

Conversor NPC Assimétrico com Histerese Multinível para Acionamento de Motores de Relutância Variável

Filipe P. Scalcon, Douglas A. Pedroso, Rodrigo P. Vieira, Hilton A. Gründling e Cassiano Rech
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM
Av. Roraima, 1000, Camobi, Santa Maria - RS
Email: filipescalcon1@gmail.com

Resumo—Este trabalho apresenta um conversor ponto neutro grampeado com histerese multinível para acionamento de um motor de relutância variável. O conversor e suas etapas de operação relevantes para o acionamento do SRM são mostradas em detalhe. A estratégia de modulação através da histerese multinível é desenvolvida, juntamente da lógica de uso das redundâncias para regulação da tensão do ponto neutro. Resultados de simulação são apresentados, onde são comparados com um conversor meia-ponte assimétrica convencional, a fim de demonstrar a performance superior do sistema proposto.

Index Terms—Motor de relutância variável, conversor multinível, histerese multinível, controle de corrente.

I. INTRODUÇÃO

O motor de relutância variável (*switched reluctance motor* - SRM) vem se mostrando uma alternativa interessante a outros motores elétricos, como o motor de indução e o motor síncrono de ímãs permanentes. Dentre suas principais características destaca-se sua estrutura simples, elevada robustez, inerente tolerância a faltas e ausência de estruturas no rotor, como enrolamentos ou ímãs [1]–[3]. Para acionamento do SRM é necessário o uso de um conversor estático, sendo comumente utilizado a topologia meia ponte assimétrica (*asymmetric half bridge* - AHB), apresentado na Figura 1.

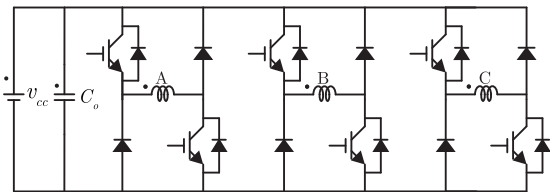


Figura 1. Conversor meia ponte assimétrica trifásico.

As máquina de relutância, no entanto, apresentam problemas relacionados a oscilações de torque, vibrações mecânicas e elevado ruído acústico. A oscilação de torque no SRM é

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001. Os autores também gostariam de agradecer ao INCT-GD e as agências financeiras (CNPq 465640/2014-1, CNPq Projeto 424997/2016-9, CAPES 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

função da ondulação de corrente nos enrolamentos, que está ligada a taxa de variação da tensão aplicada aos terminais da máquina [4]–[6]. Somando-se a isso, o controle de corrente nestas máquinas normalmente é feito por meio de histerese, contribuindo para uma elevada oscilação de corrente [7], [8]. Por este motivo, a utilização de conversores multiníveis para acionamento de motores de relutância variável torna-se de interesse, dado que consegue-se menores taxas de variação de tensão com o aumento do número de níveis.

Uma série de trabalhos avalia a aplicação conversores multiníveis para acionamento de SRMs [9]–[16]. Em [14] é analisada uma topologia em cascata, usando o conversor AHB como célula básica. Verifica-se bom desempenho e redução dos esforços sob os semicondutores, no entanto, um grande número de dispositivos é necessário. Um conversor multinível baseado na topologia tipo T é apresentada em [15]. Uma redução do número de semicondutores é verificada, quando comparado a outras topologias. Os autores relatam um ganho na velocidade de magnetização e desmagnetização dos enrolamentos, permitindo a operação de SRM em alta velocidade. A topologia, entretanto, apresenta maior complexidade de controle quando comparada a outras.

Em [16] é apresentado um conversor ponto neutro grampeado (*neutral point clamped* - NPC) assimétrico com três níveis para acionamento de um SRM. Uma estratégia de modulação PWM é proposta, onde quatro portadoras triangulares são usadas para definir o estado das chaves do conversor. Resultados de simulação e experimentais comprovam a eficácia do sistema, uma vez que as correntes de fase apresentam diminuição de ondulação. A implementação do controle, entretanto, é de elevada complexidade, ao passo que faz-se necessário as características de magnetização da máquina.

Neste trabalho, um SRM acionado por um conversor NPC assimétrico com histerese multinível é apresentado. As etapas de operação do conversor usadas para o acionamento do SRM são analisadas, bem como seu impacto sobre a tensão do ponto central do divisor capacitivo. Uma estratégia de histerese multinível é apresentada, juntamente da estratégia usada para a regulação do ponto neutro. Apresenta-se resultados de simulação, onde a estratégia proposta é comparada com um conversor

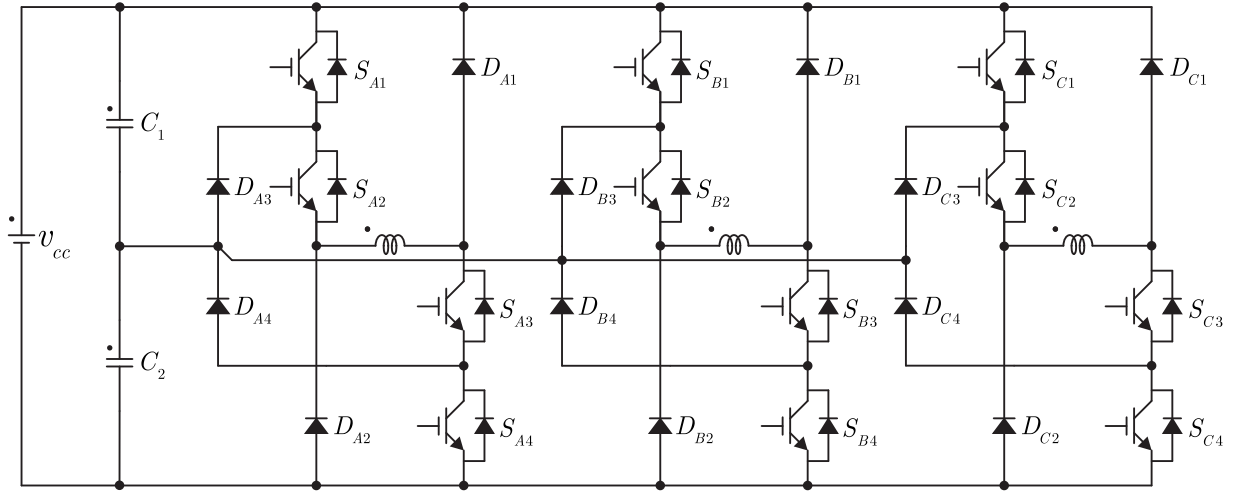


Figura 2. Conversor NPC assimétrico trifásico.

AHB de dois níveis. Resultados para controle de velocidade sob variação de referência de velocidade e carga mecânica do SRM são apresentados. Resultados para a regulação do ponto neutro também são avaliados para ambas as situações.

II. CONVERSOR NPC ASSIMÉTRICO TRIFÁSICO

O conversor NPC três níveis trifásico usado para acionamento do SRM pode ser visto na Figura 2, sendo inicialmente proposto por [16]. As nove possíveis etapas de operação são apresentadas na Tabela I. As chaves em condução e fora de condução são representadas por 1 e 0, respectivamente. As tensões de fase são representadas em função da tensão total do barramento, v_{cc} . O efeito de cada etapa sob o ponto central também é apresentado, onde \uparrow indica aumento do potencial, \downarrow indica redução do potencial e \times indica que a etapa não possui efeito sob a tensão do ponto central.

Tabela I
ESTADOS DE CONDUÇÃO DO CONVERSOR NPC ASSIMÉTRICO TRIFÁSICO.

Etapas	S_{X1}	S_{X2}	S_{X3}	S_{X4}	v_{ph}	v_{C2}
1	1	1	1	1	v_{cc}	\times
2	1	1	1	0	$0.5v_{cc}$	\uparrow
3	0	1	1	1	$0.5v_{cc}$	\downarrow
4	1	1	0	0	0	\times
5	0	1	1	0	0	\times
6	0	0	1	1	0	\times
7	0	0	1	0	$-0.5v_{cc}$	\uparrow
8	0	1	0	0	$-0.5v_{cc}$	\downarrow
9	0	0	0	0	$-v_{cc}$	\times

Assim como um conversor NPC trifásico tradicional, as chaves S_{X1} , S_{X2} , S_{X3} e S_{X4} e os diodos D_{X3} e D_{X4} do conversor da Figura 2 são submetidos níveis de tensão iguais a metade da tensão do barramento. Os diodos D_{X1} e D_{X2} , entretanto, devem apresentar tensões de bloqueio iguais ao valor total do barramento. O conversor apresenta duas

redundâncias para os estados $0.5v_{cc}$ e $-0.5v_{cc}$, enquanto o estado 0 apresenta redundância tripla.

Visando rápida desmagnetização do enrolamento uma vez que o intervalo de excitação é terminado, não será utilizado o estado $-0.5v_{cc}$ neste trabalho. Somando-se a isso, nenhuma das redundâncias do estado 0 afetam a regulação do ponto central, desta forma, opta-se pelo uso da etapa com o menor número de comutações em relação ao estado $0.5v_{cc}$. As cinco etapas de condução do conversor usadas neste trabalho são explicadas a seguir.

Etapa 1 - Figura 3(a): Todas as chaves do braço estão em condução. A corrente de fase circula pelas chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 . Os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 são polarizados de forma reversa, permanecendo bloqueados. Neste modo a corrente não circula pelo ponto central do divisor capacitivo, logo, não há alteração da tensão do ponto neutro. A tensão aplicada na fase da máquina é a tensão total do barramento, v_{cc} .

Etapa 2 - Figura 3(b): As chaves S_1 , S_2 e S_3 estão em condução, enquanto S_4 está fora de condução. A corrente de fase circula pelas chaves S_1 , S_2 e S_3 e pelo diodo D_4 . A corrente entra no ponto central do divisor capacitivo, assim, a tensão do ponto neutro se eleva nesta etapa. A tensão aplicada na fase da máquina é de $0.5v_{cc}$.

Etapa 3 - Figura 3(c): As chaves S_2 , S_3 e S_4 estão em condução, enquanto S_1 está fora de condução. A corrente de fase circula pelas chaves S_2 , S_3 e S_4 e pelo diodo D_3 . A corrente sai do ponto central do divisor capacitivo, desta forma, a tensão do ponto neutro decresce nesta etapa. A tensão aplicada na fase da máquina é de $0.5v_{cc}$.

Etapa 5 - Figura 3(d): As chaves S_2 e S_3 estão em condução, enquanto S_1 e S_4 estão fora de condução. A corrente de fase circula pelas chaves S_2 , S_3 e pelos diodos D_3 e D_4 . Neste modo a corrente não circula pelo ponto central do divisor capacitivo, não havendo alteração de tensão no ponto neutro. A tensão aplicada na fase da máquina é de 0.

Etapa 9 - Figura 3(e): Todas as chaves do braço são tiradas de condução. A corrente de fase circula pelos diodos de roda

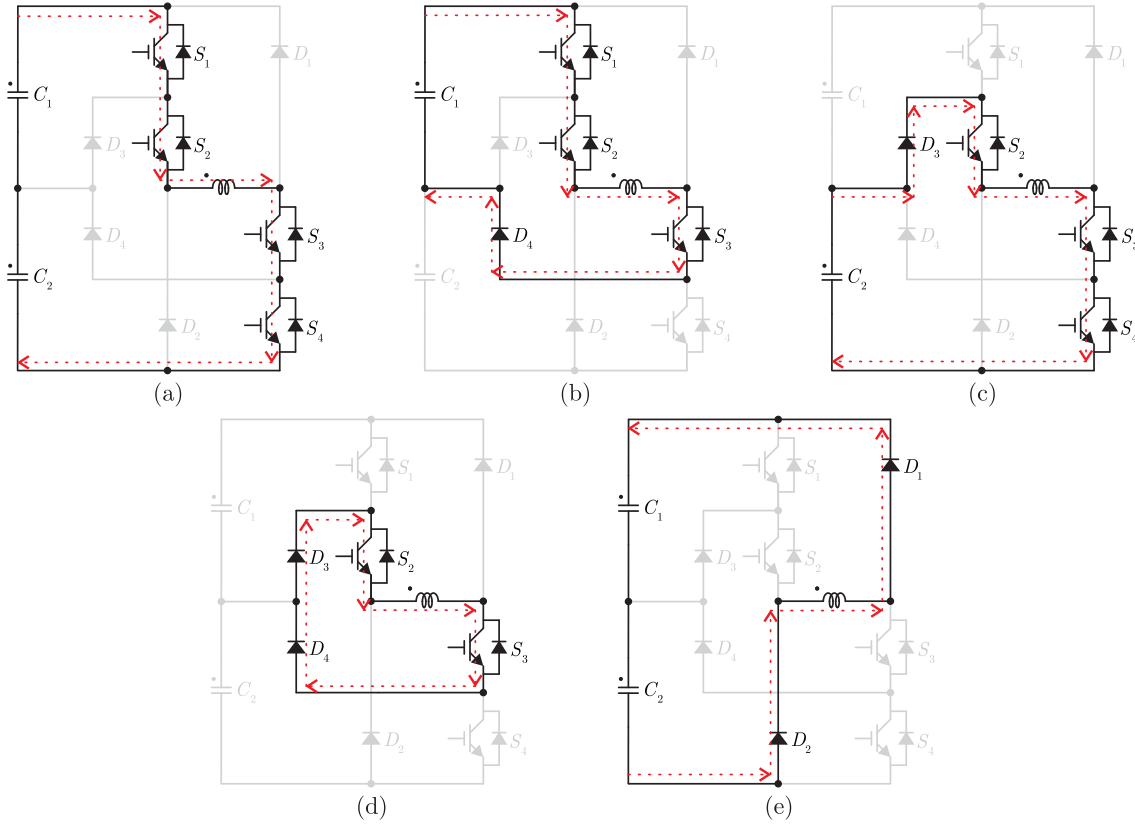


Figura 3. Etapas de operação do conversor NPC assimétrico trifásico. (a) Etapa 1. (b) Etapa 2. (c) Etapa 3. (d) Etapa 5. (e) Etapa 9.

livre D_1 e D_2 . A corrente não circula pelo ponto central do divisor capacitivo, não alterando a tensão do ponto neutro. A tensão aplicada na fase da máquina é de $-v_{cc}$.

III. ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PROPOSTA

Motores de relutância variável alimentados por conversores dois níveis comumente fazem uso de histerese como estratégia de controle de corrente. Dada a simplicidade desta técnica e sua elevada robustez as variações paramétricas, intrínsecas do SRM, propõe-se uma estratégia de modulação por histerese multinível para o conversor NPC assimétrico. Uma lógica para escolha de redundâncias é apresentada, visando a regulação da tensão do ponto central do divisor capacitivo. O processo de histerese aplicado a conversores multiníveis é discutido em alguns trabalhos na literatura, sendo tipicamente composto por uma estrutura de múltiplas bandas e uma lógica de comutação. A estratégia proposta neste trabalho difere um pouco da estrutura convencional, utilizando-se de conceitos apresentados em [17], [18].

A. Modulação via Histerese Multinível

A estratégia básica utilizada para modulação do NPC assimétrico trifásico pode ser vista na Figura 4. Como pode ser visto, inicialmente define-se uma banda de histerese em torno da corrente de referência, neste caso com amplitude de 50 mA. Com o valor da corrente de fase, pode-se determinar o erro em relação a corrente de referência. Comparado-se a amplitude do

erro com a banda de histerese, pode-se determinar o estado do conversor a ser utilizado, conforme visto a seguir.

$$\begin{cases} \text{if } (e > h) \rightarrow l = l + 1 \\ \text{if } (e < -h) \rightarrow l = l - 1 \\ \text{else} \rightarrow l = l \end{cases}, \quad (1)$$

onde l é o estado do conversor a ser implementado. A equivalência de l é dada segundo a Tabela II.

Tabela II
ESTADO IMPLEMENTADO SEGUNDO HISTERESE MULTINÍVEL.

l	0	1	2
Estado	0	$0.5v_{cc}$	v_{cc}

Assim, sempre que o valor da corrente toca o limite superior da banda de histerese comuta-se para um estado com menor amplitude de tensão. De forma oposta, sempre que o valor da corrente excede o limite inferior da banda de histerese comuta-se para um estado com maior amplitude de tensão. Destaca-se que para o conversor multinível utilizado o valor de l é limitado a $0 \leq l \leq 2$, devido ao número de estados positivos do conversor.

B. Regulação do Ponto Central

A fim de promover a regulação de tensão no ponto central do divisor capacitivo, deve-se fazer uso dos estados capazes

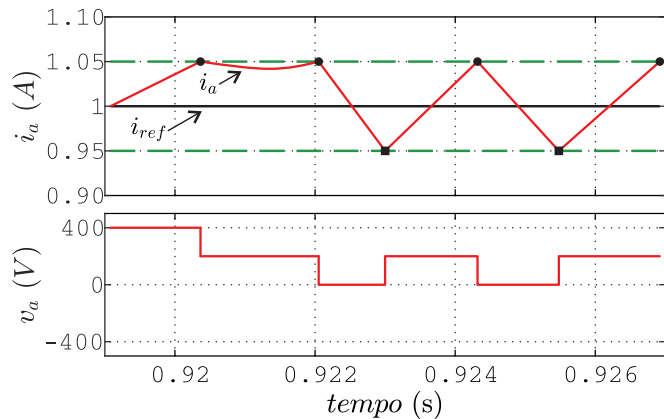


Figura 4. Histerese multinível de corrente com destaque aos pontos de comutação para níveis de menor (círculos) e de maior (quadrados) tensão.

de alterar este valor. Como mencionando anteriormente, neste trabalho não é feito uso do estado $-0.5v_{cc}$, logo, a regulação do ponto central é feita pelo estado $0.5v_{cc}$, através de suas redundâncias. Assim, sempre que o estado $0.5v_{cc}$ for utilizado, deve-se verificar a tensão do ponto central. Caso a tensão no ponto central seja superior a $0.5v_{cc}$, utiliza-se a etapa 3, buscando reduzir o potencial. Se a tensão no ponto for inferior a $0.5v_{cc}$, entretanto, faz-se uso da etapa 2, capaz de elevar este potencial. Os estados a serem implementados durante a operação em função da tensão do ponto central do divisor capacitivo podem ser vistos na Tabela III.

Tabela III
ETAPAS IMPLEMENTADAS COM BASE NA TENSÃO DO PONTO CENTRAL.

Modo	Tensão				
	$-v_{cc}$	0	$0.5v_{cc}$	v_{cc}	
v_{C2}	$> 0.5v_{cc}$	9	5	3	1
	$< 0.5v_{cc}$	9	5	2	1

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O conversor e a estratégia de modulação propostos foram simulados no *software* PSIM, buscando-se verificar sua eficácia. Um controlador PI de velocidade é responsável por fornecer a corrente de referência para o regulador de histerese multinível. O acionamento do SRM é feito com ângulos fixos, com $\theta_{on} = 25^\circ$ e $\theta_{off} = 40^\circ$ e com banda de histerese igual a 50 mA. O diagrama de blocos da estrutura de controle utilizada pode ser visto na Figura 5.

Os resultados são comparados com um acionamento convencional, composto por um conversor AHB e histerese de dois níveis. A fim de tornar a comparação justa, em ambos os casos faz-se uso de controle de corrente via *soft chopping*, sem aplicação de tensão negativa à fase durante a etapa de excitação. Uma máquina 12x8, com potência nominal de 2kW e velocidade nominal de 1500 RPM, foi utilizada em

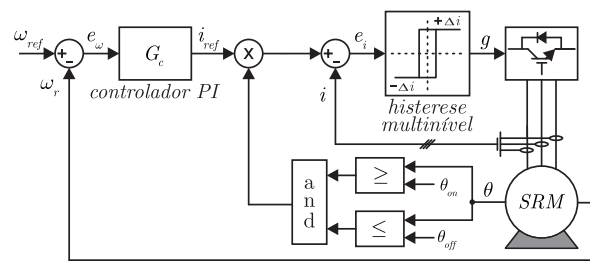


Figura 5. Diagrama de blocos da estrutura de controle utilizada.

simulação. A tensão do barramento é de 400 V. O perfil de indutância da máquina utilizada pode ser visto na Figura 6.

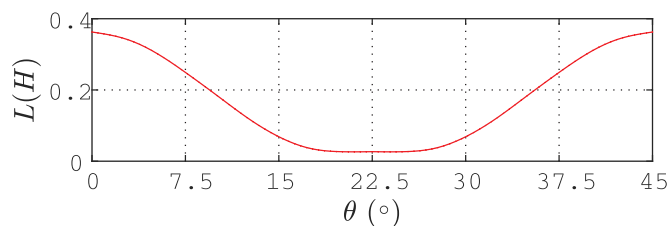


Figura 6. Perfil de indutância da máquina de relutância 12x8.

Foram realizados dois cenários distintos de simulação. Primeiramente avalia-se a resposta a variação de velocidade, enquanto no segundo caso verifica-se o comportamento a variação de carga mecânica no eixo. Para ambos os casos faz-se uso de frequência de amostragem $f_s = 30kHz$.

A. Variação de velocidade

Para avaliar a resposta a variação velocidade de ambos os sistemas, uma referência de 600 RPM com degrau de 300 RPM em $t = 1s$ foi utilizada. As respostas podem ser vistas na Figura 7. As formas de onda de corrente, corrente de referência e tensão de fase, a uma velocidade de 600 RPM, pode ser vista na Figura 8 para o conversor NPC e na Figura 9 para o conversor AHB. O comportamento da tensão do ponto central do divisor capacitivo é apresentado na Figura 10. A tensão inicial é desequilibrada a fim de demonstrar a capacidade de regulação do sistema.

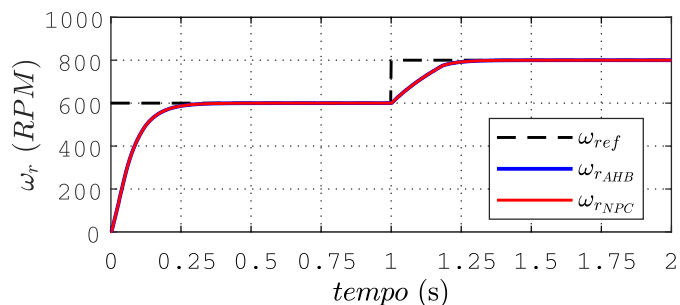


Figura 7. Resultados de simulação de velocidade rotórica para acionamento com conversor NPC e conversor AHB.

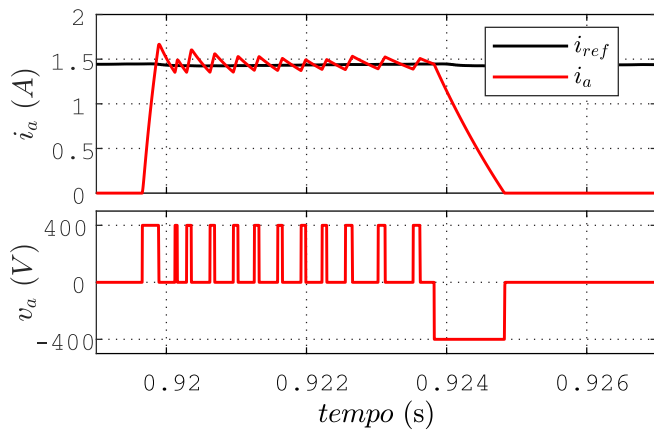


Figura 8. Resultados de simulação de corrente e tensão na fase a para acionamento com conversor AHB ($\omega_r = 600\text{RPM}$).

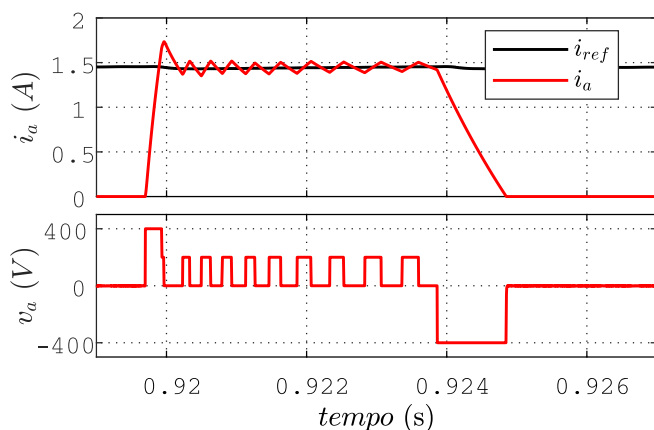


Figura 9. Resultados de simulação de corrente e tensão na fase a para acionamento com conversor NPC ($\omega_r = 600\text{RPM}$).

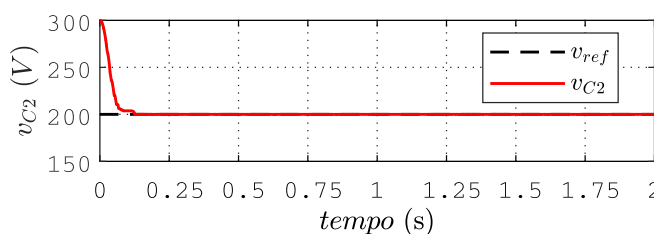


Figura 10. Resultados de simulação para a tensão do ponto central (v_{C2}).

Ambos os conversores apresentam comportamento bastante similar para o controle de velocidade, com desempenho satisfatório. As formas de onda de corrente apresentam diferentes frequências de comutação, sendo menor no conversor NPC do que no conversor AHB. Isto se deve a menor diferença entre os níveis de tensão aplicados, fazendo com que a variação de corrente seja menor. Nota-se, no entanto, que a amplitude das ondulações de corrente é bastante similar em ambos os casos. Assim, verifica-se que a banda de histerese do conversor NPC pode ser reduzida, permitindo que opere com uma frequência de comutação maior e, por consequência, menor ondulação de corrente e ruído acústico. Verifica-se ainda que, para a

condição de operação, o conversor NPC faz uso de apenas os estados 0 e $0.5v_{cc}$. A tensão do ponto central é levada para o valor de referência de maneira rápida e mantida ao longo da operação, validando a estratégia proposta.

B. Variação de carga

Para avaliar a resposta a variação de carga de ambos os sistemas, um degrau de carga de 9 Nm é aplicado em $t = 1\text{s}$, com velocidade rotórica $\omega_r = 600\text{RPM}$, visando atingir potência nominal. As respostas de velocidade rotórica podem ser vistas na Figura 11. As formas de onda de corrente, corrente de referência e tensão de fase, a uma velocidade de 600 RPM, pode ser vistas na Figura 12 para o conversor NPC e na Figura 13 para o conversor AHB. Na Figura 14 verifica-se em detalhe a ondulação de corrente de ambos os casos. O comportamento da tensão do ponto central é apresentado na Figura 15.

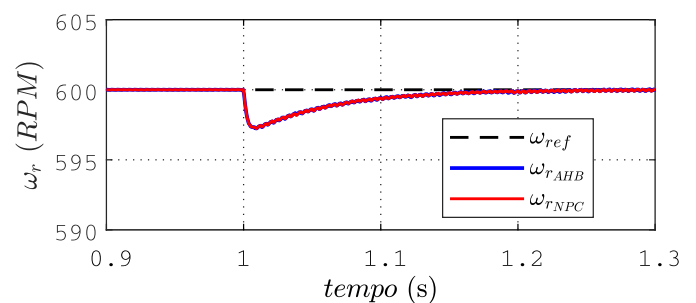


Figura 11. Resultados de simulação de velocidade rotórica para degrau de carga conversor NPC e conversor AHB.

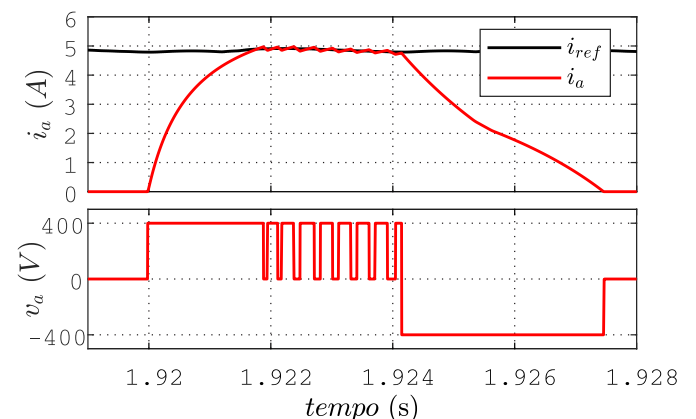


Figura 12. Resultados de simulação de corrente e tensão na fase a para degrau de carga com conversor AHB ($\omega_r = 600\text{RPM}$).

Novamente, o comportamento é bastante similar para o controle de velocidade, rejeitando o distúrbio de carga rapidamente. A forma de onda de corrente do conversor NPC permanece com menor frequências de comutação e com ondulação de corrente bastante similar a do conversor AHB. Assim, verifica-se mais uma vez que a banda de histerese do conversor NPC pode ser reduzida visando melhorar a amplitude da ondulação de corrente. Nota-se agora o uso de mais níveis,

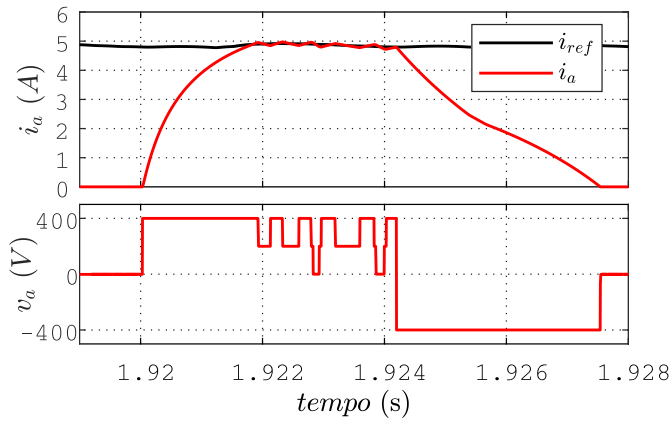


Figura 13. Resultados de simulação de corrente e tensão na fase a para degrau de carga com conversor NPC ($\omega_r = 600\text{RPM}$).

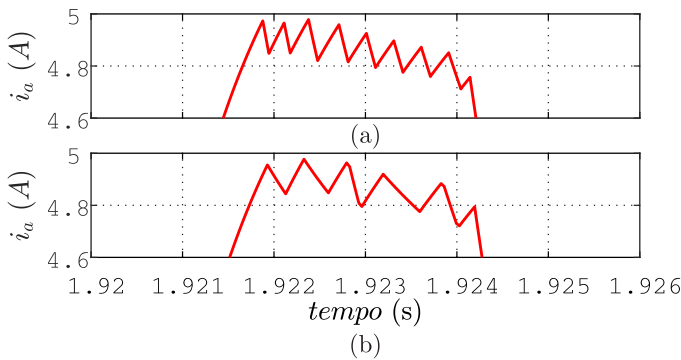


Figura 14. Detalhe das formas de onda de corrente para degrau de carga com conversor NPC.

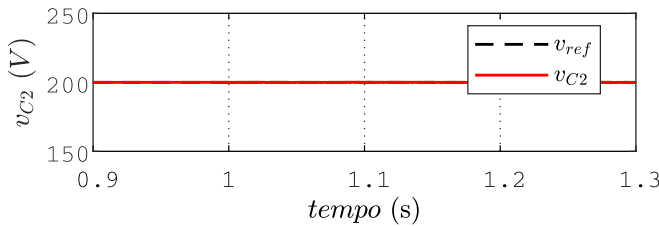


Figura 15. Resultados de simulação para a tensão do ponto central (v_{C2}).

predominando os estados $0.5v_{cc}$ e v_{cc} . A tensão do ponto central é regulada mesmo sob ação do distúrbio de carga.

V. CONCLUSÃO

Neste trabalho, propõe-se um conversor ponto neutro grampeado com histerese multinível para acionamento de um motor de relutância variável. O conversor NPC assimétrico, a modulação por histerese multinível e a estratégia de regulação do ponto central do divisor capacitivo são apresentadas. O sistema proposto é comparado com uma abordagem convencional, composta por conversor AHB e histerese dois níveis. Resultados de simulação mostram que a resposta de velocidade da máquina é muito similar, entretanto, o sistema proposto apresenta menor frequência de comutação indicando a capa-

cidade de redução da banda de histerese a fim de obtenção de reduzida ondulação de corrente.

REFERÊNCIAS

- [1] A. G. Jack, B. C. Mecrow, and J. A. Haylock, "A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 4, pp. 889–895, July 1996.
- [2] K. M. Rahman, B. Fahimi, G. Suresh, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Advantages of switched reluctance motor applications to ev and hev: design and control issues," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 1, pp. 111–121, Jan 2000.
- [3] M. Zeraouia, M. E. H. Benbouzid, and D. Diallo, "Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems: A comparative study," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 6, pp. 1756–1764, Nov 2006.
- [4] M. N. Anwar and I. Husain, "Radial force calculation and acoustic noise prediction in switched reluctance machines," in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, vol. 4, Oct 1999, pp. 2242–2249 vol.4.
- [5] A. Tanabe and K. Akatsu, "Vibration reduction method in srm with a smoothing voltage commutation by pwm," in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, June 2015, pp. 600–604.
- [6] N. Yamada and N. Hoshi, "Experimental verification on a switched reluctance motor driven by asymmetric flying capacitor multilevel h-bridge inverter," in *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Nov 2017, pp. 971–976.
- [7] S. S. Ahmad and G. Narayanan, "Linearized modeling of switched reluctance motor for closed-loop current control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 3146–3158, July 2016.
- [8] F. P. Scalcon, R. P. Vieira, and H. A. Gründling, "Sliding mode speed control applied to the switched reluctance motor," in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2018, pp. 695–700.
- [9] S. J. Watkins, J. Corda, and L. Zhang, "Multilevel asymmetric power converters for switched reluctance machines," in *2002 International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (Conf. Publ. No. 487)*, June 2002, pp. 195–200.
- [10] D. Lee, H. Wang, and J. Ahn, "An advanced multi-level converter for four-phase srm drive," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 2008, pp. 2050–2056.
- [11] D. Patil, S. Wang, and L. Gu, "Multilevel converter topologies for high-power high-speed switched reluctance motor: Performance comparison," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2016, pp. 2889–2896.
- [12] J. Borecki and B. Orlik, "Novel, multilevel converter topology for fault-tolerant operation of switched reluctance machines," in *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, April 2017, pp. 375–380.
- [13] C. Gan, J. Wu, Y. Hu, S. Yang, W. Cao, and J. M. Guerrero, "New integrated multilevel converter for switched reluctance motor drives in plug-in hybrid electric vehicles with flexible energy conversion," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3754–3766, May 2017.
- [14] M. Korkosz and B. Pakla, "Multilevel converter for high-voltage high-speed switched reluctance motor," in *2018 Innovative Materials and Technologies in Electrical Engineering (i-MITEL)*, April 2018, pp. 1–4.
- [15] V. F. Pires, A. Cordeiro, A. J. Pires, J. F. Martins, and H. Chen, "A multilevel topology based on the t-type converter for srm drives," in *2018 16th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC)*, Oct 2018, pp. 1–4.
- [16] F. Peng, J. Ye, and A. Emadi, "An asymmetric three-level neutral point diode clamped converter for switched reluctance motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8618–8631, Nov 2017.
- [17] M. Marchesoni, "High performance current control techniques for applications to multilevel high power voltage source inverters," in *20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 1989, pp. 672–682 vol.2.
- [18] A. Shukla, A. Ghosh, and A. Joshi, "Hysteresis modulation of multilevel inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 5, pp. 1396–1409, May 2011.