

Amplificadores de Tensão e Corrente Para Testes de Relé com Controlador Estimado por Algoritmo RLS

Omar A. C. Vilcanqui¹, Claudio J. Bordin Júnior², Luiz A. L.de Almeida³

¹Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Acre, ²Departamento de Engenharia da Informação;

³Departamento de Engenharia de Instrumentação, Automação e Robótica;

Universidade Federal do ABC, UFABC

Santo André, São Paulo, Brasil

E-mail: ¹omarchu@gmail.com, ²claudio.bordin@ufabc.edu.br, ³luiz.almeida@ufabc.edu.br

Resumo—O presente artigo propõe a estimação dos parâmetros de um compensador de frequência para amplificadores de tensão e corrente usados em testes de relés de proteção. A estimação de parâmetros para estes amplificadores é realizada mediante o uso de um filtro FIR com otimização de parâmetros mediante algoritmo RLS. Uma topologia típica de inversor 60/50 Hz foi utilizada na implementação de dos amplificadores, mas com distorção em frequência na geração de sinais devido ao atraso computacional e segurador de ordem zero. Assim, é proposta uma compensação para geração de sinais em corrente e tensão mediante este filtro FIR, que usa o algoritmo RLS na estimação dos coeficientes de compensação para cada falta a ser gerada. São apresentados resultados de simulação mostrando que é possível gerar sinais que emulem faltas, mostrando a efetividade da técnica proposta.

Palavras-chave—Teste de Relé, Proteção, Amplificadores de Tensão e Corrente, Controlador para Amplificadores, Algoritmo RLS.

I. INTRODUÇÃO

Atualmente, os equipamentos para testes de relé de proteção, comumente encontrados no mercado, são de custo relativamente elevado para atividades de pesquisa. Estas caixas de teste utilizam amplificadores de corrente e tensão para produzir sinais compatíveis com os requisitos exigidos pelos relés. Isto implica na geração de sinais arbitrários, usualmente na faixa variando de corrente contínua até 50° harmônico, com correntes de até 20A e tensões de até 600V[1][2].

Os procedimentos usuais para a realização de testes de relés, que incluem um teste dinâmico e ensaio de simulação transitória, são apresentados em [3]. Um projeto de amplificadores para testes de relé foi desenvolvido em [1]. Neste foram descritas as topologias dos amplificadores de corrente e tensão e as limitações na geração de sinais com frequências altas, tais como o atraso computacional produzido e o segurador de ordem zero (*Zero Order Hold*)[4]. Em [2] foi apresentado um método de compensação para a geração de sinais para testes de relé com algoritmo LMS [5], este ainda com limitações na compensação e atraso na convergência do

algoritmo. Entretanto, também no mercado, já existem disponíveis amplificadores proprietários que conseguem gerar tensões e correntes com componentes em altas frequências, que são utilizados também nos RTDS (*Real Time Digital Simulator*) [6-8], sendo topologias caixa-preta devido a seu uso comercial.

A escolha natural para o desenvolvimento destes amplificadores do testador de relé é a topologia classe D, que tem sido empregada atualmente em diversas aplicações, incluindo inversores de potência, *Universal Power Supply* (UPS) [9], fontes programáveis de energia [10], reguladores para qualidade de energia [11], controladores de inversores multiníveis [12], etc. Nestas aplicações, este tipo de amplificador ou inversor classe D é usado basicamente para fornecer energia com tensão senoidal de amplitude fixa e frequência de 50 ou 60Hz, o que não atende aos requisitos para geração de sinais de falta e para testar relés de proteção.

Uma possível alternativa seria a utilização de amplificadores classe D típicos de áudio [13]. Nestes, as frequências do sinal variam entre 20Hz e 20kHz, mas com a limitação de fornecer tensões e correntes mais baixas que aquelas requeridas nos testadores de relés. Estas características exigem que os amplificadores de áudio operem em frequências de chaveamento elevadas, porém sem necessariamente utilizar retroalimentação nos seus projetos. Os requisitos exigidos para amplificadores de áudio nem sempre demandam a utilização de controladores ou dispositivos de chaveamento capazes de lidar com tensões e correntes elevadas. Portanto, a topologia dos amplificadores classe D típicos de áudio não é adequada para utilização em testadores de relés.

Neste trabalho é apresentada uma topologia para geração de sinais para testes de relé até a 50° harmônica, mediante a compensação em frequência com o uso de um controlador baseado num algoritmo RLS [5] que encontra os parâmetros para cada falta gerada. A referida análise é aplicada às topologias para geração de correntes e tensões e os resultados obtidos em simulação são apresentados para sinais que

permitam avaliar a capacidade de reprodução de sinais de faltas até o 50º harmônico.

II. A TOPOLOGIA DOS AMPLIFICADORES

A Figura 1 mostra o diagrama de blocos do sistema de testes de relés de proteção. O processador digital de sinais (*Digital Signal Processor* – DSP [4]) recebe um sinal analógico de referência $V_r(t)$ a ser amplificado. Diferentemente de um inversor convencional, projetado para operar em 60Hz, os amplificadores propostos devem reproduzir sinais do tipo [1][2].

$$V_r(t) = \sum_{n=0}^N A_n e^{-\alpha_n t} \cos(\omega_n t + \phi_n), \quad (1)$$

sendo A_n as amplitudes das senóides, α_n os fatores de atenuação, ω_n e ϕ_n as respectivas frequências e fases dos componentes harmônicos do sinal de referência. N é o número de harmônicos, incluindo a exponencial decrescente pura, $\omega_0 = 0$. Estes sinais de referência são utilizados para controlar uma ponte H composta de chaves IGBTs, através de modulação PWM. Para eliminar os sinais harmônicos indesejados desta modulação, são utilizados filtros passivos passa-baixa [14]. A frequência de corte e a flutuação máxima de corrente nos indutores são determinantes para o projeto dos filtros [14]. Os sinais de retroalimentação para o controlador são obtidos nas saídas dos filtros.

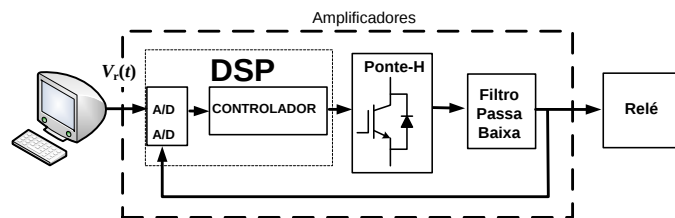


Figura 1. Modelo geral do sistema de testes de relé.

Os amplificadores de corrente e tensão são mostrados na Figura 2, com topologias similares às aquelas apresentadas em [1-2]. No caso do amplificador de corrente, o filtro passa-baixa é um indutor L . O amplificador de tensão tem a mesma estrutura, mas com um filtro LC na saída [14].

A. Topologia do Amplificador de Tensão

A topologia do amplificador de tensão é mostrada na Figura 3 cuja função de transferência é dada por:

$$G(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}}, \quad (2)$$

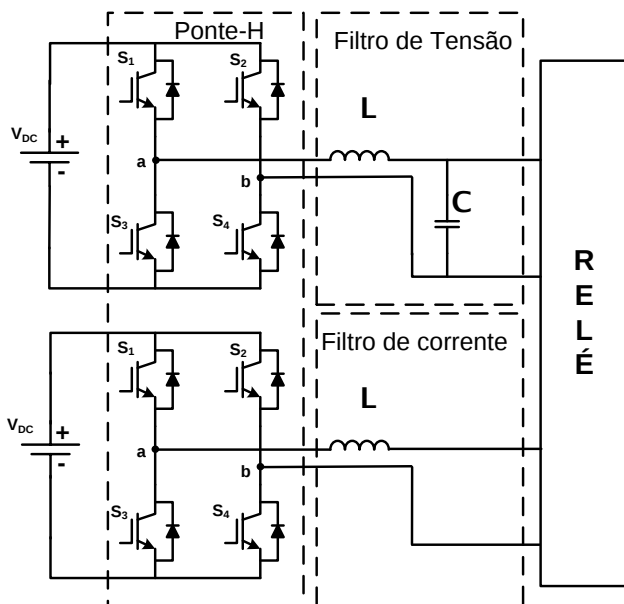


Figura 2. Modelo dos amplificadores de tensão e corrente para o testador de relé na configuração monofásica.

A função do filtro LC é eliminar as frequências altas geradas pelo chaveamento dos IGBTs da ponte H. O valor de R permite limitar a impedância equivalente da carga a valores próximos de R e o indutor do filtro LC é fabricado com ferrite de forma a poder responder às frequências de interesse [14].

O projeto dos indutores nos filtros passivos depende de alguns fatores como: a tensão aplicada na ponte H, o tamanho da área da seção transversal do núcleo, a densidade de fluxo e corrente máxima [14]. O material do núcleo deve suportar as correntes envolvidas sem saturar na frequência de chaveamento. Outro fator a ser considerado é a flutuação máxima de corrente no indutor, que diminui com o aumento da indutância e ocorre quando o sinal PWM está a 50% do ciclo de trabalho [1-2]. O valor da indutância do filtro passivo pode ser encontrado como em [14-15]:

$$L = \frac{V_{DC}}{2f_{sw}\Delta i_L}, \quad (3)$$

sendo f_{sw} a frequência de chaveamento, V_{DC} a tensão de alimentação da ponte H e Δi_L a flutuação de corrente máxima no indutor [16-17].

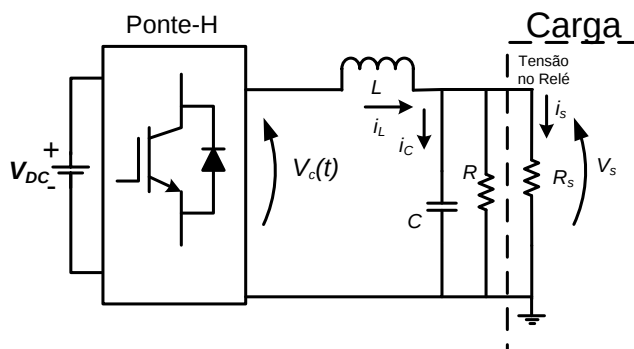


Figura 3. Modelo do amplificador de tensão com resistência R para limitação de carga.

B. Topologia do Amplificador de Corrente

Na Figura 4 é mostrada a topologia para o amplificador de corrente. A função do indutor L é eliminar as frequências elevadas produzidas pelo chaveamento dos IGBT da ponte H[18-19]. Nesta, a tensão na carga continua sendo um sinal PWM de tensão, mas a corrente no filtro L é aproximadamente senoidal. O núcleo do indutor L também é fabricado em ferrite de forma a manter a indutância para frequências elevadas de chaveamento[16-17].

$$G_{iL}(s) = \frac{I_{RB}(s)}{V_c(s)} = \frac{1}{Ls + R_B} \quad (4)$$

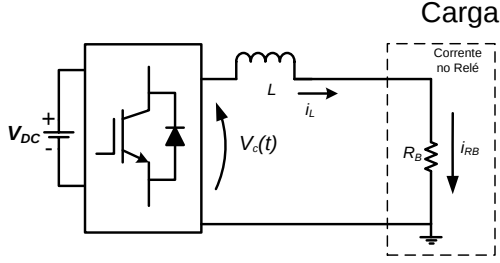


Figura 4. Modelo monofásico para o amplificador de corrente.

Uma análise da resposta em frequência desta topologia mostra que, para *burdens* comerciais entre 0,1-1Ω, a corrente desejada na entrada do relé apresenta grandes variações em amplitude e fase, o que impossibilita a reprodução fidedigna do sinal de referência de corrente [1]. Assim, torna-se necessária a inserção de um controlador no amplificador de corrente para garantir uma resposta plana sem defasagem na banda de interesse.

C. Filtro de compensação

Na Figura 5 é apresentado o diagrama de blocos da técnica proposta. Para o teste do relé, é inicialmente gerado o sinal de referência através do amplificador classe D. Após observar na saída o sinal desejado e o sinal gerado pelo amplificador, é realizada a compensação com o filtro FIR [4]. O algoritmo RLS [5] estima os pesos do filtro de acordo com o erro desejado. Para obtenção dos pesos $w[n]$ é utilizado como sinal de referência $d[n]$ uma versão atrasada do sinal de entrada, i.e., $d[n] = x[n-N]$. O atraso de N amostras é necessário, pois o filtro requer uma margem de causalidade para haver o ajuste requerido. O sinal de referência $x[n]$ é injetado durante o tempo necessário para que os pesos do filtro FIR $w[n]$ determinados pelo algoritmo RLS converjam para um valor estacionário. Uma vez que isto ocorra, o teste do relé pode ser realizado

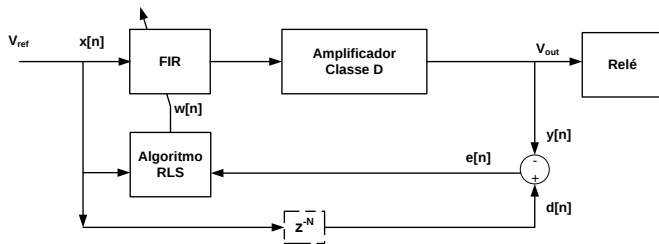


Figura 5. Diagrama de Blocos da Técnica Proposta.

A função de transferência em laço aberto do amplificador classe D é dada por:

$$H(s) = \frac{1-e^{-Ts}}{sT} e^{-T_d s} C(s) G(s) V_{DC}, \quad (5)$$

Em que $C(s)$ é um controlador PI , $G(s)$ é a função de transferência do indutor e capacitor do filtro passa baixa, V_{DC} é a fonte de alimentação da ponte H, $e^{-T_d s}$ é a representação do atraso computacional T_d , e $\frac{1-e^{-Ts}}{sT}$ é a função de transferência do segurador de ordem zero com período de amostragem T .

D. Algoritmo RLS

O algoritmo RLS (*Recursive Least-Squares*) [20][5] calcula recursivamente o vetor de pesos $w_n = [w_n[0], w_n[1], \dots, w_n[P]]^T$ que minimiza o erro quadrático ponderado

$$\varepsilon[n] = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} |e[i]|^2, \quad (6)$$

em que $0 < \lambda \leq 1$ é uma constante conhecida como *fator de esquecimento* e $e[n]$ é um sinal de erro, que admite diferentes definições.

Para o problema considerado neste artigo, é conveniente definir o sinal de erro $e[n]$ como a diferença entre um sinal desejado $d[n]$ e a saída de um filtro FIR com $P+1$ pesos w_n alimentado pelo sinal de entrada $x[n]$, i.e.,

$$e[n] = d[n] - w_n^T X[n], \quad (7)$$

$$\text{onde } X[n] = [x[n], x[n-1], \dots, x[n-P]]^T.$$

Pode-se mostrar [20] que, no instante de tempo n , o vetor de pesos w_n pode ser calculado recursivamente através da expressão

$$w_n = w_{n-1} + \alpha[n] g[n], \quad (8)$$

em que

$$\alpha[n] = d[n] - w_{n-1}^T X[n], \quad (9)$$

$$g[n] = \frac{P[n-1] X[n]}{\lambda + X^T[n] P[n-1] X[n]}, \quad (10)$$

onde o vetor $g[n]$ é conhecido como *ganho de Kalman* [5] e $P[n]$ é uma matriz (que aproxima ponderadamente o inverso da matriz de covariância do sinal de entrada), que também pode ser atualizada recursivamente como

$$P[n] = \lambda^{-1} (P[n-1] - g[n] X^T[n] P[n-1]). \quad (11)$$

Para se iniciar a recursão definida pelas equações (8)-(11) no instante $n=0$, é necessário supor valores iniciais para w_{-1} e $P[-1]$. Usualmente, iguala-se w_{-1} ao vetor nulo e faz-se $P[-1] = \delta I$, onde $\delta > 0$ é uma constante pequena e I denota a matriz identidade.

III. RESULTADOS

Resultados de Simulações

Num teste de relé, são necessários testes em regime permanente e regime transitório. Para a geração de faltas é necessário o uso programas de geração de transitórios como COMTRADE, MATLAB ou outro programa similar que

consiga reproduzir sinais de transitórios e/ou faltas. Estes sinais de faltas são reproduzidos por conversores digital analógico DAC (*Digital to Analog Converter*) ou por reprodutores de áudio. Uma frequência de amostragem é empregada para receber o sinal do DAC ou o sinal gerado num reprodutor de áudio. Este sinal é condicionado de forma a ser aplicado na entrada de um conversor analógico-digital (ADC) de um microcontrolador e convertida num sinal PWM para o controle da ponte H, que consiste de chaves IGBT para a geração de tensões e correntes elevadas, para que esses sinais possam ser aplicados ao relé em teste.

O amplificador utilizado tem a capacidade de gerar sinais na faixa de sinal de DC até 50^o harmônica. O filtro de compensação FIR faz a compensação em frequência previa do sinal que é aplicado ao amplificador classe D, de modo a testar a efetividade da técnica proposta.

Para verificar os efeitos mais pronunciados da compensação, optamos por um sinal de frequência única de 2.8kHz, para o qual a magnitude e fase distorções são mais evidentes. Os melhores resultados foram obtidos usando $N = 16$ atrasos de amostra e um filtro FIR com 64 coeficientes; e o algoritmo de RLS com fator de esquecimento $\lambda = 0,8$ e frequência de amostragem de 20kHz. O tempo de convergência foi de 0,9s para o sinal da Figura 6. Utilizando-se o algoritmo LMS para a adaptação dos pesos [2] o tempo de convergência foi reduzido em mais de 0,5 segundos. A Figura 6, por sua vez, apresenta a saída e sinais de referência em 2,850kHz sem a compensação do filtro FIR. Observa-se que o amplificador não pode compensar a magnitude e a resposta de fase, sendo presente uma distorção que mostra que não foi possível gerar a frequência desejada.

Na Figura 7 é mostrada a resposta do amplificador mediante o compensador RLS demonstrando que é possível gerar sinais com frequências altas com atrasos muito curtos antes do teste do relé. Este compensador foi calculado para um erro de convergência de $0,1 \times 10^{-12}$ para todas as faltas. Quando o erro de convergência é atingido o amplificador pode reproduzir o sinal de falta desejada. Desta forma são apresentadas algumas faltas com componentes espectrais conforme descritos em (1). A Tabela I apresenta valores dos componentes e parâmetros dos amplificadores utilizados na reprodução dos sinais nos amplificadores.

TABELA I
VALORES DE COMPONENTES E PARÂMETROS DOS AMPLIFICADORES.

DESCRIÇÃO	SÍMBOLO	VALOR
Capacitor de Filtro	C	1,58uF
Indutor de Filtro de Tensão	L	1mH
Indutor de Filtro de Corrente	L	500uH
Frequência de Chaveamento	f_{sw}	20kHz
Frequência da Rede	f_o	DC-50 ^o harmônica
Tensão da rede	V_{DC}	200V

A Figura 8 mostra o efeito de uma falta de sobrecorrente, que resulta em um decaimento exponencial DC e harmônicos. Observa-se que o compensador consegue seguir corretamente a falta com componentes fundamental e harmônicos de 3,2kHz. O tempo de convergência do filtro RLS é de 1ms.

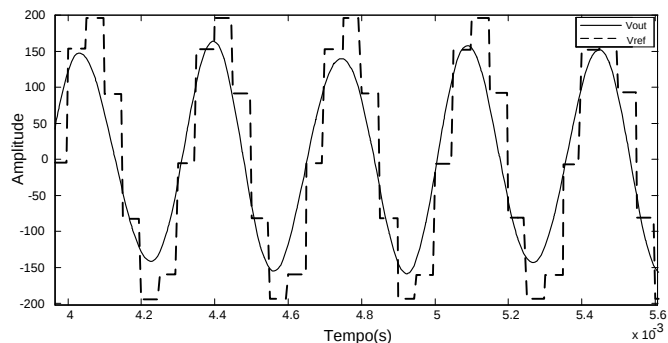


Figura 6. Saída do amplificador e referência sem compensação frequência de 2850Hz.

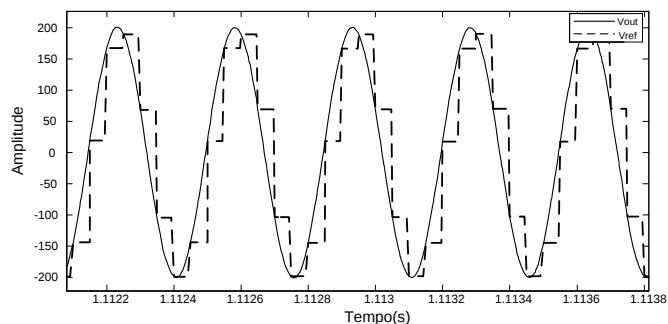


Figura 7. Saída do amplificador e referência com compensação para frequência de 2850Hz.

A Figura 9 mostra um sinal de tensão gerado com frequência fundamental de 60Hz. Observa-se que o amplificador segue o sinal de referência, sem introduzir atrasos no sinal de referência o tempo de convergência foi de 0,03s mostrando a robustez do método apresentado.

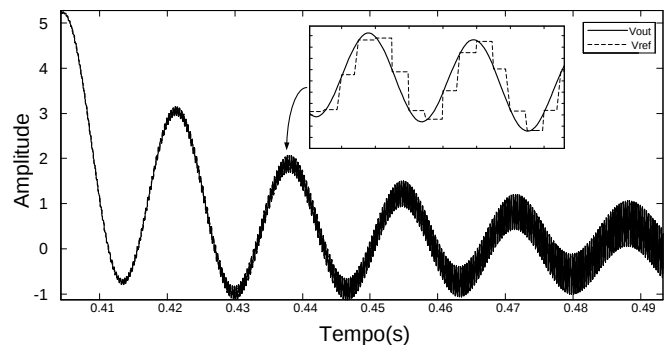


Figura 8. Transitório de corrente com componente DC e decaimento exponencial com harmônicos de 3200Hz.

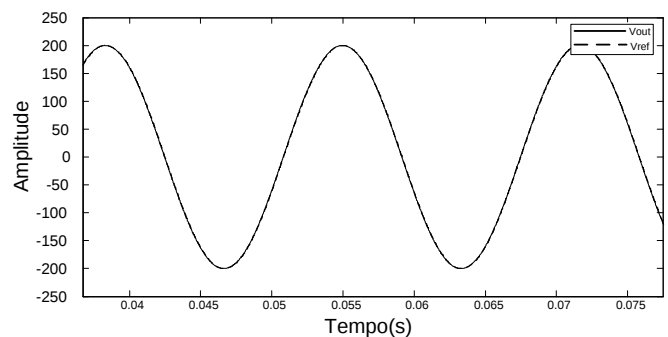


Figura 9. Sinal em regime permanente de 60Hz.

IV. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentada uma topologia de amplificadores de tensão e corrente para utilização em testes de relés de proteção com controlador digital baseado na otimização dos parâmetros mediante um algoritmo RLS. A metodologia para o cálculo da indutância e capacitância dos filtros passivos de saída foi também apresentada. Assim é apresentada a topologia para a geração de tensões e correntes de frequências de até a 50° harmônica. Para compensar a fase e amplitude foi empregada um filtro FIR com otimização de parâmetros com RLS. Os amplificadores foram simulados e para sinais em tensão e corrente mostrando a efetividade da técnica proposta para sinais transitórios, compostos de harmônicos, variações abruptas e decaimentos exponenciais. O bom desempenho temporal e reduzido erro de reprodução obtidos com tempos de convergência muito curtos. Os resultados apresentados mostram que é possível construir os referidos amplificadores inserindo modificações no projeto de um conversor DC-AC típico com compensador RLS.

REFERÊNCIAS

- [1] Omar A. C. V., Antônio C. C. L., Luiz A. L. de A.: Design and Analysis of Amplifiers for Protective Relay Testing, *Przeglad Elektrotechniczny*, 2014(3), pp. 119-123, March 2014.
- [2] Omar A. C. V., Antônio C. C. L., Luiz A. L. de A.: Adaptive Frequency Compensation in Amplifiers for Protective Relay Testing, *Przeglad Elektrotechniczny*, 2014(8), pp. 75-79, August 2014.
- [3] W. de Oliveira and F. Sato, "A Evolução nos Procedimentos para os Ensaios de Desempenho de Relés de Proteção", *9th IEEE/IAS, International Conference on Industry Applications*, INDUSCON 2010.
- [4] A. Oppenheim, R. Schaffer and J. Buck, "Discrete-time Signal Processing", 3rd. ed., Prentice Hall Signal Processing Series, 2009.
- [5] Ali H. Sayed, "Adaptive Filters", John-Wiley & Sons, 2011.
- [6] V. F. Pires, S. Martins, T.G. Amaral, R. Marçal, R. Rodrigues and M. M. Crisostomo, "Distance-Learning Power-System Protection Based on Testing Protective Relays", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, VOL. 55, NO. 6, June 2008.
- [7] OMICRON, Relay test, <http://www.omicron.at/en/products/app/power-system-protection/protection-relays/>, March 2016.
- [8] J.-Y. Yoon, J.-H. Kim, B. Yang and B. Lee, "Protective Relay Tests of Hybrid SFCLs in a Korean Distribution Power System Using RTDS", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, June 2011.
- [9] N. M. Abdel-Rahim and J. E. Quaiacoe, "Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, pp. 532-541, July 1996.
- [10] Y.-Y. Tzou, R.-S. Ou, S.-L. Jung and M.-Y. Chang, "High-Performance Programmable AC Power Source with Low Harmonic Distortion Using DSP-Based Repetitive Control Technique", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 4, July 1997.
- [11] Y. Wei Li, "Control and Resonance Damping of Voltage-Source and Current-Source Converters With LC Filters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 5, May 2009.
- [12] X. Zhang and J. W. Spencer, "Study of Multisampled Multilevel Inverters to Improve Control Performance", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 11, November 2012.
- [13] P. Adduci, E. Botti, E. Dallago and G. Venchi, "PWM Power Audio Amplifier With Voltage/Current Mixed Feedback for High-Efficiency Speakers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 2, pp. 1141 - 1149, April 2007.
- [14] S. M. Sharkh, M. A. Abu-Sara, G. I. Orfanoudakis and B. Hussain, "Design and Control of a Grid-Connected Interleaved Inverter", Wiley-IEEE Press, (1), pp. 352, 2014.
- [15] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Power Electronics Converters, Applications, and Design". New York: Wiley, 2003.
- [16] Y. Zhang and Y. W. Li, "A CL-LC filter for high-power PWM current-source drive systems", *IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1-8, 12-15 July 2015.
- [17] H. Kim and S. K. Sul, "Analysis on output LC filters for PWM inverters", *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 384-389, 17-20 May 2009.
- [18] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, P. N. Enjeti and F. Blaabjerg, "Shunt Active-Power-Filter Topology Based on Parallel Interleaved Inverters" *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 55, pp. 1175-1189, No. 3, March 2008.
- [19] J. Yin, S. Duan and B. Liu, "Stability Analysis of Grid-Connected Inverter With LCL Filter Adopting a Digital Single-Loop Controller With Inherent Damping Characteristic" *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 9, pp. 1104 - 1112, May 2013.
- [20] Monson H. Hayes, "statistical Digital Signal Processing and Modeling", Georgia Institute of technology, John Wiley& Sons, 1996.