

CONTROLE DE CORRENTE DE UM MOTOR À RELUTÂNCIA VARIÁVEL - APLICAÇÃO DE ALGORITMOS PREDITIVO E FUZZY

LAURINDA L.N.REIS*, ANTÔNIO A.R. COELHO†, OTACÍLIO M.A.*, RÔMULO N.A.*, A. LEYDSON X.*

* *Universidade Federal do Ceará - Fortaleza - Ceará - Brasil*

† *Universidade Federal de Santa Catarina - Florianópolis - Santa Catarina - Brasil*

Emails: laurinda@ufc.br, aarc@das.ufsc.br, otacilio@dee.ufc.br, nunes@dee.ufc.br,

Abstract— The purpose of this paper is to show the potential application of Fuzzy Logic Controller (FLC) and a Generalized Minimum Variance Controller (GMVC) to a current control of a Switched Reluctance Motor (SRM). Nonlinear systems such as FLC can present limit-cycles that depends of its selected parameters. The limit-cycles degrades the control loop performance. Modeling the controller through describing function make possible to design the control loop without limit-cycles. The GMVC is a controller incorporating a performance index to tailor the closed loop behavior. The system performance is validated through simulation and implementation presenting good characteristics for both controllers.

Keywords— Fuzzy Logic Controller (FLC); PID Control; Generalized Minimum Variance Control - GMVC; Switched Reluctance Motor - SRM; Nonlinear System.

Resumo— A finalidade deste artigo é mostrar a aplicação de um Controlador Fuzzy (FC-Fuzzy Controller) e um Controlador de Variância Mínima Generalizado (GMV-Generalized Minimum Variance) para o controle de corrente de um Motor à Relutância Variável (MRV). Sistemas não-lineares como um Controlador Fuzzy podem apresentar ciclos limites dependendo do ajustes de seus parâmetros. Os ciclos limites deterioram o desempenho da malha de controle. Modelando-se o controlador pelo método da função descritiva é possível projetar malhas de controle sem a existência destes ciclos limites. O controlador GMV incorpora um índice de desempenho para ajustar o comportamento de malha fechada. O desempenho do sistema é validado através de simulações e implementações apresentando resultados satisfatórios para ambos os tipos de controladores.

Palavras-chave— Controlador Fuzzy (FLC); Controle PID; Controlador de Variância Mínima Generalizada - GMVC; Motor à Relutância Variável - MRV; Sistemas Não-lineares.

1 Introdução

Os acionamentos à velocidade variável têm um papel importante na automação industrial. Um controle adequado melhora tanto a qualidade quanto a confiabilidade do produto de final, e contribui para a conservação de energia elétrica (Sen, 1990). Os motores de indução, motores de CC e motores síncronos são comumente usados em aplicações de acionamentos de velocidade variável. Os motores à Relutância Variável (MRVs) de pólos salientes têm sido utilizados como uma opção moderna e alternativa (Filicori et al., 1993). A disponibilidade de dispositivos semicondutores de alta frequência e melhorias no projeto das máquinas, tornaram os MRVs competitivo com o motores cc convencional e indução em aplicações industriais. No entanto, o MRV opera de forma altamente não-linear a fim de maximizar o conjugado de saída e tornar eficiente o acionamento do conversor (Miller, 1993).

A capacidade de seguir a referência e a eliminação de distúrbios de carga sem oscilação de conjugado são dois requerimentos importante para alto desempenho em um sistema de acionamento com motor à relutância variável (Inderka and Doncker, 2003). Controladores de corrente Proporcional-Integral (PI) têm sido aplicados aos sistemas de acionamentos com MRV (Schulz and Rahman, 2003; Liu et al., 2003). Um controlador PI com ganho fixo tem vantagens tais como

fácil implementação digital, baixa corrente de oscilação, e estrutura simples. Contudo, devido à característica não-linear do MRV, é difícil se obter bom desempenho e regulação estável sob toda faixa de operação do sistema. O controle de corrente PI tem sido aplicado a um sistema de acionamento com MRV com linearização em torno de um ponto de operação específico (Laurinda L.N. dos Reis, 2006), contudo, apresenta um desempenho limitado. As características não-linear do modelo do MRV representa um desafio para as técnicas de controle clássica e avançadas. Vários pesquisadores têm proposto técnicas de controle de corrente para superar tais desvantagens (Liu et al., 2003; Schulz and Rahman, 2003). Além disso, para obter controle de conjugado com minimização das oscilações, é fundamental um controle de corrente adequado (Lin et al., 2004).

Para o controle em ampla faixa de operação do MRV, utilizam-se controladores auto-ajustáveis (ST-Self-Tuning) (Astrom and Wittenmark, 1973). Foi proposto por Åström and Wittenmark (Astrom and Wittenmark, 1973), um controlador ST baseado no controlador de Mínima Variância Generalizado (GMV), o algoritmo é baseado em critério de otimização de uma função custo. Atualmente, o interesse nos controladores tipo GMV estão reaparecendo principalmente explorando-se suas características para interação com outras estruturas de controle (Mitsukura

et al., 1999), bem como sua extensão a sistemas multivariável (Inoue et al., 2000), dentre outras aplicações (Masayoshi and Yasuchika, 2002). Recentemente, uma especificação adequada de parâmetros dos polinômios do GMV é o maior desafio e pode se tornar crítico se for necessária uma inicialização.

O projeto de um controlador fuzzy (FC) para uma ou duas dimensões está bem consolidado por diversos trabalhos apresentados na literatura (Hu et al., 1999), (Santos et al., 2003), (Tanaka, 2001). Atualmente as pesquisas estão sendo direcionadas para o estudo de estabilidade, controlabilidade, observabilidade e robustez (Kim et al., 2000) considerando os aspectos de não linearidade dos controladores, (Khalil, 1996). Um dos fenômenos não lineares observados em malhas de FC correspondem à existência de ciclos limites. Na presença de ciclos limites, uma pequena perturbação em torno do ponto de operação pode levar o sistema à instabilidade global.

Neste trabalho um controlador fuzzy também é aplicado ao controle de corrente de um MRV visando o seguimento da corrente de referência objetivando a minimização das oscilações de conjugado. Para garantir a não existência de ciclos limites, uma modelagem do FC através do método da função descritiva é utilizada para estabelecer os parâmetros do controlador, tais como as escalas e formas das funções de pertinência do conjunto fuzzy de entrada e saída. O controlador GMV foi associado com o método de identificação dos mínimos quadrados para a atualização dos parâmetros. Este artigo está organizado como segue: a seção 2 apresenta a modelagem do motor à relutância variável. A seção 3 apresenta o controle de variância mínima generalizado. A seção 4 apresenta a estrutura do controlador fuzzy. Os resultados experimentais e conclusões são apresentados nas seções 5 e 6, respectivamente.

2 Modelagem do Motor à Relutância Variável (MRV)

Em um esquema típico de controle com MRV o conjugado geralmente é controlado via uma malha interna de corrente, de modo que para se obter um desempenho de conjugado adequado sem oscilações faz-se necessário um esquema de controle de corrente. No controle adaptativo em tempo real, o número de parâmetros do sistema deve ser selecionado tal que os requerimentos computacionais serão otimizados mantendo-se tanto a amostragem quanto altas frequências de chaveamento. Nesta aplicação em particular, somente a malha de corrente do motor foi utilizada como objetivo de controle. A função de transferência de baixa ordem do MRV para a malha de corrente, é determinada através do método do relé "setpoint" dado

em (Luo et al., 1998) dada por:

$$G_p(s) = \frac{K_p e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (1)$$

onde K_p , é o ganho do processo, θ , o tempo morto e τ , a constante de tempo. Esta função relaciona corrente de referência e tensão de saída aplicada ao conversor. Após a implementação obteve-se os seguintes valores, $K_p = 2,5 * 10^{-4}$, $\tau = 10,9422ms$, frequência de oscilação, $w_{cr} = 2,7rad/ms$, e $\theta = 0,687ms$. Assumindo um ZOH e uma taxa de amostragem de $40\mu s$, o equivalente discreto da equação (1) é:

$$G_p(z) = \frac{0,003649z^{-1}}{1 - 0,9964z^{-1}} \quad (2)$$

Esta equação foi utilizada para inicializar o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo e projetar o controlador de corrente do MRV.

3 Controle de Variância Mínima Generalizado

O controlador GMV geralmente utiliza o modelo "AutoRegressive Moving Average" (CARMA):

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})\xi(t) \quad (3)$$

onde A , B e C são polinômios usando o operador deslocamento em atraso z^{-1} (que será omitido nas equações seguintes). k representa o atraso do sistema, enquanto $\xi(t)$ é uma sequência randômica não correlacionada com média zero. Usando a equação (2) os valores iniciais de A e B são dados por $(1 - 0,9964z^{-1})$ e $(0,003649z^{-1})$, respectivamente.

O controlador GMV (Astrom and Wittenmark, 1973; Clarke and Gawthrop, 1979) é brevemente revisto a seguir. Seu método foi projetado para a minimização de um passo à frente da função custo,

$$J_1 = E\{[Py(t+k) - Ry_r(t)]^2 + [Qu(t)]^2\} \quad (4)$$

onde $y(t)$ é a saída medida, $u(t)$ é a variável manipulada (entrada), $y_r(t)$ a referência. P , Q e R são usados para modificar o desempenho de controle. A pseudo saída dada como, $\Phi(t+d)$, onde

$$\Phi(t+k) = Py(t+k) + Qu(t) - Ry_r(t) \quad (5)$$

A função custo a ser minimizada é dada pela esperança de $\phi(t+k)$:

$$J = E[\phi^2(t+k)] \quad (6)$$

Rearrmando as equações anteriores e considerando a identidade:

$$PC = FA + z^{-k}G \quad (7)$$

chega-se a seguinte expressão para o GMV dada por:

$$(BF + QC)u(t) + Gy(t) - CRy_r(t) = 0 \quad (8)$$

cuja lei de controle é:

$$Hu(t) + Gy(t) + Ey_r(t) = 0 \quad (9)$$

Os polinômios H , G e E são diretamente estimados da Eq. (5).

4 Estrutura do Controlador Fuzzy

O controle fuzzy é basicamente não-linear e adaptativo por natureza, apresentando desempenho robusto sob variação de parâmetros e efeitos de distúrbio de carga. Um típico controle fuzzy descreve por um lado a relação entre a mudança do controle $Du(k) = u(k) - u(k-1)$, em função do erro $e(k)$ e da derivada do erro $De(k) = e(k) - e(k-1)$. Tal lei de controle pode ser formalizada como:

$$Du(k) = F(e(k), De(k)) \quad (10)$$

A saída atual do controlador $u(k)$ é obtida do valor anterior do controle, $u(k-1)$, que é atualizada por $Du(k)$:

$$u(k) = u(k-1) + Du(k) \quad (11)$$

Este tipo de controlador é conhecido como fuzzy PI de acordo com as relações entre as variáveis $e(k)$ e $De(k)$. O controlador fuzzy utilizado neste trabalho apresenta estrutura de Mandani com funções de pertinências e termos linguísticos para entradas e saídas conforme as figuras 1 e 2, respectivamente. O conjunto de regras para a saída incremental de controle $Du(k)$ é dada na tabela 1 (Tanaka, 2001). Por simplicidade e para facilitar

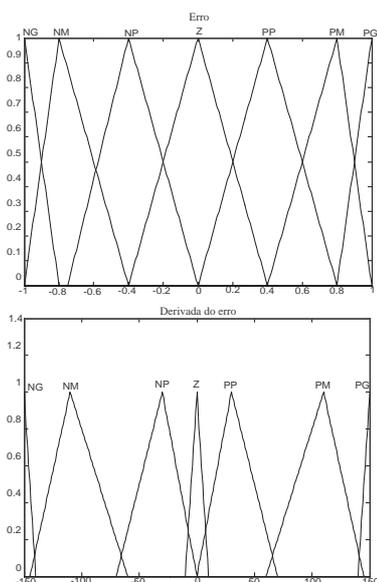


Figura 1: Funções de pertinência das entradas.

tar a apresentação dos cálculos dos ciclos limites do controlador, funções de pertinência simétricas com singleton na saída são utilizadas.

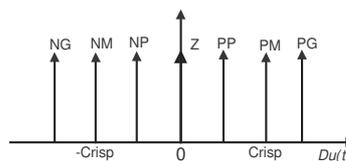


Figura 2: Funções de pertinência das saída.

Tabela 1: Base de Regras Utilizada.

Erro/Derro	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	Z	Z	Z
NM	NG	NB	NM	NM	NP	Z	Z
NP	NG	NM	NP	NP	Z	PP	PM
Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
PP	NG	NP	NP	Z	PP	PM	PG
PM	Z	Z	PP	PM	PM	PM	PG
PG	Z	PP	PP	PG	PG	PG	PG

4.1 Função Descritiva do Controlador Fuzzy

O método da função descritiva é uma extensão da análise no domínio da frequência usada em sistemas lineares para sistemas não lineares. Para aplicar esta técnica, o sistema deve ser considerado em malha fechada conforme a Figura 3.

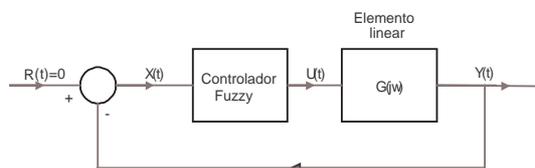


Figura 3: Sistema não linear

Para a análise no domínio da frequência, a parte linear da figura 3 é representada pela função de transferência $G(j\omega)$ e a parte não-linear é representada pela função de transferência $N(A, \omega)$, denominada de função descritiva. Por definição a função descritiva de um elemento não linear corresponde à relação complexa no domínio de frequência da componente fundamental da saída do elemento pela entrada senoidal. Considerando a entrada $x(t) = A \sin \omega t$, a expansão de Fourier para a saída do sistema de $u = f(x, \dot{x})$ pode ser obtida como (Kim et al., 2000). Considerando-se apenas a componente harmônica fundamental tem-se:

$$N(A, \omega) = \frac{(b_1 + ja_1)e^{j\omega t}}{Ae^{j\omega t}} = \frac{1}{A}(b_1 + ja_1) \quad (12)$$

onde A é a amplitude da entrada e os coeficientes

são dados por:

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \cos(\omega t) d\omega t$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \sin(\omega t) d\omega t$$

4.2 Determinação do Ciclo limite

O diagrama de Nyquist corresponde uma das ferramentas mais utilizada no estudo e análise de sistemas não-lineares quando representado por funções descritivas. Pode-se demonstrar (Khalil, 1996) que quando ciclos limites ocorrem os lugares geométricos da função descritiva da não-linearidade se interceptam com os lugares geométricos da parte linear do sistema estabelecendo um ponto de operação caracterizado por oscilações mantidas na saída. O ponto de operação é definido pela equação 13.

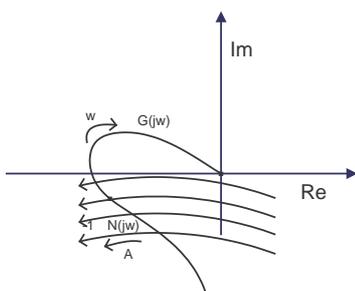


Figura 4: Detecção de ciclos-limites $G(j\omega)$ e $-1/N(A, \omega)$.

$$1 + N(A, \omega)G(j\omega) = 0 \quad (13)$$

Se curvas de $N(A, \omega) \times G(j\omega)$ é plotada no plano complexo, a interseção do lugar geométrico resultante com o ponto $(-1, 0)$ corresponde a uma solução da Eq.13 e estabelece a existência do ciclo-limite, conforme esquematizado na figura 5.

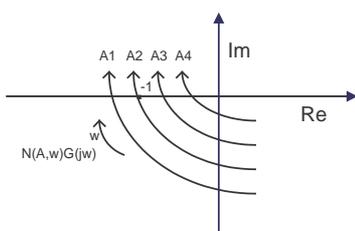


Figura 5: Detecção de ciclos-limites $N(A, \omega) \times G(j\omega)$

4.3 Função descritiva analítica de um controlador Fuzzy

Quando um processo é controlado através de um controlador fuzzy em malha fechada, conforme a figura 3, pode ocorrer o aparecimento de ciclos limites.

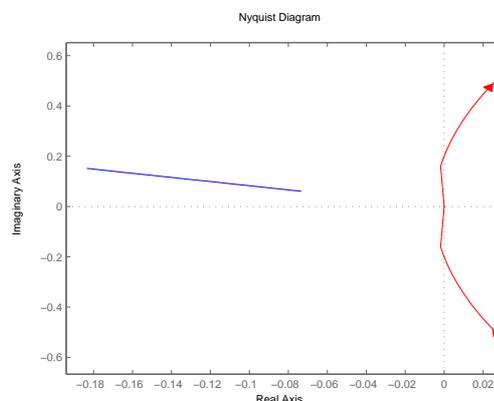


Figura 6: Diagrama de Nyquist do MRV e do controlador fuzzy(reta). O sistema não apresenta ciclo limite.

Os ciclos limites provocam o aparecimento de oscilações na saída do processo que podem violar as especificações de desempenho (Santos et al., 2003). A partir das definições do controlador fuzzy, mais especificamente das escalas de pertinência e do conjunto fuzzy de saída, pode-se projetar uma malha livre de ciclos limites. Para efeito de ilustração a figura 6 apresenta uma situação em que garante-se a não existência de ciclos limites para o ponto de operação do MRV. Neste caso, os parâmetros do controlador fuzzy foram especificados de forma que o inverso da função descritiva dada pela equação 12 não apresente interseções com o diagrama de Nyquist da função de transferência da malha de corrente do MRV. Sabe-se que nesta situações ciclos limites são evitados (Khalil, 1996),(Kim et al., 2000).

5 Resultados Experimentais

A implementação e simulação foi feita para os controladores FC e GMV. O MRV utilizado é um motor de 12/8 pólos, 3 fases. A tensão e a corrente nominal do motor são $120V_{cc}$ e $2,5A$, respectivamente. A indutância de fase é dada em função da posição angular, na posição alinhada $L_a = 52mH$ e não alinhada, $L_u = 8mH$. A resistência do estator é $2,4\Omega$. O trabalho foi realizado utilizando a bancada experimental mostrada na Fig. 7.

O controlador GMV combinado com método de estimação MQR foi aplicado e usado para estimar os parâmetros dos polinômios $P(\cdot)$ e $G(\cdot)$ na Eq. (8), que são diretamente utilizados como os parâmetros do controlador da Eq.(8). Os va-

6 Conclusões

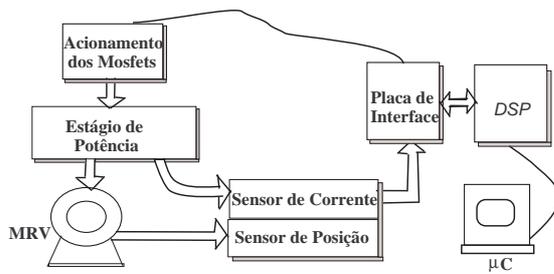


Figura 7: Plataforma experimental do sistema

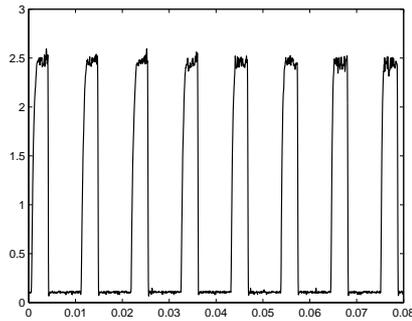


Figura 8: Resposta de Corrente para o GMVC

lores iniciais dos parâmetros foram feitos iguais a $a_1 = -0,8$ e $b_0 = 0,015$, $\lambda = 0,995$ e a matriz de covariância P de $100 \times I$. Com a lei de controle, Eq. (8), para o GMV, utilizou os parâmetros iniciais, $q_0 = 10,0$, $r_0 = 2,5$, $p_0 = 1,0$. A Fig. 8 mostra a resposta degrau para o sistema controlado pelo GMV com corrente de referência de $i_{ref} = 2,5A$.

A teoria apresentada para o controlador fuzzy também foi aplicada ao sistema do MRV considerando as funções de pertinência e a base de regras dadas na figura 1 e 1. Fig. 9 mostra o resultado do controlador para uma fase do motor com corrente de referência de $i_{ref} = 2,0A$.

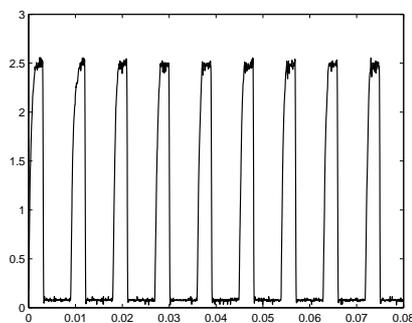


Figura 9: Resposta de Corrente para o Controlador Fuzzy

Neste artigo apresentou-se um método de projeto de controladores fuzzy que, a partir da modelagem da função de transferência do controlador através de funções descritivas garante o não surgimento de ciclos limites. Com a determinação adequada dos parâmetros do controlador pode-se evitar a presença de ciclos-limites um fenômeno típico de sistemas não lineares. Também apresentou-se o controlador de variância mínima generalizado combinado com o mínimos quadrados recursivo no controle corrente do MRV. Com a determinação adequada dos parâmetros dos controladores pode-se minimizar as oscilações de conjugado através do controle da corrente. Desta forma, os dois controladores que por natureza são adaptativos apresentam resultados bastante satisfatório.

Referências

- Astrom, K. and Wittenmark, B. (1973). On self tuning regulators, *Automatica* **9**: 185–189.
- Clarke, D. and Gawthrop, B. (1979). Self-tuning control, *IEE Proc. Control Theory Application* **126**: 633–640.
- Filicori, F., Bianco, C. and Tonielli, A. (1993). Modeling and control strategies for a variable reluctance direct-drive motor, *IEEE Trans. on Industrial Electronics* **40**: 105–115.
- Hu, B., Mann, G. K. I. and Gosine, R. G. (1999). New methodology for analytical and optimal design of fuzzy pid controllers, *Trans. On Fuzzy Systems* **7**(5): 521–539.
- Inderka, R. and Doncker, R. W. D. (2003). High-dynamic direct average torque control for switched reluctance drives robert, *IEEE Trans. on Industry Applications* **39**(4): 1118–1126.
- Inoue, A., Yanou, A., Sato, T. and Hirashima, Y. (2000). An extension of generalized minimum variance control for multi-input multioutput systems using coprime factorization approach, *Proceedings of American Control Conference* **9**: 4184–4188.
- Khalil, H. (1996). *Nonlinear Systems*, first edn, Prentice Hall.
- Kim, E., H., L. and M., P. (2000). Limit-cycle prediction of a fuzzy control system based on describing function method, *Trans. On Fuzzy Systems* **8**(1): 11–22.
- Laurinda L.N. dos Reis, A.A.R. Coelho, e. (2006). Self-tuning controller for switched reluctance motor based on pi method, *VII International Conference on Industrial Applications, Recife-PE*.

- Lin, Z., Reay, D., Williams, B. and He, X. (2004). High performance current control for switched reluctance motors with on-line modeling, *Proc. IEEE Power. Elec. Spec. Conf. Annual Meeting PESC* pp. 1246–1251.
- Liu, C., Hou, X. and et. all (2003). Research for speed controller of switched reluctance motor using f-pid control, *Proceedings of the Second Intern. Confer. On Machine Learning and Cybernetics* pp. 2530–2533.
- Luo, R., Qin, S. J. and Chen, D. (1998). A new approach to closed loop autotuning for pid controllers, *Proceedings of American Control Conference* pp. 348–352.
- Masayoshi, D. and Yasuchika, M. (2002). Generalized minimum variance control for time varying systems without diophantine equation, *Proceedings of American Control Conference* **9**: 3230–3235.
- Miller, T. (1993). *Switched Reluctance Motors and Their Control*, first edn, Magna Physics publishing and Clarendon Press Oxford, Oxford, NY.
- Mitsukura, Y., Yamamoto, T. and Kaneda, M. (1999). A design of self-tuning pid controllers using a genetic algorithm, *Proceedings of American Control Conference* **9**: 1361–1365.
- Santos, C. L., Almeida, O. M. and Coelho, A. A. (2003). Projeto e estudo de caso da implementação de um sistema de controle nebuloso, *Revista Controle e Automação* **14**(1): 20–26.
- Schulz, S. and Rahman, K. (2003). High-performance digital pi current regulator for ev switched reluctance motor drives, *IEEE Trans. on Industry Applications* **39**(4): 1118–1126.
- Sen, P. (1990). Electric motor drives and control - past, present and future, *IEEE Trans. on Industrial Electronics* **37**(6): 562–575.
- Tanaka, K. (2001). *Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach*, first edn, John Wiley.