CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL VIA CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES

FILIPE PINARELLO SCALCON^{*}, THIELI SMIDT GABBI^{*}, RODRIGO PADILHA VIEIRA^{*}, HILTON ABÍLIO GRÜNDLING^{*}

* Universidade Federal de Santa Maria Av. Roraima, 1000 Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil

Abstract— This paper presents the design of a sliding mode controller (SM) applied to the speed control of a switched reluctance motor. The SRM has a non-linear model, given its constructive characteristics and driving method. The mathematical modeling is presented, taking into account the operation in saturation and a simplified model, where the inductance becomes only position dependent. The drive used to operate this machine is shown, as well as its principle of operation depending on the driving angles. The proposed sliding mode controller is composed of a linear portion, dependent on machine state variables, plus a nonlinear switched portion. Simulation and experimental results are presented, proving the effectiveness of the control strategy.

Keywords— Sliding Mode Control, Robust Control, Switched Reluctance Motor and Speed Control.

Resumo— Este trabalho apresenta o projeto de um controlador por modos deslizantes (*sliding mode* - SM) aplicado ao controle de velocidade de um motor de relutância variável. O MRV possui um modelo não linear, dada sua natureza construtiva e método de acionamento. É apresentada a modelagem matemática, levando em conta a operação em saturação e um modelo simplificado, onde a indutância torna-se apenas dependente da posição. O controle utilizado para acionamento desta máquina é apresentado, bem como seu princípio de operação em função dos ângulos de acionamento. O controlador por modos deslizantes proposto é composto por uma parcela linear, dependente de variáveis de estado da máquina, somado de uma parcela não linear chaveada. São apresentados resultados obtidos por simulação e resultados experimentais, comprovando a eficácia da estratégia de controle.

Palavras-chave Controle por Modos Deslizantes, Controle Robusto, Motor de Relutância Variável e Controle de Velocidade.

1 Introdução

Os motores de relutância variável (MRV) apresentam alto torque de partida, estrutura simples e robusta, baixo custo, tolerância inerente à faltas e ausência de enrolamentos no rotor. Estas características tornam a máquina de relutância atrativa para aplicações em veículos elétricos e aplicações aeronáuticas (Lawrenson et al., 1980; Rahman et al., 2000; Husain, 2002; Krishnamurthy et al., 2006; Xue et al., 2010; Boldea et al., 2014). O MRV também apresenta como vantagem o fato de não utilizar ímãs permanentes no rotor. Isto é de interesse ao passo que materiais magnéticos de terras raras, utilizados na fabricação de ímãs permanentes, possuem custo elevado e disponibilidade limitada (Yang et al., 2015). Em (Chiba et al., 2011) é apresentado o projeto de uma máquina de relutância para aplicação veicular, de tal forma que se obtenha torque e eficiência comparáveis ao de um motor síncrono de ímãs permanentes.

Uma desvantagem do MRV é a oscilação de torque eletromagnético, dada a característica não linear da mesma. Estudos recentes buscam entender como certas características construtivas interferem no torque. Em (Zhu et al., 2016) é feita uma análise de como o número de pólos no rotor da máquina afeta a oscilação de torque. Somando-se a isso, são investigadas as diferenças causadas no torque pela elevação do número de fases do estator de 3 para 4. Em (Han et al., 2016) são analisadas máquinas multifásicas, com mais de três fases, a fim de reduzir o *ripple* de torque. Aborda-se ainda a excitação de fases de maneira simultânea, buscando também diminuir a oscilação causada nos pontos de comutação.

Outra desvantagem do motor de relutância é o elevado ruído acústico produzido, especialmente em velocidades elevadas, indesejável para a aplicação veicular. Estudos recentes buscando minimizar estes efeitos podem ser encontrados em (Chai et al., 2006; Li et al., 2008; Takayama and Miki, 2016; Samani and Ganji, 2017). São analisadas em (Li et al., 2008) as diferenças de ruído acústico e vibrações produzidas pelas máquinas de 6x4 e 12x8, bem como as perdas de cada máquina, apresentando-se as vantagens e desvantagens de cada modelo. Em (Chai et al., 2006) são propostos cinco estratégias diferentes de controle a fim de diminuir o ruído e as vibrações produzidas. Dentre elas estão a variação dos ângulos de comutação $(\theta_{on} \in \theta_{off})$ e sintonização de comutação.

Dadas as suas características, uma série de trabalhos sobre controle de motores de relutância variável foram desenvolvidos (Bolognani and Zigliotto, 1996; Kjaer et al., 1997; Xu and Wang, 2002; Gao et al., 2004; Fahimi et al., 2005; Hannoun et al., 2010). Em (Gao et al., 2004) é proposto um algoritmo de controle sensorless através da indutância do MRV. O algoritmo se baseia na medição das grandezas de fase e na estimação da indutância incremental da mesma. Esta estimativa é então comparada com um modelo previamente obtido, presente em tabelas de busca, permitindo assim a identificação da posição do rotor. No trabalho (Hannoun et al., 2010) é proposta uma estratégia de controle de velocidade do MRV para uma ampla faixa de operação, desde baixas velocidades até seu valor nominal. Para operação em baixas e médias velocidades, são propostas estratégias de controle de torque instantâneo e controle de torque médio. Ambas as estratégias consistem na operação descontínua das fases da máquina. Para a operação em altas velocidades, é proposta a operação com a troca do método de operação: de condução descontínua (DCM) para o modo de condução contínua (CCM). Os ângulos de operação tem de ser ajustados, fazendo com que a corrente de cada enrolamento não chegue mais a zero no fim do período de comutação. Este fenômeno se justifica pelo fato de que os ângulos de acionamento são adiantados, a fim de que o nível de corrente possa subir o suficiente antes que a amplitude da FCEM a limite.

Este trabalho apresenta uma estratégia de controle por modos deslizantes (*sliding mode* -SM) aplicada ao controle de velocidade de um MRV, alimentado por um conversor *half bridge* assimétrico. A estratégia de controle utilizada calcula a referência de corrente da máquina para o controlador por histerese através da soma de duas parcelas. A primeira parcela, linear, é composta por variáveis de estados da máquina, enquanto a segunda parcela é não linear, é composta por uma função de chaveamento e um ganho. Somando-se a isso, um controlador de histerese é utilizado para regular as correntes de fase do motor em torno da referência gerada pelo controlador SM.

2 Princípio de Operação

A máquina de relutância variável opera com corrente contínua pulsada, tornando necessária a utilização de um conversor estático para seu acionamento. Seu modo de operação é definido pelos ângulos de comutação ($\theta_{on} \in \theta_{off}$) (Osorio et al., 2016). O modelo matemático da máquina de relutância variável e o modo de operação como motor serão detalhados nesta seção do trabalho.

2.1 Modelo matemático do MRV

Em um MRV a tensão em seus terminais é definida por:

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \tag{1}$$

• •

onde ϕ corresponde ao fluxo magnético das bobinas do estator e R a resistência dos enrolamentos do estator. Levando-se em consideração a saturação magnética, têm-se que o fluxo e indutância L são dependentes tanto da corrente quanto da posição θ do eixo. Define-se, então, o fluxo magnético como:

$$\phi(i,\theta) = L(i,\theta)i(t). \tag{2}$$

Substituindo-se (2) em (1), e calculando-se a derivada, resulta,

$$v = Ri + L(\theta, i)\frac{di}{dt} + i\frac{dL(\theta, i)}{dt}.$$
 (3)

Expandindo-se a derivada da indutância em relação ao tempo, obtém-se,

$$\frac{dL(\theta,i)}{dt} = \frac{\partial L(\theta,i)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial L(\theta,i)}{\partial i} \frac{di}{dt}.$$
 (4)

Realizando a substituição de (4) em (3), e reagrupando os termos se obtém,

$$v = Ri + l(\theta, i)\frac{di}{dt} + e \tag{5}$$

onde

$$l(\theta, i) = L(\theta, i)\frac{di}{dt} + i\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i}$$
(6)

$$e = i\omega \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \tag{7}$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \tag{8}$$

O termo $l(\theta, i)$, visto em (6), representa a indutância incremental (Gao et al., 2004; Lin et al., 2013). Neste termo estão inclusos os efeitos de saturação magnética, dado que são considerados a indutância própria $L(\theta, i)$, a corrente elétrica e a variação da indutância promovida por *i*.

Pode-se representar (5) de forma matricial, como,

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + \omega \frac{\partial L_a}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ 0 & R_b + \omega \frac{\partial L_b}{\partial \theta} & 0 \\ 0 & 0 & R_c + \omega \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_a & 0 & 0 \\ 0 & l_b & 0 \\ 0 & 0 & l_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix},$$
(9)

em que v_a , v_b e v_c são as tensões de fase; R_a , R_b , R_c são as resistências dos enrolamentos; L_a , L_b e L_c são as indutâncias próprias de fase; l_a , l_b e l_c são as indutâncias incrementais e i_a , i_b e i_c são as correntes de fase.

Pode-se reescrever a expressão apresentada em (4), desprezando-se a saturação. Neste caso, o comportamento do fluxo eletromagnético em relação à corrente é dito linear, tornando a indutância uma função apenas da posição e constante em relação à corrente. Assim, têm-se,

$$\frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{dL(\theta)}{dt} = \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}.$$
 (10)

A tensão de fase pode ser expressa apenas como função de $L(\theta)$:

$$v = Ri + L(\theta)\frac{di}{dt} + i\omega\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i}$$
(11)

2.2 Conversor Assymptric Half-Bridge (AHB)

A topologia de conversor mais utilizada para acionamento do MRV é o conversor AHB, apresentado na Figura 1, uma vez que esta topologia é capaz de acionar a máquina como motor ou gerador.



Figura 1: Conversor AHB utilizado para acionamento do MRV.

Para acionamento como motor, pode-se dividir a operação em duas etapas distintas: a etapa em que as chaves estão em condução e a etapa em que as chaves estão abertas, onde os diodos entram em condução e permanecem até que a corrente da fase atinja zero. Essa estratégia de acionamento é conhecida como *hard-chopping*.

A fim de definir o modo de operação, deve-se conhecer os ângulos de θ_{on} e θ_{off} , onde as chaves serão colocadas em condução e retiradas de condução, respectivamente. Estes ângulos são baseados no perfil de indutância da máquina. Considerando a máquina trifásica 12x8 utilizada neste trabalho, têm-se o período da indutância de 45°, e uma defasagem de 15° entre fases. Para que a máquina seja acionada como motor, deve-se excitar a fase próximo do ponto de maior desalinhamento, ou menor indutância (22.5°) e abrir as chaves próximo ao ponto de alinhamento, ou maior indutância (45°). Na Figura 2, têm-se o período da indutância de uma fase, bem como a região para operação como motor destacada.

O modo de operação como motor pode ser visualizado na Figura 3. Durante a primeira etapa, enquanto as chaves estiverem conduzindo, o enrolamento do estator será alimentado pela fonte e a corrente na fase irá crescer. Durante esta etapa o rotor buscará se alinhar com a fase excitada no estator. Assim que as chaves forem desligadas, a corrente continuará a fluir pelo enrolamento, entretanto, pelo diodos. A corrente não altera sua direção, uma vez que esta topologia é unidirecional.



Figura 2: Perfil de indutância do MRV com região de operação.



Figura 3: Modo de operação do conversor AHB para uma fase, em *hard-chopping*. (a) Chaves em condução (b) Chaves abertas e diodos em condução

3 Controle de Velocidade

Para realizar o controle de velocidade do motor de relutância variável é necessário variar a frequência dos pulsos aplicados. Com o objetivo de controlar o MRV, frequentemente utiliza-se o regulador por histerese para controle da corrente e um segundo controlador para a velocidade, responsável pela geração da corrente de referência. Nesta seção será apresentado o controlador SM e o regulador por histerese utilizados no controle do motor.

3.1 Regulador de Histerese Aplicado ao Controlador por Modos Deslizantes

Neste caso, os ângulos θ_{on} e θ_{off} são mantidos constantes. O processo de regulação por histerese pode ser visto na Figura 5. Quando a posição de uma fase se encontra entre os valores dos ângulos $\theta_{on} \in \theta_{off}$, o regulador por histerese inicia a excitação da mesma, fechando as chaves, o que causa



Figura 4: Estrutura de controle utilizada.

uma elevação na corrente da fase. Assim, o regulador por histerese mantém as chaves em condução até que o limite superior da banda de histerese seja atingido. No instante em que a corrente excede o limite da banda de histerese, as chaves são abertas, e observa-se uma queda na corrente da fase. As chaves são mantidas abertas até que o valor da corrente atinja o limite inferior da banda de histerese, quando as chaves são novamente fechadas. Este processo é repetido até que a posição atinja θ_{off} , onde não deve mais ocorrer excitação.



Figura 5: Processo de regulação da corrente por histerese ao longo do período de elevação da indutância.

3.2 Projeto do Controlador por Modos Deslizantes

O controlador por modos deslizantes se faz de interesse, uma vez que a natureza não-linear do controlador do controlador é adequada para utilização com plantas que, por sua vez, possuem dinâmicas não-lineares. O projeto do controlador SM será feito levando-se em consideração o modo de operação descrito na Figura 3.

Para uma máquina rotativa, pode-se definir a equação dinâmica da velocidade como:

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{1}{J}T_e \tag{12}$$

onde B é o coeficiente de atrito viscoso, J é o coeficiente de inércia do rotor e T_e é o torque eletromagnético.

Assume-se que o torque da máquina pode ser definido como:

$$T_e = K_{TN} i_{ph} \tag{13}$$

Assim, substituindo (13) em (12), têm-se:

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{1}{J}K_{TN}i_{ph} \tag{14}$$

A superfície de deslizamento é definida como:

$$\sigma = \omega_r - \omega_r^* \tag{15}$$

Derivando-se a equação (15), têm-se:

$$\dot{\sigma} = \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_r^* \tag{16}$$

Substituindo (16) em (14) e rearranjando os termos, têm-se:

$$\dot{\omega}_r - \dot{\omega}_r^* = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{1}{J}K_{TN}i_{ph}^* - \dot{\omega}_r^* \qquad (17)$$

Isolando o termo i_{ph} da equação (17), encontra-se (18).

$$i_{ph}^{*} = -\frac{J}{K_{TN}} \left(-\frac{B}{J} \omega - \dot{\omega}_{r}^{*} \right)$$
(18)

Adiciona-se o termo $Ksign(\sigma)$ a (18), onde têm-se a função sinal do erro e um ganho K, do controlador por modos deslizantes. A referência de corrente do regulador por histerese pode, então, ser definida como:

$$i_{ph}^{*} = \frac{J}{K_{TN}} \left(\frac{B}{J} \omega + \dot{\omega}_{r}^{*} - Ksign(\sigma) \right)$$
(19)

3.3 Projeto do Filtro Passa-Baixa

Devido a introdução do termo da função sinal na equação (19), têm-se uma referência de corrente com uma característica chaveada de alta frequência, indesejada para a malha interna. A fim de atenuar estas oscilações e limitar a banda do controlador, utiliza-se um filtro passa-baixa de primeira ordem, definido como,

$$H\left(s\right) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}.\tag{20}$$

Comumente define-se a frequência de corte do filtro uma década abaixo da frequência de corte da malha interna, de corrente. Neste trabalho utilizou-se $f_c = 100 \ Hz$.

4 Resultados de Simulação

Neste trabalho, o modelo do MRV foi obtido através de dados experimentais de magnetização da máquina. O motor utilizado neste trabalho possui as seguinte características: 3 fases, potência de 2 kW, velocidade nominal de 1500 rpm e configuração 12x8 (12 polos no estator e 8 polos no rotor).

A partir dos dados obtidos pelos ensaios de magnetização, pode-se gerar as tabelas de busca ITBL e TTBL, apresentadas na Figura 6. ITBL retorna os valores de corrente com base na posição e fluxo magnético da fase, enquanto TTBL retorna o torque eletromagnético em função da corrente e da posição. A Figura 7 ilustra a estrutura do modelo, utilizado em simulação.



Figura 6: Tabelas de busca (a) ITBL e (b) TTBL.



Figura 7: Estrutura de simulação utilizada no *software Simulink*.

A referência de velocidade utilizada foi de três rampas consecutivas, com intervalo de tempo para verificar o comportamento do controlador em regime. A resposta de velocidade rotórica, ω_r é apresentada na Figura 8. Na Figura 9 verifica-se a resposta ao degrau de carga, onde no instante t = 7s, uma carga de $T_l = 4,5Nm$ é conectada ao eixo da máquina. Na Figura 10, são apresentadas as formas de onda de corrente para as três fases, na velocidade de 110 rad/s, após o degrau de carga.



Figura 8: Velocidade rotórica, velocidade de referência e erro.



Figura 9: Resposta ao degrau de carga.



Figura 10: Correntes das fases $a,\,b \in c.$ Velocidade de 110rad/s.

A velocidade rotórica é capaz de seguir a referência de maneira satisfatória. Nota-se que no instante de inserção de carga, uma perturbação na velocidade é observada, entretanto, o controlador é capaz de retornar ao valor de referência. O controlador por histerese é capaz de regular as correntes de fase, uma vez que permanecem internas à banda definida. O torque eletromagnético da máquina, como esperado, apresenta característica pulsada, característica indesejável na operação, mas intrínseca à máquina.

5 Resultados Experimentais

O sistema proposto foi implementado em uma plataforma experimental de acionamento da máquina de relutância. Na plataforma experimental foi utilizado um DSP TI TMS320F28335 e um conversor HBA, bem como a máquina descrita na seção anterior. A frequência de chaveamento utilizada foi de 30 kHz e o período de amostragem de 33, $3\mu s$.

Como nos resultados de simulação, utilizou-se a mesma configuração de três rampas de velocidade consecutivas como referência, com intervalo de tempo para verificar o comportamento do controlador em regime. A resposta de velocidade rotórica, ω_r é apresentada na Figura 11. Na figura 12 verifica-se a resposta ao degrau de carga, onde uma carga de $T_l = 4,5Nm$ é conectada ao eixo da máquina. Na Figura 13 são apresentadas as formas de onda das corrente, para a velocidades de 110 rad/s, após o degrau de carga.



Figura 11: Velocidade rotórica e velocidade de referência.



Figura 12: Resposta ao degrau de carga.



Figura 13: Corrente nas fases $a, b \in c$. Velocidade de 110 rad/s.

6 Conclusão

Este artigo apresentou um controlador SM aplicado ao controle de velocidade de um MRV. Apresentou-se ainda um controlador por histerese, responsável pela regulação da corrente no interior da banda de histerese definida. A partir dos resultados de simulação e resultados experimentais, pode-se verificar que o controle proposto é capaz de seguir a referência de velocidade, mesmo quando submetido a um degrau de carga. As formas de onda de corrente são controladas de forma satisfatória pelo regulador de histerese.

Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte financeiro.

Referências

- Boldea, I., Tutelea, L. N., Parsa, L. and Dorrell, D. (2014). Automotive electric propulsion systems with reduced or no permanent magnets: An overview, *IEEE Transactions* on Industrial Electronics **61**(10): 5696–5711.
- Bolognani, S. and Zigliotto, M. (1996). Fuzzy logic control of a switched reluctance motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications* **32**(5): 1063–1068.
- Chai, J. Y., Lin, Y. W. and Liaw, C. M. (2006).
 Comparative study of switching controls in vibration and acoustic noise reductions for switched reluctance motor, *IEE Proceedings Electric Power Applications* 153(3): 348–360.
- Chiba, A., Takano, Y., Takeno, M., Imakawa, T., Hoshi, N., Takemoto, M. and Ogasawara, S. (2011). Torque density and efficiency improvements of a switched reluctance motor without rare-earth material for hybrid vehicles, *IEEE Transactions on Industry Appli*cations 47(3): 1240–1246.
- Fahimi, B., Emadi, A. and Sepe, R. B. (2005). Four-quadrant position sensorless control in srm drives over the entire speed range, *IEEE Transactions on Power Electronics* 20(1): 154–163.
- Gao, H., Salmasi, F. R. and Ehsani, M. (2004). Inductance model-based sensorless control of the switched reluctance motor drive at low speed, *IEEE Transactions on Power Electro*nics **19**(6): 1568–1573.
- Han, S., Liu, C., Zhang, L., Jun, G. and Dai, S. (2016). Mutual coupling and its effect on current and torque of six phases switched reluctance motor, 2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), pp. 1–5.

- Hannoun, H., Hilairet, M. and Marchand, C. (2010). Design of an srm speed control strategy for a wide range of operating speeds, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57(9): 2911–2921.
- Husain, I. (2002). Minimization of torque ripple in srm drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49(1): 28–39.
- Kjaer, P. C., Gribble, J. J. and Miller, T. J. E. (1997). High-grade control of switched reluctance machines, *IEEE Transactions on Industry Applications* **33**(6): 1585–1593.
- Krishnamurthy, M., Edrington, C. S., Emadi, A., Asadi, P., Ehsani, M. and Fahimi, B. (2006). Making the case for applications of switched reluctance motor technology in automotive products, *IEEE Transactions on Power Electronics* 21(3): 659–675.
- Lawrenson, P. J., Stephenson, J. M., Blenkinsop, P. T., Corda, J. and Fulton, N. N. (1980). Variable-speed switched reluctance motors, *IEE Proceedings B - Electric Power Appli*cations 127(4): 253–265.
- Li, J., Song, X. and Cho, Y. (2008). Comparison of 12/8 and 6/4 switched reluctance motor: Noise and vibration aspects, *IEEE Transactions on Magnetics* 44(11): 4131–4134.
- Lin, Z., Reay, D. S. and Zhou, B. (2013). Experimental measurement of switched reluctance motor non-linear characteristics, *IECON 2013 - 39th Annual Conference* of the *IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2827–2832.
- Osorio, C. R. D., Vieira, R. P. and Grundling, H. A. (2016). Sliding mode technique applied to output voltage control of the switched reluctance generator, *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2935–2940.
- 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.
- Samani, O. N. and Ganji, B. (2017). Noise reduction of switched reluctance motors, 2017 8th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC), pp. 300–304.
- Takayama, K. and Miki, I. (2016). Design of switched reluctance motor to reduce acoustic noise, 2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), pp. 425– 429.

- Xu, L. and Wang, C. (2002). Accurate rotor position detection and sensorless control of srm for super-high speed operation, *IEEE Transactions on Power Electronics* 17(5): 757– 763.
- Xue, X. D., Cheng, K. W. E., Ng, T. W. and Cheung, N. C. (2010). Multiobjective optimization design of in-wheel switched reluctance motors in electric vehicles, *IEEE Transactions on Industrial Elec*tronics 57(9): 2980–2987.
- Yang, Z., Shang, F., Brown, I. P. and Krishnamurthy, M. (2015). Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for ev and hev applications, *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 1(3): 245–254.
- 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.
- Zhu, J., Cheng, K. W. E. and Xue, X. (2016). Torque analysis for in-wheel switched reluctance motors with varied number of rotor poles, 2016 International Symposium on Electrical Engineering (ISEE), pp. 1–5.