

PRIMEIRO RELATÓRIO DE ATIVIDADES PROJETO

Adailton Braga Júnior (201421170), André Luis de Souza Freitas (201511222),
e Beatriz Cristina Reis Cordeiro (201421168)

UNIVERSIDADE FEDERAL DE RONDÔNIA

Projeto - Inversor de tensão monofásico de baixa potência.

Orientador: Ciro José Egoavil Montero.

Curso: Engenharia Elétrica.

Disciplina: Sistema Microprocessados

Período de Atividades: Segunda quinzena de Agosto.

I. METAS DAS ATIVIDADES

- **Estudo de topologias de inversores de tensão:** nesta etapa, os discentes farão o estudo teórico das diversas topologias dos inversores de tensão.
- **Estudos sobre chaveamento PWM:** nesta etapa, os discentes farão o estudo teórico sobre chaveamento utilizando modulação por largura de pulso (PWM).
- **Estudos gerais sobre conversores estáticos:** nesta etapa, os discentes farão estudos sobre conversores estáticos, principal foco de estudo da Eletrônica de Potência.
- **Simulação:** nesta etapa, os discentes irão simular o circuito elétrico do projeto através de softwares de simulação

II. METAS ALCANÇADAS E RESULTADOS

Os discentes durante a segunda quinzena do mês de Agosto, conforme apresentado no Pré-Projeto, seguiram o cronograma proposto. Para alcançar as três primeiras metas descritas em I, os discentes buscaram nos diversos meios de acesso à informação assuntos relacionados a inversores de tensão monofásicos. Nos tópicos seguintes será exposto o estudo conforme as metas estabelecidas.

A ultima meta não foi atingida por falta de tempo hábil para executá-la.

• TOPOLOGIAS DE INVERSORES DE TENSÃO MONOFÁSICOS

Inversores são muito usados para acionamento de motores e em fontes de alimentação ininterruptas, ou UPS (do inglês, *uninterruptible power supply*) onde o objetivo é produzir uma tensão ou corrente de saída

alternada (CA) senoidal com magnitude e frequência controladas ou fixas a partir de uma tensão contínua (CC).

Um inversor pode operar conectado a uma carga isolada ou pode trabalhar conectado a rede. Uma característica importante de um inversor de tensão é que ele pode trabalhar nos quatro quadrantes do plano PQ , ou seja, o fluxo de potência é reversível. Eles podem gerar tensão ou correntes monofásicas, trifásicas ou quantas fases forem necessárias de acordo com a topologia.

Inversores de tensão, ou VSI (do inglês, *voltage source inverter*), possuem diferentes topologias e, para cada topologia, diferentes tipos de modulações podem ser utilizadas. Cada combinação possui vantagens e desvantagens em relação a outras. É por isso que este trabalho visa mostrar algumas das topologias mais comuns utilizadas em inversores de tensão monofásicos.

INVERSORES DE TENSÃO MONOFÁSICOS

Inversor de tensão em meia-ponte

A figura 1 mostra a topologia de um inversor de tensão em meia ponte. Nesta topologia apenas duas chaves são utilizadas, T_+ e T_- . Dois capacitores iguais em série são conectados em paralelo com a fonte de tensão CC. As capacitâncias desses capacitores devem ser grandes suficientes de forma que o potencial do nó o permaneça constante em relação ao nó N . A tensão de saída é $v_o = v_{Ao}$.

Fazendo uma análise nas malhas vemos que independente do estado das chaves T_+ e T_- a corrente nos capacitores C_+ e C_- divide-se igualmente. Então, pode-se dizer que os capacitores C_+ e C_- estão conectados em paralelo para o caminho de i_o . Assim, assumindo uma modulação por largura de pulso, ou PWM (*pulse width modulation*), i_o não teria componente cc e se um transformador fosse conectado a saída, seu núcleo não saturaria.

A tensão de pico na saída para o inversor em meia ponte é

$$V_{o,pico} = \frac{V_d}{2} \quad (1)$$

A tensão e a corrente de pico nas chaves é

$$V_T = V_d \quad (2)$$

$$I_T = i_{o,pico} \quad (3)$$

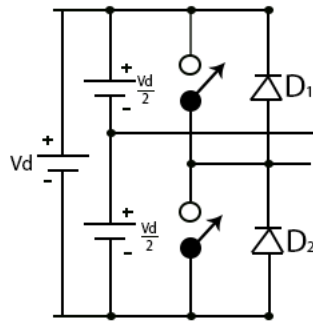


Figura 1: Topologia de meia ponte.

Inversor de tensão em ponte completa

A figura 2 mostra um inversor de tensão em ponte completa. Este inversor consiste de dois inversores de uma perna. Quatro chaves são utilizadas.

A tensão de pico na saída é

$$v_{o,pico} = V_d \quad (4)$$

Implicando que para uma mesma potência, a corrente de saída é metade comparada a corrente do inversor de tensão em meia ponte.

Como para o inversor de tensão em meia ponte, a tensão de pico nas chaves do inversor de tensão em ponte completa também é igual a fonte de entrada CC. E a corrente de pico nas chaves é igual a corrente de pico da saída.

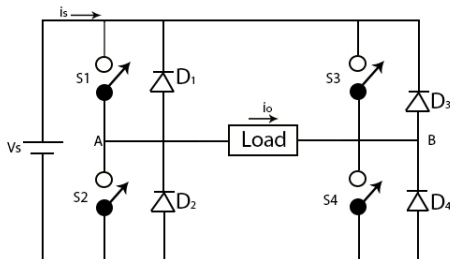


Figura 2: Topologia de ponte completa.

Push-pull

A topologia *push-pull* para inversores de tensão está mostrada na figura 3. É necessário o uso de duas chaves e um transformador com tape central. Independente da direção da corrente de saída i_o a tensão de pico na saída é dada por $V_{o,pico} = V_d/n$, onde n é a relação de voltagem entre os enrolamentos primário e secundário do transformador.

COMPARAÇÃO

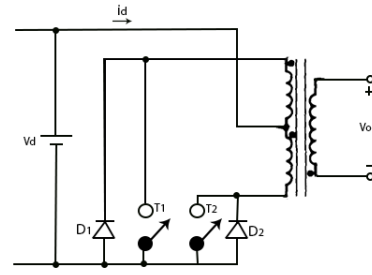


Figura 3: Topologia *push-pull*.

Inversor de tensão em meia-ponte

a) Vantagens:

- Utiliza apenas duas chaves

b) Desvantagens:

- Tensão máxima de saída é metade da tensão CC de entrada;
- Necessário dois capacitores para formar o nó o ;
- Se o nó N for tomada como referência, talvez seja necessário um circuito *drive* para o acionamento da chave superior;
- Necessário um tempo morto para evitar que as chaves fechem ao mesmo tempo e curte-circuitem a fonte CC.

Inversor de tensão em ponte completa

c) Vantagens:

- Tensão de pico na saída igual a tensão CC de entrada;
- Para uma mesma potência de saída, a corrente é metade (levando em consideração a topologia em meia ponte);
- Não são necessários capacitores na entrada.

d) Desvantagens:

- Utiliza quatro chaves;
- Necessário circuito *drive* para acionamento das chaves superiores;
- Necessário um tempo morto.

Inversor de tensão em push-pull

e) Vantagens:

- Apenas duas chaves;
- A tensão de pico depende da tensão de entrada CC e da relação de enrolamento do transformador ($v_{o,pico} = V_d/n$);
- O tempo morto não é uma preocupação.

f) Desvantagens:

- Para aplicações em baixas frequências (50 e 60 Hz), o transformador, dependendo da potência, pode ser muito grande aumentando peso e volume do conversor;

- Difícil evitar a saturação CC do transformador;
- Altas perdas para modulações em altas frequências dependendo do material do núcleo do transformador

• ESTUDOS SOBRE MODULAÇÃO PARA INVERSORES MONOFÁSICOS

A modulação por largura de pulso, ou PWM (do inglês *pulse width modulation*), é amplamente utilizada como um método de controle para os dispositivos semicondutores de potência (MOSFETs ou IGBTs) aplicados a inversores com a finalidade de converter a tensão de entrada CC em tensão alternada CA. Este tipo de modulação é deveras utilizado pela facilidade de implementação, podendo utilizar componentes analógicos simples como também microcontroladores digitais.

A técnica de controle por PWM em inversores consiste em variar a largura de um pulso ou de uma série de pulsos a fim de controlar o ciclo ativo do sinal - duração do pulso -, podendo ser aplicado a uma carga e assim permitir o controle da potência entregue a esta [1].

De modo infeliz, o controle de tensão por PWM é acompanhado de conteúdos harmônicos pela própria natureza do chaveamento dos dispositivos semicondutores utilizados nos equipamentos [2]. A presença de componentes harmônicos nos circuitos elétricos e no sistema de potência afeta a qualidade de energia, levando a efeitos indesejados como aparecimento de vibrações e ruído, sobreaquecimento de núcleos ferromagnéticos, erro de atuação da proteção e outros, por exemplo [3]. Além da otimização das estratégias de modulação PWM, para reduzir a distorção harmônica dos inversores é utilizado filtros passa baixa a fim de amenizar as componentes harmônicas de maior grau.

Dada a situação, neste estudo será exposto os índices que são utilizados para a quantificação da distorção harmônica. Além disso, dentre as diversas técnicas de modulação por largura de pulso, este estudo teve como foco as seguintes variações de PWM:

- *Phase-shifted pulse width modulation* (PSPWM);
- *Sinusoidal pulse width modulation* (SPWM);

DISTORÇÃO HARMÔNICA

Segundo [2], a fim de se comparar a eficácia dos processos de modulação e obter a distorção do sinal, utiliza-se o método comparativo da tensão de saída ou da forma de onda da corrente do inversor em relação a uma forma de onda senoidal ideal. Como resultado para a distorção na tensão, tem-se:

$$THD_v = \sqrt{\left(\frac{2V_0}{V_1}\right)^2 + \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (5)$$

Onde o índice 1 indica a componente fundamental, o índice 0 indica a componente CC e o índice n a ordem das demais componentes harmônicas.

Assumindo que não há componentes CC ou harmônicos pares, a equação (5) se reduz para:

$$THD_v = \sqrt{\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (6)$$

Para a distorção da corrente, tem-se a equação (7):

$$THD_i = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} I_n^2} \quad (7)$$

Para fins comparativos dos tipos de PWM, neste estudo será empregado a distorção harmônica total da tensão (THD_v) mostrada na equação (6).

TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PWM

Os esquemas de modulação procuram criar sucessivas comutações através de pulsos. A maior dificuldade neste método é que essas comutações acompanham harmônicos que precisam ser minimizados. Segundo [2], para qualquer tipo de PWM um objetivo primário seria calcular o tempo que os dispositivos de chaveamento permanecem ligados. Outro objetivo seria determinar o meio mais eficiente do arranjo do processo de chaveamento para minimizar a distorção harmônica, perdas nas chaves ou qualquer critério específico de performance do equipamento. A seguir será exposta as técnicas de PWM estudadas. As frequências e tensões foram normalizadas a fim de facilitar as demonstrações.

Phase-Shifted Pulse Width Modulation (PSPWM)

A modulação PWM por deslocamento de fase (PSPWM) utiliza uma portadora de onda triangular - ou dente de serra -, em que esta é comparada com um sinal de referência com frequência muito menor em relação a portadora no qual possui a informação da tensão que se deseja sintetizar na saída do inversor. Um exemplo de aplicação em inversores é fazer com que a saída do PWM seja um valor constante quando o sinal de referência (sinal modulante) possuir uma amplitude maior que a portadora, e zero caso contrário.

Segundo [4] e [5], citado por [6], "a PSPWM apresenta, como principais características: (i) Desempenho satisfatório, relacionado à THD das correntes; (ii) Facilidade de implementação; (iii) Custo mínimo de processamento, além deste método ser largamente utilizado".

Uma relação muito importante para conversores estáticos é o ciclo de trabalho, ou *duty cycle* do inglês, que relaciona o tempo em que a chave semicondutora

permanece ligada t_{on} com o período de chaveamento T_{sw} . O *duty cycle* d é dado pela equação 8.

$$d = \frac{t_{on}}{T_{sw}} \quad (8)$$

O índice de modulação de frequência (m_f), que é dado pela equação 9, é a relação entre a frequência da portadora (f_c) com a frequência do sinal modulante (f_m) e determina o número de pulsos em cada semiciclo da tensão de saída do inversor. A relação entre o valor máximo da tensão do sinal modulante (V_m) e da portadora (V_c) é denominada índice de modulação (m_a), dado pela equação 10, e este determina a largura dos pulsos, e assim o valor eficaz da tensão de saída do inversor [1].

$$m_f = f_c / f_m \quad (9)$$

$$m_a = V_m / V_c \quad (10)$$

A figura 4 mostra uma modulação PSPWM simples para a configuração de um inversor monofásico de ponte completa de três níveis. A frequência da portadora é 1 Hz e *duty cycle* de 0,742.

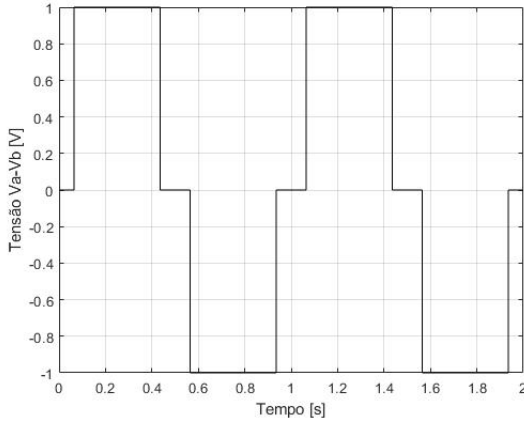


Figura 4: Modulação PSPWM simples. Frequência da portadora ($f_c = 1$ Hz)

Neste método, a forma de onda da tensão sintetizada nas pernas do inversor consiste em um único pulso a cada semiciclo. A largura do pulso pode variar para assim controlar a tensão eficaz de saída CA. Para a modulação PSPWM, se A for a amplitude da onda de saída, a tensão eficaz é dada pela equação 11 (em detalhes no Apêndice A).

$$V_{RMS} = A\sqrt{d} \quad (11)$$

Foi implementado no MATLAB uma modulação PSPWM simples utilizando a filosofia de um inversor monofásico de ponte completa, como mostrado na figura 2.

Na implementação foi utilizada duas portadoras para cada perna do inversor, de maneira com que estas

foram comparadas com uma tensão de referência V_{ref} constante dada por $V_{ref} = 1 - d$, onde d é referente ao *duty cycle* da onda sintetizada como mostrado na figura 5. A tensão de saída é oriunda da subtração da modulação feita em cada perna como mostrado na figura 4.

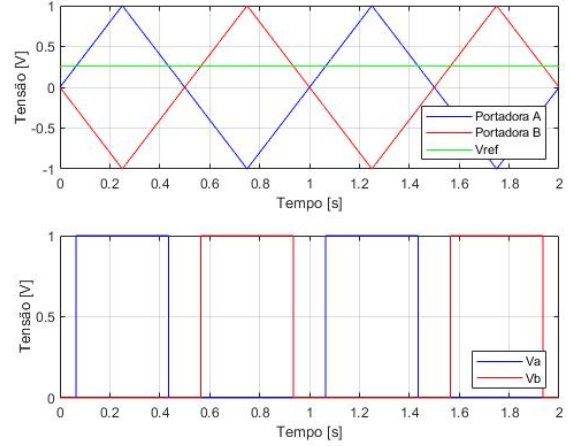


Figura 5: Modulação PSPWM simples. Frequência da portadora ($f_c = m_f f_1$). Portadoras defasadas em 180° . Tensão V_a e V_b são referentes as pernas A e B do inversor.

Como a distorção harmônica total (THD) depende diretamente do tempo em que as chaves do inversor estão conduzindo, foi obtido a série de Fourier da modulação PSPWM simples a fim de achar o ponto ótimo do *duty cycle* para a menor THD da tensão.

A série de Fourier é apresentada na equação (12), com frequência angular fundamental de $\omega_1 = 2\pi f_1$ e *duty cycle* d (em detalhes no Apêndice).

$$f(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin(n\frac{\pi}{2}) \sin(nd\frac{\pi}{2}) \sin(n\omega_1 t) \quad (12)$$

A figura 6 mostra a curva da distorção harmônica total THD_v da tensão em função do *duty cycle* d . Observa-se que a distorção é mínima quando o *duty cycle* é igual a 0,742.

A figura 7 mostra o espectro de frequências desta modulação para vários *duty cycles* diferentes.

Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)

A modulação PWM senoidal (SPWM) utiliza uma portadora de onda triangular - ou dente de serra - onde o sinal modulante é senoidal. A tensão de saída é controlada pela variação dos estados ligado e desligado das chaves semicondutoras, de modo que os períodos ligados são mais longos no pico do sinal modulante. Dentre os tipos de SPWM, pode-se destacar o unipolar e o bipolar.

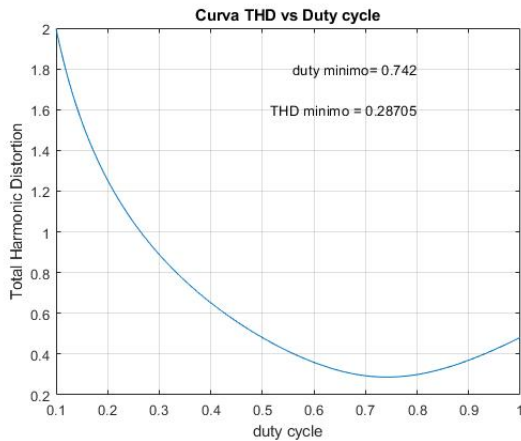


Figura 6: Curva THD em função do ciclo de trabalho.

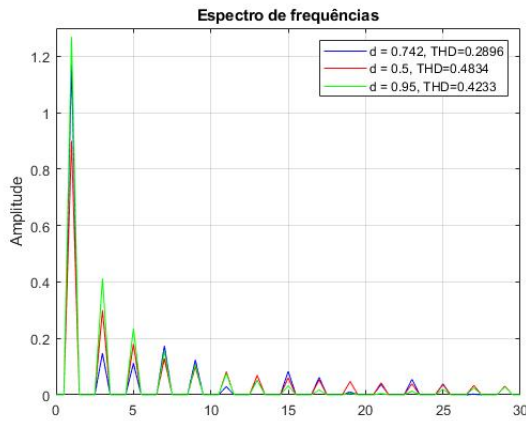


Figura 7: Modulação PSPWM simples. Frequência da portadora ($f_c = m_f f_1$). Espectro de frequências para diferentes ciclos de trabalho.

- **SPWM unipolar:** O SPWM unipolar normalmente requer somente uma portadora de onda triangular e dois sinais modulantes senoidais defasados 180° entre si. Assim, cada perna do inversor apresenta uma tensão sintetizada como mostrado na figura 8.

Subtraindo V_b referente a tensão sintetizada na perna B do conversor da tensão V_a da perna A do conversor, obtém-se o sinal de saída mostrado na figura 9. Verifica-se que o sinal de saída possui 3 níveis: 1, 0 e -1.

Segundo [2], haverá o cancelamento dos primeiros múltiplos harmônicos utilizando a modulação SPWM unipolar. Este cancelamento é de grande interesse, uma vez que a confecção do filtro de saída utilizado no inversor será conseqüentemente menor e mais simples, além de aumentar a sua confiabilidade.

A figura 10 mostra o espectro de frequências para o sinal mostrado na figura 9.

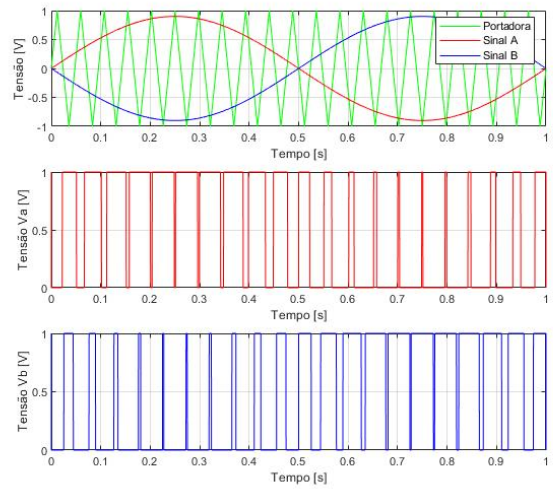


Figura 8: Modulação SPWM unipolar com dois sinais modulantes e uma portadora comum, $m_f = 21$, $m_a = 0.9$.

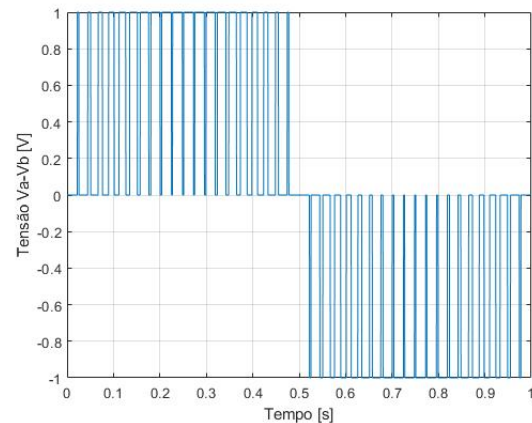


Figura 9: Sinal sintetizado na saída do inversor, $m_f = 21$, $m_a = 0.9$. SPWM unipolar.

Observa-se que na figura 10 os componentes harmônicos mais relevantes presentes no sinal de saída surgem próximo ao quadragésimo harmônico. A figura 11 mostra o espectro de frequências para SPWM unipolar considerando diferentes índices de modulação de frequência (m_f) para um $m_a = 0.9$. Os primeiros componentes harmônicos do sinal de saída se afastam cada vez mais na medida que m_f aumenta, porém não se observa grande diferença na THD_v ao variar m_f .

- **SPWM bipolar:** O SPWM bipolar requer somente uma portadora e um sinal modulante senoidal. A diferença entre a sintetização da tensão nas pernas do inversor é que enquanto uma perna apresenta sinal baixo, a outra apresenta sinal alto, sempre opostos variando de 0 a 1. A figura 12 mostra as sintetizações.

Subtraindo V_b referente a tensão sintetizada na perna B do conversor da tensão V_a da perna A do

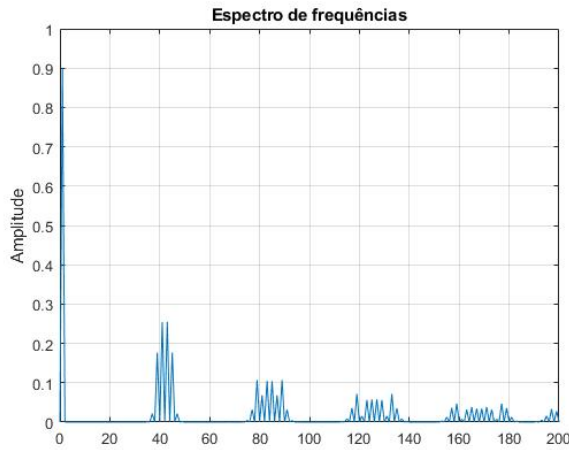


Figura 10: Espectro de frequências SPWM unipolar, $m_f = 21$, $m_a = 0,9$. $THD_v = 0,6418$.

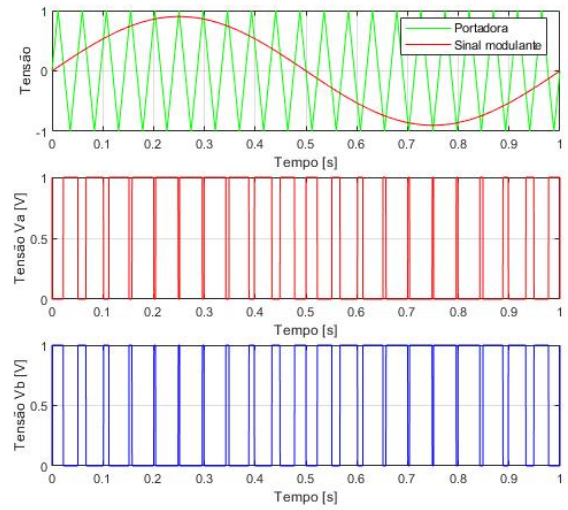


Figura 12: Modulação SPWM bipolar com um sinal modulante e uma portadora, $m_f = 21$, $m_a = 0.9$.

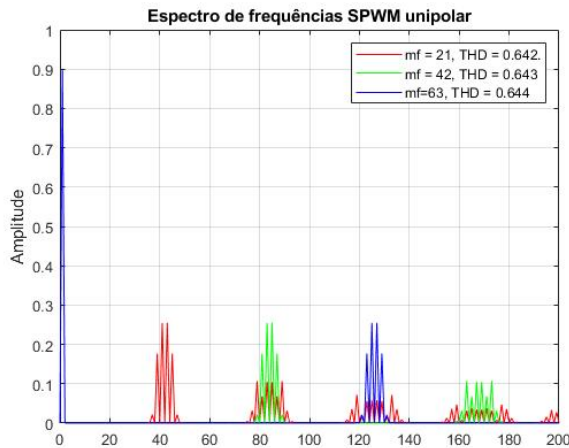


Figura 11: Espectro de frequências SPWM unipolar, m_f s variados, $m_a = 0.9$.

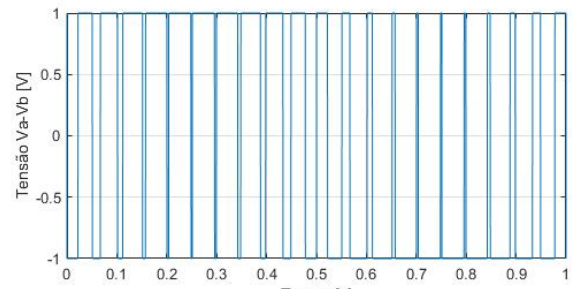


Figura 13: Sinal sintetizado na saída do inversor, $m_f = 21$, $m_a = 0.9$. SPWM bipolar.

• CONVERSORES ESTÁTICOS CC-CC (CHOPPERS)

A energia elétrica possui diversas formas, podendo ser manipulada de acordo com as necessidades da carga para controle ou condicionamento, por exemplo. Para estes tipos de manipulação observa-se a necessidade dos conversores estáticos, que realizam estas funções de conversão.

Existem os conversores CA-CC que são os retificadores controlados, os conversores CA-CA que são os controladores de tensão CA, os conversores CC-CA que são os inversores e por último os conversores CC-CC que são os *choppers*. Para fins deste estudo, destaca-se os conversores CC-CC (*choppers*) que tem como objetivo variar o valor médio da tensão aplicado à carga através da proporção de tempo.

PRINCÍPIO DO STEP-DOWN

Observando a Figura 15, pode-se explicar o princípio da operação *step-down*. Quando a chave CH é fechada por um tempo t_1 , a tensão de entrada V_S aparece sobre a carga R, enquanto se permanecer

conversor, obtém-se o sinal de saída mostrado na figura 13. Verifica-se que a tensão de saída possui somente dois níveis: 1 e -1.

A figura 14 mostra o espectro de frequências para SPWM bipolar considerando diferentes índices de modulação de amplitude (m_a) para um $m_f = 21$.

Como existem componentes harmônicas mais próximas da frequência fundamental no SPWM bipolar levando em consideração os mesmos m_f e m_a , este tipo de modulação requer um filtro maior se comparado com o SPWM unipolar.

Pode-se concluir que a modulação SPWM unipolar é melhor que a SPWM bipolar em termos de eficiência e baixo THD_v em inversores [7].

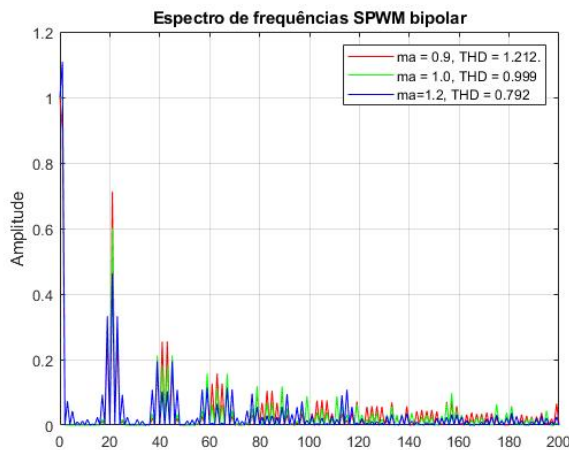


Figura 14: Espectro de frequências SPWM bipolar, m_a s variados, $m_f = 21$.

fechada por um tempo t_2 a tensão sobre a carga será zero.

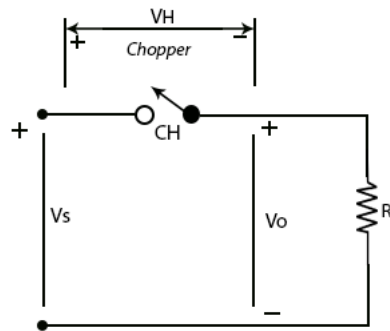


Figura 15: Circuito *step-down*

As formas de onda podem ser conferidas pela Figura 16:

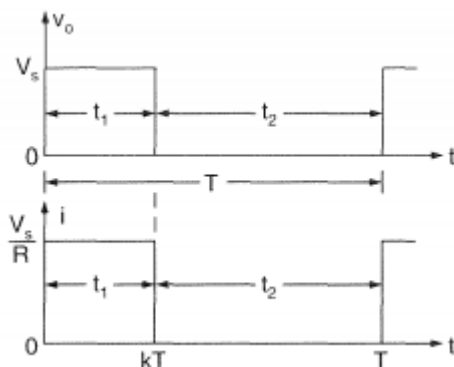


Figura 16: Formas de onda
Fonte: [8]

Existem dois tipos de frequência para o princípio de *step-down*, a **frequência constante** que é a

frequência de operação f é mantida constante e o tempo t_1 é variado sendo conhecido como PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*. Já a **frequência variável** a operação f é variada, onde ambos os tempos t_1 e t_2 podem ser mantidos constantes, esta que é conhecida como *modulação em frequência*.

PRINCÍPIO DO *STEP-UP*

Para fins de utilização, pode-se elevar uma tensão CC. Essa elevação é denominada *Step-Up*. Um circuito com essa operação pode ser conferido na Figura 17.

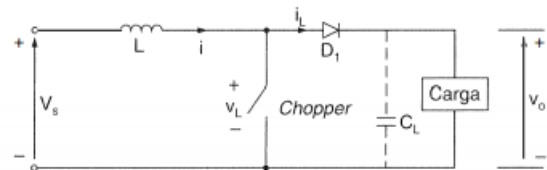


Figura 17: Circuito *step-up*

A chave CH é fechada por um tempo t_1 , a corrente no indutor L cresce e é armazenada energia nele. Quando a chave é aberta no tempo t_2 , a energia armazenada no indutor será transferida para a carga através do diodo e a corrente no indutor tende para zero. A forma de onda dessa situação pode ser conferida na Figura 18:

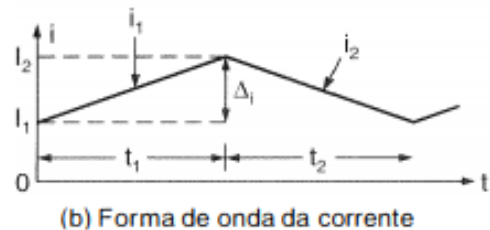


Figura 18: Forma de onda *step-up*
Fonte: [8]

CLASSIFICAÇÃO DOS *CHOPPERS*

Os *choppers* são classificados de acordo com os sentidos das correntes e das tensões.

Classe A

A corrente costuma ir para dentro da carga, e tanto a corrente como a tensão são positivas. O circuito da Figura 1 é um *chopper* classe A e pode ser definido como um retificador. A relação de tensão e corrente podem ser conferido na Figura 19:

Classe B

A corrente flui para fora da carga, a tensão é positiva porém a corrente é negativa. Opera como um inversor e pode ser conferido na Figura 20:

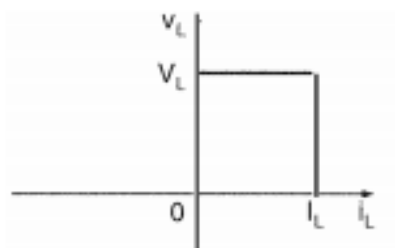


Figura 19: *Chopper* classe A
Fonte: [8]

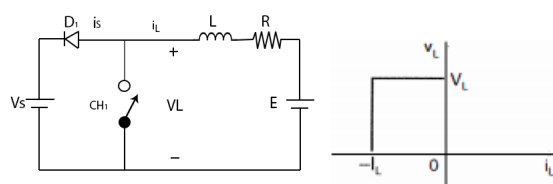


Figura 20: *Chopper* classe B e a relação de tensão corrente

Classe C

A corrente é positiva e também negativa, porém a tensão é sempre positiva. Os *choppers* classe A e B podem ser combinados para formar um classe C. Esse tipo de *chopper* pode operar como retificador ou inversor e pode ser conferido na Figura 21:

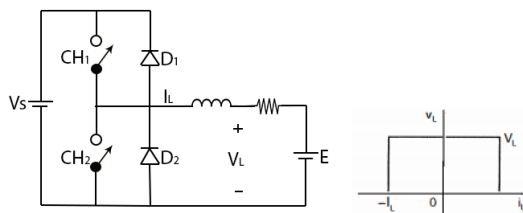


Figura 21: *Chopper* classe C e a relação de tensão corrente

Classe D

A tensão é positiva e também negativa porém a corrente é sempre positiva. Também pode ser operado como retificador ou inversor. Pode ser conferido na Figura 22:

A. Classe E

A corrente da carga é tanto positiva quanto negativa, assim como a tensão, é conhecido como *chopper* de quatro quadrantes. Dois *choppers* do tipo C podem ser combinados para formar um classe E, como mostyrado na Figura 23.

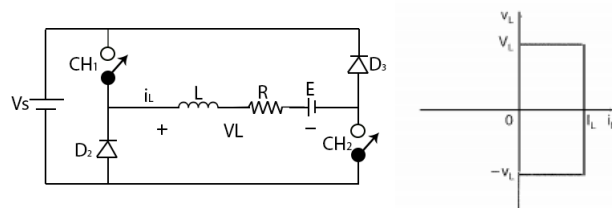


Figura 22: *Chopper* classe D e a relação de tensão corrente

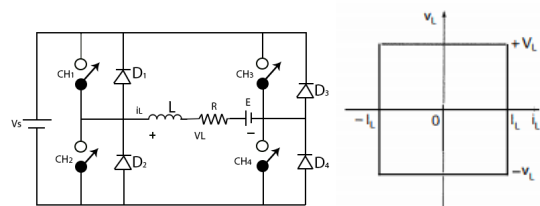


Figura 23: *Chopper* classe E e a relação de tensão corrente
Fonte: [8]

III. TAREFAS DESTINADAS AOS INTEGRANTES

Conforme descrito no cronograma de atividades do pré-projeto, as tarefas destinadas aos integrantes estão expostas a seguir:

Adailton Braga Júnior: 1) Estudo de topologias de inversores de tensão. 2) Simulação.

André L. de S. Freitas: 1) Estudos gerais sobre conversores estáticos. 2) Simulação.

Beatriz C. R. Cordeiro: 1) Estudos sobre chaveamento PWM. 2) Simulação.

IV. PRÓXIMAS METAS

Segundo o cronograma, os estudos mencionados em I continuarão. O grupo tentará alcançar a meta de simulações. Assim, as próximas metas serão:

- **Estudo de topologias de inversores de tensão:** nesta etapa, os discentes farão o estudo teórico das diversas topologias dos inversores de tensão.
- **Estudos sobre chaveamento PWM:** nesta etapa, os discentes farão o estudo teórico sobre chaveamento utilizando modulação por largura de pulso (PWM).
- **Estudos gerais sobre conversores estáticos:** nesta etapa, os discentes farão estudos sobre conversores estáticos, principal foco de estudo da Eletrônica de Potência.
- **Simulação:** nesta etapa, os discentes irão simular o circuito elétrico do projeto através de softwares de simulação.
- **Programação:** nesta etapa, os discentes irão desenvolver a programação do microcontrolador.

Além disso, o grupo tentará fazer o levantamento dos materiais necessários e seus respectivos custos para a construção do projeto físico.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Ashfaq, *Eletronica De Potencia*, 1st ed. São Paulo: Prentice Hall, Inc., 2000.
- [2] T. A. Lipo and D. G. Holmes, *Pulse Width Modulation for Power Converters Principles and practice*, 1st ed. WILEY, 2003.
- [3] S. M. Deckmann and J. A. Pomilio, "Distorção harmônica: causas, efeitos, soluções e normas," Campinas, SP, pp. 1-49, 2017.
- [4] H. Pinheiro, F. Botterón, C. Rech, L. Schuch, R. F. Camargo, H. L. Hey, H. a. Gründling, and J. R. Pinheiro, "Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada," *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, vol. 16, no. 1, pp. 13-24, 2005.
- [5] M. J. Ryan, R. D. Lorenz, and R. W. De Doncker, "Modeling of multileg sine-wave inverters: A geometric approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 6, pp. 1183-1191, 1999.
- [6] A. C. D. Ricciotti, "Modulação descontínua para conversores com pernas em paralelo magneticamente acopladas," Tese, Universidade Federal de Santa Maria, 2017.
- [7] A. Nambodiri and H. Wani, "Unipolar and Bipolar PWM Inverter," *IJIRST - International Journal for Innovative Research in Science & Technology*, vol. 1, no. 7, p. 7, 2014. [Online]. Available: <http://www.ijirst.org/articles/IJIRSTV1I7111.pdf>
- [8] M. H. RASHID, *Eletrônica de potência: circuitos dispositivos e aplicações*, 1st ed. MAKRON BOOKS, 1999.

V. APÊNDICE A - EQUAÇÕES

Tensão RMS

Seja t_{on} o tempo ligado total das chaves. E seja o ciclo de trabalho dado pela equação 8.

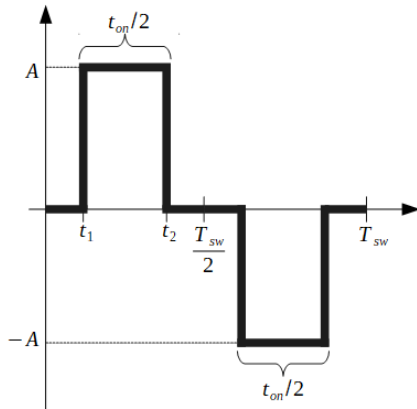


Figura 24: Modulação PSPWM.

Se $f(t)$ é a saída da modulação PSPWM como mostrado na imagem 24, a tensão eficaz será

$$\begin{aligned}
 V_{RMS} &= \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} f^2(t) dt} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} f^2(t) dt} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{T_{sw}} \int_{t_1}^{t_2} A^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{T_{sw}} A^2 (t_2 - t_1)}
 \end{aligned}$$

Como $t_{on}/2 = t_2 - t_1$ e usando a equação 8, a tensão eficaz será

$$\begin{aligned}
 V_{RMS} &= A \sqrt{\frac{t_{on}}{T_{sw}}} \\
 &= A \sqrt{d}
 \end{aligned} \tag{13}$$

Série de Fourier para modulação PSPWM

A série de Fourier é dada por

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_1 t) + b_n \sin(n\omega_1 t)$$

onde $\omega_1 = 2\pi/T_{sw}$

Usando a simetria ímpar $f(t) = -f(-t)$ resulta em $a_0 = 0$ e $a_n = 0$. O termo b_n é calculado como

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{2}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} f(t) \sin(n\omega_1 t) dt \\
 &= \frac{4}{T_{sw}} \int_0^{\frac{T_{sw}}{2}} f(t) \sin(n\omega_1 t) dt \\
 &= \frac{4}{T_{sw}} \int_{t_1}^{t_2} A \sin(n\omega_1 t) dt \\
 &= \frac{-4A}{n\omega_1 T_{sw}} \cos(n\omega_1 t) \Big|_{t=t_1}^{t=t_2} \\
 &= \frac{2A}{n\pi} (\cos(n\omega_1 t_1) - \cos(n\omega_1 t_2)) \\
 &= \frac{4A}{n\pi} \sin(n\omega_1 \frac{t_1 + t_2}{2}) \sin(n\omega_1 \frac{t_2 - t_1}{2})
 \end{aligned} \tag{14}$$

Usando as relações $t_1 + t_2 = T_{sw}/2$ e $t_2 - t_1 = t_{on}/2$ faz com que b_n seja

$$b_n = \frac{4A}{n\pi} \sin(n\frac{\pi}{2}) \sin(nd\frac{\pi}{2}) \tag{15}$$

A série de Fourier fica

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4A}{n\pi} \sin(n\frac{\pi}{2}) \sin(nd\frac{\pi}{2}) \sin(n\omega_1 t) \tag{16}$$

O termo $\sin(n\frac{\pi}{2})$ é igual zero para n par, então o somatório opode ser escrito para n ímpar.

$$f(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4A}{n\pi} \sin(n\frac{\pi}{2}) \sin(nd\frac{\pi}{2}) \sin(n\omega_1 t) \tag{17}$$

APÊNDICE B - CÓDIGOS MATLAB

A. *PSPWM Simples*

```

clear; close all; clc;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Defining initial parameters %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

f1 = 1;      % Fundamental frequency [Hz]
T1 = 1/f1;   % Fundamental period [s]
mf = 1;      % Modulation frequency indice fsw/f1
fsw = mf*f1; % Switching frequency [Hz]
Tsw = 1/fsw; % Switching period [s]
N = 100001;  % Number of samples
t = linspace(0, 2*Tsw, N); % Time domain
Ts = t(2) - t(1); % Sampling period [s]
fs = 1/Ts;    % Sampling frequenct [Hz]

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Defining signals %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

load_voltage = 0*t; %create a vector with lenght = lenght(t)
pspwmA = 0*t;
pspwmB = 0*t;

carrierA= sawtooth(2*pi*fsw*t + pi/2,0.5);
% carrier of A leg
carrierB= sawtooth(2*pi*fsw*t+3*pi/2,0.5);
% carrier of B leg

K=length(t);

d=0.742; %duty cycle (to the minimum THD, d=0.742)
Vref= 1-d; %reference voltage per unit

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for k= 1:K

    pspwmA(k)= pspwm1(Vref,carrierA(k)); % Modulated signal for A leg switches
    pspwmB(k)= pspwm1(Vref,carrierB(k)); % Modulated signal for B leg switches
    load_voltage(k) = pspwmA(k) - pspwmB(k); %Vout of inverter

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Frequency domain analysis %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

F = 2*abs(fft(load_voltage))/K;
df = fs/K;
f = (0:df:( (K/2)-1)*df);

```

```

[A_f1, f1_index] = max(F(1:K/2));
THD = sqrt(sum(F(1+f1_index:K/2).^2))/A_f1;

disp(THD*100)
disp(d)

%FIGURA 1

figure(1)

subplot(3,2,1);
plot(t,pspwmA,'b'),grid
title('Modulação perna A (Va)')
ylabel('Va')
xlabel('Tempo [s]')

subplot(3,2,2);
plot(t,pspwmB,'r'),grid
title('Modulação perna B (Vb)')
ylabel('Vb')
xlabel('Tempo [s]')

subplot(3,2,[3 4]);
plot(t,load_voltage,'black'),grid
title('Modulação entre as pernas A e B (Va-Vb)')
ylabel('Tensão Va-Vb [V]')
xlabel('Tempo [s]')

subplot(3,2,[5 6]);
plot(f,F(1:K/2)),grid
xlim([0 fsw*30])
ylim([0 1.3])
title('Espectro de frequências')
ylabel('Amplitude')
xlabel('Frequência [Hz]')

%FIGURA 2

figure(2)

subplot(2,1,1)
plot(t,carrierA,'b',t,carrierB,'-r',t,ones(size(t))*Vref,'g')
ylim([-1 1])
grid
%title('Portadora e tensão de referência Vref')
legend('Portadora A', 'Portadora B','Vref','Location','southeast')
ylabel('Tensão [V]')
xlabel('Tempo [s]')

%figure(3)
%subplot(1,2,[1 2]);
subplot(2,1,2)
%yyaxis left
plot(t,pspwmA,'b',t,pspwmB,'-r')
%yyaxis right
%plot(t,ones(size(t))*Vref,'r')
%ylim([-1 1])

```

B. SPWM Unipolar

[illegible]

```

y1 = ma*sin(2*pi*f1*t);          % Signal for driving left leg
y2 = ma*sin(2*pi*f1*t + pi);    % Signal for driving right leg

carrier = sawtooth(2*pi*fsw*t+pi/2,0.5);

spwm1 = pwm(y1, carrier);        % Modulated signal for left leg switches
spwm2 = pwm(y2, carrier);        % Modulated signal for right leg switches

load_voltage = spwm1-spwm2; % The load voltage using unipolar spwm

%figure,
%plot(t, load_voltage), grid

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Frequency domain analysis %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

X = abs(fft(load_voltage))*2/N; % Applying FFT
X(1) = X(1)/2;
X = X(1:N/2);
df = fs/N;          % Frequency resolution
f = [0: df : (N/2-1)*df]; % Frequency domain

%FIGURA 1%

figure(1)
subplot(3,2,[1 2])
plot(t,carrier,'g',t,y1,'r',t,y2,'b'),grid;
%title('Sinais modulantes defasados \pi e portadora')
legend('Portadora','Sinal A','Sinal B')
ylabel('Tensão [V]')
xlabel('Tempo [s]')

subplot(3,2,[3 4])
plot(t,spwm1,'r'),grid;
ylabel('Tensão Va [V]')
xlabel('Tempo [s]')

subplot(3,2,[5 6])
plot(t,spwm2,'b'),grid;
ylabel('Tensão Vb [V]')
xlabel('Tempo [s]')

%FIGURA 2%

%subplot(3,2,1)
%plot(t,spwm1,'r'),grid;
%title('Modulação perna A (Va)')
%ylabel('Va')

%subplot(3,2,2)
%plot(t,spwm2,'b'),grid;
%title('Modulação perna B (Vb)')
%ylabel('Vb')

figure(4)
subplot(1,2,[1 2])

```

```

plot(t,load_voltage),grid;
%title('Modulação entre as pernas A e B (Va-Vb)')
xlabel('Tempo [s]')
ylabel('Tensão Va-Vb [V]')

figure(5)
subplot(3,2,[5 6])
plot(f, X),grid;
xlim([0 f1*200])
title('Espectro de frequências')
ylabel('Amplitude')

thdv = THD(X)*100    % Compute the Total Harmonic Distortion

function y = THD(F)
    % Function THD() calculates the total harmonic distortion
    % THD = sqrt( I2^2 + I3^2 + I4^2 + ... )/ I1
    %
    [A1, A1_index] = max(F(2:end));
    y = sqrt(sum(F(A1_index + 2:end).^2))/A1;
end

function y = pwm(s, c)
    % Function pwm() calculates the pulse width modulation of signal s
    % referred to a carrier signal.
    %
    % s is a signal
    % c is a carrier signal, usually a triangular signal, in time.
    %
    % return 0 or 1.

    if length(s)~=length(c)
        error('Sizes of signal and carrier are not the same');
    end
    y = 0*s;
    for k=1:length(s)
        if s(k)>=c(k)
            y(k) = 1;
        else
            y(k) = 0;
        end
    end
end
end

```

C. SPWM Bipolar

```

clear, close all, clc;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Defining initial parameters %%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

f1 = 1;      % Fundamental frequency [Hz]
T1 = 1/f1;   % Fundamental period [s]

mf = 21;     % Modulation frequency indice fsw/f1

```



```

fsw = mf*f1;      % Switching frequency [Hz]
Tsw = 1/fsw;      % Switching period [s]

N = 100001;       % Number of samples
t = linspace(0, 1*T1, N); % Time domain

Ts = t(2) - t(1); % Sampling period [s]
fs = 1/Ts;        % Sampling frequenct [Hz]

ma = 0.9; % Modulation amplitude indice

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Defining signals %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

y1 = ma*sin(2*pi*f1*t); % Signal for driving leg

carrier = sawtooth(2*pi*fsw*t+pi/2,0.5);

spwm1_1 = pwm(y1, carrier); % Modulated signal for leg A switches
spwm2_1 = 1-spwm1_1; % Modulated signal for leg B switches
load_voltage_1 = spwm1_1-spwm2_1; % The load voltage using bipolar spwm

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Frequency domain analysis %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

X = abs(fft(load_voltage_1))*2/N; % Applying FFT
X(1) = X(1)/2;
X = X(1:N/2);
df = fs/N;
f = [0: df : (N/2-1)*df];

%FIGURA 1%

figure(1)

subplot(3,2,[1 2])
plot(t,carrier,'g',t,y1,'r'),grid;
%title('Sinais modulante e portadora SPWM bipolar')
legend('Portadora','Sinal modulante')
ylabel('Tensão')
xlabel('Tempo [s]')

subplot(3,2,[3 4])
plot(t,spwm1_1,'r'),grid;
ylabel('Tensão Va [V]')
xlabel('Tempo [s]')

subplot(3,2,[5 6])
plot(t,spwm2_1,'b'),grid;
ylabel('Tensão Vb [V]')
xlabel('Tempo [s]')
%FIGURA 2%

figure(2)

```

```

%subplot(2,2,1)
%plot(t,spwm1_1,'r'),grid;
%title('Modulação perna A (Va)')
%ylabel('Va')

%subplot(2,2,2)
%plot(t,spwm2_1,'b'),grid;
%title('Modulação perna B (Vb)')
%ylabel('Vb')

subplot(1,2,[1 2])
plot(t,load_voltage_1),grid;
%title('Modulação entre as pernas A e B (Va-Vb)')
ylabel('Tensão Va-Vb [V]')
xlabel('Tempo [s]')

figure(3)
%subplot(3,2,[1 2])
plot(f,X),grid
%%plot(f, X,'r',f,Y,'g',f,Z,'b'),grid;
xlim([0 f1*200])
%title('Espectro de frequências SPWM bipolar')
ylabel('Amplitude')
legend('ma = 0.9, THD = 1.212.','ma = 1.0, THD = 0.999','ma=1.2, THD = 0.792')

thdv1 = THD(X)*100    % Compute the Total Harmonic Distortion

function y = THD(F)
    % Function THD() calculates the total harmonic distortion
    % THD = sqrt( I2^2 + I3^2 + I4^2 + ... )/ I1
    %
    [A1, A1_index] = max(F(2:end));
    y = sqrt(sum(F(A1_index + 2:end).^2))/A1;
end

function y = pwm(s, c)
    % Function pwm() calculates the pulse width modulation of signal s
    % referred to a carrier signal.
    %
    % s is a signal
    % c is a carrier signal, usually a triangular signal, in time.
    %
    % return 0 or 1.

    if length(s)~=length(c)
        error('Sizes of signal and carrier are not the same');
    end
    y = 0*s;
    for k=1:length(s)
        if s(k)>=c(k)
            y(k) = 1;
        else
            y(k) = 0;
        end
    end
end
end

```



Adailton B. Júnior nasceu em Porto Velho, Rondônia, em 1996. Ele é graduando em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Rondônia desde julho de 2014.

E-mail: adailtonjn68@gmail.com.

Currículo Lattes disponível em: <http://lattes.cnpq.br/5914795787360469>.



André L. de S. Freitas nasceu em Porto Velho, Rondônia, em 1993. Ele é graduando em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Rondônia desde fevereiro de 2015.

E-mail: lsf-andre@hotmail.com.

Currículo Lattes disponível em: <http://lattes.cnpq.br/6935331423148390>.



Beatriz C. R. Cordeiro nasceu em Porto Velho, Rondônia, em 1996. Ela é graduanda em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Rondônia desde julho de 2014.

E-mail: beatriz.cristina.240@gmail.com.

Currículo Lattes disponível em: <http://lattes.cnpq.br/6109459940410639>.