

**INTELLIGENT ELECTROSTIMULATOR AND MOVEMENT SENSORS
ARTIFICIAL CLONING SYSTEM****ELECTROESTIMULADOR INTELIGENTE Y SISTEMA DE CLONACION
ARTIFICIAL DE SENSORES DE MOVIMIENTO****Ing. Edgar Mauricio Jaimes Moreno, PhD. Antonio Faustino Muñoz Moner****Universidad Autónoma de Bucaramanga**
Grupo de Investigación de Control & Mecatrónica
E-mail: {ejaimes, amunozm}@unab.edu.co

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 acupuncture 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.

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.

Keywords: Electrostimulator, artificial cloning, movement sensors, adaptive-predictive control, wireless transmission, prototype.

1. INTRODUCCION

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 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. 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.

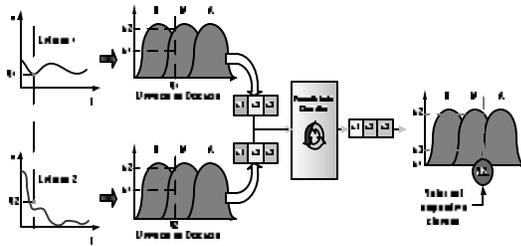


Fig. 1: Esquema Metodología de desarrollo del proyecto.

El esquema de la figura 1, 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.

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

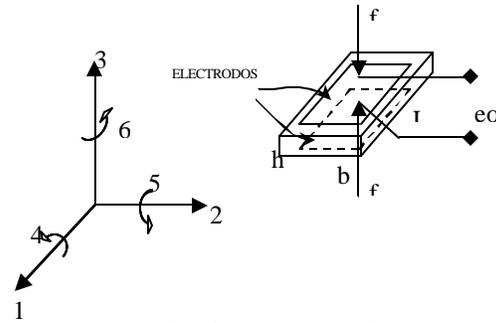


Fig. 2: Elemento piezoeléctrico

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

$$g_{33} = \frac{\text{campa producida en la dirección } \vec{B}}{\text{campa aplicada en la dirección } \vec{B}} = \frac{e_0 \cdot h \left[\frac{V}{m} \right]}{f_1 \cdot bl \left[\frac{N}{m^2} \right]} \quad (1)$$

Para constantes los valores típicos son:

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

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

También se puede definir la constante:

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

Para estas constantes los valores típicos son:

$$d_{33} = 150 \cdot 10^{-12} \left[\frac{C}{N} \right] \quad \text{Titanio de bario.}$$

$$d_{33} = 2.03 \cdot 10^{-12} \left[\frac{C}{N} \right] \quad \text{Cuarzo.}$$

Ambas constantes no son independientes. La capacitancia del cristal es $\frac{e \cdot bl}{h} = \frac{q}{e_0}$ entonces en

la constante g_{33} en la siguiente ecuación.

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

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 $8.6 \cdot 10^4$ MPa y para el titanio de bario $12 \cdot 10^4$ 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:

$$q = \frac{Ebl}{h} \cdot d_{33} \cdot x \quad \text{Finalmente:}$$

$$q = \frac{EA}{h} \cdot d_{33} \cdot x = \frac{EAK_q \mathbf{e}_0}{h} \cdot g_{33} \cdot x \quad (4)$$

En la expresión (4), $A(m^2)$ es el área de la sección transversal del elemento piezoeléctrico y x la deformación con respecto a su espesor inicial h . 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).

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 3:

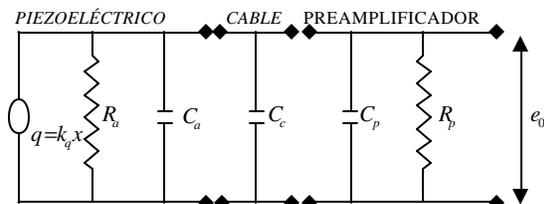


Fig. 3: Circuito de medición para un elemento piezoeléctrico. Preamplificador de voltaje.

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.

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)

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

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:

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

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

La sensibilidad estática depende de la constante K_p 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 (capacitancia del cable igual a cero).

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

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

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 e_x a la entrada y e_o a la salida es

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

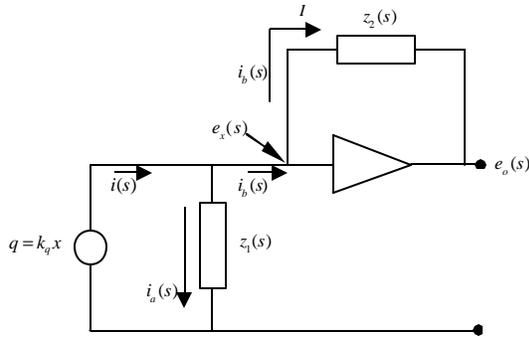


Fig. 4: Circuito de medición para un elemento piezoeléctrico Preamplificador de carga

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 6 se puede escribir:

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

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

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

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

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:

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

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

Los preamplificadores del tipo recién descritos y representados en la figura 5 se denominan *preamplificadores de carga*.

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).

3. 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 (fig. 5).

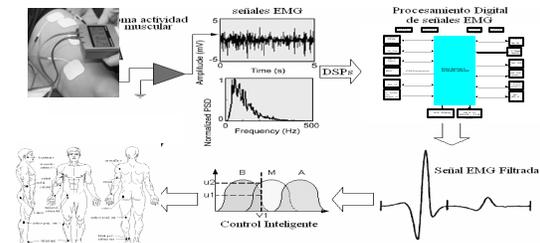


Fig. 5: Esquema general del proyecto de investigación.

4. CLUSTERIZACION

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:

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

Donde:

- c : es el número de conjuntos a encontrarse.
- J : es el número de datos a agrupar.
- m_{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 m_{ij} los centros V_i de cada conjunto i están dados por:

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

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 ($1 < m < ?$) para m "cercano a 1" se calcula una solución con conjuntos clásicos.

Paso 3: Actualización de valores de pertenencia.

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

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

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.

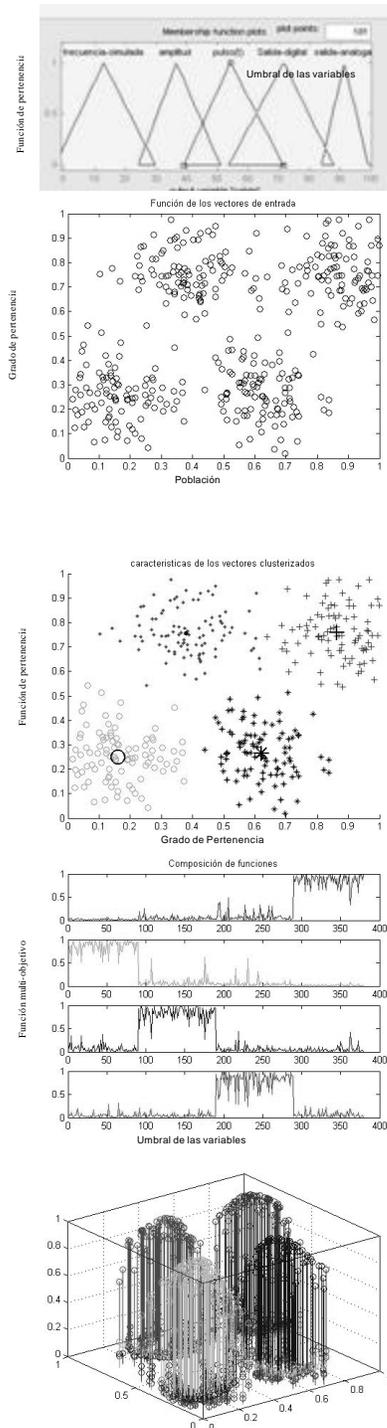
Paso 4: El Criterio de Detención

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.



5. TELEMANDOS POR ULTRASONIDO

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.

6. 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. 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 le 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. 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.

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.

7. 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.

Comencemos entonces por estudiar el modulador. A pesar de la sencillez del esquema de la figura 8 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”.

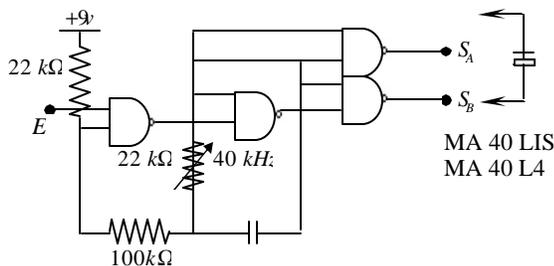


Fig. 6: Un generador de ultrasonidos (Modulador 40 kHz).

En la práctica se conectará muy sencillamente la entrada del modulador a la salida del codificador de la Figura 7, 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.

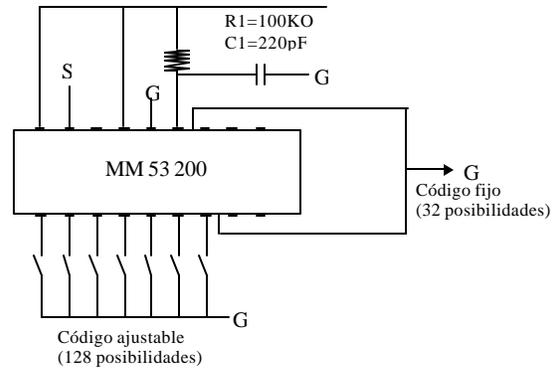


Fig. 7: Esquema de aplicación.

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.

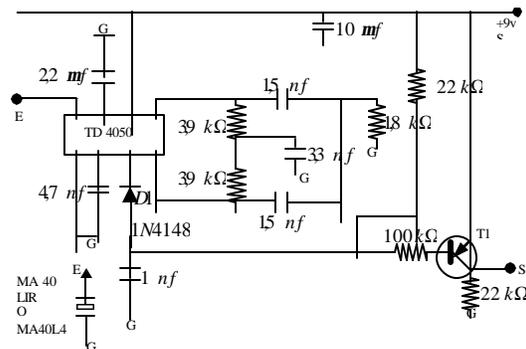


Fig. 8: Un demodulador de 40 kHz capaz de servir de receptor de ultrasonidos debido a su gran ganancia.

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.

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

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 las frecuencias 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.

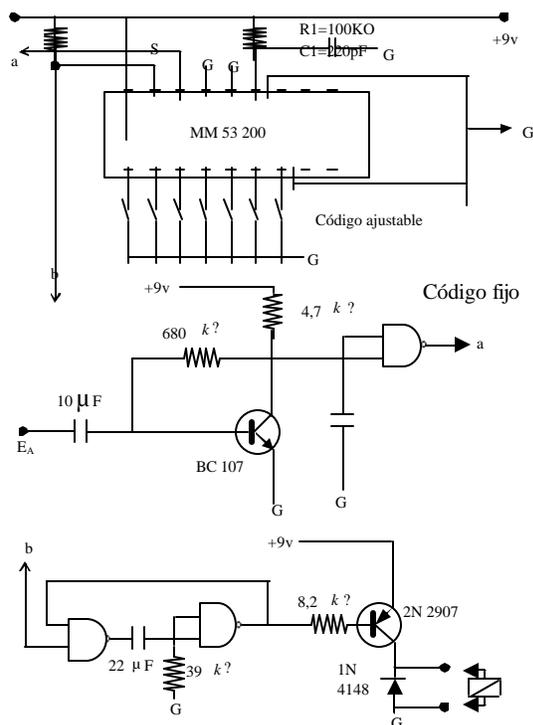


Fig. 9. Esquema del decodificador MM53200.

8. MODULACIÓN BINARIA EN FASE

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 onda con modulación binaria en fase se ilustra en la figura 12. Vemos que se compone de las formas de onda $S_1(t)$ y $S_2(t)$ de la figura 3. S_1 transmite a uno de los símbolos binarios y $S_2(t)$ al otro. Como se ve en la figura 13.

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

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:

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

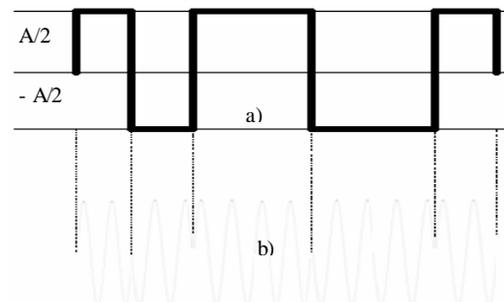


Fig. 10.a: Modulación binaria en fase.

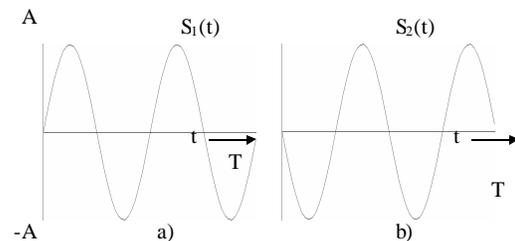


Fig. 10.b: Componentes de la señal MBFa

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,

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

Esta distribución se ilustra en la figura 3.a) Así mismo, cuando la señal $S_2(t)$ se aplica a la entrada del filtro acoplado, la salida $r(T)$ está dada por:

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

Esto se deduce del hecho de que $S_1(t) = -S_2(t)$. Por lo tanto, la respuesta a $S_2(t)$ será el negativo de la respuesta a $S_1(t)$. La figura 3.b) ilustra la distribución de amplitud $r(T)$ cuando $S_2(t)$ está presente. En este caso es evidente que:

$$p(r) = \frac{1}{\sqrt{pNE}} e^{-(r-E)^2/NE} \quad (8)$$

Las dos distribuciones juntas se ilustran en la figura 3.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 sí:

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

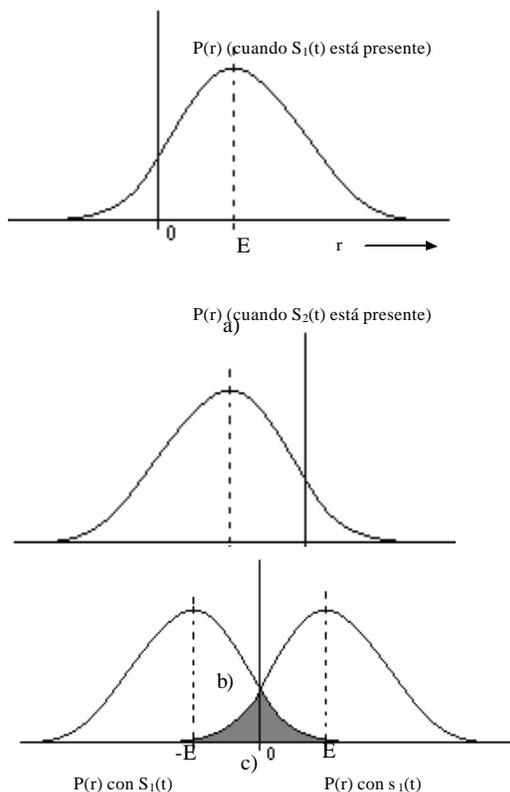


Fig. 11: Distribución de $n_0(T)$.

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 3.b), desde 0 hasta 8

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

$$= \frac{1}{\sqrt{pNE}} \int_E^{\infty} e^{-x^2/NE} dx$$

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

$$p(e) = \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E}{N}} \right) \quad (11)$$

$$E = \frac{A^2 T}{2} ; \quad p(e) = \text{erfc} \left(A \sqrt{\frac{T}{N}} \right) \quad (12)$$

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

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

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

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.

REFERENCIAS

- Muñoz, A. F. Artificial Cloning of Industrial Sensors. Editorial Ciencia y Técnica, Academia de Ciencias de Cuba, 397 Págs., 2002.
- 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.
- Mohammad R, Akbarzadeh T y H. Meghdadi. Intelligent Control Systems. Capitulo 19, Evolutionary fuzzy systems pag, 409-423.
- Revista Orinoquia. "Herramienta software para Implementar minería de datos: clusterización utilizando lógica difusa"
- Goldberg, David E. Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning. Addison-Wesley Publishing Co., Reading, Massachusetts, 1989.