias no próprio controle analógico ficam como propostas para continuações deste trabalho.

# Capítulo 6

## Resultados Experimentais e de Simulação

### 6.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados tanto os resultados de simulação quanto os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo desenvolvido no laboratório do NUPEP(Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência).

O protótipo final ensaiado teve diversas placas de circuito de controle testadas antes do protótipo final no qual foi realizado o ensaio completo, e são os resultados deste ensaio que serão apresentados aqui. A placa de potência se manteve basicamente a mesma em todos os modelos, com o conversor Buck EI utilizado para a compensação. Pelas razões mencionadas não há resultados experimentais para serem apresentados para o conversor Buck EIE.

Ao fim dos resultados de simulação, tanto do conversor com célula de compensação Buck EI quanto Buck EIE, serão apresentadas análises comparativas entre o desempenho de ambos

Todos os ensaios foram realizados e comparados aos resultados obtidos por simulação .

### 6.2 Resultados de Simulação

Neste trabalho foram desenvolvidas, com o uso do software Orcad versão 10.3, simulações dos dois arranjos propostos, tanto compensação com célula Buck quanto Buck EIE, para uma carga de 1 kW, com células CC-CC de compensação de 300 W, atuando na alimentação de uma carga indutiva. A tensão máxima compensada, tanto em quedas quanto em elevações de tensão, é de até 72 V, determinada pela fonte CC da célula. A tabela 6.1 a seguir apresenta todos os componentes utilizados no circuito de potência simulado.

TABELA 6.1 : Dados de Simulação

Fontes CC $V_{cc1}$ e $V_{cc2}$	72V	Capacitores, C1 e C2	4 $\mu$ F
Tensão CA de Entrada	220V $\pm$ 30%	Indutores, L1 e L2	250 $\mu$ H
Tensão CA de Saída	220V $\pm$ 10%	Diodos, D1,...,D10	Ideais
Frequência Máxima de Chaveamento $f_s$	20 kHz	Chaves S1,...,S6	Ideais
Potência de Saída, $P_o$	1 kVA	Carga RL	R=40 $\Omega$ , L=20 mH

Além da atuação do conversor para cada uma das três situações descritas no Capítulo 5 (sobretensão, subtensão e condição normal de operação), são apresentados também os resultados de simulação para um caso no qual a tensão na carga varia ao longo do tempo, podendo-se observar o comportamento do compensador em regimes transitórios. Desta forma é possível avaliar a qualidade da sua resposta dinâmica, uma das suas características mais marcantes.

### 6.2.1 Simulação com Buck EIE

Embora já tenha sido discutido nos capítulos anteriores que o protótipo utilizando a célula de compensação com o conversor Buck EIE não foi montado, simulações com ele foram realizadas, e este tópico é onde tais resultados serão apresentados.

Os resultados da análise de simulação do conversor proposto nos três modos de operação estão mostrados nas Figuras 6.1, 6.2 e 6.3. A Figura 6.1 apresenta a tensão de saída  $v_o$  e a tensão de entrada  $v_i$  em condições normais de operação e submetida a um degrau negativo de 30% em  $t_1$  (600ms).

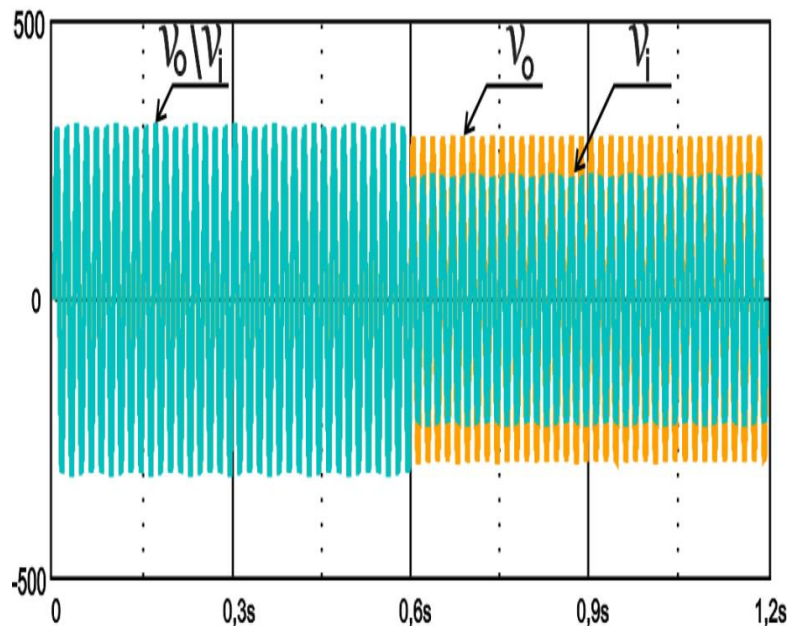


Fig 6.1. Tensão de Saída Sobreposta na de Entrada

Pode-se perceber que, de acordo com a figura, a tensão de saída é mantida dentro da margem de tensão recomendada pela norma. Resalta-se que, a pequena diferença na tensão de saída antes e depois da oscilação se deve ao fato de o controle estabelecer um valor mínimo de tensão aceitável, buscando manter a saída neste valor, que é um pouco inferior ao valor nominal de 310V de pico. A figura 6.2 por sua vez mostra a tensão de entrada  $v_i$  submetida a um degrau negativo de 30% em  $t_1$  (18ms) e submetido a um degrau positivo de 30% em  $t_2$  (37 ms) ambos baseados no valor nominal da alimentação CA, da tensão e da corrente na carga. Pode-se notar que a tensão de saída é mantida estabilizada em 200 volts RMS no caso do degrau negativo (sag) e mantida inferior a 240 volts RMS para o degrau positivo (swell), mantendo-se portanto dentro dos limites impostos por norma. Por fim, a Figura 6.3 mostra as tensões nos capacitores das células de compensação dos dois braços do compensador,  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$ , mediante as mesmas variações apresentadas na Figura 6.2. Nota-se que em condições normais de operação eles se mantêm com valor próximo de zero, em condições de sag têm um ripple de tensão igual àquele que pode ser visto na carga e em condições de swell eles ficam carregados com metade da tensão CC da célula quando não atuando e com o valor total da tensão da CC quando atuando na compensação da oscilação.

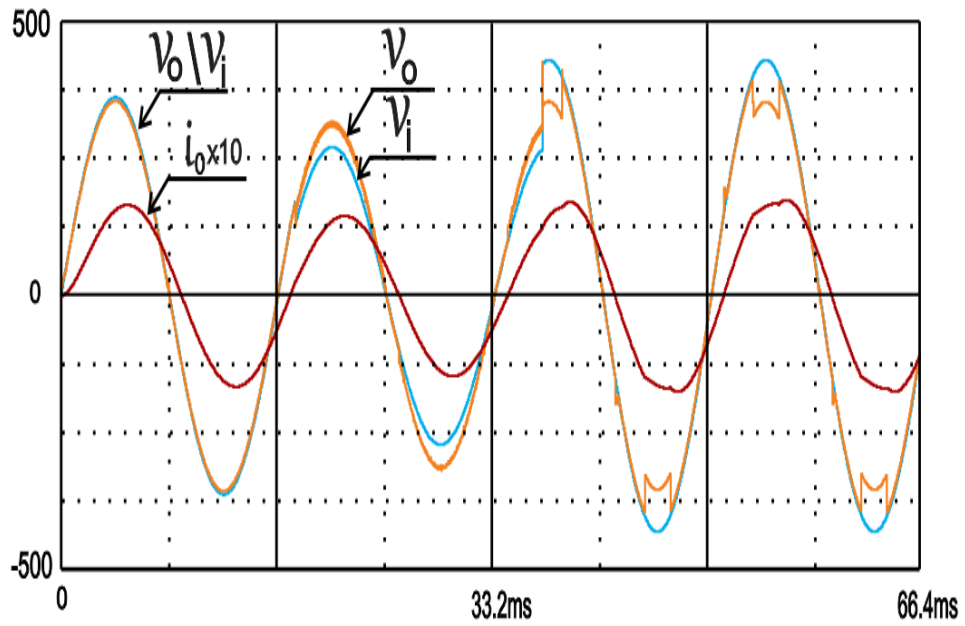


Figura 6.2 – Tensão de Saída, de Entrada e Corrente na Carga do Buck EIE

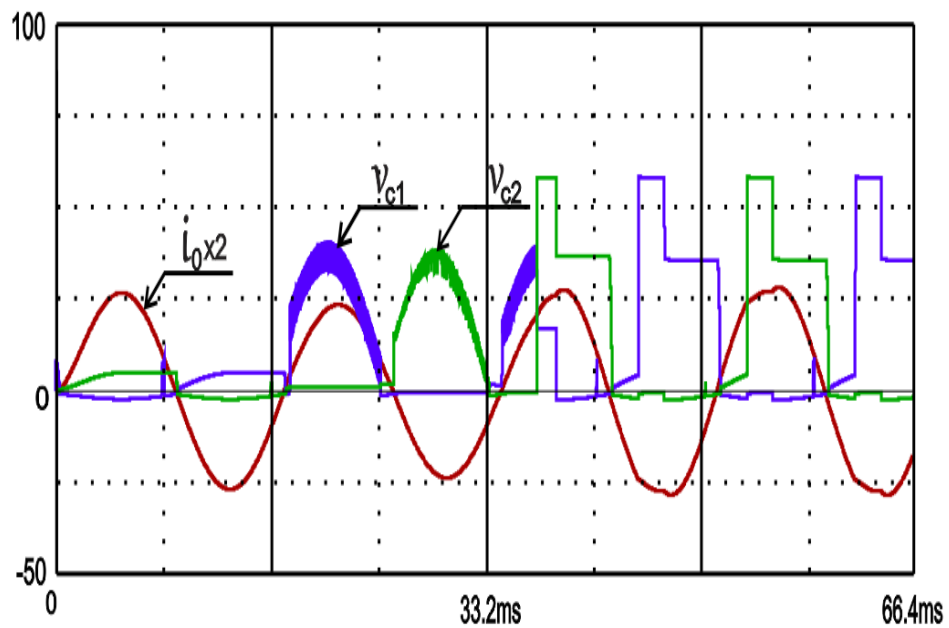


Fig 6.3. Tensão nos Capacitores e Corrente na Carga do Buck EIE

A principal diferença entre essa topologia com a célula de comutação do Buck EIE para com a do Buck EI é o *ripple* na oscilação da tensão de saída durante a compensação de Sag. Como pôde ser visto na figura 6.2, nesta topologia com o Buck EIE, a oscilação é bem pequena, se aproximando muito de uma senóide perfeita.

## 6.2.2 Simulação com Buck EI

Antes de se montar o protótipo do conversor proposto, vários ensaios por simulação foram realizados a fim de garantir o melhor funcionamento da topologia discutida ao longo desta dissertação. Neste tópico os resultados finais e mais satisfatórios, que permitiram que se seguisse com a montagem do protótipo, serão apresentados.

Os resultados da análise de simulação do conversor proposto nos três modos de operação estão mostrados nas Figuras 6.4, 6.5 e 6.6. A Fig. 6.4 apresenta a tensão de saída  $v_o$  e a tensão de entrada  $v_i$  em condições normais de operação e após um degrau negativo de 30% em  $t_1$  (600ms).

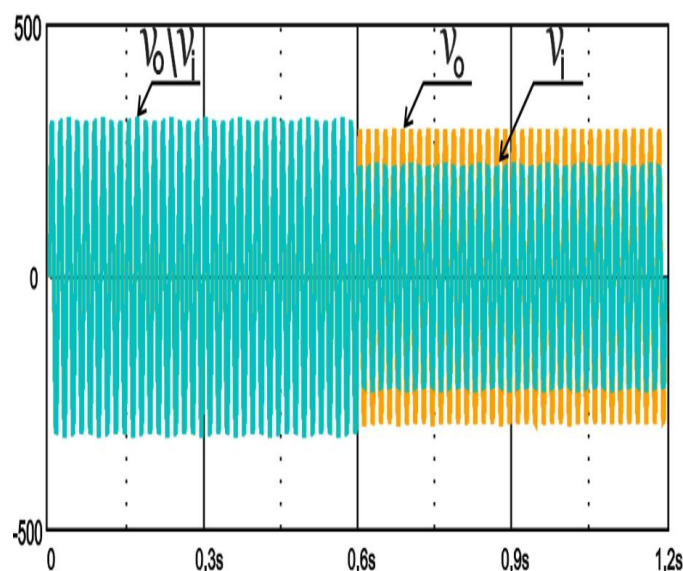


Fig 6.4. Tensão de Saída Sobreposta na de Entrada

Pode-se perceber que, de acordo com a figura, a tensão de saída é mantida dentro da margem de tensão recomendada pela norma. Resalta-se que, a pequena diferença na tensão de saída antes e depois da oscilação se deve ao fato de o controle estabelecer um valor mínimo de tensão aceitável, buscando manter a saída neste valor, que é um pouco inferior ao valor nominal de 310V de pico. A figura 6.5 por sua vez mostra a tensão de entrada  $v_i$  submetida a um degrau negativo de 30% em  $t_1$  (18ms) e submetido a um degrau positivo de 30% em  $t_2$  (37 ms) ambos baseados no valor nominal da alimentação CA, da tensão e da corrente na carga. Pode-se notar que a tensão de saída é mantida estabilizada em 200 volts RMS no caso do degrau negativo (*sag*) e mantida inferior a 240 volts RMS para o degrau positivo (*swell*), mantendo-se portanto dentro dos limites impostos por norma. Por fim, a Figura 6.6 mostra as tensões nos capacitores das células

de compensação dos dois braços do compensador,  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$ , mediante as mesmas variações apresentadas na Figura 6.5. Nota-se que em condições normais de operação eles se mantêm com valor próximo de zero, em condições de *sag* têm um *ripple* de tensão igual àquele que pode ser visto na carga e em condições de *swell* eles ficam carregados com metade da tensão CC da célula quando não atuando e com o valor total da tensão da CC quando atuando na compensação da oscilação.

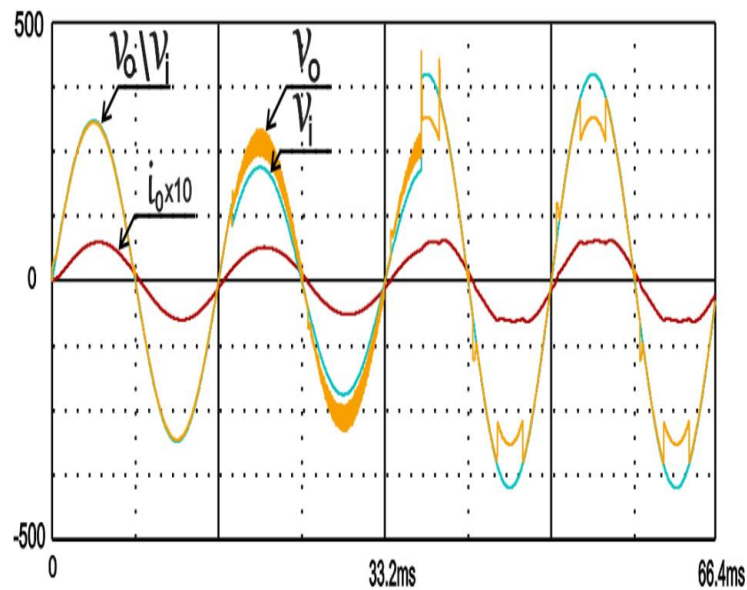


Fig 6.5. Tensão de Saída, de Entrada e Corrente na Carga

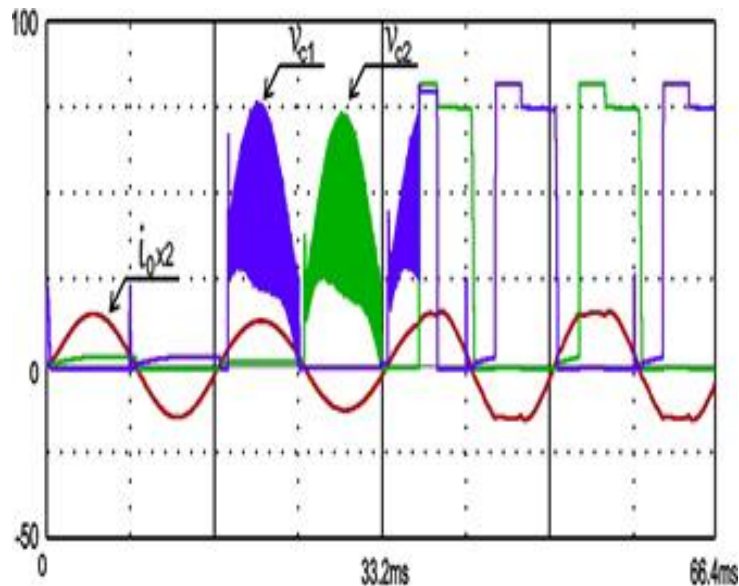


Fig 6.6. Tensão nos Capacitores e Corrente na Carga.

Com estes resultados a topologia simulada mostrou resultados bons o suficiente para que o protótipo pudesse ser montado. Como explicado anteriormente neste

trabalho, pode-se notar na figura 6.5 a diferença do ripple na tensão de saída  $v_o$  durante a compensação na condição *Sag* de operação que é muito mais acentuado do que o que ocorre na simulação com a célula do conversor Buck EIE, apresentado na figura 6.2.

### 6.3 Resultados Experimentais

Neste tópico serão apresentados os resultados de ensaio do protótipo com célula de compensação do conversor Buck. As especificações e os parâmetros de acionamento do ensaio estão listados na Tabela 6.2.

TABELA 6.2 : Dados de Ensaio

Fontes CC $V_{cc1}$ e $V_{cc2}$	72V	Capacitores, C1 e C2	4 $\mu$ F
Tensão CA de Entrada	220V $\pm$ 30%	Indutores, L1 e L2	250 $\mu$ H
Tensão CA de Saída	220V $\pm$ 10%	Diodos, D1,...,D10	MUR 810
Frequência Máxima de Chaveamento $f_s$	20 kHz	Chaves S1,...,S6	IRF 540
Potência de Saída, $P_o$	1 kVA	Carga RL	R=40 $\Omega$ , L=20 mH

Para validar a operação do protótipo e proporcionar uma boa comparação entre seu funcionamento e as simulações, os dados de ensaio utilizados foram os mesmos das simulações, com a exceção das chaves e dos diodos que, na simulação eram ideais, e no protótipo são reais, por isso as tabelas 6.1 e 6.2 são muito semelhantes.

Os resultados experimentais obtidos no ensaio do conversor estão apresentados nas Figuras 6.7, 6.8, 6.9 e 6.10. Pode-se perceber que os resultados experimentais foram muito semelhantes aos de simulação. Todas as figuras ilustram o ensaio feito com o protótipo do conversor Buck EI, pois assim como discutido anteriormente, após análises de relação custo benefício, foi concluído que, apesar de o *ripple* de tensão com o uso do conversor Buck EIE ser menor, como pôde ser visto em seus resultados de simulação, o fato de ele utilizar uma chave a mais em cada célula, totalizando duas, implica em um custo mais elevado para uma vantagem não essencial para este trabalho. Vale ressaltar que, em aplicações em que o *ripple* na tensão de saída seja muito relevante, como por exemplo em cargas muito sensíveis, o Buck EIE é mais indicado.

A Fig. 6.7 mostra a tensão de saída  $v_o$  e a de entrada  $v_i$  quando o conversor está em condições normais de operação durante um longo período de tempo e submetida a um degrau negativo de 25%. Em ambos os casos a tensão de saída é mantida dentro da

margem recomendada pela norma. A Fig. 6.8 por sua vez, ilustra a mesma situação da Fig 6.7, mas em uma escala de tempo bem menor, de forma a mostrar mais detalhadamente o comportamento do compensador no momento do afundamento.

Pode-se perceber pela figura 6.8 uma característica marcante deste compensador, o fato de que a compensação deste ocorre de forma praticamente instantânea. Esta rápida velocidade de resposta pode ser essencial para determinadas cargas evitando falhas que estabilizadores convencionais não conseguiriam.

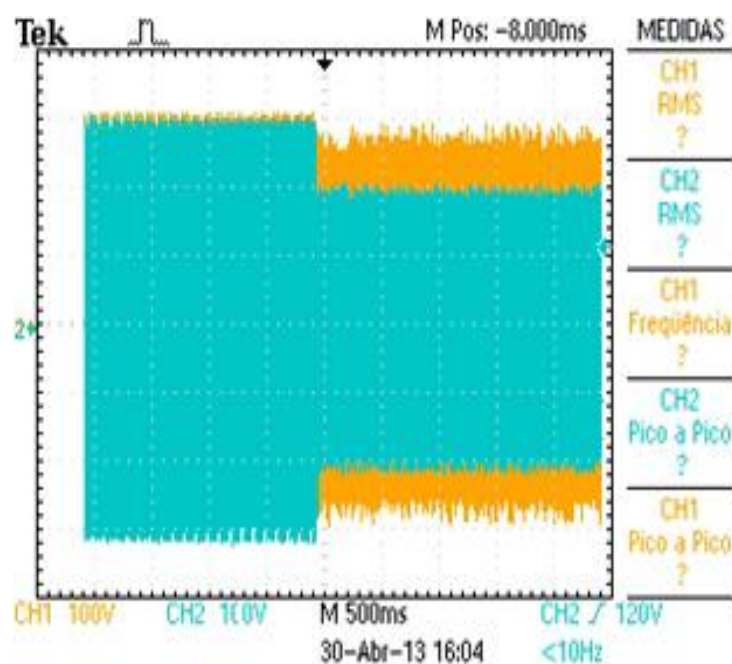


Fig 6.7. Tensão de Saída do Protótipo Sobreposta na de Entrada

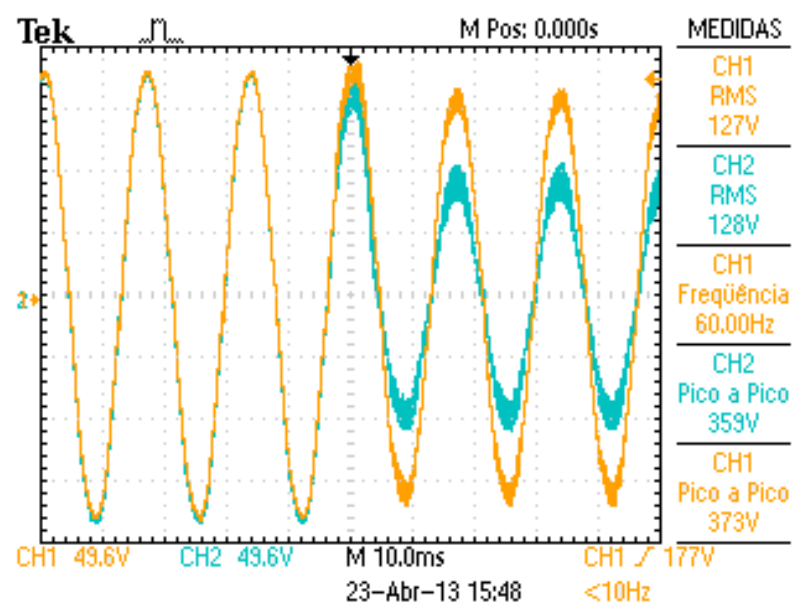


Fig 6.8. Detalhe da Tensão de Saída do Protótipo no Momento do Afundamento

A Fig. 6.9 mostra, as tensões nos capacitores de cada uma das células. Por fim, a Fig. 6.10 mostra uma visão detalhada das tensões de entrada e saída, em condições *Sag* de operação, assim como a corrente da carga, com a qual pode-se perceber a defasagem devido à carga indutiva utilizada no ensaio.

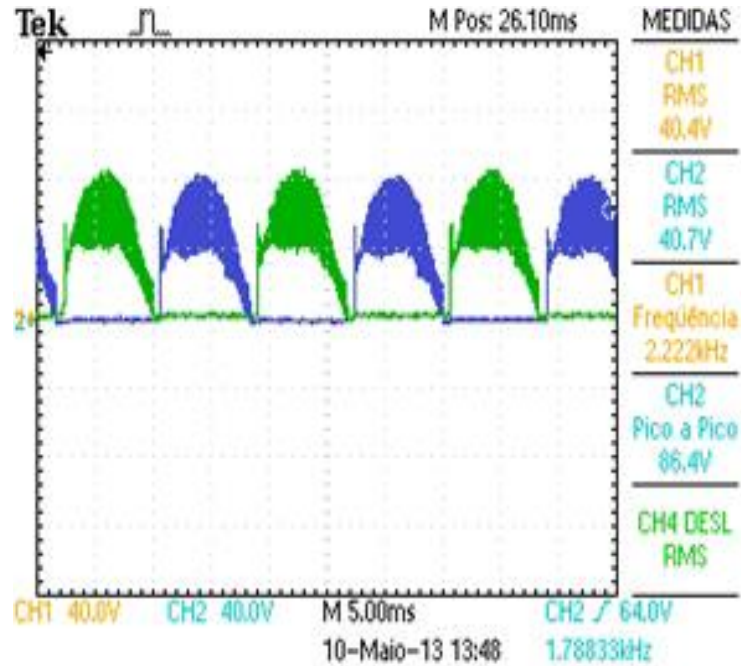


Fig 6.9. Tensão nos Capacitores do Protótipo

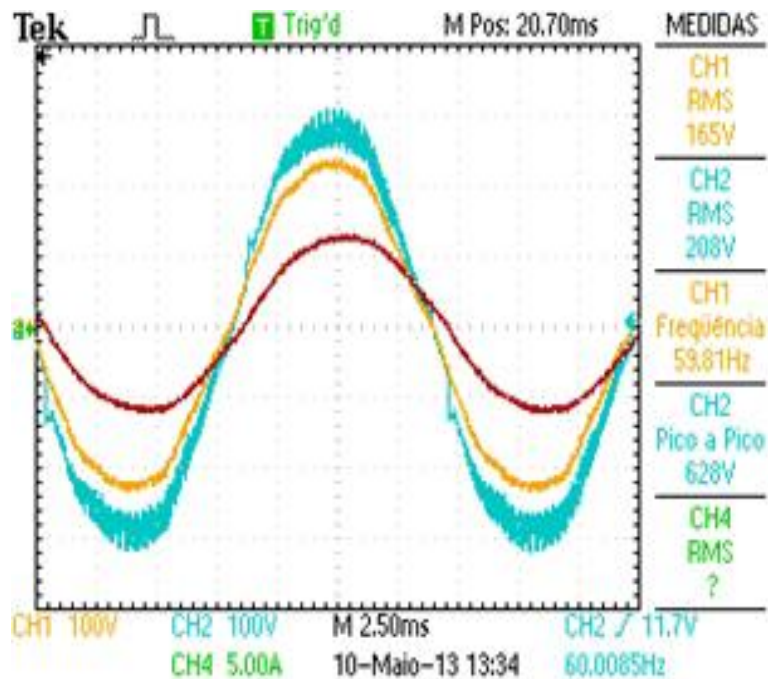


Fig 6.10. Visão Detalhada das Tensões de Entrada e Saída e da Corrente na Carga no Protótipo

Pode-se reparar no *ripple* presente na tensão de saída quando se utiliza a célula do conversor Buck EI. Comparando com a Fig. 6.9, nota-se que o *ripple* de tensão da tensão de saída é o mesmo presente nos capacitores, como foi observado nos resultados de simulação. Por fim, nota-se o controle por corrente atuando da forma prevista na lógica de controle, quando a tensão muda de semiciclo, mas a corrente não, o conversor não atua, passando a compensar a tensão de saída apenas quando a corrente muda também de semiciclo, mas o valor RMS da tensão de saída permanece muito próximo dos 210V desejado.

## 6.4 Comparativo entre Resultados de Simulação e Experimentais

Após apresentados os resultados tanto de simulação quanto experimentais, um comparativo entre eles pode ser feito.

Comparando o intervalo de duração do *Sag* na figura 6.5 dos resultados de simulação com as figuras 6.8 e 6.10 dos resultados experimentais, pode-se notar o quanto que os resultados de ensaio do protótipo se aproximaram do esperado. A compensação ocorre muito bem, tanto na simulação quanto no ensaio, validando a topologia proposta. As mesmas figuras quando comparadas também durante o intervalo de *Sag* mostrando a mesma semelhança.

Portanto, a única diferença marcante entre os resultados experimentais e os de simulação é que, nas simulações, a topologia foi ensaiada tanto para condições de *Sag* quanto de *Swell*, enquanto que experimentalmente só foi ensaiada a condição *Sag* de operação, devida aos motivos já explicados nos Capítulos 4 e 5.

## 6.5 Conclusão

Este capítulo apresentou os resultados de simulação tanto para a topologia com o conversor Buck EI quanto a topologia com o Buck EIE. Também apresentou os resultados experimentais do primeiro. Os resultados foram congruentes e servem para validar o funcionamento do conversor.

É interessante ressaltar dentre estes resultados o ensaio de resposta dinâmica do conversor, no qual se monitorou a tensão de saída durante uma condição normal de operação e em certo instante forçou-se uma queda considerável da tensão de entrada (a fim de simular uma condição de *Sag* da tensão da rede), passando para uma condição *Sag* de operação. A característica mais importante de se observar neste ensaio é a resposta dinâmica do conversor. O compensador proposto apresenta uma resposta de compensação quase instantânea.

Por fim, o capítulo teve a função de mostrar que os resultados experimentais se aproximaram muito dos resultados de simulação. Ambos mostrando resultados bastante gratificantes quanto ao bom funcionamento do conversor proposto e validando a topologia desenvolvida nessa dissertação.

# Capítulo 7

## Considerações Finais

As topologias apresentadas ao longo deste trabalho possuíam como semicondutor chaves totalmente controladas do tipo MOSFET. Durante o desenvolvimento do trabalho levantou-se a questão se, pelo menos as duas chaves de semiciclo S3 e S4 poderiam ser trocadas por tiristores. Para testar essa teoria, simulações foram feitas na plataforma do simulador ORCAD versão 10.3, e o resultado foi satisfatório, não havendo prejuízo no funcionamento do conversor.

A figura 7.1 ilustra o *layout* do circuito montado na plataforma do *software* de simulação, pode-se notar que além da mudança das duas chaves já mencionado, o *layout* da própria topologia foi alterado, mas o seu funcionamento permaneceu o mesmo.

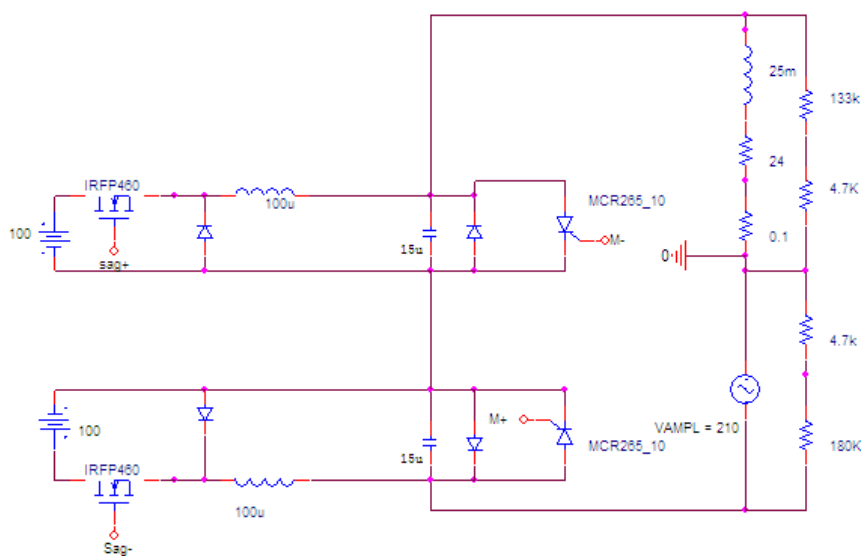


Fig 7.1. Layout do Circuito de Potência com Chaves de Semi-ciclo sendo tiristores.

Pode-se notar na figura a presença de circuitos para a obtenção dos sinais sensoriados para o controle, sendo eles os divisores de tensão para extrair os sinais de  $v_i$  e  $v_o$  e a pequena resistência em série com a carga para o sinal de  $i_o$ . Tais sinais não serão discutidos nesta seção uma vez que, além de não serem diferentes dos sinais do controle

explicado no Capítulo 5, este capítulo se limita apenas em apresentar as novas propostas, portanto não detalhando no seu controle.

A figura 7.2 por sua vez, ilustra o resultado de uma simulação com este arranjo para um caso de compensação de *Sag*. Pode-se verificar pela figura 7.2 que o resultado de simulação trocando as chaves de semiciclo por tiristores manteve o funcionamento do conversor inalterado com relação à topologia original com o uso de MOSFETS. Portanto, devido ao menor custo do tiristor, conclui-se que é interessante fazer as substituições no protótipo para análises experimentais posteriores.

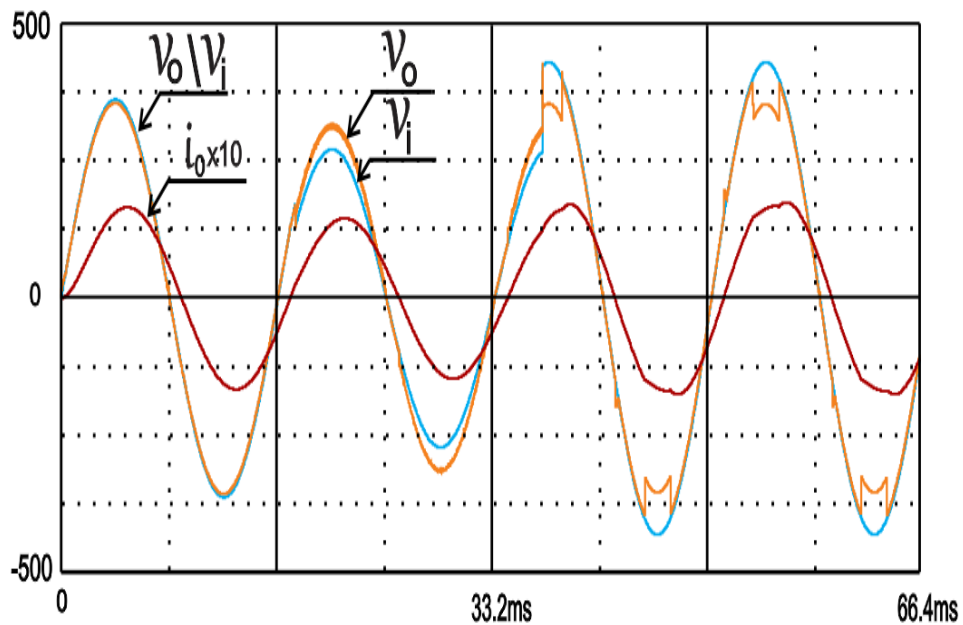


Fig 7.2. Resultado de Simulação de Condição *Sag* de Operação com Chaves de Semi-ciclo sendo tiristores.

Outros tópicos abordados durante o desenvolvimento deste trabalho, mas que ainda se encontram em condição de estudo são a utilização da célula de compensação deste trabalho em multinível e em alimentação trifásica.

Os arranjos topológicos propostos foram redesenhados para uma melhor representação, como pode ser visto nas figuras 7.3 e 7.4 de forma que, a célula de comutação do conversor Buck EI pôde ser utilizada num arranjo de compensação em multinível e num arranjo trifásico respectivamente.

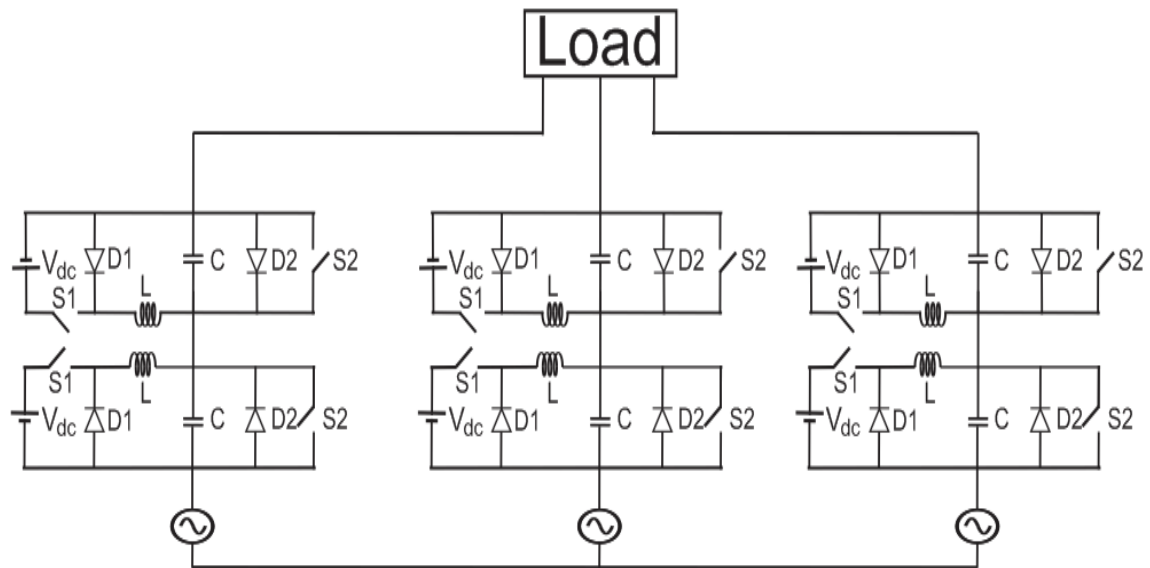


Figura 7.3 – Arranjo do Conversor para Compensação Trifásica

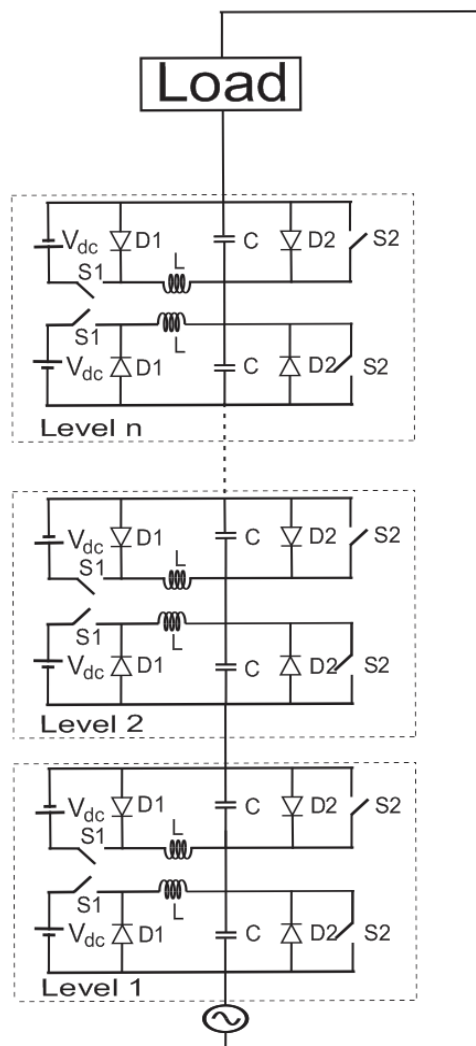


Figura 7.4 – Arranjo do Conversor em Multinível

A combinação final dos dois arranjos apresentados acima nas figuras 7.3 e 7.4 foi também desenvolvida e simulada na plataforma de simulação do Orcad versão 10.3, de acordo com a figura 7.5.

Cada fase da rede trifásica é conectada com uma série de células do conversor de compensação do Buck EI, sendo cada célula um dos níveis de compensação. Cada célula de compensação da mesma fase, ou cada nível de compensação, se encontra em série com as demais, e o controle pelo menos de semiciclo de todas elas deve ser bem sincronizado.

A principal vantagem de se utilizar a compensação em multinível é o fato de que se pode dividir a tensão a ser compensada em diversas células, desta forma diminuindo a tensão da fonte  $V_{cc}$  de cada uma e consequentemente diminuindo a tensão máxima que as chaves terão de suportar. Em contrapartida, mais chaves são utilizadas neste processo, cabendo ao projetista ponderar entre os dois fatores.

Outra vantagem interessante da compensação em multinível é que podem ser estabelecidos diversos patamares de compensação, com cada célula operando se a compensação desejada no momento inclui-la na operação. De toda forma, o projeto tem de ser feito para o pior caso, portanto para compensação inferiores à maior as chaves estarão superdimensionadas. Não se trata de um problema de funcionalidade, mas implica em custos, financeiramente falando.

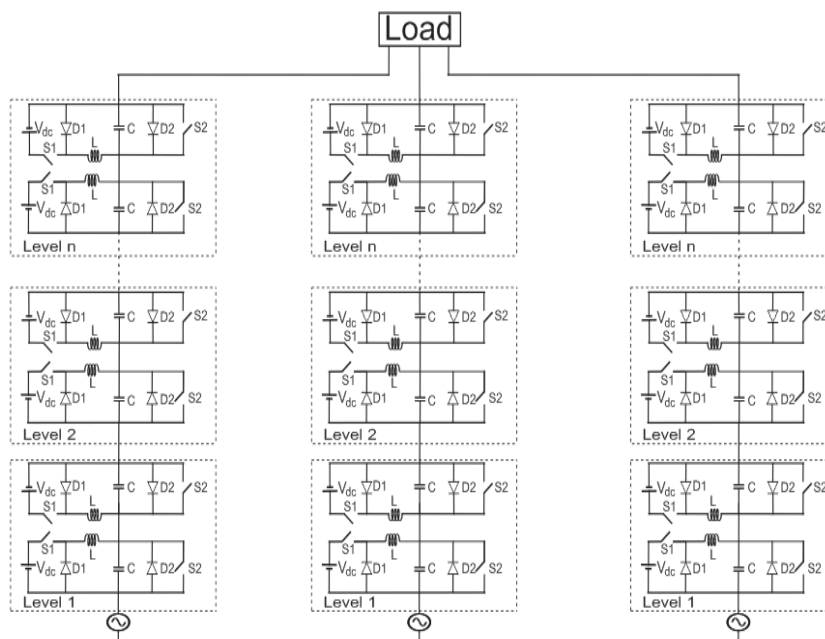


Figura 7.5 – Arranjo do Conversor para Compensação Trifásica em Multinível

Esta proposta de arranjo topológico trifásico e multinível também chegou a ser simulada, e a figura 7.6 ilustra as tensões de saída de cada fase atuando na compensação de *Sag*, assim como as tensões de entrada de cada fase, para ter-se uma visão mais clara da compensação, e a corrente de saída de uma das fases, para se perceber claramente a característica indutiva da carga.

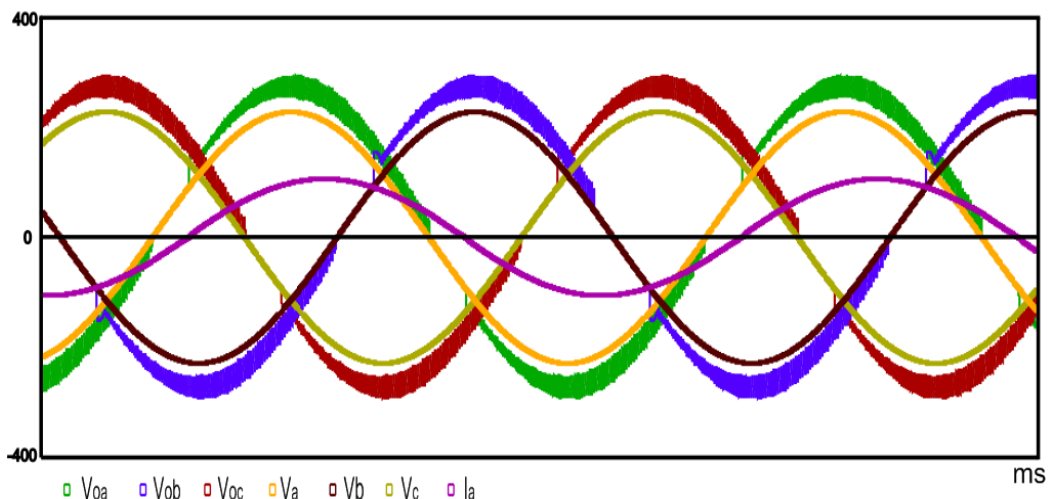


Figura 7.6 – Resultados de Simulação do Arranjo do Conversor para Compensação Trifásica em Multinível

Como mostrado no capítulo 6, as chaves utilizadas no protótipo do conversor foram MOSFETS (IRF 460), chaves totalmente controladas consideravelmente mais caras e menos robustas quando comparadas com tiristores assim, a proposta nova é exatamente trocar as chaves do conversor por tiristores. Todavia, as chaves de compensação recebem comandos tanto de fechamento quanto de abertura, tornando a utilização de chaves totalmente controladas essencial.

Portanto, a nova topologia estudada que irá substituir o protótipo anterior propõe a substituição das duas chaves de semiciclo por tiristores, com isso ganhando em preço, robustez e praticidade, uma vez que existe uma variedade de tiristores, para diversos valores de tensão e corrente.

Como pode-se perceber pelo resultado apresentado nas figuras 7.2 e 7.6, tanto a nova proposta para compensação trifásica quanto a troca das chaves de semi-ciclo de MOSFET's para tiristores se mostraram satisfatórias em simulação, e serão testadas futuramente em ensaios de bancada.

Este trabalho conseguiu, portanto, não só validar a proposta de conversor inicial, como abrir espaço para avanços nesta linha de pesquisa, permitindo novos trabalhos neste âmbito. Além de apresentar resultados satisfatórios, tanto em simulação quanto em bancada, a topologia proposta é bastante simples, tanto seu circuito de potência quanto seu controle. Para o futuro, uma implementação das propostas trifásica e multinível deve ser feita e um controle digital para melhor organizar todo o chaveamento pode ser acrescentado.

# Referências Bibliográficas

[1] “IEEE Recommended practice for Monitoring Electric Power Quality”. IEEE Std – 1159-1995.

[2] “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional”. Agencia Nacional de Energia Elétrica – ANEEL – Brasil 16/12/2008.

[3] T. D. Davis, C. J. Melhorn, G. E. Beam. “Voltage Sags: their impact on the utility and industrial customer”. IEEE Transaction on Industry Applications – vol 34 pp 549-558 – may 1998.

[4] W. E. Brumsickle, R. S. Scheneider, G. A. Luckjiff, D. M. Divan, M. F. Mc-Granaghan. “Dynamic Sag Correctors: Cost-effective industrial power line conditioning”. IEEE Transaction on Industry Applications – Vol. 37 n° 1 – jan/2001.

[5] M. H. J. Bolleu, D. D. Sabin, R. S. Thalam. “Voltage sag indices – Recents developments in IEEE p1564 task force”. CIGRE/IEEE PES International Symposium on Quality and Security of Electric Power Delivery Systems – pp 34-41, 8-10- Oct 2003.

[6] D. O. Koval, M. B. Hughes. “Canadian National Power Quality Survey: frequency of industrial and commercial voltage sags”. IEEE Transaction on Industry Applications – vol 33 – pp 622-627 – may 1997.

[7] N. H. Woodley, L. Morgan, A. Sundaram. “Experience with an inverter based dynamic Voltage Restorer”. IEEE Transaction on Power Delivery – Vol. 14 - n° 3 – july 1999.

[8] S. M. Hietpas, M. Naden. “Automatic Voltage Regulator using na AC Voltage-Voltage Converter”. IEEE Transaction on Industry Applications – vol4 – pp 2881-2885 – January 2000.

[9] KAWKABANI, B., “Investigation of Transient Overvoltages of Low Voltage Induction Motor Due to IGBT-Inverter Supply”. ICEM, pp. 1197-1200, August 2000.

[10] FENGER, M., CAMPBELL, S. R., PEDERSEN, J., “Dealing with Motor Winding Problems Caused by Inverter Drives.” IEEE 44th IAS Annual Meeting, pp. 65-76, May 2002.

[11] LEGGATE, D., PANKAU, J., SCHLEGEL, D., KERKMAN, R.J., SKIBINSKI, G. L., “Reflected Waves and Their Associated Current”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, n. 6, pp. 1383-1392, November/December 1999.

[12] RAHMAN, M. F., HAIDER, T., HAQUE, E., BLACKBURN, T. R., GRANTHAM, C., “Modelling and Experimental Studies of Effects of Steep Fronted Inverter Waveforms on Motor and Supply Cabling and Their Remedies”. IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 1, pp. 519-524, July 1999.

[13] AMARIZ, I. P., “Compensadores Série de Tensão em Onda Quadrada: aplicação na mitigação dos afundamentos de curta duração.” Julho de 2009. Dissertação de Mestrado.

[14] IEEE std. 1159-1995. IEEE recommended practice for monitoring electric power quality. 1995.

[15] CARLÃO

[16] PRESSMAN, ABRAHAM. I. “Switching Power Supply Design”. Second Edition. July 1998

[17] JOÃO CARLOS DE OLIVEIRA. “Contribuição para o Desenvolvimento de Dois Diferentes Tipos de Estabilizadores de Tensão Alternada com Variação Contínua”. Agosto de 2001. Dissertação de Mestrado.

[18] SARMIENTO, H. G.; ESTRADA, E., “A voltage sag study in na industry with adjustable speed drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 2, pp. 16-19, Jan/Feb 1996.

[19] IEEE Std 1159-1995 – IEEE Recommended Practice for Monitoring Eletric Power Quality. IEEE Press, New York, 1995.

[20] Agência Nacional de Energia Elétrica – Aneel – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – Prodist – 2005.

[21] IEC61000-4-11: “Testing and Measurement Techniques – Voltage Dips, Short Interruptions and Voltage Variations Immunity Tests”. Edition 1.1. reference number cei/iec 61000-4-11: 1994+A1:2000.

[22] M. H. J. Bollen. “Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions”. IEEE Press, 1999.

[23] McGranaghen, M., Mueller, D., Samotyj, M., “Voltage sags in industrial systems”. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 29, p. 397-403. Mar/Apr 1993.

[24] YALEINKAYA, G., BOLLEN, M. H. J., CROSSLEY, P. A., “Characterization of voltage sags in industrial distribution systems”. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 34, p. 682-688. Jul/Aug 1998.

[25] CONRAD, L., LITTLE, K., GRIGG, C., “Predicting and Preventing Problems Associated with Remote Fault-Clearing Voltage Dips”. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 27, n. 1, p. 167-172. Jan/Feb 1991.

[26] ORTMAYER, T. H., HIYAMA, T., SALEHFAR, H., “Power Quality Effects of Distribution System Faults”. Electrical Power & Energy Systems, v. 18, n. 5, p. 323-329. 1996.

[27] Stephens, M., McGranaghan, M., Roettger, B., “The economics of voltage sag ride-through capabilities”.Electrical Construction & Maintenance (EC&M) Magazine, [http://ecmweb.com/mag/electric\\_economics\\_voltage\\_sag/](http://ecmweb.com/mag/electric_economics_voltage_sag/) acessado em 25/02/2014

[28] Agência Nacional de Energia Elétrica ANEEL. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – prodist 8.1. 16/12/2008.

[29] Davis T. D., Melhorn C. J., Beam G. E.: Voltage Sags: their impact on the utility and industrial customer, IEEE Transaction on Industry Applications vol. 34, pp. 549-558 - may 1998.

[30] Brumsikle W. E., Scheneider R. S., Luckjiff G. A., Divan D. M., McGranaghan M. F.: Dynamic Sag Correctors: Cost-effective industrial power line conditioning, IEEE Transaction on Industry Applications Vol. 37 nº 1 - jan/2001.

[31] Bolleu M. H. J., Sabin D. D., Thalam R. S.: Voltage sag indices - Recent developments in IEEE p1564 task force, CIGRE/IEEE 2003 PES International Symposium on Quality and Security of Electric Power Delivery Systems pp. 34-41

[32] McGranaghan M. F., Mueller D. R., Samotij M. J.: Voltage Sags in industrial Systems, IEEE Transaction on Industry Applications vol. 29

[33] Hietpas S. M., Naden M.: Automatic Voltage Regulator using an AC Voltage-Voltage Converter, IEEE Transaction on Industry Applications vol. 4 pp. 2881-2885 - January 2000.

[34] Woodley N. H., Morgan L., Sundaram A.: Experience with an inverter based dynamic Voltage Restorer, IEEE Transaction on Power Delivery Vol. 14 nº 3 - july 1999.