

Gerador Assíncrono Auto-Excitado Controlado por Processador Digital de Sinal

José Faria^(1,3,4), Elmano Margato^(1,3,4), M. J. Resende^(2,4),

⁽¹⁾ Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Rua Conselheiro Emídio Navarro 1, 1950-062 Lisboa, Portugal

⁽²⁾ Instituto Superior Técnico, DEEC, Av. Rovisco Pais 1049-001 Lisboa, Portugal

⁽³⁾ Centro de Electrotecnia e Electrónica Industrial - CEEI, Rua Conselheiro Emídio Navarro 1, 1950-062 Lisboa, Portugal

⁽⁴⁾ Centro de Automática da Universidade Técnica de Lisboa – CAUTL, Av. Rovisco Pais 1049-001 Lisboa, Portugal

e-mail: jdfaria@deea.isel.ipl.pt, efmargato@deea.isel.ipl.pt, e-mail: mresende@ist.utl.pt

Resumo. Este artigo apresenta a implementação de uma estratégia global de controlo de um gerador assíncrono trifásico auto-excitado por ondulator de tensão trifásico controlado em corrente, de modo a estabelecer as correntes de excitação e de carga apropriadas ao funcionamento da máquina. A técnica utilizada para controlo da máquina é a de orientação de campo. A tensão do lado DC do ondulator é mantida constante através de um anel de controlo implementado com um controlador do tipo PI, com robustez relativamente à variação dos valores de carga e da velocidade de accionamento. O desempenho do sistema é ilustrado com resultados experimentais.

Palavras-chave: Gerador de indução, Ondulador de tensão, Orientação de campo, Controlo digital.

1. Introdução

Com o objectivo de minorar a utilização de fontes energéticas poluentes, tem-se vindo a assistir nos dias de hoje a um acentuado crescimento no interesse da exploração de recursos energéticos renováveis, nomeadamente, os do tipo eólico, mini e micro hídrico.

Em explorações autónomas de pequena potência, os geradores assíncronos auto-excitados têm sido apontados como sendo a solução preferencial, quando comparados com outros tipos de geradores, para o aproveitamento de fontes de energia renováveis, devido ao seu baixo custo, robustez e reduzida necessidade de uma manutenção.

A principal desvantagem relativamente à utilização deste tipo de máquina, prende-se com a necessidade de aplicação de uma fonte de potência reactiva externa para que seja estabelecida e mantida a excitação da máquina. Diversas formas de excitação passivas e activas têm sido propostas [1]-[4]. Comparativamente, as excitações passivas não permitem grandes variações da velocidade e da carga o que limita a gama de utilização do gerador. Por outro lado, sendo conseguida uma maior eficiência com técnicas de excitação activas, estas apresentam a contrariedade de ser necessária a implementação de processos mais ou menos complexos de controlo.

A utilização conjunta de um conversor estático de potência como fonte de potência reactiva e de um Processador Digital de Sinal (DSP) que implementa a estratégia global de controlo, permitem introduzir uma simplificação na utilização, especialmente no controlo, dos geradores assíncronos. A solução apresentada pelo

conjunto torna a implementação do sistema mais simples ao nível do controlo e, tratando-se de uma técnica activa de excitação, permite a exploração do gerador numa larga gama de variação da velocidade de accionamento e das condições de carga.

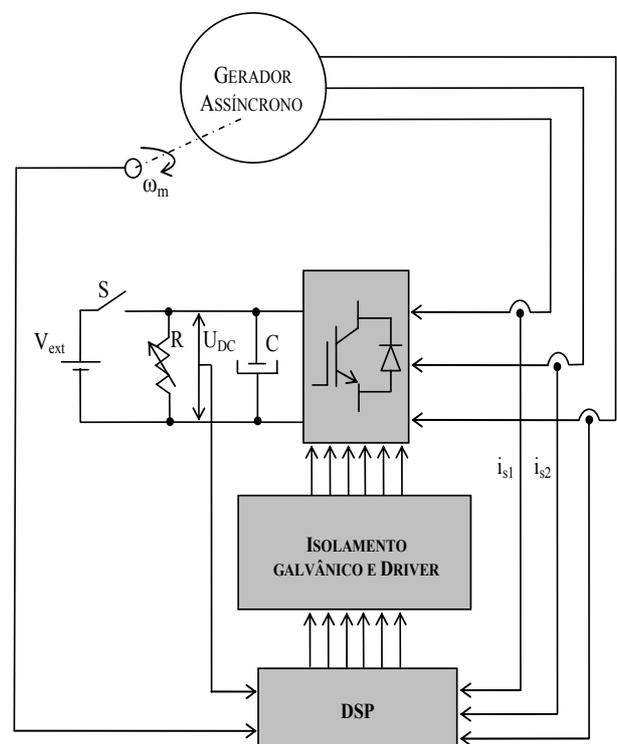


Figura 1. Esquema global do sistema.

2. Descrição do sistema

De modo a validar o estudo teórico do sistema de geração proposto foi construído um protótipo composto por uma máquina síncrona trifásica de magnetos permanentes e por uma máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito.

A máquina síncrona de magnetos permanentes possui uma potência de 2kW e velocidade nominal de 3000rpm e é alimentada por um variador de velocidade. Este conjunto, conversor electrónico e máquina síncrona, destina-se a motorizar o gerador assíncrono e a simular o comportamento da turbina. Esta simulação é realizada programando adequadamente o DSP que, por intermédio do variador de velocidade, impõe ao gerador velocidades com dinâmica predefinida.

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} \quad (7)$$

$$0 = \frac{M}{\tau_r} i_{sq} - (\omega_r - \omega) \psi_{rd} \quad (8)$$

$$T_e = \frac{M}{L_r} i_{sq} \psi_{rd} \quad (9)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left(n_{pp} \frac{M}{L_r} i_{sq} \psi_{rd} - K_D \omega_m - T_m \right) \quad (10)$$

Nas equações anteriores, ψ_{rd} , i_{sd} , i_{sq} , T_e , representam respectivamente, o fluxo ligado com o rotor, as componentes d e q da corrente do estator e o binário electromagnético. O coeficiente de indução mútua entre o estator e o rotor é representado por M . O coeficiente de auto-indução do rotor e estator são, respectivamente, $L_r = M + l_r$ e $L_s = M + l_s$, onde l_r e l_s representam os coeficientes de auto-indução associados às fugas do rotor e do estator, respectivamente. O coeficiente de dispersão da máquina é dado por, $\sigma = (L_s L_r - M^2) / L_s L_r$. R_r e R_s representam, respectivamente, as resistências do rotor e do estator, $\tau_r = L_r / R_r$ e $\tau_s = L_s / R_s$ representam, respectivamente, as constantes de tempo do rotor e do estator. A velocidade de rotação do referencial dq é representada por ω , a velocidade eléctrica do rotor é representada por $\omega_r = n_{pp} \omega_m$ e ω_m representa a velocidade angular mecânica. K_D e J representam, respectivamente, o coeficiente de atrito viscoso e o coeficiente de inércia da máquina e T_m representa o binário mecânico útil da turbina.

4. Estratégia global de controlo

A estratégia de controlo consiste na imposição adequada de correntes sinusoidais no lado AC do ondulador, e na manutenção da tensão do lado DC do ondulador com valor constante. A área a cinzento, ilustrada na figura 3, representa o sistema global de controlo realizado pelo DSP.

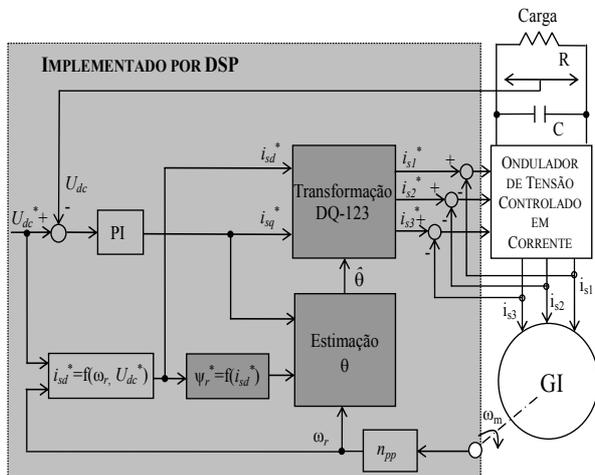


Figura 3. Diagrama de blocos da estratégia global de controlo.

A transformação das correntes de referência nos enrolamentos do estator no referencial de coordenadas dq (i_{sd}^* , i_{sq}^*) para o referencial de coordenadas 123 (i_{s1}^* , i_{s2}^* , i_{s3}^*), é realizada segundo as equações representadas em (11).

$$\begin{cases} i_{s1}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} [i_{sd}^* \cos(\theta) - i_{sq}^* \sin(\theta)] \\ i_{s2}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} [i_{sd}^* \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - i_{sq}^* \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})] \\ i_{s3}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} [i_{sd}^* \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) - i_{sq}^* \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})] \end{cases} \quad (11)$$

Segundo a expressão (12) a posição (θ) do referencial de coordenadas dq , é estimada a partir do conhecimento da velocidade angular do rotor (ω_r), e do fluxo rotórico de referência (ψ_r^*), de modo a que o eixo d permaneça sempre em fase com o vector de fluxo do rotor ($\psi_r^* = \psi_{rd}^*$).

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}_0 + \int_0^t \left(\omega_r - \frac{M i_{sq}^*}{\tau_r \psi_r^*} \right) dt \quad (12)$$

O fluxo rotórico de referência depende da corrente de magnetização de referência (i_{sd}^*) que, por sua vez, é função da velocidade angular do rotor e do valor da tensão de referência imposta pelo utilizador.

Devido à não linearidade introduzida pelo fenómeno da saturação magnética da máquina, a dependência da corrente de magnetização com a tensão de referência e a velocidade eléctrica do rotor não é linear. Desta forma i_{sd}^* é estabelecida segundo a expressão polinomial (13).

$$\begin{aligned} i_{sd}^* = & (3,508 \times 10^{-9} \times U_{dc}^2 - 1,673 \times 10^{-6} \times U_{dc} + 251,04 \times 10^{-6}) \omega_r^2 + \\ & + (-2,684 \times 10^{-6} \times U_{dc}^2 + 1,288 \times 10^{-3} \times U_{dc} - 0,191) \omega_r + \\ & + (517,21 \times 10^{-6} \times U_{dc}^2 - 0,245 \times U_{dc} + 36,939) \end{aligned} \quad (13)$$

De forma a estabelecer, nas fases da máquina, as correntes apropriadas é utilizada a abordagem do controlo histerético de correntes referido em [5]. Normalmente, com a maioria dos processadores digitais de sinal e com o intuito de se poupar tempo de processamento, os controladores histeréticos são implementados externamente por *hardware*. Neste caso, com o DSP utilizado é possível implementar por *software* os controladores histeréticos. O sistema de controlo foi implementado com uma frequência de amostragem de 25kHz e a janela dos comparadores histeréticos, utilizados no controlo das correntes, foi de ± 250 mA.

Na figura 4, é ilustrada a implementação do sistema projectado com o *software* Matlab/Simulink, que é posteriormente carregado para o DSP. Além dos blocos usuais do Simulink existem blocos específicos do DSP que são utilizados para permitir a interface do DSP com os sinais exteriores.

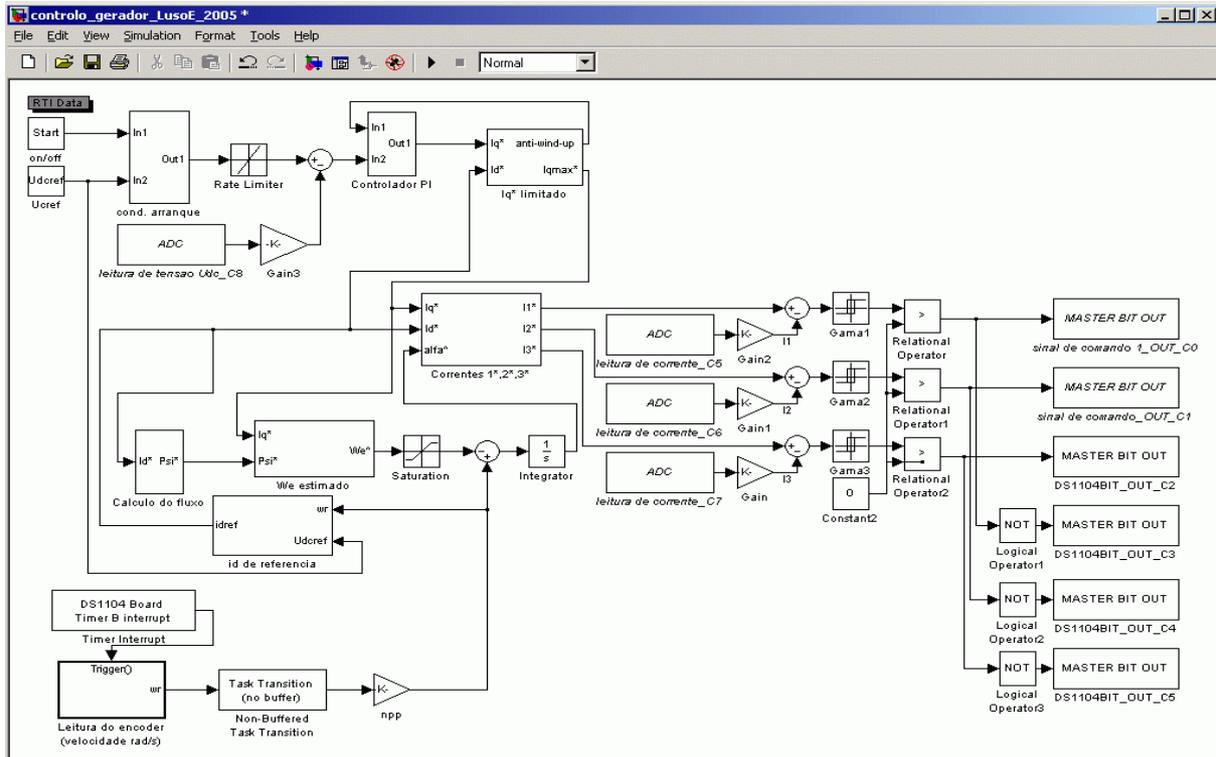


Figura 4. Modelo global implementado em Simulink e carregado no DSP.

Como se pode concluir de (9), o binário electromagnético desenvolvido pelo gerador depende do fluxo e da componente da corrente em quadratura (i_{sq}^*); sendo o fluxo estabelecido pela corrente (i_{sd}^*), o binário electromagnético é controlável através da corrente i_{sq}^* . O controlo da tensão no barramento DC e, conseqüentemente, a carga do condensador, faz-se por intermédio do fluxo de potência activa fornecido pela máquina o qual, para uma dada velocidade, depende do binário desenvolvido controlável pela componente i_{sq}^* da corrente estática.

É imposto um limite máximo à componente da corrente em quadratura função da corrente do eixo directo, de forma que a corrente que é estabelecida nas fases da máquina não seja superior ao seu valor nominal, segundo a expressão (14).

$$i_{sq\ max} = \sqrt{(i_{sd}^*{}^2 - i_{sd}^*{}^2)} \quad (14)$$

5. Ajuste em tempo real

Através da utilização de *software* próprio do DSP é possível em tempo real e durante o funcionamento do sistema realizarem-se alterações ou ajustes dos valores de vários parâmetros tais como a tensão de referência ou os ganhos do PI. Para além do ajuste de parâmetros existe também a possibilidade de se realizar a monitorização dos valores actuais de diversas grandezas como a velocidade da máquina e a tensão no barramento DC.

6. Resultados experimentais

Nesta secção são apresentados resultados experimentais de forma a ilustrar o desempenho do sistema.

TABELA I. – Parâmetros do Gerador Assíncrono

Symbol	Value
R_s	5,11Ω
R_r	4,16Ω
M	349 mH
l_s	16,8mH
l_r	16,8mH

O gerador foi submetido a ensaios de vazio e curto-circuito de forma a conhecerem-se os valores dos parâmetros que estão especificados na tabela 1.

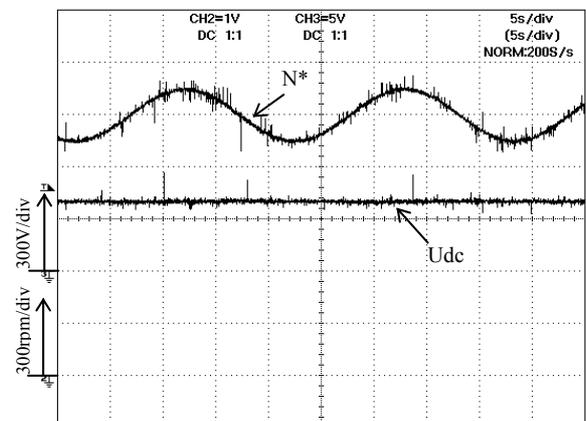


Figura 6. Tensão DC de referência 400V, com funcionamento a velocidade variável de ($N_f=1500+150*sen(2\pi*0,05 t)$), carga DC de 0,78A.

A figura 6 ilustra a evolução temporal da tensão DC num ensaio realizado com carga constante e variação sinusoidal da velocidade mecânica do gerador com amplitude de ± 150 rpm e valor médio de 1500 rpm. Estes valores impõem que, inclusivamente, a máquina esteja a operar na zona de enfraquecimento de campo (1650rpm). Mesmo nestas condições, constata-se que o sistema mantém a tensão DC em valor constante apesar da dinâmica de variação de velocidade imposta.

Na figura 7 é apresentada a evolução temporal da tensão DC durante uma variação brusca de carga.

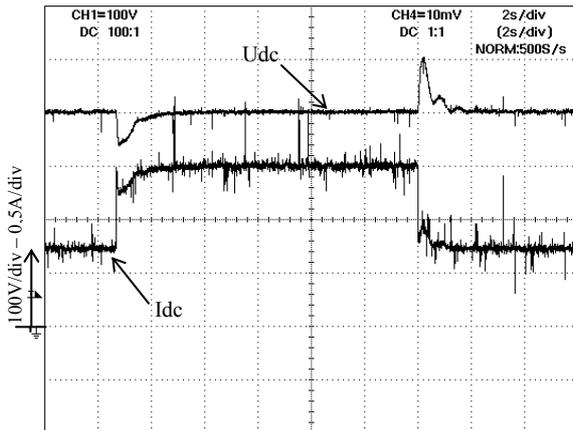


Figura 7. Tensão DC de referência de 400V, com funcionamento a velocidade constante de 1000 rpm e com variação de carga.

Ao fim de 2,8 segundos aumenta-se a carga pedida ao gerador para o dobro ocorrendo um decréscimo momentâneo de 10% na tensão e, 14 segundos decorridos, diminui-se a carga novamente para o valor inicial ocorrendo uma sobretensão momentânea de 25%. Verifica-se em ambos os casos que, em cerca de 800 milissegundos após a perturbação, o sistema anula o efeito da perturbação gerando-se o valor de tensão pretendido.

Na figura 8 são ilustradas as correntes das fases da máquina, com o gerador em regime permanente.

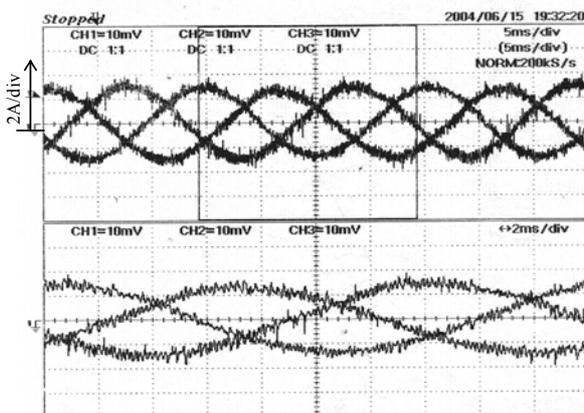


Figura 8. Correntes nas fases da máquina em regime permanente com uma carga DC de 1,2A e $U_{dc}^* = 400V$.

Verifica-se que as correntes são equilibradas e estabelecidas com uma forma sinusoidal. Um detalhe das correntes é apresentado na mesma figura podendo observar-se o efeito do controlo histerético que, no caso, tem uma abertura de $\pm 250mA$.

5. Conclusões

Neste artigo apresentou-se um protótipo de um sistema de geração de energia eléctrica utilizando uma máquina assíncrona excitada por ondulator de tensão controlado em corrente. a dinâmica de velocidade que seria imposta pela turbina é pré-estabelecida por simulação.

Os resultados experimentais obtidos permitem concluir que o protótipo desenvolvido possui capacidade de funcionamento numa larga gama de velocidades de motorização inferior e superior à da velocidade nominal da máquina assíncrona. Do ponto de vista do controlo da tensão contínua, no barramento DC do ondulator de tensão, é possível afirmar que o controlador proposto possui boa resposta para diferentes valores de referência desta tensão, com muito boa robustez às variações da velocidade de accionamento.

A tensão DC do ondulator é fortemente sensível às variações de carga o que obriga a futura intervenção de modo a minorar este efeito.

A frequência de aquisição de 25kHz conseguida com o DSP utilizado, permitiu a implementação de métodos de controlo dinamicamente exigentes como seja a técnica de orientação de campo e o controlo histerético de correntes.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao Instituto Politécnico de Lisboa (IPL) o financiamento ao projecto I&D nº11 de 2003 o qual permitiu a realização deste trabalho.

Referências

- [1] Faria J., Margato E., Resende M.J., "Induction Generator Excited by Voltage Source Inverter for Micro-Hydro Plants", *ICEM XVI International Conference on Electrical Machines*, 5-8 September, Cracow, Poland 2004.
- [2] Rai H.C., Tandan A.K., "Voltage Regulation of Self-Excited Induction Generator Using Passive Elements", *6th International Conference on Electrical Machines and Drives*, pp 240-245, 1993.
- [3] Muljadi E., Butterfield C.P., Sallan J., Sanz M., "Investigation of Self-Excited Induction Generators for Wind Turbine Applications", *1999 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, October 3-7, 1999, Phoenix, Arizona.
- [4] Seyoum D., Grantham C., Rahman M., "Inverter Supplied Voltage Control system for an Isolated Induction Generator driven by a Wind Turbine", *Industry Applications Conference*, Vol.1, pp 568-575, 12-16 Oct. 2003.
- [5] Komatsu W., Kaiser W., Matakas L., "PWM Current Source Converter with Deadbeat Control", *International*

Power Electronics Conference, Vol.2, pp 911-917, Tokyo 2000.

- [6] Panaitescu R. C., Mohan N., Robbins W., Jose P., Begalke T., Heme C., Undeland T., Persson E., “An Instructional Laboratory for the Revival of Electric Machines and Drives Courses”, *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp 455-460, Cairns, Australia 2002.