

DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL DE POSICIÓN PARA UN MOTOR DC USANDO UN DSP56002EVM

DESIGN OF A POSITIONING CONTROL SYSTEM FOR A DC MOTOR USING A DSP5600EVM

Jorge Luis Inca Rodríguez, Agustín Gutiérrez Paucar, Luis Figueroa Santos

RESUMEN

En este trabajo se exponen los métodos de control adaptivo y control autoajustable utilizando una tarjeta de microcontrolador DSP56002evm. El sistema de motor DC con rotor unido mecánicamente a una varilla de aluminio, utiliza controlador digital que se lleva a cabo mediante un procesador digital de señales (DSP) que es programado en su propio lenguaje ensamblador.

Palabras claves.- Procesador Digital de señales, control adaptivo, control autoajustable.

ABSTRACT

In this work the methods of adaptive control and self-tuning control are exposed using a card of microcontroller DSP56002evm. The system of DC motor with rotor joined mechanically to an aluminum rod, uses digital controller which is carried out by means of a digital signal processor (DSP) that is programmed in its own assembler language.

Key words.- Digital signal processor, adaptive control, self-tuning control.

INTRODUCCIÓN

El estudio de la configuración del controlador autoajustable (CAA) representado en la figura 9, muestra el sistema de control de posición que presenta la implementación de la simulación [10] utilizando un nuevo dispositivo.

El procesador digital de señales DSP56002evm, que trabaja como microcontrolador con aritmética de punto fijo y que responde con mayor exactitud en régimen fraccionario [5], es usado en el procesamiento digital de señales y también por su alta velocidad de procesamiento digital de la información en tiempo real [1], lo cual, lo hace recomendable para elaborar algoritmos simplificados.

Dichos algoritmos fueron extraídos de programas en lenguaje C++ utilizando una microcomputadora Pentium, que ya probados, pudieron ser reproducidos en lenguaje ensamblador del DSP56002evm,

algoritmos como el de estimación de parámetros, el modelo de representación de proceso y una ley de control, así como la técnica de mínimos cuadrados, los cuales, permitieron con la ayuda de software de Matlab para el cálculo de constantes optimizadas, llegar a la simulación del programa de control de posición en lenguaje ensamblador del DSP56002evm, logrando así, utilizar la comunicación con los puertos paralelos, el oscilador por enganche de fase y las instrucciones de simplificación de cálculos del DSP56002evm [3].

PROGRAMAS ORIENTADOS AL LENGUAJE ENSAMBLADOR

La labor del programa consiste en que los valores de las señales de posición y control sean menores que la unidad para trabajar en el dominio fraccionario del DSP, para reducir el problema de sobre impulso y obtener las constantes de estimación de estados y de control que se obtienen como un valor promedio con

software de Matlab.

Como la etapa de IRLS fallaba, ésta se eliminó.

Se tiene a continuación, en la figura 1, el último de los tres programas que fueron posibles, el primero brinda datos adecuados para su manejo con el DSP y los otros dos utilizan las constantes mencionadas que demuestra que en los controles de posición los parámetros de la planta no varían significativamente de tal manera que no provocan inestabilidad, pero aún tiene sobre impulso.

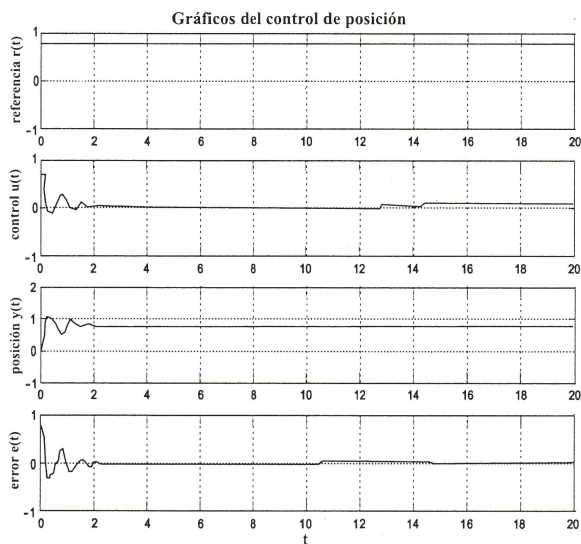


Fig. 1 Control de posición con constantes calculadas con software de Matlab.

FORMULACION DEL PROBLEMA

El problema consiste en utilizar la tarjeta de microcontrolador DSP56002evm para implementar el sistema de control adaptivo auto-ajustable discreto para un motor de corriente continua, sujeto a una carga no lineal, siendo ésta una varilla acoplada a su eje, aplicando para ello un control de posición angular y trabajado en radianes. El sistema debe reducir al mínimo la diferencia entre la salida y la señal de referencia. La entrada a la planta es el voltaje de armadura del motor y la salida es la posición angular de la varilla [10].

Para obtener un sistema de control de posición para un ángulo determinado, el cual, además puede ser implementado en el procesador digital de señales utilizado, se tomaron en cuenta dos aspectos:

1. Un estimador cuadrático, linealizado en el tiempo y discreto, utilizando el filtro estacionario de Kalman discreto.
2. Un regulador cuadrático, linealizado en el tiempo y discreto, que minimice la función de costos y calcule la matriz de ganancia de la ley de realimentación.

Adicionalmente, el problema de sobre impulso inicial tuvo que ser resuelto aplicando el método de regresión lineal, que no permite que la salida de posición deseada sobrepase en ningún caso a la referencia [11], expresando las variables de posición (y) y error (e), en función de otras como la referencia (r) y la señal de control (u), empleando mínimos cuadrados, en que pudiéndose presagiar el comportamiento de las señales se pretende que la señal de error y de la posición tengan el mismo signo, con lo que la señal del error debe tender a cero y la señal de posición a la deseada; finalmente, un criterio parecido es aplicable a la señal de control, esto completa la estrategia de control.

ESTRUCTURA Y MODELO DEL SISTEMA

La implementación física del sistema para el control de posición CAA consiste de un generador de señal PWM, un amplificador tipo H, un motor dc, el PLD con codificador óptico tipo incremental que sensa la posición, una interfase Lab-PC+, un PLD capaz de brindar un código para la interfase Lab-PC+ de la señal sensada por el codificador óptico; y una PC compatible con microprocesador Pentium como se tiene en la figura 2.

MODELAMIENTO DE LA PLANTA

Del subsistema mecánico se obtiene:

$$T = J\ddot{\omega} + b\dot{\omega} + \frac{mgL_0}{2n} + f(n\omega) \quad (1)$$

Del subsistema eléctrico se obtiene:

$$V_a = IR + LI + nE\omega \quad (2)$$

Como $i = 0$, porque tratamos con un motor DC. Y, siendo V_a , el voltaje de armadura:

$$V_a = K_a c u \quad (3)$$

Despejando la corriente:

$$I = \frac{K_a c u}{R} - \frac{E_n}{R} \omega \quad (4)$$

Por el principio de conservación de la energía se tiene lo siguiente:

$$T = K_t I \quad (5)$$

De las ecuaciones obtenidas del subsistema mecánico y del subsistema eléctrico obtenemos la comunicación de la planta:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= -\frac{mgL_0}{2nJ_{eff}} \text{sen}\theta - \left(\frac{b_{eff} + \frac{K_t E_n}{R}}{J_{eff}} \right) \omega - \frac{f(n\omega)}{J_{eff}} + \frac{K_t K_a c}{J_{eff} R} u \end{aligned} \quad (6)$$

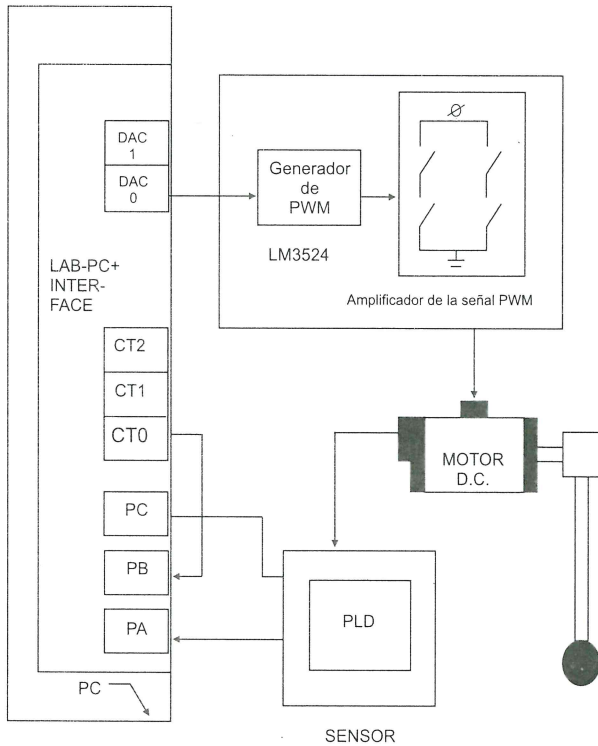


Fig. 2 Implementación del control de posición.

ESQUEMA TOTAL DE LA PLANTA

En la figura 3 se muestra la planta, el cual, está constituida por un subsistema mecánico y el subsistema eléctrico, teniendo en cuenta los valores del momento de inercia y fricción viscosa en la transmisión del engranaje reductor del motor de radio b , medido correctamente en forma experimental, y que la varilla rote a la misma velocidad y el mismo ángulo que el engranaje reductor del motor. Luego,

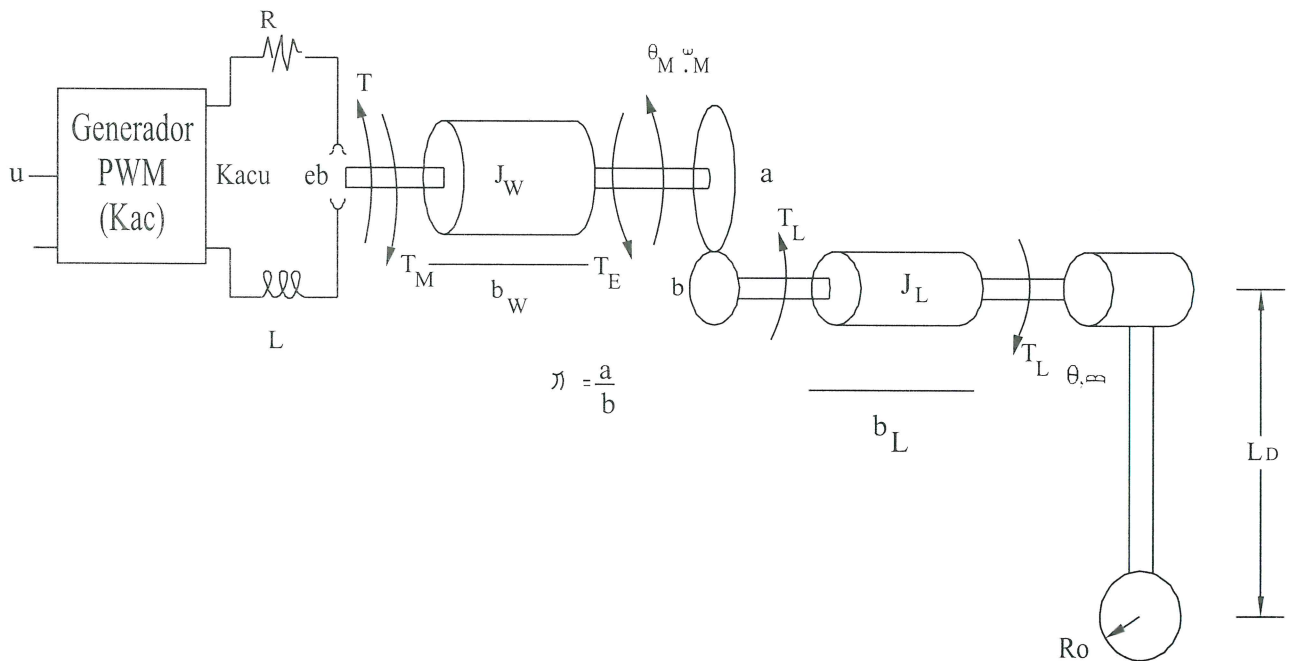


Fig. 3 Esquema total de la planta.

usamos los parámetros que obtengamos utilizando el momento de inercia y fricción viscosa, medidos en el eje secundario del motor como constantes.

El motor recibe señales y responde a esos estímulos con movimiento de su eje, pero se necesita en cada instante, datos que den información en forma de señal eléctrica del estado de la planta, el motor no lo hace por si solo, por lo que se requiere de los tres elementos que se enumeran a continuación, los cuales son:

1. El generador por ancho de pulsos (PWM).
2. El codificador óptico y PLD (sensores).
3. La tarjeta de adquisición de datos Lab PC+.

LINEALIZACIÓN Y DISCRETIZACIÓN

De las ecuaciones (6), para obtener un modelo matemático lineal de un sistema no lineal, se supone que las variables se desvían ligeramente de alguna condición de operación. Esta aproximación se puede obtener en series de Taylor despreciando los términos de orden superior, considerando que nuestro sistema está representado por la ecuación siguiente:

$$\dot{x} = f(x, u(t), v(x, t)) \tag{7}$$

Donde: \vec{x} (de orden 2x1) y $u(t)$ (de orden 1) son el vector de estados y la ley de control, respectivamente.

La función $f(\cdot)$ puede también tener perturbaciones $\vec{v}(\cdot)$ en los estados.

El proceso nominal puede ser obtenido haciendo a las perturbaciones en la ecuación (7) iguales a cero.

DISCRETIZACIÓN DE LA PLANTA USANDO SIMULINK

Para obtener un modelo discreto a partir de uno continuo, obtenemos el modelo continuo y luego le agregamos bloques de zero-order hold a la entrada y salida, teniendo en cuenta el tiempo de discretización T_s , despejamos la derivada de mayor orden, la derivada de la velocidad angular del eje secundario del motor, considerando la corriente de armadura constante y usando bloques de integración como orientación obtenemos el modelo de la figura 4, el

cual, hemos agrupado con Simulink en un bloque con entrada (IN) y salida (OUT) compacto como la figura 5, este bloque es el llamado plantacaa.

Para obtener el modelo de la planta obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$\dot{\omega} = S\omega = KtI - beff\omega - C1sgn\omega - \frac{mgLosen\theta}{2n} \tag{8}$$

$$\omega = 1 \frac{d\theta}{dt} \tag{9}$$

$$I = \frac{Kacu - En\omega R}{R} \tag{10}$$

$$\dot{\omega} = \theta \tag{11}$$

$$\theta = \frac{1}{S} \omega \tag{12}$$

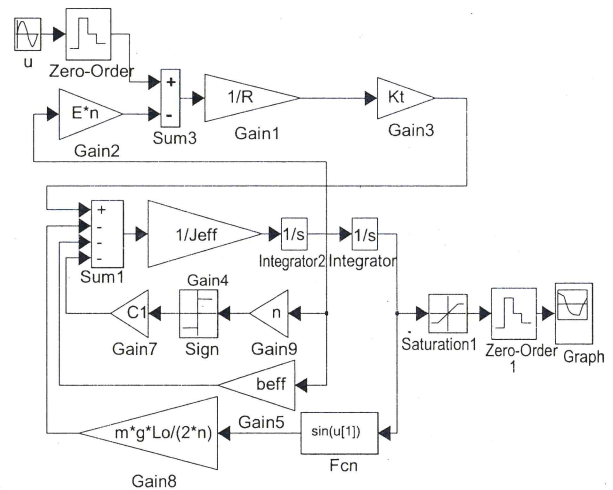


Fig. 4 Modelo discretizado en Simulink de motor DC con eje secundario.

SIMULACIÓN DEL PROGRAMA DE CONTROL DE POSICIÓN USANDO SIMULINK

Para proceder a la simulación del algoritmo de control se usaron los datos de la tabla 1.

El modelo del control de posición que utiliza los datos de la tabla se muestra en la figura 5, para una entrada de escalón unitario como referencia, la respuesta se da en la figura 6; el sistema controlador y planta trabajan en el dominio discreto ($T_s=0,05s$) y están separadas por un bloque de zero-order hold que indica dominio discreto en Simulink.

Para obtener el modelo del sistema controlador y planta se utilizan las siguientes ecuaciones:

$$e = r_k - y_k \quad (13)$$

$$rr = -e - \begin{bmatrix} 0.040 & 0.0479 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \end{bmatrix}_{K-1} \quad (14)$$

$$x_K = \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \end{bmatrix}_K = \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \end{bmatrix}_{K-1} + \begin{bmatrix} 1.10 \\ 1.16 \end{bmatrix} rr \quad (15)$$

$$Z_k = Z_{k-1} + abs(e) \quad (16)$$

$$u = - \begin{bmatrix} -0.5215 & 1.3475 & -0.5128 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ Z \end{bmatrix}_K \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \end{bmatrix}_{K+1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.6246 & 1.6246 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \end{bmatrix}_K + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \quad (18)$$

$$U = u + 0.2 \quad (19)$$

$$V_a = Kacu \quad (20)$$

Tabla 1. Descripción de datos usados para la simulación del programa de control de posición en Simulink.

Datos	Valor	Descripción
G	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.6246 & 1.6246 \end{bmatrix}$	Es la matriz que representa la planta
H	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	Es la matriz de control
C	$\begin{bmatrix} 0.0410 & 0.0479 \end{bmatrix}$	Es la matriz de salida
K	$\begin{bmatrix} -0.5215 & 1.34760 \end{bmatrix}$	Parte de la ganancia de control
K2	-0.5128	Completa la ganancia de control
KB	$\begin{bmatrix} 1.10 \\ 1.16 \end{bmatrix}$	La ganancia de estimación de estados
R	7.38?	Es la resistencia de armadura
Kt	0.031071	Ver tabla 1.2
L	0.00464 Henrios	Es la inductancia de armadura
E	0.031071	Ver tabla 1.2
n	19.7411	Ver tabla 1.2
Jeff	0.0000563	Ver tabla 1.2
beff	0.0000705	Ver tabla 1.2
m	0.06377 Kg	Masa de la varilla
Lo	0.776 m	Longitud de la varilla
g	9.8	Aceleración de la gravedad
Kac	14.9	Ver tabla 1.2
Ts	0.05 seg.	Periodo de muestreo
C1	0.0064	Peor caso para fricción de Coulomb.

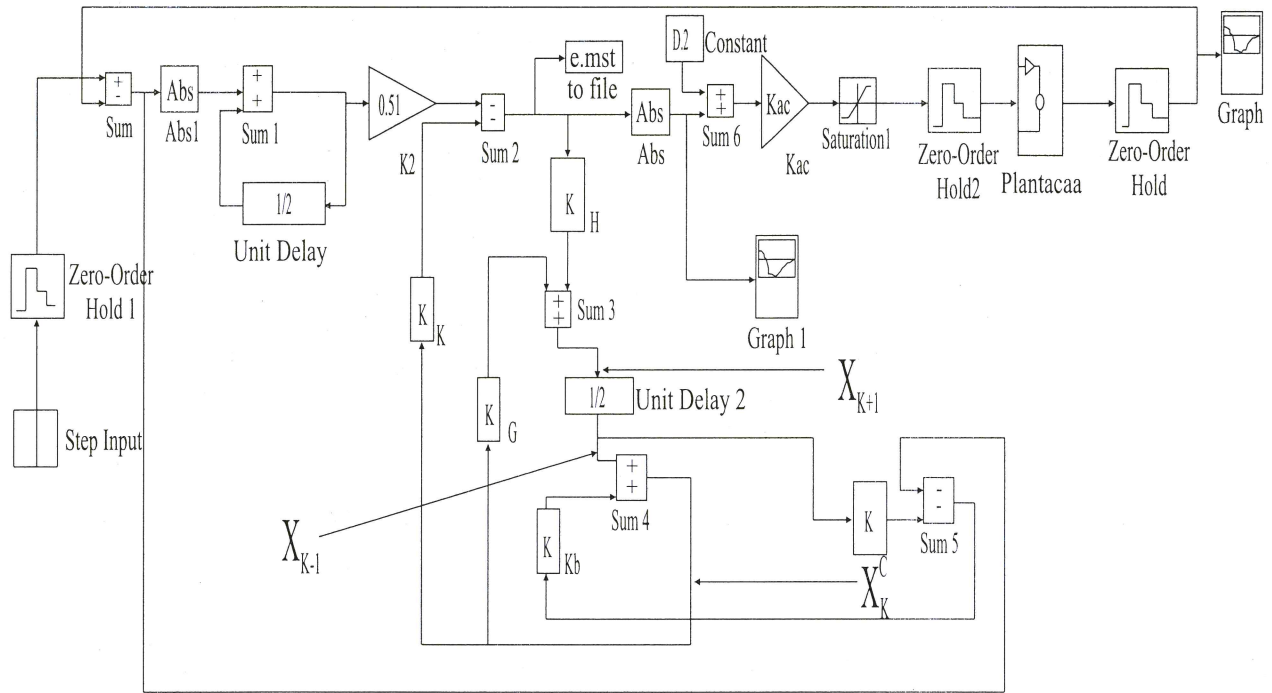


Fig. 5 Diagrama del modelo en Simulink de control de posición.

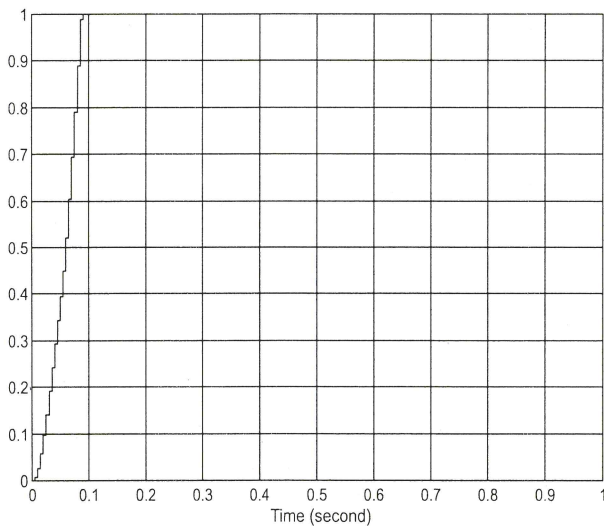


Fig. 6 Respuesta del control de posición de la figura 5 a un escalón de referencia unitario.

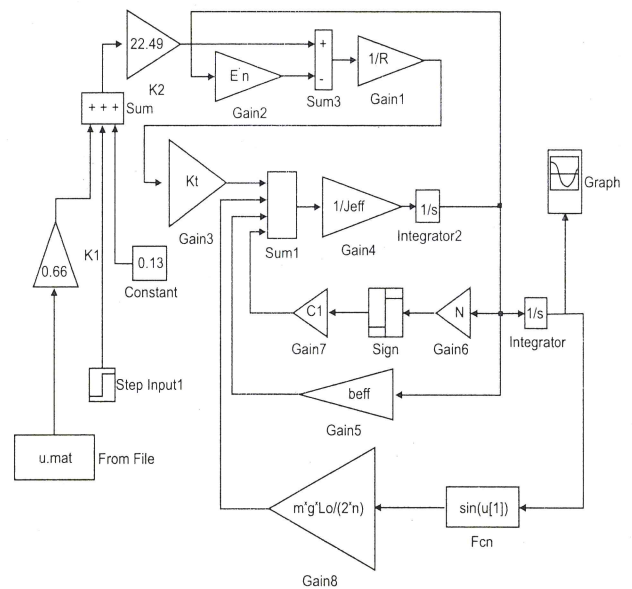


Fig.7 Control de posición en el que se aplica directamente la señal del archivo u.mat obtenida como en figura 5.

Llevando el archivo de la señal de control U.mat de la figura 5, como entrada del siguiente arreglo de la figura 7.

Se tiene la siguiente respuesta de posición del bloque Graph de la figura 7 anterior.

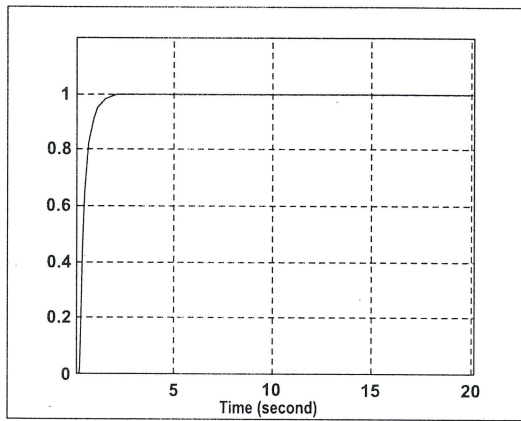


Fig. 8 Respuesta de posición del bloque Graph de la figura 7.

TEORIA Y ALGORITMOS

Configuración de un sistema de control auto ajustable (CAA)

El control CAA reduce al mínimo la diferencia entre la salida y la referencia. El CAA de la figura 9 opera así después de cada tiempo de muestreo, se actualiza el vector de estimación de parámetros, parámetros $\hat{\theta}$ por la entrada U y salida Y [10]. El vector de estimación de parámetros permite la estimación del vector de \hat{x} estados (usando un filtro de Kalman) y el valor de referencia de la actual ley de control. Tales estimaciones son utilizadas para renovar la ley de control real en la relación $U=U^0+u$ [10].

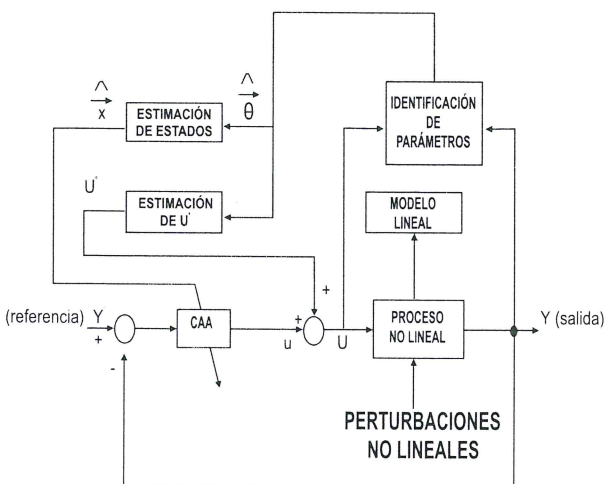


Fig. 9 Configuración de un sistema de control auto ajustable (CAA).

EL MÉTODO DE REGRESIÓN LINEAL APLICADO A UN PROGRAMA DE CONTROL CCA DE POSICIÓN

Este método permite que la posición sea igual a la referencia, desde los primeros instantes del proceso [9], se tiene la expresión polinómica de la salida aplicando el método de mínimos cuadrados a las desviaciones de dichos coeficientes, este polinomio predice el comportamiento del modelo en la figura 10, la curva de la posición es la que se inicia en cero la otra curva de trazo continuo es la referencia, ambas señales corresponden a las respuestas del programa de prueba en lenguaje C++ para tiempo real.

PROCEDIMIENTO DEL DISEÑO DEL CAA

El procedimiento de diseño para SCAA, mostrado en la figura 9 [10], es como sigue:

1. Utilizar toda la información acerca del proceso no lineal, determinando su modelo lineal.
2. Implementar el método IRLS por estimación del proceso de parámetros, e implementando el desarrollo del procedimiento de estimar el proceso de modelo de estados.
3. Implementar la ley de control residual $u(k)$ dada por $u(k) = -Kx \hat{x}^{\alpha}(k)$, computar el vector de referencia $U^0(k)$ usando $U^0(k) = B^{-1}(1) \left[A(1) \hat{Y}^0(k) / C(k) \right]$ y actualizar la ley de control actual usando la relación $U(k) = u(k) + U^0$.
4. Finalmente, se determinan los parámetros de orientación de la performance R y Q^a .

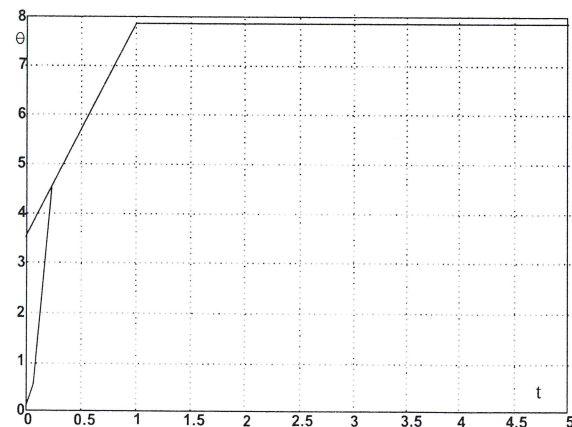


Fig. 10 El método de regresión lineal aplicado a un sistema de control CAA de posición.

DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA DE ESPERA A INTERRUPCIÓN

El inicio tiene los registros, programas que se incluyen y posiciones de memoria, al principio evitamos el salto a la subrutina x1 y entramos por la primera instrucción, posterior a este salto a subrutina lo cual retornará el programa mediante orden RTS, se completan las operaciones para tener la nueva señal de control a enviar cuando se ha cumplido el tiempo de 0,05 segundos, el sistema se interrumpe, se procede al salto a la subrutina x1, la cual envía valor de la señal de control hacia el generador PWM, luego a la orden de espera a interrupción, si es que no se ha cumplido con el tiempo de 20 segundos, se retorna a la primera instrucción posterior al salto, a subrutina x1 para repetir el proceso, lo que se muestra en la figura 11.

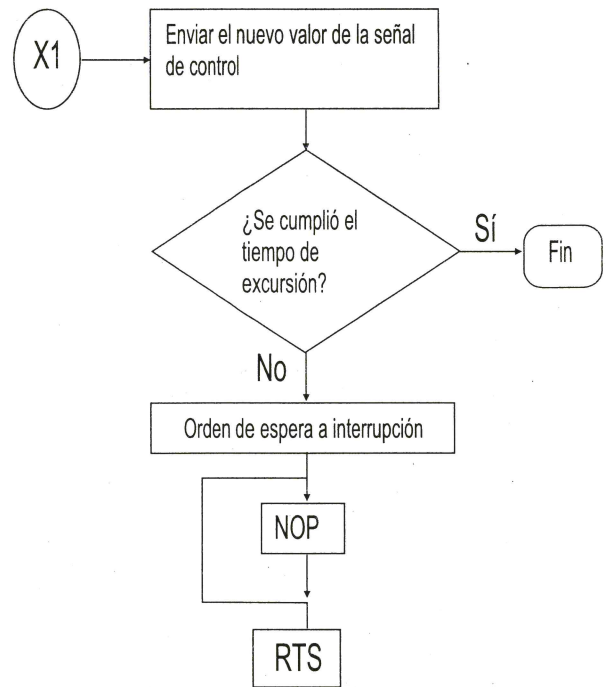


Fig. 11 Programa de espera a interrupción.

DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA A IMPLEMENTAR

En este diagrama se tiene los lineamientos generales del programa implementado con las acciones específicas a realizar en cada periodo de discretización y esperando el tiempo de fin de excursión, este programa utiliza la subrutina de espera a interrupción explicada anteriormente y sin la cual, no se podría tener los datos de salida de control oportunamente para ser enviados al generador de señal PWM y de ahí al Motor DC como en la figura 12.

DIAGRAMA DE FLUJO DE MEJORAMIENTO DE LA SEÑAL DE CONTROL

En este programa, con los datos de salida del programa en C usados como condiciones límites en el programa ensamblador para ajustar la respuesta de salida y mejorarla, se puede suavizar discretizando y previendo el efecto de escalera (tanto la entrada como la salida deben avanzar en discretizando), (tanto la entrada como la salida deben avanzar en un sentido subiendo o bajando teniendo en cuenta valores de piso y de techo), con esto se logra la convergencia a cero del error, se observa valores constantes de las señales durante el tiempo que dura el proceso, evitando se inicie un nuevo proceso tal como se ve en la figura 13.

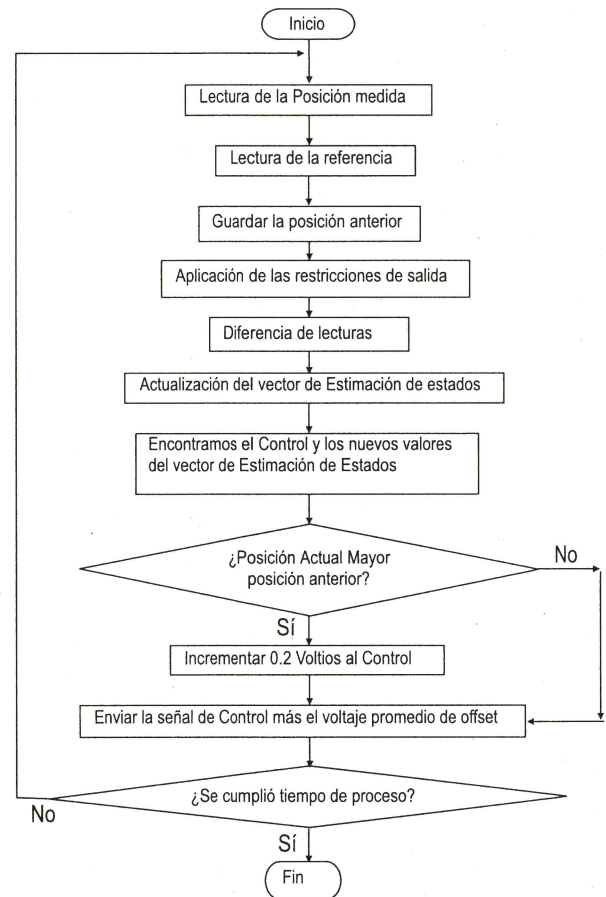


Fig. 12 Programa a implementar.

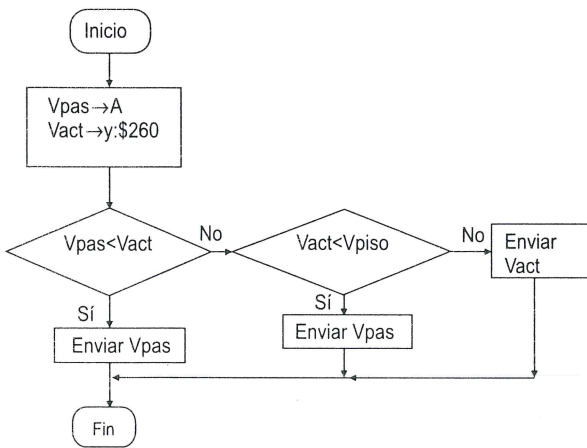


Fig. 13 Mejoramiento de la señal de control.

DIAGRAMA DE FLUJO DE CÁLCULO DE LA POSICIÓN ANGULAR DE SALIDA

Del contador de pulsos del sensor se obtiene el incremento de la posición angular del motor, que es leída en un puerto paralelo del DSP, se multiplica por $2 * \pi / 512 * 19,742$ y se le suma la posición angular guardada; para obtener la posición angular de salida, se compara con la máxima (mínima) y se elige inteligentemente la que cumple con el efecto escalera, que luego será guardada en alguna posición de memoria, se restará de la referencia, que es el error que debemos hacer converger a cero, lo que se tiene en la figura 14.

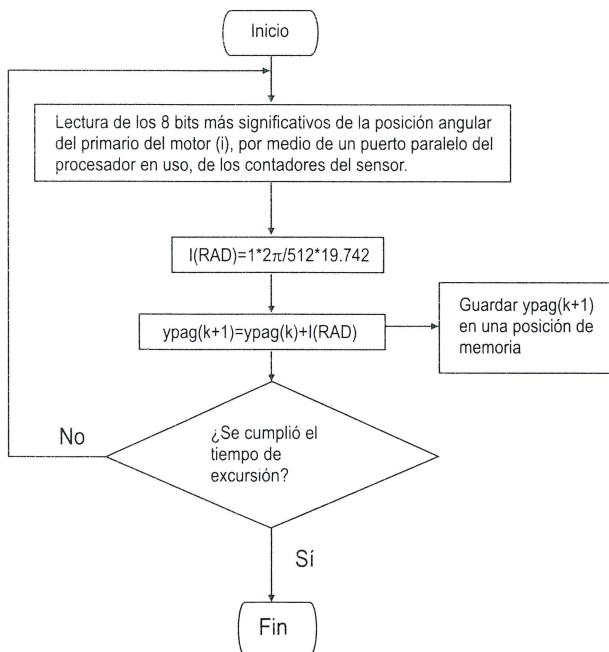


Fig. 14 Obtención de la posición angular de salida.

HARDWARE DEL SISTEMA

En lo que sigue se explica la parte física del sistema de control de posición y se destacan las simplificaciones del método de mínimos cuadrados. En el sistema de control de posición CAA se tiene las siguientes partes:

- La planta del sistema de control.
- El sensor de posición.
- El generador de señal PWM.
- La tarjeta de adquisición de datos Lab-PC.
- Una PC compatible con microprocesador Pentium.

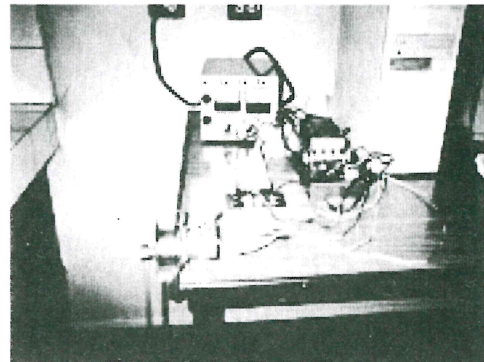


Fig. 15 Sistema de control auto-ajustable (SCAA).

SIMPLIFICACIONES DEL MÉTODO DE MÍNIMOS CUADRADOS

Teniendo en cuenta que la planta no varía, estas simplificaciones son:

1. Para leer el sensor sólo se requiere un clock y los ocho bits más significativos que usa un puerto paralelo del DSP.
2. Con el generador de señal PWM la etapa del modulador PWM compatible como sistema digital, podría ser implementada en el DSP56002evm, al tenerse un sólo sentido de giro se necesita un amplificador unidireccional.
3. Con el empleo del DSP no se necesita tarjeta Lab PC+, la que es recomendable para programas largos.

IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE Y RESULTADOS

Para la implementación del algoritmo de control

primero se eliminó la etapa de IRLS porque fallaba, luego el cálculo de la matriz de ganancia de estimación de estados K_b y la matriz de ganancia de control K utilizando Matlab, estas matrices se incluyen en el programa en lenguaje en C que va a controlar el sistema, además, con el uso de mínimos cuadrados para el error se impide que la salida supere a la referencia, con esto, el sobre impulso desapareció. Para la lectura de los datos de salida, el programa los guarda en un archivo para luego ser leídos y analizados posteriormente empleando Matlab.

PROGRAMA DE CONTROL DEL CAA EN C++

El programa consta fundamentalmente de las siguientes etapas:

1. Iniciación:
 - a) Inicialización de la tarjeta de adquisición de datos.
 - b) Inicialización de las variables.
 - c) Establecimiento de la posición cero de la varilla.
2. Algoritmo de control:
 - a) Detección del flanco de subida de clock.
 - b) Medición de las salidas.
 - c) Enunciado de la referencia.
 - d) Estimación de estados.
 - e) Cálculo y aplicación de la ley de control.

RESULTADOS GRÁFICOS DEL CONTROL DE POSICIÓN DEL PROGRAMA IMPLEMENTADO EN C++

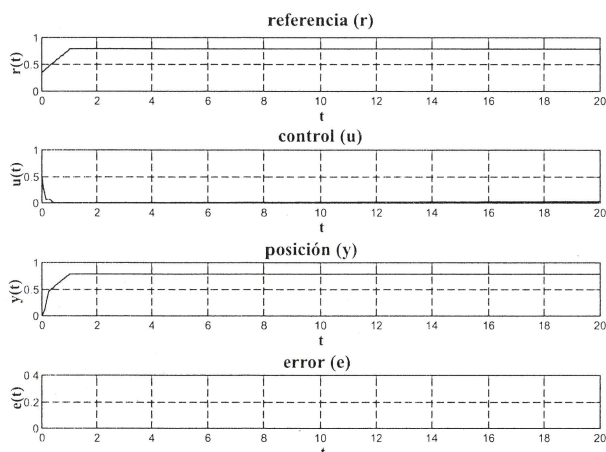


Fig. 16 Implementación física del sistema mostrando el resultado de la posición deseada.

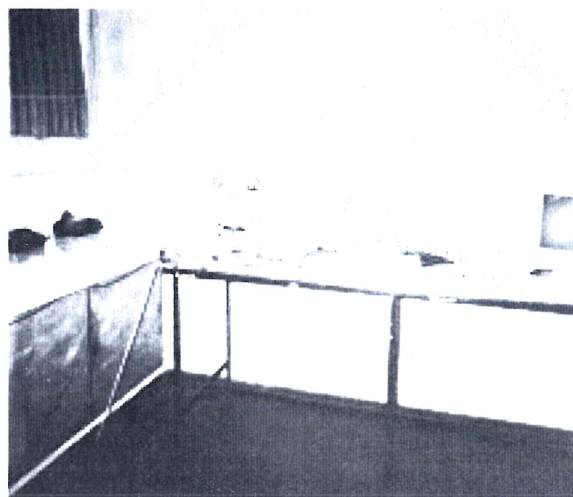


Fig. 17 Implementación física del sistema, mostrando el resultado de la posición deseada.

ETAPAS DEL PROGRAMA DE SIMULACIÓN CAA EN ENSAMBLADOR DEL DSP56002EVM

El programa de simulación CAA son las siguientes:

1. Iniciación
 - a) Inclusión de los archivos de datos.
 - b) Inicialización de las variables.
 - c) Establecimiento de la posición cero de la varilla.
2. Algoritmo de control
 - a) Subrutina para discretizar en el tiempo de muestreo.
 - b) Medición de las salidas.
 - c) Enunciado de la referencia.
 - d) Estimación de estados.
 - e) Cálculo y aplicación de la ley de control.

RESULTADOS GRÁFICOS DEL CONTROL DE POSICIÓN DE LA SIMULACIÓN DEL PROGRAMA IMPLEMENTADO EN ENSAMBLADOR DSP56002EVM

La respuesta de simulación del sistema de control de posición mediante DSP56002evm, con el mejoramiento de la señal como en la figura 13, se tiene en la figura 18, la prueba física dio como resultado, el mismo que el presentado en la figura 17.

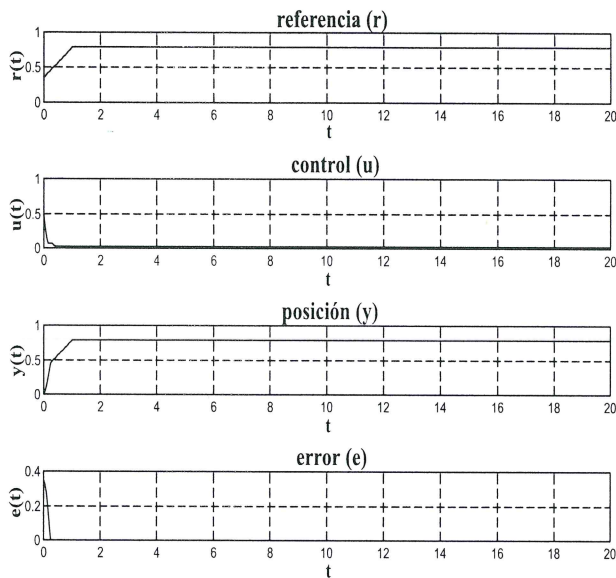


Fig. 18 Respuesta de simulación del sistema de control de posición CAA mediante DSP56002evm.

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN Y SUS IMPLICANCIAS

La comunicación ya sea con el generador PWM o con la salida del sensor de posición es factible utilizando puertos paralelos como lo demuestran los estudios de la tarjeta de adquisición de datos Lab PC+ de National Instruments.

Utilizando una implementación de voltaje de offset externo, es posible obtener la señal de control total mediante un sumador análogo externo.

Para enviar la señal de control se usa uno de los puertos paralelos B o C, utilizando los 8 bits menos significativos y corrimiento de bits con los cálculos de 24 bits, lo mismo para la lectura de la posición, los 8 bits mencionados ocupan las posiciones más significativas de los 24 bits de los cálculos.

El método de mínimos cuadrados, aplicado a la señal de error en cada instante de discretización, permite converger a la posición deseada en 1 segundo (0,25 segundos en la aplicación) de las pruebas en tiempo real en lenguaje C, minimizando el error hasta coincidir la posición con la referencia dentro de límites

razonables de lectura de posición, se puede tener a la señal de error como referencia de corrección por el método de mínimos de cuadrados para evaluación de la simulación del sistema de control en el DSP56002evm.

Por lo tanto, es posible tener el sistema SCAA con el procesador digital de señales DSP56002evm, porque podemos satisfacer los requerimientos anteriores, además, su capacidad para trabajar en aritmética de punto fijo como lo demuestra el programa implementado.

CONCLUSIONES

Existe un amplio y vasto camino de investigación en este campo, profundizar controles de posición y seguimiento basados en mejor tratamiento y comprobación de la señal de error y señal de control, realización de pruebas más duras de comunicación en el DSP.

Unos ejemplos de extensiones de este trabajo se mencionan a continuación:

Sólo se utilizó para la señal de control un convertidor digital para analógico más un offset externo, utilizar componentes internos del DSP56002evm.

Para la simulación se consideró los datos de salida del archivo de salida del programa en C++, graficándolos utilizando Matlab, para excursión de 45° utilizar otras salidas de datos y verificar hasta que punto puede existir proporcionalidad para los datos de salida, si con datos de posición de 45° podemos tener las posiciones de salida para 90° y 22,5° por ejemplo, esto se comprobó con cálculo numérico y conduce a un programa general.

La utilización de otros dispositivos CMOS que permitan variar los valores de fuente de alimentación sin tener que someterse a los 5 voltios estrictos de la familia TTL.

La profundización de las aplicaciones del temporizador (timer) del DSP56002evm para ahorrar etapas de programa como medida de periodos y generar señal PWM.

Para comunicación con la microcomputadora debemos probar todos los medios de comunicación

que dispone el DSP56002evm para aplicarlos a los sistemas de control.

Implementación de controles de diferentes escalones de posición subiendo o bajando, por ejemplo, entre 20° a 90° como un brazo robótico.

Implementación de programa para corrección y ajuste de la posición deseada usando preferentemente el puerto B.

Los controles de posición y seguimiento, utilizando el sistema de control CAA con tarjeta de procesamiento digital, son una cosa cierta y práctica que no hay que menospreciar, los logros que se podrían obtener con su investigación son para tomarlos en cuenta, como alternativa de un futuro laboratorio de control.

REFERENCIAS

1. **Le Huy, H.**, "Microprocesor and Digital IC'S for motion control". IEEE August 1994 Vol.82, No8.
2. **Isermann, R.**, "Digital Control Systems Espringer" Verlag, (1991).
3. **Manual de la Familia.**, "DSP56000".
4. **Manual del Usuario.**, "DSP56002".
5. **Pascal, Renard.**, "Implementation of Adaptive Controllers on the Motorola DSP56000/DSP56001[5]". Motorola INC (1995).
6. **Viassolo, D.**, "Implementation of Digital Controllers". Ph.D. dissertation, Purdue University, August 1996.
7. **J. Laub, A., N. J. Little, M. C. Thompson, Grace, A.**, "Control System Toolbox". The Maths Works Inc (1992).
8. **Moriarty, G., Nekoogar, F.**, "Digital Control Using Digital Signal Processing". Prentice Hall PTR, (1999).
9. **B. Moore J., Brian A.**, "Optimal Control Linear Quadratic Methods". Prentice Hall International (1989).
10. **Lecina, L., Rojas, A.**, "Applications of a Self Tuning Controller to Nonlinear Processed Exposed to Nonlinear Disturbances" (1999).
11. **Stanley Lemeshow, Hosner, D.**, "Applied Logistic Regression". John Wiley and Sons INC (1989).
12. **Ogatha, K.**, "Linear control System with Matlab" Prentice Hall (1994).
13. **Alberto, I.**, "Nonlinear Control Systems An Introduction" 2nd. Edition, Springer Verlag, (1989).
14. The Student Edition of Simulink Dynamic "System Simulation Software for Technical Education". The MATHWORKS Inc.

RESEÑAS BIOGRÁFICAS

ALARCÓN CAVERO, HUGO A.

Licenciado en Química en la UNI en 1998. Es miembro del grupo Investigación en Películas Delgadas de la Facultad de Ciencias, UNI, desde 1991. Realizó estudios de Maestría en Ciencias Químicas. Estudiante de doctorado a través del convenio entre la Universidad de Uppsala, Suecia y la UNI. Actualmente, es Profesor Auxiliar de la Escuela Profesional de Química, Facultad de Ciencias, UNI.

CANALES GARCÍA, PEDRO

Realizó su Maestría en Matemática Aplicada en la Facultad de Ciencias en la UNI, en 1990. Doctorado en Ciencias de Ingeniería, en la Universidad Estadual do Norte Fluminense, Río de Janeiro, Brasil (2001). Su línea de investigación es: "Optimización e Investigación de Operaciones".

DEL CARPIO SALINAS, JORGE

Director del Instituto de Investigación de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, desde el 2001 hasta la fecha, Profesor investigador de la Universidad San Martín de Porres desde el 2001 hasta la fecha. Profesor investigador - UNI (1994 a la fecha). Investigador Científico IGP (1996-2000). Director de Investigación y Tecnología INICTEL (1993-1996). Investigador Post Doctorado (1990-1992) en Amberes-Bélgica. Maestría y Doctorado en (1985-1989) en Mons, Bélgica. Ingeniero de Diseño de Circuitos y Sistemas de Telecomunicaciones INICTEL (1978-1985). Posee patentes, dos innovaciones tecnológicas en el área de biomédica, desarrolladas en el INICTEL 1995.

GUTIÉRREZ PÁUCAR, AGUSTÍN

Ingeniero Electricista, egresado de la UNI, actualmente es profesor asociado en el área de máquinas eléctricas estáticas y rotativas en la UNI. Es Director General del Instituto de Ciencias de la Información de la UNI. Analista de Sistemas en el año 1990 (SUNAT). Desde el año 1992 hasta el año 2001 fue Perito Judicial en el Registro de Peritos Judiciales (REPEJ) de Lima. Posee diversos trabajos de investigación en el área de Máquinas Eléctricas y

es miembro de instituciones científicas del país.

JARA BERROCAL, ABELARDO

B.Sc. de la UNI. Actualmente trabaja como profesor del Laboratorio de Procesamiento Digital de Señales de la Facultad de Ingeniería Electrónica de la UNI. Sus áreas de interés son: Arquitectura de computadoras; Lógica Programable, Procesamiento Digital de Señales, Computación Paralela y Radiación Electromagnética. Miembro investigador del Centro de Investigación y Desarrollo FIEE-UNI.

MUÑOZ RAMOS, ANGÉLICA

Estudió Ingeniería Química en la UNI (1996-2001). En la actualidad se desarrolla en el área de diseño y economía de procesos en la industria del gas natural. Tiene conocimientos de operaciones de proceso en la industria química y del petróleo. En el área del medio ambiente, tiene experiencia en estudios del impacto ambiental.

PICASSO E. GINO I.

Licenciado en Química, Maestro en Ciencias con mención en Química, profesor asociado del área de Química de la Facultad de Ciencias de la UNI. Actualmente realiza sus estudios de doctorado en el Departamento de Ingeniería Química y Tecnologías del Medio Ambiente de la Universidad de Zaragoza (España). Realizó estudios de Postgrado en el Departamento de Química de la Universidad de Trieste (Italia) y en la Facultad de Ciencias Químicas de la Universidad de Concepción (Chile). Formó parte del personal científico del Centro Nuclear de Huarangal del IPEN, y, junior associate del ICTP (Centro Internacional de Física Teórica de Trieste). Tiene trabajos publicados en la investigación de reacciones de hidrogenación catalítica de compuestos carbonílicos insaturados sobre metales soportados, compuestos orgánicos volátiles.

SANTILLANA SOTO, JAIME

Estudió Ingeniería Química en la UNI. Actualmente es Ingeniero Químico y Master of Sciences en Ingeniería Química por la Universidad de Wisconsin. Profesor Principal de la Facultad de Ingeniería

Química y Manufacturera de la UNI. Tiene experiencia en la industria de refinación de petróleo en sus diversas fases como son investigación y desarrollo, procesos de refinación, comercio internacional y comercio interno de hidrocarburos, sumada a su carrera académica desarrollada fundamentalmente en la UNI, siempre vinculada a la Ingeniería Química, Ingeniería de Procesos y, más recientemente, a la industrialización del gas natural.

SEVILLANO COLINA, JOHN NEIL

B.Sc. egresado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la UNI (2001), siendo su especialidad: Ingeniería Electrónica. Participa actualmente en el Centro de Investigación de la FIEE, en el área de "Procesamiento de Señales". Actualmente, se encuentra desarrollando un "Módulo de Conversión de Texto a Voz", en hardware para la comunicación entre personas discapacitadas. Su área de interés es: "Procesamiento Digital de Señales", "Programación Orientada a Objetos", "Electrónica Digital y Redes de Ordenadores".

SOSA SANDOVAL, WILFREDO

Natural de Piura. Bachiller en Ciencias Matemáticas, en la UNI. Obtuvo su Licenciatura en Ciencias Matemática en la misma Universidad. Estudió su Maestría en Ingeniería de Sistemas, en la Universidad Federal de Río de Janeiro (Brasil). Doctorado en

Matemática, Instituto de Matemática Pura e Aplicada de Río de Janeiro (Brasil). Es especialista en Optimización. Investigador del Instituto de Matemática y Ciencias Afines de la UNI, y profesor Asociado de la Facultad de Ciencias de la misma Universidad.

TABOADA CARRANZA, JULIÁN

Estudió Ingeniería Química en la UNI (1996-2001). Actualmente es Ingeniero Químico y se desarrolla en las áreas de la industria del petróleo y gas. Tiene conocimientos de diseño de procesos en la industria del gas natural y conocimientos de operaciones en plantas de recepción, almacenamiento y despacho de combustibles en la industria del petróleo.

ZENITAGOYA BUSTAMANETE, YURI

Ingeniero Químico. Realizó estudios de Química en la Facultad de Ciencias de la UNI. Obtuvo el grado de Bachiller en 1992, el título profesional de Licenciado en Química en el 2001. Actualmente realiza su Tesis de Maestría y es investigador del Laboratorio de Películas Delgadas desde 1991. Ha desarrollado investigación en síntesis química de óxidos y nuevos materiales por la técnica sol-gel, en fotocatalisis heterogénea con dióxido de titanio, y en celdas fotoelectroquímicas. Asimismo, trabajó en la industria de manufactura de pinturas desarrollando nuevos productos.

Esta revista se encuentra a la venta en el Instituto General de Investigación.
Pabellón Central 2^{do} piso, Oficina B1-255 Universidad Nacional de Ingeniería.
Av. Túpac Amaru N° 210, Rímac. Telf. 481 8395