

Electroestimulador Inteligente y Sistema de Clonación Artificial de Sensores de Movimiento y Control Adaptativo-Predictivo, por Acupuntura con Agujas-Electrodos y Transmisión Inalámbrica, Evaluado en un Diseño de Prototipo Construido

Edgar Mauricio Jaimes Moreno*

Antonio Faustino Muñoz Moner*

Fecha de Recibido: 15/09/2008 Fecha de Aprobación: 25/11/2008

Resumen

La electroestimulación es desde hace mucho tiempo, una herramienta de "terapia ocupacional"; la mayor parte de las patologías necesitan un tratamiento sensitivo y un tratamiento motor (fortalecimiento y/o estiramiento de los músculos). Entre las investigaciones que se realizan en el Laboratorio de Computo Especializado- LCE de la UNAB, por el Grupo de Control y Mecatrónica reconocido por Colciencias, en este proyecto de investigación sobre un electroestimulador inteligente, que utiliza como electrodos, las agujas de acupuntura y aplica una metodología basada en la clonación artificial de sensores y controladores automáticos, extendida a equipos biomédicos, con transmisión inalámbrica, de las señales eléctricas de electroestimulación.

Palabras clave: *Electroestimulación, clonación artificial, acupuntura, transmision inalambbrica.*

Abstract

The electro-stimulation is long ago, a tool of "occupational therapy "; most of the pathologies needs a sensitive treatment and a motive treatment (strengthening and/or stretching of the muscles). Between the investigations that are realized in the Advanced Computing Center - LCE of the UNAB, for the Control and Mechatronics research group recognized by Colciencias in this project of investigation on an intelligent electro-stimulaTor, which it uses as electrodes, the needles of acupuntura and applies a methodology based on the artificial cloning of sensors and automatic controllers, extended to biomedical teams, with wireless broadcast, of the electrical signs of electrical of electro-stimulation.

Keywords: *Electrostimulation, artificial cloning process, acupuncture, Wireless transmission*

* Universidad Autónoma de Bucaramanga UNAB, Colombia. Calle 48 No 39 – 234 Bucaramanga Colombia, {ejaimes,amunozm}@unab.edu.co.

1 Introducción

El electroestimulador inteligente realiza el procedimiento de electroterapia, a través de un sistema experto, que garantiza una secuencia y programación del tratamiento basado en criterios de especialistas, dotado con las ventajas de la acupuntura y la transferencia de un potencial eléctrico (tensión) a la carga (músculo) en el “punto motor”-aquel punto que mejor responde a la estimulación con cargas eléctricas; los electrodos están soportados en agujas de acupuntura y tienen acoplado un dispositivo piezoeléctrico, generador de electricidad, que produce un flujo de corriente.

El siguiente cuadro, refleja la novedosa metodología de clonación artificial, para obtener el modelo experimental; dónde se desarrollan procedimientos avanzados para llevar a cabo el proceso de diseño con alta tecnología y evaluación de los resultados.

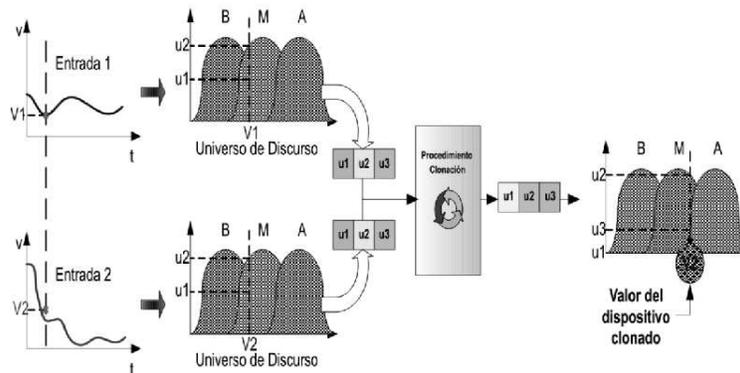


Figura 1. Esquema Metodología de desarrollo del proyecto

El instrumento desarrollado, permite efectuar la electroestimulación con la generación de corrientes constantes de impulsos rectangulares y simétricos en frecuencias establecidas de 1 a 80 Hz y es capaz por clonación artificial de aportar una cantidad de corriente en un determinado periodo de tiempo, por control adaptativo-predictivo inteligente de la resistencia de los diversos tejidos del cuerpo del paciente, que se interponen entre los electrodos y las fibras que se van a estimular. La clonación artificial aplicada al electroestimulador inteligente, incluye el diseño de algoritmos genéticos y hardware

evolutivos, que buscan la solución óptima, para la programación genética de electroterapia, a través de la generación de poblaciones de soluciones codificadas a través de cromosomas artificiales, integrados por mapeo genético, el resultado de la estimulación eléctrica, con acupuntura, mitiga ostensiblemente el dolor muscular y ayuda al restablecimiento eficiente de incapacitados motores.

Estímulos adecuados Howson [1], afirma que para electroestimulación, lo ideal es emplear impulsos con duraciones de fase muy cortas. La curva I/t muestra que, con duraciones de fase muy pequeñas, es posible estimular fibras motoras; con estas duraciones cortas se puede obtener una intensidad relativamente alta. Se trata de un rango de intensidad amplio.

El incremento del ancho de pulso da como resultado un aumento de la energía y del área de oleada a lo largo del eje horizontal.

Para obtener una contracción sostenida, debemos entregar una secuencia de impulsos cuya frecuencia depende de la estructura del músculo a estimular, es decir, los músculos están compuestos por diferentes fibras de inercia limitada, caracterizadas por metabolismo aeróbico, y de fibras para grandes movimientos caracterizadas por un metabolismo anaeróbico. Las primeras fibras utilizan frecuencias bajas (de 1 a 30 Hz) y las últimas utilizan frecuencias elevadas (de 50 a 120 Hz). La electroestimulación con frecuencias elevadas puede “transformar” parcialmente las fibras de baja inercia en fibras de gran movimiento. Una frecuencia baja (de 1 a 10Hz) es tolerada por cualquier músculo, como un masaje tonificador y no produce cansancio muscular.

1.1 Transductor Piezoelectrico

Algunos sólidos al deformarse generan internamente carga eléctrica. Este efecto es reversible si al material se le aplicase una carga eléctrica este se deformaría en respuesta. Este fenómeno se denomina piezoeléctrico, esta conversión de energía eléctrica a mecánica y viceversa tiene varias aplicaciones. Cuando la entrada es mecánica y la salida es eléctrica, es posible medir fuerzas, aceleraciones, etc. Incluso puede tener aplicaciones domésticas, como en las cocinas de gas con encendido por chispa piezoeléctrica. En el sentido opuesto se utiliza para sistemas sonoros dedicados a la detección de acústica y localización de objetos sumergidos, equipos industriales ultrasónicos para ensayos no destructivos, etcétera.

Los materiales que presentan un efecto piezoeléctrico significativo caen dentro de dos categorías: Naturales (como el cuarzo y la sal de Rochelle) o cristales sintéticos (sulfato de litio, fosfato de amonio) y cerámicas ferroeléctricas polarizadas (titanio de bario) las cerámicas ferroeléctricas no presentan este efecto en forma natural y deben ser polarizadas artificialmente, mientras se encuentran a una temperatura superior al punto de Curie del material. Después se las deja enfriar lentamente con el campo aplicado.

Cuando se remueve el campo externo, el material ya enfriado retiene cierta polarización remanente y por lo tanto exhibe el efecto piezoeléctrico. La temperatura de Curie es aquella temperatura por encima de la cual el material pierde sus propiedades ferroeléctricas. Es este el límite de temperatura al cual el material puede utilizarse.

El material piezoeléctrico puede exhibir este efecto en diferentes direcciones; transversal, longitudinal, cortante, etc. Esto depende de la forma de cuerpo y su orientación con respecto a sus ejes cristalográficos y también de la posición de los electrodos. En las cerámicas polarizadas es de extrema importancia a la dirección del campo eléctrico durante la polarización artificial.

En la Figura 2 se muestra los ejes que relacionan el efecto eléctrico y el mecánico, definido por constantes g_{ik} y d_{ik} .

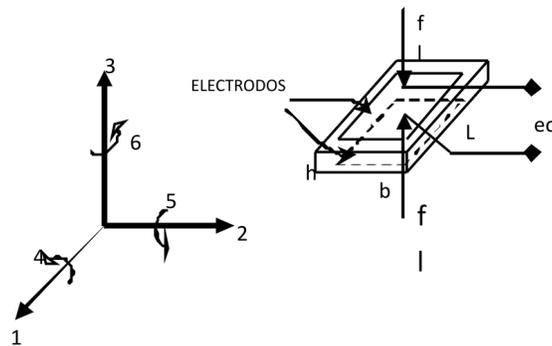


Figura 2. Elemento piezoeléctrico

Así, para el elemento piezoeléctrico de la Figura 1 se define la constante

$$g_{33} = \frac{\text{campoproducido en la dirección 3}}{\text{campo aplicado en la dirección 3}} = \frac{e_0 \int h \left[\frac{V/m}{N/m^2} \right]}{f_1 \int bl} \quad (1)$$

Para constantes los valores típicos son:

$$g_{33} = 12 \cdot 10^{-3} \left[(V/m) / (N/m^2) \right] \quad \text{titanio de bario}$$

$$g_{33} = 50 \cdot 10^{-3} \left[(V/m) / (N/m^2) \right] \quad \text{cuarzo}$$

También se puede definir la constante:

$$g_{33} = \frac{\text{carga generada en la dirección 3}}{\text{esfuerzo aplicado en la dirección 3}} = \frac{e \left[\frac{C}{N} \right]}{f_1} \quad (2)$$

Para estas constantes los valores típicos son:

$$d_{33} = 150 \cdot 10^{-12} \left[(C/N) \right] \quad \text{titanio de bario}$$

$$d_{33} = 2.03 \cdot 10^{-12} \left[(C/N) \right] \quad \text{cuarzo}$$

Ambas constantes no son independientes. La capacitancia del cristal es $\frac{\epsilon bl}{h} = \frac{q}{e_0}$ entonces en la constante g_{33} en la siguiente ecuación.

$$g_{33} = \frac{e_0}{f_1} \cdot \frac{q}{\epsilon e_0} = \frac{q}{\epsilon f_1} = \frac{d_{33}}{\epsilon} \quad \text{Luego,} \quad g_{33} = \frac{d_{33}}{k_q \cdot \epsilon_0} \quad (3)$$

La constante dieléctrica del titanio de bario es 1410 y la del cuarzo es 4.58.

Para expresar la sensibilidad del cristal en términos de desplazamiento, es necesario conocer el módulo de elasticidad del material. Para el cuarzo el valor del módulo de elasticidad es 8.6·10⁴ MPa y para el titanio de bario 12·10⁴ MPa. La fuerza f_1 se expresa, en términos de esfuerzo y de formaciones x como

$$f_1 = \text{esfuerzo} \cdot \text{área} = E \frac{x}{h} \cdot bl$$

Sustituyendo en la ecuación (2) se tiene que:

$$q = \frac{Ebl}{h} \cdot d_{33} \cdot x \quad \text{Finalmente,} \quad q = \frac{EA}{h} \cdot d_{33} \cdot x = \frac{EAK_q \varepsilon_0}{h} \cdot g_{33} \cdot x \quad (4)$$

En la expresión (4), A(m²) es el área de la sección transversal del elemento piezoeléctrico y x la deformación con respecto a su espesor inicial h.

Por ejemplo, la sensibilidad carga-desplazamiento de un elemento de titanio de bario de 1cm³ de sección y 2mm de espesor es de 0.9 C/m. para deformar el elemento un micrón, hace falta una fuerza de 6000N.

El elemento piezoeléctrico de la Figura 1 se puede interpretar como un generador de cargas entre sus placas, según la deformación del elemento, es decir, según se acerquen o alejen dichas placas.

Esta relación está dada por

$$Q = K_q x [C] \quad K_q = \frac{EA}{h} \cdot d_{33} [C/m] \quad (5)$$

También hay una resistencia entre las placas, que es la resistencia de fuga del capacitor formado por las placas y el elemento piezoeléctrico. Su valor depende de la resistividad del material y la separación del área de las placas (electrodos). Para los materiales y las dimensiones usuales la resistencia de fuga Ra tiene valores del orden de las decenas de gigaohm.

La Figura 3 muestra el equivalente eléctrico de un elemento piezoeléctrico, que consiste en un generador de vargas de constante kq una resistencia Ra en paralelo y la capacitancia Ca en paralelo dad por:

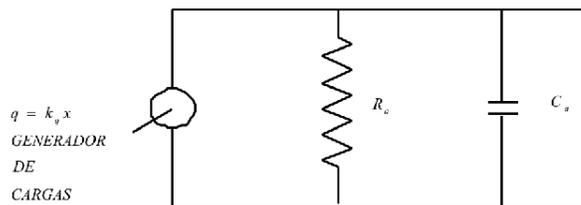


Figura 3. circuito generador de carga

Para los materiales y dimensiones usuales esta capacitancia es del orden de los cientos de picofarad. El valor de Ca varia algo al deformarse el cristal, pero esta variación es insignificante. No se debe confundir este caso con el capacitor polarizado, donde el cambio de capacitancia debido a la separación o acercamiento entre las placas era precisamente

la esencia del método de medición. Aquí no se aplica voltaje de polarización. Es el piezoeléctrico quien genera cargas.

El valor de Kq está dado en la ecuación (5) para elementos tracción-compresión como el mostrado en la Figura 1 para elementos a cortante y en otros casos Kq tiene un valor diferente.

Es evidente que con un instrumento convencional de medición se puede cometer serios errores debido a la enorme impedancia de salida del elemento piezoeléctrico. Por esta razón es necesario un preamplificador con alta impedancia R_p resistiva de entrada. El esquema se indica en la Figura 4.

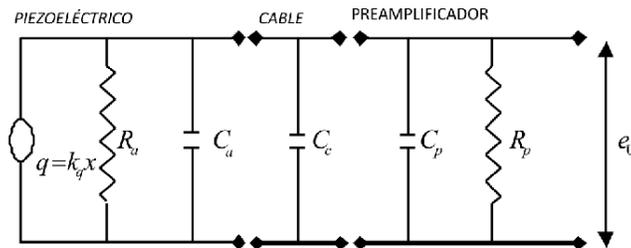


Figura 4. Circuito de medición para un elemento piezoeléctrico. Preamplificador de voltaje.

Se ha incluido también la capacitancia C_c del cable entre el piezoeléctrico y el preamplificador y la capacitancia de entrada C_p del preamplificador.

La resistencia del cable se desprecia debido a su pequeño valor (el cable no debe ser muy largo, como se demostrará enseguida).

La Figura 5 muestra el mismo circuito, pero reducido gracias a que todas las componentes están en paralelo.

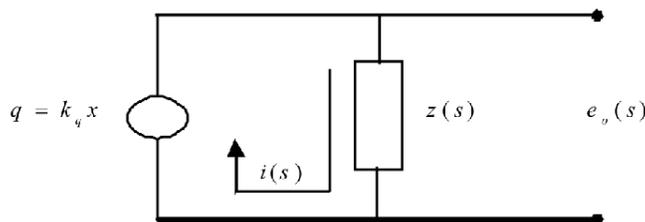


Figura 5. Circuito reducido para el sistema de la Figura 3

Las tres capacitancias se suman y por lo tanto

$$C = C_a + C_c + C_p \cdot [F] \quad (6)$$

Las resistencias se suman (en paralelo) y por lo tanto:

$$R = \frac{R_a \cdot R_p}{R_a + R_p} \cdot [\Omega] \quad (7)$$

La impedancia resultante es la suma en paralelo de R y 1/CS

$$Z(s) = \frac{R}{1 + RCS} \quad (8)$$

La corriente que circula por el piezoeléctrico depende de la razón de cambio de la carga q en la ecuación (5)

$$i(t) = \frac{dq}{dt} = K_q \left(\frac{dx}{dt} \right); i(S) = K_q Sx(S) \quad (9)$$

Finalmente el voltaje de salida se determina según:

$$e_o(S) = i(S) \cdot Z(S) \quad (10)$$

Combinando las ecuaciones (8), (9) y (10) se tiene:

$$\frac{e_o(S)}{x(S)} = G(S) = \frac{a_1 \tau S}{1 + \tau S}; a_1 = \frac{K_q}{C} \left[\frac{V}{m} \right]; \tau = R(C)S \quad (11)$$

$$R = \frac{R_a \cdot R_p}{R_a + R_p} \cdot [\Omega]; \quad C = C_a + C_c + C_p \cdot [F]$$

Comparando la ecuación (11) con la ecuación (9) resulta que se tiene un Instrumento de primer orden cuya sensibilidad estática es a_1 y su constante de tiempo es τ .

El modulo y la fase de la función respuesta de frecuencias aparece en forma adimensional en la Figura 5 representado en forma de gráfico de Bode. El instrumento se comporta como un filtro de paso alto y no medirá las frecuencias muy bajas. Se recuerda que se estableció que este tipo de instrumento se comporta como un instrumento “ideal” si $\omega \tau \geq 3$.

Entonces la mínima frecuencia significativa del desplazamiento que se desea medir es $\omega_{min} = 3/\tau$ para medir frecuencias lo mas bajas posibles la constante de tiempo del sistema debe ser muy elevada. En la ecuación (11) se observa que la constante de tiempo puede ser elevada si la

capacidad C total es elevada, pero esto se opone a una adecuada sensibilidad. La única forma de elevar la constante de tiempo sin afectar la sensibilidad es obtener un elevado valor de Rp el valor de Ra es como se dijo del orden de los Gigaohm. La resistencia Rq del preamplificador debe serlo mayor posible ya que esta en paralelo con Ra. En la práctica un buen preamplificador puede tener una resistencia Rp =4.5GΩ en paralelo con Cp=1pF.

La sensibilidad estática depende de la constante Kp del generador de cargas, pero disminuye con la capacitancia total. La capacitancia del piezoeléctrico y del preamplificador se controlan en la producción, pero la del cable depende de su longitud (95 f/m es un valor típico para un cable de buena calidad). Entonces la sensibilidad depende de la longitud del cable y esto se debe tener bien en cuenta. Si es posible por cuestiones de espacio el preamplificador se debe conectar junto al transductor, reduciendo a cero la capacitancia del cable.

Como un ejemplo numérico se determinará la sensibilidad y la respuesta de frecuencias de un elemento piezoeléctrico de titanio de bario de 1 cm² de sección y 2 mm de espesor con una resistencia de fuga de 20 GΩ. Conectado por un cable de dos metros a un preamplificador típico de calidad de laboratorio. Su constante de generación de cargas se halla en la ecuación (5) y resulta Ca =624pF. La capacitancia de 2 m de cable es de 190 pF y por tanto la capacitancia total es C=815·10⁻¹² F. la resistencia del preamplificador en paralelo con la resistencia de fuga del piezoeléctrico tiene un valor de R=3.67·10⁹ (Ω). La constante de tiempo es entonces de 3seg. y se puede medir correctamente a partir de 1rad/seg. es decir, 0.16Hz.

La sensibilidad estática debido al cambio de capacitancia ΔC del cable se puede hallar según la expresión:

$$\frac{\text{cambio de sensibilidad}}{\text{sensibilidad inicial}} = -\frac{\Delta C_c}{C + \Delta C_c} \quad (12)$$

Nuevamente se recuerda que para comprimir (o traccionar) 1μm a este elemento hace falta una fuerza de 6000N.

Ya se hace evidente un hecho: este sistema es extraordinariamente sensible, pero el efecto de carga mecánico es también extraordinariamente grande.

En realidad con el elemento piezoeléctrico no se mide desplazamientos en el sentido que lo hacen los restantes transductores que se han visto en

este capítulo, pero sirve como base a sistemas para medir aceleraciones, fuerzas y presiones. En la práctica la deformación del elemento piezoeléctrico es del orden de decenas de millonésimas de micrón.

Otra solución al circuito necesario para transformar en potencial útil las deformaciones del elemento piezoeléctrico se muestra en la Figura 6.

Ahora se coloca un amplificador operacional a la salida del piezoeléctrico, conectado por un cable. El amplificador operacional debido a su alta ganancia y su alta impedancia de entrada se comporta como un elemento con un potencial de entrada prácticamente nulo y que sin embargo no deja pasar la corriente. La relación entre el voltaje en la entrada y el voltaje en la salida es:

$$e_o = -Ke(x); \quad e_o(S) = -Ke_x(S) \quad (13)$$

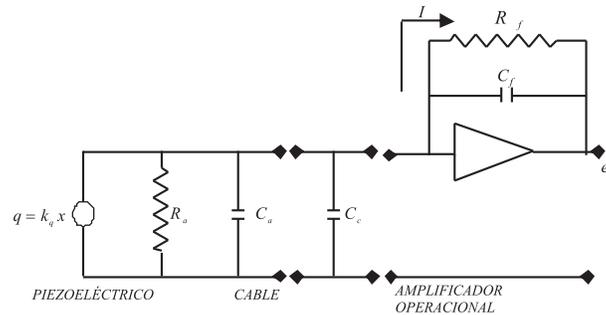


Figura 6. Circuito de medición para un elemento piezoeléctrico Preamplificador de carga

La ganancia K del amplificador en lazo abierto es del orden de los centenares de miles o millones.

La Figura 7 muestra un circuito simplificado del circuito de la Figura 5.

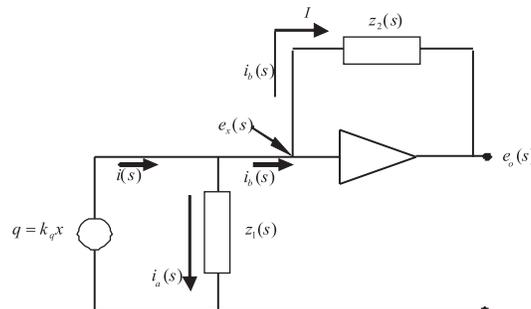


Figura 7. Circuito reducido para el sistema de la Figura 6.

La impedancia $Z_1(S)$ resulta de la capacitancia del piezoeléctrico y del cable en paralelo con la resistencia de fuga del piezoeléctrico es:

$$Z_1(S) = \frac{R_a}{1 + R_a(C_a + C_c)S} \quad (14)$$

La impedancia $Z_1(S)$ resultante de la resistencia y la capacitancia de retroalimentación del amplificador operacional es:

$$Z_1(S) = \frac{R_f}{1 + R_f C_f S} \quad (15)$$

Para el circuito de la Figura 7 se puede escribir:

$$i(t) = \frac{dq}{dt} = K_q \left(\frac{dx}{dt} \right); i(S) = K_q S x(S)$$

$$e_x(S) = i_a(S) Z_1(S) \quad (16)$$

$$e_x(S) - e_o(S) = i_b(S) Z_1(S) \quad (17)$$

$$i(S) = i_a(S) + i_b(S) \quad (18)$$

Resolviendo el sistema formado por las ecuaciones (13), (9), (16), (17) y (18) se tiene

$$\frac{e_o(S)}{x(S)} = - \frac{K_q Z_1(S) S x(S)}{1 + \frac{1}{k} + \frac{1}{k} \cdot \frac{Z_1(S)}{Z_1(S)}} \quad (19)$$

Sustituyendo en la ecuación (19) las ecuaciones (14) y (15) se tiene que:

$$\frac{e_o(S)}{x(S)} = - \frac{\frac{K_q}{C_f} \cdot \frac{R_f C_f S}{1 + R_f C_f S}}{1 + \frac{1}{k} + \frac{1}{k} \cdot \frac{R_f}{R_a} \cdot \frac{1 + R_a(C_a + C_c)S}{1 + R_f C_f S}}$$

Como la ganancia K del amplificador operacional es muy grande el denominador vale la unidad. Por lo tanto:

$$\frac{e_o(S)}{x(S)} = G(S) = -a_1 \cdot \frac{\tau S}{1 + \tau S} \quad (20)$$

$$a_1 = \frac{K_q}{C_f} (V/m); \tau = R_f C_f [s]$$

Básicamente sigue siendo todo semejante al caso anterior cuya solución está en la ecuación (11). Pero ahora ni la sensibilidad ni la constante de tiempo tiene que ver teóricamente con la capacitancia del cable, sino con los parámetros de diseño de la resistencia y la capacitancia de retroalimentación del amplificador operacional. En la práctica es posible utilizar cables hasta alrededor de 500 m de largo. Algunos preamplificadores tiene ajustable en pasos el valor de la capacitancia de retroalimentación, ganando en constantes de tiempo pero disminuyendo la sensibilidad. No es extraño encontrar respuestas de frecuencias desde 0,03 Khz. Una frecuencia mínima de 0,03 Hz significa una constante de 16 seg.

Los preamplificadores del tipo recién descritos y representados en la Figura 7 se denominan preamplificadores de carga. Desde el punto de vista electrónico son más complejos que los preamplificadores de voltaje, pero cada año se nota una tendencia mayor a reemplazar totalmente a los primeros debido a una ventaja de independizar el comportamiento del transductor de la longitud del cable utilizado.

No se desea concluir esta sección sin recordar que todo lo expuesto sirve como base a otras aplicaciones útiles de los elementos piezoeléctricos, pero que no se utilizan directamente para medir desplazamientos debido a su altísima rigidez (baja flexibilidad de entrada).

2 Sistema de Electroestimulación para Discapacitados por Clonación Artificial

En el aprendizaje y entrenamiento del electroestimulador obtenido por clonación, se aplica el tratamiento de las señales recibidas de los sensores, amplificación, procesamiento digital (incluyendo filtrado) producto de la actividad muscular, con esto la información completa del mapa genético (genoma), es suficiente para el análisis aprovechando la potencialidad del software basado en algoritmos genéticos, con el cual se identifican los patrones de las señales EMG

para realizar el control adaptativo de los movimientos de la extremidad inferior. El empleo de técnicas de inteligencia artificial basadas en redes neuronales y computación evolutiva, garantiza la estrategia de accionamiento distribuido, y los operadores genéticos, la evolución de la técnica de control, para la replicación del comportamiento del electroestimulador en el discapacitado. Una parte importante del proyecto de investigación, se orienta a la novedosa metodología, que permita lograr la concepción integral del estudio y desarrollo de sistemas Mecatrónicos por clonación artificial en el control de dispositivos de electroestimulación de miembro inferior –ver Figura 8.

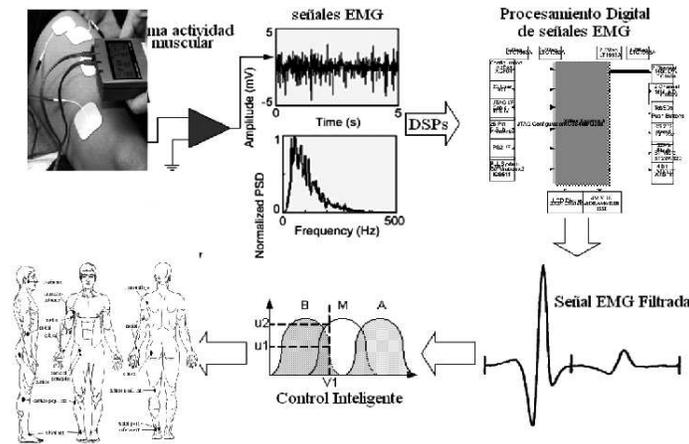


Figura 8. Esquema general del proyecto de investigación

2.1 Clusterización

Lógica difusa que se ha descrito como un punto de vista práctico, robusto, económico e inteligente alternativa para el modelado y control de sistemas complejos. Esta larga lista de características superiores, sin embargo, sólo puede realizarse si existe la calidad de los conocimientos de expertos y se pone a disposición del ingeniero de control.

El propósito de la agrupación de datos (clustering), es la de segmentar la información de acuerdo con unos criterios definidos de similitud, de cumplimiento de características o patrones, de esta manera se generan conjuntos denominados Cluster, estos por lo general son de tipo clásico, dentro de los objetivos de este trabajo está el de generar Cluster de tipo difuso, que interpreten de mejor manera el mundo real, además que el análisis de respuesta con la interpretación de la agrupación apunte a la

elaboración de estrategias para el mejoramiento del sistema. La tarea de segmentación de datos en grupos autodefinidos cuyos rangos y medias son hallados automáticamente por la aplicación, se basan en la dispersión difusa de los mismos datos utilizando un método de agrupación difusa, de especial interés para el presente trabajo, es el algoritmo de agrupación (Fuzzy C-Means) [2], existen diversas aplicaciones de agrupación difusa [9]. Este algoritmo asigna un conjunto de datos, caracterizados por sus respectivos valores de atributos, a un número determinado de conjuntos. Como resultado cada dato tiene un grado de pertenencia a cada conjunto, representada por su centro de conjunto, básicamente el algoritmo se realiza aplicando los siguientes cuatro pasos:

- 1) Inicialización.
- 2) Cálculo de centros de conjunto.
- 3) Actualización de valores de pertenencia.
- 4) El criterio de detención.

En la aplicación desarrollada se ha realizado la segmentación de datos utilizando la llamada agrupación difusa (fuzzy clustering), y selección automática de atributos, para aumentar las tasas de respuesta.

Además del cambio de utilización del algoritmo, se ignora el criterio de detención se opta por el manual, siendo el usuario final de la aplicación quien aplica el criterio de detección.

Paso 1: Inicialización.

Esta matriz se inicializa en forma aleatoria con la siguiente restricción:

$$\sum_{i=1}^c \mu_{ij} = 1, \forall j = 1, \dots, J$$

Donde:

c: es el número de conjuntos a encontrarse.

J: es el número de datos a agrupar.

μ_{ij} ; $i = 1, \dots, c$; $j = 1, \dots, J$: es el grado de pertenencia del dato j al conjunto i

Paso 2: Cálculo de Centros de Conjunto.

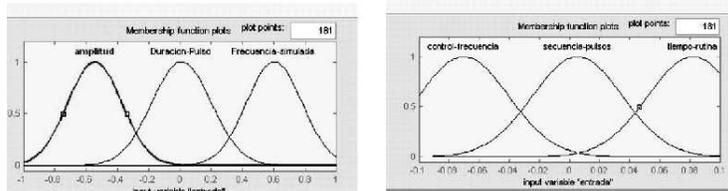
Dados los valores de pertenencia μ_{ij} los centros V_i de cada conjunto i están dados por:

$$V_i = \frac{\sum_{j=1}^J \mu_{ij}^m X_j}{\sum_{j=1}^J \mu_{ij}^m}, \forall i = 1, \dots, c$$

Donde:

$X_j ; j = 1, \dots, J$: es el vector de atributos del dato j :

m : se denomina difusor (fuzzifier) y determina el grado de difusión (fuzziness) para los conjuntos encontrados ($1 < m < \infty$) para m “cercano a 1” se calcula una solución con conjuntos clásicos.



Paso 3: Actualización de valores de pertenencia.

Para Tu Amor

Juanes

Para Tu Amor

Juanes

Dados los centros de conjunto calculados en el paso 2, los valores de pertenencia $m(i,j)$ son actualizados utilizando la siguiente fórmula:

$$\mu_{ij} = \frac{1}{\sum_{k=1}^c \left[\frac{d_{ij}}{d_{kj}} \right]^{m-1}}, \forall i = 1, \dots, c, \forall j = 1, \dots, J$$

Donde:

d_{ij} : es la distancia entre el dato j y el centro del conjunto i V_i .

En el cálculo de esta distancia se utilizan los centros del conjunto i V_i obtenidos en el paso 2.

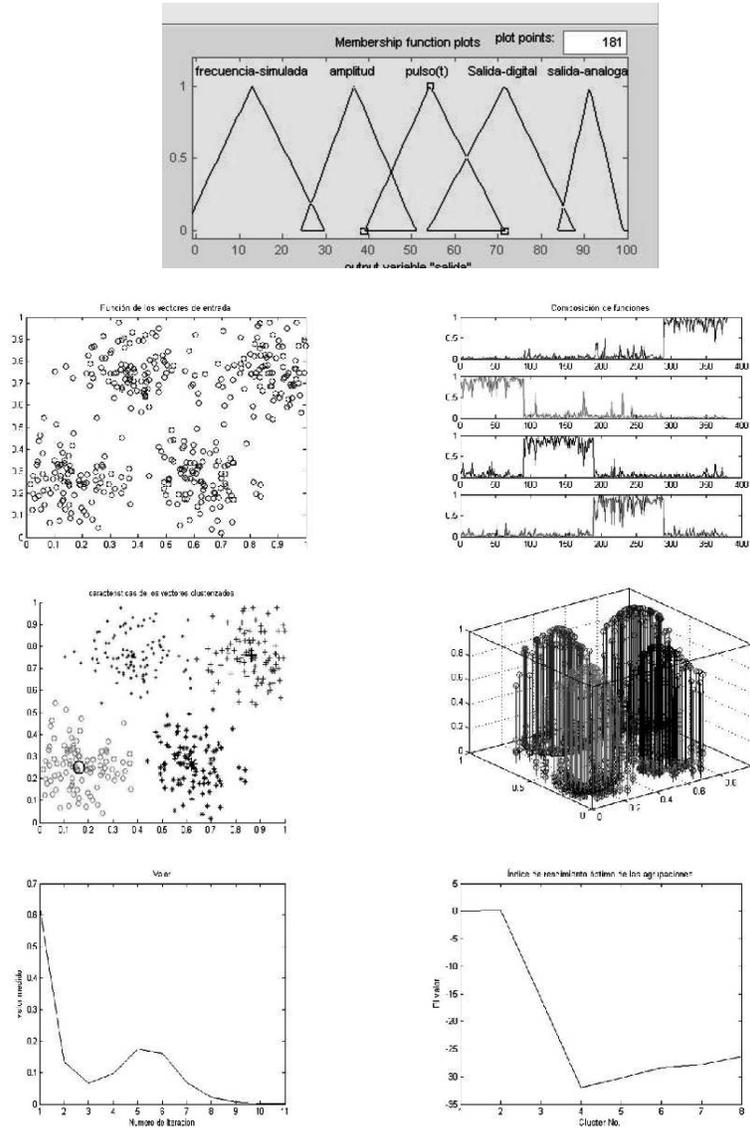
Paso 4: El Criterio de Detención

Los pasos 2 y 3 se repiten en forma iterativa hasta cumplir con el siguiente criterio de detención:

$$\|A(t+1) - A(t)\| < \text{Umbral}$$

Donde:

- A es la matriz de los valores de pertenencia en la iteración t . En el algoritmo C-Means el umbral ha de ser determinado por el usuario, pero en la aplicación desarrollada es omitido para permitir el número máximo de iteraciones posibles logrando con esto un alto grado de solución difusa.



El espacio entre secciones debe ser de 2 líneas en blanco. En caso de referencias bibliográficas, se debe seguir el formato del paquete Bibtex, como se presenta al final de este archivo, donde se referencia a [1] y [2]. Como usted puede ver, cada citación corresponde a un número encerrado en paréntesis cuadrados.

3 Telemandos por Ultrasonido

Los sistemas de telemando por ultrasonido han sido los primeros en sustituir los mandos por radio, cuando el desarrollo masivo de los telemandos domésticos (especialmente TV) ha comenzado a ser una amenaza seria para la “tranquilidad radioeléctrica”.

Aunque los ultrasonidos están hoy todavía muy distantes de los infrarrojos, al menos en lo referente a telemandos de TV, su naturaleza puramente acústica les abre un vasto dominio de aplicaciones.

3.1 Nociones de Electroacustica

Comúnmente, se admite que el margen de frecuencias de los sonidos perceptibles por el oído humano va, aproximadamente de 20 a 20000 Hz en el mejor de los casos. Esta banda de paso se reduce notablemente con la edad, aunque se revela muy superior para ciertos animales (especialmente los perros). Por tanto, es difícil fijar con precisión la frontera entre “el sonido” y los “ultrasonidos”, definidos como “sonidos demasiado agudos para ser audibles”.

Generalmente, se puede admitir que, más allá de 20 kHz, cualquier vibración del aire pertenece al campo de los ultrasonidos. Realmente, no existe límite superior, únicamente en lo que se refiere a las posibilidades de los equipos que producen estos ultrasonidos; frecuencias de varios mega-hertzios no son extrañas en ámbitos industriales, científicos o médicos.

Para producir y detectar los ultrasonidos, se utilizan los mismos principios que conciernen a los sonidos audibles; sencillamente, las soluciones tecnológicas usadas se adaptan a este margen particular de frecuencias.

Aunque ciertos altavoces de agudos (tweeters) son muy capaces de emitir ultrasonidos, el aficionado no emplea casi nunca los procedimientos electromagnéticos, sin embargo ampliamente utilizados por los profesionales (transductores de “magneto-estricción”). Realmente, es más sencillo y más económico utilizar las técnicas “piezoeléctricas”.

Un material piezoeléctrico es, en general, una cerámica especial (un poco como las ferritas), que se pueden moldear en una gran variedad de formas, y metalizar en superficies para crear zonas conductoras. Este tipo de material presenta la particularidad de producir una tensión cuando se la somete a una contracción mecánica e inversamente, se

deforma cuando se le aplica una tensión. Es fácil, por tanto, comprender que delgadas arandelas de piezocerámica, capaces de vibrar fácilmente, puedan servir tanto de emisores como de receptores de ultrasonidos, del mismo modo que un altavoz o un micrófono en técnica de sonido. Tales componentes pueden construirse fácilmente para frecuencias muy elevadas, y además no son caros.

En la frontera de los ultrasonidos y los sonidos, se encuentran además los tweeters, auriculares y micros “piezo”, conocidos por su especial aptitud para reproducir sonidos agudos.

Sin embargo los “transductores de ultra sonido” a diferencia de los “transductores de audio”, casi siempre se estudian para funcionar a una frecuencia muy determinada, o en una estrecha banda de frecuencias: la utilización óptima del fenómeno de resonancia mecánica permite obtener rendimientos muy elevados. Es decir, que lo esencial de la energía eléctrica se convertirá en energía acústica y viceversa. Por tanto, en general los sistemas ultrasónicos consumirán bastante poco, ofreciendo alcances muy interesantes.

Los fabricantes de transductores pueden añadir, al cristal piezo propiamente dicho, diferentes accesorios que permiten dar al producto acabado características muy particulares, especialmente en materia de directividad: se gana así en alcances, ya que la energía transmitida se encuentra concentrada en un verdadero “haz” poco divergente pero, evidentemente, habrá que “enfocar” el receptor con el transmisor.

Por tanto, el aficionado tiene que procurarse transductores de emisión y de recepción (casi idénticos) completos, más que trabajar con pastillas piezoeléctricas “desnudas”, además difíciles de encontrar al por menor.

3.2 Un Conjunto de Transmisor-Receptor de Ultrasonidos

Para utilizar cómodamente los transductores transmisores y receptores de ultrasonidos disponibles en el comercio, nos hacen falta dos circuitos especiales: uno capaz de suministrar cuando se pida una señal alterna de 40 kHz con una amplitud generosa, y el otro susceptible de proporcionar una información “todo o nada” cuando recibe esta misma frecuencia, pero con un nivel muy débil.

Por supuesto, podríamos utilizar los generadores y detectores de tonos del capítulo 2, pero estos montajes no tiene una rapidez de reacción suficiente para permitir el empleo de los circuitos de codificación y decodificación, tan necesarios cuando se desea la mayor seguridad de

transmisión. Por tanto, estos dos montajes merecen algunos desarrollos técnicos, con el fin de que nuestros lectores comprendan perfectamente su funcionamiento en profundidad.

Comencemos entonces por estudiar el modulador. A pesar de la sencillez del esquema de la Figura 1 éste es bastante universal: en efecto, suministra dos señales cuadradas a 40 kHz en oposición de fase, lo que permite cuadruplicar la potencia en caso de utilización de un transductor de ultrasonidos.

La conexión a masa de la entrada del montaje inhibe inmediatamente la transmisión de la portadora, la cual es fácil de modular para “todo o nada”

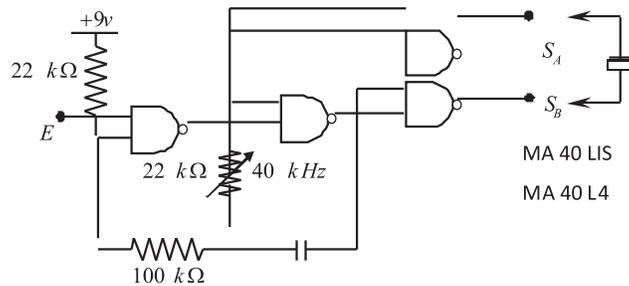


Figura 9. Un muy sencillo generador de ultrasonidos (modulador 40 kHz).

En la práctica se conectará muy sencillamente la entrada del modulador a la salida del codificador de la Figura 2, para el buen funcionamiento del sistema, será importante ajustar exactamente la frecuencia generada a 40 kHz. Por tanto, habrá que disponer de un osciloscopio. Llegado el caso, este ajuste se podrá retocar ligeramente durante la puesta a punto final del sistema completo.

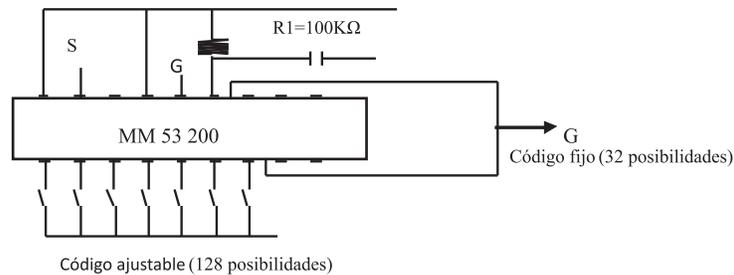


Figura 10. Esquema de aplicación

Se podrá conectar directamente un transmisor de ultrasonidos (MA40LIS, por ejemplo) entre las salidas Sa y Sb, o bien no utilizar más que una de estas salidas para cualquier otro uso.

Interesémonos ahora por el demodulador. El esquema de la Figura 11 utiliza un circuito integrado que ha sido desarrollado por SIEMENS durante los primeros pasos de los telemandos por infrarrojos, el TDA4050.

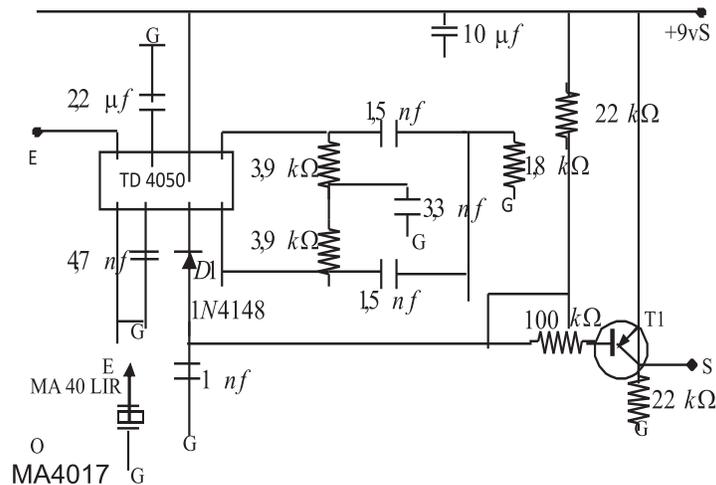


Figura 11. Un demodulador de 40 kHz capaz de servir de receptor de ultrasonidos debido a su gran ganancia

De hecho, se trata de un componente derivado de los circuitos integrados que equipan los receptores de radio. Hereda de ellos una ganancia muy grande, adaptándose automáticamente a las variaciones de nivel de entrada gracias a un CAG (control automático de ganancia), y un funcionamiento de amplificador selectivo. Sin embargo, se han introducido simplificaciones: una red RC (doble T) que sirve para sintonizar el montaje (y no una bobina), mientras que la salida suministra directamente niveles lógicos.

En resumen, si se aplican a la entrada (pin 8) impulsos de amplitud muy pequeña pero mas definida, se les recupera en el pin 3 con una amplitud de 9v, cuando la frecuencia de la señal sea del orden de 30 a 40 kHz, aproximadamente. Señales de frecuencia muy diferentes (especialmente de 50 a 100 Hz) no se tendrán en cuenta, incluso si son de nivel alto. Además del esquema de base, directamente inspirado en las especificaciones del fabricante, nuestro montaje está provisto de

componentes suplementarios encargados de remodular las señales a 40 kHz amplificadas por el TDA4050.

En reposo, el condensador C3 se mantiene descargado por el diodo D1, mientras que la salida del TDA4050 queda en estado bajo. Eventuales parásitos de muy corta duración no cambiarán en nada esta situación, pero crestas positivas regulares dejarán cargarse C3 a través de R4.

Si la relación cíclica de las señales es del orden del 50% C3 no tiene tiempo de descargarse entre dos periodos y el transistor T1 conduce de forma interrumpida. Se entiende entonces, que si el montaje recibe impulsos a 40 kHz modulados en todo o nada por un mensaje digital, se reencontrará esta información intacta a la salida del demodulador (colector de T1).

Una primera prueba se puede realizar equipando al demodulador con un transductor de ultrasonido (MA40LIR) y añadiéndole nuestro módulo decodificador de la siguiente Figura 12.

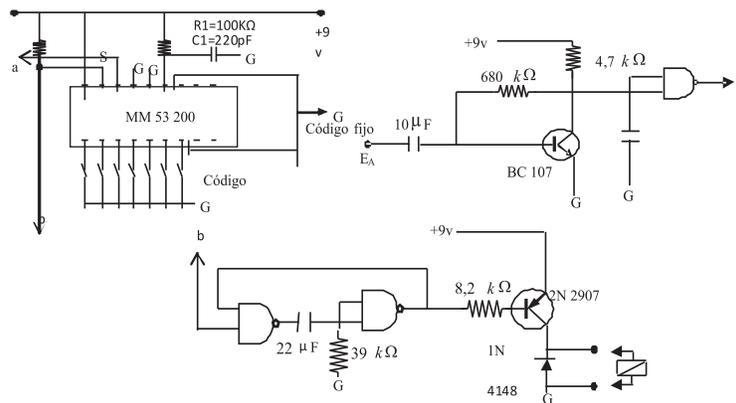


Figura 12. Esquema del decodificador MM53200

Como ya habíamos equipado el demodulador con un transductor transmisor, no queda más que conectarle al módulo codificador para obtener un sistema completo de telemando por ultrasonidos. Sin embargo, es todavía necesario proceder a dos ajustes:

Llevar la frecuencia de reloj del codificador y el decodificador a aproximadamente 4.5 kHz (multiplicar por 10 el valor del condensador de origen), ya que la transmisión por ultrasonidos sufre ciertas "inercias".

Ajustar el modulador a la frecuencia de resonancia exacta de los transductores. Para esto. Lo ideal es controlar con un osciloscopio la forma de las señales suministradas por el demodulador. Cuando se reencuentre la forma presentada a la salida del codificador, el ajuste es bueno (y además, el relé de decodificador debe cerrarse).

Según la precisión de los ajustes, el alcance útil puede variar entre uno y tres o cuatro metros. No se perderá de vista el hecho de que es necesario accionar el transmisor de uno a tres segundos sin interrupción para que el receptor se ponga en funcionamiento.

3.2.1 Modulación Binaria en Fase (mbfa)

Se puede demostrar que el MCP binario es más eficiente cuando se emplean pulsos bipolares (dos pulsos de altura $A/2$ $-A/2$) en lugar de pulsos unipolares (pulsos de altura 0 y A).

Cuando estos pulsos rectangulares modulan en amplitud a una portadora de alta frecuencia, se produce la modulación binaria en fase (MBFa); la Figura 13 ilustra este concepto. La onda con modulación binaria en fase se ilustra en la Figura 13. Vemos que se compone de las formas de onda $S_1(t)$ y $S_2(t)$ de la Figura 14. S_1 transmiten a uno de los símbolos binarios y $S_2(t)$ al otro. Como se ve en la Figura 14.

$$S_2(t) = -S_1(t) \quad (1)$$

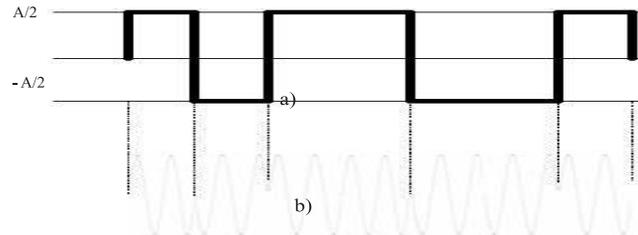


Figura 13. Modulación binaria en fase

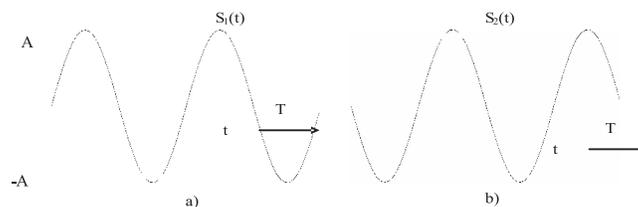


Figura 14. Componentes de la señal MBFa

Consideremos que:

$$S_1(t) = -S_2(t) = s(t) \quad (2)$$

Con el objeto de generalizar, supondremos que $S(t)$ es una forma de onda arbitraria con la única restricción de tener la duración de T segundos. Sea E la energía de $S(t)$.

La respuesta al impulso del filtro óptimo para $s(t)$ será:

$$h(t) = S(T-t) \quad (4)$$

Si $S_1(t)$ se aplica a la entrada de este filtro, la salida en el tiempo $t=T$ estará dada por $r(T)$ en la siguiente ecuación:

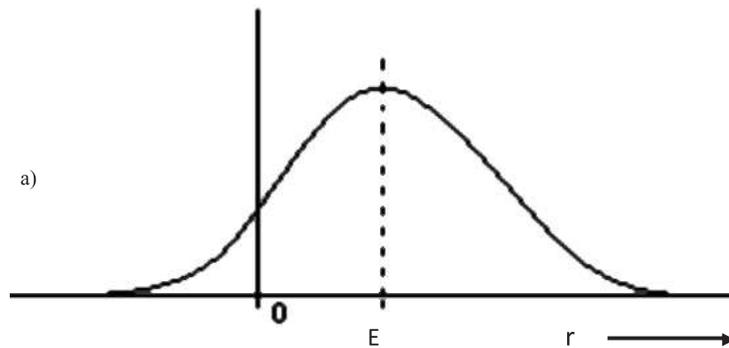
$$r(T) = E + n_0(T) \quad (5)$$

$n_0(T)$ es una componente aleatoria con distribución gaussiana y calor cuadrático medio $NE/2$. Por lo tanto,

$$p(r) = \frac{1}{\sqrt{\pi NE}} e^{-(r-E)^2 NE} \quad (6)$$

Esta distribución se ilustra en la Figura 15 a) Así mismo, cuando la señal $S_2(T)$ se aplica a la entrada del filtro acoplado, la salida $r(T)$ está dada por:

$P(r)$ (cuando $S_1(t)$ está presente)



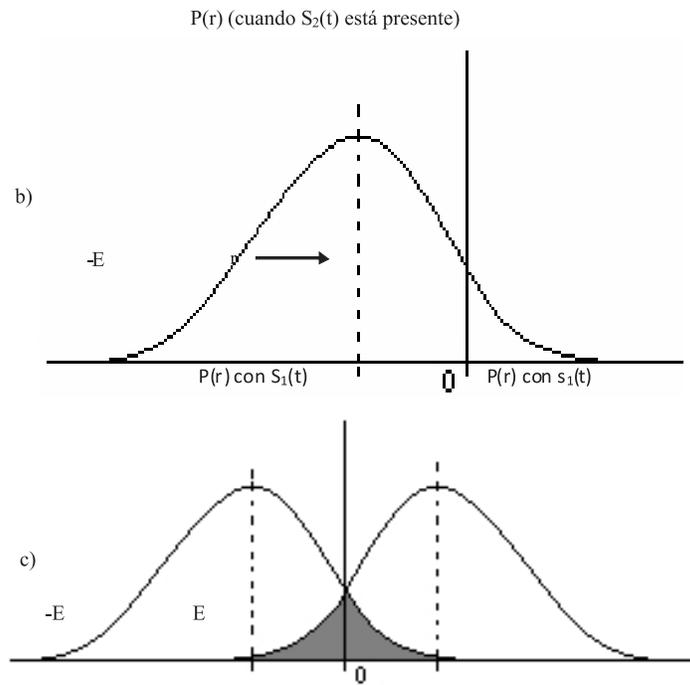


Figura 15. Distribución de $n_0(T)$.

$$r(T) = -E + n_0(T) \quad (7)$$

Esto se deduce del hecho de que $S_1(t) = -S_2(t)$. Por lo tanto, la respuesta a S₂(t) será el negativo de la respuesta a S₁(t). La Figura 15 b) ilustra la distribución de amplitud r(T) cuando S₂(t) está presente. En este caso es evidente que:

$$r(T) = \frac{1}{\sqrt{\pi NE}} e^{-(r-E)^2 NE} \quad (8)$$

Las dos distribuciones juntas se ilustran en la Figura 15 c). Se debe determinar un umbral de decisión que minimice la probabilidad de error.

Con argumentos como los utilizados antes se puede decir que la suma de las dos áreas es mínima si:

$$a = 0 \quad (9)$$

Así, si $r(T) > 0$, la decisión es “ $S_1(t)$ presente”, y si $r(T) < 0$, la decisión es “ $S_2(t)$ presente”. La probabilidad de error está dada por el área de $p(r)$, en la Figura 15 b), desde 0 hasta ∞

$$P(\varepsilon) = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{2E}{N}}\right) \quad (10)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi NE}} \int_E^{\infty} e^{-x^2/NE} dx \quad (11)$$

Véase que esta integral tiene la forma de la ecuación (10) pero con a en lugar de E . Por lo tanto

$$p(\varepsilon) = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{2E}{N}}\right) \quad (12)$$

Para la onda MBFa de la Figura 14.

$$E = \frac{A^2 T}{2} \quad \text{y} \quad p(\varepsilon) = \text{erfc}\left(A\sqrt{\frac{T}{N}}\right)$$

Como la potencia promedio de la señal MBFa es $A^2/2$,

$$P_s = \frac{A^2}{2} \quad (13)$$

$$P(\varepsilon) = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{2P_s T}{N}}\right) \quad (14)$$

Comparando esta ecuación con la con la ecuación para MBA, resulta claro que para obtener la probabilidad de error dada, la potencia promedio que se necesita para MBA es dos veces la que se necesita para MBFa. Consecuentemente, MBFa es superior a MBA en 3dB por lo que se refiere a los requisitos de potencia promedio de la señal.

4 Conclusiones

Se logró establecer el método y los procedimientos de una novedosa metodología alternativa por acupuntura con electroestimulación para el tratamiento del dolor crónico, desarrollando un modelo neurológico-inteligente para la implementación de un sistema experto de tratamiento del dolor crónico.

En el artículo se muestra el diseño experimental para la evaluación de la metodología en pacientes con dolores crónicos, utilizando acupuntura con electroestimulación y se realizó el análisis y evaluación del sistema experto basado en un modelo neurológico-inteligente que permitió hacer un análisis comparativo de la nueva metodología alternativa por acupuntura con electroestimulación para el tratamiento del dolor crónico con respecto a otras variantes utilizadas con el mismo fin.

Referencias

- [1] Goldberg, David E. Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machina Learning. Addison-Wesley Publishing Co., Reading, Massachusetts, 1989.
- [2] Günter, Rudolph. Convergence Analysis of Canonical Genetic Algorithms. IEEE Transactions on Neural Networks, 5:96–101, January 1994.
- [3] Sanabria Garzón J. Ingeniería de Sistemas. Revista Orinoquia. “Herramienta software para Implementar minería de datos: clusterización utilizando lógica difusa”
- [4] Guzmán del Rio, Daniel, Rodríguez Borroto, Miguel, Columbie Navarro, Ángel y Misa Llorca, Roger. Proceso de lixiviación carbonato-amoniacal: control multivariable a través del arreglo inverso de NYQUIST para el mezclado de mineral y licor. Revista Minería y Geología. Vol. 18, No. 2, 2001. pp. 1-6.
- [5] Muñoz Moner, Antonio Faustino y Pardo García, Aldo. Algoritmos y sistemas de control borroso aplicados en la planta de calcinación de la industria de producción de níquel. En: Tecnologías de Avanzada. Vol. 2. No. 4. 2004. pp. 25-32.
- [6] Muñoz Moner Antonio Faustino Sensórica e Instrumentación de Alta Precisión, Republica de Cuba, Editorial MES, 282 p.
- [7] Muñoz Moner, Antonio Faustino y Pardo García, Aldo. Nuevos Diseños de Controladores por Lógica Fuzzy. En: Revista Colombiana de Computación. Vol. 2, No. 1, Junio-2001. pp. 35-42.
- [8] Muñoz Moner, Antonio Faustino. Tecnología de Control con Análisis Instrumental On-Line. Moa – Cuba 1985, 160 p. Trabajo

de grado (Ph.D. Ciencias Técnicas), Universidad de Acero y Aleaciones, Moscú Rusia. Facultad Metalurgia y Electromecánica, Programa- Doctorado en Control y Automatización Industrial.

- [9] Muñoz, A. F. Artificial Cloning of Industrial Sensors. Editorial Ciencia y Técnica, Academia de Ciencias de Cuba, 397 Págs., 2002.
- [10] Muñoz, A. F.; Pardo, A. Tecnologías de control avanzado y de Clonación artificial aplicada a sistemas Mecatrónicos de alta precisión. IEEE Intelligent Control Houston, Texas 2003.
- [11] Mohammad R, Akbarzadeh T y H. Meghdadi. Intelligent Control Systems. Capitulo 19, Evolutionary fuzzy systems pag, 409-423.