

Capítulo 6

COMPARAÇÃO DE SISTEMA DE ACIONAMENTO MULTINÍVEIS

6.1. Introdução

Neste capítulo, é desenvolvida uma comparação entre dois sistemas de acionamento. Um dos sistemas é baseado no inversor híbrido assimétrico (configuração 1-1-2 apresentada no capítulo 4) utilizando a modulação híbrida para mínimas perdas (apresentada no capítulo 5) e o outro é o sistema fundamentado no inversor simétrico com quatro células *H-bridge* conectadas em série com modulação *phase-shift*. Ambos os sistemas apresentam uma tensão de fase de saída modulada em alta frequência e com nove níveis.

Esta análise comparativa é desenvolvida de duas maneiras. Na primeira será encontrada a frequência de comutação que conduzirá a um sistema com 99% de rendimento no inversor de saída, sendo apresentada a distribuição das perdas nos semicondutores do inversor de saída. Também são expostos os índices relativos às formas de onda da saída, como THD e DF1. Na segunda análise é obtida a máxima frequência de comutação que se pode alcançar com cada um dos sistemas.

6.2. Sistemas de acionamento

Os sistemas de acionamento para esta comparação devem ser projetados para alimentar um motor de indução com tensão de linha de 4160V, corrente de fase de 68,4A, potência de 500kVA, frequência de 60 Hz, fator de potência de 0,85 e velocidade de 1784 rpm.

6.2.a) Sistema com inversor híbrido assimétrico

Uma fase do sistema híbrido assimétrico pode ser vista na Figura 6-1. A configuração exposta é a 1-1-2, desta forma as fontes CC das células 1 e 2 apresentaram uma tensão de 850 V, enquanto da célula 3 será de 1700V, sendo formada pela conexão de duas fontes CC de 850V, [43].

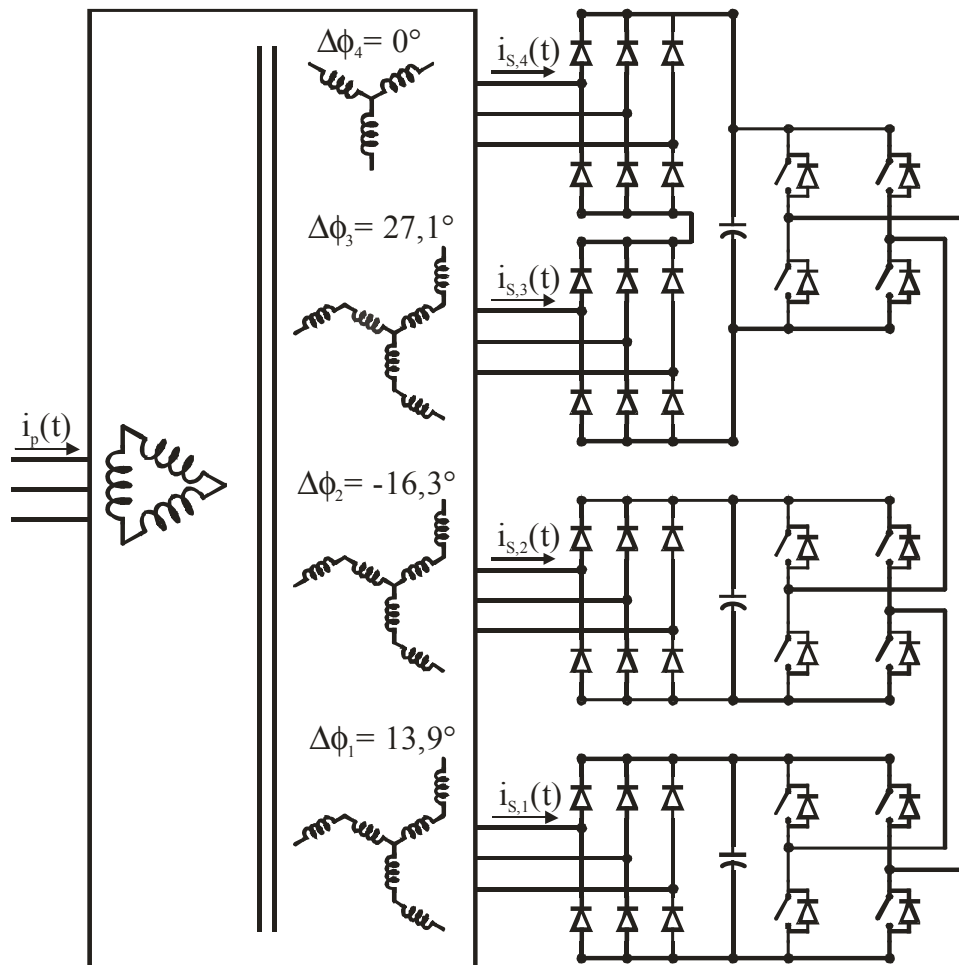


Figura 6-1. Sistema híbrido assimétrico

O diagrama de blocos da estratégia de modulação híbrida empregada pode ser verificado na Figura 4-3 e os níveis de comparação adotados são apresentados em Figura 5-13 (b).

A célula de maior potência será implementada com o GTO DG408BP45 e com o diodo DSF8045SK. As células 1 e 2 serão implementadas com o módulo de IGBT/diodo BSM200GB170DLC.

6.2.b) Sistema com inversor simétrico nove níveis

Uma fase do inversor simétrico de nove níveis pode ser vista na Figura 6-2. Este inversor apresenta quatro células *H-bridge* conectadas em série, podendo sintetizar uma tensão de fase de nove níveis, igualmente ao inversor híbrido assimétrico.

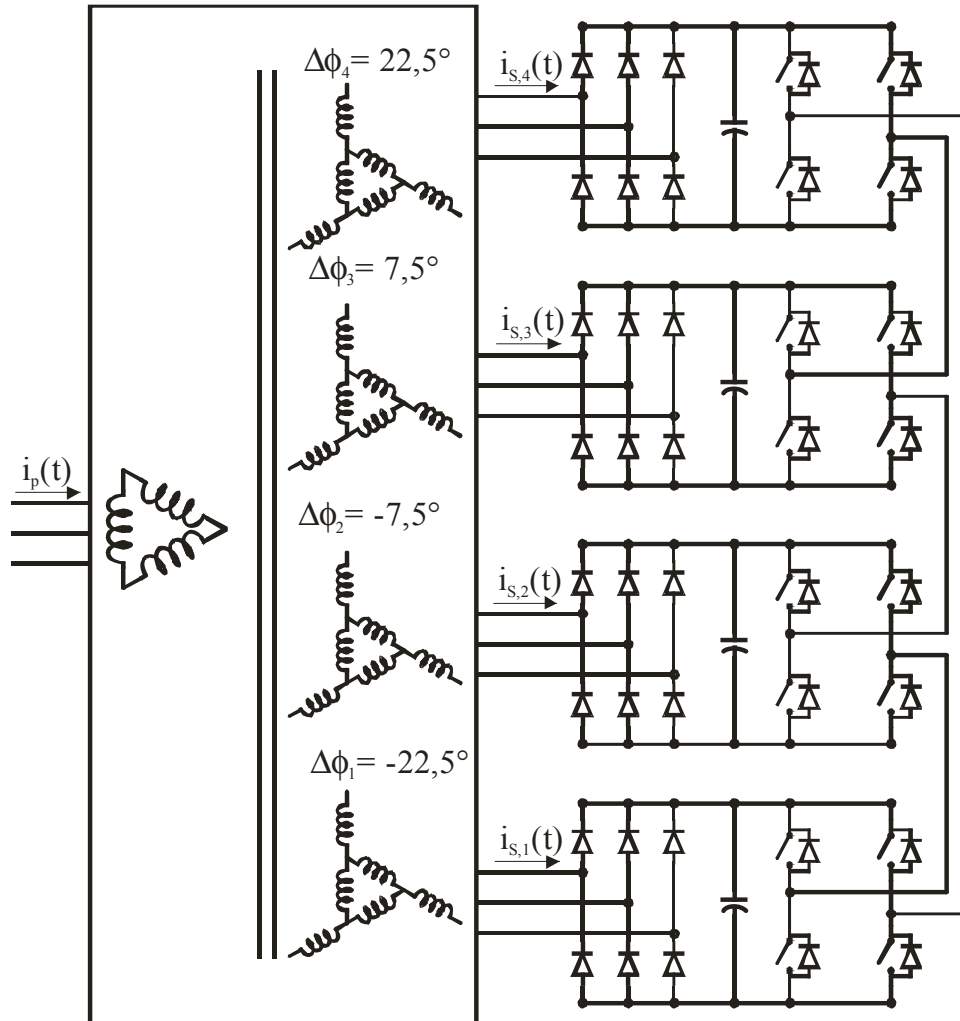


Figura 6-2. Sistema simétrico

Para gerar uma tensão de fase com valor de pico de 3400 V, as fontes CC para alimentar os inversores deverão ser de 850V. O dispositivo empregado para implementação das células *H-bridge* é o módulo de IGBTs/diodos BSM200GB170DLC.

A estratégia de modulação empregada é a técnica PWM baseada no deslocamento de fase de múltiplas portadoras [3] e [6]. Para gerar uma tensão de fase com m níveis, esta estratégia utiliza $m-1$ portadoras com a mesma amplitude e deslocadas de $360/(m-1)$ graus entre si. Para um conversor de m níveis, as harmônicas mais significativas estarão localizadas em bandas laterais em torno de $(m-1)f_p$. Para valores pares de m_f , as formas de onda

sintetizadas a partir do deslocamento de fase das múltiplas portadoras apresentam simetria de quarto de onda, resultando somente em harmônicas ímpares [6]. Sendo assim esta estratégia contará com oito portadoras defasadas 45° entre si. O sinal de referência e as oito portadoras podem ser verificados na Figura 6-3.

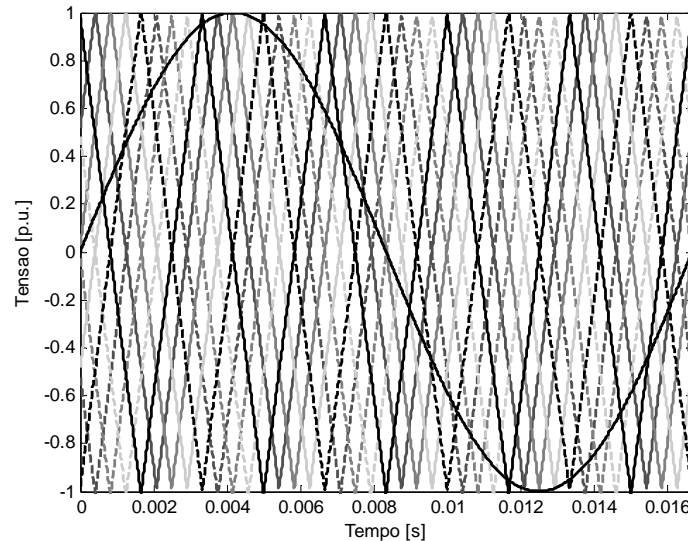


Figura 6-3. Referência e portadoras da técnica PWM baseada no deslocamento de fase das portadoras

6.3. Definição da frequência de comutação para rendimento constante de 99%

A primeira comparação desenvolvida tem como objetivo encontrar a frequência de comutação na qual, ambos os sistemas apresentaram rendimento de 99% para um conversor cuja potência (S_C) é de 500kVA. Para obter esta frequência, é efetuada uma simulação que realiza iterações para obter a frequência na qual o conversor apresenta 99% de rendimento ao mesmo tempo em que os dispositivos semicondutores estejam operando com temperatura de $T_j=125^\circ\text{C}$, no pior caso.

No inversor híbrido assimétrico apenas a célula 1 é comutada em alta frequência, estando às perdas de comutação relacionadas a ela, como verificado na Figura 6-4, onde é apresentada a distribuição das perdas de potência em cada célula *H-bridge* de uma fase. Neste conversor se alcança um rendimento de 99% quando a frequência de comutação da célula 1 é de 9060Hz, ou seja, o índice de modulação em amplitude (m_a) e o índice de modulação frequência (m_f) são respectivamente iguais a 1 e 151. O sinal de saída é modulado em 9060Hz

apresentando uma THD=13,84%, DF1=0,085 e DF2=0,0088. A primeira banda de freqüências harmônicas aparecerá em torno da freqüência de comutação (9060Hz).

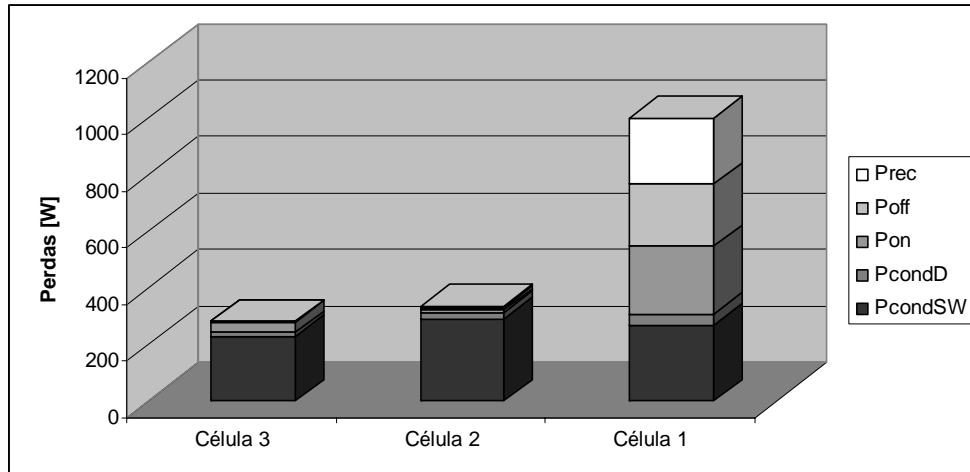


Figura 6-4. Distribuição das perdas para $\eta=99\%$ configuração 1-1-2

No inversor simétrico com modulação *phase-shift* todas as células apresentam a mesma freqüência de comutação, apresentando uma distribuição uniforme das perdas nas células, como verificado na Figura 6-5. O rendimento de 99% é obtido quando a freqüência de comutação das células é de 720Hz, onde $m_a=1$ e $m_f=12$. Com essa freqüência de comutação, a primeira banda harmônica da tensão de saída aparecerá na freqüência de 5760Hz. A tensão de fase de saída apresentará uma THD=13,90%, DF1=0,1620% e DF2=0,0152%.

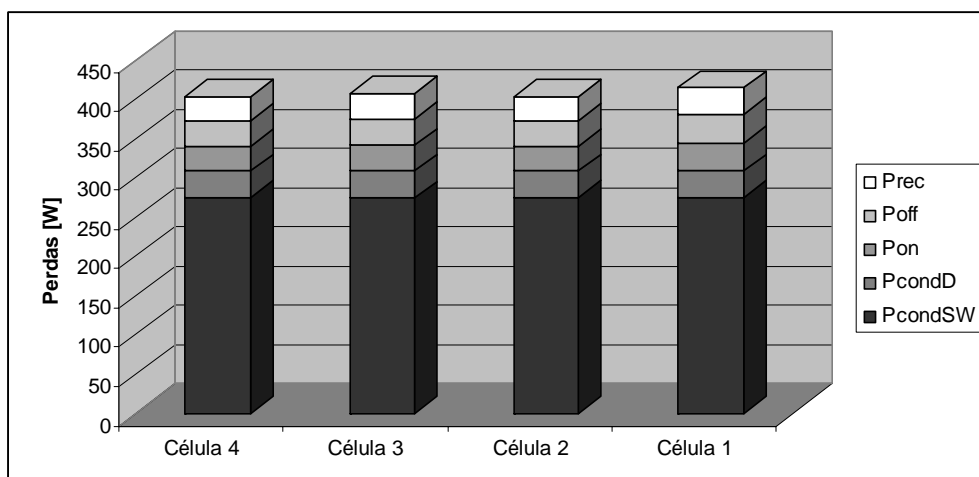


Figura 6-5. Distribuição das perdas para $\eta=99\%$ configuração 1-1-1-1

Com respeito à distribuição das perdas entre as células, o inversor 1-1-1-1 apresenta um comportamento uniforme, assegurando uma distribuição equilibrada da temperatura, enquanto no inversor 1-1-2, as perdas maiores estão concentradas unicamente na célula 1. Contudo, a tensão de saída do inversor 1-1-2 apresenta uma maior frequência de comutação, o que garante que os índices DF1 e DF2 sejam aproximadamente iguais a metade dos obtidos na configuração 1-1-1-1. Esta diferença irá assegurar que o filtro da configuração 1-1-2 apresentará aproximadamente metade do volume, peso e custo do filtro necessário para a configuração 1-1-1-1 quando se deseja obter uma THD na tensão de saída.

6.4. Determinação da máxima frequência de comutação

A máxima frequência de comutação é obtida quando se considera que a resistência do dissipador é igual à zero. Ou seja, o dissipador é considerado infinito e a temperatura do *case* será igual à temperatura ambiente.

Para a configuração 1-1-2, apenas a célula 1 é comutada em alta frequência, desta forma, será ela que apresentará uma limitação quanto à máxima frequência de comutação. Já na configuração 1-1-1-1 todas as células apresentam a mesma frequência de chaveamento, tendo-se que observar as perdas em todas as células. Em ambas as configurações o módulo BSM200GB170DLC é empregado para operação em alta frequência, sendo as perdas máximas por módulo iguais a 1660W. Sabendo-se que cada célula *H-bridge* é formada por dois módulos BSM200GB170DLC, então no pior caso, cada célula poderá apresentar no máximo 3320W de perdas de potência.

Na configuração 1-1-2 pode-se alcançar uma frequência de comutação igual a 39kHz, na qual se obtém um rendimento de 97,71%. Para esta frequência de comutação a tensão de saída apresenta uma THD de 13,86%, um DF1 de 0,0432% e um DF2 de 0,008%. O comportamento das perdas neste conversor pode ser verificado na Figura 6-6.

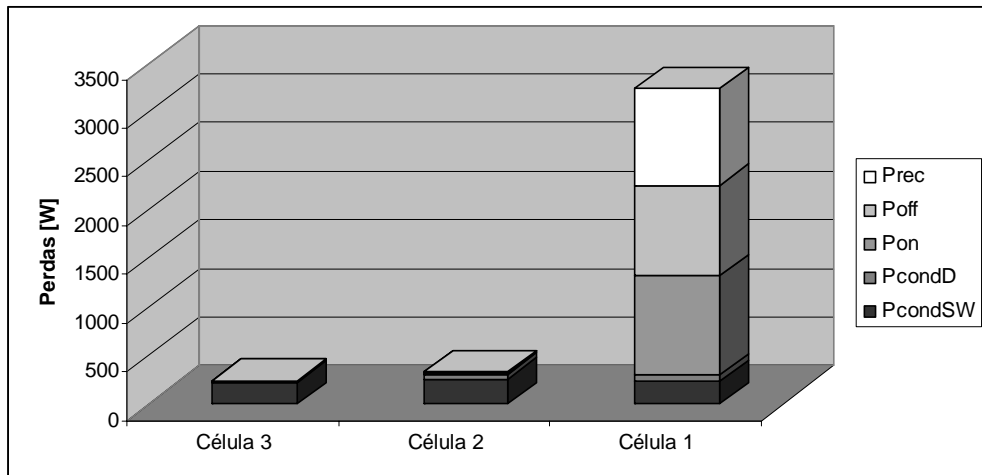


Figura 6-6. Distribuição das perdas para máxima frequência (configuração 1-1-2)

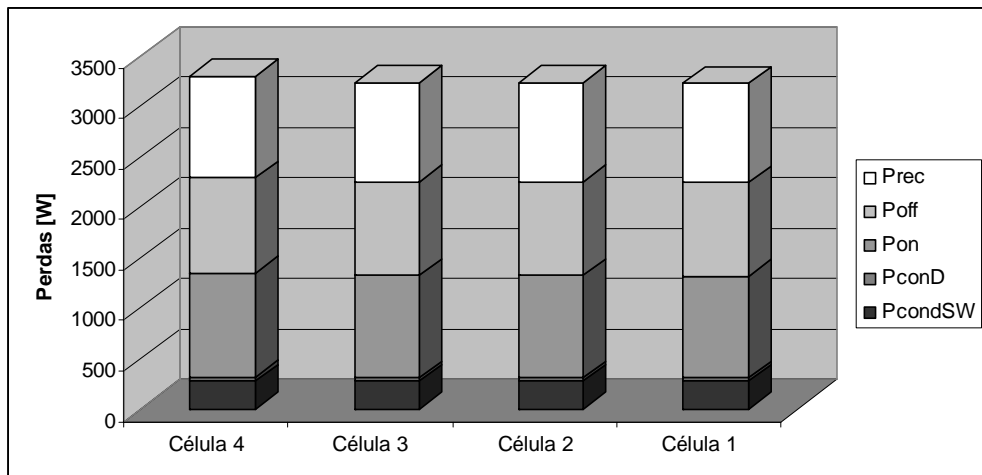


Figura 6-7. Distribuição das perdas para máxima frequência (configuração 1-1-1-1)

6.5. Resumo da Comparação

Na primeira comparação, resumida na Tabela 6-1, buscou-se a frequência de comutação que iria garantir o mesmo rendimento para ambas as configurações, sendo estabelecido o rendimento de 99%. Nesta análise, o inversor 1-1-2 apresentou uma frequência de comutação maior do que o inversor 1-1-1-1, da mesma forma que a primeira banda de harmônicas se encontra em torno de uma frequência mais elevada (9060Hz). Esta característica garantiu para a configuração 1-1-2 um DF1 e DF2 aproximadamente igual à metade do obtido na configuração 1-1-1-1. Desta forma, o filtro de saída para o inversor 1-1-2 será cerca da metade do filtro para configuração 1-1-1-1.

Tabela 6-1. Quadro resumo para comparação com rendimento constante

Configuração	1-1-2	1-1-1-1
Número total de componentes	36	48
Níveis da Tensão de fase	9	9
Frequência de comutação	9060 Hz	720 Hz
Frequência da 1ª banda harmônica	9060 Hz	5760 Hz
THD	13,84%	13,90%
DF1	0,085%	0,162%
DF2	0,0088%	0,0152%
Perdas totais/fase	1575W	1629W
Rendimento	99,055%	99,023%
Custo (US\$) ³	17764,00	12753,00

Na segunda análise, sumarizada na Tabela 6-2, foi buscada a máxima frequência de comutação que se podia obter em cada uma das configurações. A frequência de comutação da configuração 1-1-1-1 foi menor do que a obtida no inversor 1-1-2. Contudo a primeira banda harmônica ocorre em uma frequência bem mais elevada, fato que conduzirá a um menor filtro na saída deste conversor. Como penalidade, as perdas na topologia 1-1-1-1 são mais elevadas.

Tabela 6-2. Quadro resumo para comparação com máxima frequência de comutação

Configuração	1-1-2	1-1-1-1
Número total de interruptores	24	36
Níveis da Tensão de fase	9	9
Frequência de comutação	39 kHz	20,88 kHz
Frequência da 1ª banda harmônica	39 kHz	167,04 kHz
THD	13,86%	13,89%
DF1	0,0432%	0,0307%
DF2	0,008%	0,0065%
Perdas totais/fase	3823W	12999W
Rendimento	97,71%	92,01%
Custo (US\$) ³	17764,00	12753,00

³ Com base nos valores da Tabela 4-13

A configuração 1-1-2 utiliza menos dispositivos semicondutores do que a topologia 1-1-1-1, respectivamente 36 e 48 interruptores para gerar uma tensão de fase de saída de nove níveis. Contudo a configuração 1-1-2 apresenta um custo mais elevado do que a 1-1-1-1.

6.6. Conclusões

Nesta seção foi apresentada uma comparação entre dois inversores nove níveis com células *H-bridge* conectados em série, uma configuração é híbrida e assimétrica (1-1-2) e a outra é simétrica (1-1-1-1).

As comparações foram desenvolvidas de duas formas. Em uma buscou-se a frequência de comutação na qual ambas as topologias apresentariam o mesmo rendimento e na segunda buscou-se a máxima frequência de comutação.

Para obter-se um mesmo rendimento, é mais vantajoso utilizar a configuração 1-1-2, pois a primeira banda harmônica ocorre em frequências mais elevadas reduzindo o tamanho do filtro de saída.

Se o objetivo é obter uma alta frequência de comutação a topologia 1-1-1-1 é mais indicada, contudo será penalizado o rendimento do inversor.

Capítulo 7

CONCLUSÕES GERAIS

Foi apresentada nesta Dissertação de mestrado uma análise comparativa de inversores multiníveis com células *H-bridge* conectadas em série.

No capítulo 2, foram apresentados os parâmetros de entrada e saída que devem ser fornecidos pelos fabricantes de sistemas de acionamento de alta potência (PDSs). No decorrer do trabalho foi levada em consideração apenas a parte relativa aos conversores estáticos, mais especificamente o inversor de saída.

No capítulo 3 teve-se como objetivo definir a combinação das amplitudes das fontes CC de alimentação das células *H-bridge*, quando se tem um número específico de células conectadas em série, que seriam mais indicadas para alimentar um motor de indução. Para isso, foram definidos seis passos que permitiram definir um conjunto de amplitudes das fontes CC que garantiriam um sinal de saída modulado em alta frequência e com níveis igualmente espaçados. Estas configurações também deveriam possibilitar o funcionamento quando se empregam retificadores não controlados para alimentar as células *H-bridge*. Destes passos resultaram duas configurações 1-1-1 e 1-1-2.

Para se escolher qual das duas configurações seria a mais adequada para ser utilizada numa dada aplicação, foram definidos alguns índices de desempenho, como THD, DF1, perdas nos semicondutores principais e custo. Nos índices relativos à forma de onda de saída dos conversores a configuração 1-1-2 apresentou melhor desempenho, tendo sido privilegiada pelo fato de apresentar maior número de níveis na tensão de saída. Nos índices referentes aos dispositivos semicondutores empregados, a configuração 1-1-2 também apresentou melhor desempenho, tendo apresentado menores perdas e menor custo. Ficando provado de forma científica que o conversor com células *H-bridge* conectadas em série, em sua configuração híbrida assimétrica, com diferentes tecnologias de dispositivos semicondutores operando em sinergismo, é o candidato natural uma vez que conduz a equipamentos mais eficientes e com menor custo.

No capítulo 4, foi apresentada uma análise sobre as estratégias de modulação multinível híbridas, apontando as melhorias que cada uma delas trouxe para o inversor híbrido assimétrico com células *H-bridge* conectadas em série. Sendo exposto um estudo sobre o comportamento das perdas em função da variação dos níveis de comparação da estratégia híbrida. Fundamentado neste estudo foi proposto um novo modo de escolha dos níveis de comparação. Estes níveis minimizaram as perdas nos dispositivos semicondutores de potência, não alteraram a taxa de distorção harmônica da tensão de saída do inversor e mantiveram a possibilidade de se empregar retificadores não controlados no estágio de entrada. Também foi realizada uma avaliação sobre o uso de diferentes tecnologias de dispositivos semicondutores operando em sinergismo, onde ficou constatado que seu emprego melhora o rendimento do conversor. Uma análise comparativa entre as perdas totais nos semicondutores de potência para as diferentes formas de se escolher os níveis de comparação foi desenvolvida, sendo constatado que a nova estratégia de modulação melhora o rendimento do inversor de saída.

No capítulo 5, realizou-se a comparação de dois sistemas que apresentam o mesmo número de níveis na tensão de saída. Neste caso, uma das configurações possui três células *H-bridge* conectadas em série, sendo classificada como híbrida assimétrica (1-1-2). A outra configuração apresenta quatro células e é classificada como simétrica (1-1-1-1). Ambas as configurações apresentam uma tensão de saída com nove níveis. As comparações foram desenvolvidas de duas formas: em uma buscou-se a frequência de comutação na qual as duas topologias apresentariam o mesmo rendimento e na segunda buscou-se a máxima frequência de comutação. Para obter-se um mesmo rendimento conclui-se que é mais vantajoso utilizar a configuração 1-1-2, pois a primeira banda harmônica ocorre em frequências mais elevadas reduzindo o tamanho do filtro de saída. Contudo, se o objetivo é obter uma alta frequência de comutação a topologia 1-1-1-1 é mais indicada, contudo será penalizado o rendimento do inversor.

No capítulo 6 são apresentados todos os índices de desempenho utilizados nas comparações, sendo propostos mais alguns índices, que ficam como proposta de análise para trabalhos futuros. Os índices apresentados são relativos à forma de onda das tensões de saída e para determinação das perdas em todas as partes que formam um sistema de acionamento para variação de velocidade de motores de indução de média tensão.

Pode-se verificar que este trabalho apresentou diversas comparações envolvendo configurações de inversores com células *H-bridge* conectadas em série. As análises desenvolvidas possibilitaram escolher a configuração que apresentava mais vantagens para

uma aplicação específica. Com isto, este trabalho complementa as metodologias de projeto de inversores multiníveis já apresentados na literatura e ainda fornece índices para avaliar qual sistema se enquadra melhor em cada aplicação.

Proposta para trabalhos futuros:

- Desenvolver o projeto de todos os sistemas multiníveis disponíveis na atualidade e realizar a comparação empregando todos os índices apresentados nesta dissertação.
- Desenvolver comparações de todos os sistemas multiníveis em termos de compatibilidade eletromagnética, tendo como base a norma IEC 61800-3.
- Desenvolver estudos comparativos de técnicas de controle aplicadas ao sistema híbrido assimétrico.

REFERÊNCIAS

- [1] ABB, A Guide to Standard Medium Voltage Variable Speed Drive: Part. 1. 2004;
- [2] ABB, A Guide to Standard Medium Voltage Variable Speed Drive: Part. 2. 2004;
- [3] AGELIDIS, V.S., Calais, M., Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques, **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p.1121-1126, 1997;
- [4] BAKER, R. H., BANNISTER, L. H. Electric power converter. **U. S. Patent 3 867 643**, 1975;
- [5] BAKER, R.H. Switching Circuit. **U.S. Patent 4 210 826**, 1980;
- [6] CALAIS, M., BORLE, L.J., AGELIDIS, V.G., Analisis of multicarrier PWM methods for single-phase five level inverter, **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 1351-1356, 2001;
- [7] CAMARGO, R.F. **Contribuição ao Estudo de Filtros Ativos de Potência**. 2002. 290f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2002;
- [8] DYNEX SEMICONDUCTOR, Data Sheet: Fast Recovery Diode – DSF8045SK, p.7, 2004;
- [9] DYNEX SEMICONDUCTOR, Data Sheet: Fast Recovery Diode – DFS454, p.7, 2004;
- [10] DYNEX SEMICONDUCTOR, Data Sheet: Gate Turn-off Thyristor - DG306AE25, p.19, 2000;
- [11] DYNEX SEMICONDUCTOR, Data Sheet: Gate Turn-off Thyristor - DG408BP45, p.19, 2000;
- [12] ELETROBRÁS, Plano Nacional de Energia Elétrica: 1993-2015, 1994;
- [13] ENJETI, P.N., SHIREEN, W., A New Technique to Reject DC-Link Voltage Ripple for Inverters Operating on Programmed PWM Waveforms, **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 7, n. 1, pp. 171-180, janeiro 1992;
- [14] ENJETI, P.N., ZIOGAS, P.D., EHSANI, M., Unbalanced PWM Converter Analysis and Corrective Measures, **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**, v. 1, pp. 861-870, 1989;

- [15] EUPEC, Technical Information: IGBT – Modules BSM200GB170DLC, p.9, 2002;
- [16] EUPEC, Technical Information: IGBT – Modules FF200R33KF2C, p.8, 2003;
- [17] HANA, R.A., PRABHU, S., Medium-Voltage Adjustable-Speed Drives - Users' and Manufacturers' Experiences, **IEEE Transaction on Industry Applications**, v. 33, n. 6, p. 1407-1415, november/december 1997;
- [18] IEC 61800-3, Adjustable speed electrical power drive systems – Part 3: EMC requirements and specific test methods, p. 233, agosto, 2004;
- [19] IEC 61800-4, Adjustable speed electrical power drive systems - Part 4: General requirements - Ratings specifications for a.c. power drive systems above 1000V a.c. and not exceeding 35 kV, p. 223, setembro, 2002;
- [20] IEEE Std 958TM-2003, IEEE Guide for the Application of AC Adjustable-Speed Drives on 2400-13800V Auxiliary Systems in Electric Power Generating Stations, p. 122, junho, 2003;
- [21] INSTITUTO BRASILEIRO DO COBRE, Harmônicas nas Instalações Elétricas: Causas, Efeitos e Soluções, p.65, São Paulo, 2001;
- [22] JARDINI, J. A., RAMOS, D. S., MARTINI, J. S. C., REIS, L. B., TAHAN, C. M.V.. Brazilian energy crisis. **IEEE Power Engineering Review**, p. 21-24, abril 2002;
- [23] JOUANNE, A.V., RENDUSARA, D.A., ENTEJI, P.N. Filtering Techniques to Minimize the Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems, **IEEE Transaction on Industry Applications**, v. 32, n. 4, p. 855-865, julho/agosto 1996;
- [24] KIM, T.J. KANG, D.W. LEE, Y.H. HYUN, D.S. The Analysis of Conduction and Switching Losses in Multi-Level Inverter System, **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 1363-1368, 2001;
- [25] KRUG, D., BERNET, S., DIECKERHOFF, S. Comparison of State-of-the-Art Voltage Source Converter Topologies for Medium Voltage Application, **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, p.168-175, 2003;
- [26] KRUG, D., MALINOWSKI, M., BERNET, S. Design and Comparison of Medium Voltage Multi-Level Converters for Industry Applications, **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, p.781-790, 2004;
- [27] LAZENBY, W.H., ZIVANOVIC, R., Some Observations on Time Varying Harmonics and Inter Harmonics, **IEEE Conference in Africa (AFRICON)**, p. 849-852, v.2, 1999;
- [28] MANGUELLE, J.S., MARIETHOZ, S., VEENSTRA, M. RUFER, A., A Generalized Design Principle of a Uniform Step Asymmetrical Multilevel Converter for High Power Conversion, **European Conference on Power Electronics and Application (EPE)**, 2001;
- [29] MANJRKAR, M. D., LIPO, T. A. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, p. 523–529, 1998;

- [30] MANJREKAR, M.D., STEIMER, P.K., LIPO, T. A., Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution For High-Power Applications, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, p. 834-841, May/June 2000;
- [31] MASSOUD, A.M. FINNEY, S.J. WILLIAMS, B.W. Conduction Loss Calculation for Multilevel Inverter: A Generalized Approach for Carrier-Based PWM Technique, **IEEE Power Electronics and Motor Drives (PEMD)**, p. 226-230, 2004;
- [32] _____. Multilevel Converters and Series Connection of IGBT Evaluation for High-Power, High-Voltage Applications, **IEEE Power Electronics and Motor Drives (PEMD)**, p. 1-5, 2004;
- [33] MEYNARD, T.A., FOCH, H. **Patente Francesa N° 91.09582**, 1991;
- [34] _____. **Europa, Japão, USA, Canada, N° 92/00652**, 1992;
- [35] MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Balanco Energético Nacional 2004**. Brasil, p. 169, 2004;
- [36] _____. **Balanco Energético Nacional 2005 ano base 2004: sumário executivo**. Brasil, p. 60, 2005;
- [37] NABAE, A., TAKAHASHI, I., AKAGI, H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. IA-17, n. 5, p. 518-523, setembro/outubro 1981;
- [38] NEMA ICS 7-2000, Industrial Control and Systems: Adjustable-Speed Drives, p. 80, 2001;
- [39] TEICHMANN, R., BERNET, S. A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility Applications, **IEEE Transaction on Industry Applications**, vol. 41, n. 3, p. 855-865, maio/junho 2005;
- [40] RECH, C. **Análise, Projeto e Desenvolvimento de sistemas Multiníveis Híbridos**. 2005. 279f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2005.
- [41] RECH, C. HEY, H.L. GRÜNDLING, H.A. PINHEIRO, H. PINHEIRO, J.R. A generalized design methodology for hybrid multilevel inverters. **IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON)**, p. 834-839, 2002;
- [42] _____. Analysis and comparison of hybrid multilevel voltage source inverters. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 491-496, 2002;
- [43] RECH, C., PINHEIRO, J. R. Line current harmonics reduction in hybrid multilevel converters using phase-shifting transformers. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 2565–2571, 2004;
- [44] _____. Impact of hybrid multilevel modulation strategy on input and output harmonic performances. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**

- (APEC), 2005, CD-ROM;
- [45] RECH, C., PINHEIRO, J. R. Line current harmonics reduction in multipulse connection of asymmetrically loaded rectifiers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 3, junho 2005;
- [46] RECH, C., PINHEIRO, H., GRÜNDLING, H. A., HEY, H. L., PINHEIRO, J. R. Analysis and comparison of hybrid multilevel voltage source inverters. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 491–496, 2002;
- [47] RODRIGUEZ, J., LAI, J.S., PENG, F.Z., Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications, **IEEE Transactions on Industry Electronics**, v. 49, p. 724–738, 2002;
- [48] TOLBERT, L. M., PENG, F. Z., HABETLER, T. G. Multilevel converters for large electric drives, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 1, p. 36–44, janeiro/fevereiro 1999;
- [49] WEG, Catálogo de Motores de Indução Trifásicos Linha H: fechados, auto-ventilados, rotor de gaiola de baixa e alta tensão, Santa Catarina, p. 18, 2002.
- [50] WESTCODE, Data Sheet: Insulated Bi-polar Gate Transistor - TO360NA25A, p.8, 2003.
- [51] ZAMBRA, D.A.B, NETO, J.A.M., CAMPOS, M., JESUS, N.C., MUSSA, S.A. Protótipo Dedicado à Análise do Desempenho de Motores de Indução Trifásicos Utilizando DSP, **Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (SBQUEE)**, p.451-456, 2001.
- [52] ZAMBRA, D.A.B. RECH, C. PINHEIRO, J.R. Selection of DC Sources for Three Cells Cascaded H-Bridge Hybrid Multilevel Inverter Applied to Medium Voltage Induction Motors, **Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)**, 2005;

Apêndice A

CARACTERIZAÇÃO DOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES

Este apêndice apresenta as curvas características dos dispositivos semicondutores empregados nas análises de perdas dos conversores multiníveis. Os pontos das curvas características foram retirados dos *datasheets* dos respectivos semicondutores. A partir destes pontos através da técnica de regressão de curvas foi definida a função matemática que melhor descreve estas funções.

A.1. Módulo BSM200GB170DLC (1700V/200A)

As características estáticas do módulo de IGBT/diodo fabricado pela EUPEC BSM200GB170DLC, [15], são apresentadas na Figura A-1 (a) para a tensão de saturação coletor-emissor do IGBT e na Figura A-1 (b) para a queda de tensão direta do diodo. A equação que descreve estas curvas é definida pela equação (A-1), onde os coeficientes para cada uma delas são apresentados na Tabela A-1.

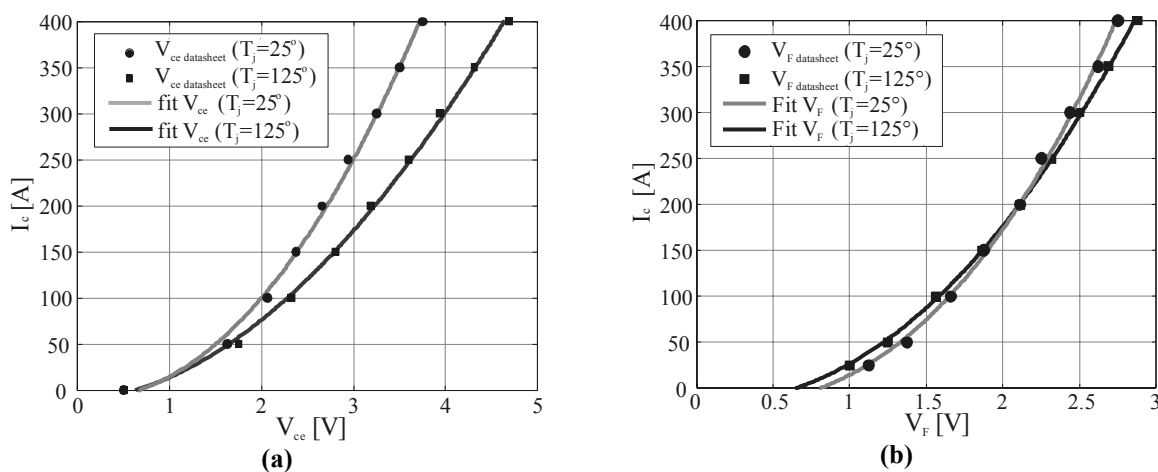


Figura A-1. Tensão de saturação (BSM200GB170DLC): (a) IGBT; (b) diodo;

$$V_{sat}(t) = a.I_c(t)^b + c. \quad (A-1)$$

Tabela A-1. Coeficientes do modelo de perdas de condução (BSM200GB170DLC)

	a	b	c
$V_{ce} (T_j=25)$	0,3164	0,4047	0,05618
$V_{ce} (T_j=125)$	0,2725	0,4685	0,02456
$V_F (T_j=25)$	0,383	0,3266	-0,0244
$V_F (T_j=125)$	0,2886	0,383	-0,05712

Na Figura A-2 são apresentadas as curvas que representam a energia perdida em uma comutação de *turn-on*, *turn-off* e de recuperação reversa do diodo em função da corrente de carga. A equação (A-2) descreve estas curvas e seus coeficientes são apresentados na Tabela A-2.

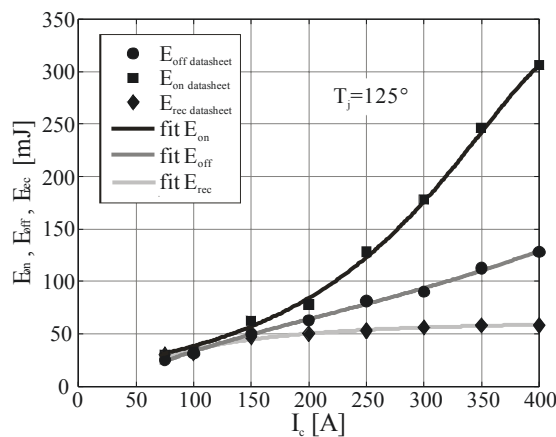


Figura A-2. Energia perdida em comutações de turn-on, turn-off e de recuperação (BSM200GB170DLC)

$$E(t) = a.e^{(b*I_c(t))} + c.e^{(d*I_c(t))} \quad (A-2)$$

Tabela A-2. Coeficientes dos modelos das energias perdidas em comutações (BSM200GB170DLC)

	a	b	c	d
E_{on}	98,93	0,003995	-95,77	0,001569
E_{off}	63,57	0,002045	-63,78	-0,003419
E_{rec}	55,87	00001514	-63,31	-0,0107

A.2. Módulo FF200R33KF2C (3300V/200A)

As características estáticas do módulo de IGBT/diodo fabricado pela EUPEC FF200R33KF2C, [16], são apresentadas na Figura A-3 (a) para a tensão de saturação coletor-emissor do IGBT e na Figura A-3 (b) para a queda de tensão direta do diodo. A equação que descreve estas curvas é definida pela equação (A-3), onde os coeficientes para cada uma delas são apresentados na Tabela A-3.

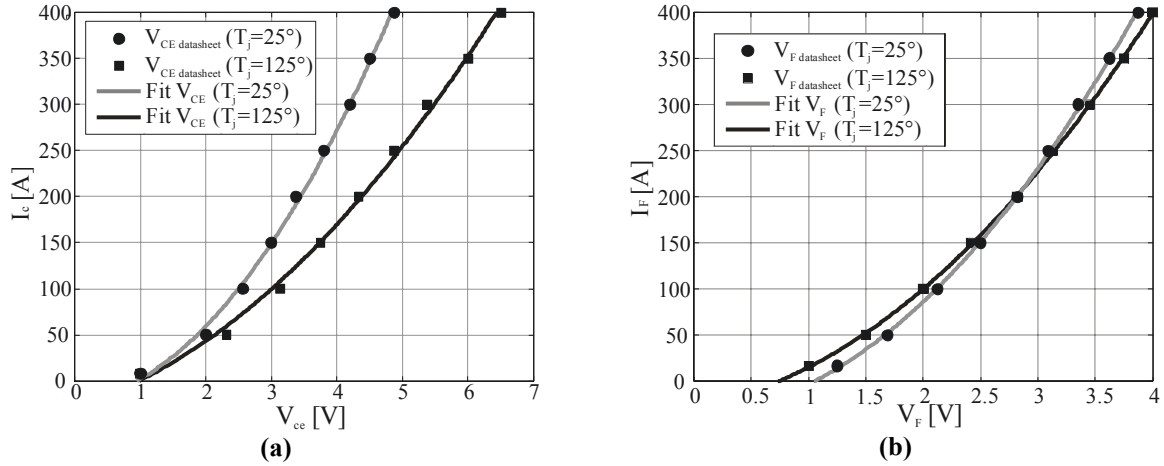


Figura A-3. Tensão de saturação (FF200R33KF2C): (a) IGBT; (b) diodo;

$$V_{sat}(t) = a \cdot I_c(t)^2 + b \cdot I_c(t) + c. \quad (A-3)$$

Tabela A-3. Coeficientes do modelo de perdas de condução (FF200R33KF2C)

	a	b	c
$V_{ce} (T_j=25)$	$-1,278 \cdot 10^{-5}$	0,01428	1,113
$V_{ce} (T_j=125)$	$-1,569 \cdot 10^{-5}$	0,01936	1,141
$V_F (T_j=25)$	$-7,991 \cdot 10^{-6}$	0,009852	1,167
$V_F (T_j=125)$	$-9,624 \cdot 10^{-6}$	0,01155	0,8889

Na Figura A-4 são apresentadas as curvas que representam a energia perdida em uma comutação de *turn-on*, *turn-off* e de recuperação reversa do diodo em função da corrente de carga. A equação (A-4) descreve estas curvas e seus coeficientes são apresentados na Tabela A-4.

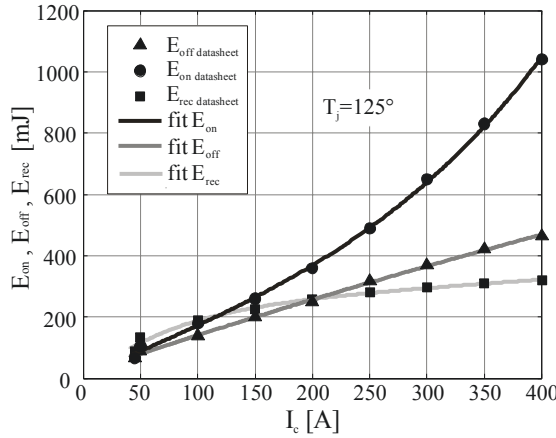


Figura A-4. Energia perdida em comutações de turn-on, turn-off e de recuperação (FF200R33KF2C)

$$E(t) = a \cdot e^{(b \cdot I_c(t))} + c \cdot e^{(d \cdot I_c(t))} \tag{A-4}$$

Tabela A-4. Coeficientes dos modelos das energias perdidas em comutações (FF200R33KF2C)

	a	b	c	d
E_{on}	168,9	0,004607	-160,2	-0,005317
E_{off}	918	0,0003468	-901,1	-0,001078
E_{rec}	236,8	0,0007851	-250,2	-0,01312

A.3. Módulo T0360NA25A (2500V/360A)

As características estáticas do módulo de IGBT/diodo fabricado pela Westcode T0360Na25A, [50], são apresentadas na Figura A-5 (a) para a tensão de saturação coletor-emissor do IGBT e na Figura A-5 (b) para a queda de tensão direta do diodo. A equação que descreve estas curvas é definida pela equação (A-5) para o IGBT e em (A-6) para o diodo, onde os coeficientes para cada uma delas são apresentados na Tabela A-5 e na Tabela A-6.

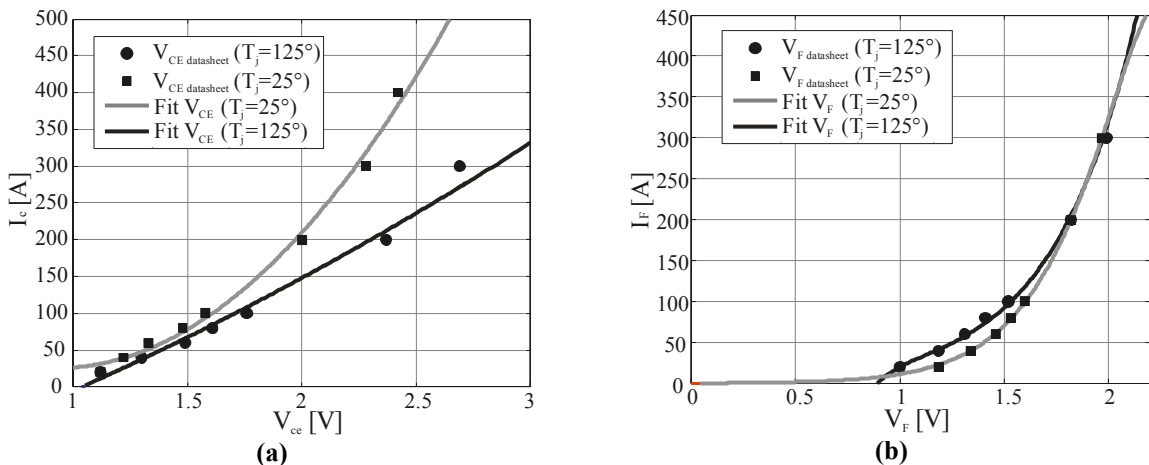


Figura A-5. Tensão de saturação (T0360NA25A): (a) IGBT; (b) diodo;

$$V_{ce}(t) = a.I_c(t)^2 + b.I_c(t) + c. \quad (\text{A-5})$$

Tabela A-5. Coeficientes do modelo de perdas de condução (T0360NA25A)

	a	b	c
$V_{ce}(T_j=25)$	$-7,595 \cdot 10^{-6}$	0,006629	0,9806
$V_{ce}(T_j=125)$	$-3,159 \cdot 10^{-6}$	0,006926	1,049

$$V_F(t) = a.e^{(b \cdot I_c(t))} + c.e^{(d \cdot I_c(t))}. \quad (\text{A-6})$$

Tabela A-6. Coeficientes do modelo de perdas de condução (T0360NA25A)

	a	b	c	d
$V_F(T_j=25)$	1,631	0,0006321	-0,6311	-0,01564
$V_F(T_j=125)$	2,036	0,0001074	-1,2	-0,007902

Na Figura A-6 (a) é apresentada a curva que representa a energia perdida em uma comutação de turn-on e na Figura A-6 (b) de turn-off em função da corrente de carga. A equação (A-7) descreve estas curvas e seus coeficientes são apresentados na Tabela A-7.

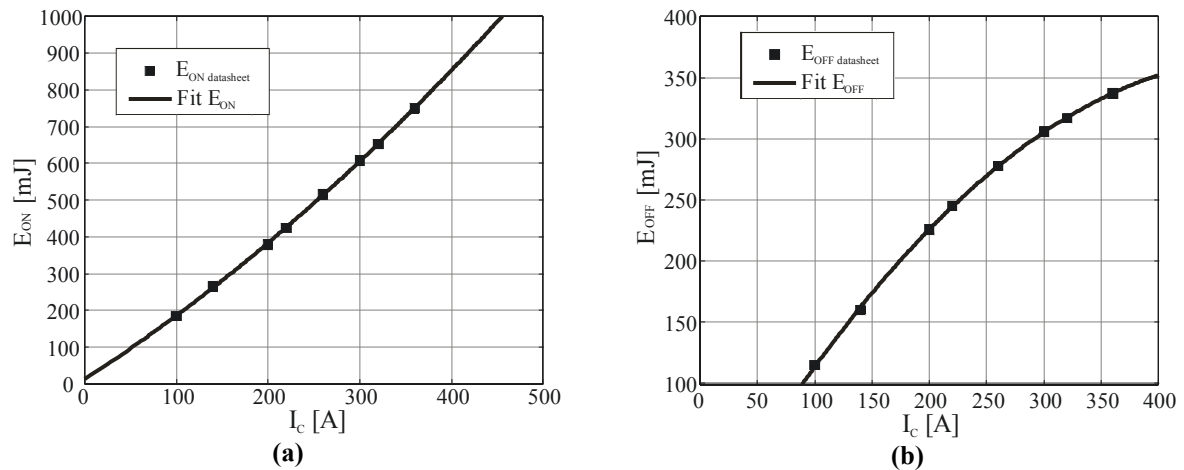


Figura A-6. Energia perdida em comutações de(a) turn-on; (b) turn-off (T0360NA25A)

$$E(t) = a.I_c(t)^2 + b.I_c(t) + c \quad (\text{A-7})$$

Tabela A-7. Coeficientes dos modelos das energias perdidas em comutações (T0360NA25A)

	a	b	c
E_{on}	0,001238	1,604	13,1
E_{off}	-0,001644	1,617	-31,74

A.4. GTO DG408BP45 (4500V/320A) e diodo DSF8045SK (4500V/430A)

As características estáticas do GTO DG408BP45, [11], e do diodo DSF8045SK, [8], fabricados pela DYNEX são apresentadas na Figura A-7 (a) para a tensão de saturação do GTO e na Figura A-7 (b) para a queda de tensão direta do diodo. A equação que descreve estas curvas é definida pela equação (A-8), onde os coeficientes para cada uma delas são apresentados respectivamente na Tabela A-8.

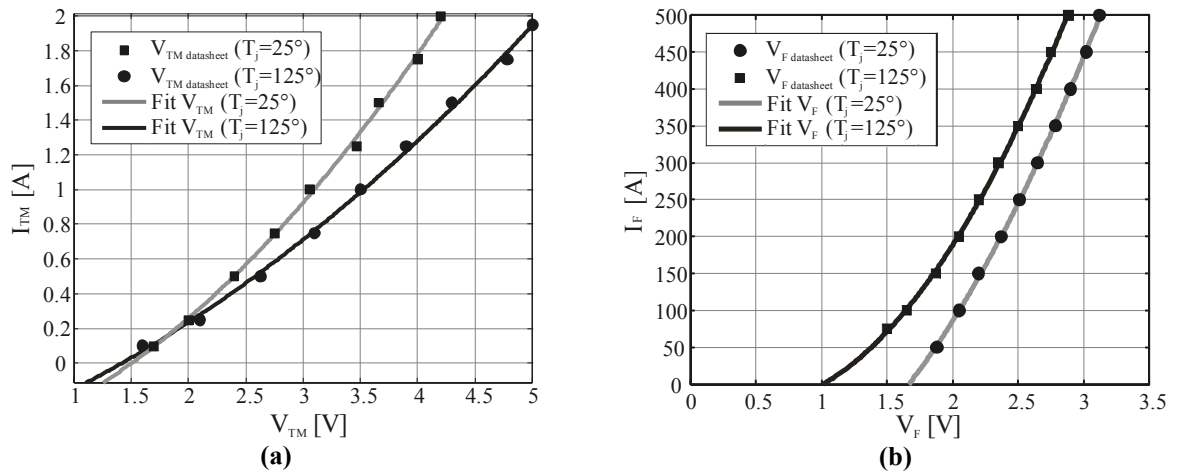


Figura A-7. Tensão de saturação: (a) GTO (DG408BP45); (b) diodo (DSF8045SK);

$$V_{sat}(t) = a.I_c(t)^2 + b.I_c(t) + c. \quad (A-8)$$

Tabela A-8. Coeficientes do modelo de perdas de condução (DG408BP45 e DSF8045SK)

	a	b	c
$V_{TM}(T_j=25)$	-0,2237	1,776	1,548
$V_{TM}(T_j=125)$	-0,2644	2,323	1,468
$V_F(T_j=25)$	$-1,614 \cdot 10^{-6}$	0,003655	1,699
$V_F(T_j=125)$	$-2,79 \cdot 10^{-6}$	0,00474	1,194

Na Figura A-8 (a) é apresentada a curva que representa a energia perdida em uma comutação de *turn-on* e na Figura A-8 (b) de *turn-off* em função da corrente de carga. A equação (A-9) descreve estas curvas e seus coeficientes são apresentados na Tabela A-9.

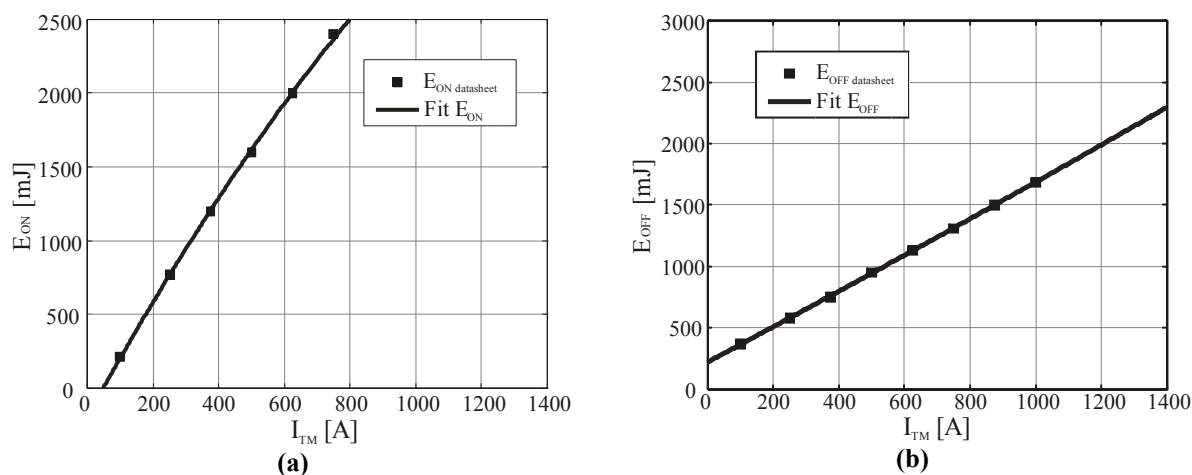


Figura A-8. Energia perdida em comutações de (a) turn-on; (b) turn-off (DG408BP45)

$$E(t) = a.I_c(t)^2 + b.I_c(t) + c \quad (A-9)$$

Tabela A-9. Coeficientes dos modelos das energias perdidas em comutações (DG408BP45)

	a	b	c
E_{on}	$3,965 \cdot 10^{-5}$	1,427	220
E_{off}	-0,0008309	4,031	-189,1

A.5. IGBT DG306AE25 (2500V/225A) e diodo DSF454 (2500V/365A)

As características estáticas do GTO DG306AE25, [10], e do diodo DSF454, [9], fabricados pela DYNEX são apresentadas na Figura A-9 (a) para a tensão de saturação do GTO e na Figura A-9 (b) para a queda de tensão direta do diodo. A equação que descreve estas curvas é definida pela equação (A-10) e (A-11), onde os coeficientes para cada uma delas são apresentados respectivamente na Tabela A-10 e Tabela A-11.

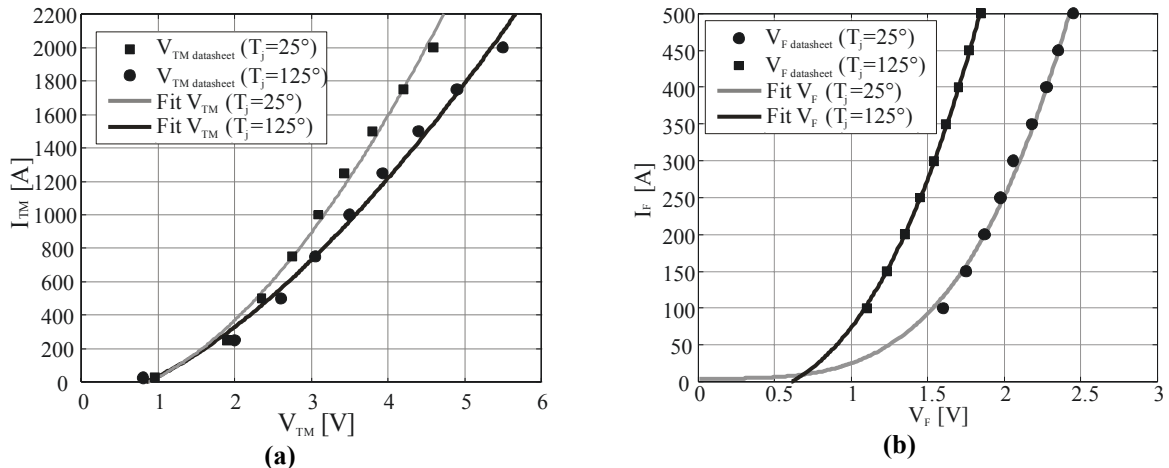


Figura A-9. Tensão de saturação : (a) GTO (DG306AE25); (b) diodo (DSF454);

$$V_{TM}(t) = a \cdot I_c(t)^b + c. \quad (\text{A-10})$$

Tabela A-10. Coeficientes do modelo de perdas de condução (DG306AE25)

	a	b	c
$V_{TM}(T_j=25)$	0,2082	0,3981	0,007017
$V_{TM}(T_j=125)$	0,1406	0,4734	-0,002779

$$V_F(t) = a \cdot e^{(b \cdot I_c(t))} + c \cdot e^{(d \cdot I_c(t))}. \quad (\text{A-11})$$

Tabela A-11. Coeficientes do modelo de perdas de condução (DSF454)

	a	b	c	d
$V_F(T_j=25)$	1,617	0,0008405	-0,6177	-0,0135
$V_F(T_j=125)$	1,323	0,000695	-0,6014	-0,006274

Na Figura A-10(a) é apresentada a curva que representa a energia perdida em uma comutação de *turn-on* e na Figura A-10 (b) de *turn-off* em função da corrente de carga. A equação (A-12) descreve estas curvas e seus coeficientes são apresentados na Tabela A-12.

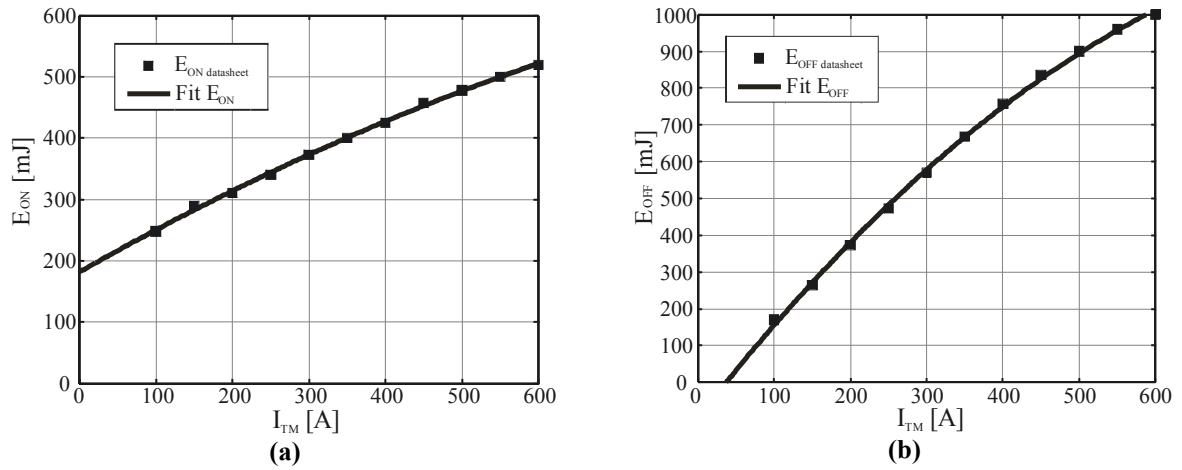


Figura A-10. Energia perdida em comutações de (a) turn-on; (b) turn-off (DF306AE25)

$$E(t) = a.I_c(t)^2 + b.I_c(t) + c \quad (A-12)$$

Tabela A-12. Coeficientes dos modelos das energias perdidas em comutações (DG306AE25)

	a	b	c
E_{on}	-0,0002364	0,7082	181,5
E_{off}	-0,001329	2,645	-96

Apêndice B

SCRIPTS DO MATLAB®

```
%-----%
%   Função para Gerar os Sinais de Comando de um Inversor Monofásico   %
%   Desenvolvido por: Diorge Alex Bao Zambra / GEPOC                21/05/2005 %
%-----%

function [Vcmd1,Vcmd2,Vcmd3,Vcmd4] = VcmdInv1Fzam(npp,vref,portP,portN)

% Parametros de entrada
%npp --> numero total de pontos
%vref --> sinal de referencia
%porP --> sinal da portadora positiva
%porN --> sinal da portadora negativa

% Parametros de saida
%Vcmd1 --> sinal de comando da chave 1
%Vcmd2 --> sinal de comando da chave 2
%Vcmd3 --> sinal de comando da chave 3
%Vcmd4 --> sinal de comando da chave 4

%-----%
% Inicialização de vetores %
%-----%
Vcmd1=zeros(1,npp);
Vcmd2=zeros(1,npp);
Vcmd3=zeros(1,npp);
Vcmd4=zeros(1,npp);

for cont=1:npp
    if vref(1,cont)>=portP(1,cont)
        Vcmd1(1,cont)=1;
    end
    if vref(1,cont)<portP(1,cont)
        Vcmd1(1,cont)=0;
    end
end

for cont=1:npp
    if vref(1,cont)<=portN(1,cont)
        Vcmd3(1,cont)=1;
    end
    if vref(1,cont)>portN(1,cont)
        Vcmd3(1,cont)=0;
    end
end

for cont=1:npp
    Vcmd2(1,cont)=1-Vcmd1(1,cont);
    Vcmd4(1,cont)=1-Vcmd3(1,cont);
end
```

```

%-----%
%   Função para Estimar Perdas de Conducao para Uma Celula Monofasica   %
%   Desenvolvido por: Diorge Alex Bao Zambra / GEPOC           07/06/2005 %
%-----%

function [Pcondsw,Pcondd]=CondLoss1Cellzam(npp,Vce,Vf,iload,Vcmd1,Vcmd2,Vcmd3,Vcmd4)

% Parametros de entrada
%npp --> numero total de pontos
%Vce --> tensao de saturacao coletor emissor
%Vf --> queda de tensão direta no diodo
%iload --> corrente de carga
%Vcmd1 --> sinal de comando da chave 1
%Vcmd2 --> sinal de comando da chave 2
%Vcmd3 --> sinal de comando da chave 3
%Vcmd4 --> sinal de comando da chave 4

% Parametros de saida
%Pcondsw --> perdas de conducao nos IGBTs
%Pcondd --> perdas de conducao no diodos

%-----%
% Inicialização de vetores %
%-----%
Psw1=zeros(1,npp); Pd1=zeros(1,npp);
Psw2=zeros(1,npp); Pd2=zeros(1,npp);
Psw3=zeros(1,npp); Pd3=zeros(1,npp);
Psw4=zeros(1,npp); Pd4=zeros(1,npp);
iloadabs=zeros(1,npp);
iloadabs=abs(iload);

for cont=1:npp
%IGBT e diodo 1 e 4
    if iload(1,cont)>=0
        Psw1(1,cont)=Vce(1,cont)*iloadabs(1,cont)*Vcmd1(1,cont);
        Pd1(1,cont)=0;
        Psw4(1,cont)=Vce(1,cont)*iloadabs(1,cont)*Vcmd4(1,cont);
        Pd4(1,cont)=0;
    else
        Psw1(1,cont)=0;
        Pd1(1,cont)=Vf(1,cont)*iloadabs(1,cont)*Vcmd1(1,cont);
        Psw4(1,cont)=0;
        Pd4(1,cont)=Vf(1,cont)*iloadabs(1,cont)*Vcmd4(1,cont);
    end
%IGBT e diodo 2 e 3
    if iload(1,cont)<=0
        Psw2(1,cont)=Vce(1,cont)*iloadabs(1,cont)*Vcmd2(1,cont);
        Pd2(1,cont)=0;
        Psw3(1,cont)=Vce(1,cont)*iloadabs(1,cont)*Vcmd3(1,cont);
        Pd3(1,cont)=0;
    else
        Psw2(1,cont)=0;
        Pd2(1,cont)=Vf(1,cont)*iloadabs(1,cont)*Vcmd2(1,cont);
        Psw3(1,cont)=0;
        Pd3(1,cont)=Vf(1,cont)*iloadabs(1,cont)*Vcmd3(1,cont);
    end
end

%IGBT e diodo 1
Pc1sw=(sum(Psw1))/npp;
Pc1d=(sum(Pd1))/npp;
%IGBT e diodo 2
Pc2sw=(sum(Psw2))/npp;
Pc2d=(sum(Pd2))/npp;
%IGBT e diodo 3
Pc3sw=(sum(Psw3))/npp;
Pc3d=(sum(Pd3))/npp;
%IGBT e diodo 4
Pc4sw=(sum(Psw4))/npp;
Pc4d=(sum(Pd4))/npp;

Pcondsw=Pc1sw+Pc2sw+Pc3sw+Pc4sw;
Pcondd=Pc1d+Pc2d+Pc3d+Pc4d;

```

```

%-----%
%      Função para Estimar Perdas de Turn-on para Uma Celula Monofasica      %
%      Desenvolvido por: Diorge Alex Bao Zambra / GEPOC                      09/06/2005 %
%-----%

function [Pon]=PonLoss1Cellzam(npp,Eon,iload,Vcmd1,Vcmd2,Vcmd3,Vcmd4)

% Parametros de entrada
%npp --> numero total de pontos
%Eon  --> energia perdida numa transicao de turn on
%iload --> corrente de carga
%Vcmd1 --> sinal de comando da chave 1
%Vcmd2 --> sinal de comando da chave 2
%Vcmd3 --> sinal de comando da chave 3
%Vcmd4 --> sinal de comando da chave 4

% Parametros de saida
%Pon  --> perdas de turn-on nos IGBTs

%-----%
% Inicialização de vetores %
%-----%
Pon1sw=zeros(1,npp-1);
Pon2sw=zeros(1,npp-1);
Pon3sw=zeros(1,npp-1);
Pon4sw=zeros(1,npp-1);

for cont=1:npp-1
    if Vcmd1(1,cont)<=0 & Vcmd1(1,cont+1)>=1 & iload(1,cont)>0%igbt1
        Pon1sw(1,cont)=Eon(1,cont);
    else
        Pon1sw(1,cont)=0;
    end
    if Vcmd2(1,cont)<=0 & Vcmd2(1,cont+1)>=1 & iload(1,cont)<0%igbt2
        Pon2sw(1,cont)=Eon(1,cont);
    else
        Pon2sw(1,cont)=0;
    end
    if Vcmd3(1,cont)<=0 & Vcmd3(1,cont+1)>=1 & iload(1,cont)<0%igbt3
        Pon3sw(1,cont)=Eon(1,cont);
    else
        Pon3sw(1,cont)=0;
    end
    if Vcmd4(1,cont)<=0 & Vcmd4(1,cont+1)>=1 & iload(1,cont)>0%igbt4
        Pon4sw(1,cont)=Eon(1,cont);
    else
        Pon4sw(1,cont)=0;
    end
end

Pon1=(sum(Pon1sw))/0.01667;%igbt1
Pon2=(sum(Pon2sw))/0.01667;%igbt2
Pon3=(sum(Pon3sw))/0.01667;%igbt3
Pon4=(sum(Pon4sw))/0.01667;%igbt4

Pon=Pon1+Pon2+Pon3+Pon4;

```

```

%-----%
%   Função para Estimar Perdas de Turn-Off para Uma Celula Monofasica   %
%   Desenvolvido por: Diorge Alex Bao Zambra / GEPOC                 15/06/2005 %
%-----%

function [Poff]=PoffLoss1Cellzam(npp,Eoff,iload,Vcmd1,Vcmd2,Vcmd3,Vcmd4)

% Parametros de entrada
%npp --> numero total de pontos
%Eoff --> energia perdida numa transicao de turn off
%iload --> corrente de carga
%Vcmd1 --> sinal de comando da chave 1
%Vcmd2 --> sinal de comando da chave 2
%Vcmd3 --> sinal de comando da chave 3
%Vcmd4 --> sinal de comando da chave 4

% Parametros de saida
%Poff --> perdas de turn-off no IGBTs

%-----%
% Inicialização de vetores %
%-----%
Poff1sw=zeros(1,npp-1);
Poff2sw=zeros(1,npp-1);
Poff3sw=zeros(1,npp-1);
Poff4sw=zeros(1,npp-1);

for cont=1:npp-1
    if Vcmd1(1,cont)>=1 & Vcmd1(1,cont+1)<=0 & iload(1,cont)>0%igbt1
        Poff1sw(1,cont)=Eoff(1,cont);
    else
        Poff1sw(1,cont)=0;
    end
    if Vcmd2(1,cont)>=1 & Vcmd2(1,cont+1)<=0 & iload(1,cont)<0%igbt2
        Poff2sw(1,cont)=Eoff(1,cont);
    else
        Poff2sw(1,cont)=0;
    end
    if Vcmd3(1,cont)>=1 & Vcmd3(1,cont+1)<=0 & iload(1,cont)<0%igbt3
        Poff3sw(1,cont)=Eoff(1,cont);
    else
        Poff3sw(1,cont)=0;
    end
    if Vcmd4(1,cont)>=1 & Vcmd4(1,cont+1)<=0 & iload(1,cont)>0%igbt4
        Poff4sw(1,cont)=Eoff(1,cont);
    else
        Poff4sw(1,cont)=0;
    end
end

Poff1=(sum(Poff1sw))/0.01667;
Poff2=(sum(Poff2sw))/0.01667;
Poff3=(sum(Poff3sw))/0.01667;
Poff4=(sum(Poff4sw))/0.01667;

Poff=Poff1+Poff2+Poff3+Poff4;

```

```

%-----%
%Função para Estimar Perdas de Recuperacao Reversa em 1 Celula Monofasica %
% Desenvolvido por: Diorge Alex Bao Zambra / GEPOC 20/06/2005 %
%-----%

function [Prec]=PrecLoss1Cellzam(npp,Erec,iload,Vcmd1,Vcmd2,Vcmd3,Vcmd4)

% Parametros de entrada
%npp --> numero total de pontos
%Eon --> energia perdida numa transicao de turn on
%iload --> corrente de carga
%Vcmd1 --> sinal de comando da chave 1
%Vcmd2 --> sinal de comando da chave 2
%Vcmd3 --> sinal de comando da chave 3
%Vcmd4 --> sinal de comando da chave 4

% Parametros de saida
%Prec --> perdas de recuperacao reversa dos diodos

%-----%
% Inicialização de vetores %
%-----%
Prec1d=zeros(1,npp-1);
Prec2d=zeros(1,npp-1);
Prec3d=zeros(1,npp-1);
Prec4d=zeros(1,npp-1);

for cont=1:npp-1
    if Vcmd1(1,cont)>=1 & Vcmd1(1,cont+1)<=0 & iload(1,cont)<0%igt1
        Prec1d(1,cont)=Erec(1,cont);
    else
        Prec1d(1,cont)=0;
    end
    if Vcmd2(1,cont)>=1 & Vcmd2(1,cont+1)<=0 & iload(1,cont)>0%igt2
        Prec2d(1,cont)=Erec(1,cont);
    else
        Prec2d(1,cont)=0;
    end
    if Vcmd3(1,cont)>=1 & Vcmd3(1,cont+1)<=0 & iload(1,cont)>0%igt3
        Prec3d(1,cont)=Erec(1,cont);
    else
        Prec3d(1,cont)=0;
    end
    if Vcmd4(1,cont)>=1 & Vcmd4(1,cont+1)<=0 & iload(1,cont)<0%igt4
        Prec4d(1,cont)=Erec(1,cont);
    else
        Prec4d(1,cont)=0;
    end
end

Prec1=(sum(Prec1d))/0.01667;
Prec2=(sum(Prec2d))/0.01667;
Prec3=(sum(Prec3d))/0.01667;
Prec4=(sum(Prec4d))/0.01667;

Prec=Prec1+Prec2+Prec3+Prec4;

```

```

%-----%
%      Funcao Generalizada para Formas de Onda Triangulares      %
%      Desenvolvido por: Diorge Alex Bao Zambra / GEPOC          27/05/2005 %
%-----%

function [ytrip] = trianzam(npp,f,mf,Vpp,defas,ini)

% Parametros de entrada
%npp --> numero totais de pontos (deve ser igual ao mf.numero de pontos na subida.2)
%f --> frequencia da senoidal
%mf --> modulação em frequencia
%Vpp --> valor de pico a pico da triangular
%defas --> angulo de defasagem
%ini --> Offset

% Parametros de saida
%ytrip --> forma de onda triangular

Ttri=1/(f*mf);% periodo da triangular
ms=Vpp/(Ttri/2);%inclinação
%cont=1:1:npp;
xtri=0:(1/f/(npp-1)):1/f;%vetor tempo
ytrip=zeros(1,npp);
cot=2;
if defas==0
    defasy=ini;
end
if defas>0 & defas<180
    defasy=ini+(ms*(xtri(fix(((npp)/(mf*2))*defas)/180)));%local de y onde começa quando
existir defasagem
end
if defas==180
    defas2=0;
    defasy=ini;
end
if defas>180
    defas2=defas-180;
    defasy=ini-(ms*(xtri(fix(((npp)/(mf*2))*defas2)/180)));
end
ytrip(1)=defasy;
prim=1;
if defas>=0 & defas<180
while (mf*2)+1> prim
    if prim==1
        for cont=2:(npp)/(mf*2)-fix(((npp)/(mf*2))*defas)/180
            ytrip(1,cot)=ytrip(1,cot-1)+ ms*(xtri(1,cot)-xtri(1,cot-1));
            cot=cot+1;
        end
        prim=prim+1;
    end
    if prim/2~=fix(prim/2)
        for cont=1:(npp)/(mf*2)
            ytrip(1,cot)=ytrip(1,cot-1)+ ms*(xtri(1,cot)-xtri(1,cot-1));
            cot=cot+1;
        end
        prim=prim+1;
    end
    ytrip(1,cot)=ytrip(1,cot-1);
    if prim/2==fix(prim/2) & prim<((mf*2)+1)
        for cont=1:(npp)/(mf*2)
            ytrip(1,cot)=ytrip(1,cot-1)-ms*(xtri(1,cot)-xtri(1,cot-1));
            cot=cot+1;
        end
        prim=prim+1;
    end
    if prim==(mf*2)+1
        for cont=2:fix(((npp)/(mf*2))*defas)/180
            ytrip(1,cot)=ytrip(1,cot-1)+ ms*(xtri(1,cot)-xtri(1,cot-1));
            cot=cot+1;
        end
        prim=prim+1;
    end
end
end
end
if defas>=180
while (mf*2)+1> prim

```

```

if prim==1
    for cont=2:((npp)/(mf*2))-fix(((npp)/(mf*2))*defas2)/180
        ytrip(1,cot)=ytrip(1,cot-1)-ms*(xtri(1,cot)-xtri(1,cot-1));
        cot=cot+1;
    end
    prim=prim+1;
end
if prim/2~=fix(prim/2)
    for cont=1:(npp)/(mf*2)
        ytrip(1,cot)=ytrip(1,cot-1)-ms*(xtri(1,cot)-xtri(1,cot-1));
        cot=cot+1;
    end
    prim=prim+1;
end
ytrip(1,cot)=ytrip(1,cot-1);
if prim/2==fix(prim/2) & prim<((mf*2)+1)
    for cont=1:(npp)/(mf*2)
        ytrip(1,cot)=ytrip(1,cot-1)+ms*(xtri(1,cot)-xtri(1,cot-1));
        cot=cot+1;
    end
    prim=prim+1;
end
if prim==((mf*2)+1)
    for cont=2:fix(((npp)/(mf*2))*defas2)/180
        ytrip(1,cot)=ytrip(1,cot-1)-ms*(xtri(1,cot)-xtri(1,cot-1));
        cot=cot+1;
    end
    prim=prim+1;
end
end
end
end

```



```

%-----%
%      Perdas em função do ângulo do FP inversor 1-1-2  GTO - Cap.4      %
%      Desenvolvido por: Diorge Alex Bao Zambra / GEPOC      12/07/2005 %
%-----%
% close all
% clear
% clc

mf=61;                % modulação em frequencia
npp=1;                % número de períodos simulados
mp=150*2;             % número de pontos por amostra
np=mf*npp;            % número total de amostras
cp=mf*mp;             % número total de pontos

%-----%
% Inicialização de vetores %
%-----%
vrefa3=zeros(1,cp); vrefa2=zeros(1,cp); vrefa1=zeros(1,cp);
Vtr1P=zeros(1,cp); Vtr1N=zeros(1,cp);
Comp3=zeros(1,cp); Comp2=zeros(1,cp);
Vcmd31a=zeros(1,cp); Vcmd32a=zeros(1,cp); Vcmd33a=zeros(1,cp); Vcmd34a=zeros(1,cp);
Vcmd21a=zeros(1,cp); Vcmd22a=zeros(1,cp); Vcmd23a=zeros(1,cp); Vcmd24a=zeros(1,cp);
Vcmd11a=zeros(1,cp); Vcmd12a=zeros(1,cp); Vcmd13a=zeros(1,cp); Vcmd14a=zeros(1,cp);
vout1a=zeros(1,cp); vout2a=zeros(1,cp); vout3a=zeros(1,cp);
Va=zeros(1,cp);
iload=zeros(1,cp); iloadabs=zeros(1,cp);
t=zeros(1,cp);
teta=zeros(1,cp);
Vce2=zeros(1,cp); Vce=zeros(1,cp); Vf2=zeros(1,cp); Vf=zeros(1,cp); Eon2=zeros(1,cp);
Eon=zeros(1,cp); Eoff2=zeros(1,cp); Eoff=zeros(1,cp); Erec2=zeros(1,cp); Erec=zeros(1,cp);
VceBSM125=zeros(1,cp); VfBSM125=zeros(1,cp); EoffBSM125=zeros(1,cp); EonBSM125=zeros(1,cp);
ErecBSM125=zeros(1,cp); VceFF200125=zeros(1,cp); VfFF200125=zeros(1,cp);
EonFF200=zeros(1,cp); EoffFF200=zeros(1,cp); ErecFF200=zeros(1,cp);
pon=10;
Pcondcomp=zeros(1,pon); Poncomp=zeros(1,pon); Poffcomp=zeros(1,pon);
Preccomp=zeros(1,pon); Ptotalcomp=zeros(1,pon);
comp2fim=zeros(1,pon); comp3fim=zeros(1,pon);
fi=zeros(1,10)

%-----%
% Definicoes Gerais %
%-----%
f=60;                % freqüência da referência
mf=61;                % modulação em frequencia
npp=1;                % número de períodos simulados
mp=150*2;             % número de pontos por amostra
np=mf*npp;            % número total de amostras
cp=mf*mp;             % número total de pontos
V1=1; V2=1; V3=2;    % tensoes normalizadas das fontes dc
t=0:(0.01667/(cp-1)):0.01667; %tempo de simulacao
Vp=V1+V2+V3;
Vpp=Vp*2;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Inicia Barra de Progressão %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
wb = waitbar(0,'Simulando o inversor...');
fi=0;%defasagem
ma=1;% modulação em amplitude
num=10
for cont=1:num;
teta=2*pi*f*t;
Ip=114;
iload=ma*Ip*sin(teta-fi);
iloadabs=abs(iload);

%-----%
% Parametros retirados do datasheet dos componentes %
%-----%
%Vce x Ic
VceBSM125=0.2725*iloadabs.^0.4685+0.02456;
for cont2=1:length(t+1)
if VceBSM125(cont2)<0
VceBSM125(cont2)=0;
else
VceBSM125(cont2)=VceBSM125(cont2);
end

```

```

end
%Vf x If
VfBSM125=0.2886*iloadabs.^0.383-0.05712;
for cont2=1:length(t+1)
    if VfBSM125(cont2)<0
        VfBSM125(cont2)=0;
    else
        VfBSM125(cont2)=VfBSM125(cont2);
    end
end
%Eoff x Ic 125
EoffBSM125=(63.57*exp(0.002045*iloadabs)-63.78*exp(-0.003419*iloadabs))*0.001;
for cont2=1:length(t+1)
    if EoffBSM125(cont2)<0
        EoffBSM125(cont2)=0;
    else
        EoffBSM125(cont2)=EoffBSM125(cont2);
    end
end
%Eon x Ic 125
EonBSM125=(98.93*exp(0.003995*iloadabs)-95.77*exp(0.001569*iloadabs))*0.001;
for cont2=1:length(t+1)
    if EonBSM125(cont2)<=0
        EonBSM125(cont2)=0;
    else
        EonBSM125(cont2)=EonBSM125(cont2);
    end
end
%Erec x Ic 125
ErecBSM125=(55.87*exp(0.0001514*iloadabs)-63.31*exp(-0.0107*iloadabs))*0.001;
for cont2=1:length(t+1)
    if ErecBSM125(cont2)<0
        ErecBSM125(cont2)=0;
    else
        ErecBSM125(cont2)=ErecBSM125(cont2);
    end
end
Vce=VceBSM125;
Vf=VfBSM125;
Eon=EonBSM125;
Eoff=EoffBSM125;
Erec= ErecBSM125;
%-----%
% DG408BP (4500V/1000A) GTO DYNEX %
%-----%
%Vtm x Itm
%125°
VTMDG40125=(-0.2644e-7*iloadabs.^2+0.002323*iloadabs+1.468);
for cont2=1:length(t+1)
    if VTMDG40125(cont2)<0
        VTMDG40125(cont2)=0;
    else
        VTMDG40125(cont2)=VTMDG40125(cont2);
    end
end
%plot(t,VTMDG40125)

%Eon X It V=2000 V
EONDG40=(3.965e-005*iloadabs.^2+1.427*iloadabs+220)*0.001;
for cont2=1:length(t+1)
    if EONDG40(cont2)<0
        EONDG40(cont2)=0;
    else
        EONDG40(cont2)=EONDG40(cont2);
    end
end
%plot(t,EONDG40)
%Eoff X It 0.5xVdrm
EOFFDG40=(-0.0008309*iloadabs.^2+4.031*iloadabs-189.1)*0.001;
for cont2=1:length(t+1)
    if EOFFDG40(cont2)<0
        EOFFDG40(cont2)=0;
    else
        EOFFDG40(cont2)=EOFFDG40(cont2);
    end
end
%plot(t,EOFFDG40)

```

```

%-----%
% DSF8045SK (4500V/1000A) DIODO DYNEX %
%-----%
%Vf x IF
%150°
VFDFS80150=-2.79e-006*iloadabs.^2+0.00474*iloadabs+1.194;
for cont2=1:length(t+1)
    if VFDFS80150(cont2)<0
        VFDFS80150(cont2)=0;
    else
        VFDFS80150(cont2)=VFDFS80150(cont2);
    end
end
end
%plot(t,VFDFS80150)
Vce2=VTMDG40125;
Vf2=VFDFS80150;
Eon2=EONDG40;
Eoff2=EOFFDG40;
Erec2= 0*iloadabs;

%-----%
% Simulacao do Conversor %
%-----%
% Sinais de referencia
vrefa3=Vp*ma*sin(2*pi*f*t);
% Portadoras triangulares
Vtr1P=triangzam(cp,f,mf,1,0,0)+0.01;
Vtr1N=triangzam(cp,f,mf,1,0,-1)-0.01;
% Niveis DC de comparacao
Comp2(1,1:cp)=1;
Comp3(1,1:cp)=2;
% Sinais de comando das celulas da fase A
[Vcmd31a,Vcmd32a,Vcmd33a,Vcmd34a]=VcmdInv1Fzam(cp,vrefa3,Comp3,-Comp3);
vrefa2=vrefa3-((Vcmd31a-Vcmd33a)*V3);
[Vcmd21a,Vcmd22a,Vcmd23a,Vcmd24a]=VcmdInv1Fzam(cp,vrefa2,Comp2,-Comp2);
vrefa1=vrefa2-(Vcmd21a-Vcmd23a);
[Vcmd11a,Vcmd12a,Vcmd13a,Vcmd14a]=VcmdInv1Fzam(cp,vrefa1,Vtr1P,Vtr1N);
% Tensoes de saida de cada célula da fase A
vout3a=(Vcmd31a-Vcmd33a)*V3;
vout2a=(Vcmd21a-Vcmd23a)*V2;
vout1a=(Vcmd11a-Vcmd13a)*V1;
% Tensões de fase
Va=vout1a+vout2a+vout3a;

%-----%
% Analise de Perdas para Fase A %
%-----%
% Perdas de condução
[Pc3sw,Pc3d]=CondLoss1Cellzam(cp,Vce2,Vf2,iload,Vcmd31a,Vcmd32a,Vcmd33a,Vcmd34a);
[Pc2sw,Pc2d]=CondLoss1Cellzam(cp,Vce,Vf,iload,Vcmd21a,Vcmd22a,Vcmd23a,Vcmd24a);
[Pc1sw,Pc1d]=CondLoss1Cellzam(cp,Vce,Vf,iload,Vcmd11a,Vcmd12a,Vcmd13a,Vcmd14a);
Pcondsw=Pc3sw+Pc2sw+Pc1sw;
Pcondd=Pc3d+Pc2d+Pc1d;
Pcondtot=Pcondsw+Pcondd;
Pc3swf(1,cont)=Pc3sw;
Pc2swf(1,cont)=Pc2sw;
Pc1swf(1,cont)=Pc1sw;
Pc3df(1,cont)=Pc3d;
Pc2df(1,cont)=Pc2d;
Pc1df(1,cont)=Pc1d;
Pcondcomp(1,cont)=Pcondtot;

% Perdas de turn on
[Pon3]=PonLoss1Cellzam(cp,Eon2,iload,Vcmd31a,Vcmd32a,Vcmd33a,Vcmd34a);
[Pon2]=PonLoss1Cellzam(cp,Eon,iload,Vcmd21a,Vcmd22a,Vcmd23a,Vcmd24a);
[Pon1]=PonLoss1Cellzam(cp,Eon,iload,Vcmd11a,Vcmd12a,Vcmd13a,Vcmd14a);
Pontot=Pon3+Pon2+Pon1;
Pon3f(1,cont)=Pon3;
Pon2f(1,cont)=Pon2;
Pon1f(1,cont)=Pon1;
Poncomp(1,cont)=Pontot;

% Perdas de turn off
[Poff3]=PoffLoss1Cellzam(cp,Eoff2,iload,Vcmd31a,Vcmd32a,Vcmd33a,Vcmd34a);
[Poff2]=PoffLoss1Cellzam(cp,Eoff,iload,Vcmd21a,Vcmd22a,Vcmd23a,Vcmd24a);
[Poff1]=PoffLoss1Cellzam(cp,Eoff,iload,Vcmd11a,Vcmd12a,Vcmd13a,Vcmd14a);
Poff3f(1,cont)=Poff3;

```

```

Poff2f(1,cont)=Poff2;
Poff1f(1,cont)=Poff1;
Pofftot=Poff3+Poff2+Poff1;
Poffcomp(1,cont)=Pofftot;

% Perdas de recuperacao do diodo
[Prec3]=PrecLoss1Cellzam(cp,Erec2,iloam,Vcmd31a,Vcmd32a,Vcmd33a,Vcmd34a);
[Prec2]=PrecLoss1Cellzam(cp,Erec,iloam,Vcmd21a,Vcmd22a,Vcmd23a,Vcmd24a);
[Prec1]=PrecLoss1Cellzam(cp,Erec,iloam,Vcmd11a,Vcmd12a,Vcmd13a,Vcmd14a);
Prec3f(1,cont)=Prec3;
Prec2f(1,cont)=Prec2;
Prec1f(1,cont)=Prec1;
Prectot=Prec1+Prec2+Prec3;
Preccomp(1,cont)=Prectot;

% Perdas totais
Ptotal=Pcondtot+Pontot+Pofftot+Prectot;
Pcomutcomp(1,cont)=Pontot+Pofftot+Prectot;
Ptotalcomp(1,cont)=Ptotal;
fi=fi+(pi/2)/(num-1);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Atualiza a barra de progressão
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
waitbar(cont/num);
end

%-----%
% Plotagens
%-----%
% Graficos para um mp= 100
% Ptotalcomp
Pcomut1=Pon1f+Poff1f+Prec1f;
Pcomut2=Pon2f+Poff2f+Prec2f;
Pcomut3=Pon3f+Poff3f+Prec3f;
fi2=0:90/9:90
figure(2)
plot(fi2,Ptotalcomp)

figure(3)
plot(fi2,Pc3swf,fi2,Pc2swf,fi2,Pc1swf,fi2,Pc3df,fi2,Pc2df,fi2,Pc1df)

figure(4)
plot(fi2,Pon3f,'b',fi2,Poff3f,'r',fi2,Prec3f,'g')

figure(5)
plot(fi2,Pon2f,'b',fi2,Poff2f,'r',fi2,Prec2f,'g')

figure(6)
plot(fi2,Pon1f,'b',fi2,Poff1f,'r',fi2,Prec1f,'g')

figure(7)
plot(fi2,Pcomut1)

figure(8)
plot(fi2,Pcomut2)

figure(9)
plot(fi2,Pcomut3)

```

```

%-----%
%                               Inversor Hibrido Assimetrico 1-1-2                               %
%   Desenvolvido por: Diorge Alex Bao Zambra / GEPOC                               15/08/2005   %
%-----%
close all
clear
clc

%-----%
% Definicoes Gerais                                                         %
%-----%
f=60;                               % frequência da referência
mf=61;                               % modulação em frequencia
ma=1;                               % modulação em amplitude
npp=1;                               % número de períodos simulados
mp=200*2;                             % número de pontos por amostra
np=mf*npp;                             % número total de amostras
cp=mf*mp;                             % número total de pontos
V1=1; V2=1; V3=2;                     % tensoes normalizadas das fontes dc
Vp=V1+V2+V3;
Vpp=Vp*2;

%-----%
% Inicialização de vetores                                               %
%-----%
vrefa3=zeros(1,cp); vrefa2=zeros(1,cp); vrefa1=zeros(1,cp);
VtrlP=zeros(1,cp); VtrlN=zeros(1,cp);
Comp3=zeros(1,cp); Comp2=zeros(1,cp);
Vcmd31a=zeros(1,cp); Vcmd32a=zeros(1,cp);
Vcmd33a=zeros(1,cp); Vcmd34a=zeros(1,cp);
Vcmd21a=zeros(1,cp); Vcmd22a=zeros(1,cp);
Vcmd23a=zeros(1,cp); Vcmd24a=zeros(1,cp);
Vcmd11a=zeros(1,cp); Vcmd12a=zeros(1,cp);
Vcmd13a=zeros(1,cp); Vcmd14a=zeros(1,cp);
vout1a=zeros(1,cp); vout2a=zeros(1,cp); vout3a=zeros(1,cp);
Va=zeros(1,cp);
iload=zeros(1,cp); iloadabs=zeros(1,cp);
t=zeros(1,cp);
teta=zeros(1,cp);
Vce2=zeros(1,cp); Vce=zeros(1,cp); Vf2=zeros(1,cp); Vf=zeros(1,cp);
Eon2=zeros(1,cp); Eon=zeros(1,cp); Eoff2=zeros(1,cp); Eoff=zeros(1,cp);
Erec2=zeros(1,cp); Erec=zeros(1,cp);
pon=43;
Pcondswcomp=zeros(pon,pon);
Pcondcomp=zeros(pon,pon);
Pcondcomp=zeros(pon,pon);
Poncomp=zeros(pon,pon);
Poffcomp=zeros(pon,pon);
Preccomp=zeros(pon,pon);
Ptotalcomp=zeros(pon,pon);
Pcondtotaleiracomp=zeros(pon,pon);
Pon_3=zeros(pon,pon);
Pon_2=zeros(pon,pon); Pon_1=zeros(pon,pon);
comp2fim=zeros(1,pon); comp3fim=zeros(1,pon);
Pcondsw3=zeros(1,pon); Pcondsw2=zeros(1,pon); Pcondsw1=zeros(1,pon);
Pcond3=zeros(1,pon); Pcond2=zeros(1,pon); Pcond1=zeros(1,pon);
t=0:(0.01667/(cp-1)):0.01667; %tempo de simulacao
iload=zeros(1,cp);
teta=2*pi*f*t;
fi=0;%defasagem
Ip=114;
iload=ma*Ip*sin(teta-fi);
iloadabs=abs(iload);

% %Parametros retirados do datasheet dos componentes
%DG408BP45 / DSF8045SK
Vce2=1.5+(0.0023*iloadabs);
Vf2=1.25+(0.004*iloadabs);
Eon2=(200+1.5*iloadabs)*0.001;
Eoff2=(3.6*iloadabs)*0.001;
Erec2=0*iloadabs;
% %FF200R33KF2C
Vce2=1.7+(0.013667*iloadabs);
Vf2=1+(0.0099867*iloadabs);
Eon2=(50+1.36*iloadabs)*0.001;
Eoff2=(50+iloadabs)*0.001;

```

```

Erec2=(75+1.16*iloadabs)*0.001;
%BSM200GB170DLC
Vce=1.25+(0.0102*iloadabs);
Vf=0.9+(0.0065*iloadabs);
Eon=(0.433*iloadabs)*0.001;
Eoff=(0.333*iloadabs)*0.001;
Erec=(15+0.227*iloadabs)*0.001;

% %-----%
% % Simulacao do Conversor %
% %-----%
% Sinais de referencia
vrefa3=Vp*ma*sin(2*pi*f*t);
% Portadoras triangulares
Vtr1P=triangzam(cp,f,mf,1,0,0)+0.01;
Vtr1N=triangzam(cp,f,mf,1,0,-1)-0.01;
% Niveis DC de comparacao
comp3a=0;
time=0;
for cont2=1:(pon+1);
    comp2a=0;
    comp33aa(cont2)=comp3a;
    Comp3(1,1:cp)=comp33aa(cont2);
for cont3=1:(pon+1);
    comp22aa(cont3)=comp2a;
Comp2(1,1:cp)=comp22aa(cont3);
%Sinais de comando das celulas da fase A
[Vcmd31a,Vcmd32a,Vcmd33a,Vcmd34a]=VcmdInv1Fzam(cp,vrefa3,Comp3,-Comp3);
vrefa2=vrefa3-(Vcmd31a-Vcmd33a)*V3;
[Vcmd21a,Vcmd22a,Vcmd23a,Vcmd24a]=VcmdInv1Fzam(cp,vrefa2,Comp2,-Comp2);
vrefa1=vrefa2-(Vcmd21a-Vcmd23a);
[Vcmd11a,Vcmd12a,Vcmd13a,Vcmd14a]=VcmdInv1Fzam(cp,vrefa1,Vtr1P,Vtr1N);
% Tensoes de saida de cada célula da fase A
vout3a=(Vcmd31a-Vcmd33a)*V3;
vout2a=(Vcmd21a-Vcmd23a)*V2;
vout1a=(Vcmd11a-Vcmd13a)*V1;
% Tensões de fase
Va=vout1a+vout2a+vout3a;

% %-----%
% % Analise de Perdas para Fase A %
% %-----%
% % Perdas de condução
[Pc3sw,Pc3d]=CondLoss1Cellzam(cp,Vce2,Vf2,iload,Vcmd31a,Vcmd32a,Vcmd33a,Vcmd34a);
[Pc2sw,Pc2d]=CondLoss1Cellzam(cp,Vce,Vf,iload,Vcmd21a,Vcmd22a,Vcmd23a,Vcmd24a);
[Pc1sw,Pc1d]=CondLoss1Cellzam(cp,Vce,Vf,iload,Vcmd11a,Vcmd12a,Vcmd13a,Vcmd14a);
Pcondsw3(cont2,cont3)=Pc3sw;
Pcondsw2(cont2,cont3)=Pc2sw;
Pcondsw1(cont2,cont3)=Pc1sw;
Pcond3d(cont2,cont3)=Pc3d;
Pcond2d(cont2,cont3)=Pc2d;
Pcond1d(cont2,cont3)=Pc1d;
Pcondsw=Pc3sw+Pc2sw+Pc1sw;
Pcondswcomp(cont2,cont3)=Pcondsw;
Pcond3d=Pc3d+Pc2d+Pc1d;
Pcond3dcomp(cont2,cont3)=Pcond3d;
Pcondtot=Pcondsw+Pcond3d;
% Pcondtotaleiracomp(cont2,cont3)=Pcondtot;

% % Perdas de turn on
[Pon3]=PonLoss1Cellzam(cp,Eon2,iload,Vcmd31a,Vcmd32a,Vcmd33a,Vcmd34a);
[Pon2]=PonLoss1Cellzam(cp,Eon,iload,Vcmd21a,Vcmd22a,Vcmd23a,Vcmd24a);
[Pon1]=PonLoss1Cellzam(cp,Eon,iload,Vcmd11a,Vcmd12a,Vcmd13a,Vcmd14a);
Pontot=Pon3+Pon2+Pon1;
Pon_3(cont2,cont3)=Pon3;
Pon_2(cont2,cont3)=Pon2;
Pon_1(cont2,cont3)=Pon1;
Poncomp(cont2,cont3)=Pontot;

% % Perdas de turn off
[Poff3]=PoffLoss1Cellzam(cp,Eoff2,iload,Vcmd31a,Vcmd32a,Vcmd33a,Vcmd34a);
[Poff2]=PoffLoss1Cellzam(cp,Eoff,iload,Vcmd21a,Vcmd22a,Vcmd23a,Vcmd24a);
[Poff1]=PoffLoss1Cellzam(cp,Eoff,iload,Vcmd11a,Vcmd12a,Vcmd13a,Vcmd14a);
Pofftot=Poff3+Poff2+Poff1;
Poff_3(cont2,cont3)=Poff3;
Poff_2(cont2,cont3)=Poff2;
Poff_1(cont2,cont3)=Poff1;

```

```

Poffcomp(cont2, cont3)=Pofftot;

% Perdas de recuperacao do diodo
[Prec3]=PrecLoss1Cellzam(cp, Erec2, iload, Vcmd31a, Vcmd32a, Vcmd33a, Vcmd34a);
[Prec2]=PrecLoss1Cellzam(cp, Erec, iload, Vcmd21a, Vcmd22a, Vcmd23a, Vcmd24a);
[Prec1]=PrecLoss1Cellzam(cp, Erec, iload, Vcmd11a, Vcmd12a, Vcmd13a, Vcmd14a);
Prectot=Prec1+Prec2+Prec3;
Prec_3(cont2, cont3)=Prec3;
Prec_2(cont2, cont3)=Prec2;
Prec_1(cont2, cont3)=Prec1;
Preccomp(cont2, cont3)=Prectot;

% Perdas totais
Ptotal=Pcondtot+Pontot+Pofftot+Prectot;
Ptotalcomp(cont2, cont3)=Ptotal;
comp2a=comp2a+(1-(1/pon))/pon;
end
time=time+1
comp3a=comp3a+(2-(2/pon))/pon;
end
% %-----%
% % Plotagens %
% %-----%
% % Graficos para um mp= 100
cont3=1:(pon+1);
cont2=1:(pon+1);
comp2fim(cont3)=0:(1/pon):1;
comp3fim(cont2)=0:(2/pon):2;
% %
% % PERDAS DE CONDUÇÃO
figure(1)
surf(comp2fim(cont3), comp3fim(cont2), Pcondsw3(cont2, cont3))
XLABEL('Comparison level 2')
YLABEL('Comparison level 3')
ZLABEL('Conduction losses IGBTs cell 3 (W)')
figure(2)
surf(comp2fim(cont3), comp3fim(cont2), Pcondd3(cont2, cont3))
XLABEL('Comparison level 2')
YLABEL('Comparison level 3')
ZLABEL('Conduction losses diodes Cell 3 (W)')
figure(3)
surf(comp2fim(cont3), comp3fim(cont2), Pcondsw2(cont2, cont3))
XLABEL('Comparison level 2')
YLABEL('Comparison level 3')
ZLABEL('Conduction losses IGBTs Cell 2 (W)')
figure(4)
surf(comp2fim(cont3), comp3fim(cont2), Pcondd2(cont2, cont3))
XLABEL('Comparison level 2')
YLABEL('Comparison level 3')
ZLABEL('Conduction losses diodes Cell 2 (W)')
figure(5)
surf(comp2fim(cont3), comp3fim(cont2), Pcondsw1(cont2, cont3))
XLABEL('Comparison level 2')
YLABEL('Comparison level 3')
ZLABEL('Conduction losses IGBTs Cell 1 (W)')
figure(6)
surf(comp2fim(cont3), comp3fim(cont2), Pcondd1(cont2, cont3))
XLABEL('Comparison level 2')
YLABEL('Comparison level 3')
ZLABEL('Conduction losses diodes Cell 1 (W)')
figure(7)
surf(comp2fim(cont3), comp3fim(cont2), Pconddcomp(cont2, cont3))
XLABEL('Nível de Comparação 2')
YLABEL('Nível de Comparação 3')
ZLABEL('Perdas de Condução dos Diodos (W)')
figure(8)
surf(comp2fim(cont3), comp3fim(cont2), Pcondswcomp(cont2, cont3))
XLABEL('Nível de Comparação 2')
YLABEL('Nível de Comparação 3')
ZLABEL('Perdas de Condução dos IGBTs (W)')
% % PERDAS TOTAIS
figure(9)
surf(comp2fim(cont3), comp3fim(cont2), Ptotalcomp(cont2, cont3))
XLABEL('Nível de Comparação 2')
YLABEL('Nível de Comparação 3')
ZLABEL('Perdas Totais')

```