

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
ENGENHARIA ELÉTRICA – EE

SÚLIVAN MEDEIROS

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR NPC_m TRÊS NÍVEIS
MONOFÁSICO PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS
CONECTADOS À REDE**

JOINVILLE - SC

2013

SÚLIVAN MEDEIROS

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR NPC_m TRÊS NÍVEIS
MONOFÁSICO PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS
CONECTADOS À REDE**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Engenharia
Elétrica do Centro de Ciências
Tecnológicas, da Universidade do Estado
de Santa Catarina, como requisito parcial
para a obtenção do grau de Bacharel em
Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Joselito A. Heerdt, Dr.

JOINVILLE – SC

2013

SÚLIVAN MEDEIROS

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR NPCM TRÊS NÍVEIS
MONOFÁSICO PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS
CONECTADOS À REDE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina como requisito para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora

Orientador: _____

Prof. Joselito Anastácio Heerdt, Dr.

Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Membro: _____

Prof. Fabrício Noveletto, MSc.

Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Membro: _____

Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr.

Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Joinville, Santa Catarina (10/12/2013)

A meu pai Ademar Medeiros (*in memoriam*),
a minha mãe Salete Moraes Medeiros, ao
meu irmão Árian Medeiros, e a minha
companheira Jéssica Kovalski que
estiveram comigo durante todas as batalhas
diárias durante estes quase 6 anos.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a todos que de uma forma ou de outra contribuíram para que o sucesso fosse alcançado.

Ao professor Joselito A. Heerdt, de maneira especial, que me proporcionou este desafio, e me ajudou a amadurecer em vários pontos, não somente acadêmicos.

Ao grande amigo Tiago Lemes, com grande respeito e apreço, pelas muitas horas de trabalho voluntário e preocupação.

A minha companheira, e amada, Jéssica Kovalski, que de maneira sublime, soube me levantar quando tudo parecia perdido.

A minha querida amiga, irmã Amanda C. Rodrigues, por ajudar a me recompor e reorientar em meio a tanta agonia e angústia.

E principalmente a minha mãe, que de modo tão simples, traz de volta o sorriso do anjo que Deus levou para junto dele.

RESUMO

MEDEIROS, Súlivan, **Estudo e Implementação de um Inversor NPCm Três Níveis Monofásico para Aplicação em Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede** Trabalho de Conclusão de Curso Universidade do Estado de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, Joinville, 2013.

Este trabalho de conclusão de curso apresenta uma introdução ao tema de energias renováveis seguido de um estudo sobre energia solar fotovoltaica, mostrando como é realizada a conversão da energia solar em energia elétrica, bem como a equação que representa o modelo elétrico dos módulos fotovoltaicos e quais as partes de um sistema fotovoltaico. Os conversores mais usados em sistemas fotovoltaicos conectados à rede têm suas etapas de operação demonstradas. O estudo do conversor NPCm é realizado analisando etapas de operação, análise das correntes eficaz e média nos interruptores juntamente com a análise da ondulação de corrente no indutor. Conhecido o conversor inicia-se a modelagem do conversor. Por meio das plantas do sistema é projetado um controlador para a corrente de saída, uma vez que o conversor é para a aplicação em sistemas fotovoltaicos conectados a rede. Um método de sincronismo com a rede é apresentado para possibilitar a conexão. É feita a apresentação do hardware do conversor, os softwares utilizados juntamente com os códigos. O trabalho é finalizado através da análise dos resultados obtidos com a operação do conversor em malha aberta e malha fechada.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1. Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica.....	4
Figura 2. Comportamento tensão – corrente de um módulo fotovoltaico.	6
Figura 3. Comportamento tensão – potência de um módulo fotovoltaico.....	6
Figura 4. Comportamento da curva $V \times I$ com a associação de módulos.....	7
Figura 5. Sistema Off – Grid.....	8
Figura 6. Sistema On-Grid.....	9
Figura 7. Circuito lógico utilizado para modulação PWM Dois níveis (simulação).	13
Figura 8. Representação do sinal de comando aplicado aos transistores.	14
Figura 9. Estratégia de modulação POD.....	15
Figura 10. Valores médios de tensão por período igual ao da portadora.....	16
Figura 11. Plano V_{xl}	17
Figura 12. Topologia VSI monofásica.	18
Figura 13. Topologia do conversor NPC.	18
Figura 14. Topologia do conversor NPCm.	18
Figura 15. 1ª Etapa de operação da topologia VSI.	20
Figura 16. 2ª Etapa de operação da topologia VSI.	21
Figura 17. 3ª Etapa de operação da topologia VSI.	22
Figura 18. 4ª Etapa de operação da topologia VSI.	23
Figura 19. 5ª Etapa de operação da topologia VSI.	24
Figura 20. 6ª Etapa de operação da topologia VSI.	25
Figura 21. 7ª Etapa de operação da topologia VSI.	26
Figura 22. 8ª Etapa de operação da topologia VSI.	27

Figura 23. Representação de Inversor Multinível.	28
Figura 24. 1ª Etapa de operação no 1º quadrante da topologia NPC.	29
Figura 25. 2ª Etapas de operação no 1º e 4º quadrante da topologia NPC.	30
Figura 26. 1ª Etapa de operação no 4º quadrante da topologia NPC.	31
Figura 27. 1ª Etapa de operação no 2º quadrante da topologia NPC.	32
Figura 28. 2ª Etapa de operação no 2º e 3º quadrante da topologia NPC.	33
Figura 29. 1ª Etapa de operação no 3º quadrante da topologia NPC.	34
Figura 30. NPCm com filtro indutivo de primeira ordem.	35
Figura 31. 1ª Etapa de operação no 1º quadrante da topologia NPCm.	36
Figura 32. 2ª Etapa de operação no 1º e 4º quadrante da topologia NPCm.	37
Figura 33. 1ª Etapa de operação no 4º quadrante da topologia NPCm.	38
Figura 34. 1ª Etapa de operação no 2º quadrante da topologia NPCm.	39
Figura 35. 2ª Etapa de operação no 2º e 3º quadrante da topologia NPCm.	40
Figura 36. 1ª Etapa de operação no 3º quadrante da topologia NPCm.	41
Figura 37. Análise de valores médios quase-instantâneos.	43
Figura 38. Valores de corrente média em p.u. nos interruptores.	46
Figura 39. Valores de corrente eficaz em p.u. nos interruptores.	46
Figura 40. Ondulação de corrente no indutor.	47
Figura 41. Sistema de controle de corrente do conversor.	48
Figura 42. Sinal de referência x tempo.	49
Figura 43. Circuito equivalente para cada etapa de operação no 1º quadrante.	50
Figura 44. Tensão no indutor (L) durante o período de comutação (T_s).	51
Figura 45. Circuito de condicionamento do sinal de corrente.	53

Figura 46. Diagrama de Bode da planta do sistema em malha aberta.....	55
Figura 47. Diagrama de Bode e lugar das raízes da planta no plano w.	56
Figura 48. Diagrama de Bode do compensador no plano w.	58
Figura 49. Diagrama de Bode do sistema compensado.....	59
Figura 50. FTMF do sistema compensado.....	60
Figura 51. Sistema completo de operação.....	61
Figura 52. Análise passiva da tensão e corrente de saída.	62
Figura 53. Exemplo de PLL	63
Figura 54. Circuito usado para simulação da topologia VSI.....	64
Figura 55. Circuito usado para simulação da topologia NPC.	65
Figura 56. Circuito usado para simulação da topologia NPCm.	66
Figura 57. Valores de corrente Eficaz em p.u. nos semicondutores (Calculados e Simulados)	68
Figura 58. Valores de corrente eficaz em p.u. nos semicondutores (Calculados e Simulados).	68
Figura 59. Simulação do conversor NPCm em malha aberta.	69
Figura 60. Sinais de comando simulados das chaves.....	70
Figura 61. Resultado de simulação da tensão V_a em malha aberta.	70
Figura 62. Tensão e Corrente em na carga em malha aberta.....	71
Figura 63. Ondulação de corrente de saída.	71
Figura 64. I_{s_ref} (azul), I_s (vermelho)	72
Figura 65. modificação no comando dos IGBTs.....	73
Figura 66. Adaptação do Dissipador.	74

Figura 67. Conversor NPCm monofásico montado.	75
Figura 68. Tensão V_a com barrameto de 400V.....	76
Figura 69. Tensão V_a com barramento de 800V.....	77
Figura 70. Tensão e corrente na carga em malha aberta.	78
Figura 71. Tensão na carga ao passar pelo tempo morto.....	78
Figura 72. Tensão e corrente na carga nominal em malha fechada.	79
Figura 73. Medição de Tensão e corrente.....	80
Figura 74. Medição da corrente I_s após a conversão AD.....	80
Figura 75. Ondulação máxima de corrente no indutor.	81
Figura 76. Passo 1 apêndice para programação do DSC 28335 pelo PSIM.....	87
Figura 77. 2º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.	88
Figura 78. 3º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.	89
Figura 79. 4º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.	89
Figura 80. 5º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.	90
Figura 81. 6º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.	91
Figura 82. Configurações para operação em malha aberta do conversor.....	91
Figura 83. Configurações para operação em malha aberta do conversor.....	91
Figura 84. Configurações do bloco gerador do código PWM para o DSP e para a simulação	92
Figura 85. Bloco de configuração TI F28335 seleção das portas.....	93
Figura 86. 7º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.	94

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1 INTRODUÇÃO	1
1.2 ENERGIAS RENOVÁVEIS	1
1.3 ENERGIA FOTOVOLTAICA	3
1.4 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.....	7
1.5 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA.....	10
1.6 FOCO DO TRABALHO	11
2. CONVERSOR NPCm	12
2.1 CONVERSORES CC-CA	12
2.2 INVERSORES USADOS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	17
2.2.1 TOPOLOGIA VSI	19
2.2.2 TOPOLOGIA NPC	27
2.3 O CONVERSOR NPCm.....	34
2.3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	35
2.3.2 ANÁLISE DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ.....	42
2.3.3 ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR.....	47
3. MODELAGEM E CONTROLE	48
3.1 OBTENÇÃO DA PLANTA DO ATUADOR	49
3.2 OBTENÇÃO DO GANHO ESTÁTICO E PLANTA DO CONVERSOR	49

3.3	OBTENÇÃO DA PLANTA DO SENSOR.....	53
3.4	PROJETO DO CONTROLE DE CORRENTE	54
3.5	IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE NO CONVERSOR	60
3.6	CONEXÃO À REDE ELÉTRICA	62
4.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	64
4.1	COMPARAÇÃO DOS ESFORÇOS DE CORRENTE	64
4.2	OPERAÇÃO COMO INVERSOR EM MALHA ABERTA	68
4.3	OPERAÇÃO COM CONTROLE DE CORRENTE.....	72
5.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	73
5.1	CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO	73
5.2	A TENSÃO V_a	76
5.3	A TENSÃO E CORRENTE NA CARGA	77
	CONCLUSÃO	82
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	84
	APÊNDICE A	87
	APÊNDICE B	95

1. INTRODUÇÃO GERAL

1.1 INTRODUÇÃO

Arelado à questões ambientais o estudo de novas topologias em conversores se faz presente. Visando o aumento na tecnologia empregada, busca-se novos métodos de conversão, tornando-se assim, um forte tema de pesquisa e desenvolvimento. Nestes termos o estudo e implementação do conversor NPCm (*Neutral Point Clamped modificado*), é tido como de grande valor para pesquisadores da área de energia solar.

Este trabalho é composto por introdução geral em sistemas fotovoltaicos conectados, ou não à rede, mostrando como são constituídos. A geração distribuída também é abordada, afinal a descentralização da geração de energia é uma tendência mundial.

Em seguida são apresentadas as topologias comumente estudadas para aplicação em sistemas fotovoltaicos, bem como suas etapas de operação mostrando tensão e corrente nos elemento de cada topologia em cada etapa. Em seguida o NPCm é analisado com maior atenção obtendo as equações de corrente média e eficaz.

Como contribuição deste trabalho é projetado um controle de corrente de saída do conversor NPCm para uma planta de primeira ordem.

1.2 ENERGIAS RENOVÁVEIS

Os cenários atuais, envolvidos por um crescimento na demanda por energia elétrica, abrangendo áreas como alimentícia, transporte, saúde e lazer, demonstram a necessidade de novos meios de geração de energia elétrica. A maior parte da energia elétrica gerada é proveniente de sistemas hidráulicos e fontes não renováveis compostas tanto por combustíveis fósseis quanto por nucleares [1].

Desde meados do século XX, com o crescimento desordenado do setor industrial, estudos climáticos e geográficos apresentam a importância na busca por formas de energias “limpas”, ou seja, energias que não agriam o meio ambiente e propiciem qualidade de vida para as atuais e futuras gerações.

Segundo o MDIC (Ministério do Desenvolvimento, Indústria e Comércio Exterior):
“...O Brasil se destaca pela grande participação de energia renovável na produção total de energia. Enquanto no resto do mundo a participação da energia renovável na OIE (Oferta Interna de Energia) é de 13% e nos países do BRIC é de 15%, no Brasil essa fonte de energia chega à 46%, e na matriz de energia elétrica, ultrapassa 82,5%. O Brasil é responsável pela produção de 7,2% da energia renovável mundial.”[2]

Juntamente com a busca por novos métodos, tecnologias de captação e conversão de energia renováveis, pesquisas envolvendo a qualidade da energia fornecida aos consumidores são de suma importância, visando também à eficácia de sistemas de geração bem como nos sistemas de conversão, transmissão e distribuição.

As formas de energias renováveis mais conhecidas e que tem obtidos avanços tecnológicos significativos são:

- Energia Eólica
- Células Combustíveis
- Biomassa
- Maremotriz
- Geotérmica
- Energia Solar

Neste contexto, a energia solar apresenta-se um campo fértil para pesquisa e desenvolvimento. A humanidade é movida em função da necessidade e tal fato é condizente com a realidade atual da Europa, onde os métodos de obtenção de energia elétrica são limitados, abrindo espaço para a promissora energia solar fotovoltaica. A energia solar fotovoltaica utiliza a radiação solar como fonte primária de energia, sabe-se que a Europa possui índices de radiação solares relativamente baixos, por isso, deu-se início a incessantes pesquisas para o aumento da eficiência de sistemas fotovoltaicos, tornando a Europa um grande centro em avanços nessa área.

A energia convertida por módulos fotovoltaicos, tendo como insumo uma fonte inesgotável de energia, atrelada a um futuro promissor, apresenta-se como um excelente tema de pesquisas e desenvolvimento principalmente pelo cunho ambiental.

A geração a partir de módulos fotovoltaicos fornece a possibilidades de

aplicações modulares facilitando o seu uso em diversas situações, sejam elas em larga ou pequena escala. A flexibilidade destes arranjos permite a sua utilização em sistemas particulares para próprio consumo, e/ou, para conexão à rede de distribuição caracterizando micro usinas para geração distribuída.

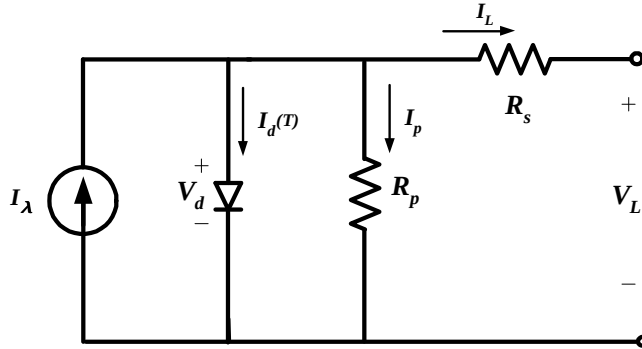
1.3 ENERGIA FOTOVOLTAICA

A energia solar pode ser aproveitada tanto na superfície da terra, quanto no espaço. Porém a radiação que chega à superfície da terra, útil aos sistemas de conversão estáticos, é reduzida em torno de 35%, onde 17% são refletidos de volta para o espaço pelas nuvens, 9% é difundida na atmosfera terrestre, e 7% é refletido diretamente na superfície terrestre. A radiação incidente é medida em W/m^2 sendo que ao meio dia, onde normalmente a radiação é máxima, tem-se aproximadamente 1000 W/m^2 [3].

O método comumente usado para conversão da energia solar em energia elétrica consiste na incidência da radiação solar sobre células fotovoltaicas. Estas células são constituídas por uma junção semicondutora pn onde um eletrodo é inserido em um substrato semicondutor tipo p e outro eletrodo em um substrato semicondutor tipo n. A incidência de fótons provenientes da radiação solar faz com que os elétrons na banda de valência do substrato tipo n fiquem excitados e sejam transferidos para a banda de condução preenchendo as lacunas do substrato tipo p e criando uma diferença de potencial entre os eletrodos. Desta forma tem-se um sistema gerador com tensão e corrente contínua extremamente dependente da incidência da radiação. Se tratando de uma junção pn, a temperatura afeta diretamente o seu desempenho [3].

A tensão gerada pelas células fotovoltaicas é muito baixa, dependendo da tecnologia, então, para sistemas fotovoltaicos geradores de energia elétrica utilizam-se módulos, constituídos por um conjunto de células ligadas em série buscando uma tensão de trabalho maior. Cada célula pode ser representada por um circuito elétrico conforme a Figura 1.

Figura 1. Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica



Fonte: O autor

Na Figura 1, I_L é a corrente na carga, I_λ é a corrente fotoelétrica gerada, I_d representa a perda de corrente no diodo, o qual é diretamente afetado pela temperatura, I_p representa a corrente consumida pelas perdas internas ou correntes de fuga, V_d a tensão direta no diodo, e V_L a tensão na carga. O modelo também pode ser usado para representação da associação de células em série, caracterizando um módulo fotovoltaico, apenas alterando o valor de R_p e R_s através da multiplicação do seu valor pelo número de células ligadas em série.

A equação que representa o comportamento de uma célula fotovoltaica é descrita pela equação (1). Aplicando as equações características de cada componente do modelo pode-se obter a equação (2), que visa modelar o sistema utilizando apenas as informações presentes no datasheet de cada módulo, ou seja, tensão de circuito aberto, corrente de curto circuito, tensão de operação no ponto de máxima potência e corrente de operação no ponto de máxima potência, todos aferidos na STC (Standard Test Conditions), dada por incidência de 1000 W/m^2 a uma temperatura de 25°C .

$$I_L = I_\lambda - I_d(T) - I_p \quad (1)$$

$$I_L = \frac{S_p}{S_0} [1 + u(T - T_0)] I_{\lambda 0} - I_{0ref} \cdot \left[\frac{T}{T_0} \right]^3 \cdot e^{\frac{q \cdot n_s \cdot E_g}{A \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \cdot \left[e^{\frac{V_d \cdot q}{A \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V_L + I_L \cdot R_s}{R_p} \quad (2)$$

$I_{\lambda 0} \rightarrow$ Corrente fotoelétrica com uma radiação nas condições de ensaio do fabricante;

$S_p \rightarrow$ Radiação incidente;

$S_0 \rightarrow$ Radiação de ensaio do fabricante;
 $u \rightarrow$ Coeficiente de temperatura de corrente fornecido pelo fabricante;
 $T \rightarrow$ Temperatura no painel °K.
 $T_0 \rightarrow$ Temperatura de ensaio °K.
 $q \rightarrow$ Carga de um Elétron igual a $1,602 \cdot 10^{-19}$ C;
 $k \rightarrow$ Constante de Boltzmann igual a $1,38047 \cdot 10^{-23}$ J/°K;
 $A, I_{0ref} \rightarrow$ Constantes empíricas, que podem ser calculadas baseadas nos dados fornecidos pelo fabricante.
 $ns \rightarrow$ Numero de células em série.
 $Eg \rightarrow$ Energia para movimentar um elétron na região de depleção igual a 1,12 eV.

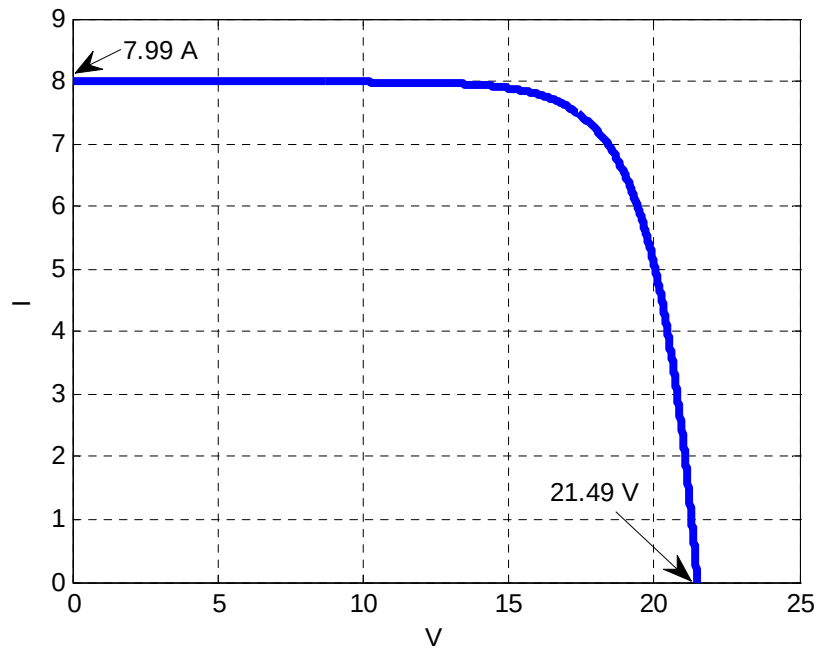
A equação (2) visa estabelecer uma relação entre a corrente e a tensão na carga. As constantes $I_{\lambda 0}$, I_{0ref} e A variam de acordo com cada módulo, podendo ser escritas em função de R_s e R_p através dos valores fornecidos pelo datasheet do módulo. Contudo a equação resultante é transcendental, desta forma só é possível uma obtenção completa do modelo através de métodos numéricos.

A Figura 2 apresenta a curva Tensão x Corrente (V x I), obtida através da equação (2) simplificada, a qual considera $R_p = \infty$ e $R_s = 0$, enquanto a Figura 3 mostra a curva de potência em função da tensão de um módulo fotovoltaico, na qual, é possível perceber que o módulo possui um ponto de trabalho ótimo, onde este fornece a máxima potência.

Os módulos fotovoltaicos podem ser arrançados de várias formas (Figura 4). A configuração da conexão dos módulos depende da necessidade da aplicação, isto é, como são as características de funcionamento dos outros componentes do sistema gerador.

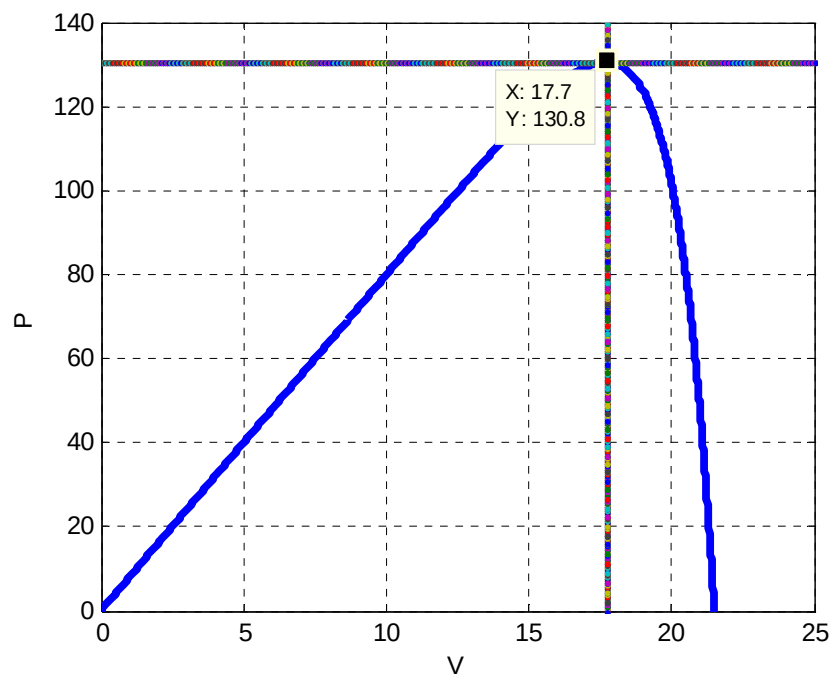
A tensão resultante na associação dos módulos deve atender as especificações do conversor a que se destina. Normalmente os inversores comerciais para sistemas fotovoltaicos possuem os dois estágios inseridos em um só produto, o CC-CC e o CC-CA. O estágio CC-CC é o responsável por adequar a tensão de trabalho para o estágio CC-CA através de técnicas de MPPT (*Maximum Power Point Tracker*). Como a potência do sistema varia conforme a aplicação, os inversores comerciais possuem uma faixa de operação para o MPPT permitindo vários arranjos diferentes. Com a mudança na configuração de ligação dos módulos é possível adequar os níveis de tensão e corrente do barramento CC conforme a aplicação.

Figura 2. Comportamento tensão – corrente de um módulo fotovoltaico.



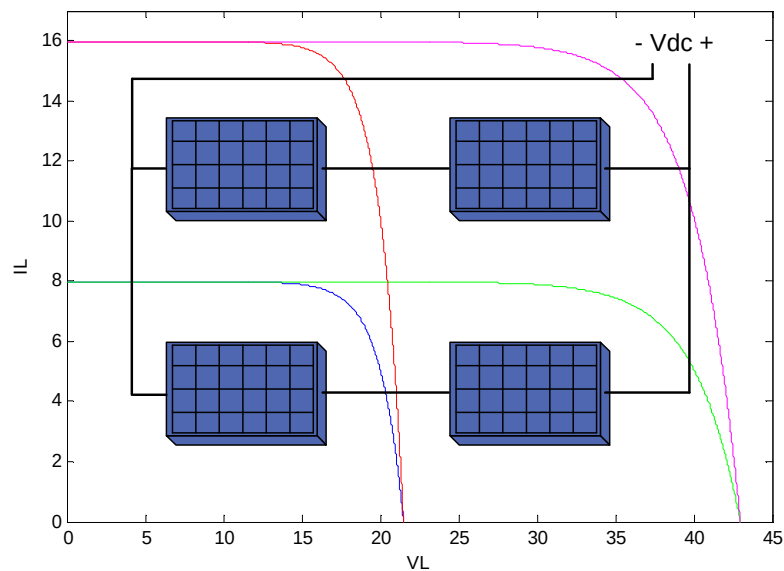
Fonte: O autor

Figura 3. Comportamento tensão – potência de um módulo fotovoltaico.



Fonte: O autor

Figura 4. Comportamento da curva V x I com a associação de módulos.



Fonte: O autor

Sendo assim, o uso de conversores estáticos acoplados aos sistemas geradores é de extrema importância a fim de gerenciar a energia gerada possibilitando seu uso com maior eficiência nas aplicações a que se destinarem.

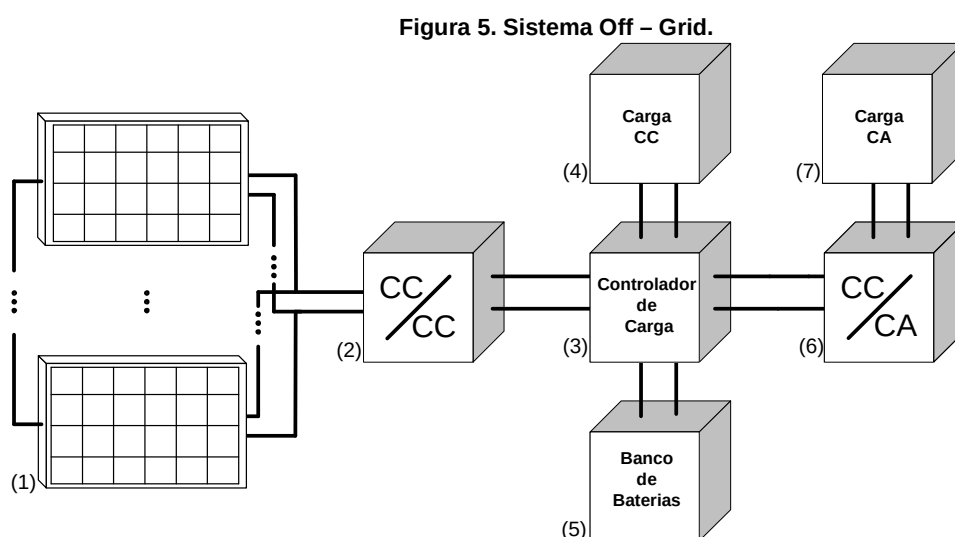
1.4 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Caracterizados pela flexibilidade proveniente de sua condição modular os sistemas fotovoltaicos aplicam-se a diversos tipos de cargas e condições. Suas aplicações variam de sistemas não conectados à rede (off-grid), sistemas conectados à rede (on-grid) e sistemas híbridos que contém as duas opções.

O uso de sistemas off-grid é atribuído principalmente às cargas que estão presentes em locais remotos, onde a conexão com a rede de distribuição torna-se inviável tanto para os usuários quanto para a gerenciadora da rede. Como a radiação solar é muito instável, e na ausência de luz não pode gerar energia elétrica, é comum

utilizar sistemas híbridos onde juntamente com a geração fotovoltaica, são utilizados, geradores a diesel e PCHs (Pequenas Centrais Hidrelétricas). Durante o dia a energia captada pelos módulos fotovoltaicos abastece as cargas, e o eventual restante é armazenado em baterias. Durante a noite, caso o banco de baterias não seja suficiente para atender a demanda, A PCH e/ou o sistema diesel entram em operação e passam a atender a carga.

A Figura 5 mostra em diagrama de blocos uma das configurações utilizadas para sistemas fotovoltaicos para aplicação em sistemas isolados. O projeto de sistemas off-grid pode ser aplicado com diferentes configurações variando, por exemplo, a quantidade e associação dos módulos, assim como a disposição do controlador de carga e da bateria.



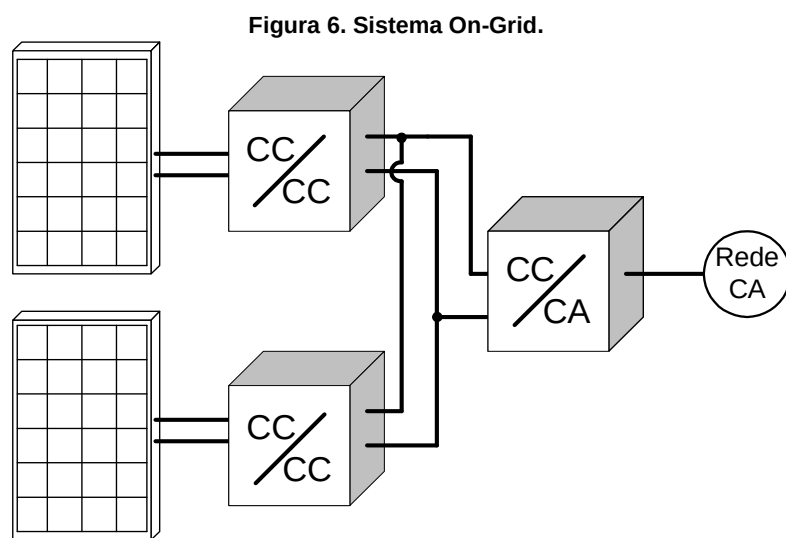
Fonte: O autor.

O sistema da Figura 5 é composto por parte geradora (1), parte de condicionadora de energia (2), (3) e (6), armazenadores da energia (5), e cargas (4) e (7) [4]. O condicionamento da energia é feito através de conversores estáticos sendo eles constituídos por um estágio CC-CC e um estágio CC-CA.

O conversores CC-CC desempenham um papel especial no gerenciamento da energia gerada, por possuir a função de condicionar a tensão, proveniente dos módulos fotovoltaicos, para valores nominais de operação do estágio inversor, e em algumas

configurações o conversor CC-CC também é responsável por gerenciar o fluxo de carga. Outra função que é comumente atribuída ao estágio de conversão CC-CC consiste da busca constante pelo ponto de operação em máxima potência. Pois como as células fotovoltaicas dependem diretamente do nível de irradiação solar e da temperatura, este ponto é constantemente modificado, deste modo, aplicam-se técnicas de MPPT (Maximum Power Point Tracker), que correspondem a algoritmos aplicados no controle do conversor utilizado.

Os sistemas on-grid são semelhantes ao sistema off-grid, diferenciam-se no que se refere à carga. Nos sistemas off-grid a energia é armazenada em baterias, enquanto que nesta configuração a rede atua como armazenador de energia. Essa configuração do sistema de geração, mostrado na Figura 6, é usada para a injeção de potência no sistema, elevando assim a oferta geral de energia do sistema.



Fonte: O autor.

Os sistemas que possuem maiores interesses são os sistemas híbridos que misturam o sistema on-grid e o off-grid. Essa topologia é mais visada a sistemas residenciais tanto na área urbana como na área rural. Este arranjo possibilita o uso em sistemas de segurança aplicados a no-breaks, para carregamento de baterias. Os sistemas aplicados no carregamento de baterias permitem o uso da sua energia armazenada em horários de pico de carga reduzindo o custo da energia consumida.

1.5 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Outra aplicação para sistemas conectados à rede trata-se da microgeração (potências instaladas menores ou iguais a 100 kWp), e minigeração (potências instaladas maiores que 100 kWp e menores ou iguais a 1 MWp) visando a geração distribuída. Atualmente a Resolução Normativa nº 482 estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, bem como o sistema de compensação de energia elétrica [5].

Com o desenvolvimento acelerado do mundo, vislumbra-se um sistema de geração distribuída a fim de descentralizar a geração tornando o sistema menos dependente de grandes centros geradores. O modelo de sistema ideal vislumbra a instalação de sistemas de geração geograficamente próximos às cargas, fazendo com que as perdas por transmissão sejam extremamente reduzidas, bem como a redução de ocorrências de interrupção do fornecimento por consequência de faltas ocasionadas no sistema de transmissão, fornecendo flexibilidade aos sistemas.

Contudo, para que a geração distribuída atinja o objetivo de descentralização da geração, são necessários sistemas de medição, transmissão de dados, controle, e manobra devidamente ajustados e muito bem sincronizados com um centro de controle de todo o fluxo de energia no sistema.

O ilhamento é um tema de fundamental importância, pois está diretamente relacionado com a segurança de pessoas e equipamentos. O ilhamento ocorre quando o inversor continua a operar e injetar potência na rede, a qual deveria estar desenergizada por motivo de desligamento ou falta, oferecendo risco aos técnicos que irão realizar a manutenção e solução do problema e podendo causar danos a outros sistemas geradores no instante que a linha volte a operar.

Os inversores comerciais utilizados em sistemas fotovoltaicos possuem proteções contra sobretensão, subtensão, sobrefrequência e subfrequência conforme a norma ABNT NBR IEC 62116 [6]. Se as medições de tensão e frequência ultrapassarem os limites de trabalho estabelecidos por um determinado tempo, o

inversor para de injetar a potência fazendo com que o mesmo seja desligado galvanicamente da rede.

1.6 FOCO DO TRABALHO

O foco deste trabalho consiste em estudar e compreender a topologia de um conversor NPCm três níveis [7]. O estudo foi realizado através da análise das etapas de operação em cada quadrante e equacionamentos nos componentes. O estudo é realizado em uma topologia monofásica com potência nominal de 3,5 kW, tendo como entrada um barramento CC de 800V e tensão de saída de 220V em CA para a conexão com a rede de energia.

Uma vez estudado o conversor será implementado através da montagem de uma topologia trifásica a qual eleva a potência nominal do conversor em 3 vezes, ou seja, 10,5 kW. O trabalho realizado utiliza o projeto apresentado na Tese de Doutorado do professor Joselito Atanásio Heerdt, que trata do estudo, projeto, e aplicação uma carga eletrônica ativa que também utiliza a topologia NPCm [7].

Neste trabalho de conclusão de curso todos os estudos, simulações e testes foram realizados para a topologia monofásica, contudo a topologia trifásica foi montada para uso do nPEE (núcleo de Processamento de Energia Elétrica). O nPEE é um conjunto de laboratórios em torno da eletrônica de potência o qual foi responsável pelo suporte através de materiais elétricos e mecânicos utilizados na montagem do conversor e realização dos testes no conversor.

2. CONVERSOR NPCm

2.1 CONVERSORES CC-CA

A eletrônica de potência está presente em todo dispositivo ou mecanismos que necessite de uma fonte de energia elétrica. A Eletrônica de Potência é uma área da engenharia elétrica responsável pelo estudo de técnicas de gerenciamento e controle do fluxo da energia elétrica em todos os seus níveis.

Os conversores CC-CA compõe uma das áreas de estudo da eletrônica de potência. O princípio de funcionamento destes conversores é caracterizado por uma fonte de entrada em corrente contínua (CC), resultando em uma fonte de saída em corrente alternada (CA), obtida a partir da comutação da polaridade da fonte de entrada aplicada à saída [8]. Isso se torna possível através da comutação de transistores que trabalham na região de corte e saturação. Os interruptores são comandados conforme a modulação aplicada, a qual atua diretamente nos níveis de tensões e correntes na carga.

Em muitas aplicações industriais, é sempre necessário controlar a tensão de saída de inversores sejam elas:

- Para controlar o barramento de saída perante à oscilações da fonte de entrada CC;
- Para regulação de tensão de inversores;
- Para a manutenção da relação tensão/frequência constante, principalmente para aplicação em motores assíncronos como controle de torque.

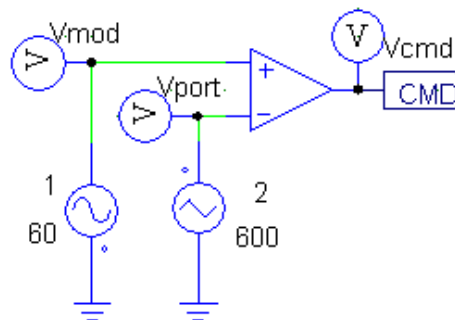
A modulação que é caracterizada como mais eficiente no controle do ganho, de tensão e corrente de saída, consiste na aplicação da modulação PWM (Pulse Width Modulation) [9]. As técnicas mais conhecidas são:

- Modulação por Largura de Pulso Único;
- Modulação por Largura de Pulsos Múltiplos;
- Modulação por Largura de Pulso Senoidal;
- Modulação por largura de Pulso Senoidal Modificada;
- Controle por Deslocamento de Fase;

- Modulação por Espaços de Vetores.

O modo mais comum de se obter um sinal de baixa frequência na saída do Conversor CC-CA é através da modulação PWM (Pulse Width Modulation) Senoidal. Esta modulação consiste em comandar as chaves para abrir ou fechar, conforme o resultado, em nível TTL (Transistor-Transistor Logic), da comparação de dois sinais, um em baixa frequência caracterizado como Modulante, e o outro em alta frequência caracterizado como Portadora. A Figura 7 mostra um exemplo de como a modulação pode ser aplicada, mostrando como os sinais são comparados e o resultado da comparação.

Figura 7. Circuito lógico utilizado para modulação PWM Dois níveis (simulação).



Fonte: O autor.

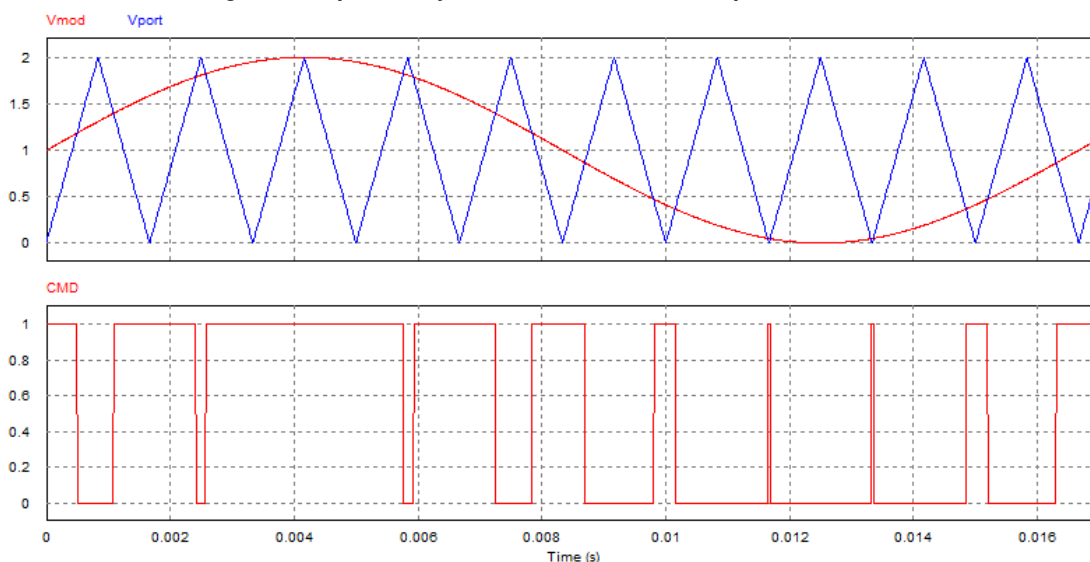
O circuito apresentado na Figura 7, mostra como a lógica pode ser aplicada ao comando dos transistores. A tensão V_{mod} representa o sinal de referência, o qual é denominado sinal modulante, pois a componente fundamental da tensão de saída será igual a frequência da modulante. A tensão V_{port} representa o sinal triangular portador, é quem determina a frequência de chaveamento dos transistores.

A modulação PWM senoidal pode ser aplicada tanto a conversores que comutam em dois níveis de tensão aplicados à carga, quanto em conversores que utilizam multiníveis de tensão. A Figura 8 apresenta a modulação PWM em dois níveis.

A modulação PWM, aplicada à conversores multiníveis, possui várias estratégias diferentes. Dentre as estratégias conhecidas, destacam-se a *Phase Disposition* – PD, *Phase Opposition Disposition* – POD, *Alternative Phase Opposition Disposition* – APOD,

e *Phase Shifted Disposition* – PSD.

Figura 8. Representação do sinal de comando aplicado aos transistores.



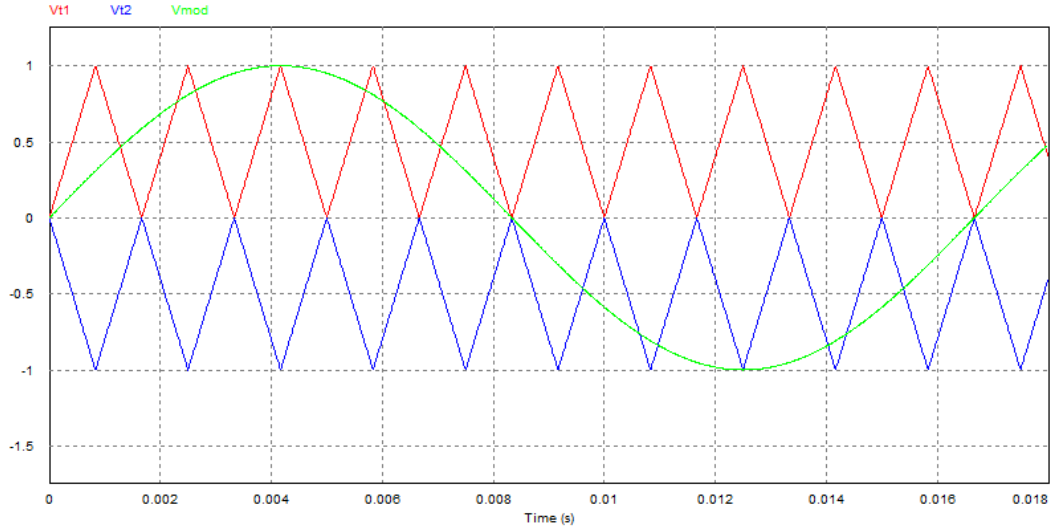
Fonte: O autor.

Neste trabalho será utilizada a modulação POD (Figura 9), pois segundo [10], esta estratégia apresenta baixa DHT (Distorção Harmônica Total) na tensão de saída, comparada a modulação em dois níveis.

Os sinais V_{mod} e V_{port} são comparados e resultam em sinais de comando, “0” e “1”, interpretados como “abre” ou “fecha”. A comutação dos transistores é determinada conforme a mudança no resultado da comparação entre a modulante e a portadora. Quando o sinal V_{mod} for maior que o sinal V_{port} o resultado será “1” comandando o transistor para a entrada em condução, da mesma forma, quando V_{port} for maior, o resultado será “0” comandando o transistor a bloquear.

É possível verificar que quanto maior for a amplitude do sinal modulante, maior o tempo em que a chave permanece fechada, e por consequência, o barramento CC é conectado ao barramento CA durante este período. Ao analisar o valor médio da tensão em um período de tempo igual ao período da portadora, conforme apresentado na Figura 10, pode-se verificar que o sinal apresentado na saída do conversor acompanha o sinal de referência. Deste modo é possível através da amplitude e da fase do sinal modulante, obter quase qualquer característica na saída de um conversor CC-CA.

Figura 9. Estratégia de modulação POD



Fonte: O autor.

As formas de onda obtidas na saída destes “inversores” são retangulares, aumentando os níveis de TDHs (Taxa de Distorção Harmônica). Para que este problema seja atenuado, são utilizados filtros conectados a saída. O aumento gradativo da tecnologia aplicada às chaves também tem mostrado resultados positivos, possibilitando assim o aumento na frequência de comutação.

A amplitude de tensão saída de um conversor CC-CA pode ser obtida a partir da Equação (3), apresentada em [11], a qual mostra que a tensão de saída é diretamente proporcional ao nível de tensão no barramento CC. A proporção é dada pelo índice de modulação em amplitude M_a , onde m é o número de níveis de tensão possíveis de serem aplicados a saída. O M_a também pode ser obtido através da Equação (4).

$$M_a = \frac{V_{ca_peak}}{(m - 1)V_{cc}} \quad (3)$$

$$M_a = \frac{V_{mod_peak}}{V_{port_peak}} \quad (4)$$

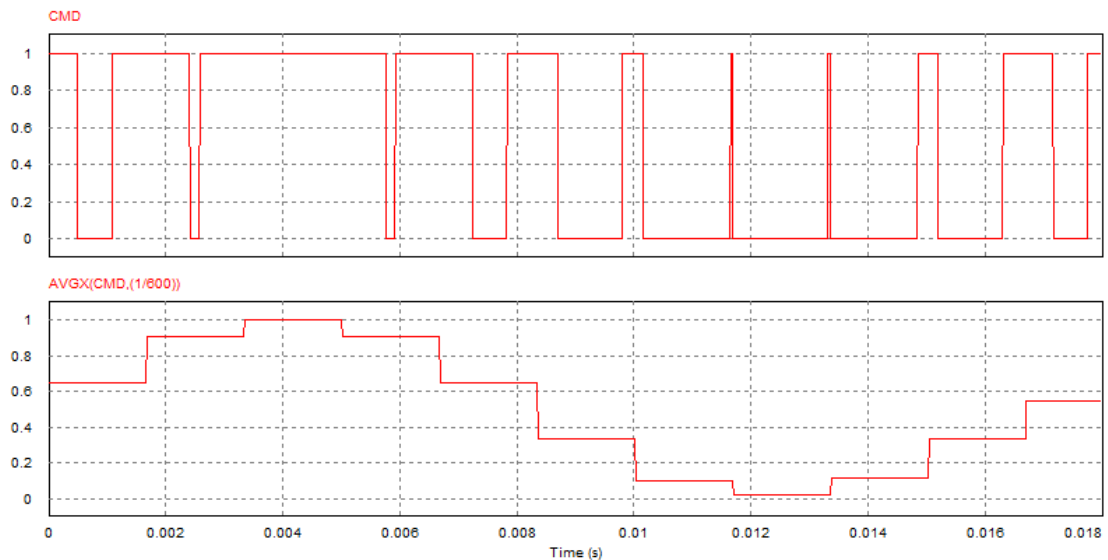
O sinal obtido na saída do conversor é também afetado pela relação entre a frequência da modulante f_{mod} e a frequência da portadora f_{port} apresentado na

equação (5). Quanto maior for o Índice de modulação em frequência M_f , menores serão os filtros usados para adequar a corrente de saída, contudo é necessário atentar-se aos tempos de bloqueio e condução das chaves.

$$M_f = \frac{f_{port}}{f_{mod}} \quad (5)$$

Os conversores podem operar em malha aberta ou em malha fechada. Operar em malha aberta significa gerar um sinal de referência para a modulação, sem realimentação, isto é, sem medir a tensão na saída do conversor. Entretanto esta aplicação não é confiável, pois o sistema fica sujeito a instabilidade.

Figura 10. Valores médios de tensão por período igual ao da portadora



Fonte: O autor.

A operação em malha fechada consiste em realimentar o sistema, ou seja, fazer com que o sistema de controle atue na modulação com o intuito de controlar o barramento de saída, e ou o barramento entrada. A realimentação de um conversor CC-CA, por exemplo, é composta por sensores de corrente e tensão, e amplificadores operacionais que atuam como comparadores. O sistema é dito realimentado porque o sinal de referência é comparado à um sinal medido no próprio conversor, o erro resultante da comparação é então compensado através de técnicas de controle atuando na modulação afim de estabilizar o sistema.

Em sistemas de geração fotovoltaica, os conversores CC-CA geralmente atuam no estágio final da topologia do sistema, sendo utilizado tanto como fonte para alimentação de cargas isoladas caracterizando sistemas off grid, quanto para a conexão com a rede.

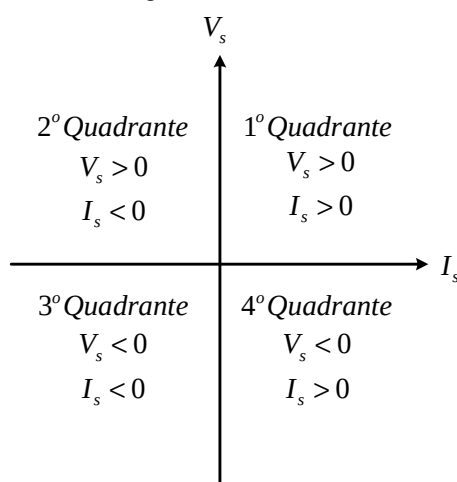
Os conversores CC-CA utilizam como insumo a tensão CC fornecida diretamente do arranjo de módulos, ou de um conversor CC-CC elevador. Para o caso em que não há um estágio elevador, o conversor CC-CA contém um algoritmo de MPPT, enquanto no outro caso o algoritmo de rastreamento está inserido no conversor CC-CC.

2.2 INVERSORES USADOS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Dentre os artigos revisados destacaram-se três topologias que são utilizadas em sistemas fotovoltaicos, a VSI (*Voltage Source Inverter*) mostrada na Figura 12, NPC (*Neutral Point Clamped*) mostrada na Figura 13 e NPCm (*Modified Neutral Point Clamped*) também conhecido como *T – Type* apresentada pela Figura 14.

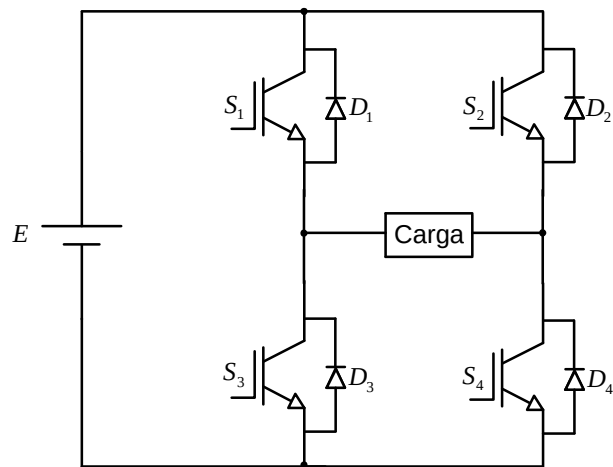
Todas as topologias contidas neste trabalho podem operar nos quatro quadrantes do plano $V \times I$ (Figura 11). Sendo assim nesta seção são apresentadas as etapas de operação nos quatro quadrantes. Como os conversores estudados têm como aplicação, acionamento de máquinas, ou injeção de potência na rede, ao invés de uma carga, usou-se uma fonte de corrente.

Figura 11. Plano $V \times I$.



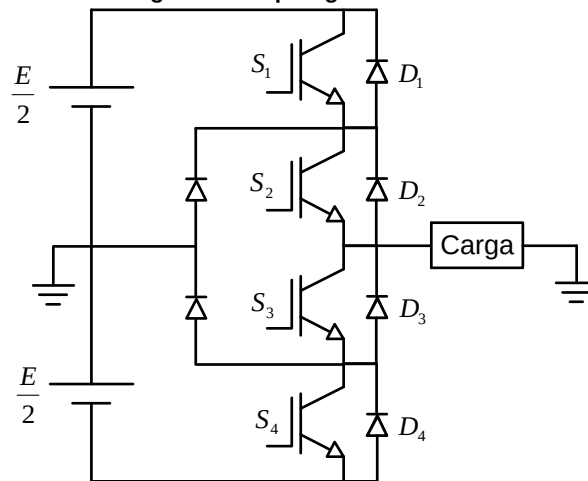
Fonte: O autor.

Figura 12. Topologia VSI monofásica.



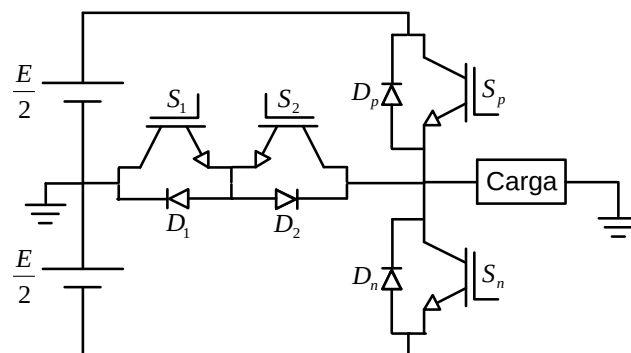
Fonte: O autor.

Figura 13. Topologia do conversor NPC.



Fonte: O autor.

Figura 14. Topologia do conversor NPCm.



Fonte: O autor.

2.2.1 TOPOLOGIA VSI

A topologia VSI é muito utilizada em toda a indústria, por ser relativamente simples e robusta. É também recomendada para altas potências, pois apresenta menores esforços de tensão e corrente nas chaves comandadas, se comparadas a outras topologias monofásicas. [10].

É composta por quatro transistores, e quatro diodos de roda livre em antiparalelo, barramento CC (Representada por uma fonte CC) e Barramento CA. Como esta aplicação é muito comum, existem empresas que inserem esta topologia em um único componente, visando à redução de espaço. Na pesquisa realizada verificou-se que mais de 80% dos conversores encontrados, aplicados a sistemas fotovoltaicos, utilizam a topologia VSI, ficando a topologia NPC e a NPCm presente em menos que 5% dos artigos encontrados.

Esta topologia é muito aplicada a motores de corrente contínua. Os motores por possuírem característica indutiva, fazem com que a corrente não possa sofrer variações bruscas, sendo assim ao comutar as chaves para abrir, a corrente tenderia a permanecer, e se não houvesse um caminho alternativo pelos diodos de roda livre a tensão no indutor aumentaria, atingindo amplitudes suficientes para a queima dos transistores.

Já em aplicações em CA o conversor VSI pode aplicar no máximo três níveis na carga $+E$, 0, e $-E$, para topologias monofásicas. Em topologia trifásicas podem ser obtidas até cinco níveis se analisados a tensão de fase para um carga com neutro, sendo eles, $+2E/3$, $+E/3$, 0, $-E/3$, $-2E/3$ [9].

Como este trabalho visa à injeção de potência na rede, a carga será representada por uma fonte de corrente. O fluxo da corrente pode ser analisado através das etapas de operação do conversor conforme comutação das chaves. Cada etapa tem período equivalente à $\frac{1}{f_p}$ segundos.

1ª Etapa de operação.

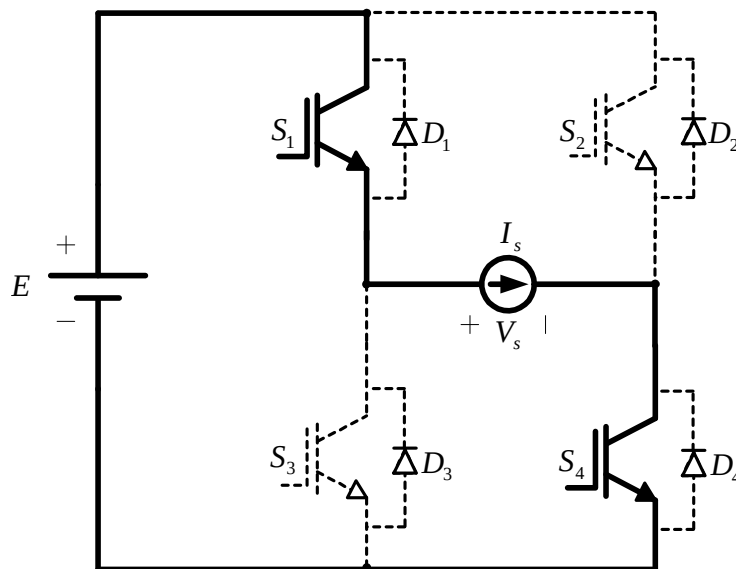
Nos conversores os IGBTs (Isolated Gate Bipolar Transistor) tem função de Interruptores, sendo assim, operam na região de corte e saturação. Na primeira etapa de operação Figura 15 os IGBTs, aqui chamados de chaves S_1 e S_4 são comandadas a conduzir fazendo com que a fonte de entrada E seja aplicada diretamente à carga.

Tabela 1. Tensão e corrente nos componentes na 1ª Etapa de operação.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	<i>Carga</i>
Tensão	0	E	E	0	0	$-E$	$-E$	0	E
Corrente	I_s	0	0	I_s	0	0	0	0	I_s

Fonte: O autor.

Figura 15. 1ª Etapa de operação da topologia VSI.



Fonte: O autor.

2ª Etapa de operação:

Na segunda etapa de operação (Figura 16) a chave S_1 é mantida em condução e S_2 é comanda a conduzir. As chaves S_1 e S_3 , assim como S_2 e S_4 , devem ser comutadas complementarmente para evitar que o curto da fonte E , mais conhecido como curto de

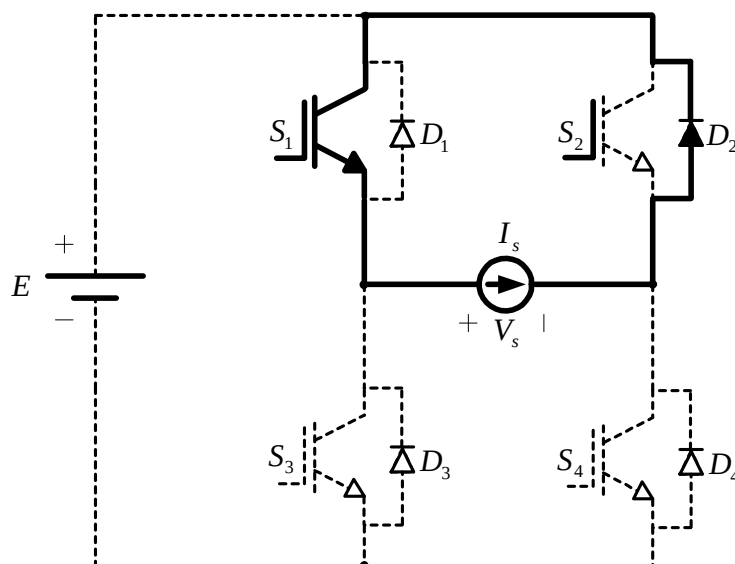
braço. Com S_1 e S_2 em condução e S_4 em corte, a tensão na carga tende a inverter chegando a amplitudes suficientes para a entrada em condução do diodo D_2 , tornando-o um diodo de roda livre para a corrente, ficando a carga com tensão 0.

Tabela 2. Tensão e corrente nos componentes na 2ª Etapa de operação

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	Carga
Tensão	0	0	E	E	0	0	$-E$	$-E$	0
Corrente	I_s	0	0	0	0	I_s	0	0	I_s

Fonte: O autor.

Figura 16. 2ª Etapa de operação da topologia VSI.



Fonte: O autor.

A primeira e a segunda etapa representam a operação do conversor no primeiro quadrante, onde as chaves comutam entre o nível E e 0 na carga com corrente no sentido positivo. A terceira e quarta etapa de operação representam a operação do conversor no quarto quadrante, no qual as chaves comutam o entre nível $-E$ e 0 na carga com corrente no sentido positivo.

3ª Etapa de operação:

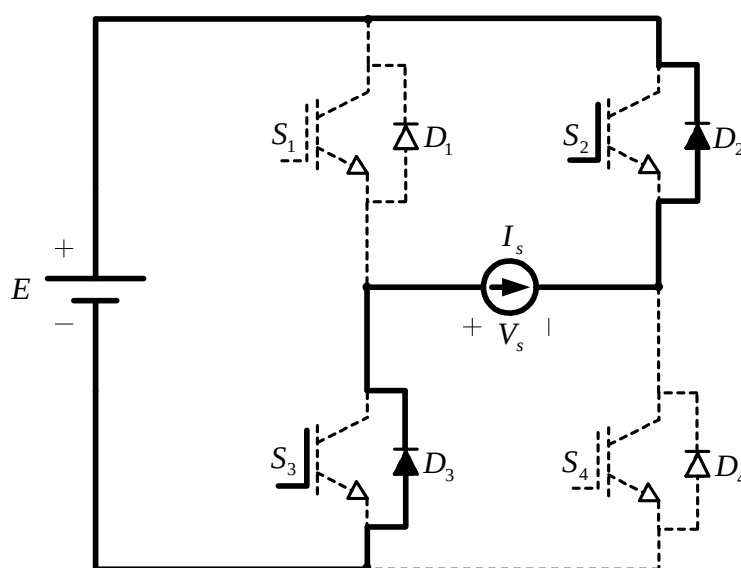
A terceira etapa de operação (Figura 17) é marcada pelo bloqueio da chave S_1 e condução de S_3 . Deste modo as chaves S_2 e S_3 atribuem, à carga, a tensão E . Sendo assim S_1 e S_4 permanecem em corte, até a próxima etapa. Apesar da fonte de entrada oferecer um potencial contra a corrente da carga, esta entra no pólo positivo da fonte de entrada, devido a necessidade do fluxo da corrente não poder ser interrompido.

Tabela 3. Tensão e corrente nos componentes na 3ª Etapa de operação.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	Carga
Tensão	E	0	0	E	$-E$	0	0	$-E$	$-E$
Corrente	0	0	0	0	0	I_s	I_s	0	I_s

Fonte: O autor.

Figura 17. 3ª Etapa de operação da topologia VSI.



Fonte: O autor.

4ª Etapa de operação:

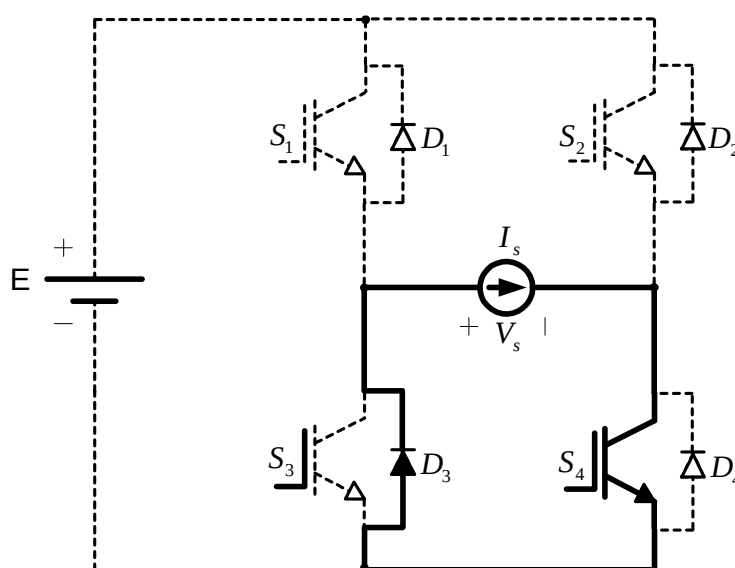
Na Quarta Etapa de operação (Figura 18) ocorre o bloqueio da chave S_2 e condução de S_4 , permanecendo a chave S_3 comandada. Esta situação condiciona a carga ao nível 0 pois ao comandar S_4 cria-se um caminho sem barreira de potencial fazendo com que a corrente possa fluir por S_4 utilizando D_3 como roda livre.

Tabela 4. Tensão e corrente nos componentes na 4ª Etapa de operação.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	Carga
Tensão	E	E	0	0	$-E$	$-E$	0	0	0
Corrente	0	0	0	I_s	0	0	I_s	0	I_s

Fonte: O autor.

Figura 18. 4ª Etapa de operação da topologia VSI.



Fonte: O autor.

5ª Etapa de operação:

A quinta e a sexta etapa de operação representam o conversor operando no segundo quadrante, as chaves comutam o entre nível E e 0 na carga com corrente no sentido negativo. Na sétima e na oitava etapa de operação representa-se a operação do conversor no terceiro quadrante, onde as chaves comutam entre o nível $-E$ e 0 na carga com corrente no sentido negativo.

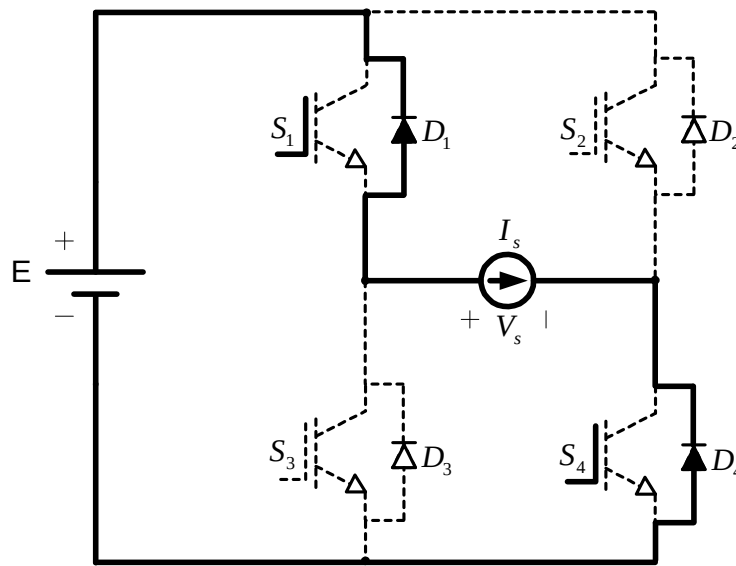
Na quinta etapa de operação (Figura 19) o comando das chaves é igual ao da 1ª etapa de operação. Contudo a corrente na carga tem sentido negativo fazendo com que D_1 e D_4 entrem em condução, aplicando novamente o nível E na carga.

Tabela 5. Tensão e corrente nos componentes na 5ª Etapa de operação.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	<i>Carga</i>
Tensão	0	E	E	0	0	$-E$	$-E$	0	E
Corrente	0	0	0	0	I_s	0	0	I_s	$-I_s$

Fonte: O autor.

Figura 19. 5ª Etapa de operação da topologia VSI.



Fonte: O autor.

6ª Etapa de operação:

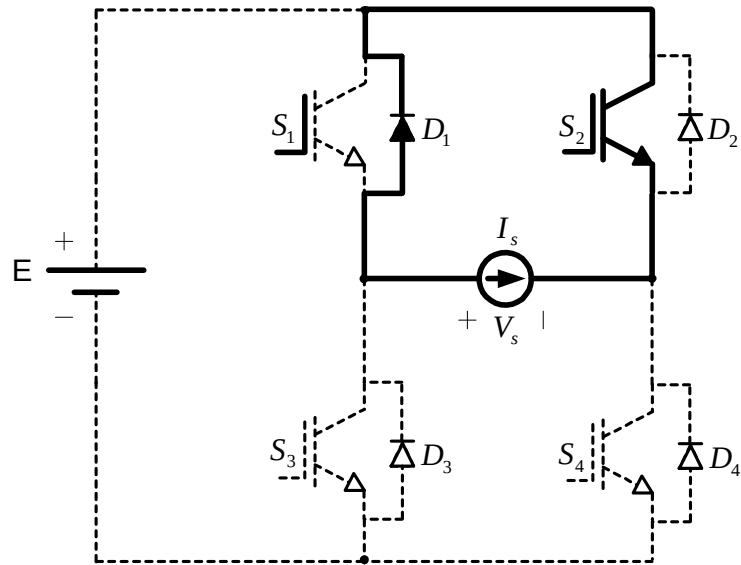
Na sexta etapa de operação (Figura 20) o comando das chaves é igual ao da 2ª etapa de operação. Mantendo o mesmo fluxo de corrente, ao desligar S_4 e comandar S_2 à conduzir, cria-se um caminho com uma barreira de potencial menor, e usando D_1 como roda livre. A Tensão na carga é 0.

Tabela 6. Tensão e corrente nos componentes na 6ª Etapa de operação.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	<i>Carga</i>
Tensão	0	0	E	E	0	0	$-E$	$-E$	0
Corrente	0	I_s	0	0	I_s	0	0	0	$-I_s$

Fonte: O autor.

Figura 20. 6ª Etapa de operação da topologia VSI.



Fonte: O autor.

7ª Etapa de operação:

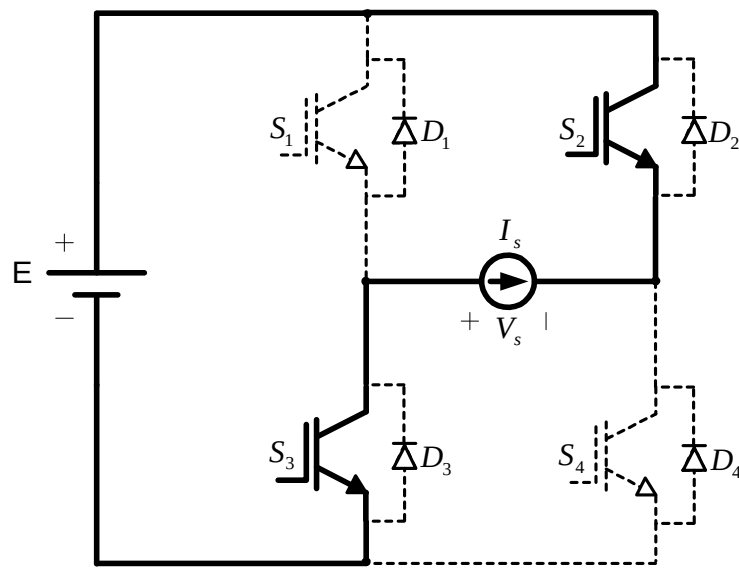
Na sétima etapa de operação (Figura 21) o comando das chaves é igual ao da 3ª etapa de operação. Entretanto a operação é no terceiro quadrante onde a corrente tem sentido negativo e a tensão na carga é $-E$.

Tabela 7. Tensão e corrente nos componentes na 7ª Etapa de operação.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	<i>Carg</i>
Tensão	E	0	0	E	$-E$	0	0	$-E$	$-E$
Corrente	0	I_s	I_s	0	0	0	0	0	$-I_s$

Fonte: O autor.

Figura 21. 7ª Etapa de operação da topologia VSI.



Fonte: O autor.

8ª Etapa de operação:

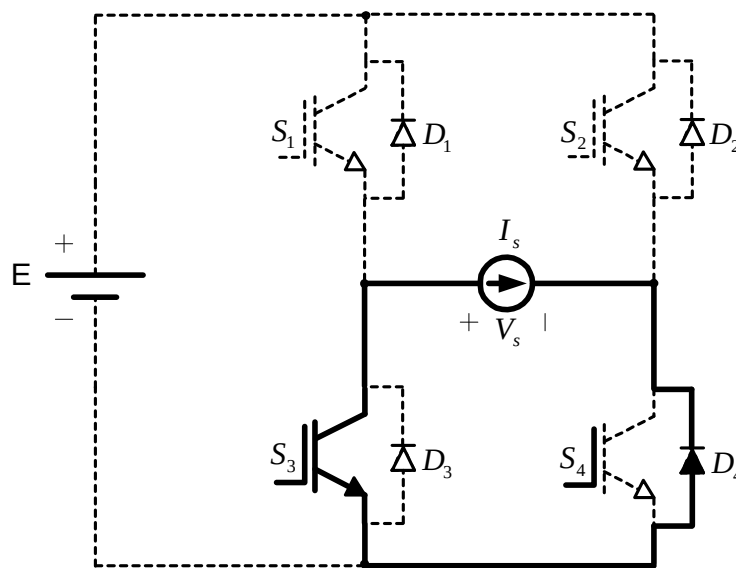
Na oitava etapa de operação (Figura 22) o comando das chaves é igual ao da 4ª etapa de operação. Com S_2 bloqueado, ocorre a elevação da tensão na carga suficiente para a entrada em condução do diodo D_4 sendo caracterizando diodo de roda livre.

Tabela 8. Tensão e corrente nos componentes na 8ª Etapa de operação.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	<i>Carga</i>
Tensão	E	E	0	0	$-E$	$-E$	0	0	0
Corrente	0	0	I_s	0	0	0	0	I_s	$-I_s$

Fonte: O autor.

Figura 22. 8ª Etapa de operação da topologia VSI.



Fonte: O autor.

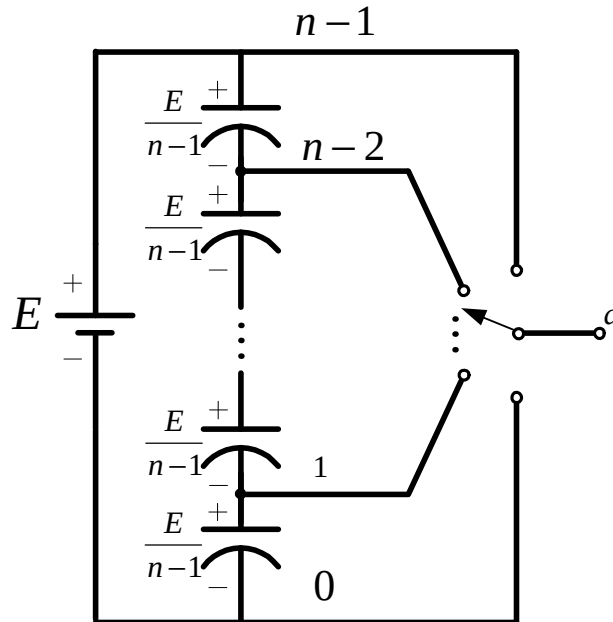
2.2.2 TOPOLOGIA NPC

Na topologia NPC, apresentada na Figura 13, é possível perceber logo de início a presença de mais de uma fonte CC para compor a divisão do barramento CC. Apresenta-se com uma forma capaz de fornecer características de saídas com baixa taxa de distorção harmônica, não sendo necessária grande esforço por parte dos filtros.

O conversor NPC é derivado do conversor meia ponte dois níveis clássico, é composto por quatro transistores com quatro diodos em antiparalelo, barramento CC e barramento CA, sendo o neutro grampeado por diodos, possibilitando o emprego de mais níveis de tensão na saída. Os níveis de tensão são obtidos através de fontes CC conectadas em série, sendo na maioria das vezes utilizados capacitores para dividir o barramento. São necessários $(m - 1)$ capacitores em série para a obtenção de m níveis de tensão no barramento. O conversor NPC mesmo permitindo a operação em dois níveis tem por objetivo o emprego para características multiníveis, a Figura 23 apresenta essa característica de forma simples.

A tensão máxima nas chaves é dada pela tensão de uma das fontes CC do barramento, possibilitando o emprego desta topologia em aplicações que exijam tensão de saída elevada, não sendo necessária a associação de transistores.

Figura 23. Representação de Inversor Multinível.



Fonte: Adaptado de [12].

O aumento de níveis de tensão de entrada reduz as derivadas de tensão aplicadas à carga. Na presença de uma carga indutiva, a saída é filtrada, fazendo com que a corrente de saída apresente-se como uma rampa em cada período de comutação cresce em forma de as amplitudes das derivadas de tensão.

Uma das dificuldades associadas a esta topologia é o controle do barramento CC, teoricamente a associação de capacitores garantiria o autobalanceamento das tensões em cada capacitor, porém nenhum capacitor é igual ao outro e isso implica em controlar o barramento [12]. Uma forma de ajudar a balancear os níveis de tensão em cada capacitor é com o emprego de resistores, em paralelo aos capacitores, com valores altos para que não haja circulação de altas amplitudes de corrente.

Etapas de Operação

1ª Etapa de operação no 1º quadrante do plano $V \times I$

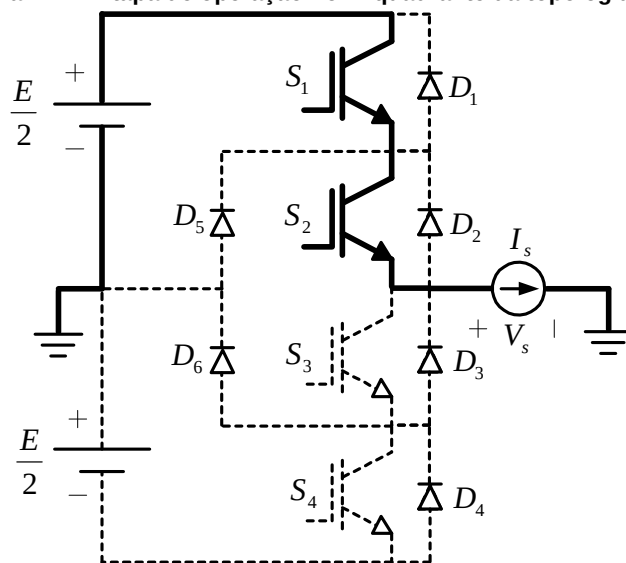
Na primeira etapa de operação do Conversor NPC Figura 24, S_1 e S_2 são comandadas a conduzir fazendo com que metade do barramento CC seja aplicada diretamente à carga. Assim, é possível verificar que a tensão máxima aplicada em cada elemento do circuito seja $\frac{E}{2}$.

Tabela 9. Tensão e corrente nos componentes na 1ª Etapa de operação no 1º quadrante.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	Carga
Tensão	0	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$
Corrente	I_s	I_s	0	0	0	0	0	0	0	0	I_s

Fonte: O autor.

Figura 24. 1ª Etapa de operação no 1º quadrante da topologia NPC.



Fonte: O autor.

2ª Etapa de operação no 1º quadrante do plano V x I

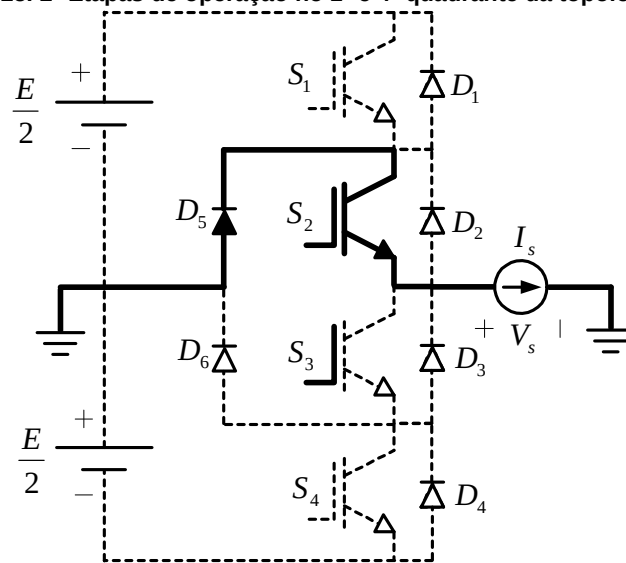
A segunda etapa de operação, Figura 25, S_2 permanece fechada e S_3 é comanda à conduzir. Com S_1 bloqueado a corrente a corrente flui por D_5 , aplicando uma diferença de potencial nula à carga. A Tabela 10 apresenta os níveis de tensão e corrente em cada elemento.

Tabela 10. Tensão e corrente nos componentes na 2ª Etapa de operação no 1º e 4º quadrante.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	<i>Carga</i>
Tensão	$\frac{E}{2}$	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E}{2}$	0	0	0
Corrente	0	I_s	0	0	0	0	0	0	I_s	0	I_s

Fonte: O autor.

Figura 25. 2ª Etapas de operação no 1º e 4º quadrante da topologia NPC.



Fonte: O autor.

1ª Etapa de operação no 4º quadrante do plano V x I

A Figura 26 corresponde à primeira etapa de operação no quarto quadrante do plano V x I, nesta condição S_3 e S_4 são comandadas a conduzir, entretanto, a corrente não flui pelas chaves, mas sim pelos diodos D_3 e D_4 . A Tabela 11 apresenta os níveis de tensão e corrente em cada elemento.

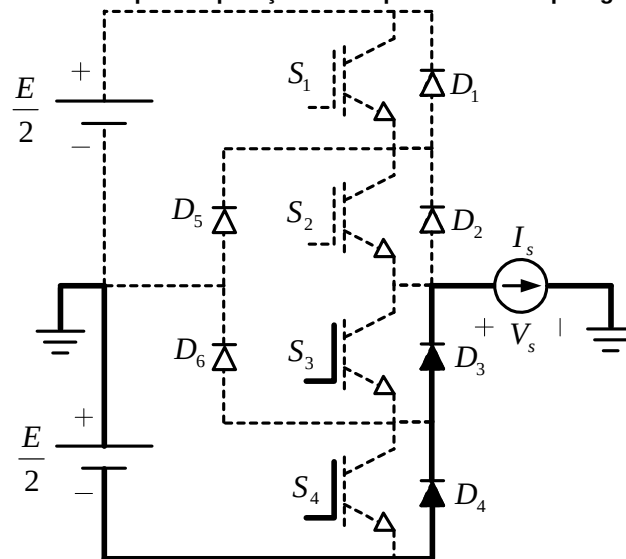
Tabela 11. Tensão e corrente nos componentes na 1ª Etapa de operação no 4º quadrante.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	<i>Carga</i>
--	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	--------------

Tensão	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$
Corrente	0	0	0	0	0	0	I_s	I_s	0	0	I_s

Fonte: O autor.

Figura 26. 1ª Etapa de operação no 4º quadrante da topologia NPC.



Fonte: O autor.

2ª Etapa de operação no 4º quadrante do plano V x I

Na segunda etapa de operação no quarto quadrante S_3 é mantida em condução e S_2 é comandada a conduzir, nesta configuração a segunda etapas no primeiro e quarto quadrantes são exatamente as mesmas, logo a Figura 25 e a Tabela 10 também representam esta etapa de operação.

1ª Etapa de operação no 2º quadrante do plano V x I

A comutação dos interruptores no 2º e 3º quadrante do plano V x I, é o mesmo utilizado no 1º e 4º quadrantes respectivamente. A diferença consiste no sentido do fluxo da corrente. A Figura 27 mostra o caminho percorrido pela corrente. A primeira etapa e a segunda etapa representam a operação do conversor no segundo quadrante

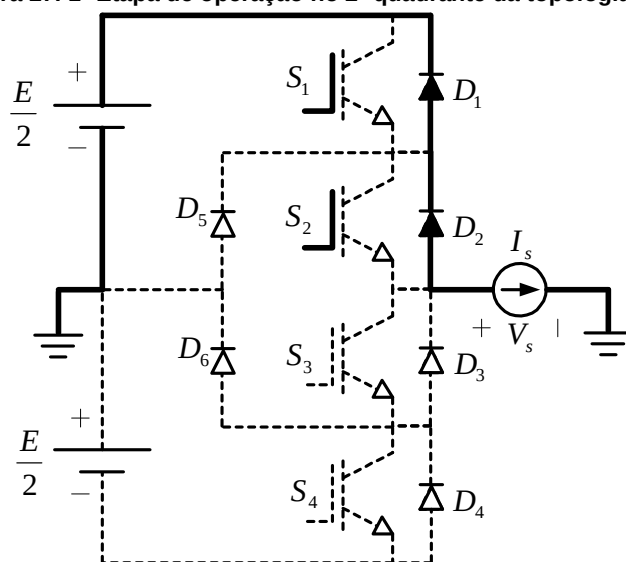
do plano $V \times I$, assim, com S_3 e S_4 bloqueados, a corrente utiliza os diodos D_1 e D_2 , aplicando a tensão positiva à carga.

Tabela 12. Tensão e corrente nos componentes na 1ª Etapa de operação no 2º quadrante.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	<i>Carga</i>
Tensão	0	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$
Corrente	0	0	0	0	I_s	I_s	0	0	0	0	$-I_s$

Fonte: O autor.

Figura 27. 1ª Etapa de operação no 2º quadrante da topologia NPC.



Fonte: O autor.

2ª Etapa de operação no 2º quadrante do plano $V \times I$

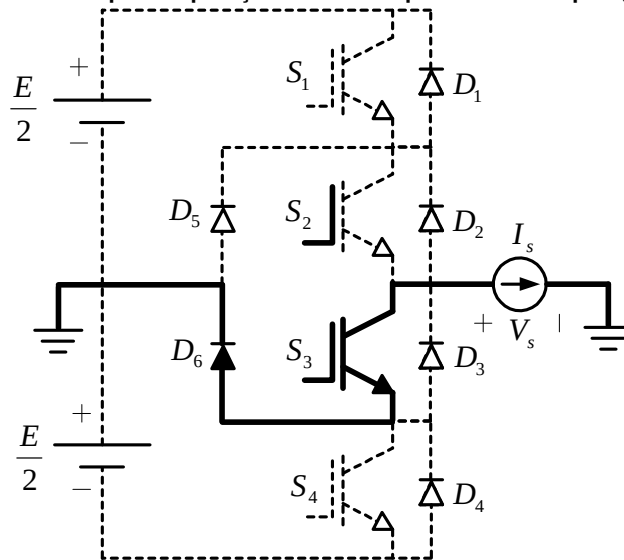
A segunda etapa apresenta o caminho que a corrente percorre em roda livre. Analisando o circuito é possível observar que a corrente para de circular por D_1 isso ocorre porque quando a chave S_3 entra em condução, é criado um caminho com uma barreira de potencial muito menor do que antes.

Tabela 13. Tensão e corrente nos componentes na 2ª Etapa de operação no 2º e 3º quadrante.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	<i>Carga</i>
Tensão	0	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0
Corrente	0	0	0	0	I_s	I_s	0	0	0	0	$-I_s$

Fonte: O autor.

Figura 28. 2ª Etapa de operação no 2º e 3º quadrante da topologia NPC.



Fonte: O autor.

1ª Etapa de operação no 3º quadrante do plano V x I

Na primeira e segunda etapa de operação do conversor no terceiro quadrante a tensão na carga é comutada entre 0 e $-\frac{E}{2}$. Na primeira etapa, Figura 29 a chave S_3 é mantida em condução enquanto S_4 e S_2 comutam em oposição uma à outra. A corrente que circulava por D_6 , passa a circular por S_4 .

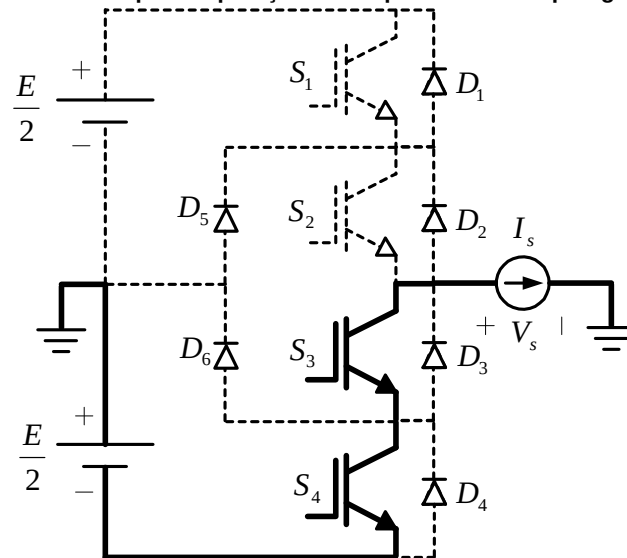
Tabela 14. Tensão e corrente nos componentes na 1ª Etapa de operação no 3º quadrante.

	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	<i>Carga</i>
Tensão	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$

Corrente	0	0	I_s	I_s	0	0	0	0	0	0	$-I_s$
----------	---	---	-------	-------	---	---	---	---	---	---	--------

Fonte: O autor.

Figura 29. 1ª Etapa de operação no 3º quadrante da topologia NPC.



Fonte: O autor.

2ª Etapa de operação no 3º quadrante do plano $V \times I$

Na segunda etapa de operação S_3 é mantida em condução e S_2 é comandada a conduzir, nesta configuração a segunda etapa é exatamente as mesmas para o segundo e terceiro quadrante, logo a Figura 28 e a Tabela 13 também representam a segunda etapa de operação no terceiro quadrante.

2.3 O CONVERSOR NPCm

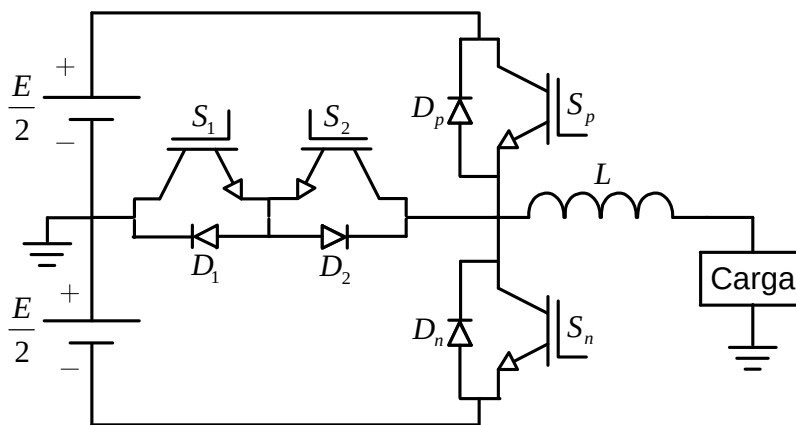
A topologia NPCm apresentada na Figura 14, possui as mesmas vantagens da topologia NPC comparada ao VSI. A topologia utiliza quatro transistores, cada um com um diodo em anti-paralelo, porém são utilizados dois dos transistores juntamente com os diodos em antiparalelo para grampeamento ativo, diferente da topologia NPC onde o

grampeamento é passivo. Os outros dois transistores e diodos são responsáveis por comutar o barramento de entrada à saída.

Uma diferença entre o conversor NPC e o NPCm é o nível de tensão aplicado às chaves S_p e S_n , as quais devem suportar a tensão total do Barramento CC, isto é, a soma de todas as fontes de entrada. Neste caso as chaves devem suportar a tensão E . As chaves S_1 e S_2 , por sua vez, devem suportar apenas a tensão de uma fonte apenas, ou seja, $\frac{E}{2}$.

O conversor deverá ser implementado com um filtro passa baixa de saída, responsável por filtrar as altas frequências resultantes do chaveamento, para que a TDH de tensão e corrente na carga sejam reduzidas. O filtro é composto por um Indutor em série com a carga conforme a Figura 30.

Figura 30. NPCm com filtro indutivo de primeira ordem.



Fonte: O autor.

Para que seja possível analisar as equações de corrente Eficaz e Média nos interruptores, é necessário que se conheça as etapas de operação do conversor.

2.3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

1ª Etapa de operação no 1º quadrante do plano $V \times I$

Assim como na análise das etapas de operação da topologia VSI e NPC, utilizou-

se um fonte de corrente como carga.

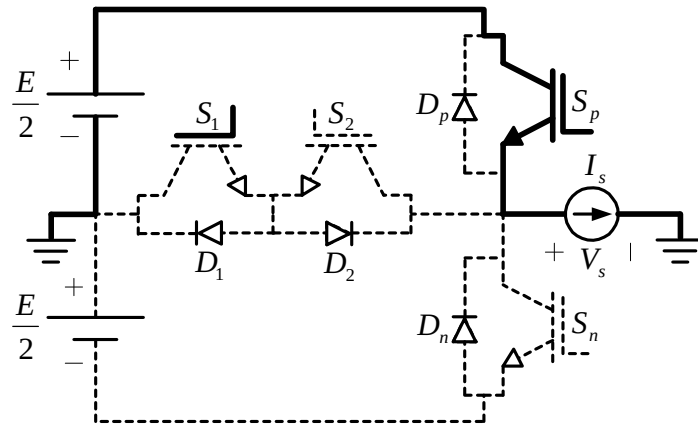
Na primeira etapa de operação no 1º quadrante para o conversor NPCm Figura 31, S_p e S_1 são comandadas a conduzir fazendo com que metade do barramento CC seja aplicada diretamente à carga. Durante a primeira e a segunda etapa a chave S_1 deve ser mantida em condução, fazendo com que a tensão na carga seja comutada entre os níveis 0 e $\frac{E}{2}$. Neste momento é possível perceber que a chave S_n recebe a tensão de barramento CC total, ou seja, E .

Tabela 15. Tensão e corrente nos componentes na 1ª Etapa de operação no 1ºquadrante.

	S_p	S_n	S_1	S_2	D_p	D_n	D_1	D_2	Carga
Tensão	0	E	0	$\frac{E}{2}$	0	$-E$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$
Corrente	I_s	0	0	0	0	0	0	0	I_s

Fonte: O autor.

Figura 31. 1ª Etapa de operação no 1º quadrante da topologia NPCm.



Fonte: O autor.

2ª Etapa de operação no 1º quadrante do plano V x I

A segunda etapa de operação no primeiro quadrante para o conversor NPCm Figura 32, S_2 é comandada à conduzir, fazendo com que a corrente circule por S_1 e D_2 aplicando nível 0 de tensão na carga. Neste momento é possível perceber que a chave

S_n recebe metade da tensão de barramento CC total, ou seja, $\frac{E}{2}$. Deve-se garantir que S_p e S_2 estejam comutando complementarmente para que não haja curto da fonte de entrada.

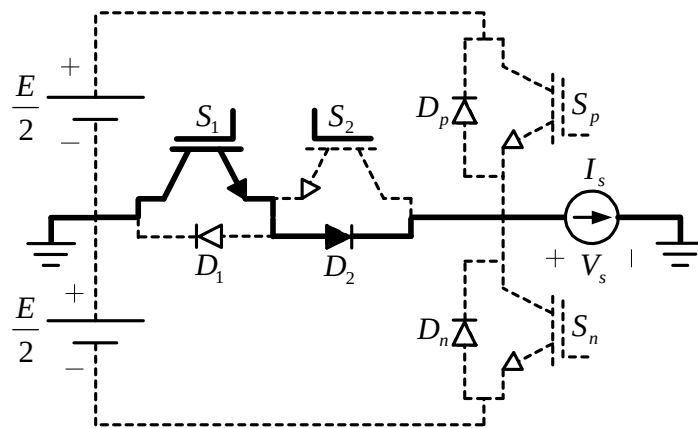
Ao analisar a primeira e a segunda etapa de operação no primeiro quadrante é possível perceber que o conversor tem características semelhantes à operação de um conversor Buck.

Tabela 16. Tensão e corrente nos componentes na 2ª Etapa de operação no 1º quadrante.

	S_p	S_n	S_1	S_2	D_p	D_n	D_1	D_2	Carga
Tensão	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0
Corrente	0	0	I_s	0	0	0	0	I_s	I_s

Fonte: O autor.

Figura 32. 2ª Etapa de operação no 1º e 4º quadrante da topologia NPCm.



Fonte: O autor.

1ª Etapa de operação no 4º quadrante do plano V x I

Na primeira e a segunda etapa de operação no quarto quadrante do conversor, S_2 deve ser mantida em condução permitindo a comutação dos níveis 0 e $-\frac{E}{2}$ na carga. A primeira etapa é caracterizada pela aplicação da tensão negativa na carga. A Figura 33 apresenta o caminho percorrido pela corrente nesta etapa. Assim como na primeira

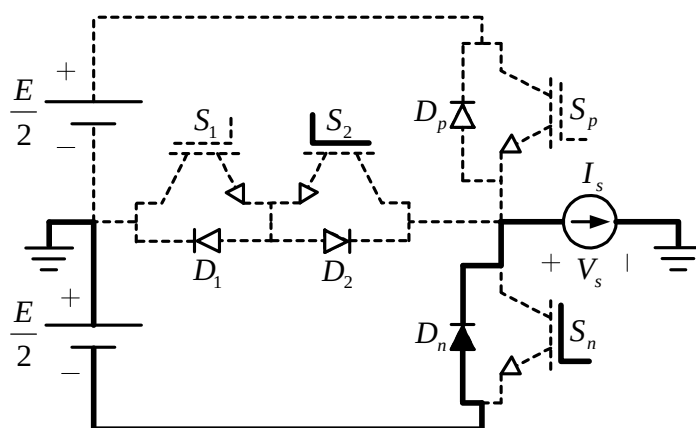
etapa no primeiro quadrante deve-se garantir que S_n e S_1 também estejam comutando complementarmente.

Tabela 17. Tensão e corrente nos componentes na 1ª Etapa de operação no 4º quadrante.

	S_p	S_n	S_1	S_2	D_p	D_n	D_1	D_2	Carga
Tensão	E	0	$\frac{E}{2}$	0	$-E$	0	$-\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$
Corrente	0	0	0	0	0	I_s	0	0	I_s

Fonte: O autor.

Figura 33. 1ª Etapa de operação no 4º quadrante da topologia NPCm.



Fonte: O autor.

2ª Etapa de operação no 4º quadrante do plano $V \times I$

Assim como no NPC a segunda etapa de operação no quarto quadrante é exatamente igual à segunda etapa de operação no primeiro quadrante, com os mesmos valores de tensão e corrente nos elementos.

1ª Etapa de operação no 2º quadrante do plano $V \times I$

O segundo quadrante do plano $V \times I$ para a topologia NPCm é atribuída pela operação do conversor conforme as etapas apresentadas na Figura 34 e Figura 35. S_p

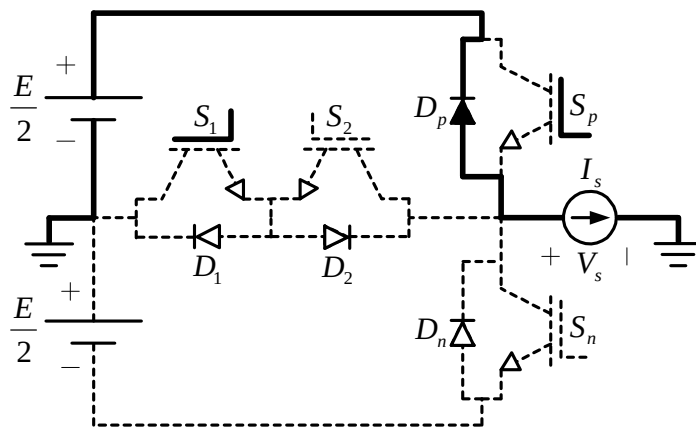
e S_1 são comandados a conduzir, aplicando a tensão $\frac{E}{2}$ na carga.

Tabela 18. Tensão e corrente nos componentes na 1ª Etapa de operação no 2º quadrante.

	S_p	S_n	S_1	S_2	D_p	D_n	D_1	D_2	Carga
Tensão	0	E	0	$\frac{E}{2}$	0	$-E$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$
Corrente	0	0	0	0	I_s	0	0	0	$-I_s$

Fonte: O autor.

Figura 34. 1ª Etapa de operação no 2º quadrante da topologia NPCm.



Fonte: O autor.

2ª Etapa de operação no 2º quadrante do plano $V \times I$

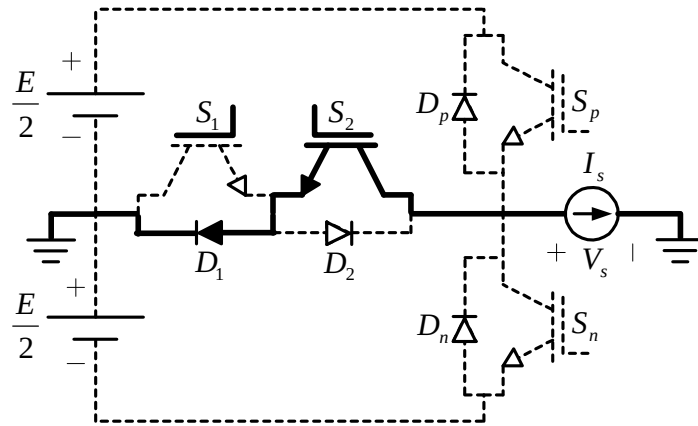
Na segunda etapa a carga fica com tensão igual a zero, pois a corrente flui por S_2 e por D_1 .

Tabela 19. Tensão e corrente nos componentes na 2ª Etapa de operação no 2º quadrante.

	S_p	S_n	S_1	S_2	D_p	D_n	D_1	D_2	Carga
Tensão	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0
Corrente	0	0	0	I_s	0	0	I_s	0	$-I_s$

Fonte: O autor.

Figura 35. 2ª Etapa de operação no 2º e 3º quadrante da topologia NPCm.



Fonte: O autor.

1ª Etapa de operação no 3º quadrante do plano V x I

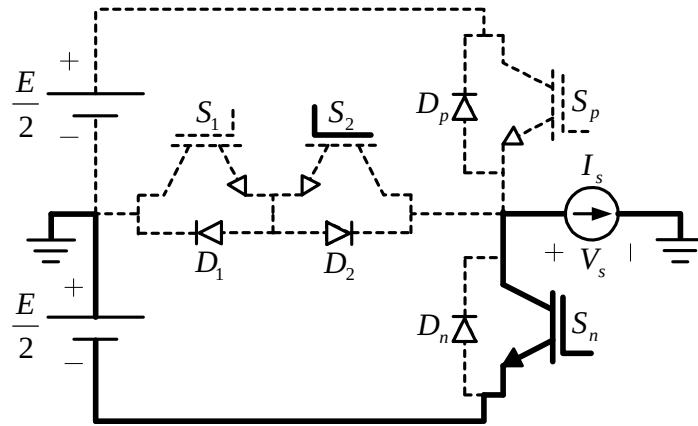
Na 1ª etapa e na 2ª etapa do 3º quadrante a tensão na carga é comutada entre os níveis 0 e $-\frac{E}{2}$. Na primeira etapa S_2 posta em condução mantendo S_n bloqueada, permanecendo S_1 em condução.

Tabela 20. Tensão e corrente nos componentes na 1ª Etapa de operação no 3º quadrante.

	S_p	S_n	S_1	S_2	D_p	D_n	D_1	D_2	Carga
Tensão	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	$\frac{E}{2}$
Corrente	0	0	0	I_s	0	0	I_s	0	$-I_s$

Fonte: O autor.

Figura 36. 1ª Etapa de operação no 3º quadrante da topologia NPCm.



Fonte: O autor.

2ª Etapa de operação no 3º quadrante do plano V x I

Na segunda etapa de operação no terceiro quadrante S_1 é mantida em condução e S_2 é comandada a conduzir, bem como na segunda etapa de operação no segundo quadrante, assim, a Figura 35 e a Tabela 19 também representam a segunda etapa de operação no terceiro quadrante.

Analisando as etapas de operação é possível definir quais os intervalos de operação das chaves e diodos, levando em consideração a defasagem θ entre a corrente e a tensão da modulante.

Tabela 21. Intervalo de condução dos interruptores.

Interruptor	Intervalo de Condução
S_p	$\theta \leq \omega t \leq \pi$
S_n	$\pi + \theta \leq \omega t \leq 2\pi$
S_1	$\theta \leq \omega t \leq \pi + \theta$
S_2	$\pi + \theta \leq \omega t \leq 2\pi + \theta$
D_p	$0 \leq \omega t \leq \theta$
D_n	$\pi \leq \omega t \leq \pi + \theta$
D_1	$\pi + \theta \leq \omega t \leq 2\pi + \theta$
D_2	$\theta \leq \omega t \leq \pi + \theta$

Fonte: O Autor.

2.3.2 ANÁLISE DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ

Para analisar as correntes nos interruptores operando com o filtro L e uma carga R considerou-se o sinal da modulante como referência em formato senoidal, conforme equação (6), assim, a corrente I_s é dada pela equação (7).

$$V_{mod}(\omega t) = M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (6)$$

$$I_s(\omega t) = I_{s_{peak}} \cdot \text{sen}(\omega t - \theta) \quad (7)$$

Onde θ pode ser obtido através da equação (8):

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_{mod} \cdot L}{R} \right) \quad (8)$$

As correntes nos interruptores são pulsadas entre 0 e I_s , conforme seus respectivos intervalos de comutação. O tempo de condução dos interruptores depende da razão cíclica, conforme a Tabela 22.

Tabela 22. Razão cíclica nos Intervalos de condução.

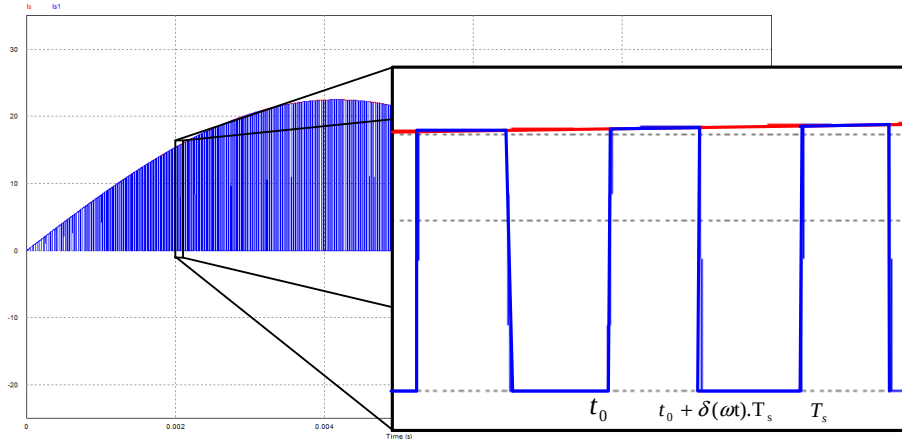
Interruptor	Razão Cíclica $\delta_x(\omega t, M_a)$
S_p	$\begin{cases} M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \rightarrow 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 \rightarrow \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$
S_n	$\begin{cases} 0 \rightarrow 0 \leq \omega t \leq \pi \\ M_a \cdot \text{sen}(\omega t - \pi) \rightarrow \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$
S_1	$\begin{cases} \delta_{S_p}(\omega t) \rightarrow 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 1 - M_a \cdot \text{sen}(\omega t - \pi) \rightarrow \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$
S_2	$\begin{cases} 1 - M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \rightarrow 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 1 \rightarrow \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$
D_p	$\begin{cases} M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \rightarrow 0 \leq \omega t \leq \theta \\ 0 \rightarrow \theta \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$

D_n	$\begin{cases} M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \rightarrow \pi \leq \omega t \leq \pi + \theta \\ 0 \rightarrow \pi + \theta \leq \omega t \leq \pi \end{cases}$
D_1	$\begin{cases} M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \rightarrow \pi + \theta \leq \omega t \leq \theta \\ 0 \rightarrow \theta \leq \omega t \leq \pi + \theta \end{cases}$
D_2	$\begin{cases} M_a \cdot \text{sen}(\omega t) \rightarrow \theta \leq \omega t \leq \pi + \theta \\ 0 \rightarrow \pi + \theta \leq \omega t \leq \theta \end{cases}$

Fonte: [7].

Para os cálculos de corrente média e corrente eficaz, serão utilizadas as equações de corrente média e eficaz quase-instantâneas, equações (9) e (10), analisada em um período de chaveamento conforme Figura 37.

Figura 37. Análise de valores médios quase-instantâneos.



Fonte: O autor.

$$\langle I_{x_med}(\omega t) \rangle = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_0 + \delta(\omega t) \cdot T_s} I_s(\omega t) \cdot d(\tau) = \delta(\omega t) \cdot I_s(\omega t) \quad (9)$$

$$\langle I_{x_rms}(\omega t) \rangle = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_0 + \delta(\omega t) \cdot T_s} I_s^2(\omega t) \cdot d(\tau)} = \sqrt{\delta(\omega t)} \cdot I_s(\omega t) \quad (10)$$

Onde:

$$T_s = \frac{1}{f_{port}} \quad (11)$$

Como a frequência da portadora é muito maior que a frequência da modulante, pode-se considerar que a corrente é constante durante todo o intervalo de comutação. A corrente média (12) e eficaz (13) no componente é obtida pela cálculo da corrente média e eficaz durante o período da modulante.

$$I_{x_med} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\theta+2\pi} \langle I_{x_med}(\omega t) \rangle \cdot d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\theta+2\pi} \delta(\omega t) \cdot I_s(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (12)$$

$$I_{x_rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\theta+2\pi} \langle I_{x_med}(\omega t) \rangle^2 \cdot d(\omega t)}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\theta+2\pi} \delta(\omega t) \cdot I_s^2(\omega t) \cdot d(\omega t)} \quad (13)$$

De posse das equações genéricas para corrente média e eficaz obtém-se as equações em cada interruptor apresentados na tabela X:

Tabela 23. Correntes média e eficaz nos interruptores.

	I_{x_med}	I_{x_rms}
S_p	$\frac{M_a I_{s_peak} [\text{sen}(\theta) + (\pi - \theta) \cos(\theta)]}{4\pi}$	$\frac{\sqrt{M_a} \cdot I_{s_peak} [\cos(\theta) + 1]}{\sqrt{6\pi}}$
S_n	$\frac{M_a I_{s_peak} [\text{sen}(\theta) + (\pi - \theta) \cos(\theta)]}{4\pi}$	$\frac{\sqrt{M_a} \cdot I_{s_peak} [\cos(\theta) + 1]}{\sqrt{6\pi}}$
S_1	$\frac{I_{s_peak} \{4 + M_a [(2\theta - \pi) \cos(\theta) - 2 \text{sen}(\theta)]\}}{4\pi}$	$I_{s_peak} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{M_a [1 + \cos^2(\theta)]}{3\pi}}$
S_2	$\frac{I_{s_peak} \{4 + M_a [(2\theta - \pi) \cos(\theta) - 2 \text{sen}(\theta)]\}}{4\pi}$	$I_{s_peak} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{M_a [1 + \cos^2(\theta)]}{3\pi}}$

D_p	$\frac{M_a I_{s_{peak}} [\text{sen}(\theta) - \theta \cos(\theta)]}{4\pi}$	$\frac{\sqrt{M_a} \cdot I_{s_{peak}} [1 - \cos(\theta)]}{\sqrt{6\pi}}$
D_n	$\frac{M_a I_{s_{peak}} [\text{sen}(\theta) - \theta \cos(\theta)]}{4\pi}$	$\frac{\sqrt{M_a} \cdot I_{s_{peak}} [1 - \cos(\theta)]}{\sqrt{6\pi}}$
D_1	$\frac{I_{s_{peak}} \{4 + M_a [(2\theta - \pi) \cos(\theta) - 2 \text{sen}(\theta)]\}}{4\pi}$	$I_{s_{peak}} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{M_a [1 + \cos^2(\theta)]}{3\pi}}$
D_2	$\frac{I_{s_{peak}} \{4 + M_a [(2\theta - \pi) \cos(\theta) - 2 \text{sen}(\theta)]\}}{4\pi}$	$I_{s_{peak}} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{M_a [1 + \cos^2(\theta)]}{3\pi}}$

Fonte: [7]

É possível perceber que as equações para S_p são as mesmas para S_n , assim como, as equações para S_1 são iguais às de S_2 , D_1 , D_2 , e D_p são iguais às de D_n . Variando o ângulo θ , de 0 até π , nas equações da corrente média e eficaz, obtém-se as curvas apresentadas nas figuras Figura 38 e Figura 39. Para obtenção das curvas utilizou-se $M_a = 0,778$, bem como a técnica POD para PWM senoidal. Optou-se por representar as correntes em p.u. tendo como referência $I_{s_{peak}}$.

A Figura 57 e a Figura 58, apresentam os valores de corrente eficaz, simulados e os valores calculados conforme as equações já mencionadas. Os pontos representam os valores simulados para análise e comparação. É possível verificar que os valores simulados estão muito próximos do calculados.

Por terem utilizado o mesmo método de modulação, cada chave em cada conversor, tem a sua dual nos outros conversores, logo, o valor da corrente eficaz, em cada chave, possui o mesmo valor no seu dual.

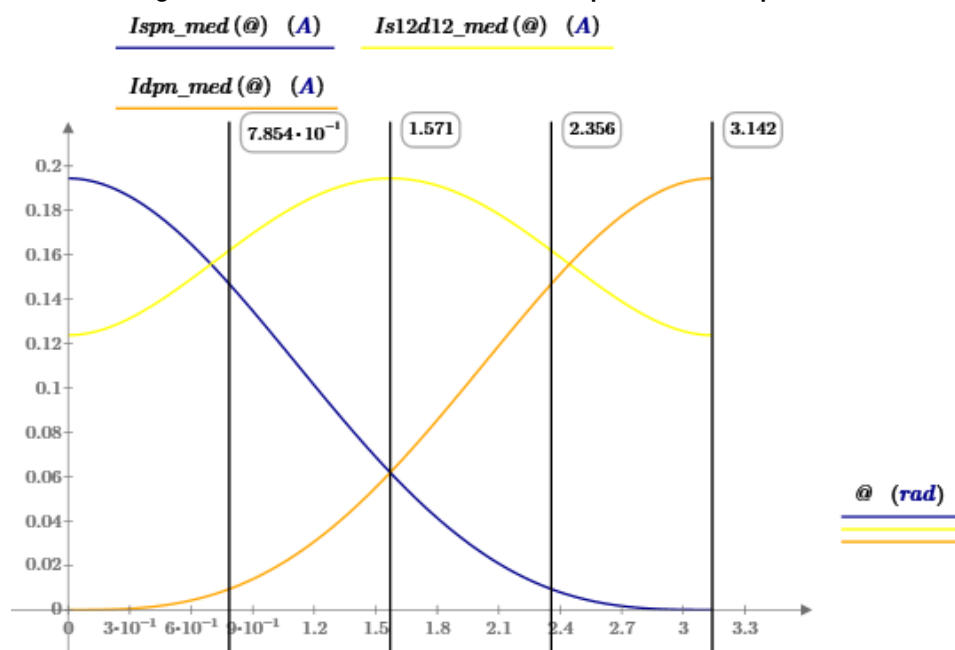
$$S_{1_VSI} \rightarrow S_{2_NPC} \rightarrow S_{1_NPCm};$$

$$S_{2_VSI} \rightarrow S_{3_NPC} \rightarrow S_{2_NPCm};$$

$$S_{3_VSI} \rightarrow S_{4_NPC} \rightarrow S_{n_NPCm};$$

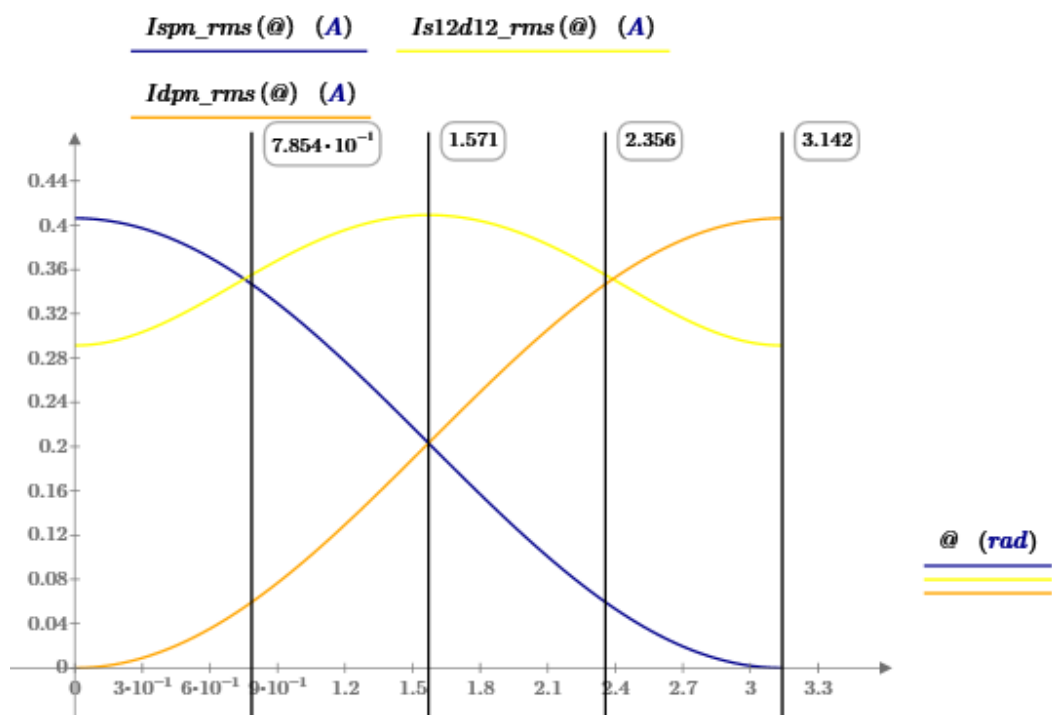
$$S_{1_VSI} \rightarrow S_{2_NPC} \rightarrow S_{1_NPCm};$$

Figura 38. Valores de corrente média em p.u. nos interruptores.



Fonte: O autor

Figura 39. Valores de corrente eficaz em p.u. nos interruptores.

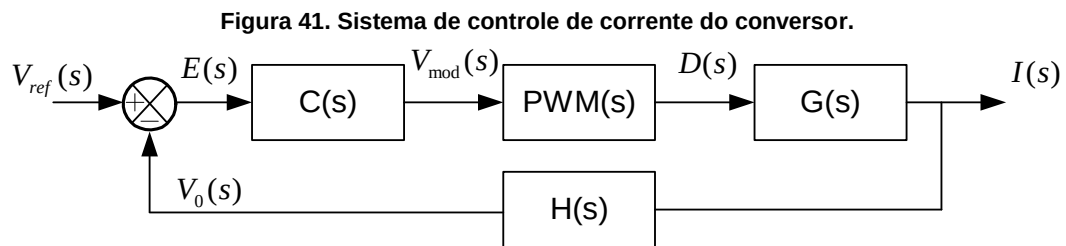


Fonte: O autor

$$\Delta i_{L_{max}} = \frac{\Delta V_L}{4 \cdot L \cdot f_{port}} \quad (15)$$

3. MODELAGEM E CONTROLE

Todo e qualquer conversor que vise a conexão à rede elétrica para geração necessita operar em malha fechada com controle de corrente, e sincronismo com a rede. O controle de corrente é necessário para que perturbações na entrada sejam atenuadas e controladas a ponto de não afetar a corrente de saída, prejudicando a aplicação do conversor. O diagrama do sistema proposto é apresentado na Figura 41.



Fonte: O autor.

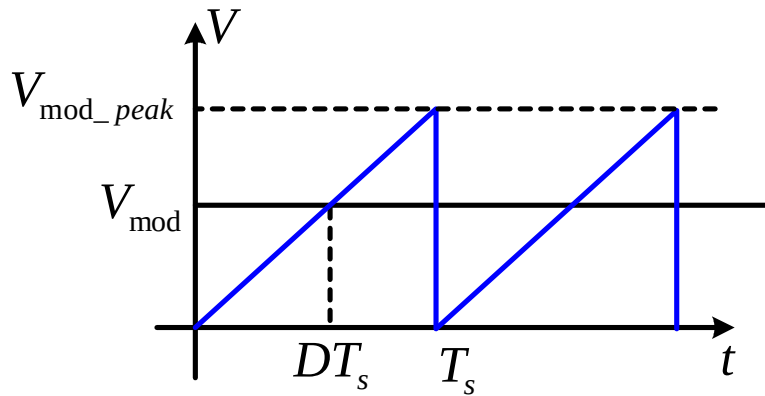
O sistema de controle é composto pela planta do compensador ($C(s)$), a planta do atuador ($PWM(s)$), a planta do conversor ($G(s)$), e planta do sensor ($H(s)$). A planta do compensador será obtida através da ferramenta Matlab. As plantas $PWM(s)$, $G(s)$ e $H(s)$ serão obtidas nos itens 3.1, 3.2 e 3.3, respectivamente.

Realizado o projeto do controle do conversor, o respectivo controle será inserido ao circuito de acionamento das chaves no software PSIM (Anexo1), onde este, gerará o código diretamente para o DSC 28335 [13].

3.1 OBTENÇÃO DA PLANTA DO ATUADOR

A planta do atuador é obtida analisando a tensão de referência pela razão cíclica. A tensão de refere dada por Figura 42

Figura 42. Sinal de referência x tempo.



Fonte: O autor.

Assim:

$$\frac{V_{mod}(t)}{V_{mod_peak}} = \frac{D(t)T_s}{T_s} \quad (16)$$

Como $V_{mod_peak}=1$, aplicando a transformada de Laplace, obtém-se a planta do atuador:

$$\frac{D(s)}{V_{mod}(s)} = PWM(s) = \frac{1}{V_{mod_peak}} = 1 \quad (17)$$

3.2 OBTENÇÃO DO GANHO ESTÁTICO E PLANTA DO COVERSOR

Para realizar o controle da corrente de saída se faz necessária a obtenção do modelo dinâmico do conversor, a qual pode ser obtida através da análise das etapas de operação. Neste trabalho foram apresentadas 8 etapas de operação para o conversor NPCm operando nos quatro quadrantes, porém para o levantamento do modelo do conversor é necessário analisar apenas um quadrante de operação. De posse do

modelo dinâmico é possível encontrar o modelo em pequenos sinais, bem como a planta de corrente em função da razão cíclica.

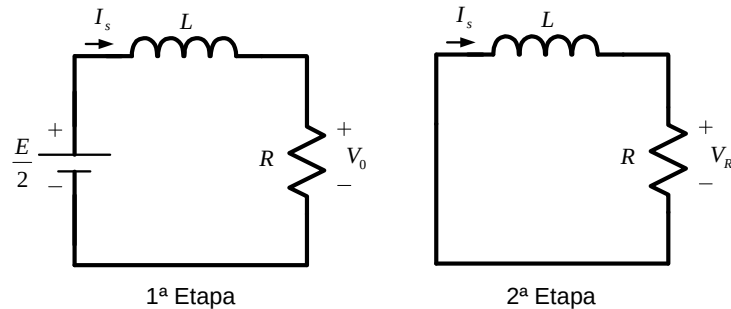
O modelo dinâmico do conversor NPCm pode ser obtido através da análise de valores médios quase-instantâneos das correntes e tensões, ou seja, valores médios calculados em um período de chaveamento T_s , onde:

As equações utilizadas para obtenção do ganho estático do conversor são as equações que regem a operação do indutor.

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = L \cdot \frac{d\langle i_L(t) \rangle}{dt} \quad (18)$$

O primeiro quadrante foi utilizado para análise da operação. A análise é realizada em torno da tensão média no indutor durante um período de chaveamento, ou seja, a tensão média na 1ª etapa somada à tensão média na 2ª conforme o circuito equivalente mostrado na Figura 43. Busca-se encontrar uma relação entre a corrente no indutor e a razão cíclica.

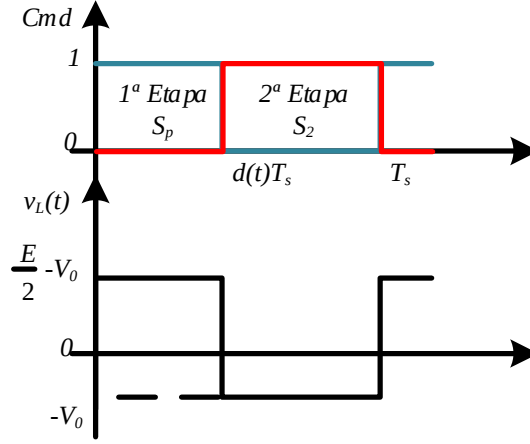
Figura 43. Circuito equivalente para cada etapa de operação no 1º quadrante.



Fonte: O autor.

Analisando a Figura 44 é possível montar a equação resultante da soma

Figura 44. Tensão no indutor (L) durante o período de comutação (T_s).



Fonte: O autor.

De posse da forma de onda da tensão no indutor tem-se que:

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{d(t)T_s} \left(\frac{E}{2} - V_r \right) d(\tau) + \frac{1}{T_s} \int_{d(t)T_s}^{T_s} -V_R d(\tau) = \frac{E}{2} d(t) - V_R \quad (19)$$

Substituindo a equação (18) em (19), encontra-se uma relação entre a corrente e a razão cíclica, resultando em (20)

$$\frac{d\langle i_L(t) \rangle}{dt} = \frac{1}{L} \left(\frac{E}{2} d(t) - R \cdot i_L(t) \right) \quad (20)$$

Para que seja possível aplicar técnicas de controle linear é preciso linearizar o modelo em torno de um ponto de operação, também conhecido como ponto quiescente, somados a pequenas perturbações, caracterizando o modelo para pequenos sinais.

Considerando que uma pequena perturbação na razão cíclica corresponderá a uma pequena perturbação na corrente tem-se:

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (21)$$

$$i_L(t) = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (22)$$

Substituindo as (21) e (22) em (20) tem-se:

$$\frac{d(I_L + \hat{i}_L(t))}{dt} = \frac{1}{L} \left[\frac{E}{2} (D + \hat{d}(t)) - R \cdot (I_L + \hat{i}_L(t)) \right] \quad (23)$$

Assim:

$$\frac{d(\hat{i}_L(t))}{dt} = \frac{1}{L} \left(\frac{E}{2} \cdot \hat{d}(t) \right) - \frac{R}{L} \cdot \hat{i}_L(t) + \frac{1}{L} \left(\frac{E}{2} \cdot D \right) - \frac{R}{L} I_L \quad (24)$$

A equação resultante é composta por componentes dependentes do tempo, e componentes independentes do tempo. Os termos independentes do tempo dão origem ao ganho estático do conversor (25), enquanto os termos dependentes do tempo dão origem ao modelo dinâmico, passível de aplicação do teorema de Laplace resultando na (26) que relaciona a variação da corrente de saída em função da razão cíclica.

$$\frac{I_L}{E} = \frac{D}{2R} \quad (25)$$

$$\frac{I_L(s)}{D(s)} = G(s) = \frac{E}{2(Ls + R)} \quad (26)$$

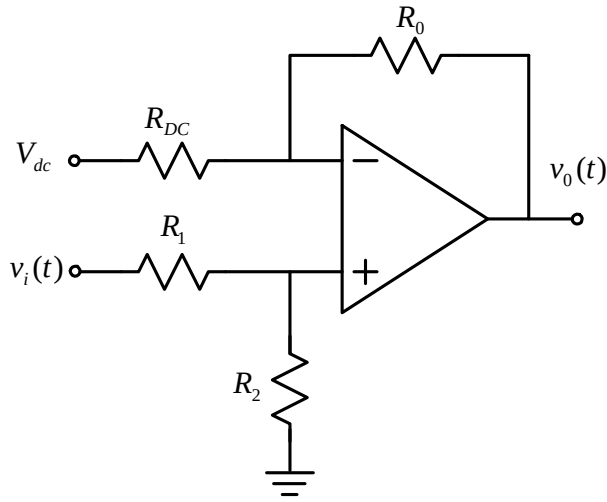
A planta resultante leva em consideração um resistor R , pois os resultados experimentais foram obtidos com o conversor conectado à uma carga R . Para obter a planta resultante para o conversor conectado à rede basta considerar $R = 0$, pois para esta situação a resistência passa a ter a resistência série do indutor, que é desprezível. Logo:

$$\frac{I_L(s)}{D(s)} = G_{rede}(s) = \frac{E}{2(Ls)} \quad (27)$$

3.3 OBTENÇÃO DA PLANTA DO SENSOR

A planta do sensor é obtida através do circuito utilizado para medir a corrente. O circuito é apresentado na Figura 45.

Figura 45. Circuito de condicionamento do sinal de corrente.



Então:

$$v_0(t) = \frac{(R_0 + R_{dc}) \cdot R_2}{(R_1 + R_2) \cdot R_{dc}} \cdot v_i(t) - \frac{R_0}{R_{dc}} \cdot V_{dc} \quad (28)$$

Como,

$$v_i(t) = 2,5 + v_{hall}(t) \quad (29)$$

Se $R_1 = R_{dc} = R_x$ e $R_2 = R_0 = R_y$, logo:

$$v_0(t) = \frac{R_y}{R_x} \cdot v_i(t) + (2,5 - V_{dc}) \quad (30)$$

A tensão V_{hall} é proporcional à corrente I_s definida por:

$$v_{hall}(t) = 0,05 \cdot i_s(t) \quad (31)$$

Aplicando Laplace na equação (30) e (31) tem-se:

$$\frac{V_0(s)}{V_{hall}(s)} = \frac{R_y}{R_x} \quad (32)$$

$$V_{hall}(s) = 0,05 \cdot I_s(t) \quad (33)$$

Substituindo (33) em (32) chega-se em:

$$\frac{V_0(s)}{I(s)} = H(s) = 0,05 \cdot \frac{R_y}{R_x} \quad (34)$$

3.4 PROJETO DO CONTROLE DE CORRENTE

De posse das plantas do sensor, do atuador, e do conversor iniciou-se o projeto do controle da corrente de saída do conversor NPCm, baseado nas especificações de operação apresentadas na Tabela 24.

O projeto do controle é realizado a partir da análise da planta do sistema em malha aberta levando em consideração as especificações. A equação (35) apresenta a planta em malha aberta.

$$PWM(s).G(s).H(s) = 0,05 \cdot \frac{R_y}{R_x} \frac{E}{2(Ls + R)} \quad (35)$$

Tabela 24. Características Nominais de Operação do Conversor NPCm

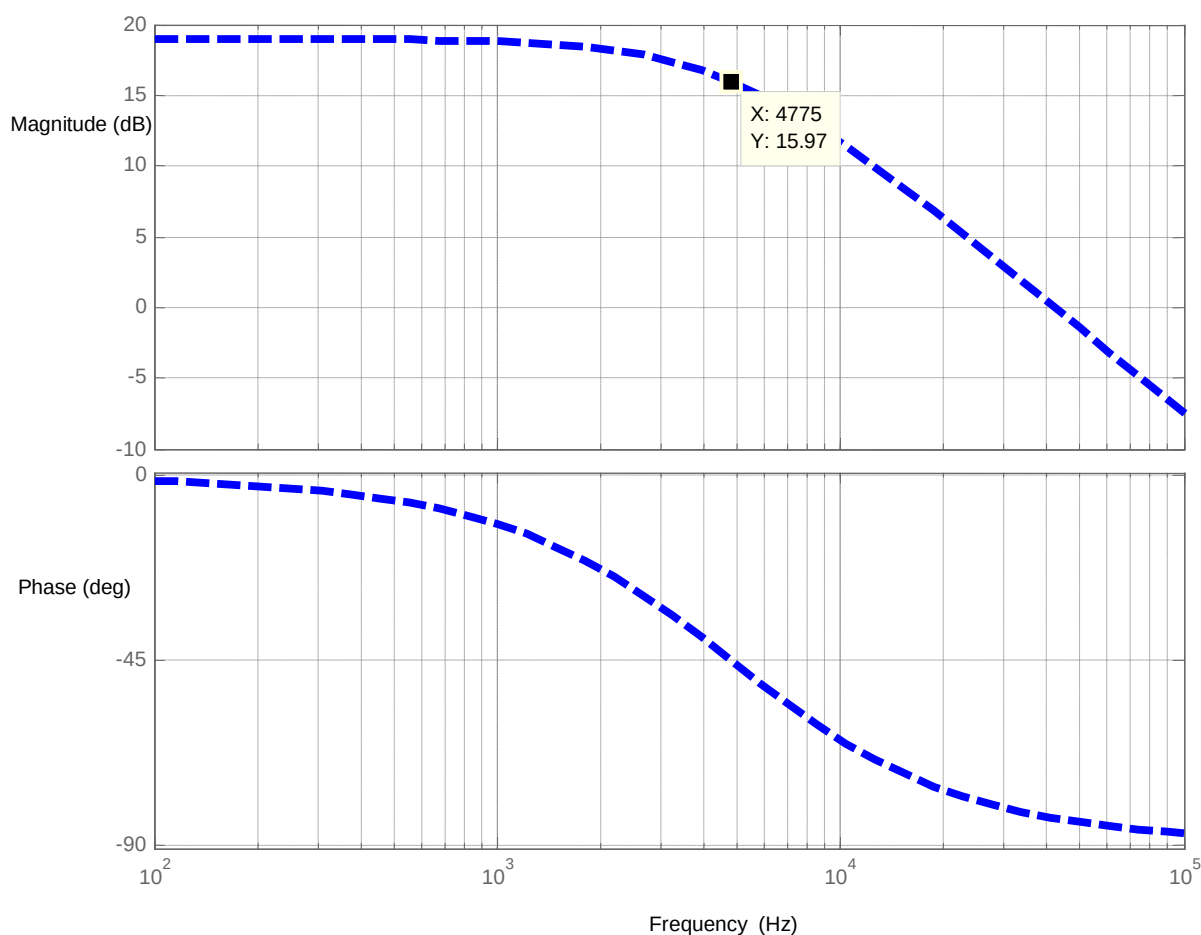
Características Nominais de Operação do Conversor NPCm	
Potência Aparente	$S = 1.1 \text{ kVA}$
Tensão Eficaz	$V_{s_rms} = 220 \text{ V}$
Amplitude Máxima de Corrente	$I_{s_rms} = 5 \text{ A}$
Frequência modulante	$f_{mod} = 60 \text{ Hz}$
Tensão média do Barramento	$E = 800 \text{ V}$
Frequência de comutação das chaves	$f_{port} = 40 \text{ kHz}$
Índice de Modulação em Amplitude	$M_a = 0,778$

Indutor de saída	1,5 mH
Resistência de carga	45 Ω
R_0 ; R_1 ; R_{dc}	10 k Ω
R_2	15 k Ω

Fonte: O autor.

Uma vez conhecidos os parâmetros nominais de operação é possível obter o diagrama de Bode da planta do sistema em malha aberta (Figura 46).

Figura 46. Diagrama de Bode da planta do sistema em malha aberta.



Fonte: O Autor.

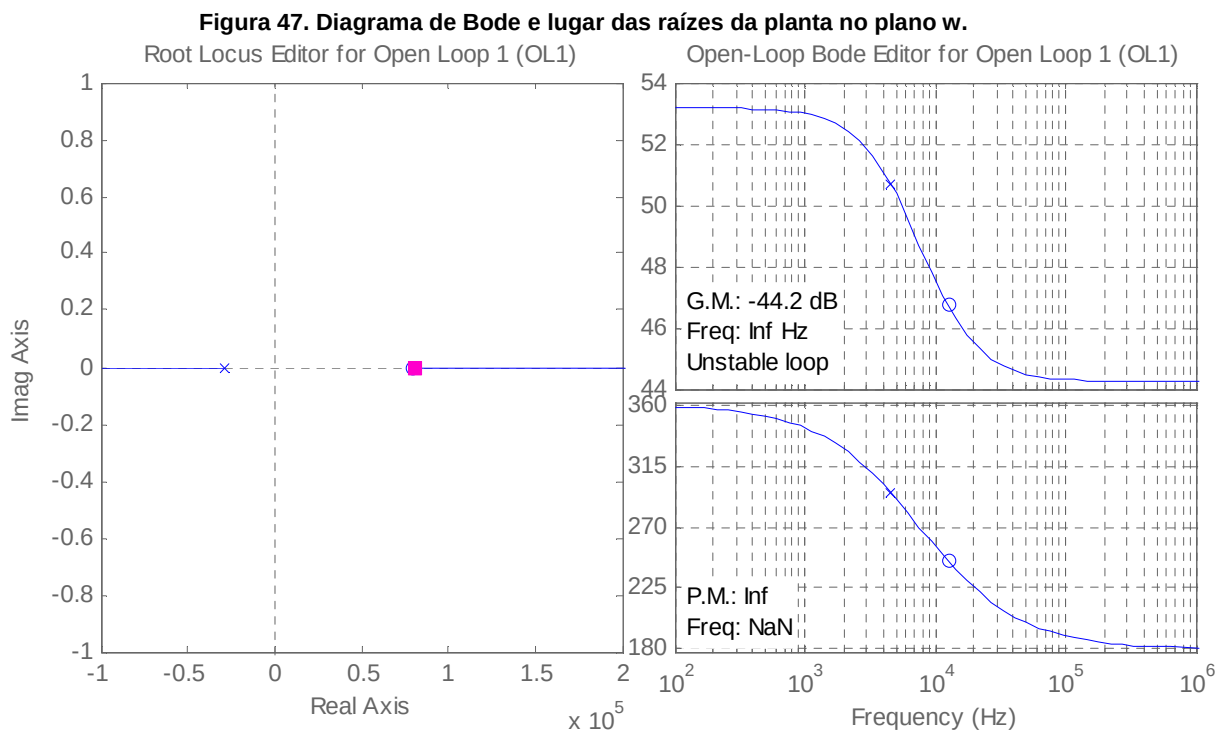
É possível perceber que a planta é de primeira ordem, e contém um pólo na frequência de 4,775 kHz, quando analisada no plano s . Contudo esta planta representa

o sistema contínuo no tempo. Como o conversor utiliza um Controlador Digital faz-se necessária a discretização através da transformada z aplicada à planta no plano s . Este processo é realizado substituindo o atuador PWM(s) por um retentor de ordem zero (ZOH) dado pela equação (36).

$$R_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-s.Ta}}{s} \quad (36)$$

O projeto do controlador pode ser simplificado aplicando a transformada bilinear ou tustin, que possibilita a representação do plano z no plano w [14]. Estando a planta representada no plano w , todas as ferramentas de controle de sistemas contínuos se aplicam.

Aplicada a transformação do plano z para o plano w o diagrama de Bode resultante da planta é apresentado pela Figura 47. É possível verificar pelo ganho que a planta é composta por um pólo e um zero, estando o zero alocado em uma frequência próxima frequência do pólo no plano s .



Fonte: O Autor.

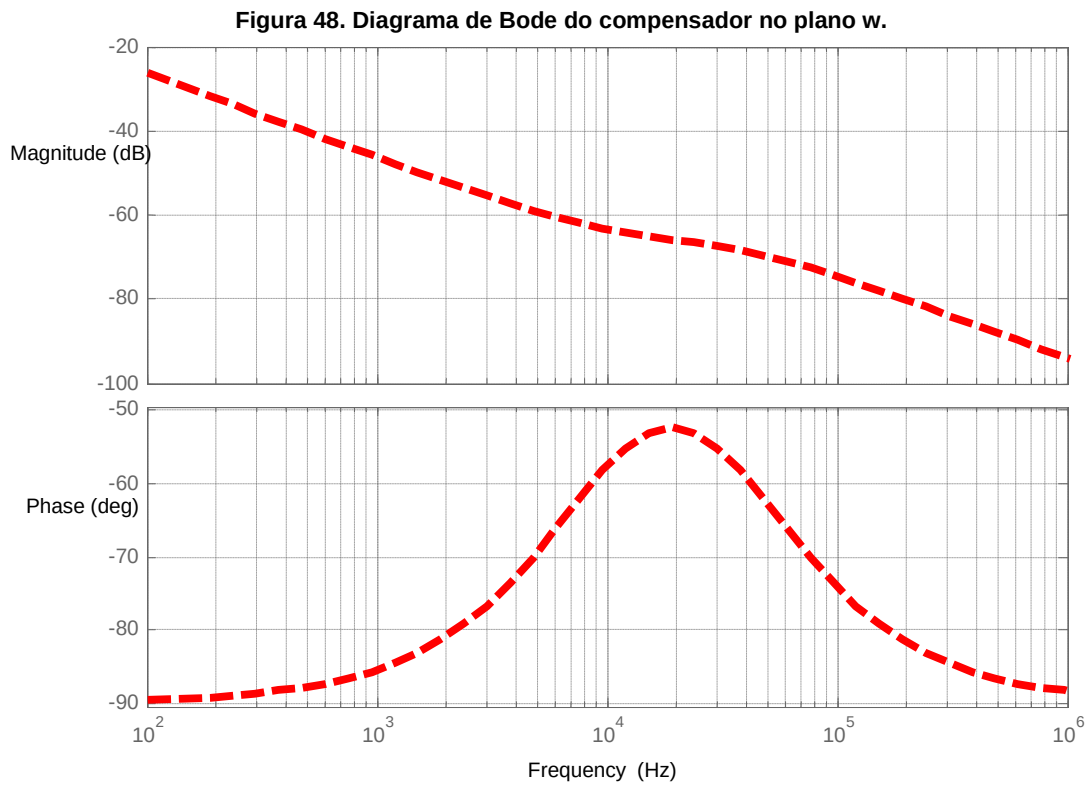
Entretanto a fase ao invés de subir 90 graus compensando a queda de 90 do pólo, o zero faz com que a fase continue caindo 90 graus. Este comportamento é resultado da inserção de um zero no semi-plano direito pelo ZOH como pode ser verificado pelo lugar das raízes do sistema no plano w .

O projeto do compensador foi realizado através de um compensador PI modificado, visando atender aos seguintes parâmetros:

- Ganho de -20 db/dec na frequência de cruzamento por 0;
- Frequência de cruzamento por zero da função de transferência de malha aberta do sistema, definida em uma década abaixo da frequência de comutação;
- Margem de fase entre 60° e 90°;
- Resposta ao degrau com erro nulo em regime estacionário.

O diagrama de Bode do compensador projetado é apresentado pela Figura 48. O compensador é formado por um pólo na origem, um zero próximo ao pólo da planta, e um pólo na frequência de chaveamento do conversor. A planta do controlador obtido no plano w é dada pela equação (37)

$$C(w) = \frac{124,6 \cdot w + 7,343 \cdot 10^6}{w^2 + 2,44 \cdot 10^5 \cdot w} \quad (37)$$



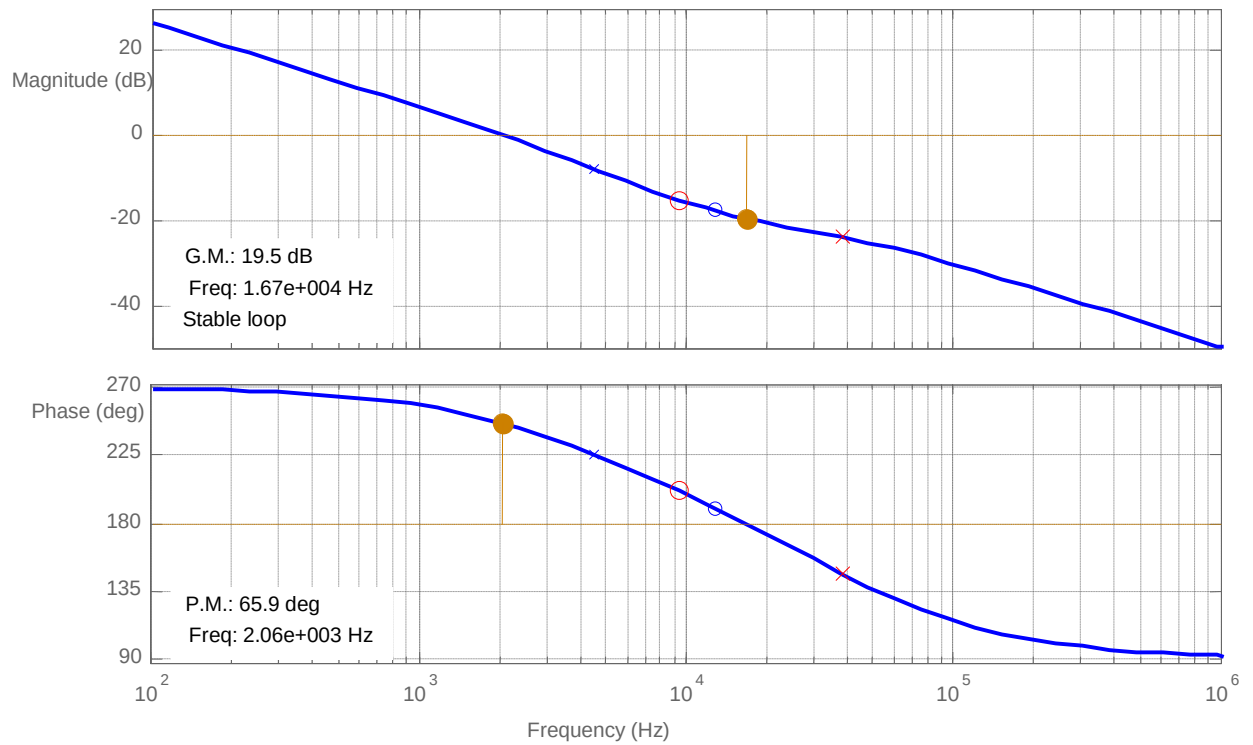
Fonte: O Autor.

A Figura 49 mostra o diagrama de Bode do sistema compensado no plano w.

O diagrama de Bode da função de transferência em malha fechada do sistema compensado pode ser observado na Figura 50. É possível verificar que em 60 Hz O ganho é próximo ao unitário e a margem de fase entra a saída e a entrada é próxima a 0, vale ressaltar que se a frequência de corte fosse mais próxima de $\frac{f_{port}}{4}$ a fase poderia ser ainda menor.

Para implementação do controle no DSP é necessário que o controlador esteja no plano z, deste modo é necessário aplicar a transformada bilinear novamente para que o sistema no plano w seja representado no plano z resultando na equação (38).

Figura 49. Diagrama de Bode do sistema compensado.

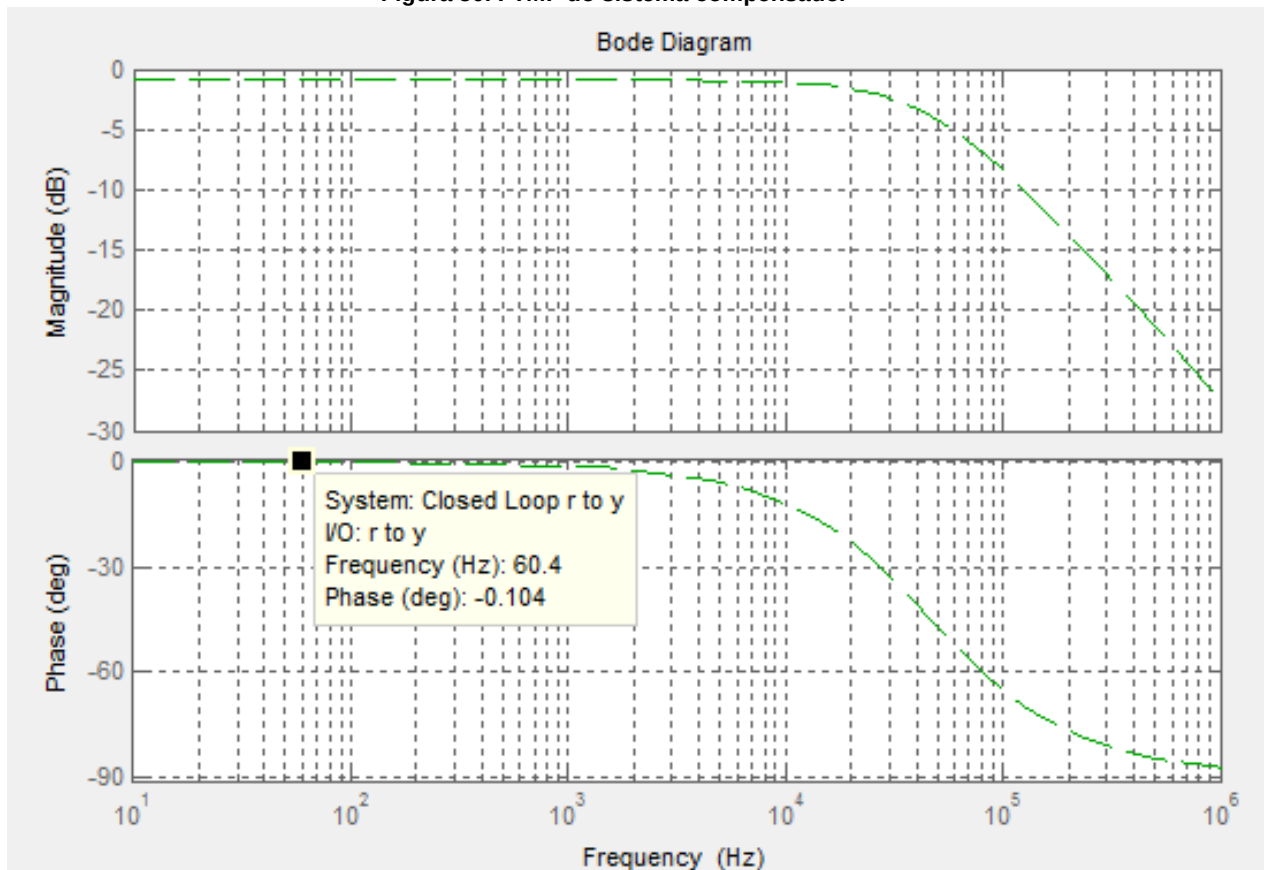


Fonte: O autor.

$$C(z) = \frac{667,7 \cdot 10^{-6} \cdot z^2 + 566,6 \cdot 10^{-6} \cdot z + 101,2 \cdot 10^{-6}}{z^2 - 0,4938 \cdot z - 0,5060} \quad (38)$$

Com frequência de amostragem em 40kHz

Figura 50. FTMF do sistema compensado.



Fonte: O autor

3.5 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE NO CONVERSOR

A implementação do controle será realizada através do software PSIM que é um software de simulação e foi utilizado tanto para a simulação quanto para programação do DSC. Este software possui módulos de programação chamados *SimCoder* e o *F2833x Tagert Module* que permite depurar e validar um algoritmo de controle a partir do esquemático de controle. Estes módulos geram um código em C pronto para rodar diretamente nos DSP F2833x com ponto flutuante [15].

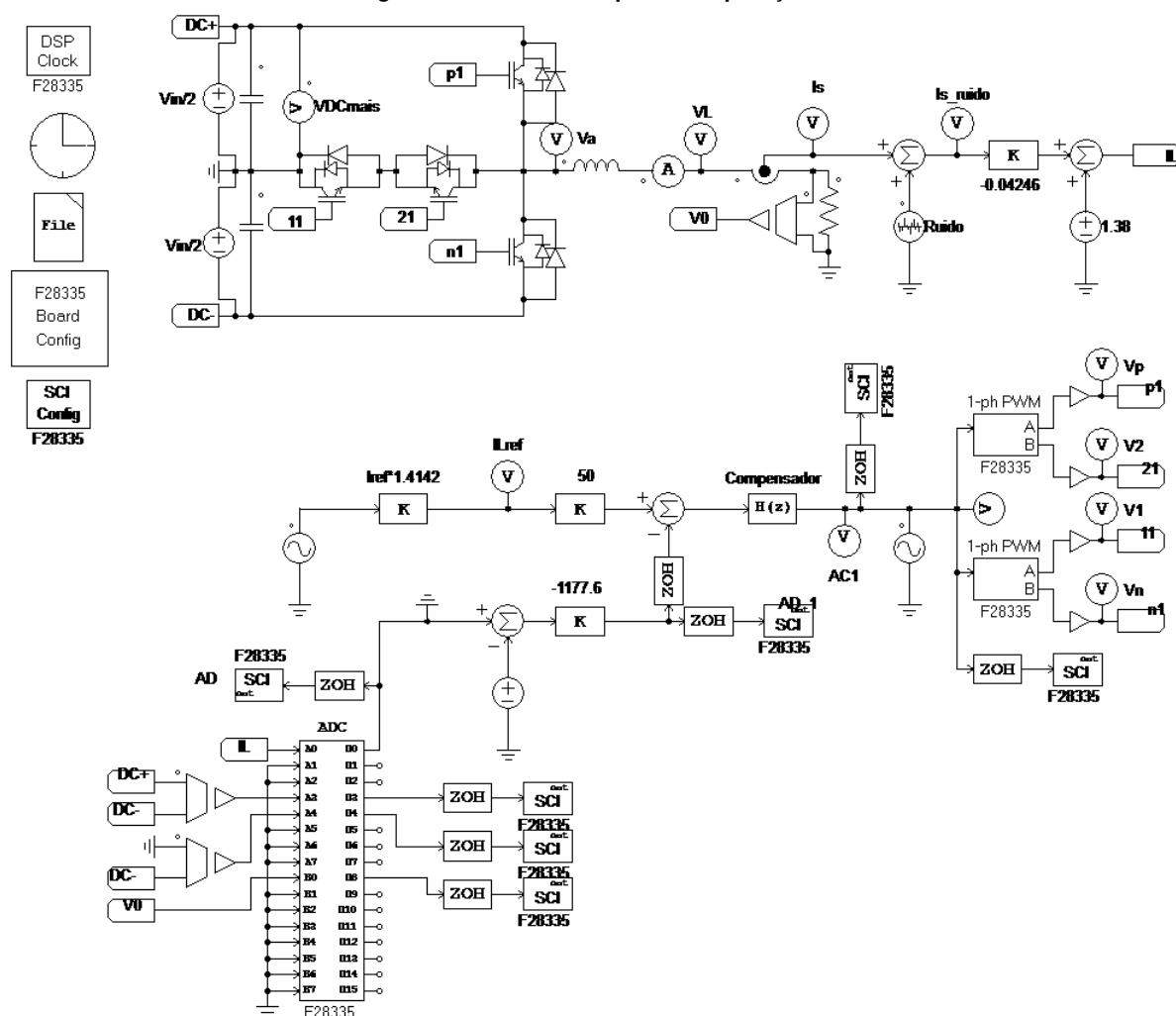
O software utilizado para programação do DSC é o *Code Composer*, logo, o código gerado pelo PSIM é inserido no DSC 28335 pelo *Code Composer*, sendo assim toda a programação é realizada pelo PSIM.

A Figura 51 mostra como foi implementado toda a operação do conversor. estrutura de potência, controle e sensoriamento. O DSC tem como entrada, a corrente

na carga, e como saída o PWM das chaves.

A ação de controle atua no PWM, que resulta em uma corrente de saída. A corrente de saída é medida pelo sensor, que leva o sinal até o conversor AD. Após o conversor AD o sinal passa por um ganho, para então passar pelo retentor de ordem zero para que o sinal seja discretizado e seja comparado com a referência e compensado pelo controlador no plano z, gerando uma nova ação de controle.

Figura 51. Sistema completo de operação.

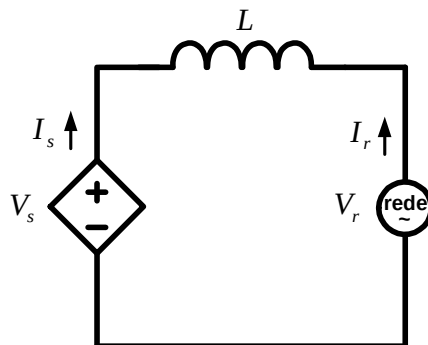


3.6 CONEXÃO À REDE ELÉTRICA

A conexão com a rede elétrica tem como principal função permitir que o sistema gerador atue como fonte complementar para o sistema elétrico, injetando potência. Os inversores utilizados em sistemas fotovoltaicos conectados devem possuir um sistema de sincronismo com a rede, para que a corrente de saída do inversor esteja em fase com a tensão da rede. Na convenção passiva de circuitos elétricos uma fonte de tensão alternada está fornecendo potência se a corrente que sai da fonte pelo pólo positivo tem fase igual a zero, sendo assim, para que potência seja injetada na rede a corrente de saída da rede deve estar defasada em 180 graus da tensão da rede.

A Figura 52 apresenta a convenção de sinal utilizada para análise da corrente e tensão de saída do conversor, representado por uma fonte de tensão dependente da razão cíclica, e tensão e corrente da rede.

Figura 52. Análise passiva da tensão e corrente de saída.



O sincronismo com a rede deve ser feito entre a corrente I_s e a tensão da rede V_r . A tensão da rede medida V_{r_mdd} é normalmente atrasada em relação à corrente I_s , essa defasagem deve ser compensada por V_{mod} para que a fase seja igual a zero. Para que isso seja possível utiliza-se o PLL (Phase Locked Loop) que compara a tensão da rede (39) e o sinal de referência (40), o qual esta sendo usado como sinal modulante para a comutação das chaves.

$$V_{mod}(\omega t) = M_a \cdot \text{sen}(\omega t); \quad (39)$$

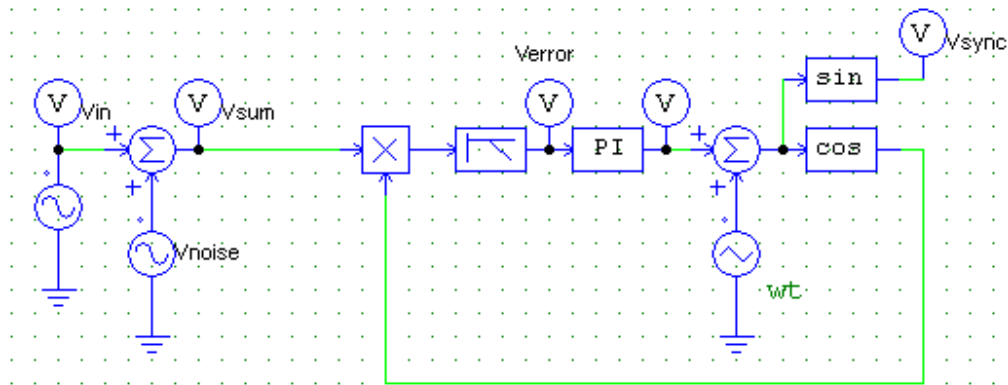
$$V_{r_mda}(\omega t) = k_s \cdot \text{sen}(\omega t + \theta); \quad (40)$$

Onde k_s representa o ganho do sensor. Supondo que a tensão da rede esteja defasada em θ graus em relação à medição de corrente, então, multiplica-se o sinal da tensão da rede, por um sinal defasado em 90 graus da moduladora, matematicamente isso resulta em (41).

$$V_{r_mda} \cdot V_{mod} = M_a \cdot \frac{220\sqrt{2}}{k_s} \cdot \left(\frac{\text{sen}(2\omega t + \theta)}{2} + \text{sen}(\theta) \right) \quad (41)$$

O produto de V_{r_mda} por V_{mod} , defasada em 90° , resulta em um sinal com o dobro da frequência de operação somada com o seno da defasagem. Como o seno de pequenos ângulos pode ser considerado igual ao próprio ângulo, então ao aplicar um filtro passa baixa, abaixo da frequência de operação, o resultado será o próprio ângulo de defasagem. De posse do ângulo de defasagem basta inserir a defasagem à V_{mod} . A Figura 53 apresenta como é arquitetado um sistema para simulação.

Figura 53. Exemplo de PLL



Fonte: O autor.

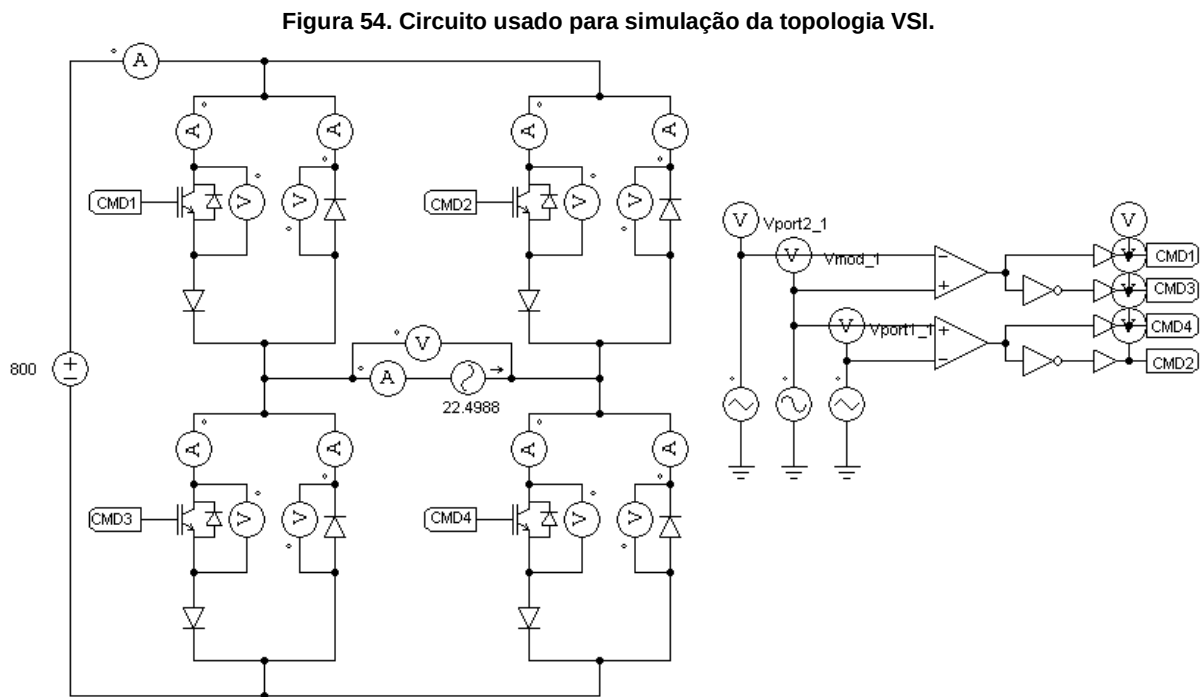
Entretanto o exemplo de PLL da Figura 53 apenas faz com que o sinal modulante compense a defasagem entre a corrente e a tensão da rede fazendo com que a defasagem seja igual a 0. Desta forma se a tensão da rede estiver com sobrefrequência ou subfrequência o controlador não corrigirá o sinal da modulante. O sinal ficará buscando entrar em fase até que a frequência volte a valores nominais.

4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentadas os resultados obtidos através de simulação para análise de operação do conversor NPCm

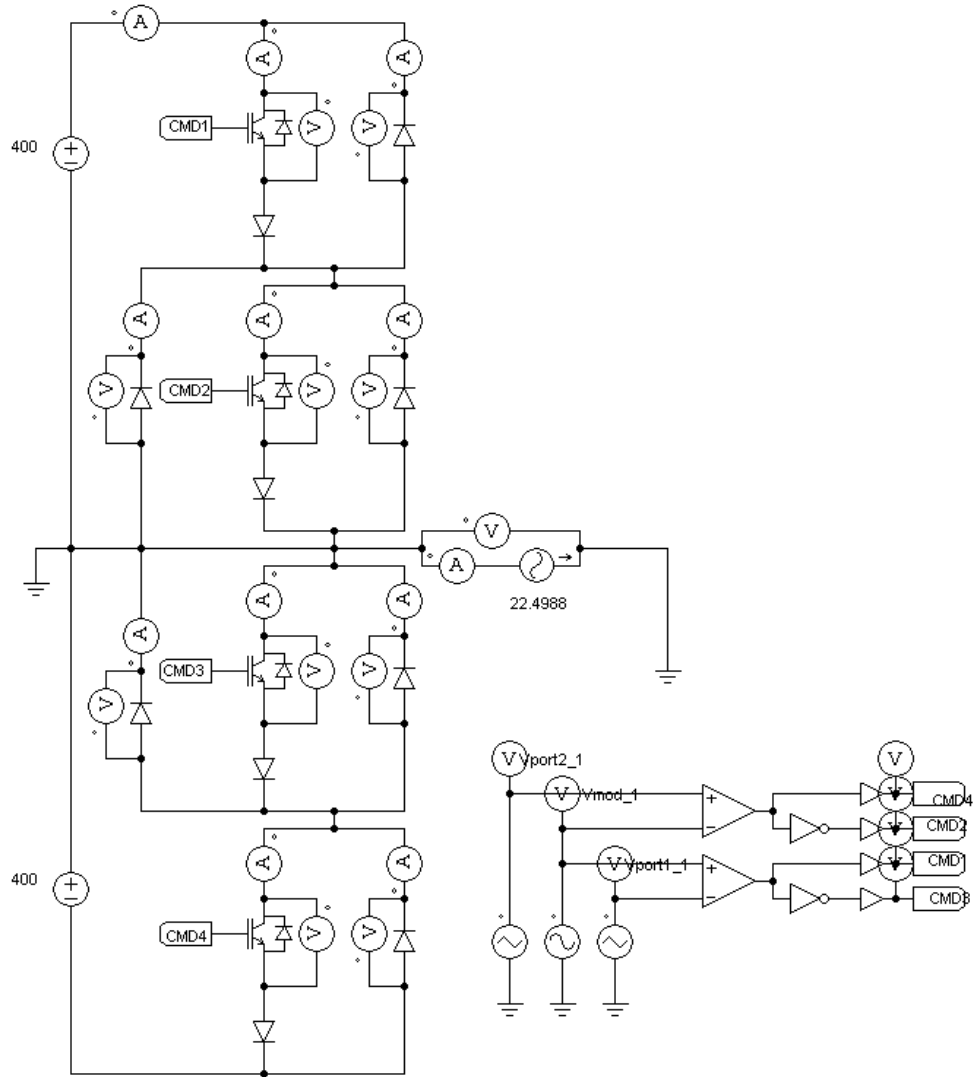
4.1 COMPARAÇÃO DOS ESFORÇOS DE CORRENTE

Foi realizada a simulação das três topologia, VSI, NPC e NPCm utilizando a mesmo estratégia de modulação para verificação análise da corrente eficaz. Os circuitos simulados são apresentados na Figura 54 para a topologia VSI, na Figura 55 para a topologia NPC, e na Figura 56 para a topologia NPCm, todas monofásicas.



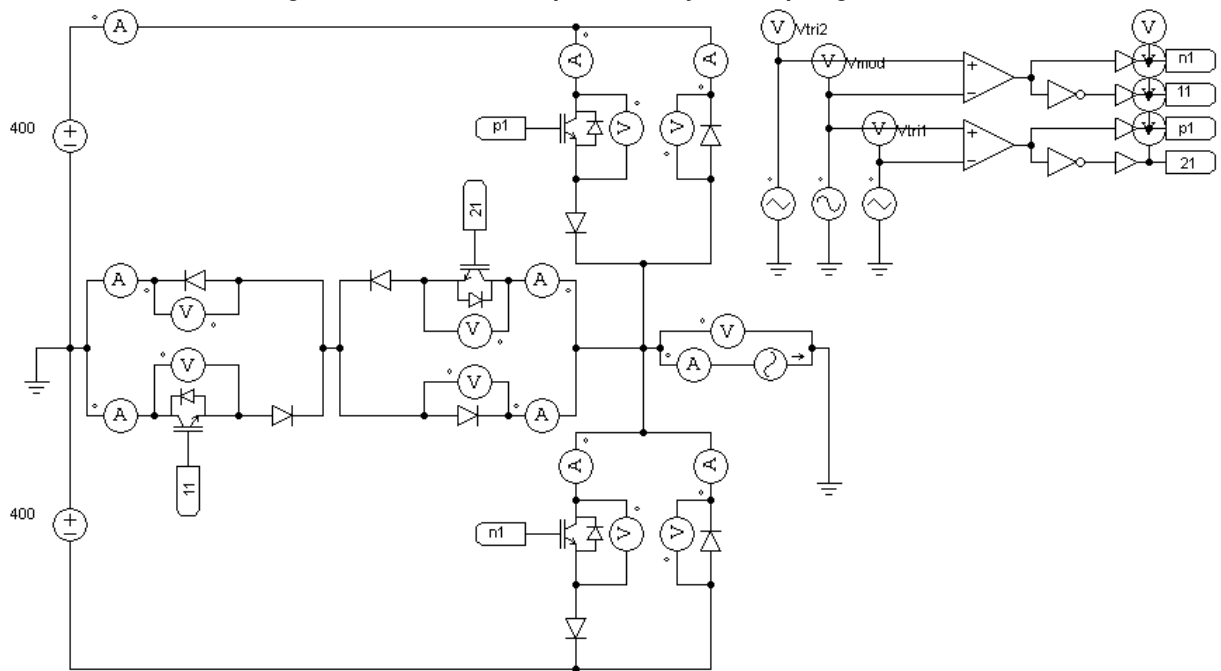
Fonte: O autor.

Figura 55. Circuito usado para simulação da topologia NPC.



Fonte: O autor

Figura 56. Circuito usado para simulação da topologia NPCm.



Fonte: O autor.

Os valores das corrente resultantes podem ser vistos em p.u. na Tabela 25 para a topologia VSI, na Tabela 26 para a topologia NPC e na Tabela 27 para a topologia NPCm.

Tabela 25. Corrente Eficaz para a topologia VSI com $M_a=0.778$

ϕ	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	π
s1	0.50	0.50	0.45	0.36	0.30
s2	0.50	0.50	0.46	0.36	0.30
s3	0.40	0.34	0.20	0.06	0.00
s4	0.40	0.34	0.20	0.06	0.00
d1	0.30	0.36	0.46	0.50	0.50
d2	0.30	0.36	0.46	0.50	0.50
d3	0.00	0.07	0.21	0.34	0.40
d4	0.00	0.06	0.20	0.34	0.40

Fonte: O autor

Tabela 26. Corrente Eficaz para a topologia NPC com Ma=0.778

ϕ	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	π
s1	0.40	0.34	0.20	0.06	0.00
s2	0.50	0.50	0.46	0.36	0.30
s3	0.50	0.50	0.46	0.36	0.30
s4	0.40	0.34	0.20	0.06	0.00
d1	0.00	0.06	0.20	0.34	0.40
d2	0.00	0.06	0.20	0.34	0.40
d3	0.00	0.06	0.20	0.34	0.40
d4	0.40	0.34	0.20	0.06	0.00
d5	0.30	0.36	0.41	0.36	0.30
d6	0.30	0.36	0.41	0.36	0.30

Fonte: O autor

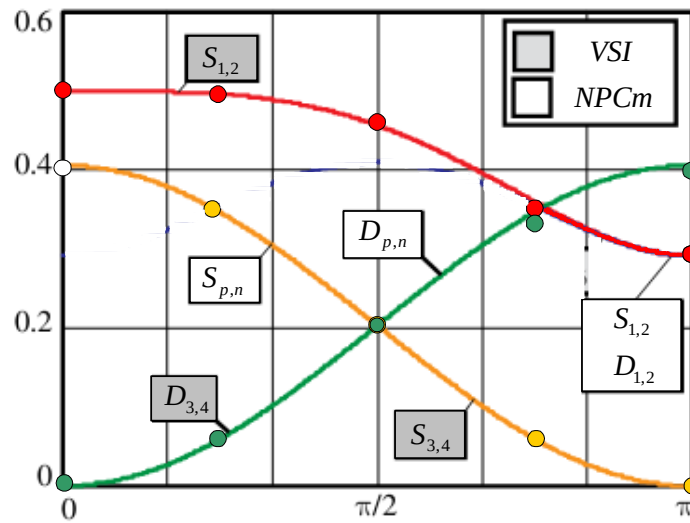
Tabela 27. Corrente Eficaz para a topologia NPCm com Ma=0.778

ϕ	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	π
sp	0.40	0.34	0.20	0.06	0.00
sn	0.40	0.34	0.20	0.06	0.00
s1	0.30	0.36	0.41	0.36	0.30
s2	0.30	0.36	0.41	0.36	0.30
dp	0.00	0.06	0.20	0.34	0.40
dn	0.00	0.06	0.20	0.34	0.40
d1	0.30	0.36	0.41	0.36	0.30
d2	0.30	0.36	0.41	0.36	0.30

Fonte: O autor

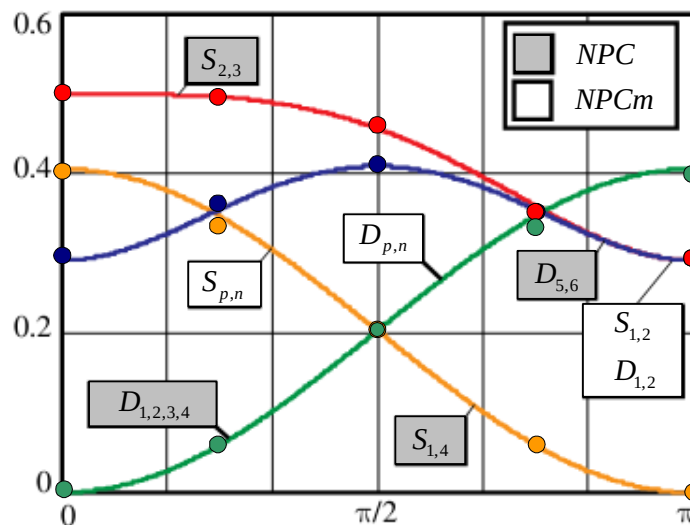
As cores iguais representam quais interruptores operam da mesma forma segundo a modulação aplicada. De posse destes valores é possível compará-los com o gráfico obtido matematicamente na Figura 57 e na Figura 58. Os valores simulados foram inseridos através dos pontos destacados nas duas figuras a seguir.

Figura 57. Valores de corrente Eficaz em p.u. nos semicondutores (Calculados e Simulados)



Fonte: modificado de: [7].

Figura 58. Valores de corrente eficaz em p.u. nos semicondutores (Calculados e Simulados).



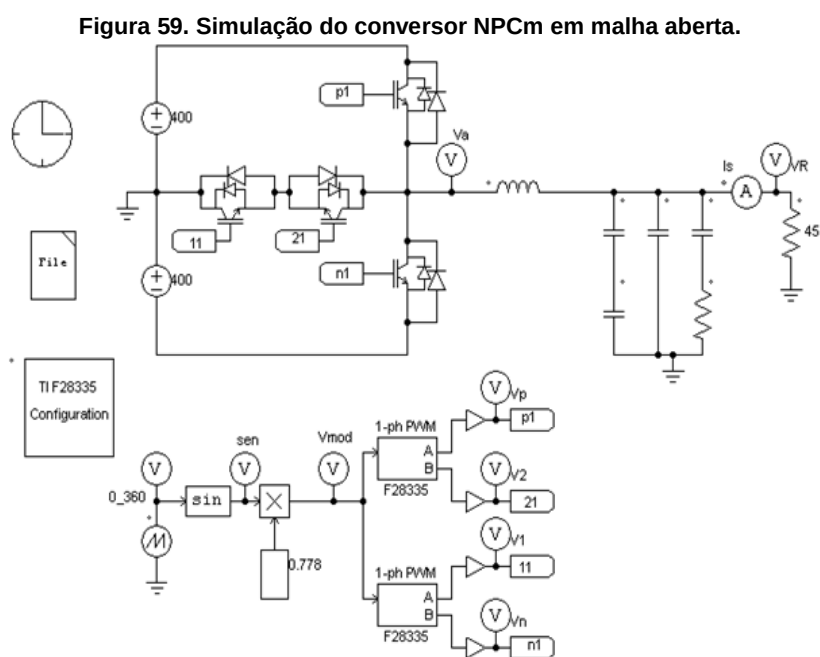
Fonte: Modificado de [7].

4.2 OPERAÇÃO COMO INVERSOR EM MALHA ABERTA

As Formas de onda obtidas nos testes de funcionamentos consistem em, tensão no gate dos IGBTs, em condução e em bloqueio, os níveis de tensão no ponto de conexão das chaves e o Indutor, os níveis de tensão e corrente presente na carga e ondulação da corrente no indutor. As simulações foram realizadas no software PSIM

utilizando as ferramentas fornecidas pelo módulo F2833x *Target*.

O circuito simulado para a operação em malha aberta foi montado conforme a Figura 59. Os blocos “1-ph PWM” são responsáveis por gerar um sinal triangular para ser usado como portadora e compará-lo com a referência. O bloco é usado tanto pela simulação quanto pelo DSC. No anexo 1 é possível compreender como é realizada cada etapa para geração do programa.

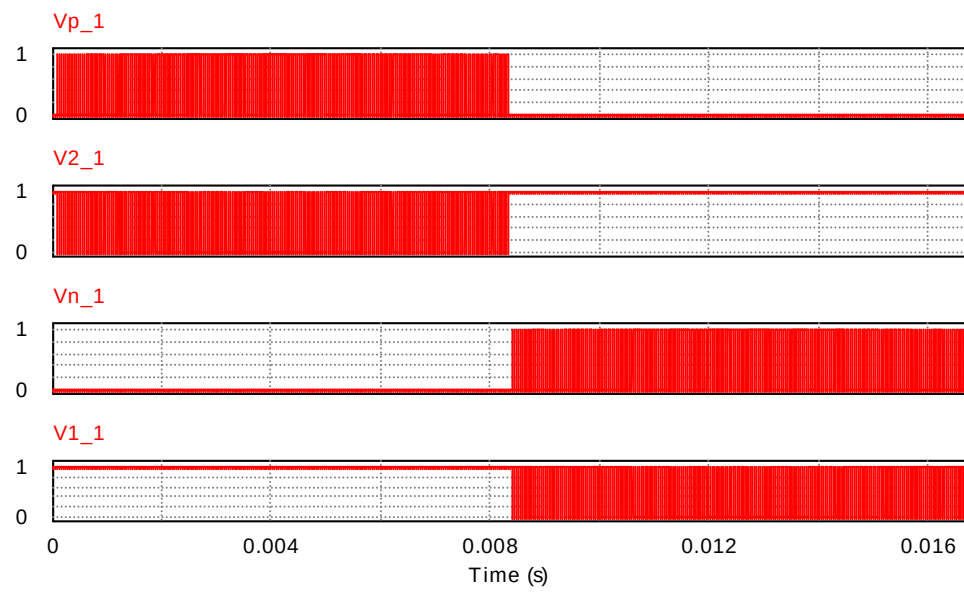


Fonte: O Autor.

A Figura 60 mostra os sinais de comando nas chaves possibilitando uma melhor interpretação da seqüência de comutação das chaves. A comutação das chaves resulta na aplicação dos três níveis à carga, como pode ser observado na Figura 61. Como o conversor foi inicialmente ensaiado com um os capacitores em paralelo com a carga, o circuito simulado também levou em consideração os capacitores. Sendo assim, a Figura 62 apresenta as formas de onda da corrente e da tensão na carga.

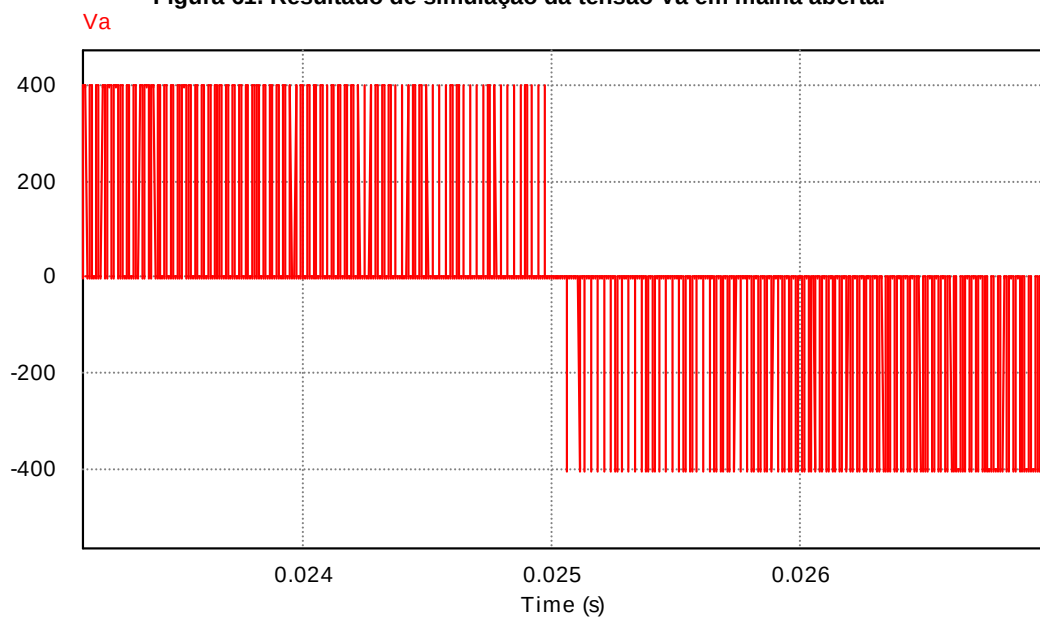
A ondulação da corrente também é afetada pela ação dos capacitores, e é filtrada reduzindo assim, a ondulação de corrente no indutor.

Figura 60. Sinais de comando simulados das chaves.



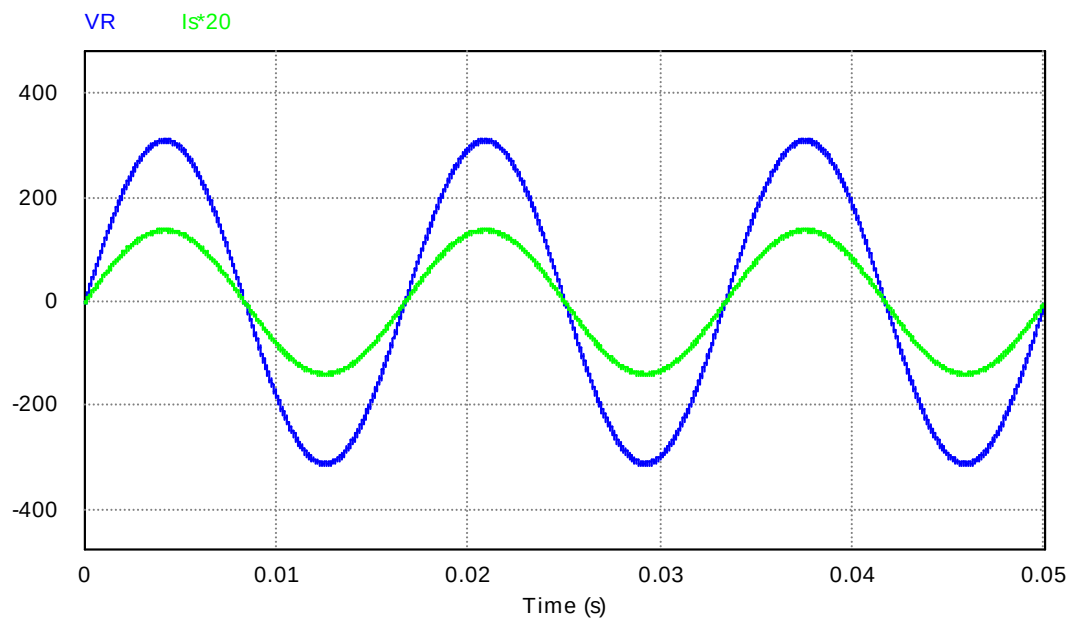
Fonte: O autor.

Figura 61. Resultado de simulação da tensão Va em malha aberta.



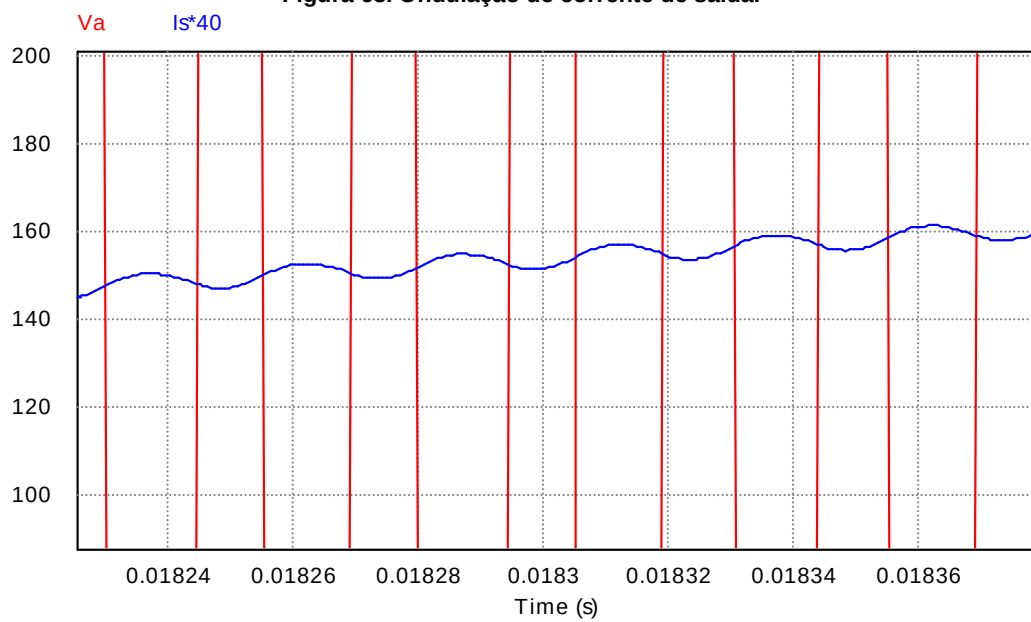
Fonte: O autor.

Figura 62. Tensão e Corrente em na carga em malha aberta



Fonte: O autor.

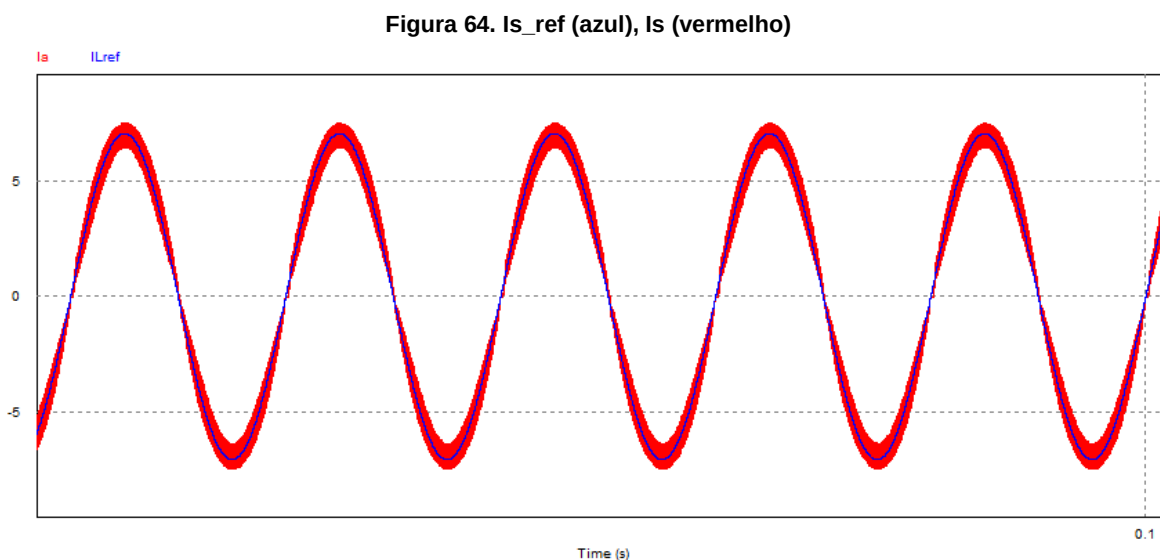
Figura 63. Ondulação de corrente de saída.



Fonte: O autor.

4.3 OPERAÇÃO COM CONTROLE DE CORRENTE

O circuito simulado para operação em malha fechada é apresentado pela Figura 51. A Figura 64, apresenta a corrente controlada no simulador conforme as especificações de projeto. É possível perceber que o sinal controlado acompanhou o controle. A corrente com $5 A_{rms}$ possui pouca ondulação e acompanha a referencia. É possível verificar uma sutil defasagem, mínima, mas visível. Essa defasagem já era esperada conforme o diagrama de Bode resultante da FTMF.



Fonte: O autor.

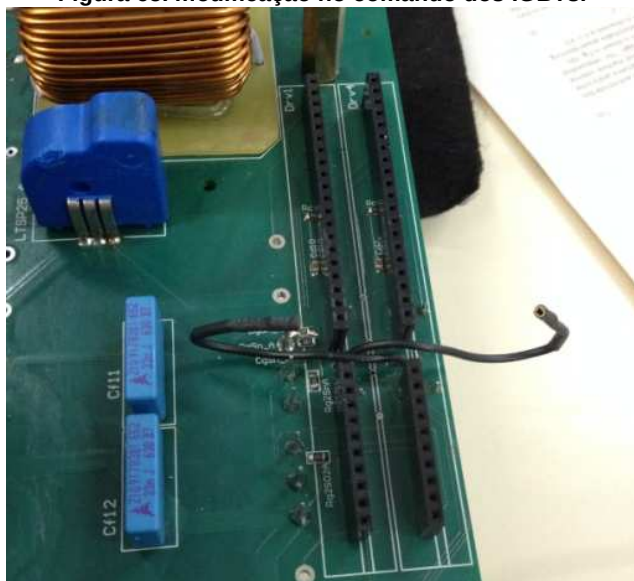
5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para que os resultados de simulação sejam validados é necessário que se obtenham resultados experimentais. Como o projeto do conversor NPCm não é o foco deste trabalho, utilizou-se o projeto realizado em [7]. A falta de alguns componentes originou a necessidade de adaptação de alguns elementos para adequação ao conversor.

5.1 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

De posse do projeto e dos componentes o conversor foi montado utilizando as ferramentas disponíveis nos laboratórios do nPEE (núcleo de Processamento de Energia Elétrica). A construção do protótipo foi iniciada pelos componentes SMD (*Surface Mounted Device*), seguido pelos conectores de alimentação e programação. Foi necessário realizar uma modificação nos comandos dos drivers 1 e 4 responsáveis pelo acionamento dos IGBTs (Figura 65) para que S_p e S_2 sejam acionadas complementarmente utilizando a proteção contra curto de braço do driver.

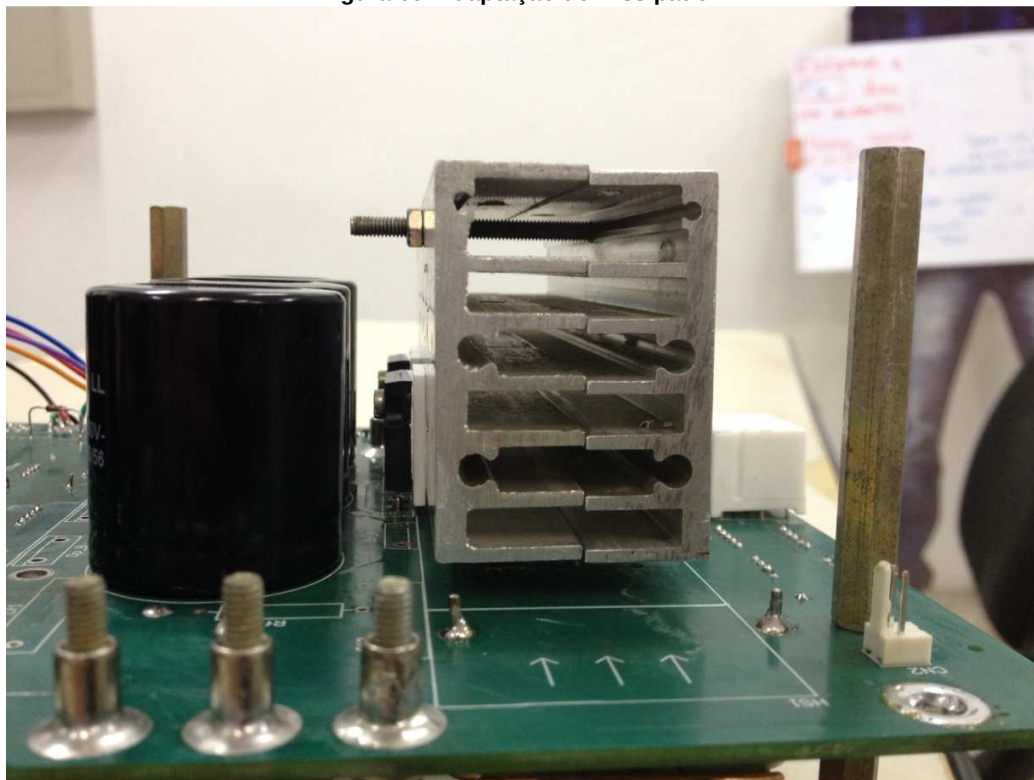
Figura 65. modificação no comando dos IGBTs.



Fonte: O autor

O projeto da CEA previa o uso de um dissipador específico, o qual não existia no laboratório, assim realizou-se a adaptação de um dissipador conforme Figura 66, para atender às dimensões físicas do conversor.

Figura 66. Adaptação do Dissipador.



Fonte: O autor

A Figura 67 apresenta o conversor completo para topologia monofásica.

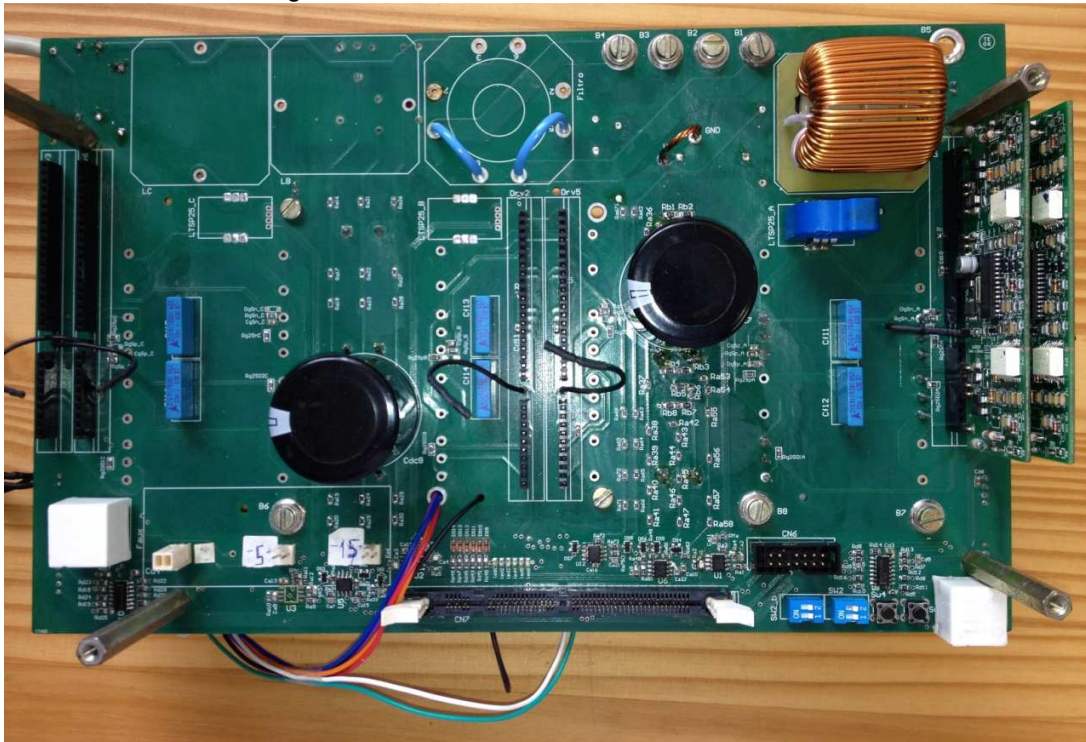
Nesta seção são apresentadas as formas de onda de operação do conversor CC-CA em malha fechada comparando com as características obtidas com simulação. As Formas de onda obtidas nos testes de funcionamentos consistem em, tensão no *gate* dos IGBTs, a tensão comutando entre os três níveis, os níveis de tensão e corrente presentes na carga e ondulação da corrente no indutor.

Os equipamentos utilizados para testes em malha aberta e malha fechadas, são provenientes do nPEE, são eles:

1 Varivolt com entrada em 380 com variação de 0-100%

1 Transformador 0,38 kV / 0,285 kV - 0,285 kV 12 pulsos

Figura 67. Conversor NPCm monofásico montado.



Fonte: O autor.

2 Retificadores Trifásicos em ponte completa

1 Fonte CC de 15V.

O circuito responsável pela geração do PWM, é composto por uma rampa triangular com frequência igual a 60 Hz, amplitude máxima igual a 360, um bloco “sin” é utilizado para obter o seno do valor da entrada em graus. Deste modo tem-se a senoide de referência com amplitude 1. Multiplica-se pela valor desejado de M_a neste caso 0.778. O sinal resultante é o sinal de referência para os blocos geradores do PWM.

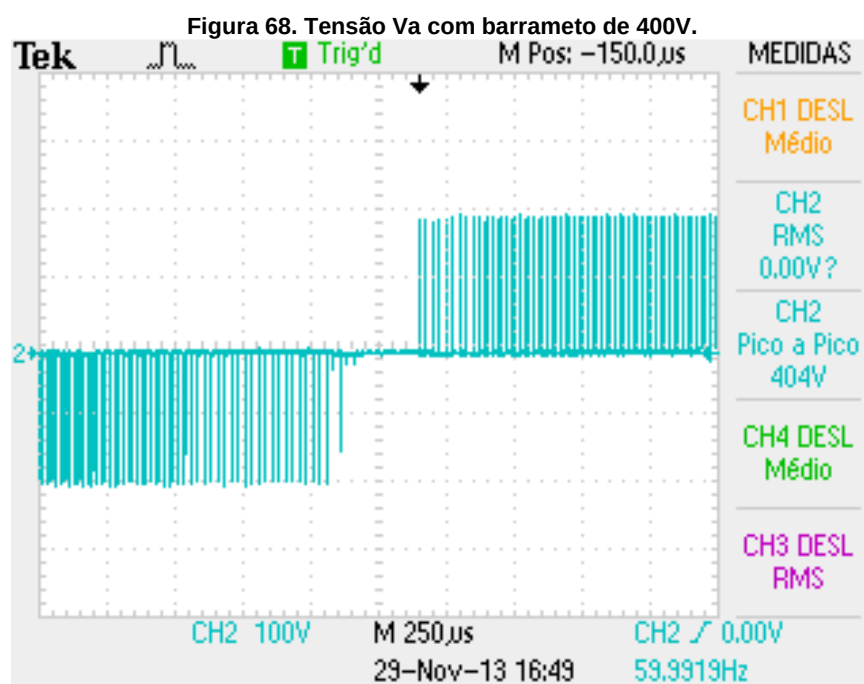
Os blocos geradores do PWM geram uma portadora na frequência desejada, eles estão diretamente relacionados ao DSC, pois é possível escolher qual é através deste bloco que é escolhido qual PWM do DSC será usado.

5.2 A TENSÃO V_a

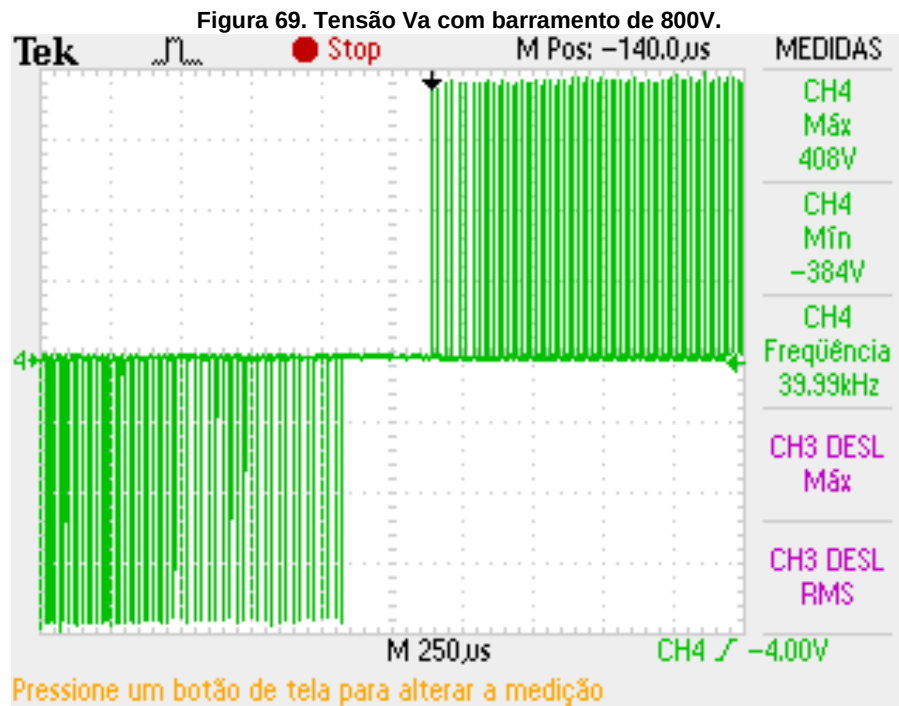
A Figura 68 apresenta a tensão V_a medida no ponto de conexão do indutor com o conversor, referenciada ao terra. Deste modo é possível confirmar que as chaves estão operando de forma correta conforme a especificação.

É interessante ressaltar que para verificar a operação em três níveis, as amplitudes não precisam ser levadas em consideração neste ponto.

A operação em malha fechada com tensão nominal é apresentada pela Figura 69, a qual também opera de acordo com as especificações.



Fonte: O autor.



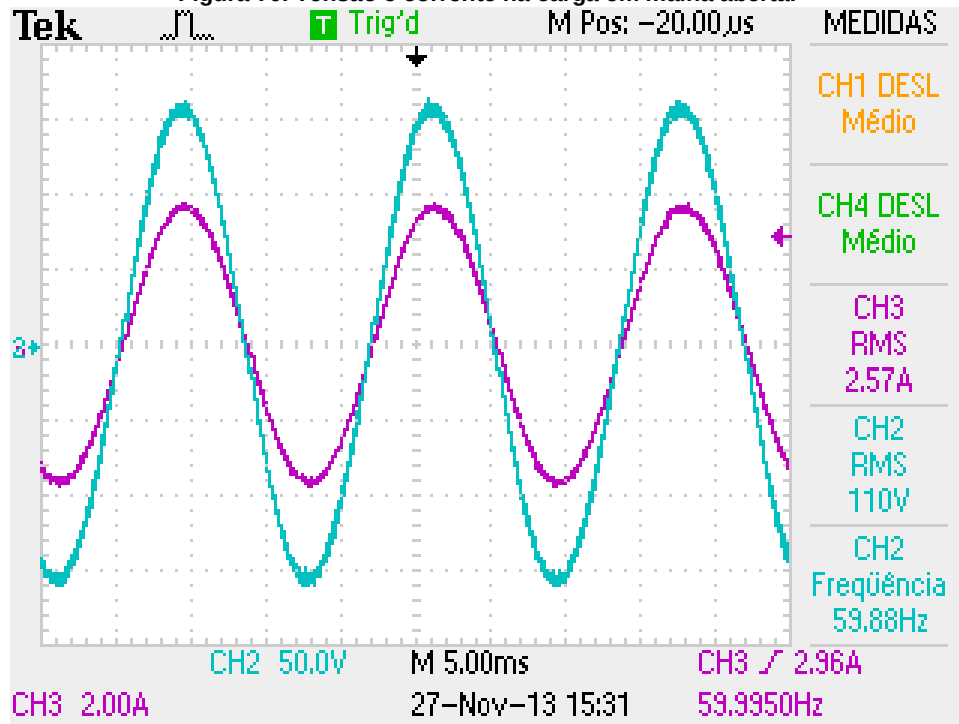
Fonte: O autor.

5.3 A TENSÃO E CORRENTE NA CARGA

A tensão e corrente na carga são obtidas a partir das especificações nominais de operação, onde $V_{s_rms} = 220V$ e $I_{s_rms} = 5A$. A Figura 70, bem como, para todas as figuras obtidas em malha aberta, utilizou-se um arranjo de capacitores em paralelo com a carga com o intuito de reduzir as harmônicas da onda. A Figura 70 apresenta a operação em malha aberta com meio barramento nominal CA.

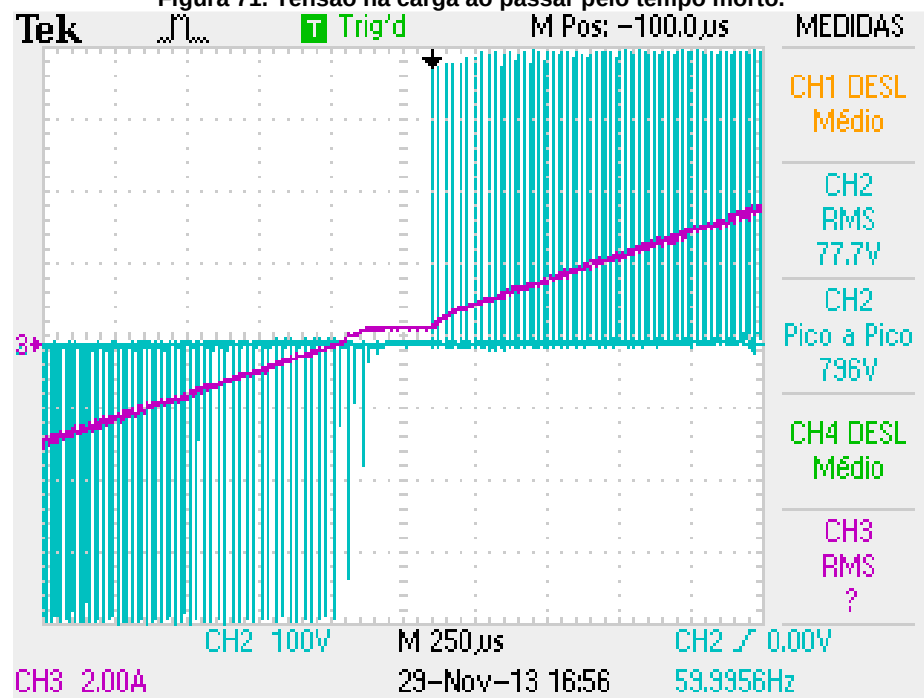
É possível verificar que na passagem por zero a tensão na carga permanece temporariamente com tensão 0. Esse fenômeno ocorre devido às pequenas larguras de pulso resultantes da comparação da portadora por valores muito pequenos próximos a zero do sinal de referência. Os sinais resultantes não são suficientes para que os drivers entrem em operação, mantendo bloqueados os interruptores, conforme mostra na Figura 70.

Figura 70. Tensão e corrente na carga em malha aberta.



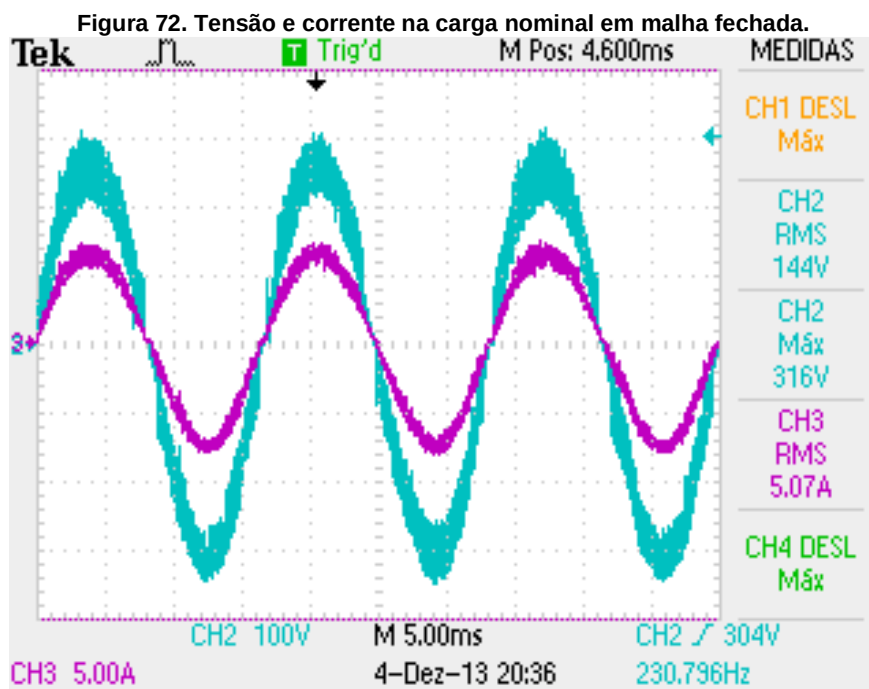
Fonte: O autor.

Figura 71. Tensão na carga ao passar pelo tempo morto.



Fonte: O autor.

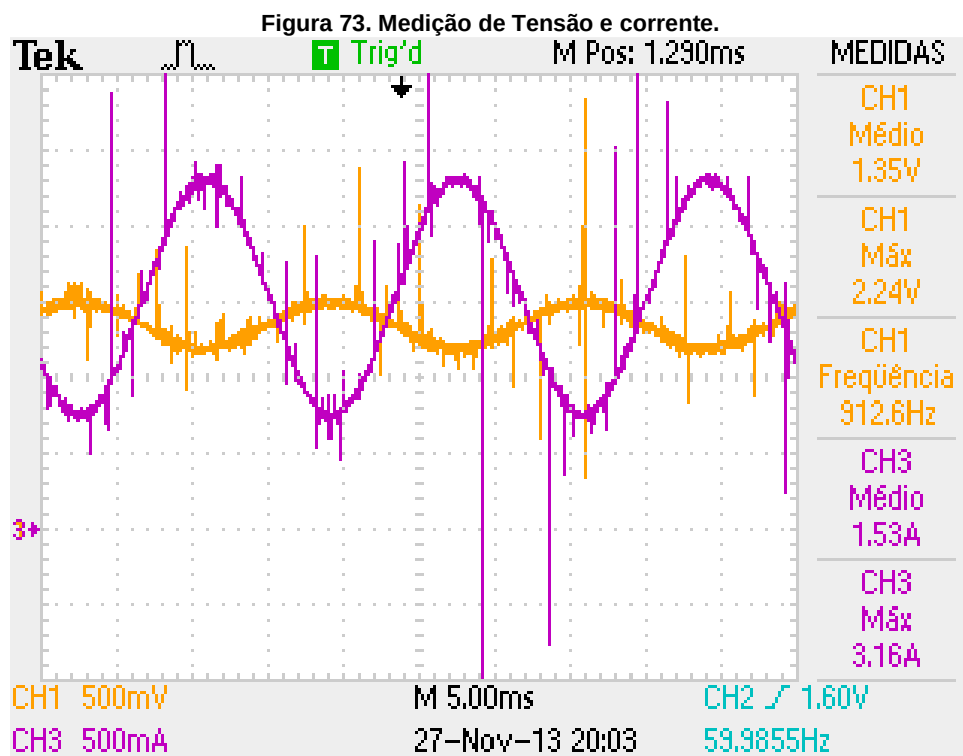
Na Figura 72 é possível perceber que o sinal controlado acompanhou a referência de controle. A corrente com $5 A_{rms}$ possui menores oscilações proporcionalmente com a amplitude da corrente, de que quando operado com corrente eficaz igual a 2,5 A apresentado em



Fonte: O autor.

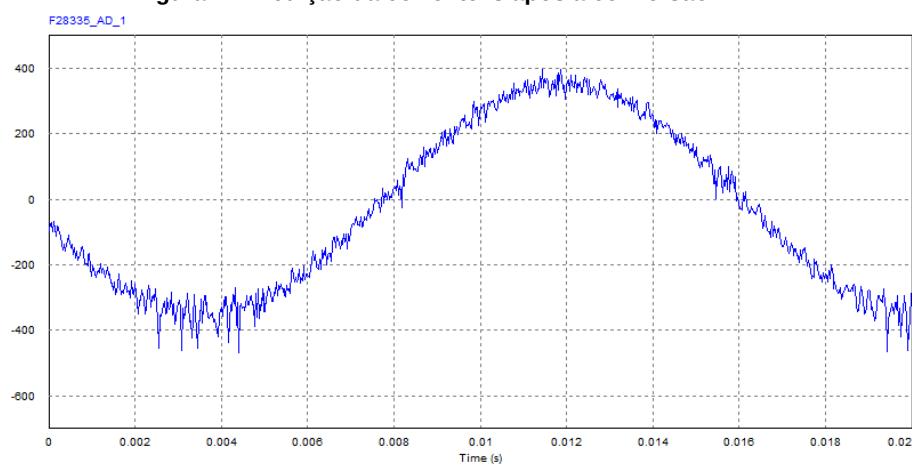
As medições de tensão para realização do PLL, bem como a medição de corrente para realização do controle, ambas medidas na saída dos amplificadores, inicialmente não apresentaram características semelhantes a simulação, conforme apresentadas na Figura 73.

Contudo o sinal convertido pelo AD, usado pelo controle de corrente, não sofreu com este problema conforme mostrado na Figura 74. As amplitudes apresentadas na Figura 74 são resultado da aplicação de um ganho para que o sistema trabalhe com valores inteiros.



Fonte: O autor.

Figura 74. Medição da corrente I_s após a conversão AD.

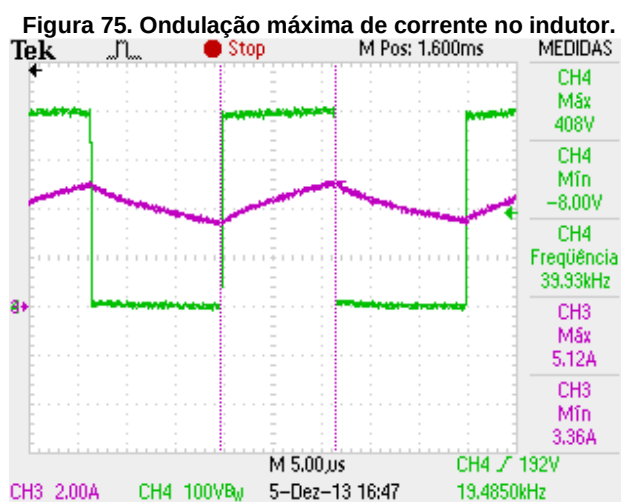


Fonte: O autor.

A ondulação é máxima quando a razão cíclica é 0,5, neste caso a ondulação máxima esperada é, segundo equação (15), igual a 1,66 A.

A ondulação de corrente máxima obtida é mostrada pela Figura 75 operando em malha fechada. A ondulação de corrente medida foi de 1,76 A, ou seja uma variação

próxima a 6%, aceitáveis, pois a medida do osciloscópio oscila dificultando a precisão da leitura.



Fonte: O autor.

6. CONCLUSÃO

No primeiro capítulo foram apresentados os conceitos e componentes de um sistema fotovoltaico. Com a revisão bibliográfica realizada, verificou-se que o principal componente do sistema fotovoltaico responsável por caracterizar um sistema isolado, conectado à rede ou híbrido é o inversor. O sistema só poderá ser conectado a rede se e somente se o inversor possuir um sistema de sincronismo com a rede. Neste trabalho foi apresentado o sistema de sincronismo PLL, de simples implementação porém limitado a uma frequência fixa.

No segundo capítulo foi possível conhecer as etapas de operação bem como os níveis de tensão e corrente nos interruptores de cada topologia. Através de simulação foi possível encontrar uma relação entre as correntes eficazes das três topologias, enaltecendo desta forma a topologia NPCm a qual apresentou as menores correntes eficazes em seus interruptores, reduzindo assim as perdas por condução. Ainda no segundo capítulo foi analisada a máxima ondulação de corrente no indutor.

No terceiro capítulo realizou-se a modelagem e controle em corrente do conversor para operação em um ponto especificado com tensão 220 volts eficaz e 5 ampéres eficaz, para operação com uma carga R. Para projetar o controle de corrente, obteve-se as plantas do sensor, do conversor e do modulador. Ao analisar a planta do conversor com a carga R verificou-se que o modelo apresentado pode ser utilizado para a conexão à rede, pois a resistência R passa a ser a resistência série do indutor, e como esta é muito pequena, pode ser desprezada. O projeto foi realizado no software Matlab, através da ferramenta “sisotool”.

No quarto capítulo os resultados foram tratados e analisados por meio de comparação entre simulação e resultados experimentais. Para tal verificou-se que a corrente de saída se comportou em conformidade com a referência, contudo apresentou uma pequena defasagem conforme apresentado no diagrama de Bode da FTMF. Como o sinal controlado foi a corrente, para uma carga R, a tensão apresentou uma grande ondulação. Para corrigir ou atenuar estas ondulações o controle pode ser revisto e melhorado, ou deve ser melhorada a aquisição dos sinais.

Concluiu-se também que os ruídos nas medições dos sinais de corrente e tensão

prejudicam muito o controle, desta forma, buscou-se melhorar a aquisição através da utilização de cabos com malha de aterramento.

Sugestão de trabalhos futuros:

- Adequar o conversor estudado às normas nacionais para conexão à rede brasileira.
- Criação de uma nanorede para fazer a operação de mais de um inversor conectado a uma pequena rede.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BEN, (Balanço Energético Nacional). Disponível em: <https://ben.epe.gov.br/> Home Page. Acesso em 02/2013.
- [2] MDIC, (Ministério do Desenvolvimento , Indústria e Comércio Exterior) Disponível em: <http://www.mdic.gov.br/sitio/interna/interna.php?area=3&menu=3631> Acesso em: 02/2013
- [3] DEMONTI, R., Processamento de Energia Elétrica Proveniente de Módulos Fotovoltaicos. Tese de Doutorado. Universidade do Estado de Santa Catarina. Florianópolis. Fevereiro. 2003.
- [4] CRESESB. Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos. Recife. 2000. Disponível em: www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Manual_de_Engenharia_FV_2004.pdf. Acesso em: 03/2013
- [5] Resolução Normativa Nº482, 17 de Abril de 2012. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=757&idPerfil=2> Acesso em: 12/2013
- [6] PINTO NETO A. F. C. Qualificação e Etiquetagem de Inversores para Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede. Dissertação de Mestrado. Universidade de São Paulo. São Paulo. 2012.
- [7] HEERDTJ. A.; Mussa, Samir A.; Heldwein, Marcelo L. Carga Eletrônica Ativa Trifásica. 2011. Exame de Qualificação de Doutorado. Universidade Federal De Santa Catarina programa de pós-graduação em engenharia, Florianópolis.
- [8] BARBI, Ivo. Eletrônica de potência. São Paulo: Ed do Autor, 2002.
- [9] RASHID, M. H. Eletrônica de potência. 4. ed. Florianópolis: Ed do Autor, 1999.
- [10] MARTINS, D.C.; BARBI, Ivo. Introdução ao estudo de conversores CC-CA. Florianópolis: 2ª Ed dos Autores, 2008.

[11] VEIGA, H. W. Programação vhdI de dispositivo fpga para aplicação em Modulação pwm senoidal de conversores multiníveis. 2011. Exame de Qualificação de Doutorado- Universidade Federal De Santa Catarina programa de pós-graduação em engenharia, Florianópolis.

[12] BATSCHAUER, Alessandro Luiz. Inversor Multiníveis Híbrido Trifásico Baseado em Módulos Meia-Ponte. Tese Doutorado. UFSC. Florianópolis. 2011.

[13] TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, MS320F28234, TMS320F28232 Digital Signal Controllers (DSCs) *Data Manual* Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>

[14] KATZ, P.: *Digital control using microprocessors*. Prentice Hall International, 1981, ISBN 9780132121910.

[15] F2833x Target, Disponível em: <http://powersimtech.com/products/psim-modules/f2833x-hardware-target/>

[16] Coelho, Roberto F. Estudo Dos Conversores Buck E Boost Aplicados Ao Rastreamento De Máxima Potência De Sistemas Solares Fotovoltaicos. 2008. Dissertação (mestrado)- Universidade Federal De Santa Catarina programa de pós-graduação em engenharia, Florianópolis.

[17] GONÇALVES, O.H. Contribuição ao Estudo de um Sistema de Dois Estágios para Aplicação em Cogeração de Energia a partir de Painéis Solares Fotovoltaicos. 2006. Dissertação (mestrado)- Universidade Federal De Santa Catarina programa de pós-graduação em engenharia, Florianópolis.

[18] Heerdt, Joselito A.; Mussa, Samir A.; Heldwein, Marcelo L. Semiconductors Current Efforts and Losses Evaluation for Single-Phase Three-Level Regenerative PWM Rectifiers. 2010.

[19] Martins, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. Introdução ao Estudo de Conversores CC-CA. Florianópolis: Ed do Autor, 2005.

[20] Mezaroba, M. Sistema de Bombeamento de Água com Energia obtida de Painéis Fotovoltaicos. 1998. Dissertação (mestrado)- Universidade Federal De Santa Catarina

programa de pós-graduação em engenharia, Florianópolis.

[21] NABAE, Akira; TAKAHASHI, Isao; AKAGI, Hirofumi. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. 1981.

[22] Alexander, Charles K.; Sadiku, Matthew. "Fundamentos de Circuitos Elétricos". Bookman, 2008.

[23] SEGUEL, J.I.L.; Projeto de Um Sistema Fotovoltaico Autônomo de Suprimento de Energia Usando Técnica de MPPT e Controle Digital. Dissertação de mestrado. Universidade Federal De Minas Gerais. Belo Horizonte. Agosto. 2009.

[24] RECH, Cassiano. Análise, Projeto e Desenvolvimento de Sistemas Multiníveis Híbridos. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria-RS-2005.

[25] WU, Bin. High-Power Converters and AC drives. IEEE, Wiley Interscience. New Jersey. 2006

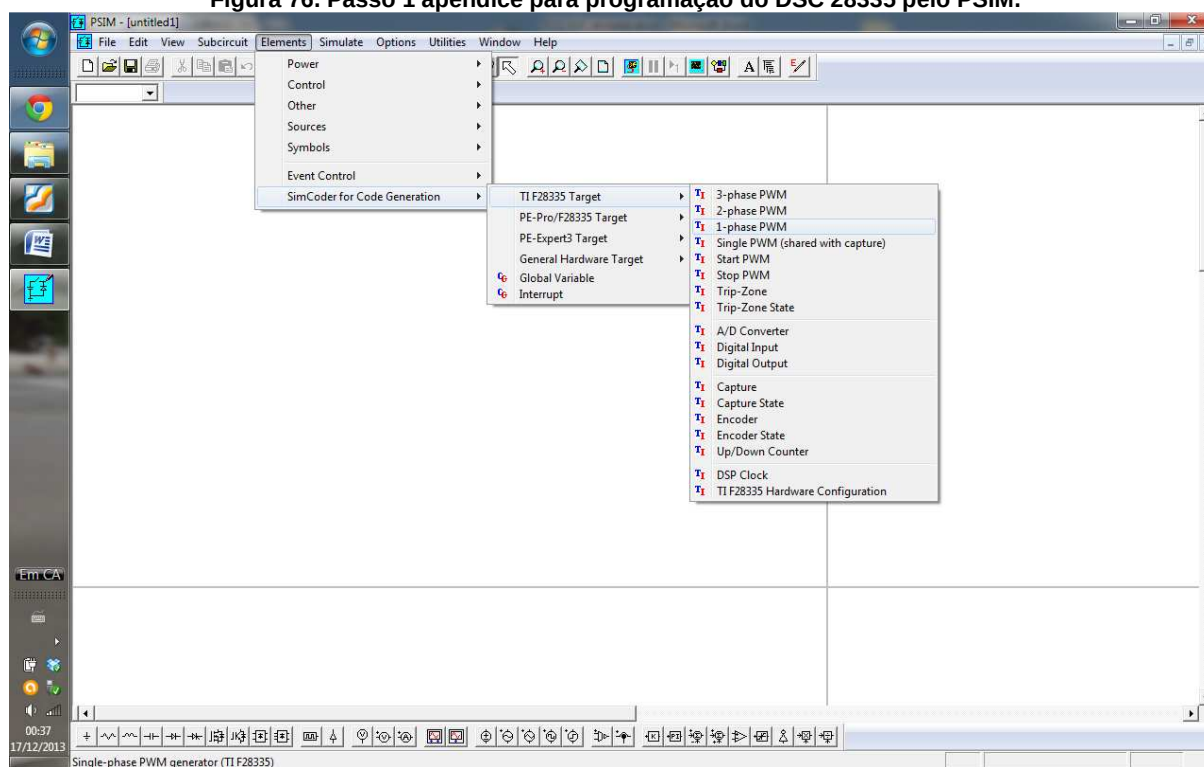
APÊNDICE A – GERAÇÃO DE UM CÓDIGO DE MODULAÇÃO PWM SENOIDAL PARA O DSC 28335 NO CODE COMPOSER ATRAVÉS DO PSIM

A seguir é apresentado os passos para programação do DSC 28335 através do código gerado pelo PSIM.

Primeiramente deve-se montar o circuito de controle para geração dos comandos das chaves. Neste caso será apresentado para a operação em malha aberta do NPCM.

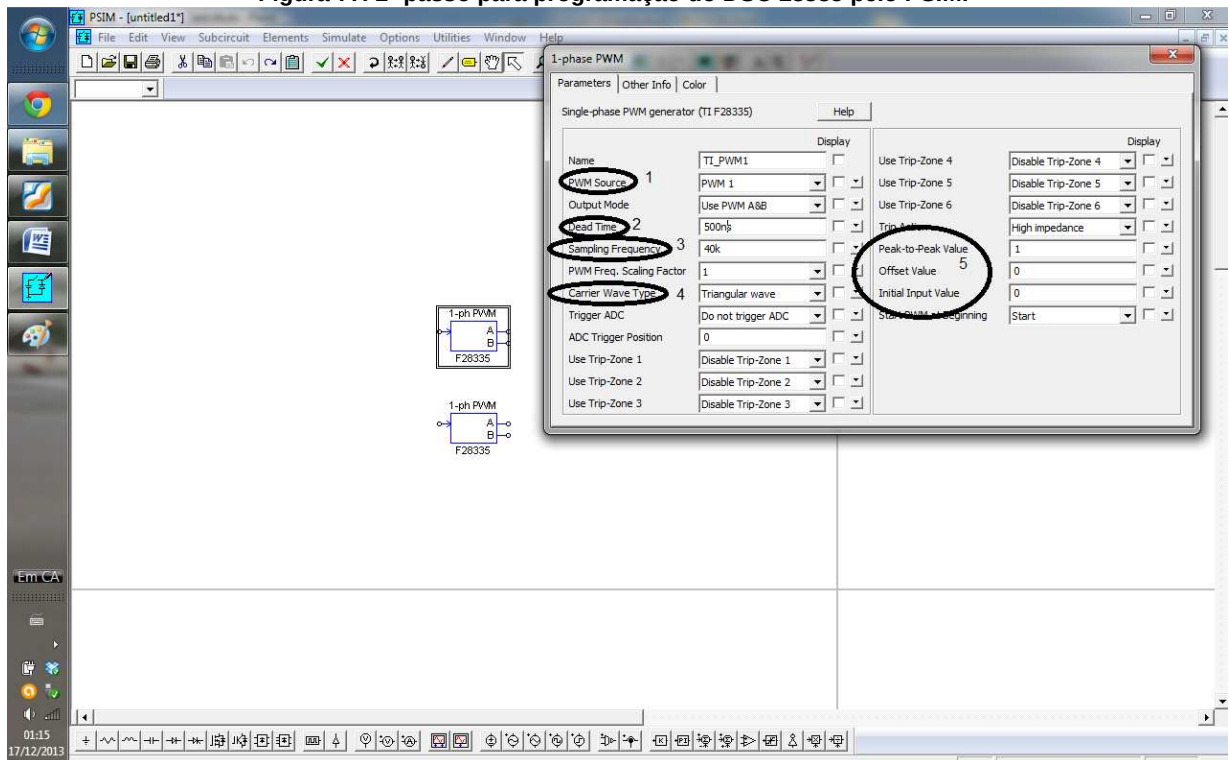
Com o PSIM aberto, deve-se procurar o bloco 1-phase PWM que é utilizado para um controle monofásico. Serão utilizados dois blocos PWM. A Figura 76 mostra onde encontra-lo.

Figura 76. Passo 1 apêndice para programação do DSC 28335 pelo PSIM.



Fonte: O autor.

Figura 77. 2º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.

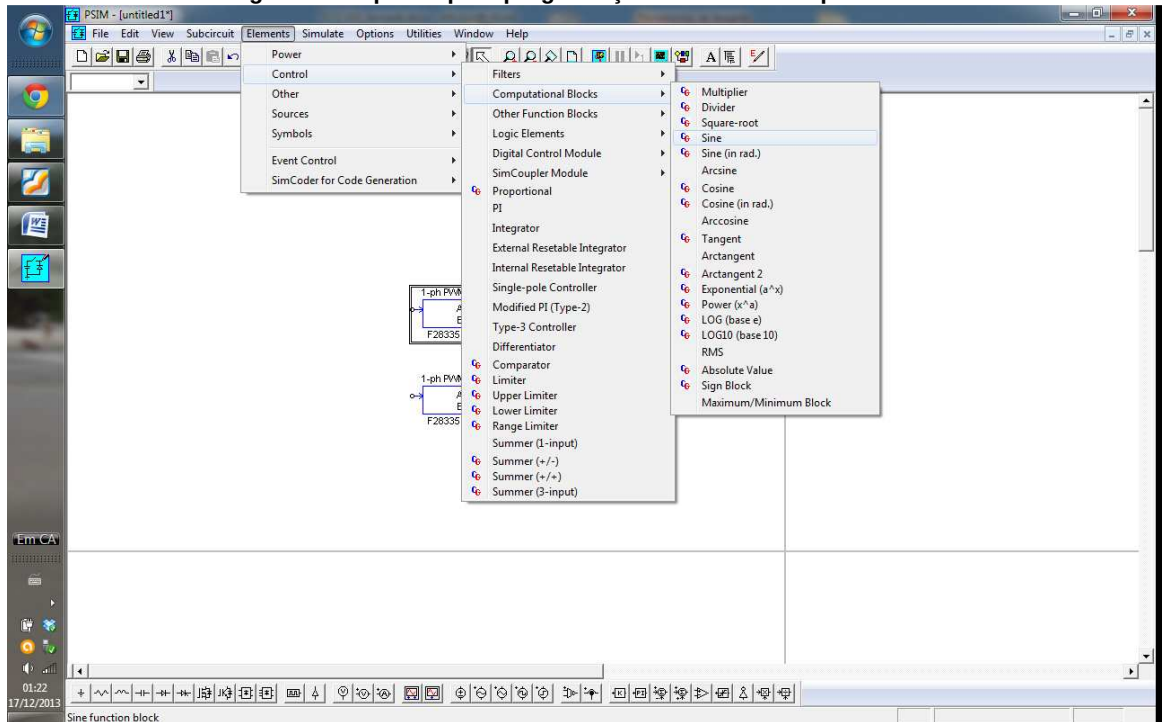


Fonte: O autor.

O segundo passo é configurar o Bloco PWM, inserindo os dados conforme o necessário para a aplicação. Na secção *PWM source* é possível escolher a fonte do PWM do DSC 28335, o qual pode ser escolhido entre seis. Neste caso escolheu-se a fonte PWM 1 e para o segundo bloco o PWM 4. Tempo morto (*Dead Time*) igual à 500ns Frequência de amostragem (*Sampling Frequency*) igual à 40 kHz, Tipo de onda portadora (*Carrier wave type*) triangular, amplitude da portadora, off-set, e valor inicial iguais a 1, 0 e 0 respectivamente. Para o segundo Bloco PWM a única diferença será no off-set e a fonte do PWM.

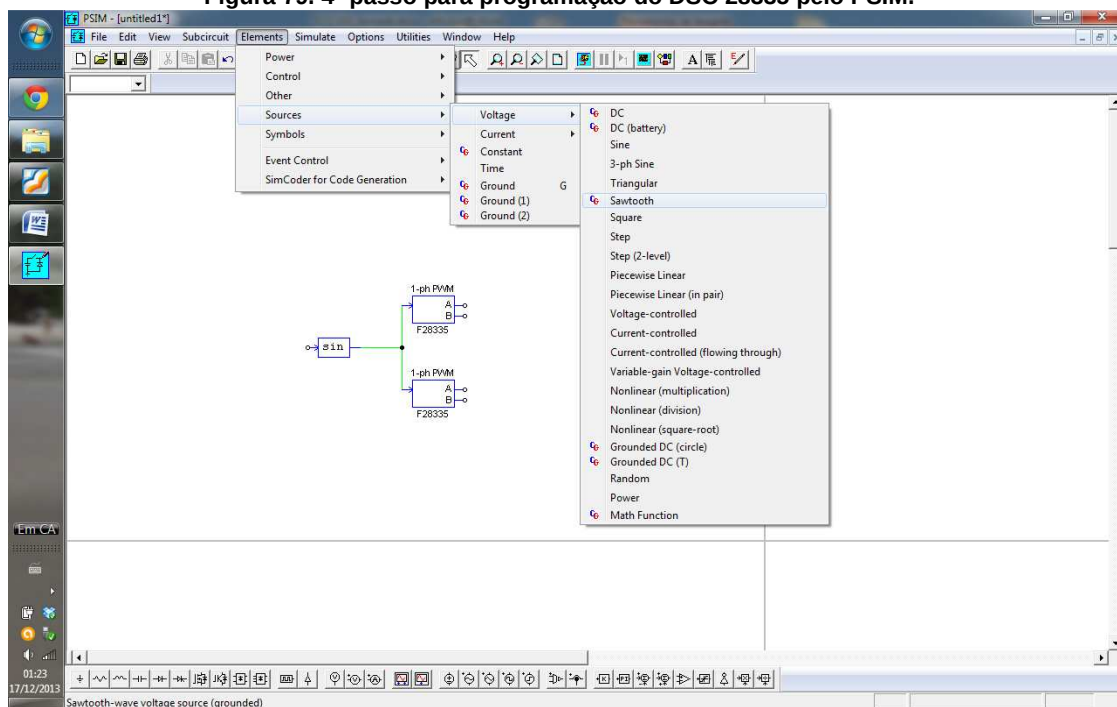
Os blocos PWM necessitam de um sinal para ser comparado com as portadoras, assim é necessário gerar uma senoide. Para que seja possível implementar o código no DSC é necessário que os blocos contendam esta figura  ao lado do nome.

Figura 78. 3º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.



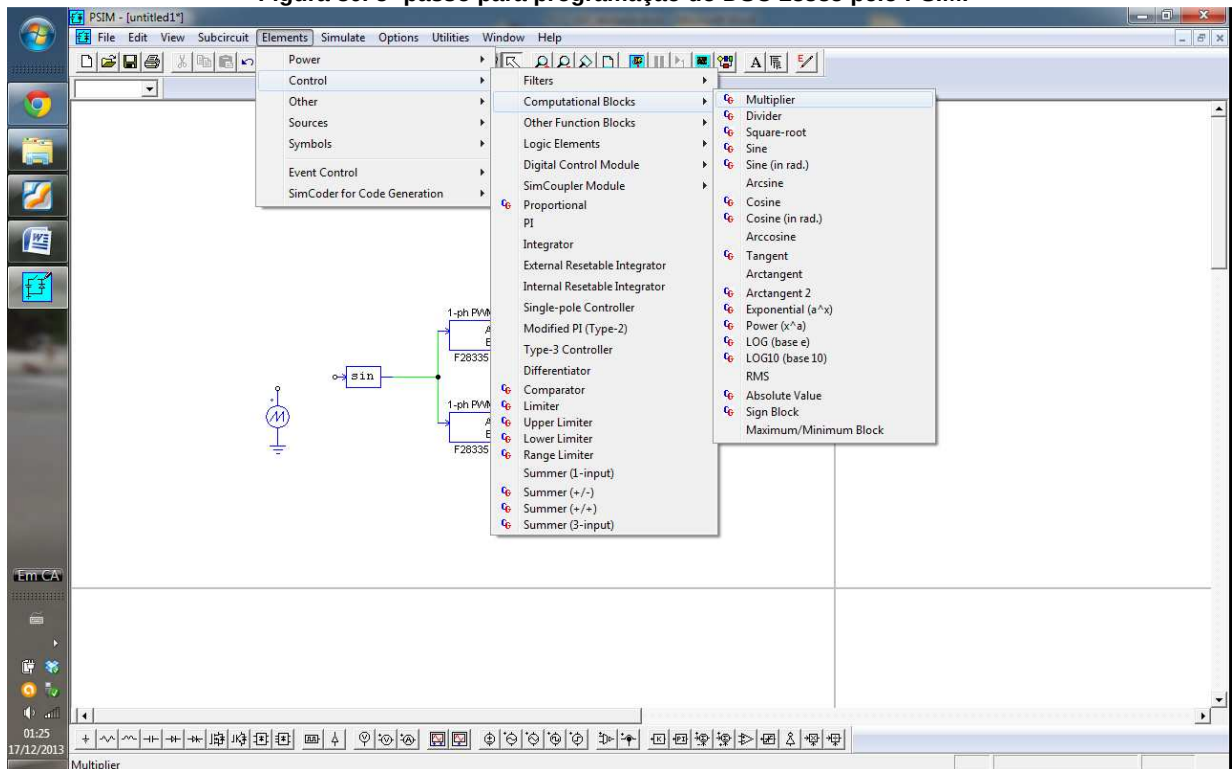
Fonte: O autor.

Figura 79. 4º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.



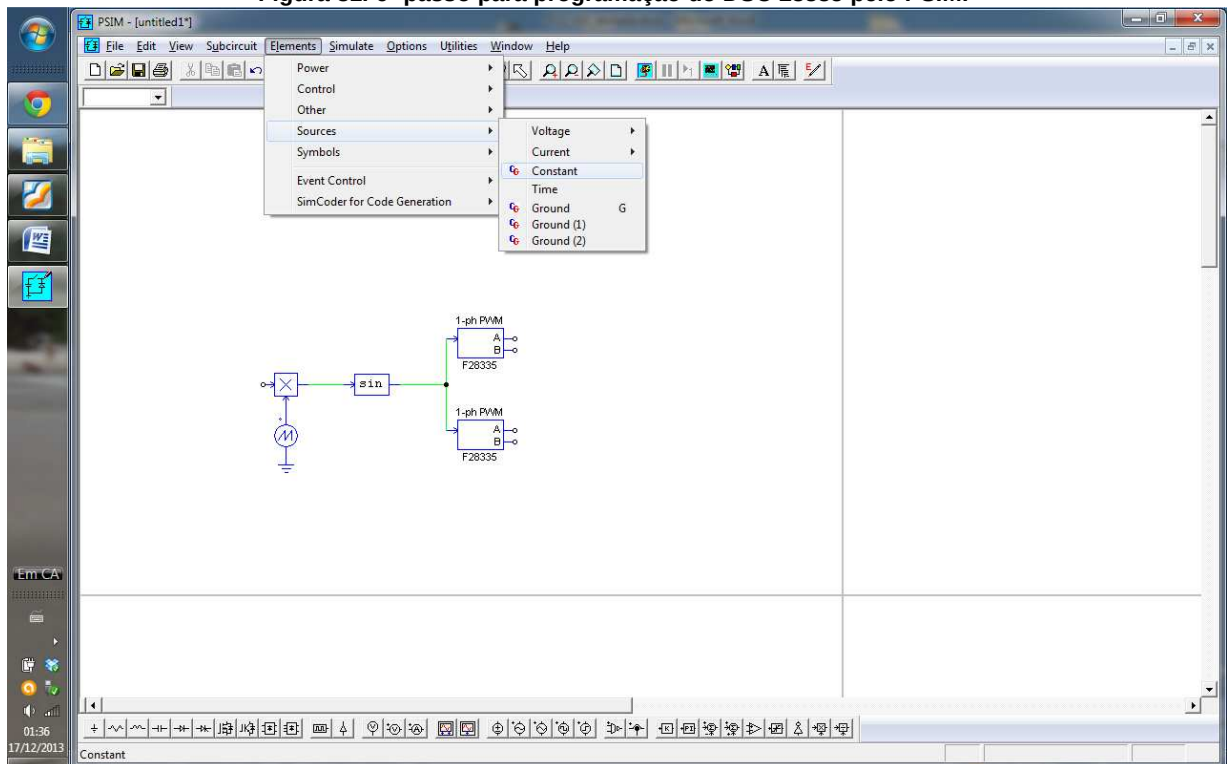
Fonte: O autor.

Figura 80. 5º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.



Fonte: O autor

Figura 81. 6º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.



Fonte: O autor

A Figura 82 apresenta as configurações utilizadas para o NPCM.

Figura 82. Configurações para operação em malha aberta do conversor.

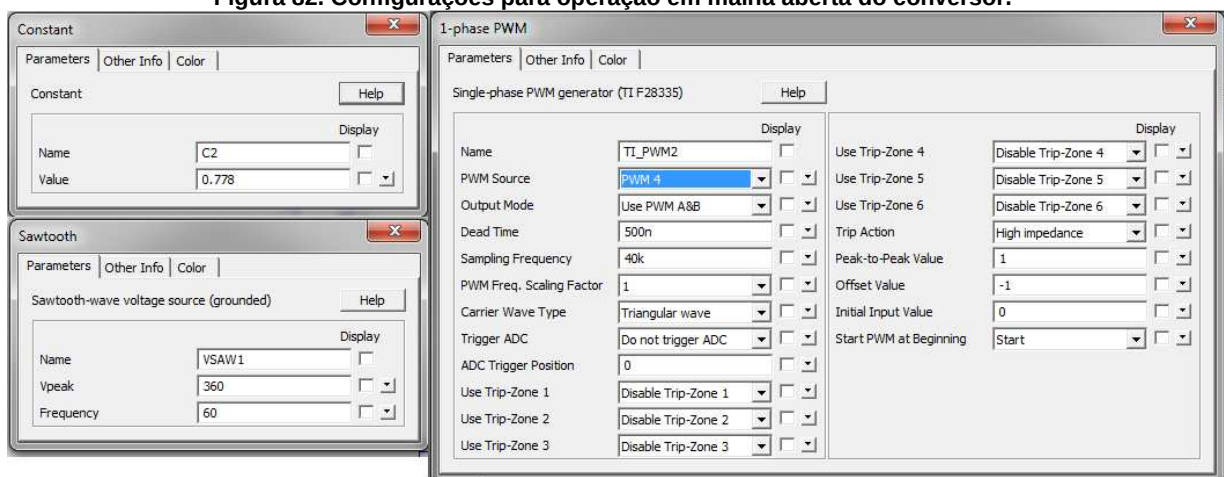
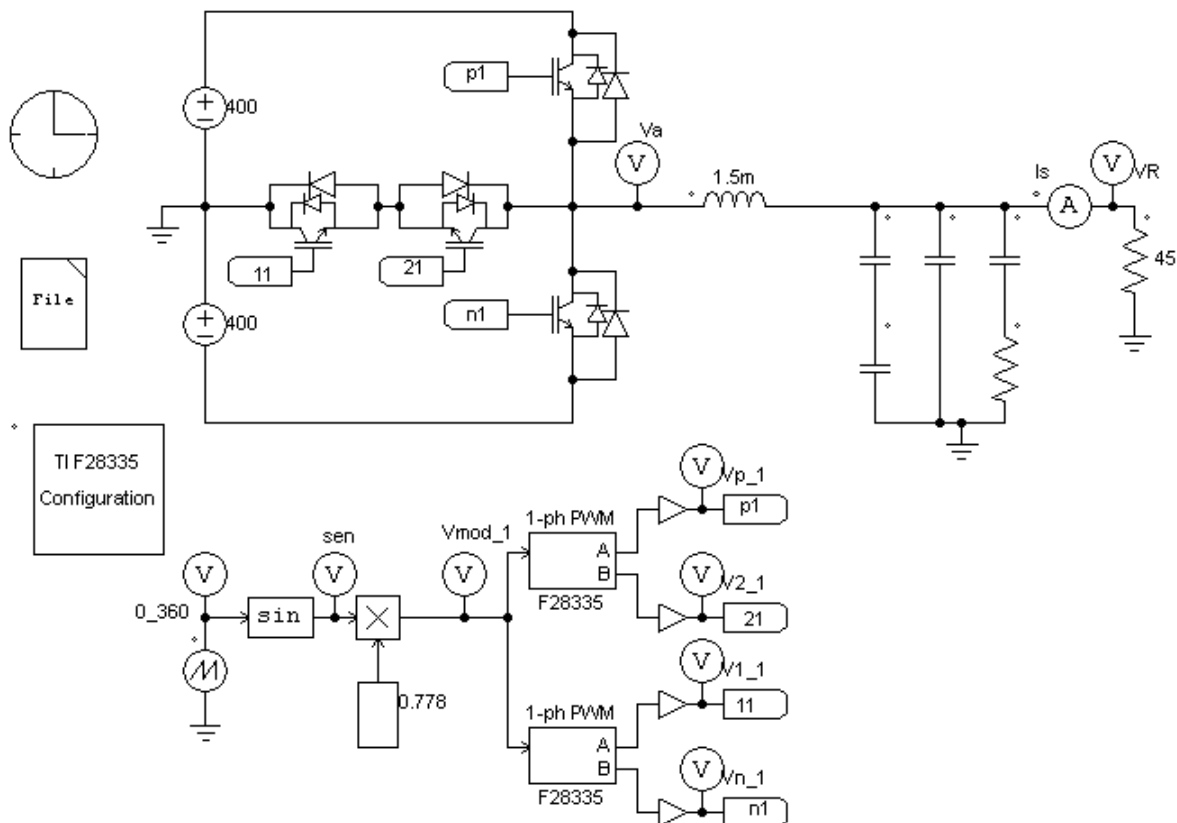


Figura 83. Configurações para operação em malha aberta do conversor.

Para gerar implementar uma modulação PWM no DSC é necessário que o bloco de configuração (TI F28335 Configuration) esteja presente.conforme mostrado na Figura 84.

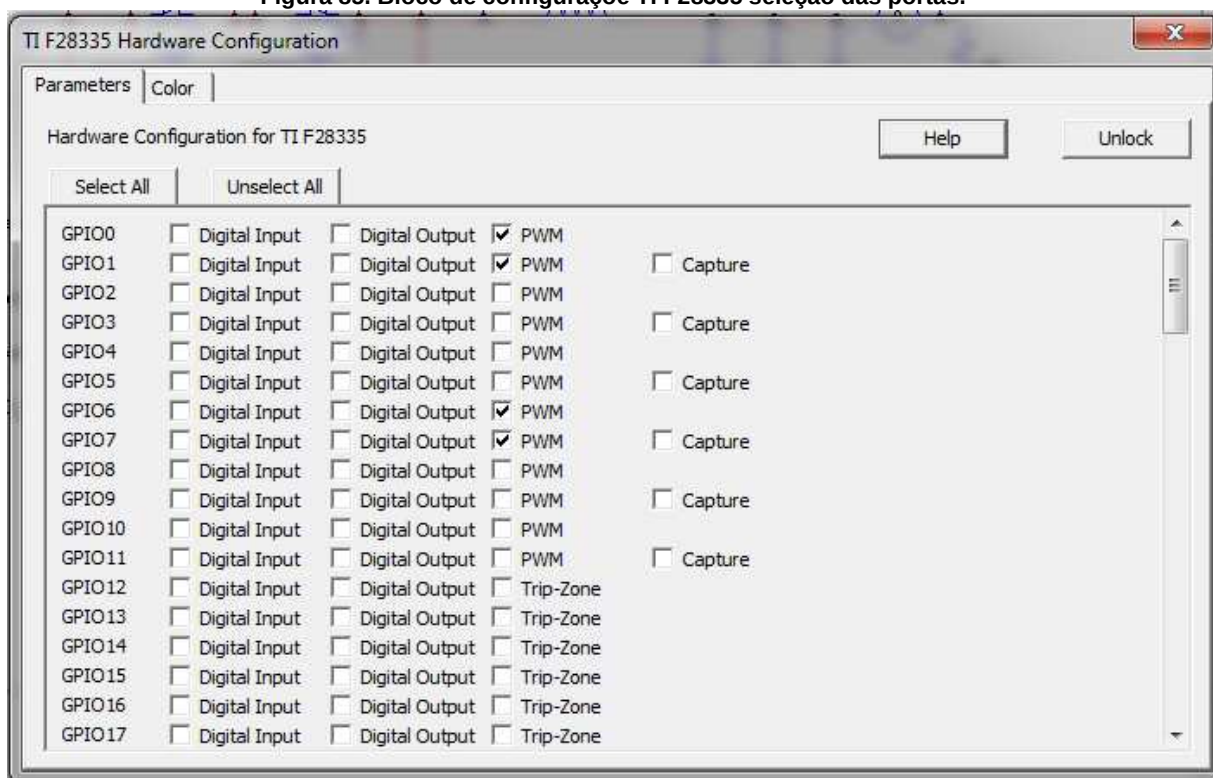
Figura 84. Configurações do bloco gerador do código PWM para o DSP e para a simulação



Fonte: O Autor

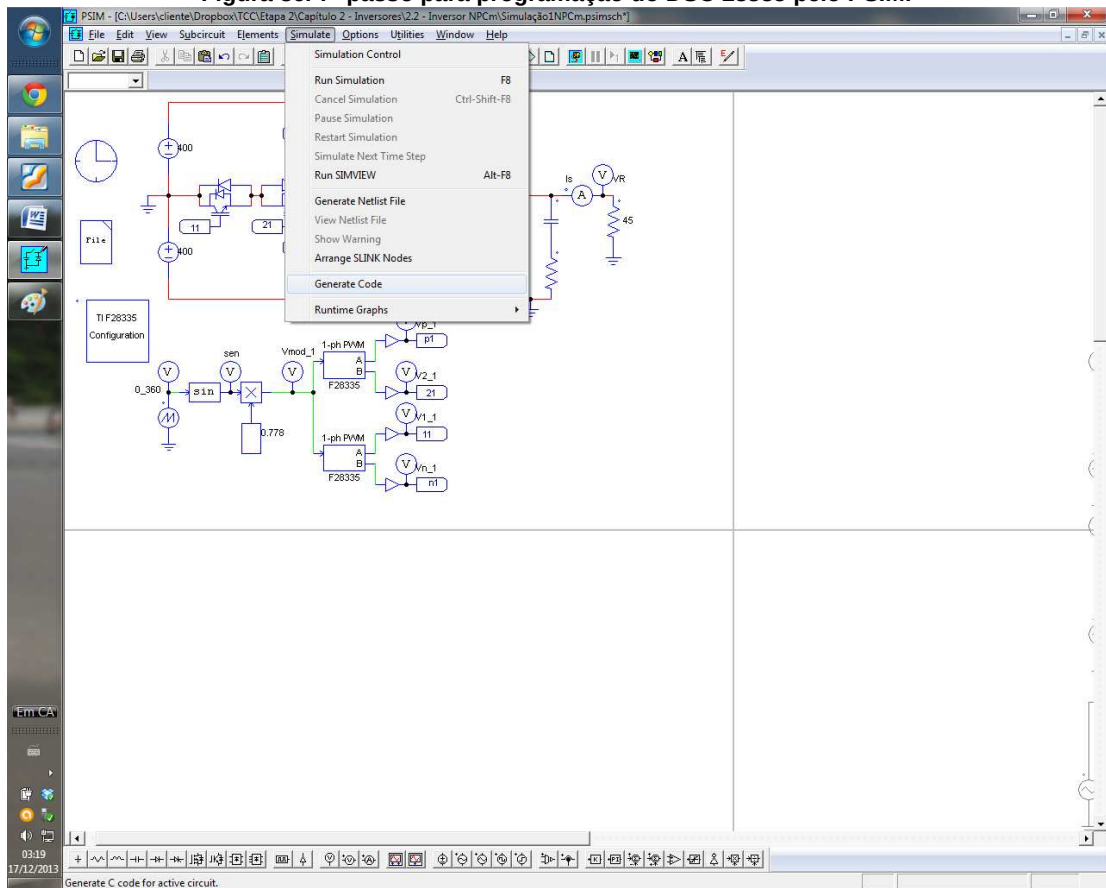
O bloco de configuração TI F28335 (Figura 85), é responsável por seleccionar quais portas serão configuradas no DSC. Como neste caso estão sendo usados os PWMs 1 e 4, as respectivas portas são GPIO 0 e1 para o PWM1 e GPIO 6 e 7 para o PWM4.

Figura 85. Bloco de configuração TI F28335 seleção das portas.



Neste momento já é possível gerar o código que será inserido no DSC pelo Code Composer. Mas antes de prosseguir deve-se abrir o programa Code Composer. Com o Code Composer aberto pode-se gerar o código conforme a

Figura 86. 7º passo para programação do DSC 28335 pelo PSIM.



Com o código gerado basta copiá-lo para o Code Composer e gravar no DSC 28335.

ANEXO 2 – CÓDIGO GERADO PARA MODULAÇÃO PWM POD

```
/******  
// This code is created by SimCoder Version 2.0 for F28335 Hardware Target  
//  
// SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009  
//  
// Date: December 17, 2013 03:21:12  
*****/  
  
#include    <math.h>  
#include    "PS_bios.h"  
typedef float DefaultType;  
#define      GetCurTime() PS_GetSysTimer()  
  
interrupt void Task();  
  
DefaultType fGblO_360 = 0.0;  
DefaultType fGblsen = 0.0;  
DefaultType fGblVmod_1 = 0.0;  
typedef struct {  
    unsigned long tmLow;  
    unsigned long tmHigh;  
}    _CBigTime;  
  
_CBigTime GetBigTime(void)  
{
```

```

static _CBigTime tm = {0,0};
unsigned long curTime = GetCurTime();
if (curTime < tm.tmLow)
    tm.tmHigh++;
tm.tmLow = curTime;
return tm;
}

```

```

#define      Fp      40000
interrupt void Task()
{
    DefaultType fVSAW1, fSeno, fC1, fMULT2;
    PS_EnableIntr();

    {
        static unsigned long period = (unsigned long)(1500000000L / 60);
        static float fPeriod = ((float)60) / 1500000000L;
        static _CBigTime tmCarrierStart = {0, 0};
        _CBigTime tm = GetBigTime();
        unsigned long tmp1, tmp2;
        tmp1 = tm.tmLow - tmCarrierStart.tmLow;
        tmp2 = tm.tmHigh - tmCarrierStart.tmHigh;
        if (tm.tmLow > tmCarrierStart.tmLow)
            tmp2++;
        if (tmp2 || (!tmp2 && (tmp1 >= period))) {
            tmp1 = tmCarrierStart.tmLow + period;
            if ((tmp1 < tmCarrierStart.tmLow) || (tmp1 < period))
                tmCarrierStart.tmHigh++;
            tmCarrierStart.tmLow = tmp1;
        }
    }
}

```

```

        tmp1 = tm.tmLow - tmCarrierStart.tmLow;
        fVSAW1 = 360 * tmp1 * fPeriod;
    }
#ifdef _DEBUG
fGbl0_360 = fVSAW1;
#endif

    fSeno = sin(fVSAW1 * (3.14159265 / 180.));
    fC1 = 0.778;
    fMULT2 = fSeno * fC1;
    PS_SetPwm4Rate(fMULT2);
    PS_SetPwm1Rate(fMULT2);
#ifdef _DEBUG
    fGblsen = fSeno;
#endif
#ifdef _DEBUG
    fGblVmod_1 = fMULT2;
#endif
    PS_ExitPwm4General();
}

void Initialize(void)
{
    PS_SysInit(30, 10);
    PS_StartStopPwmClock(0);
    PS_InitTimer(0, 0xffffffff);
    PS_InitPwm(4, 1, Fp*1, (500e-9)*1e6, PWM_TWO_OUT, 2541);    //    pwnNo,
waveType, frequency, deadtime, outtype
    PS_SetPwmPeakOffset(4, 1, (-1), 1.0/1);
    PS_SetPwmIntrType(4, ePwmNoAdc, 1, 0);

```

```

    PS_SetPwmVector(4, ePwmNoAdc, Task);
    PS_SetPwm4Rate(0);
    PS_StartPwm(4);

    PS_InitPwm(1, 1, Fp*1, (500e-9)*1e6, PWM_TWO_OUT, 2541);    //    pwnNo,
waveType, frequency, deadtime, outtype
    PS_SetPwmPeakOffset(1, 1, 0, 1.0/1);
    PS_SetPwmIntrType(1, ePwmNoAdc, 1, 0);
    PS_SetPwm1Rate(0);
    PS_StartPwm(1);

    PS_StartStopPwmClock(1);
}

void main()
{
    Initialize();
    PS_EnableIntr(); // Enable Global interrupt INTM
    PS_EnableDbgm();
    for (;;) {
    }
}

```