

Cancelador adaptativo de interferencias con mínima distorsión

Alberto Taboada Crispí (1); Carlos A. Bazán Prieto (1); Juan V. Lorenzo Ginori (1); Dennis F. Lovely (2).
(1) Centro de Estudios de Electrónica y Tecnologías de la Información, Universidad Central de Las Villas.
(2) Institute of Biomedical Engineering, University of New Brunswick, CANADA.

Email: alberto.taboada@unb.ca

Teléfono: (53) 42 - 281157 Fax: (53) 42 - 281608

RESUMEN

La interferencia de la línea de alimentación y sus armónicos es una de las fuentes más importantes de contaminación de las señales bioeléctricas adquiridas con electrodos superficiales. Esta interferencia debe tratar de evitarse desde el proceso de adquisición de las señales porque pudiera enmascarar totalmente eventos de interés para el diagnóstico. Lamentablemente, las medidas tomadas durante la adquisición no son siempre exitosas y pueden prevalecer niveles considerables de interferencia que deben ser eliminados procesando la señal digital.

Dentro de los procedimientos para atenuar la interferencia de la línea de alimentación y sus armónicos figuran los filtros digitales pasabanda de banda estrecha (conocidos como notch) y algoritmos de cancelación adaptativos, con criterios de corrección LMS y RLS. Estos conocidos algoritmos, no obstante, introducen distorsiones notables en la señal filtrada, sobre todo en regiones que siguen a los cambios bruscos en la señal (pendientes pronunciadas, como las del QRS en la señal electrocardiográfica). Esa distorsión está relacionada con un efecto oscilatorio (ringing) que puede ser prohibitivo en ciertos análisis, como el de los potenciales tardíos ventriculares en la señal electrocardiográfica de alta resolución.

En este trabajo se propone un novedoso cancelador adaptativo RLS que detiene la adaptación de los coeficientes durante los segmentos de alta pendiente. El desempeño de este algoritmo es comparado con el de las otras técnicas de cancelación de interferencias convencionales, mostrando evidente superioridad. Para la evaluación de los algoritmos se utilizaron señales semi-simuladas y señales electrocardiográficas de alta resolución reales, pero el nuevo cancelador puede tener otras muchas aplicaciones.

Interference adaptive canceller with minimum distortion

ABSTRACT

The powerline interference is one of the most important sources of contamination of the bioelectric signals acquired with surface electrodes. This interference should be avoided during the acquisition process because it could totally mask events of interest for the diagnosis. Unfortunately, the measures taken during acquisition are not always successful and considerable levels of interference can prevail. Processing the digital signal should eliminate these.

Among the procedures to attenuate the interference of the powerline and their harmonics are included notch digital filters and cancellation adaptive algorithms, with LMS and RLS as correction criteria. These well-known algorithms, nevertheless, introduce remarkable distortions in the filtered signal, mainly in the regions following the abrupt changes in the waveform (steep segments, as those of the QRS in the electrocardiographic signal). This distortion is related with a ringing that can be prohibitive in certain analyses, as that of the ventricular late potentials in the high-resolution electrocardiography.

In this work, a novel RLS adaptive canceller, which stops the adaptation of the coefficients during the steep segments, is proposed. The behavior of this algorithm is compared with that of the other conventional techniques of cancellation of interferences, showing evident superiority. For the evaluation of the algorithms, semi-simulated and real high-resolution electrocardiographic signals were used, but the new canceller can have many other applications.

Key words: Interference adaptive canceller, notch digital filters, LMS, RLS

Cancelador adaptativo de interferencias con mínima distorsión

INTRODUCCIÓN

La interferencia de la línea de alimentación (y sus armónicos) es una de las componentes indeseables que aparecen asociadas a los registros de señales bioeléctricas usando electrodos superficiales. Esta interferencia puede afectar considerablemente la señal fisiológica que se desea analizar, enmascarando eventos de importancia diagnóstica, tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. A manera de ejemplo, se muestra, en la Fig. 1, un registro electrocardiográfico en el dominio del tiempo, con notable nivel de interferencia de la línea de alimentación.

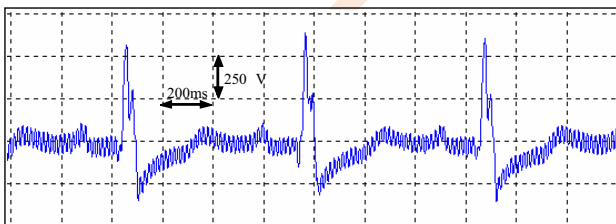


Fig. 1. Registro electrocardiográfico con marcada interferencia de la línea de alimentación.

Para minimizar esos niveles de interferencia en los registros bioeléctricos, se deben usar instrumentos con una elevada razón de rechazo al modo común, electrodos flotantes y cables apantallados. Dichos cables deben quedar lo más próximo posible entre sí y alejados de fuentes de interferencia, como lámparas fluorescentes o equipos de aire acondicionado. Además debe hacerse una cuidadosa preparación de la piel antes de colocar los electrodos. Desgraciadamente, no siempre es posible disminuir esta interferencia a un límite aceptable durante el proceso de adquisición, por lo que se requieren formas de minimizarla, una vez adquirida la señal.

Un filtro digital supresor de una banda estrecha alrededor de la frecuencia de la línea (filtro notch) pudiera ser una primera variante, pero este sería incapaz de seguir variaciones en la frecuencia interferente. Otras alternativas incluyen el filtrado adaptativo, usando una

referencia correlacionada con la señal de interferencia (tomada de la línea de alimentación o del punto de señal de modo común en los amplificadores de entrada). Estos canceladores adaptativos convencionales, sin embargo, introducen, al igual que la variante anterior, una distorsión apreciable en la señal, que puede confundir la herramienta diagnóstica. La distorsión (efecto oscilatorio o ringing) es introducida por los filtros notch en las regiones de datos que cambian rápidamente de mayor a menor ancho de banda en la dirección del filtrado después de la "discontinuidad". Debe notarse que éste es el caso de la región de potenciales tardíos ventriculares (VLP) que siguen al complejo QRS de alta amplitud, lo que constituye un ejemplo concreto, donde no se recomienda el uso de filtros notch para reducir la interferencia [1].

En este trabajo se introduce una variante de cancelador adaptativo de interferencias que no introduce prácticamente distorsión en la señal filtrada. Su desempeño es comparado con el de otros filtros clásicos, como el notch convencional, el adaptativo LMS y el adaptativo RLS, frente a los que muestra ventajas evidentes. El esquema aquí propuesto constituye una alternativa a considerar en aplicaciones en que sea necesario atenuar la interferencia pero sin introducir distorsión en la señal. El caso de estudios de VLP, se toma aquí como ejemplo concreto para ilustrar la implementación del cancelador, pero no resulta único.

MATERIALES Y MÉTODOS

La señal adquirida x , que contiene interferencia, puede modelarse como una señal idealmente limpia, s , con una interferencia n añadida (Fig. 2). En este caso, n representa a la interferencia de la línea de alimentación y sus armónicos. Al atenuar la interferencia por algún método, se obtiene una señal mejorada, y , que se asemeja más a la señal ideal s , pero conteniendo cierta interferencia remanente, θ .

Cancelador adaptativo de interferencias con mínima distorsión

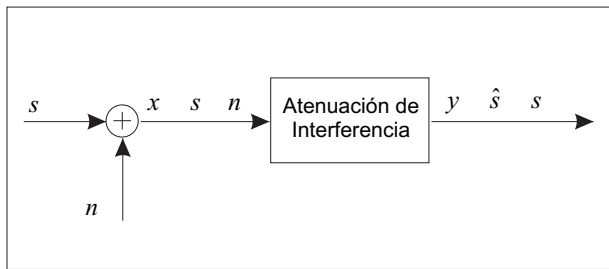


Fig. 2. Modelo de señal con interferencia y atenuación de la misma.

Para caracterizar la señal estimada y , se pueden usar diversos parámetros como la varianza del ruido remanente σ_{θ}^2 , que representa la potencia de ruido y es calculada por (1), y el parámetro b_{θ} calculado por (2) [2] [3] [4] [5].

$$\sigma_{\theta}^2 = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M y_j^2 \quad (1)$$

$$b_{\theta} = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M |y_j| \quad (2)$$

En (1) y (2), M representa el número total de muestras del segmento a ser evaluado, θ es la interferencia remanente en la señal y , y $\bar{\theta}$ es el valor medio de θ . El subíndice j identifica la muestra j -ésima del parámetro afectado.

Un filtro notch digital tiene una función transferencial, a la frecuencia de sintonía f_l (con frecuencia de muestreo f_s), expresada como [6],

$$H(Z) = \frac{1 - 2 \cos 2 \pi \frac{f_l}{f_s} Z^{-1} + Z^{-2}}{1 - 2 r \cos 2 \pi \frac{f_l}{f_s} Z^{-1} + r^2 Z^{-2}} \quad (3)$$

Los filtros adaptativos, con una referencia V_{cm} que se correlaciona con la señal interferente n , como se muestra en la Fig. 3, ofrecen fácil control sobre el ancho de banda, un nulo 'infinito' y la capacidad de seguir la frecuencia y fase exacta de la interferencia [6]. Para cancelar una señal sinusoidal interferente, basta con un filtro FIR de primer orden. Por ejemplo, para el caso de un algoritmo de adaptación LMS [6] con

paso de adaptación μ , el ancho de banda B_w y el factor de calidad Q de cada notch, están dados por

$$B_w = \frac{C^2 f_s}{Q} \quad (4)$$

$$Q = \frac{f_l}{C^2 f_s}$$

Aquí se implementó un cancelador adaptativo con criterio de corrección LMS y uno con criterio RLS.

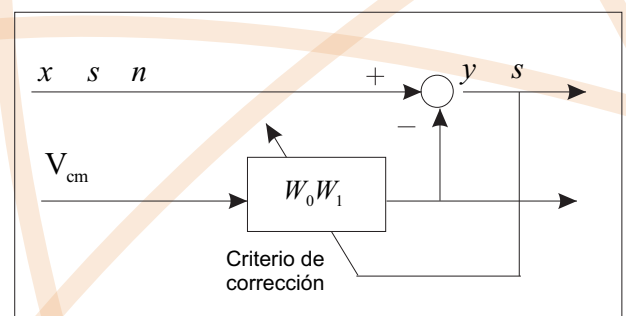


Fig. 3. Cancelador de interferencia adaptativo.

El nuevo algoritmo desarrollado en este trabajo se muestra en Fig. 4. Esta estructuración incluye un cancelador adaptativo RLS de primer orden, que usa la señal de modo común, V_{cm} , como referencia, así como un detector de intervalos isoelectrónicos [5], para obtener segmentos que no contienen los intervalos más pendientes, en este caso, el complejo QRS y las ondas P y T. Realmente, el detector de intervalos isoelectrónicos obtiene una señal, $iso0$, que contiene la misma interferencia que el registro x original (sin las componentes de baja frecuencia), durante los intervalos isoelectrónicos. Sin embargo, durante los intervalos no isoelectrónicos, la salida es cero. La señal $iso0$ se usa como una entrada primaria para ajustar los coeficientes (W_0 W_1) del cancelador de interferencia adaptativo, controlado por un algoritmo RLS [6] para estimar la interferencia (\hat{n}) a partir de la referencia (V_{cm}). Esta interferencia estimada se sustrae de la señal x para obtener una señal "libre de interferencia" (\hat{s}).

Cancelador adaptativo de interferencias con mínima distorsión

La adaptación en este sistema puede inhibirse durante ciertos intervalos mediante el conmutador por software SW1. Dos estados están bien definidos, uno ($S/H=1$) durante el que el filtro adapta sus coeficientes "muestreando" la señal $iso0$ y minimizando la señal de error en el sentido del error medio cuadrático, y el otro ($S/H=0$) durante el que la adaptación se detiene y son "retenidos" los coeficientes. Este último estado está asociado con los intervalos donde $iso0$ es 0, que coincide con los segmentos no isoelectrónicos. Deteniendo la adaptación durante estos intervalos, se evita el efecto de ringing. Además, como $iso0$ no cambia abruptamente entre el final de un intervalo de "muestreo" y el principio del siguiente, porque las componentes de baja frecuencia han sido removidas, se eliminan las discontinuidades en la adaptación de los coeficientes [5].

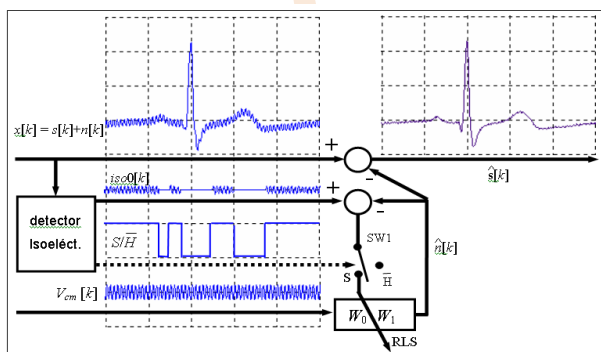


Fig. 4 Nuevo cancelador de interferencia adaptativo con mínima distorsión.

Para probar este nuevo algoritmo, comparándolo con los tradicionales, se llevó a cabo un experimento en un escenario controlado. Se tomaron registros electrocardiográficos reales [7] con muy bajos niveles de interferencia, para representar las señales s . A estos registros se le agregaron cantidades conocidas de ruido sinusoidal, n . Esta interferencia n incluye sinusoides a la frecuencia de la línea de alimentación, y su tercer y quinto armónicos. La frecuencia de la línea de alimentación se fijó en 59.4 Hz para simular variaciones que pueden estar presentes en una situación práctica.

Las señales de interferencia n simulan una situación de interferencia extrema, y están compuestas por una sinusoide de $20\mu V$ a la frecuencia de la línea, una de $1.6\mu V$ a la frecuencia del tercer armónico, y una de $0.8\mu V$ a la frecuencia del quinto armónico. La amplitud relativa de las sinusoides contenidas en la señal de interferencia n , se tomó de valores obtenidos de bases de datos reales [7], mientras los valores absolutos fueron seleccionados para producir una potencia global de ruido de aproximadamente $200\mu V^2$ [5].

La referencia simulada (V_{cm}) para los algoritmos adaptativos contiene las mismas componentes de frecuencia que las señales de interferencia, es decir, de la frecuencia de la línea de alimentación, y su tercer y quinto armónicos, con amplitudes de $100\mu V$, $10\mu V$ y $5\mu V$, respectivamente. Los valores de amplitud también se tomaron de estudios realizados con señales reales [5]. Esta referencia incluye un ruido Gaussiano con media nula y $3\mu V$ de desviación estándar que simula el ruido de la instrumentación [8].

Cada realización de la interferencia n se agregó a la señal limpia s para obtener la realización ruidosa x . Entonces, la señal x se procesó por las cuatro técnicas antes descritas: un filtro multi-notch que obtiene la señal $s + \theta_1$, dos canceladores de interferencia adaptativos que usan algoritmos LMS ($s + \theta_2$) y RLS ($s + \theta_3$), y la nueva técnica de la Fig. 4 ($s + \theta_4$).

En estos casos con interferencia de armónicos de la línea de alimentación, es necesario implementar un filtro para cada una de las frecuencias componentes de la interferencia [6]. La primera técnica consiste en un multi-notch de 3 etapas sintonizado a 300 Hz, 180 Hz y 60 Hz, aplicados en ese orden y calculados por (1) con los valores de r de 0.999975, 0.9999 y 0.99 respectivamente. Estos valores de r para el multi-notch se estimaron para acercarlo al algoritmo LMS [6] [8], usando la expresión

$$r = 1 - C^2 \quad (5)$$

Cancelador adaptativo de interferencias con mínima distorsión

donde C es la amplitud de la senoide de referencia usada por los algoritmos adaptativos y μ es el paso de adaptación para el LMS. El filtro descrito por (3) tiene un cero sobre el círculo de radio unitario en el ángulo correspondiente a f_i y polo en el mismo ángulo con radio r [9]. Según se incrementa r , aproximándose al círculo de radio unitario, el ancho de banda del notch disminuye sin afectar las componentes próximas a f_i , sin embargo, al mismo tiempo, el efecto oscilante (ringing) se incrementa. Además, el centro de un notch muy estrecho no puede seguir las posibles variaciones de la frecuencia interferente.

El procedimiento de cancelación LMS se llevó a cabo con 6 pesos para poder cancelar las 3 senoideas que constituyen la interferencia. El paso de adaptación se fijó a 0.000001, como un compromiso entre la estabilidad y la razón de convergencia del algoritmo [8]. El procedimiento RLS convencional también se llevó a cabo con 6 pesos, y un factor de olvido de 0.99 para admitir un cierto grado de variación en la interferencia [6]. Finalmente, el nuevo cancelador de interferencia se llevó a cabo usando las nuevas referencias obtenidas después de filtrarse la referencia original con un adecuado filtro pasabanda de Butterworth de 4 polos aplicado bidireccionalmente [10].

A pesar de su mayor carga computacional, se escogió el algoritmo RLS en lugar del LMS, para implementar el nuevo cancelador de la Fig. 4 debido a su más rápida razón de convergencia [6]. Debe mencionarse que la duración de las componentes de oscilación efímeras (ringing) es gobernada en parte por la proporción de convergencia del algoritmo. En el caso del algoritmo LMS, la razón de convergencia podría mejorarse aumentando el paso de adaptación, pero el ancho de banda del notch aumentaría, y la estabilidad podría comprometerse. Para permitir la adaptación a ciertos cambios en las características de la interferencia con el algoritmo RLS, es que se usó un factor de olvido [6].

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Fig. 5 compara la presencia del ruido remanente en las señales estimadas usando las 4 técnicas arriba explicadas. Se muestran solo los segmentos de interés alrededor de las primeras 3 marcas fiduciales (100 ms antes y 156 ms después).

La parte superior corresponde a la señal ruidosa ($s + n$) y la segunda gráfica muestra la interferencia n agregada a la señal s y qué se espera que sea cancelada. La tercera gráfica representa la interferencia remanente (θ_1) después de aplicar el multi-notch a la señal ruidosa. Las representaciones cuarta y quinta (θ_2 y θ_3) se asocian a la interferencia remanente después de aplicar los canceladores adaptativos con LMS y RLS respectivamente. Puede verse que el comportamiento de todos estos algoritmos es crítico cerca del segmento de alta pendiente, alrededor del complejo QRS, donde aparece cierto nivel de ringing. La gráfica del fondo (θ_4) muestra la superioridad del nuevo cancelador de interferencia que no sólo suprime la interferencia más eficazmente, sino que también evita el efecto ringing.

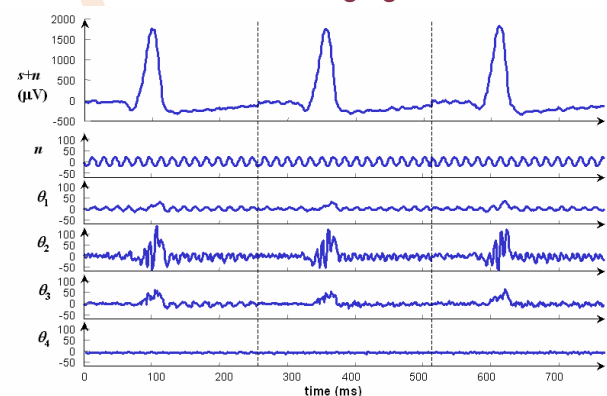


Fig. 5. Evaluación de procedimientos de cancelación de interferencia.

La varianza σ_n^2 y el parámetro b_n , de las ecuaciones (1) y (2), permiten una evaluación analítica de las técnicas de cancelación de interferencia. Por ejemplo, para las gráficas en Fig. 5, la varianza de la interferencia agregada era $201.62 \mu V^2$. Esta cambió a $161.7 \mu V^2$ después de aplicar el multi-notch, a $1520.0 \mu V^2$

Cancelador adaptativo de interferencias con mínima distorsión

después del LMS, $387.8 \mu V^2$ después del RLS y cayó a sólo $24.5 \mu V^2$ cuando el nuevo cancelador fue usado. El parámetro b_0 del ruido inicial era $13.1 \mu V$, cambiando respectivamente a $9.3 \mu V$, $21.5 \mu V$, $12.0 \mu V$, y $3.9 \mu V$, al usar las cuatro técnicas de cancelación. Otra vez la superioridad del nuevo algoritmo se evidencia claramente.

CONCLUSIONES

Ese nuevo algoritmo cancelador aquí propuesto ha sido aplicado a señales reales con excelentes resultados. En la Fig. 6 se muestra un ejemplo de cómo aparece la interferencia de la línea de alimentación y sus armónicos, en el dominio de la frecuencia, en una señal electrocardiográfica. Luego de aplicar el nuevo cancelador adaptativo de la Fig. 4, la atenuación de la interferencia es evidente (Fig. 7).

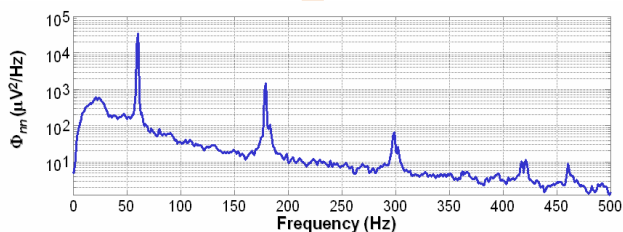


Fig. 6. Densidad espectral de potencia del ruido en una señal electrocardiográfica real.

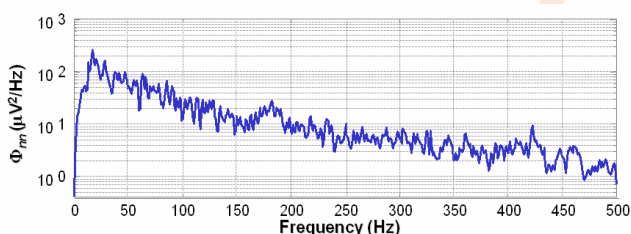


Fig. 7. Densidad espectral de potencia del ruido remanente en la señal electrocardiográfica de la Fig. 6. En este ejemplo de la Fig. 7, la potencia global de ruido fue reducida de $180.3 \mu V^2$, antes de aplicar el cancelador, a $18.4 \mu V^2$ (90 % de reducción), mientras que la componente de 60 Hz varió de $123.4 \mu V^2$ a $1.4 \mu V^2$ (99 % de reducción). La componente de 180 Hz cayó de $7.0 \mu V^2$ a $0.4 \mu V^2$ (94%) y la de 300 Hz de $0.7 \mu V^2$ a $0.2 \mu V^2$ (70%).

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] G. Breithardt, M. E. Cain, N. El-Sherif, N. Flowers, V. Hombach, M. Janse, M. B. Simson, & G. Steinbeck, "Standards for Analysis of Ventricular Late Potentials Using High Resolution or Signal-Averaged Electrocardiography," *Eur. Heart J.*, Vol. 12, No. 4, pp. 473-480, 1991.
- [2] P. Lander & E. Berbari, "Time-Frequency Plane Wiener Filtering of the High-Resolution ECG: Background and Time-Frequency Representations," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, Vol. 44, No. 4, pp. 247-255, 1997.
- [3] P. Lander & E. Berbari, "Time-Frequency Plane Wiener Filtering of the High-Resolution ECG: Development and Application," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, Vol. 44, No. 4, pp. 256-265, 1997.
- [4] A. Rakotomamonjy, D. Coast, & P. Marché, "Wavelet-based enhancement of signal-averaged electrocardiograms for late potential detection," *Med. Biol. Eng. Comput.*, Vol. 37, pp. 750-759, 1999. 160.
- [5] A. Taboada-Crispí, "Improving Ventricular Late Potential Detection Effectiveness," PhD Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, University of New Brunswick, Canada, February 2002.
- [6] S. Haykin, *Adaptive filter theory*, Prentice Hall: New Jersey, 1996.
- [7] A. Taboada-Crispí, J. V. Lorenzo-Ginori, & D. F. Lovely, "Creación de una Base de Datos para Evaluar Algoritmos de Detección de Potenciales Tardíos Ventriculares," *TECBIOMED'99, ICID*, 1999.
- [8] A. Taboada-Crispí, J. V. Lorenzo-Ginori, & D. F. Lovely, "Adaptive Line Enhancing Plus Modified Signal Averaging for Ventricular Late Potential Detection," *Electronics Letters*, Vol. 35, No. 16, pp. 1293-1295, 1999.
- [9] P. S. Hamilton, "A comparison of adaptive and non-adaptive filters for reduction of power line interference in the ECG," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, Vol. 43, No. 1, pp. 105-109, 1996.
- [10] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice Hall International Inc., 1989.