

Controle de um Motor de Relutância Variável com Conversor *Flying Capacitor* Assimétrico e Histerese Multinível

Filipe P. Scalcon*, Thieli S. Gabbi**, Rodrigo P. Vieira*, Hilton A. Gründling* e Cassiano Rech*

* Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, Universidade Federal de Santa Maria, RS, (e-mail: filipescalcon1@gmail.com).

** Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, RS, (e-mail: thielisgabbi@gmail.com).

Abstract: This paper presents a flying capacitor converter drive with multilevel hysteresis for a switched reluctance motor. The converter and its operating steps relevant to the SRM operation are shown in detail. The modulation strategy based on multilevel hysteresis is explained, along with the logic of using the converter's redundancies to regulate the voltage in each of the flying capacitors. Simulation results are presented, where they are compared with a conventional asymmetric half-bridge converter, in order to demonstrate the superior performance of the proposed system.

Resumo: Este trabalho apresenta um conversor *flying capacitor* 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 de cada um dos capacitores flutuantes. Resultados de simulação são apresentados, onde são comparados com um conversor meia-ponete assimétrica convencional, a fim de demonstrar o desempenho superior do sistema proposto.

Keywords: Asymmetric converter; current control; multilevel converter; multilevel hysteresis; switched reluctance motor.

Palavras-chaves: Controle de corrente; conversor assimétrico; conversor multinível; histerese multinível; motor de relutância variável.

1. INTRODUÇÃO

O motor de relutância variável (*switched reluctance motor* - SRM) tem se mostrando como uma alternativa 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 (Jack et al., 1996; Rahman et al., 2000; Zeraouia et al., 2006; Osório et al., 2019). Para o acionamento do SRM é necessário o uso de um conversor estático, sendo comumente utilizado a topologia meia-ponete assimétrica (*asymmetric half-bridge* - AHB), apresentada na Figura 1.

As máquinas de relutância, no entanto, apresentam problemas relacionados a oscilações de torque, vibrações mecânicas e elevado ruído acústico. A oscilação de torque no SRM é função da ondulação de corrente nos enrolamentos,

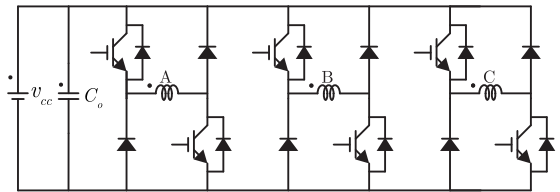


Figura 1. Conversor meia-ponete assimétrica trifásico.

que está ligada a taxa de variação da tensão aplicada aos terminais da máquina (Anwar and Husain, 1999; Tanabe and Akatsu, 2015; Yamada and Hoshi, 2017). Somando-se a isso, o controle de corrente nestas máquinas normalmente é feito por meio de um regulador de histerese, contribuindo para uma elevada oscilação de corrente (Ahmad and Narayanan, 2016; Scalcon et al., 2018; Osório et al., 2020). Por este motivo, a utilização de conversores multiníveis para o acionamento de motores de relutância variável torna-se de interesse, dado que se consegue uma menor taxa de variação de tensão com o aumento do número de níveis.

Uma série de trabalhos avalia a aplicação de conversores multiníveis para acionamento de SRMs (Watkins et al., 2002; Lee et al., 2008; Patil et al., 2016; Borecki and Orlik, 2017; Gan et al., 2017; Korkosz and Pakla, 2018; Pires

* 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).

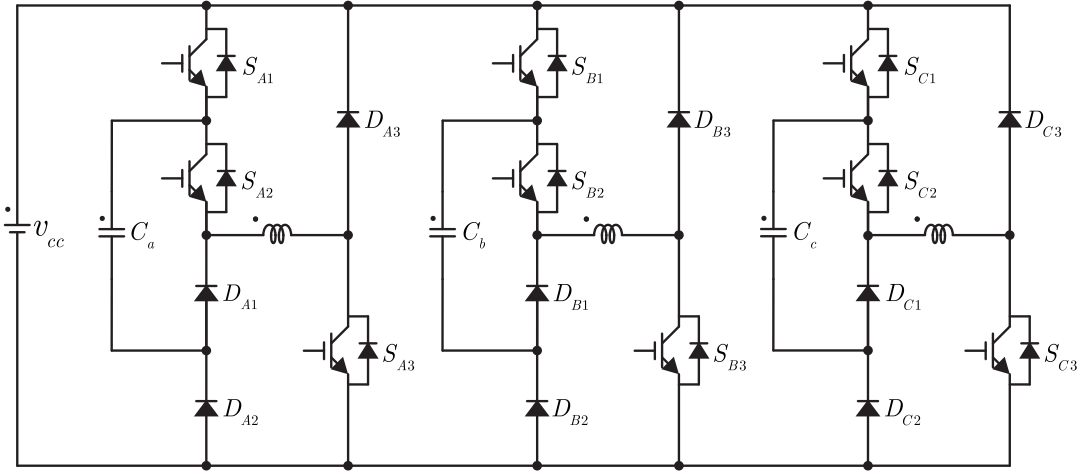


Figura 2. Conversor FLC assimétrico trifásico.

et al., 2018; Peng et al., 2017). O trabalho de (Watkins et al., 2002) apresenta uma análise de uma família de conversores multiníveis para aplicação em máquina de relutância variável. São apresentados as etapas de operação para conversores assimétricos baseados nas topologias com capacitores de grampeamento, diodos de grampeamento e cascata. Em (Korkosz and Pakla, 2018) 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 são utilizados.

Um conversor multinível baseado na topologia tipo T é apresentado em (Pires et al., 2018). 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 SRMs em alta velocidade. A topologia, entretanto, apresenta maior complexidade de controle quando comparada as demais.

Em (Peng et al., 2017) é apresentado um conversor ponto neutro grampeado (*neutral point clamped* - NPC) assimétrico com três níveis para acionamento de um SRM. Uma estratégia de modulação por largura de pulso (*pulse-width modulation* - 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 ondulações das correntes de fase são atenuadas. A implementação do controle, entretanto, é de elevada complexidade, ao passo que se faz necessário o conhecimento das características de magnetização da máquina.

Neste trabalho, um SRM acionado por um conversor *flying capacitor* (FLC) assimétrico com modulação via histerese multinível é apresentado. As etapas de operação do conversor são analisadas, destacando o impacto sobre as tensões dos capacitores de grampeamento. Uma estratégia de modulação por histerese multinível é descrita, juntamente da estratégia usada para a regulação dos capacitores. Apresenta-se resultados de simulação, onde o sistema proposto é comparado com um conversor AHB convencional, operando com histerese dois níveis. Resultados em malha fechada para controle de velocidade sob variações

de referência de velocidade e carga mecânica do SRM são apresentados, sendo a regulação de tensão dos capacitores flutuantes avaliada em ambas as situações.

2. CONVERSOR *FLYING CAPACITOR* ASSIMÉTRICO TRIFÁSICO

O conversor *flying capacitor* três níveis trifásico usado para acionamento do SRM pode ser visto na Figura 2, sendo inicialmente avaliado em (Watkins et al., 2002). As oito etapas de operação são apresentadas na Tabela 1. O subscrito X indica a fase do conversor. As chaves em condução e bloqueadas são representadas por 1 e 0, respectivamente. As tensões de fase são representadas como função da tensão total do barramento, v_{cc} . O efeito de cada etapa sob a tensão do capacitor flutuante da referida fase também é apresentado, onde \uparrow indica aumento de tensão, \downarrow indica redução de tensão e \times indica que a etapa não altera a tensão do capacitor.

Tabela 1. Estados de condução do conversor FLC assimétrico trifásico.

Etapa	S_{X1}	S_{X2}	S_{X3}	v_{fase}	v_{C_x}
1	1	1	1	v_{cc}	\times
2	1	0	1	$0.5v_{cc}$	\uparrow
3	0	1	1	$0.5v_{cc}$	\downarrow
4	1	1	0	0	\times
5	0	0	1	0	\times
6	1	0	0	$-0.5v_{cc}$	\uparrow
7	0	1	0	$-0.5v_{cc}$	\downarrow
8	0	0	0	$-v_{cc}$	\times

As chaves S_{X1} e S_{X2} , bem como os diodos D_{X1} e D_{X2} do conversor da Figura 2, são submetidos a níveis de tensão iguais a metade do barramento. A chave e S_{X3} e o diodo D_{X3} devem apresentar tensões de bloqueio iguais ao valor total do barramento. Verifica-se ainda que o conversor apresenta duas redundâncias para os estados $0.5v_{cc}$, 0 e $-0.5v_{cc}$.

Visando garantir a rápida desmagnetização do enrolamento ao fim do intervalo de excitação, o estado $-0.5v_{cc}$ não será utilizado neste trabalho. Somando-se a isso, nenhuma das redundâncias do estado 0 afetam a regulação do capacitor de grampeamento, assim, opta-se pelo uso da

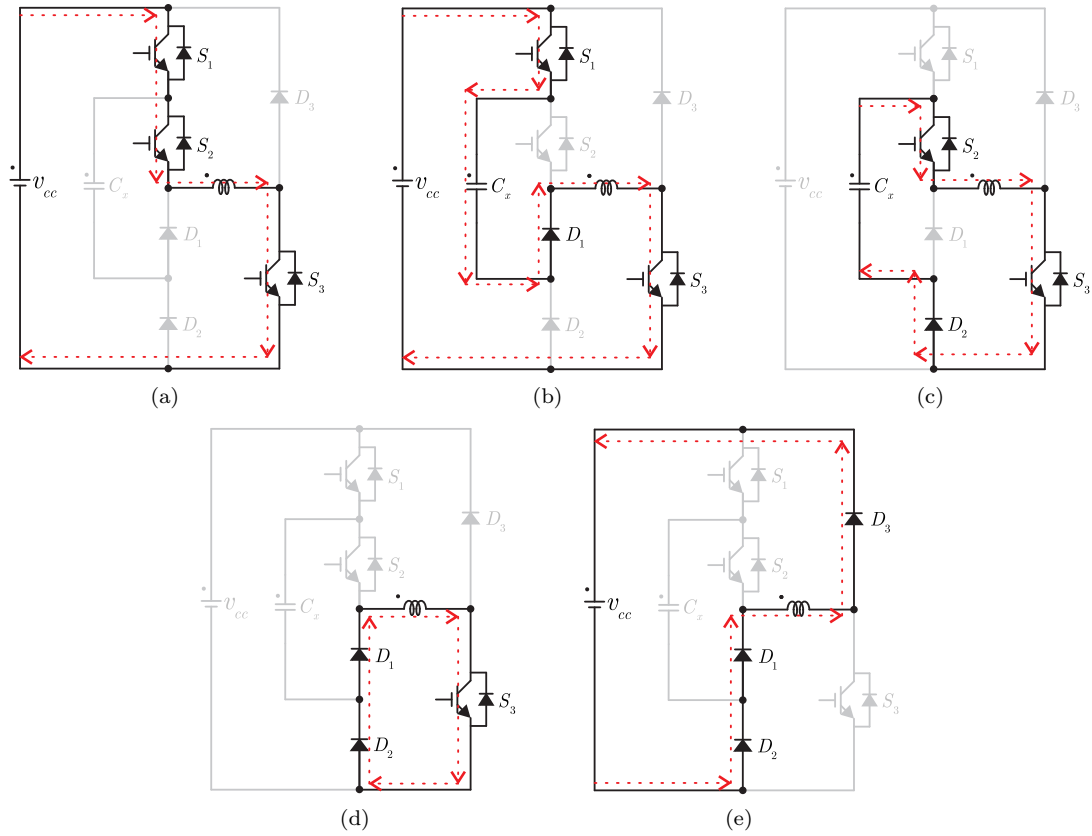


Figura 3. Etapas de operação do conversor FLC assimétrico trifásico. (a) Etapa 1. (b) Etapa 2. (c) Etapa 3. (d) Etapa 5. (e) Etapa 8.

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 apresentadas na Figura 3 e são descritas 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 e S_3 . Os diodos D_1 , D_2 e D_3 são polarizados reversamente, permanecendo bloqueados. Nesta etapa a corrente não circula pelo capacitor flutuante, logo, não há alteração no nível de tensão. A tensão aplicada à fase da máquina é igual a tensão total do barramento, v_{cc} .

Etapa 2 - Figura 3(b): As chaves S_1 e S_3 estão em condução, enquanto S_2 está bloqueada. A corrente de fase circula pelas chaves S_1 e S_3 e pelo diodo D_1 . Verifica-se que a tensão sob o capacitor flutuante se eleva nesta etapa. A tensão aplicada à fase da máquina é igual a $0.5v_{cc}$.

Etapa 3 - Figura 3(c): As chaves S_2 e S_3 estão em condução, enquanto S_1 está bloqueada. A corrente de fase circula pelas chaves S_2 e S_3 e pelo diodo D_2 . Verifica-se que a tensão sob o capacitor flutuante decresce nesta etapa. A tensão aplicada à fase da máquina é igual a $0.5v_{cc}$.

Etapa 5 - Figura 3(d): Apenas a chave S_3 está em condução. A corrente de fase circula pela chave S_3 e pelos diodos D_1 e D_2 . Nesta etapa não há alteração no nível de tensão do capacitor flutuante. A tensão aplicada à fase da máquina é nula.

Etapa 8 - Figura 3(e): Todas as chaves permanecem bloqueadas. A corrente de fase circula pelos diodos de

roda livre D_1 , D_2 e D_3 . Verifica-se que a tensão sobre o capacitor flutuante não se altera nesta etapa. A tensão aplicada à fase da máquina é igual a $-v_{cc}$.

3. MODULAÇÃO VIA HISTERESE MULTINÍVEL

A estratégia básica utilizada para modulação do conversor *flying capacitor* assimétrico trifásico pode ser vista na Figura 4. Inicialmente define-se uma banda de histerese em torno da corrente de referência, neste caso com valor de 50 mA. Com a medida da corrente de fase, pode-se calcular o erro em relação à referência. Comparado-se a amplitude do erro com a banda de histerese, consegue-se definir o estado do conversor a ser utilizado, como 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 utilizado. A equivalência de l é dada segundo a Tabela 2.

Tabela 2. Estado a ser utilizado pela histerese multinível.

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

Dessa forma, toda vez que o valor da corrente atinge o limite superior da banda de histerese comuta-se para um

estado com menor amplitude de tensão. De forma contrária, sempre que o limite inferior da banda de histerese for atingido, 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.

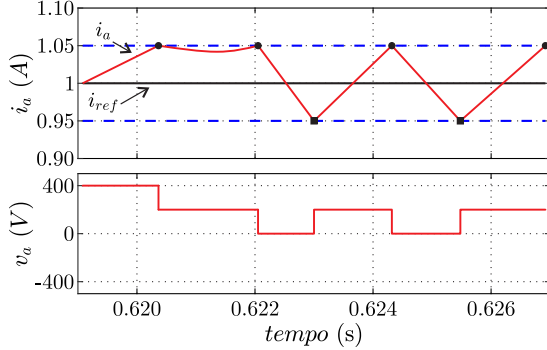


Figura 4. Histerese multinível de corrente com destaque aos pontos de comutação para níveis de menor (círculos) e de maior (quadrados) tensão.

4. REGULAÇÃO DOS CAPACITORES FLUTUANTES

A fim de promover a regulação de tensão dos capacitores flutuantes, deve-se fazer uso dos estados capazes de alterar este valor. Como já mencionando, este trabalho não faz uso do estado $-0.5v_{cc}$, assim, a regulação dos capacitores flutuantes é realizada através do estado $0.5v_{cc}$, fazendo uso de suas redundâncias. Sempre que o estado $0.5v_{cc}$ é utilizado, verifica-se a tensão do capacitor flutuante. Caso a tensão seja superior a $0.5v_{cc}$, utiliza-se a etapa 3, buscando-se reduzir o potencial. Se a tensão for inferior a $0.5v_{cc}$, no entanto, faz-se uso da etapa 2, a fim de elevar este potencial. Os estados a serem utilizados durante a operação em função da tensão dos capacitores flutuantes podem ser vistos na Tabela 3.

Tabela 3. Estados utilizados com base na tensão do ponto central.

Medida	Tensão			
	$-v_{cc}$	0	$0.5v_{cc}$	v_{cc}
$v_{C_x} > 0.5v_{cc}$	8	5	3	1
$v_{C_x} < 0.5v_{cc}$	8	5	2	1

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O conversor e a estratégia de modulação propostos foram simulados no *software* PSIM, a fim de verificar seu desempenho. Um controlador Proporcional-Integral (PI) de velocidade é utilizado para fornecer a corrente de referência a ser usada pelo regulador de histerese multinível. Para o acionamento do SRM são usados ângulos de disparo fixos, onde $\theta_{on} = 25^\circ$ e $\theta_{off} = 40^\circ$. A banda de histerese é definida igual a 50 mA para o conversor AHB e 25 mA para o conversor FLC. 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

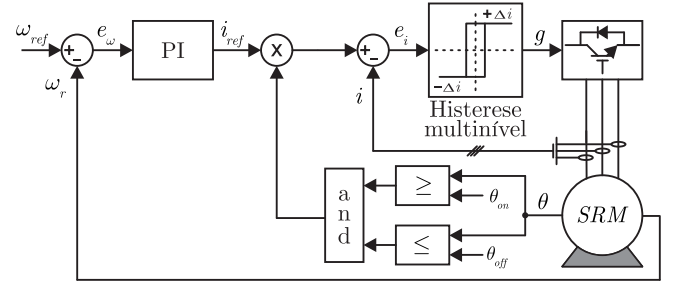


Figura 5. Diagrama de blocos da estrutura de controle utilizada.

dois níveis. Visando uma comparação justa, em ambos os casos faz-se uso de controle de corrente via *soft chopping*, não utilizando-se níveis de tensão negativa durante a etapa de excitação. A máquina utilizada em simulação possui configuração 12/8, potência nominal de 2kW e velocidade nominal de 1500 rpm. A tensão do barramento é de 400 V. O perfil simplificado de indutância da máquina utilizada pode ser visto na Figura 6.

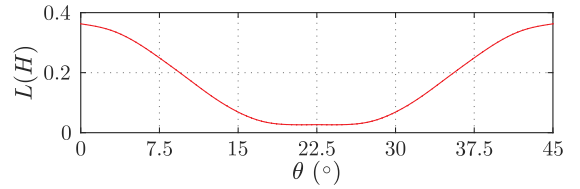


Figura 6. Perfil de indutância da máquina de relutância 12x8.

Foram realizados dois ensaios distintos em simulação. Primeiramente, avalia-se a resposta a variação de referência, enquanto no segundo caso verifica-se o comportamento frente a distúrbios de carga. Para ambos os casos faz-se uso de frequência de amostragem $f_s = 30\text{KHz}$.

5.1 Variação de referência de velocidade

Para avaliar a resposta a variação de velocidade de ambos os sistemas, uma referência de 500 rpm com degrau de 300 rpm em $t = 1\text{s}$ foi utilizada. As respostas de velocidade podem ser vistas na Figura 7. As formas de onda de corrente de referência, corrente medida e tensão de fase, para uma velocidade de 500 rpm, podem ser vistas na Figura 8 para o conversor *flying capacitor* e na Figura 9 para o conversor AHB. Os comportamentos das tensões nos três capacitores flutuantes são apresentados na Figura 10. As tensões iniciais são desequilibradas de forma proposital, a fim de demonstrar a capacidade de regulação do sistema.

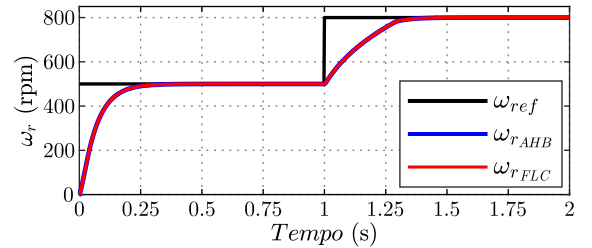


Figura 7. Resultados de simulação de velocidade rotórica para acionamento com conversor FLC e AHB.

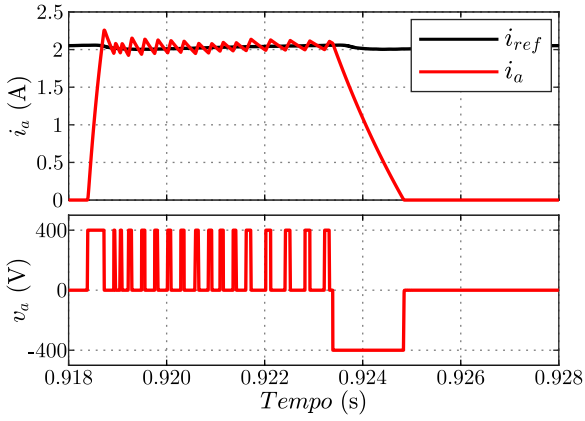


Figura 8. Resultados de simulação de corrente e tensão na fase a para acionamento com conversor AHB ($\omega_r = 500$ rpm).

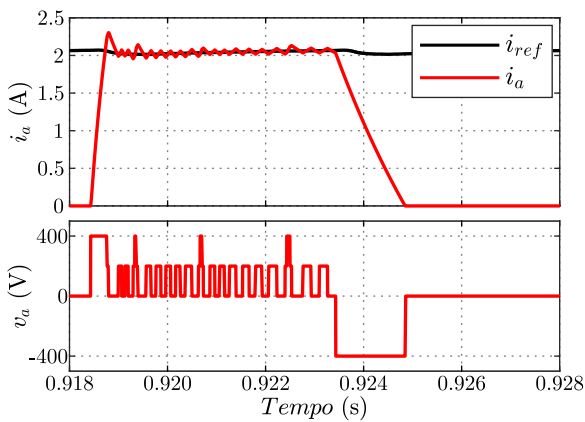


Figura 9. Resultados de simulação de corrente e tensão na fase a para acionamento com conversor FLC ($\omega_r = 500$ rpm).

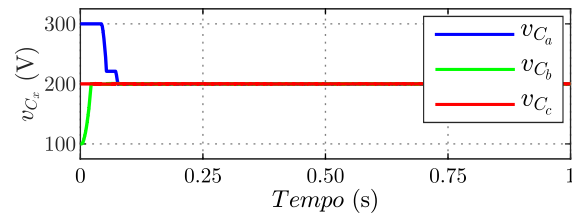


Figura 10. Resultados de simulação para tensões nos três capacitores flutuantes.

Ambos os conversores apresentam comportamento bastante similar para o controle de velocidade, com desempenho satisfatório. As formas de onda de corrente apresentam diferentes valores de ondulação de corrente, sendo menor no conversor FLC 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 o número de comutações é bastante similar em ambos os casos. Tais características contribuem para uma redução de ondulação de torque e ruído acústico na máquina operando com o conversor FLC quando comparado ao AHB. Verifica-se ainda que para a condição de operação com pouca carga, o conversor FLC faz uso de apenas os estados 0 e $0.5v_{cc}$. A tensão dos capacitores de grampeamento é levada para o valor de referência de

maneira rápida e mantida regulada ao longo da operação, validando a estratégia proposta.

5.2 Variação de carga mecânica

Para avaliar a resposta à rejeição de distúrbio de ambos os sistemas, um degrau de carga de 10 Nm é aplicado em $t = 1$ s, com velocidade rotórica $\omega_r = 500$ rpm, visando atingir carga nominal. As respostas de velocidade rotórica podem ser vistas na Figura 11. As formas de onda de corrente de referência, corrente medida e tensão de fase, para uma velocidade de 500 rpm, podem ser vistas na Figura 12 para o conversor FLC 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 sob os capacitores flutuantes é apresentado na Figura 15.

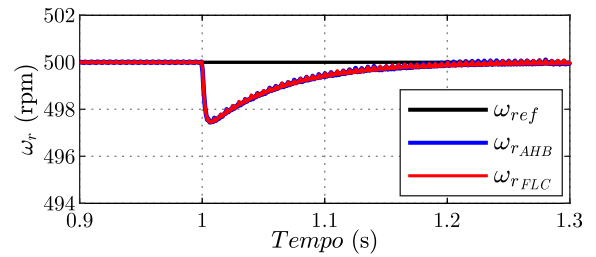


Figura 11. Resultados de simulação de velocidade rotórica para degrau de carga com conversor FLC e AHB.

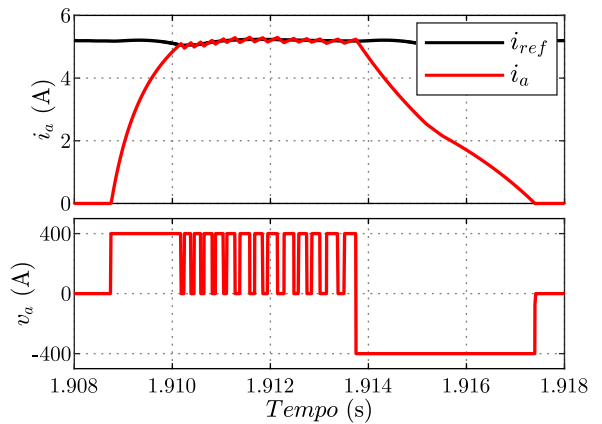


Figura 12. Resultados de simulação de corrente e tensão na fase a para degrau de carga com conversor AHB ($\omega_r = 500$ rpm).

Novamente, o comportamento é bastante similar para o controle de velocidade, capaz de rejeitar o distúrbio de carga rapidamente. As formas de onda de corrente apresentam diferentes valores de ondulação, sendo menor no conversor FLC do que no conversor AHB. Assim, verifica-se mais uma vez que isso se deve a menor diferença entre os níveis de tensão aplicados, fazendo com que a variação de corrente seja menor. Novamente, verifica-se que o número de comutações é bastante similar em ambos os casos. Nota-se agora o uso de mais níveis, predominando os estados $0.5v_{cc}$ e v_{cc} . A tensão dos capacitores de grampeamento é mantida ao longo da operação, validando a estratégia proposta.

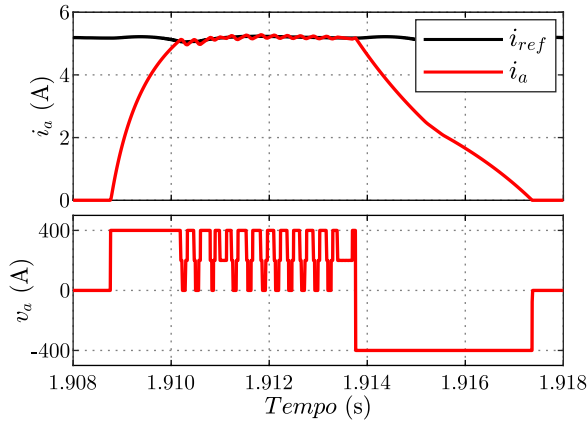


Figura 13. Resultados de simulação de corrente e tensão na fase a para degrau de carga com conversor FLC ($\omega_r = 500$ rpm).

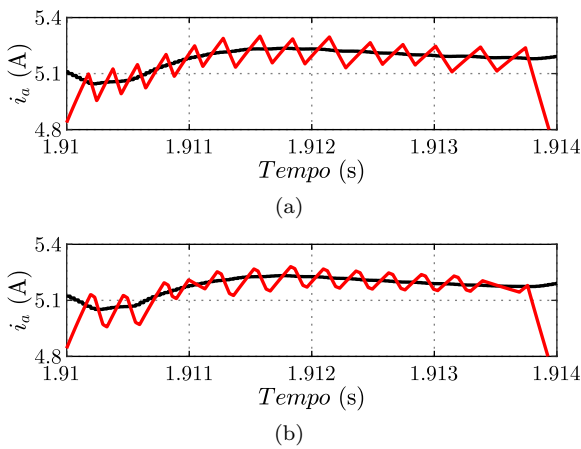


Figura 14. Detalhe das formas de onda de corrente para degrau de carga. (a) Conversor AHB. (b) Conversor FLC.

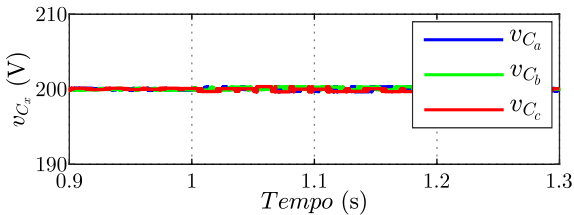


Figura 15. Resultados de simulação para tensões nos três capacitores flutuantes.

6. CONCLUSÃO

Neste trabalho, avalia-se um conversor *flying capacitor* com histerese multinível para acionamento de um motor de relutância variável. O conversor FLC assimétrico, a modulação por histerese multinível e a estratégia de regulação dos capacitores de grampeamento são apresentadas. O sistema proposto é comparado com uma abordagem convencional, composta por conversor AHB e histerese dois níveis. Resultados de simulação mostram que as respostas de velocidade da máquina são bastante similares, entretanto, o sistema proposto apresenta menor ondulação de corrente ao mesmo tempo que não altera o número de comutações da histerese de corrente, permitindo a redução de ondulações de torque e ruído.

REFERÊNCIAS

- Ahmad, S.S. and Narayanan, G. (2016). Linearized modeling of switched reluctance motor for closed-loop current control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(4), 3146–3158. doi:10.1109/TIA.2016.2550521.
- Anwar, M.N. and Husain, I. (1999). 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)*, volume 4, 2242–2249 vol.4. doi:10.1109/IAS.1999.799157.
- Borecki, J. and Orlik, B. (2017). 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)*, 375–380. doi:10.1109/CPE.2017.7915200.
- Gan, C., Wu, J., Hu, Y., Yang, S., Cao, W., and Guerrero, J.M. (2017). New integrated multilevel converter for switched reluctance motor drives in plug-in hybrid electric vehicles with flexible energy conversion. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(5), 3754–3766. doi:10.1109/TPEL.2016.2583467.
- Jack, A.G., Mecrow, B.C., and Haylock, J.A. (1996). A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(4), 889–895. doi:10.1109/28.511646.
- Korkosz, M. and Pakla, B. (2018). Multilevel converter for high-voltage high-speed switched reluctance motor. In *2018 Innovative Materials and Technologies in Electrical Engineering (i-MITEL)*, 1–4. doi:10.1109/IMITEL.2018.8370473.
- Lee, D., Wang, H., and Ahn, J. (2008). An advanced multi-level converter for four-phase srm drive. In *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2050–2056. doi:10.1109/PESC.2008.4592245.
- Osório, C.R.D., Scalcon, F.P., Koch, G.G., Montagner, V.F., Vieira, R.P., and Gründling, H.A. (2020). Controle robusto aplicado a geradores de relutância variável conectados à rede. *Revista Eletrônica de Potência*, 25(3), 1–11. doi:10.18618/REP.2020.3.0015.
- Osório, C.R.D., Scalcon, F.P., Vieira, R.P., Montagner, V.F., and Gründling, H.A. (2019). Robust control of switched reluctance generator in connection with a grid-tied inverter. In *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 1–6. doi:10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065551.
- Patil, D., Wang, S., and Gu, L. (2016). Multilevel converter topologies for high-power high-speed switched reluctance motor: Performance comparison. In *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2889–2896. doi:10.1109/APEC.2016.7468274.
- Peng, F., Ye, J., and Emadi, A. (2017). An asymmetric three-level neutral point diode clamped converter for switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(11), 8618–8631. doi:10.1109/TPEL.2016.2642339.
- Pires, V.F., Cordeiro, A., Pires, A.J., Martins, J.F., and Chen, H. (2018). A multilevel topology based on the

- t-type converter for srm drives. In *2018 16th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC)*, 1–4. doi:10.1109/BEC.2018.8600983.
- Rahman, K.M., Fahimi, B., Suresh, G., Rajarathnam, A.V., and Ehsani, M. (2000). Advantages of switched reluctance motor applications to ev and hev: design and control issues. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(1), 111–121. doi:10.1109/28.821805.
- Scalcon, F.P., Vieira, R.P., and Gründling, H.A. (2018). Sliding mode speed control applied to the switched reluctance motor. In *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 695–700. doi:10.1109/IECON.2018.8591829.
- Tanabe, A. and Akatsu, K. (2015). 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)*, 600–604. doi:10.1109/ICPE.2015.7167845.
- Watkins, S.J., Corda, J., and Zhang, L. (2002). Multilevel asymmetric power converters for switched reluctance machines. In *2002 International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (Conf. Publ. No. 487)*, 195–200. doi:10.1049/cp:20020113.
- Yamada, N. and Hoshi, N. (2017). 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)*, 971–976. doi:10.1109/ICRERA.2017.8191203.
- Zeraoulia, M., Benbouzid, M.E.H., and Diallo, D. (2006). Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems: A comparative study. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(6), 1756–1764. doi:10.1109/TVT.2006.878719.