



**IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED
LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA**

**NEW METHODOLOGY FOR THE DESIGN AND DEVELOPMENT OF NANOINSTRUMENTATION FOR
CONTROL AND MONITORING OF SMART ROADS OF THE GRID OF COLOMBIA.**

**NUEVA METODOLOGÍA DE DISEÑO Y DESARROLLO DE NANOINSTRUMENTACIÓN PARA EL CONTROL Y
MONITOREO DE CARRETERAS INTELIGENTES DE LA MALLA VIAL DE COLOMBIA**

Dr.Sc.Ing. Antonio Faustino Muñoz Moner, PhD
amunozm@unab.edu.co,

Docente Investigador

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE BUCARAMANGA – UNAB, Bucaramanga

Ing. Yolanda Carreño Gómez

Joven Investigadora Colciencias

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE BUCARAMANGA – UNAB, Bucaramanga

ycarreno866@unab.edu.co

PhD. Aldo Pardo García

UNIVERSIDAD DE PAMPLONA

Ciudadela Universitaria. Pamplona, Norte de Santander, Colombia

apardo13@unipamplona.edu.co

MSc. Muñoz Añasco Mariela

Universidad del Cauca, Grupo en Automática Industrial, Popayán, Colombia.

mamunoz@unicauca.edu.co

Dr. Luis Enrique Sanabria

Director e Investigador

Centro de Investigaciones CORASFALTOS, Piedecuesta

lesanabria14@gmail.com

Dra. Luz Stella Quintero

Investigadora

Centro de Investigaciones CORASFALTOS, Piedecuesta

luz.quintero@corasfaltos.com

Dra. Mayra Patricia Figueroa

Investigadora

Centro de Investigaciones CORASFALTOS, Piedecuesta

mfigueroa@corasfaltos.com

Abstract: This article presents a methodology to implement intelligent control systems based on fuzzy logic to evaluate the behavior of the pavements in real time through nanosensors, humidity, temperature and vehicular traffic; in this research project has been designing a intelligent control to monitor the associated instrumentation to the most important variables in the urban roads, in order to predict the damage on the road to the staff responsible for the maintenance of these; taking as a point of reference the tests designed with standards INVIAS in the laboratory of CORASFALTOS .

Keywords: Control of vehicular traffic, deformation, nanosensors of temperature, humidity, and fuzzy logic controller.

Resumen: En el artículo se presenta una metodología para implementar sistemas de control inteligente basado en lógica difusa y evaluar el comportamiento de los pavimentos en tiempo real mediante nanosensores de deformación, la humedad, la temperatura y tráfico de vehículos; en este proyecto de investigación se diseñaron sistemas control inteligente para supervisar la instrumentación asociada a las variables más importantes en las vías urbanas, con el fin de predecir los daños en pavimentos para el apoyo al mantenimiento de estos; tomando como punto de referencia las pruebas diseñadas con normas Invías en el laboratorio de CORASFALTOS.

Palabras claves: Control de tráfico vehicular, deformación, nanosensores de temperatura, humedad, Controlador por lógica fuzzy

IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA

1. INTRODUCCION

2.

Esta investigación fue realizada dentro del proyecto de titulado “Investigación y desarrollo de instrumentación de alta precisión para pavimentos”, aprobado con el código E-12002 en el marco de la Convocatoria Interna de la Universidad Autónoma de Bucaramanga y en alianza con el Centro de Investigaciones CORASFALTOS

La investigación corresponde a sistemas de medición de los parámetros para cada tipo de pavimento, de acuerdo a las variables utilizadas en las metodologías de diseño de estructuras de pavimentos y aquellas que afectan el desempeño de las capas durante su vida útil. Los sistemas de control se implementan de acuerdo a una secuencia de pasos que permita lograr un modelo adecuado a las condiciones reales del comportamiento de los pavimentos, como caso estudio se toma el proceso de medición y control de la temperatura, tráfico vehicular, deformación y humedad

Para el control de esfuerzo basado en el método de piezoeléctrico se aplicaron las propiedades de 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. Los materiales que presentan un efecto piezoeléctrico significativo están dentro de dos categorías: Naturales (como el cuarzo y la sal de Rochelle), 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.

El modelo seleccionado del sensor para el control de la temperatura está basado en el método termorresistivo; la resistencia eléctrica de varios materiales cambia con la temperatura en una forma definida, pudiendo este fenómeno constituir el fundamento de un método para medir temperatura. Los materiales que se utilizan actualmente para medir resistencia eléctrica pueden agruparse en dos categorías principales: los conductores (metales) y los semiconductores. Los primeros fueron desarrollados antes y se denominan termómetros de resistencia. Los segundos se desarrollaron posteriormente y se denominan termistores. Cualquier técnica para medir resistencias (como el puente de Wheatstone) es compatible con estos elementos.

Los elementos sensores son hechos de varias formas. Para medir en fluidos, el enrollado del alambre se debe recubrir con un bulbo de acero inoxidable para proteger al sensor de líquidos o gases corrosivos. Si el enrollado está al descubierto

la respuesta dinámica es más rápida. También existen varios tipos de parrillas planas para medir en la superficie de los sólidos. Estas se pueden aguantar, soldar o pegar sobre la superficie. Los sensores para medir temperaturas superficiales pueden tener como interferencia, la deformación en la superficie, que provoca cambios en la resistencia de acuerdo al principio básico de la tensometría.

Se realizó además la simulación del funcionamiento de los sensores y controladores escogidos mediante herramientas computacionales, por sistemas inteligentes, aprovechando las capacidades de aplicación en sistemas no lineales industriales, para diseñar modelos de entrenamiento y su validación para comparar las salidas con los valores esperados, de acuerdo a la concepción del diseño.

Con el uso de técnicas de clonación artificial, basada en algoritmos evolutivos, se estableció el diseño y pruebas de modelos con sistemas inteligentes que brindaron las soluciones a los problemas imposibles de resolver por métodos convencionales, los sistemas de control se implementados de acuerdo a una secuencia de pasos que permita lograr un modelo adecuado a las condiciones reales del comportamiento de los pavimentos, como caso estudio se toma el proceso de medición y control de la temperatura, tráfico vehicular, deformación y humedad.

El modelo difuso implementado es de tipo Takagi-Sugeno, cuyos procedimientos aplicados del modelo difuso son: fusificación de las entradas, evaluar las funciones de pertenencia de cada entrada de acuerdo con el valor fusificado, evaluación de las reglas, cálculo y defuzificación de la salida para la fuzificación y defuzificación se tuvo en cuenta los valores de entrada y salida a una escala definida en el sistema difuso de acuerdo a la metodología adoptada.

Los sistemas de control se implementan de acuerdo a una secuencia de pasos que permita lograr un modelo adecuado a las condiciones reales del comportamiento de los pavimentos, como caso estudio se toma el proceso de medición y control de la temperatura, tráfico vehicular, deformación y humedad.

1. DISEÑO E IMPLEMENTACION DE MODELOS DE SENSORES

A. Modelo del Sensor para el control del tráfico vehicular basado en el método piezoeléctrico

El efecto piezoeléctrico es reversible, por tal motivo el material sometido a la acción de cargas eléctricas tiende a deformarse. Para compensar el efecto sobre la sensibilidad en la medición es decir la alta impedancia de salida del elemento piezoeléctrico, es necesario un preamplificador con alta impedancia R_p resistiva de entrada. El esquema se indica en figura 1.

Se ha inducido también la capacitancia C_c del cable entre el piezoeléctrico y el preamplificador y la capacitancia de entrada C_p del preamplificador (Doebelin E 2004). La

**IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED
LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA**

resistencia del cable se desprecia debido a su pequeño valor en la figura 1 aparece el circuito de medición.

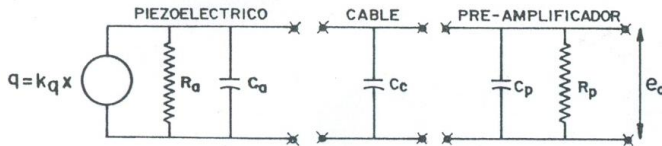


Fig. 1. Circuito de medición para un elemento piezoeléctrico. Preamplificador de voltaje .

La figura 2 muestra el mismo circuito reducido, gracias a que todas las componentes están en paralelo.

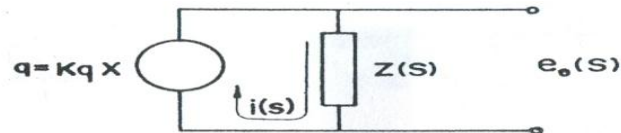


Fig. 2. Circuito reducido para el sistema de la figura 3.

Las tres capacitancias se suman y por lo tanto,

$$C = C_a + C_c + C_p \cdot [F] \quad (1)$$

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

$$R = R_a \cdot R_p / (R_a + R_p) \cdot [\Omega] \quad (2)$$

La impedancia resultante es la suma en paralelo [2] de R y $1/CS$

$$Z(S) = \frac{R}{1+RCS} \quad (3)$$

La corriente que circula por el piezoeléctrico depende de la razón de cambio de la carga q .

$$i(t) = dq/dt = k_q(dx/dt); i(S) = k_q Sx(S) \quad (4)$$

Finalmente, el voltaje de salida se determina [6] según

$$e_o(S) = i(S)Z(S) \quad (5)$$

Combinando las ecuaciones (3); (4) y (5) se tiene

$$\frac{e_o(S)}{x(S)} = G(S) = \frac{a_2 \tau S}{1+\tau S}; a_2 = \frac{K_q}{C} [V/m]; \tau = RC(s) \quad (6)$$

$$R = R_a \cdot R_p / (R_a + R_p) [\Omega]; C = C_a + C_c + C_p \cdot [F] \quad (7)$$

En la ecuación (6) se observa que la constante de tiempo se incrementa si la capacidad C total aumenta, lo que influye sobre la sensibilidad del sistema. La única forma de elevar la constante de tiempo sin afectar la sensibilidad es obtener un elevado valor de resistencia eléctrica R_p en el preamplificador cuyo valor alcanza $R_p = 4.5 \text{ G}\Omega$ en paralelo con $C_p = 1 \text{ pF}$.

La sensibilidad estática depende de la constante K_q 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 pF/m es un valor típico para un cable de buena calidad); entonces, la sensibilidad depende de la longitud del cable lo que se considera en el análisis del modelo matemático, si es posible por cuestiones de espacio, el preamplificador se debe conectar junto al transductor, reduciendo a cero la capacitancia del cable.

La sensibilidad estática resulta del cociente de 0,9 C/m, es decir, $0,9 \text{ F} \cdot \text{V}/\text{m}$ entre $815 \cdot 10^{-12} \text{ F}$, siendo el resultado de $1104 \cdot 10^6 \text{ V}/\text{m}$, es decir, $1104 \text{ V}/\mu\text{m}$. La variación relativa en sensibilidad estática debido al cambio de la capacitancia ΔC_c del cable se puede hallar según la expresión:

$$\frac{\text{cambio en sensibilidad}}{\text{sensibilidad inicial}} = - \frac{\Delta C_c}{C + \Delta C_c} \quad (8)$$

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:

$$e_o = -k e_x(x); e_o(S) = -k e_x(S) \quad (9)$$

La impedancia $Z_2(S)$ resultante de la resistencia y la capacitancia de retroalimentación del amplificador operacional es

$$Z_2(S) = \frac{R_f}{1+R_f C_f S} \quad (10)$$

Para el circuito de la figura 12 se puede escribir:

$$e_x(S) = i_a(S)Z_1(S); \quad (11)$$

$$e_x(S) - e_o(S) = i_b(S)Z_2(S); \quad (12)$$

$$i(S) = i_a(S) + i_b(S) \quad (13)$$

Resolviendo el sistema formado se tiene

$$\frac{e_o(S)}{x(S)} = \frac{k_q Z_2(S) S x(S)}{1 + \frac{1}{k} + \frac{1}{k} \frac{Z_2(S)}{Z_1(S)}} \quad (14)$$

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

$$\frac{e_o(S)}{x(S)} = G(S) = -a_2 \cdot \frac{\tau S}{1+\tau S}; \quad (15)$$

Los preamplificadores del tipo descrito y representados en la figura 11 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 la ventaja de independizar el comportamiento del transductor de la longitud de cable utilizado.

B. Modelo del Sensor para el control de la deformación basado en el método magnetostrictivo

La magnetostricción se define como el cambio de dimensiones que experimentan los materiales ferromagnéticos al aplicarles un campo magnético [5]. La máxima deformación magnetostrictiva observada, el incremento de longitud en una dirección determinada normalizado a su longitud original, se encuentra alrededor de 10-5 en el caso de los materiales

IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA

convencionales y supera el valor 10^{-3} para ciertas aleaciones (materiales de magnetostricción gigante).

La magnetostricción puede ser positiva, cuando el material se expande al ser magnetizado, o negativa si se contrae. Para los materiales con magnetostricción positiva, la magnetización aumenta con la tensión mecánica, mientras que disminuye si la magnetostricción es negativa. El níquel es el paradigma de material de magnetostricción negativa. Siempre se contrae para valores crecientes del campo magnético. Por contra, el hierro presenta magnetostricción positiva, aunque sólo para campos moderados, ya que para campos altos ésta es negativa.

La deformación magnetostrictiva es una función par del campo, es decir, el signo de la deformación es independiente del signo del campo. Así, bajo la acción de un campo alterno moderado, un material de magnetostricción positiva siempre incrementará una de sus dimensiones cuando crezca el valor absoluto del campo instantáneo, y regresará a su posición inicial cuando éste disminuya [5]. Debido a este carácter rectificador, la aplicación de un campo magnético alterno genera en un magnetostrictivo un movimiento de frecuencia doble respecto a la excitación.

En esta investigación la metodología pretende romper con el paradigma clásico de diseño desde la concepción del problema hasta su posterior desarrollo ver Fig. 2.

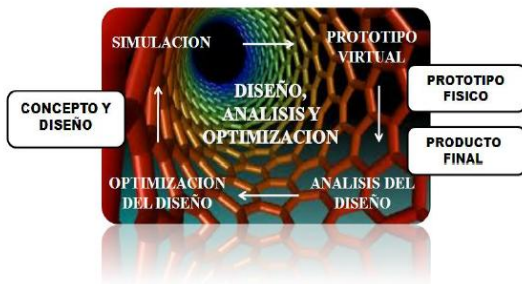


Fig. 3. Metodología de desarrollo de la investigación

Actualmente los dispositivos espintrónicos tienen dos diferentes enfoques (Wolf .S, y D. Treger. 2007)

. En el primero, ellos tratan de perfeccionar la tecnología magnetoresistiva, mediante el desarrollo de nuevos materiales con poblaciones más grandes de electrones (llamado spin con polarización) o haciendo mejoras en los dispositivos ya existentes con el fin de proporcionar mejor el giro del filtrado; la segunda posibilidad, se orienta en generar y utilizar un spin-polarizado- a las corrientes, para controlar activamente la dinámica de spin, en tal sentido es necesario investigar el spin transporte en los semiconductores y la búsqueda de semiconductores cuyo desempeño sea en calidad spin polarizadores y spin válvulas, por tal motivo con el giro del spin, se puede ahorrar energía, ya que un solo spin podría hacer el trabajo de muchos. Ver Fig. 4.-

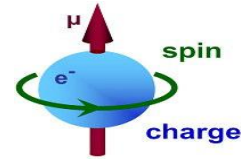


Fig. 4. Movimiento del Spin de un electrón (Wolf .S, y D. Treger. 2007)

El spin es fundamental para el desarrollo de dispositivos espintrónicos, pero requiere de una metodología basada en modelos nanotecnológicos. El comportamiento de un electrón está soportado en su Spin ya que es este el cual le da la carga eléctrica que este va a transportar. La Spintronica es la ciencia de todos los procesos a desarrollarse vía electrones, ya que esta ciencia no aprovecha la carga eléctrica del electrón, sino su capacidad de movimiento, la cual es importante en este nuevo diseño del prototipo.

Para los sistemas magnetoresistivos en el enrollado primario se aplica normalmente un voltaje alterno sinusoidal de 3 a 15 V (valor efectivo o RMS) y una frecuencia entre 60 y 20000 Hz. En los enrollados secundarios se induce una corriente de la misma frecuencia, pero cuya amplitud varía con la posición del núcleo de hierro que acarrea la información del desplazamiento $x(t)$ que se desea medir. La conexión de los enrollados y el potencial de salida son nulos. En otra posición, una inducción aumenta mientras la otra disminuye, produciéndose un potencial prácticamente proporcional al desplazamiento. El voltaje e_0 generalmente no está en fase con e_i y cada transformador diferencial dependiendo de la magnitud de sus parámetros, tiene una frecuencia a la cual el desfase no existe. Esta frecuencia generalmente se especifica por el fabricante. En algunas aplicaciones es importante eliminar el desfase y por esto se determinará ahora analíticamente el comportamiento de un sensor inercial basado en transformador diferencial lineal variable con un instrumento de medición (puramente resistivo) acoplado utilizando el circuito de la figura 5.

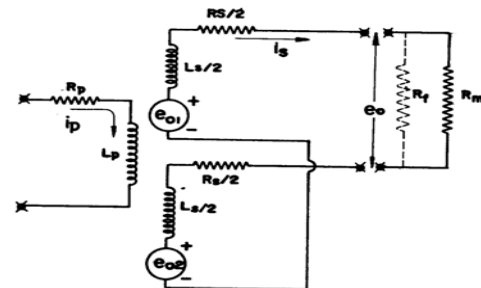


Fig. 5. Esquema eléctrico del sensor inercial.

IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA

En el mencionado circuito se ha representado la resistencia R_p y la inductancia L_p del primario, así como la resistencia $R_s/2$ y la inductancia $L_s/2$ de cada enrollado secundario (los dos son iguales). Se incluye el instrumento de medición, asumiendo su impedancia R_m puramente resistiva. Los voltajes inducidos en cada enrollado secundario aparecen como “generadores” de voltaje. El voltaje inducido en cada enrollado depende de la inducción mutua A y la razón de cambio de la intensidad de la corriente en el primario.

$$e_{o1} = A_1 \frac{di_p}{dt}; e_{o2} = A_2 \frac{di_p}{dt} \cdot [V] \quad (16)$$

Las inducciones mutuas dependen del desplazamiento $x(t)$ según

$$A_1 - A_2 = Qx(t) \cdot [H] \quad (17)$$

La constante $Q(H/m)$ depende de la construcción del instrumento.

Para el circuito de la figura 5 se puede escribir las siguientes ecuaciones

$$e_i - i_p R_p - \frac{di_p}{dt} L_p = 0; \quad (18)$$

$$e_{o1} - e_{o2} - i_s (R_s + R_m) - \frac{di_s}{dt} L_s = 0; \quad (19)$$

$$e_o = i_s R_m \quad (20)$$

En la ecuación (17) correspondiente al enrollado primario, no se ha incluido el potencial $(A_1 - A_2)(di_s/dt)$ inducido por la corriente en el secundario, debido a que se asume que esta intensidad no es elevada y, por lo tanto, el potencial que induce es pequeño comparado con e_i . Resolviendo el sistema formado por las ecuaciones (16), (17), (18) y (19) y aplicando la transformación de Laplace se obtiene

$$\frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{A_1 - A_2}{R_p \left(1 + \frac{R_s}{R_m}\right) (1 + \tau_s s)} s \quad (21)$$

Sustituyendo la S por $i\omega$ para hallar la función respuesta frecuencias se tiene

$$\left| \frac{e_o}{e_i}(i, \omega) \right| = \frac{(A_1 - A_2)\omega_n}{R_p \left(1 + \frac{R_s}{R_m}\right)} \cdot M \quad (22)$$

$$\phi = \arctan \frac{1 - \alpha^2}{2\xi\alpha^2}$$

$$M = \frac{\alpha}{\sqrt{(1 - \alpha^2)^2 + (2\xi\alpha)^2}}, \quad \alpha = \omega/\omega_n$$

$$\tau_p = L_p/R_p; \tau_s = L_s/(R_s + R_m)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{\tau_p \tau_s}}; \xi = \frac{(\tau_p + \tau_s)}{2} \sqrt{\frac{1}{\tau_p \tau_s}}$$

En la ecuación (22), M es la ganancia del sistema.

El modulo y la fase de la función respuesta de la frecuencia se observa en la figura 10. Se nota claramente que el desfase es pequeño en la zona donde la frecuencia del voltaje de alimentación es igual a la frecuencia natural del sistema. Es esta la frecuencia óptima de alimentación. En la ecuación (22) se indica el valor de la frecuencia natural, que depende de las constantes de tiempo del primario y del secundario. Pero la constante de tiempo secundario depende de la impedancia R_m del metro. Entonces, la frecuencia natural no depende solamente del sensor inercial, sino también del instrumento de medición.

Para eliminar esta ambigüedad se puede colocar una resistencia R_f en el circuito (indicada con línea de trazos en la figura (4)). Si R_m es mucho mayor que R_f , entonces se puede reemplazar R_m por R_f en todas las ecuaciones precedentes. Se garantiza así que los parámetros sean una propiedad del sensor, desde luego, se debe tener cuidado de colocar un instrumento de medición con una impedancia de entrada R_m , al menos 20 veces mayor que R_f .

Las resistencias de los tensoelementos metálicos tienen valores estandarizados de 120; 350; 600 y 1 000 Ω . La tolerancia se especifica; por ejemplo $120 \pm 0.25\%$. La linealidad es de hasta un 0,1% hasta 4 000 $\mu\epsilon$ y no menos de un 1% hasta 10000 $\mu\epsilon$.

El $\mu\epsilon$ (microdeformación) es una unidad adimensional de deformación longitudinal unitaria que quiere decir que $\epsilon = 10^{-6}$ (m/m) o (mm/mm) o (cm/cm), etc. La deformación para romper los tensoelementos metálicos está entre 20 000 y 25 000 $\mu\epsilon$. La vida útil de los tensoelementos, sometidos a cargas cíclicas (fatiga), es de 10^7 ciclos completos, si las deformaciones no exceden los 1 000 $\mu\epsilon$. Existen tensoelementos especiales capaces de resistir deformaciones relativamente grandes, como por ejemplo, después de la zona de fluencia. Estos últimos resisten deformaciones del orden de los 100 000 $\mu\epsilon$.

La corriente máxima que debe circular por un tensoelemento metálico depende de la disipación de calor en el punto donde se ha pegado este, pero 30 mA es una cifra prudencial.

Para los tensoelementos semiconductores la resistencia es de 12Ω , la linealidad dentro de un 1%, hasta 1 000 $\mu\epsilon$, la

IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA

deformación de rotura, aproximadamente de 5000 $\mu\epsilon$ y la vida útil, sometidos a fatiga, es de 10^6 ciclos. Generalmente los tensoelementos semiconductores han de ser usados cuando sea imprescindible, como la situación de medir deformaciones extremadamente pequeñas. La menor deformación que se puede medir con tensoelementos metálicos es de orden de 0,1 $\mu\epsilon$ y con tensoelementos de semiconductor del orden de 0,001 $\mu\epsilon$.

Con los tensoelementos se mide la deformación unitaria ϵ_x , en la dirección longitudinal, que se le designará ahora como la dirección X . Para calcular el esfuerzo normal en la dirección x , es necesario conocer a priori que no hay esfuerzo normal en la dirección Y , como en el caso de una barra sometida a tracción o compresión. Entonces, para un material elástico con módulo de elasticidad E (Pa) y dentro de la zona elástica se tiene

$$\sigma_x = E\epsilon_x \quad [Pa] \quad (23)$$

Si no se estuviese seguro de la ausencia de σ_y , se colocaría otro tensoelemento en la dirección Y , de forma que su eje tendría 90° con respecto al eje del primer tensoelemento. Ahora se tendría las lecturas ϵ_x y ϵ_y . Recordando la ley de Hooke generalizada se tiene que

$$\epsilon_x = \frac{\sigma_x}{E} - \frac{\mu}{E}(\sigma_y + \sigma_z); \quad (24)$$

$$\epsilon_y = \frac{\sigma_y}{E} - \frac{\mu}{E}(\sigma_x + \sigma_z); \quad (25)$$

La letra griega μ representa el coeficiente de Poisson del material (se supone que no se excede el límite elástico). Aquí $\sigma_z = 0$. Entonces, despejando los esfuerzos se obtiene

$$\sigma_x = \frac{E}{1-\mu^2}(\epsilon_y + \epsilon_x); \quad (26)$$

$$\sigma_y = \frac{E}{1-\mu^2}(\epsilon_x + \epsilon_y); \quad (27)$$

De esta forma se puede determinar los esfuerzos normales en las dos direcciones.

Se observa que se trata de un sistema de segundo orden con dos constantes de tiempo reales. Entonces este sistema no puede ser subamortiguado. Si las dos constantes de tiempo son iguales, la relación de amortiguamiento vale 1 y la ecuación (26) describe un sistema con amortiguamiento crítico.

La Figura. 6 presenta las curvas del módulo y la fase de la ganancia para una relación de amortiguamiento unitaria. En el

vecindario de la resonancia la ganancia es 0,5 y la fase aproximadamente 0 grados angulares.

Si se dispone de un sensor inercial se puede introducir una senoide en la entrada por medio de un generador de sinusoidales y variar la frecuencia de la señal hasta que la amplitud del voltaje en la salida sea un máximo.

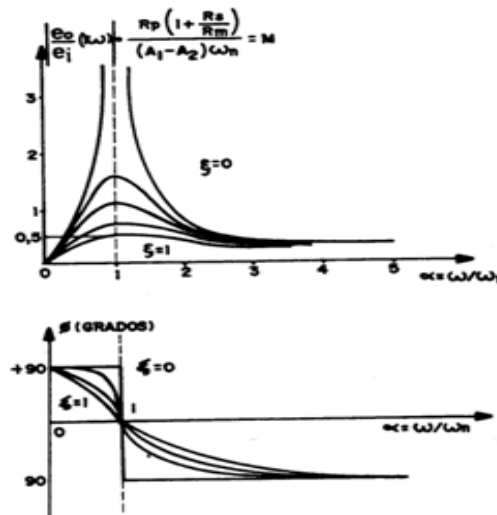


Fig.6. Módulo y fase de la función respuesta de frecuencias Si en la práctica no se pudiese desprestigiar el efecto de la autoinducción sobre el primario, el sensor inercial se debe alimentar con una frecuencia dada.

En el dominio del tiempo la salida es entonces

$$e_0(t) = E_0 \text{sen}(\omega t + \phi); \quad E_0 = \frac{E_i(A_1 - A_2)\omega_n}{R_p(1 + \frac{R_i}{R_m})} \cdot M \quad (28)$$

Donde E_0 (V) y E_i (V) son las amplitudes del voltaje a la entrada y a la salida, respectivamente.

$$E_0 = \frac{E_i Q \omega_n M}{R_p(1 + \frac{R_i}{R_m})} \cdot x(t) \quad (29)$$

Entonces es evidente que se produce un fenómeno de modulación, siendo $x(t)$ la señal moduladora y $e_i(t)$ la señal portadora. Si el desplazamiento $x(t)$ es constante, la salida será una senoide de amplitud constante. De aquí que la sensibilidad estática sea

$$\text{Sensibilidad estática} = \frac{E_i Q \omega_n M}{R_p(1 + \frac{R_i}{R_m})} \cdot [V/M] \quad (30)$$

Si por algún motivo la frecuencia de la excitación no se puede ajustar al valor deseado, se puede alterar los parámetros del circuito por alguno de los métodos mostrados en la figura 11. El voltaje de salida, cuando el núcleo está en la posición media ($x = 0$), debe ser teóricamente igual a cero. En la práctica las

**IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED
LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA**

armónicas del voltaje de excitación y el acoplamiento capacitivo parasítico entre el primario y el secundario conducen a la existencia de un voltaje, pequeño, pero diferente de cero. Usualmente es menor de un 1% de la escala completa. El transductor de inductancia variable es muy semejante al transformador diferencial lineal e incluso externamente es muy parecido a este. De nuevo hay un núcleo móvil de hierro cuya posición varía con el desplazamiento que se desea medir. Pero ahora hay solamente dos enrollados en lugar de tres. La figura 20 esquematiza; geométrica y eléctricamente a un transductor inductivo.

Cuando el núcleo está entre los dos enrollados, en la posición media, la inductancia en los dos enrollados es la misma, el puente está balanceando y no hay voltaje a la salida del puente.

Un movimiento del núcleo con respecto a la posición inicial original, produce un cambio en la reluctancia (resistencia magnética) de las trayectorias magnéticas para cada enrollado, aumentando una y disminuyendo la otra. El cambio de reluctancia produce un cambio proporcional en la inductancia de cada enrollado, un desbalance del puente y por tanto un voltaje de salida e_o . Con una construcción adecuada y cuidadosa es posible lograr un voltaje e_o proporcional al movimiento del núcleo móvil x_i en la operación del transductor

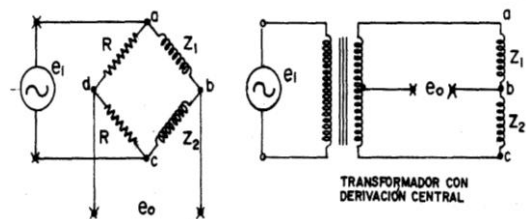


Fig. 7 Excitación del transductor de inductancia variable

La impedancia inductiva total ($Z_1 + Z_2$) es del orden de 100 a 1 000 ohm. Los resistores R tiene generalmente, el mismo valor de las impedancias inductivas. Entonces, la impedancia de salida del puente es R y la impedancia de entrada del instrumento de medición debe ser. Al menos. 20 R. Para obtener elevada sensibilidad es necesario aplicar un voltaje elevado de alimentación, lo que provoca el calentamiento de los resistores R. Por lo tanto, Su valor debe ser elevado, lo cual aumenta la impedancia de salida.

Otra solución, mostrada también en la figura 4 consiste en auxiliarse de un transformador con derivación central. Tal transformador tiene tres salidas, siendo el potencial de la salida intermedia con respecto a las salidas extremas exactamente igual a la mitad del potencial entre las salidas extremas. Entonces ahora todo el puente es prácticamente inductivo, consumiéndose menos energía con la correspondiente disminución en su calentamiento.

C. Modelo del Sensor para el control de la temperatura y la humedad basado en el método termoresistivo

La resistencia eléctrica de varios materiales cambia con la temperatura en una forma definida, pudiendo este fenómeno constituir el fundamento de un método para medir temperatura. Los materiales que se utilizan actualmente para medir resistencia eléctrica pueden agruparse en dos categorías principales: los conductores (metales) y los semiconductores. Los primeros fueron desarrollados antes y se denominan *termómetros de resistencia*. Los segundos se desarrollaron posteriormente y se denominan *termistores*. Cualquier técnica para medir resistencias (como el puente de Wheatstone) es compatible con estos elementos.

Respuesta dinámica de los sensores de temperatura

La característica dinámica de un sensor de temperatura está relacionada con la transferencia y acumulación de calor que determinan que el sensor incluya medios protectores, como el encapsulado de los termistores en la figura 3.

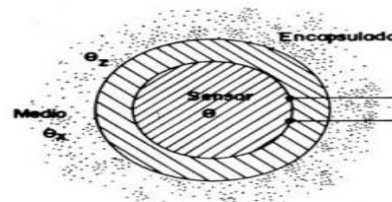


Fig. 8. Modelo para el análisis de la dinámica de un sensor térmico con encapsulado.

Las temperaturas θ_x ; θ_2 y θ son los cambios de las temperaturas del medio, la pared externa del encapsulado y la del sensor con respecto a la temperatura inicial de equilibrio. Para los elementos del sistema se conoce que:

$U_w; U_s$ - Coeficiente global de transferencia de calor entre el medio y el encapsulado y entre el encapsulado y el sensor ($W/m^2 \cdot K$);

$A_w; A_s$ - área de transferencia de calor del encapsulado y del sensor (m^2);

$m_w; m_s$ - masa del encapsulado y del sensor (kg);

$C_w; C_s$ - calor específico a volumen constante de la pared y el sensor ($J/kg \cdot K$)

El calor que entra al encapsulado es

$$q = A_w U_w (\theta_x - \theta_2) \quad (31)$$

El calor que sale del encapsulado es

$$q_1 = q - m_w C_w \theta_2 \quad (32)$$

El calor que sale del encapsulado es igual al que entra al sensor, el cual se acumula en la masa del sensor, según la expresión.

$$q_1 = A_s U_s (\theta_x - \theta_2) \quad (33)$$

**IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED
LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA**

Resolviendo el sistema de ecuaciones (31); (32) y (33) se obtiene

$$\frac{\theta(s)}{\theta_x(s)} = \frac{1}{\tau_w \tau_s s^2 + (\tau_w + \tau_s + \delta) s + 1}; \quad (34)$$

$$\tau_w = \frac{m_w C_w}{U_w A_w}; \quad \tau_s = \frac{m_s C_s}{U_s A_s}; \quad \delta = \frac{m_s C_s}{U_w A_w}$$

En la ecuación (36), $\tau_w(s)$ es la constante de tiempo de sensor y $\delta(s)$ un término de acoplamiento, debido a las impedancias de salida del encapsulado y de entrada del sensor.

Se tiene entonces un sistema de segundo orden sobre amortiguamiento si δ es pequeño comparado con $(\tau_w + \tau_s)$

$$\frac{\theta(s)}{\theta_x(s)} = \frac{1}{(1 + \tau_w s) + (1 + \tau_s s)}; \quad (35)$$

Finalmente

$$\frac{\theta(s)}{\theta_x(s)} = \frac{1}{1 + \tau_s s}; \quad (36)$$

El modelo desarrollado es bastante flexible, aunque en algunos casos no es suficientemente exacto. Se puede lograr más exactitud, añadiendo más grados de libertad (incógnitas) al sistema, como por ejemplo, una temperatura θ_y en la pared interna del encapsulado y, por lo tanto, considerando la transferencia de calor por conducción a través del encapsulado. Para muchas aplicaciones o para estimar semi-cuantitativamente la influencia de algunos parámetros en la respuesta dinámica de un sensor de temperatura, las ecuaciones desarrolladas rinden resultados satisfactorios.

2. NUEVA METODOLOGÍA DE CLONACIÓN ARTIFICIAL

La metodología de clonación artificial en ingeniería parte de un sistema basado en conocimiento. Se fundamenta en la teoría de los sistemas expertos; puede partir de información cualitativa, pero igual la base de conocimiento puede estar generada por información de sensores sobre variables físicas del proceso en cuyo caso las reglas son el resultado de la interacción de los datos de entrada – salida.

El procedimiento propuesto consta de cinco pasos a través de los cuáles se aplica y comprueba la validez de la metodología para el control de procesos de manufactura.

2.1 Identificación y Modelación del Patrón

El patrón es el sistema que se desea replicar. La modelación implica la generación de la información del sistema a partir de datos experimentales. Es la etapa de reconocimiento del proceso, en la cual se recolecta la información del sistema a través de la instrumentación sensorica, a través de los sentidos o a partir de la información técnica del proceso.

Se debe definir la información de entradas y salidas del sistema; es decir definir qué es lo que se busca con el sistema de control, con el objeto de aumentar la eficiencia del proceso, incrementando la velocidad, la precisión y la calidad, o la disminución de riesgos para el operario.

La identificación de las variables de entrada y salida del sistema así como los parámetros que las definen implica la configuración del sistema sobre la base de conocimiento del sistema.

Teniendo en cuenta la aplicación a procesos, se asume que los procesos implican secuencia en el tiempo, por lo que es importante definir dentro de las variables cuál es la que determina la secuencia en los estados del proceso; esto puede conllevar a generar diferentes subsistemas que relacionen variables de entrada con variables de salida.

2.2 Representación formal de la base de conocimiento del sistema.

La técnica empleada para la representación formal de los datos del sistema es la clasificación difusa.

Se proponen los modelos difusos adaptativos para la obtención de un modelo de identificación entrada-salida del sistema o subsistema no lineal variante en el tiempo; el cual aproxima un comportamiento del proceso a identificar, a partir de la adaptación constante de las funciones de membresía de sus variables sobre todo el universo de discurso, a partir del siguiente procedimiento:

Estimación del número de clústeres y su vector de centros, para cada subsistema involucrado en el proceso.

Proyección de los centros sobre un plano ortogonal hacia las variables de salida.

Definir el método de clusterización pues hay diferentes algoritmos de agrupamiento y la aplicación de cada uno de ellos por lo general produce resultados diferentes (Yona, 2009).

Proyección de las funciones de pertenencia de las variables respuesta del sistema al plano ortogonal.

Definición de los parámetros para las funciones de membresía convirtiéndolas a funciones conocidas.

Definición de las funciones de membresía con error mínimo, frente al comportamiento de entrada – salida de los datos. Se propone representar todos los conjuntos difusos a través de las mismas funciones de pertenencia con el objeto de realizar de manera menos compleja el proceso de evolución, tratado más adelante.

2.3 Representación de los subsistemas como sistemas difusos.

Esta representación define la forma cómo la información de entrada se transforma en respuesta del sistema; está representada en forma de reglas, el mecanismo de inferencia es el interpretador de reglas y actúa en forma cíclica Boulkroune (2010).

**IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED
LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA**

Bajo este enfoque se propone el diseño de un controlador difuso para cada subsistema generado del proceso, cuya estructura sea la representada en la Fig. 9.

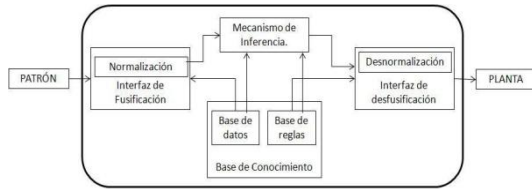


Fig. 9. Estructura del controlador difuso.

2.4 Obtención del genoma

El genoma del sistema es la colección completa del material genético, puede estar representado por el conjunto de parámetros expresados en cromosomas (genotipo) como a partir del conjunto de genes, través del fenotipo del sistema que define sus características físicas (Craig Venter Institute, 2004).

Para obtener el genoma del objeto de control se definen las condiciones iniciales del sistema, como relaciones funcionales completas con todo el desempeño del objeto de control.

El genotipo es el conjunto de parámetros para la codificación del algoritmo, el cual trabaja sobre los datos del problema para obtener el fenotipo.

La información de cada subsistema entrada – salida mapeada genéticamente, es decir convertida a cromosomas, constituye las unidades operativas que representan las partes de la operación del controlador y por ende las partes del genoma, lo que permitirá estudiar y optimizar la repercusión de cada variable en el desempeño del sistema.

El perfil del genoma se puede ver como puntos multidimensionales en el espacio, con la dimensionalidad dada por el número mediciones. Los puntos en el espacio se agrupan a través de clústeres representados por las funciones anteriormente definidas y se pueden visualizar a través de la proyección sobre los planos con el objeto de disminuir su dimensionalidad. Estos grupos definen un hiperplano que es el que identifica el algoritmo genético para realizar la evolución del genoma.

Lo anterior significa que el genoma del controlador está compuesto por unidades operativas, expresadas en código genético con una estructura de antecedentes – consecuentes, definida a través de la generación de las reglas por su forma “si... entonces”.

El código genético utiliza la estructura de cromosomas y éste se diseña a través de las siguientes etapas:

División del cromosoma en antecedentes y consecuentes (Delgado A, 1998) en la Fig. 10. La aplicación de esta estructura del cromosoma se realiza teniendo en cuenta la base de reglas lingüísticas del sistema difuso.

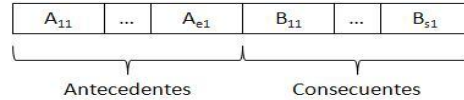


Fig. 10. Estructura del cromosoma.

Codificación del cromosoma basada en números enteros en donde cada dígito de los parámetros representa un alelo, el conjunto de los alelos para cada parámetro corresponde a un gen del cromosoma, el conjunto de genes de la variable de entrada corresponde a los antecedentes y el conjunto de genes de la variable de salida corresponde a los consecuentes. La integración de los dos forman un cromosoma.

2.5 Evolución del genoma

Consiste en la replicación del genoma para que sea funcionalmente compatible en cuanto a amplitud, frecuencia, capacidad de respuesta, tiempo de establecimiento y otras características dinámicas propias del objeto de control. Las características estáticas aparecen representadas en el clon a través de los parámetros estructurales, dimensionales, de interconexión de las partes mecánicas, electrónicas, neumáticas, etc. (Muñoz, 2004).

En la presente investigación se proponen los Algoritmos Genéticos (AGs), para la aplicación e interpretación del mapeo genético, que contiene los códigos de la estructura funcional de la operación. Cada unidad operativa está formada por elementos unitarios que representan una parte de la operación del dispositivo lo que permitirá estudiar y optimizar la repercusión de cada variable en el desempeño del sistema. El algoritmo genético se encargará de encontrar los parámetros de las funciones de membresía, a partir de la optimización de las reglas del sistema difuso generado en el paso anterior.

La réplica funcional del controlador (clon) la constituye el grupo de unidades operativas funcionales expresadas en conjuntos difusos con parámetros óptimos, encontrados a partir de la evolución a través de algoritmos genéticos.

3. APLICACIÓN EN INSTRUMENTACIÓN DE PAVIMENTOS

La aplicación del proyecto se establece a través de los resultados de la investigación definidos como:

Diseño, desarrollo y aplicación de instrumentación de alta precisión para pavimentos (sensor-controlador-actuador) para la medición y control de los parámetros asociados a cada tipo de pavimento basados en células mecatrónicas evolutivas para la medición y control inteligente de carreteras de la malla vial. Para pavimento flexible los parámetros de medición y control corresponden a:

- Deformaciones.
- Determinación de esfuerzos
- Temperatura
- Humedad en los granulares.

IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA

- Medición de flujo vehicular.
-

3.1 Identificación y modelación del patrón

En el proceso de ensamble es importante controlar la fuerza (F), la velocidad lineal (VL) y la Tráfico Vehicular (TRA). Cada una de estas variables tiene requisitos técnicos que se deben cumplir y que cambian dependiendo del instante en que se encuentre el proceso. Teniendo en cuenta que las variables son independientes se proponen tres subsistemas: Desplazamiento – Fuerza (D–F), Desplazamiento – Tráfico Vehicular (D-TRA) y Desplazamiento – Velocidad Lineal (D–VL) (Muñoz M , Muñoz F., 2010).

3.2 Representación formal de la base de conocimiento del sistema.

Aplicando el procedimiento propuesto en el ítem 2.2, se identificaron 15, 9 y 9 clústeres para las variables F, VL y RA respectivamente, utilizando el algoritmo “*subtractive clustering*”, el cual encuentra el número de grupos y sus ubicaciones en un conjunto de datos. Para la clusterización se aplicó la técnica de “*fuzzy C- means*” para los subsistemas: D–F y D–RA; y para D–VL se utilizó el algoritmo Gustafson-Kessel (Sivaraman, 2009), obteniéndose los conglomerados en cada uno de los subsistemas. Para realizar el proceso de clusterización se basó en el producto cartesiano entre los grupos de la variable de entrada con los de la de salida, con el objeto de establecer las relaciones entre cada una de ellas.

Para la definición de los parámetros en el desarrollo del controlador, se experimentó con diferentes tipos de funciones. Debido a la facilidad de su descripción paramétrica y funcional, se propone iniciar con una función gaussiana hasta encontrar la más adecuada. La propuesta para el trabajo es utilizar funciones *gauss2mf* (doble gaussiana).

3.3 Representación de los subsistemas como sistemas difusos.

Se generaron los tres sistemas difusos. Los resultados para D – F, se muestran en la Fig. 11.

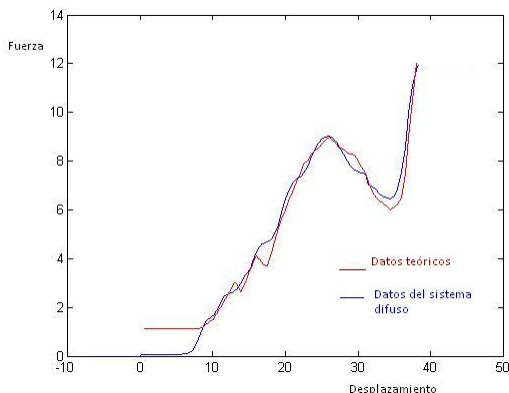


Fig. 11. Respuesta de D - F en el sistema difuso [11].

Cómo se puede observar el resultado obtenido (línea azul) sigue la trayectoria del requerimiento; pero no presenta buena precisión sobre todo al inicio de la curva, por eso se requiere de un aprendizaje a partir de algoritmos genéticos.

3.4 Obtención del genoma.

La estructura del genoma propuesto para la operación de pensar se muestra en la Fig. 12, en donde se pueden observar las tres unidades operativas de manera independiente, relacionadas a través del desplazamiento.

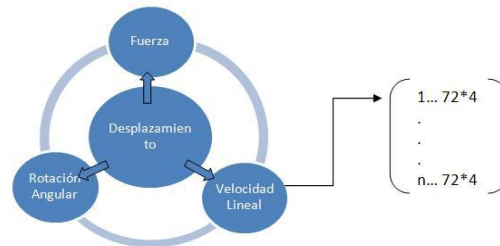


Fig. 12. Genoma para el proceso de ensamble [11].

Cada unidad operativa es un conjunto difuso cuyos parámetros se representan en un conjunto de cromosomas de la siguiente forma. Por ejemplo el subsistema D–VL está representado por nueve conjuntos difusos en el antecedente más nueve conjuntos difusos en el consecuente, por cuatro parámetros de cada conjunto difuso: dos medias y dos desviaciones. Cada parámetro se representa por cuatro dígitos cada uno en un alelo; *n* representa el tamaño de la población inicial.

3.5 Evolución del genoma.

La evolución del genoma se realizó utilizando algoritmos genéticos, la representación es el código genético del genoma y éste representa la población inicial, la cual evoluciona de manera aleatoria sobre el concepto de fenotipo y luego se transforma a genotipo para continuar con el proceso de evolución. La función de *fitness* mide la capacidad de supervivencia de un individuo, sus posibilidades de procrear y transferir la información de sus genes a la próxima generación, se calcula sobre el fenotipo a través de la identificación del error de precisión de la respuesta del sistema difuso obtenido frente al sistema real, se seleccionan los padres que mejor respuesta hayan obtenido y se utilizan operadores genéticos como cruce, mutación y elitismo para evolucionar.

3.6 Réplica funcional.

La réplica funcional es el genoma evolucionado; para el subsistema D–F se muestra en la Fig. 13.

IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA

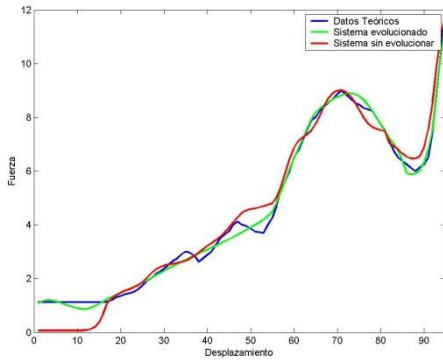


Fig. 13. Subsistema D – F evolucionado [11].

La línea en rojo muestra el resultado del genoma sin evolucionar, la línea en azul el genoma evolucionado y la línea en negro los datos reales.

Los sistemas de control se realiza de acuerdo a una secuencia de pasos que permita lograr un modelo adecuado a las condiciones reales del comportamiento de los pavimentos, como caso estudio tomamos el proceso de medición y control de la temperatura, tráfico vehicular, deformación y humedad.

4. DISEÑO Y APLICACIÓN DEL CONTROL DIFUSO

Para el diseño de la interfaz por el cual se podrán ver los resultados obtenidos de los sensores se utilizó las plataformas LABVIEW/MATLAB con aplicación de la plataforma de instrumentación y análisis por PCs; para la adquisición de datos [3] y el control de los sistemas, se utilizaron las funciones de RS-232 / 485, VISA (Virtual Instrument Software Architecture), , las librerías de instrumentos de análisis para la generación de señales, filtros de procesamiento de señales, ventanas, estadística, regresión, álgebra lineal y aritmética de arreglos lógicos.

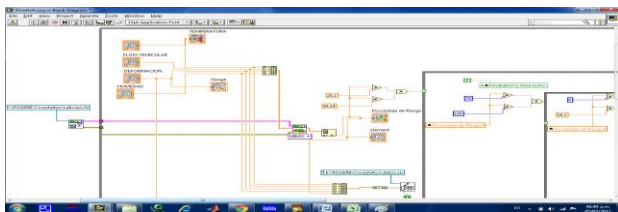


Fig. 14. Lectura de sensores y multiplexación.

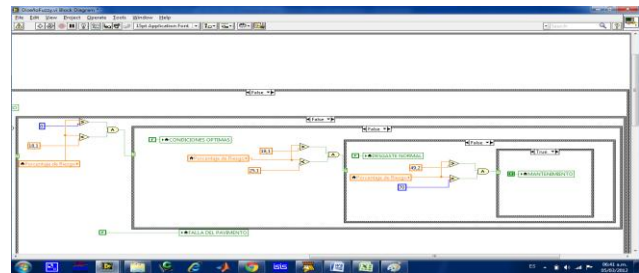


Fig. 15. Identificación de salidas.

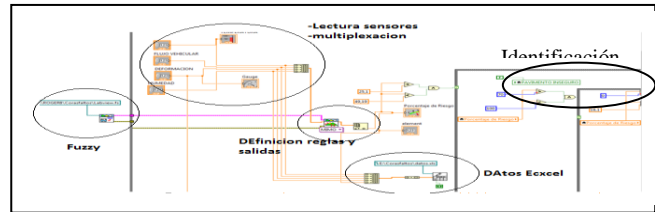
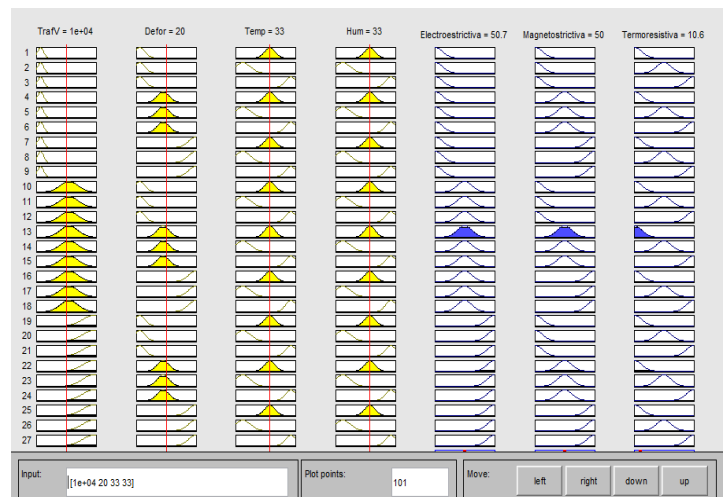


Fig. 16. Controlador difuso.

Tabla 2. Pruebas del registro en la base de datos.



Se observa que el comportamiento de la deformación en el tiempo de la figura 13 es similar a la gráfica que se registra en la base de datos y los datos de los sensores de temperatura, humedad y flujo vehicular también son iguales, debido a que los datos se almacenan simultáneamente.

1.2 Reglas del conjunto difuso

IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA

Se utiliza la técnica de defuzificación por centroide y a continuación se presentan las reglas más importantes del sistema.

Si la Temperatura es mayor que 57 °C y el Flujo Vehicular es menor que 2520 y la Deformación es mayor que 15 mm se genera una alerta media que quiere decir que el pavimento no está en buenas condiciones es decir que no cumple con las normas exigidas por INVIAS.

Si la Humedad está entre el 46% y el 78%, y el Flujo Vehicular es menor que 2520, la alerta es Media denominada en la interfaz gráfica como “Pavimento Inseguro”, y quiere decir que el pavimento no está en buenas condiciones y por tanto no cumple con la normas exigidas por INVIAS.

Si la Deformación está entre 1.35 cm y 2.9 cm la alerta es Media Alta, quiere decir que el pavimento se está deformando y necesita mantenimiento.

Si la Deformación es mayor que 2.9cm, la alerta es Alta, quiere decir que se está presentando una falla en el pavimento.

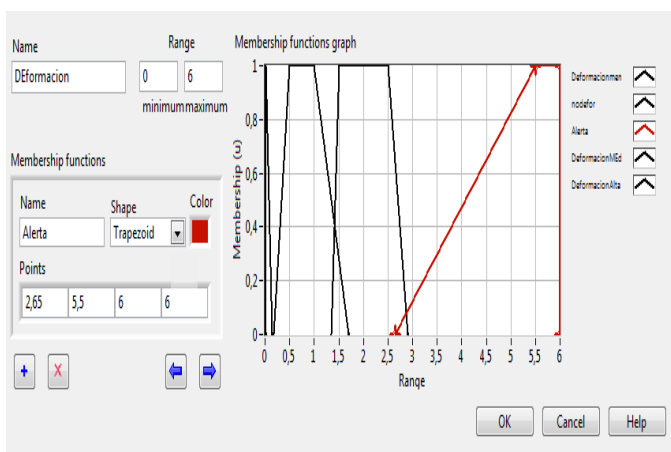
Si la Temperatura es mayor que 60 y el flujo vehicular está entre 2520 y 17500, la alerta es Media Baja, quiere decir que el pavimento está en condiciones normales y según la interfaz gráfica es un Desgaste Normal.

Si la Temperatura es mayor que 60 y el flujo vehicular es mayor que 17000, la alerta es Media Alta, quiere decir que el pavimento se está deformando y necesita mantenimiento.

Si la Humedad es mayor que 78% y el flujo vehicular es mayor que 17000, la alerta es Alta, quiere decir que se está presentando una falla en el pavimento.

Si el Flujo Vehicular es mayor que 17000, la alerta es Alta [1], quiere decir que el pavimento ya cumplió su ciclo de vida. En la interfaz gráfica se conoce como “Falla del Pavimento” ver tabla 3.

Tabla 3. Modelo del controlador para “Deformación Alerta”



Con la aplicación de los sistemas LABVIEW/MATLAB se garantiza la flexibilidad y facilidad de diseñar y crear controladores difusos de manera interactiva, ya que se evita un diseño más extenso y susceptible de errores al ser necesario el

modelamiento matemático de cada zona de manera manual (grupos) y el acople de los conjuntos con las reglas.

Con el entorno labview se logra crear interfaz gráfica con todos los complementos necesario para implementar la lógica difusa con sistemas MIMO (múltiples entradas y múltiples salidas) con un sistema de monitoreo en tiempo real y almacenamiento de datos totalmente confiable.

CONCLUSIONES

La Investigación de sistemas de control inteligente para pavimentos es de gran importancia para el país porque permite establecer las condiciones de la vía en tiempo real. Con este proyecto se logró diseñar un sistema de control inteligente difuso a través de la plataforma gráfica de Labview (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) que permite integrar gracias a las tarjetas de adquisición de datos las señales en tiempo real de los sensores de humedad, temperatura, deformación y flujo vehicular y así brindar resultados de alertas a los operarios de vías el estado del pavimento, alarmas tales como que el pavimento no cumple con las normas exigidas por Invías, el pavimento necesita de mantenimiento oportuno y una alerta de falla cuando se debe hacer un cambio del pavimento.

Con los datos obtenidos experimentalmente en el Centro de Investigaciones Corasfaltos , se logró identificar variables y parámetros asociados al control de carreteras y realizó el diseño de los sistemas distribuidos de monitoreo y control utilizando herramientas flexibles con base en los sistemas LABVIEW/MATLAB, que permitió integrar en un sistema operativo en tiempo real y diseñar una aplicación embebida que incluye el análisis del comportamiento y ayuda por requerimientos de los algoritmos de control con los módulos LabVIEW DSC y LabVIEW Real-Time como parte del diseño, construcción e integración de sistemas distribuidos.

REFERENCIAS

- [1] CARREÑO, Y., Investigación de Sistemas de Control Inteligente del Tráfico Vehicular y Desarrollo de Instrumentación de Alta Precisión de Parámetros Asociados al Monitoreo, Mando y Control Automáticos de Carreteras Urbanas. Director: Dr. Antonio Faustino Muñoz Moner . Programa Jóvenes Investigadores e Innovadores "Virginia Gutiérrez de Pineda Colciencias, Colombia 2012.
- [2] Doebelin E.E Sistemas de medición e instrumentación .Diseño y Aplicación. Editorial McGraw Hill 2004.
- [3] KUO, B. “Sistemas de Control Automático”. Séptima Edición, Prentice-Hall Hispanoamericana, S.A. México, 1996
- [4] MARTÍNEZ, L. Sensores de fibra óptica codificados en frecuencia medida de voltaje y corriente. Tesis Doctoral. Universidad de Valencia. España, 2002.



IX ENCUENTRO INTERNACIONAL DE INVESTIGADORES DE LA RED LATINOAMERICANA DE COOPERACIÓN UNIVERSITARIA

- [5] MONTEJO, A., Ingeniería de Pavimentos. Fundamentos, Estudios Básicos y Diseño, Tercera Edición, Tomo 1, Universidad Católica de Colombia, 2010.
- [6] MUÑOZ, A., Medición del movimiento. En: Sensórica e instrumentación de alta precisión. Editorial MES. República de Cuba, 2002.
- [7] OGATA, K. "Ingeniería de Control Moderna". Prentice-Hall Internacional. Englewood Cliffs. N.J., 1974
- [8] Pallás R.A Sensores y Acondicionadores de Señal Editorial .2001 Alfaomega marcombo
- [9] Feng G. (2006). "A Survey on Analysis and Design of Model-Based Fuzzy Control Systems", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 14, No 5, pp 676 - 697
- [10] Muñoz F., Pardo A., (2004). "The technology of advanced control of applied artificial cloning to highly precise". IEEE International Symposium on Intelligent Control, pp 714 – 718.
- [11] Muñoz Mariela , Muñoz F., (2010). Diseño De Un Sistema De Control Basado en Clonación Artificial, ISSN: 1692-7257 Revista Tecnologías Avanzada Universidad de Pamplona, Colombia.
http://www.unipamplona.edu.co/unipamplona/hermesoft/portal/IG/home_2/recursos/investigacion/contenidos/01102007/sistemas_control_inteligente.jsp. (3 febrero 2009).
- [12] Muñoz F., Pardo A., Díaz J., (2007) "Investigación y Desarrollo de Nuevos Sistemas Inteligentes para el Control Mecatrónico de una Prótesis Bioeléctrica". Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzadas, Vol. 1, No. 9, pp 17 – 21.
- [13] Yona G , Dirks W , Rahman S, (2009) "Comparing algorithms for clustering of expression data: how to assess gene clusters." Methods Mol Biol; No. 541, pp 479 - 509.
- [14] Boulkroune A., Tadjine M., M'Saad M., Farza M. (2010) "Fuzzy adaptive controller for MIMO nonlinear systems with known and unknown control direction" Fuzzy Sets and Systems No. 161, pp 797 – 820.
- [15] Craig Venter Institute, GNN Genome News Network (2004). <http://www.genomenewsnetwork.org>. (26 de mayo 2010).
- [16] Sivaraman E. , Arulselvi S., (2009) "Gustafson-kessel (G-K) clustering approach of T-S fuzzy model for nonlinear processes". Control and Decision Conference, CCDC'09. Chinese, pp. 791 - 796.
- [17] Delgado Alberto. Inteligencia Artificial y Minirobots. Ecoe Ediciones 1998.
- [18] Wolf .S, y D. Treger. 2007. Spintronic: A new paradigm for electronics for the new millennium. IEEE Transactions on Magnetics 36:2748.