

Un controlador de potencia para corriente alterna

Oscar Núñez y Jesús Urías

*Instituto de Física, Universidad Autónoma de San Luis Potosí,
78000 San Luis Potosí, S.L.P.*

(recibido el 3 de diciembre de 1986; aceptado el 11 de septiembre de 1987)

Resumen. Se desarrolló un controlador de potencia para corriente alterna monofásica a lazo abierto. El controlador es un triac disparado por una secuencia de espigas coherentes con el voltaje de línea y moduladas en posición (*i.e.* en fase) por un voltaje-dc externo (0 a 10 V). Se logra dosificar de una manera suave y continua la inyección de potencia a la carga, manteniendo en cero la componente de corriente directa en todo momento. El voltaje-rms aplicado a la carga como una función de la modulación es prácticamente lineal en la región de potencia media, con una pendiente de 14 volts-rms/volts-dc. El controlador puede manejar cargas tanto inductivas como resistivas de hasta 9000 watts. La disponibilidad de una modulación externa permite incorporar el controlador como un elemento a sistemas de control proporcional a lazo-cerrado y auto-ajustables. Se presenta la circuitería y resultados obtenidos para un sistema óptico con respuesta espectral plana, y un controlador proporcional de temperatura para un horno de 100 a 1000 (± 0.1) °C.

07.50.+f; 06.70.Td; 84.30.Jc

1. Introducción

En los laboratorios y talleres se requiere, con frecuencia, modular la potencia de alguna pieza de equipo como parte del control de un proceso o de un experimento. Por ejemplo, en algunos casos es necesario controlar con precisión la velocidad de un motor, que interviene como parte importante en el desarrollo de un experimento. Tal es el caso en algunos sistemas de espectroscopía por tunelamiento inelástico [1], en los que un motor hace girar uniformemente un potenciómetro de diez vueltas, para generar un barrido lento del voltaje de polarización aplicado a la junta tunel. En la preparación de muestras para experimentos con semiconductores, aunque no con gran precisión, se requiere regular la velocidad de sierras para cortar y tornamesas para pulir químicamente los cristales semiconductores [2]. En los hornos que se utilizan en los laboratorios de física de semiconductores se requiere un control de la temperatura, con precisión extrema, que un simple termostato a base de "prendido-apagado" está lejos de lograr. Aquí se requiere un control continuo y proporcional [3] de la temperatura, sobre todo cuando las condiciones dentro del horno no son estáticas. Este es el caso de los sistemas de crecimiento de cristales por el método de epitaxia en fase líquida, en donde el crisol está inmerso en un "viento" de hidrógeno permanentemente [4]. En experimentos de óptica es conveniente, en algunos casos, controlar la intensidad de la lámpara incandescente (con una potencia que en ocasiones excede los 200 watts), de tal manera que se obtenga una respuesta espectral plana.

Un controlador que pueda usarse en todos los casos debe poder manejar tanto cargas resistivas como inductivas. En éstas, el voltaje aplicado no debe tener componentes de corriente continua bajo ninguna circunstancia, pues esto puede dañar a la carga (*e.g.* un transformador). Además, debe permitir un control suave y continuo de la potencia inyectada a la carga, por medio de un voltaje-dc (generalmente externo al controlador), que no requiera prácticamente consumo de potencia. Por otra parte, dado que la tendencia actual en todos los laboratorios es hacia la máxima automatización posible, es recomendable que el controlador pueda ser incorporado con facilidad a sistemas automatizados mediante micro-computadoras. Otra disponibilidad del controlador, recomendable mas no indispensable, es que se pueda acoplar a señales ópticas a través del aire o guías ópticas; esto es de especial utilidad en topografías accidentadas o zonas de muy altos voltajes.

En este trabajo presentamos un controlador que cumple con todas las especificaciones mencionadas y que, además, es de bajo costo y fácil construcción. La sección 2 contiene una breve descripción del principio básico de operación y los detalles de la circuitería. En la sección 3 presentamos los resultados obtenidos en dos aplicaciones, la primera es un sistema óptico donde el controlador regula la intensidad de una lámpara de tungsteno, de manera que el sistema óptico tenga una respuesta espectral plana. La otra aplicación es un control proporcional de temperatura para un horno de 800 watts. En los dos casos la circuitería adicional necesaria es muy sencilla. Finalmente, en la sección 4, se presentan algunas conclusiones y se describen muy brevemente otras aplicaciones para el controlador.

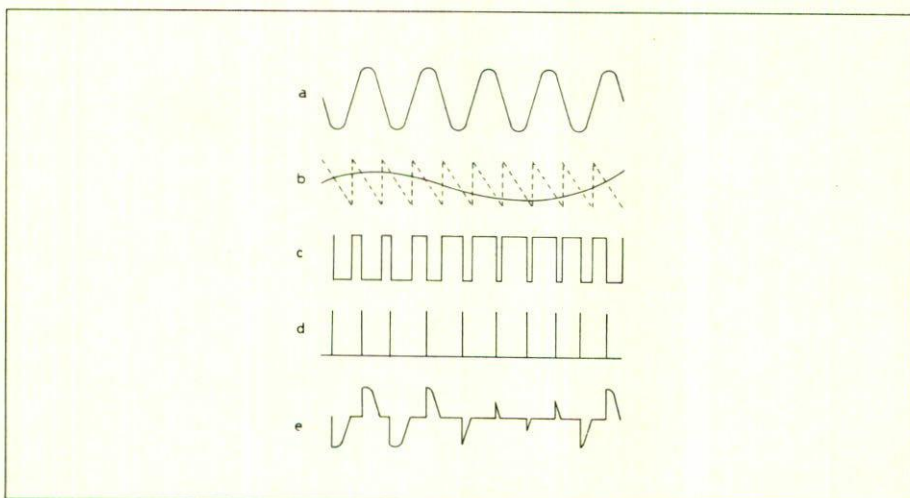


FIGURA 1. Formas de onda utilizadas por el controlador de potencia. Nótese cómo (c) el ancho de los pulsos, (d) la posición de las espigas y (e) la porción de semi-ciclo aplicado a la carga, son función de (b) la señal de modulación.

2. Principio de operación y circuitería

La idea del control de potencia en corriente alterna es aplicar a la carga solamente una porción de cada semiciclo del voltaje de línea, de manera simétrica para no generar componentes de corriente directa. Mientras menor es esta porción, menor es la potencia transferida a la carga. Para esto, basta conmutar el voltaje de la línea de potencia con un triac, disparado por espigas de voltaje en la relación de fase adecuada con el voltaje de línea. Para lograrlo, de manera que la fase pueda ser manejada mediante un voltaje externo, usamos un modulador de ancho de pulso (MAP) que usa como referencia el voltaje de la línea de potencia. En la Fig. 1 se muestran las diferentes formas de onda que intervienen en el controlador. Las primeras tres formas de onda, las Figs. 1a-1c, describen la operación del MAP. A partir de la señal de referencia, Fig. 1a, el MAP genera un diente de sierra (mostrado a trazos en la Fig. 1b) del doble de la frecuencia de la referencia, que se compara con el nivel de modulación para producir los pulsos modulados en anchura (Fig. 1c); nótese cómo en la Fig. 1 el ancho de los pulsos sigue al nivel de modulación. Finalmente, las espigas que disparan el triac (Fig. 1d) se obtienen de los pulsos modulados en anchura mediante un simple circuito RC diferenciador. Cada una de estas espigas dispara el triac de manera que la porción de un semiciclo del voltaje de línea a través de la carga es proporcional al nivel de modulación. Compárense para esto las Figs. 1b y 1e.

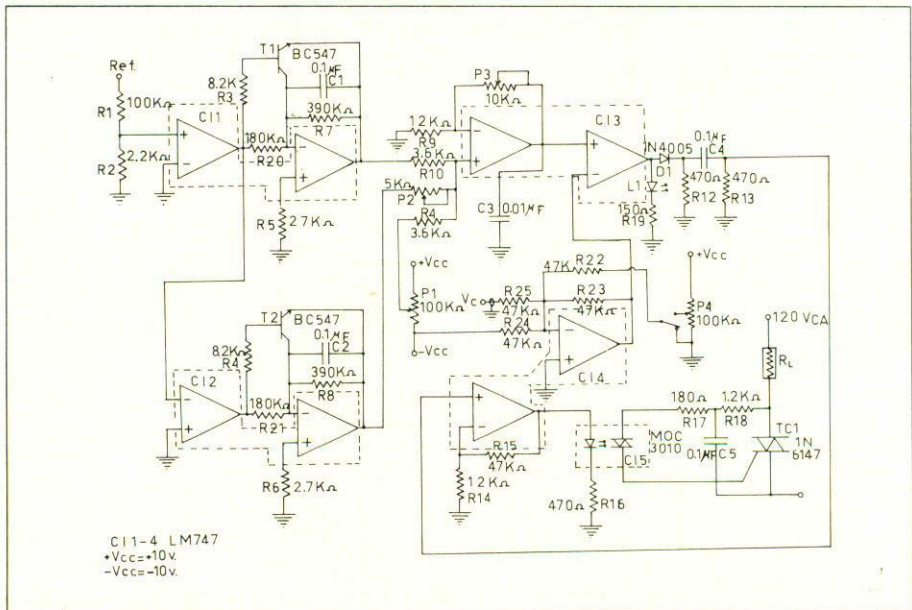


FIGURA 2. Circuito detallado del controlador de potencia.

El circuito que realiza todas las funciones descritas en el párrafo anterior se muestra en la Fig. 2. El MAP lo forman CI-1 y CI-2 configurados como detectores de cruce por cero e "integradores de medio ciclo". Cada uno de los integradores genera una rampa durante uno de los semiciclos, de manera alternada. Estas dos rampas son sumadas, para formar el diente de sierra de la Fig. 1b, mediante la mitad de CI-3 configurada como sumador. El comparador de nivel formado por la otra mitad de CI-3 genera los pulsos, modulados en ancho por V_r . Es importante hacer notar que las espigas de disparo provienen de circuitos diferentes, lo cual pudiera generar una componente de corriente directa hacia la carga, que —en caso de ser inductiva— pudiera resultar peligroso. Para evitar esto, los potenciómetros P1-P3 deben ajustarse de manera a obtener un diente de sierra con porciones idénticas en cada uno de los semiciclos. De esta manera se evita cualquier componente de corriente directa en la carga.

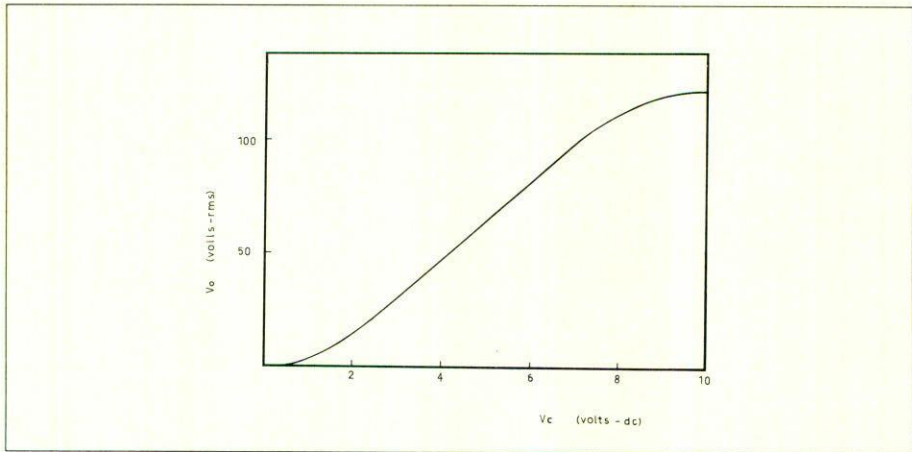


FIGURA 3. Respuesta característica obtenida para el controlador de potencia. La respuesta es prácticamente lineal en el rango 2-8 V para V_0 .

La respuesta obtenida con el controlador se muestra en la Fig. 3. La ordenada, V_0 , es el voltaje rms aplicado a la carga, como una función del voltaje-dc de control. En un rango bastante amplio del voltaje de control, entre 2 y 8 V-dc, la respuesta es prácticamente lineal, con una pendiente de aproximadamente 14 V-rms/V-dc. La pendiente puede ajustarse a las necesidades específicas de cada aplicación, usando el valor adecuado para R25 (véase la Fig. 2).

La forma en que el controlador hace conmutar el triac permite regular de una manera suave y continua la potencia inyectada a la carga, lo que es particularmente útil para regular de manera automática, por ejemplo, la velocidad de motores ac. Sin embargo, esto tiene una seria inconveniencia, que es la generación notable de interferencias electromagnéticas (IEM), debido a los transitorios por la conmutación abrupta de altas corrientes en la línea de potencia. Una combinación de

filtros para radio frecuencia y supresores de transitorios, puede ser utilizada para eliminar las IEM en equipo particularmente sensible y que deba trabajar cerca del controlador. Este método puede proporcionar una atenuación de las IEM de unos 60 dB o más [6].

3. Aplicaciones

En esta sección presentamos resultados de dos aplicaciones del controlador. En la primera (A), se trata de la regulación automática de la intensidad de una lámpara de tungsteno en un sistema óptico, de manera que se obtenga una respuesta espectral plana. La otra, (B), es un control proporcional para la temperatura de un horno.

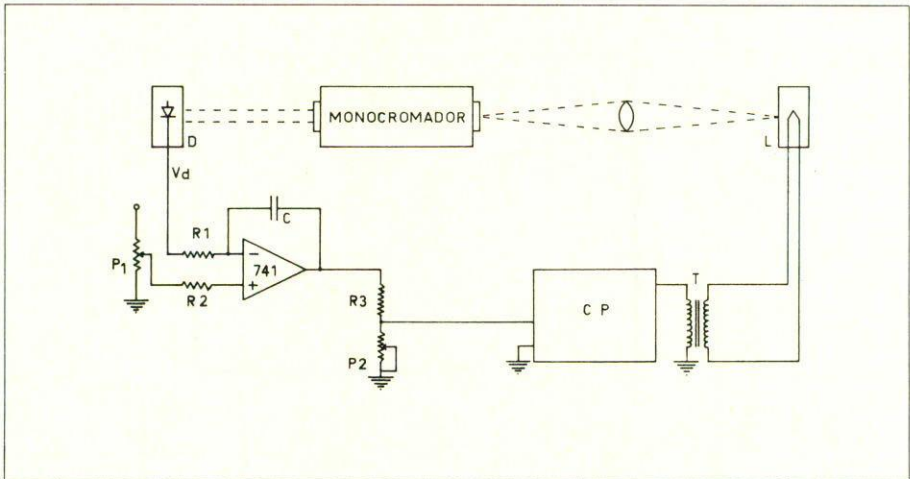


FIGURA 4. Sistema óptico con regulación para obtener una respuesta espectral plana.

A. Sistema óptico

Con objeto de ilustrar el uso del controlador escogimos un sistema óptico de configuración sencilla pero de uso frecuente en mediciones optoelectrónicas de semiconductores [5], mostrado en la Fig. 4, el cual se desea tenga una respuesta espectral plana. La lámpara de tungsteno utilizada es de 100 W a 12 V, y el monocromador es el modelo H20-IR de ISA Instruments. El detector óptico es de silicio para el visible, operando en corto circuito con un convertidor corriente a voltaje integrado; es decir, la respuesta de la unidad completa de detección es en voltaje. La respuesta espectral del sistema óptico sin el sistema automático de regulación es la curva a trazos de la Fig. 5, y muestra que la intensidad del haz

varía rápida e irregularmente con la longitud de onda. A fin de mantener constante la intensidad del haz luminoso a la salida del monocromador, independientemente de la longitud de onda seleccionada, la salida del detector, V_d , es comparada con un voltaje de referencia, V_r , para formar una señal de error: $V_r - V_d$. Un integrador, formado por el amplificador 741, usa la señal error para manejar el controlador de potencia, indicado por el bloque T en la Fig. 4, de manera que se mantenga la señal error en cero. Así es posible regular la intensidad de la lámpara para obtener una respuesta espectral plana. La curva a trazo continuo en la Fig. 5 es la respuesta espectral del sistema óptico lograda con la regulación automática de intensidad. La zona de respuesta plana se ajusta mediante V_r .

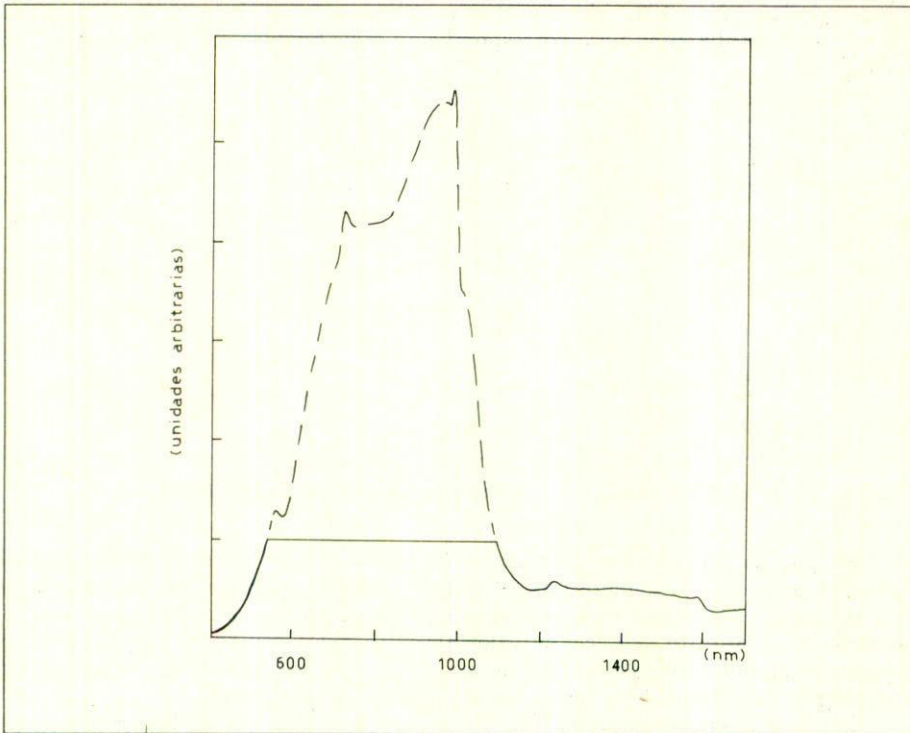


FIGURA 5. Respuesta espectral del sistema óptico sin (línea a trazos cortos) y con (línea continua) regulación automática de la intensidad de la lámpara.

B. Control de temperatura

En esta aplicación mostramos cómo usar el controlador como parte de un control proporcional de temperatura para un horno. El horno utilizado fue un tubo

de alúmina de 35 mm de diámetro interior, 45 mm de diámetro exterior y 61 cm de largo, con un calefactor de cantal. Alimentado directamente con el voltaje de línea, el horno consume 8 amps y alcanza los 1000°C. Para medir la temperatura usamos termopares de cromel-alumel. La Fig. 6a muestra el diagrama a bloques del arreglo de control. La temperatura del horno es convertida a un voltaje V_t mediante el bloque λ y comparada con un nivel de referencia V_r . La señal error, $V_r - V_t$, es amplificada por un factor K , para proporcionar la señal de control. La precisión en la regulación de la temperatura aumenta con K , cuidando de no llegar a un régimen inestable en el que se produzcan oscilaciones. Para el horno utilizado, valores de K mayores o del orden de 500 hacen que la temperatura muestre oscilaciones ligeramente amortiguadas. Los resultados que reportamos corresponden a $K = 406$, valor con el que se obtiene la mayor precisión sin incurrir en oscilaciones. La circuitería correspondiente a los bloques λ y K se muestra en la Fig. 6b.

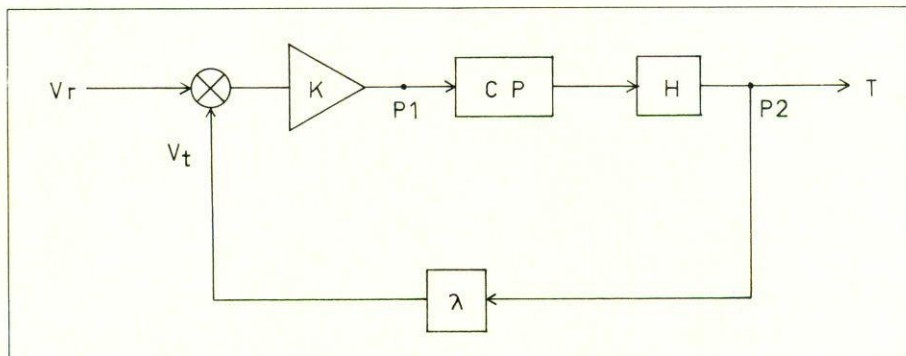


FIGURA 6a. Diagrama funcional del controlador proporcional de temperatura.

El amplificador K tiene una respuesta realmente no lineal. Cuando la señal error es pequeña, de manera que el horno se encuentra a una temperatura muy próxima a la establecida por V_r , el amplificador responde linealmente; sin embargo, cuando la señal error se hace, en valor absoluto, muy grande, el amplificador es llevado a alguno de sus dos niveles de saturación, con lo que el horno es encendido o apagado completamente, según sea el signo de la señal error.

En el régimen estacionario la temperatura alcanzada por el horno está dada por

$$T = \frac{FKV_r}{1 + FK\lambda} \approx \frac{V_r}{\lambda}, \quad (1)$$

siendo F la relación, en régimen estacionario, entre la temperatura del horno y el voltaje a la entrada del controlador. La Ec. (1) nos dice que la temperatura del horno la establece V_r y la escala es determinada por el valor de λ . Si V_r se proporciona mediante un generador de funciones, la temperatura del horno puede programarse como una función del tiempo; lo cual es en ocasiones útil para el

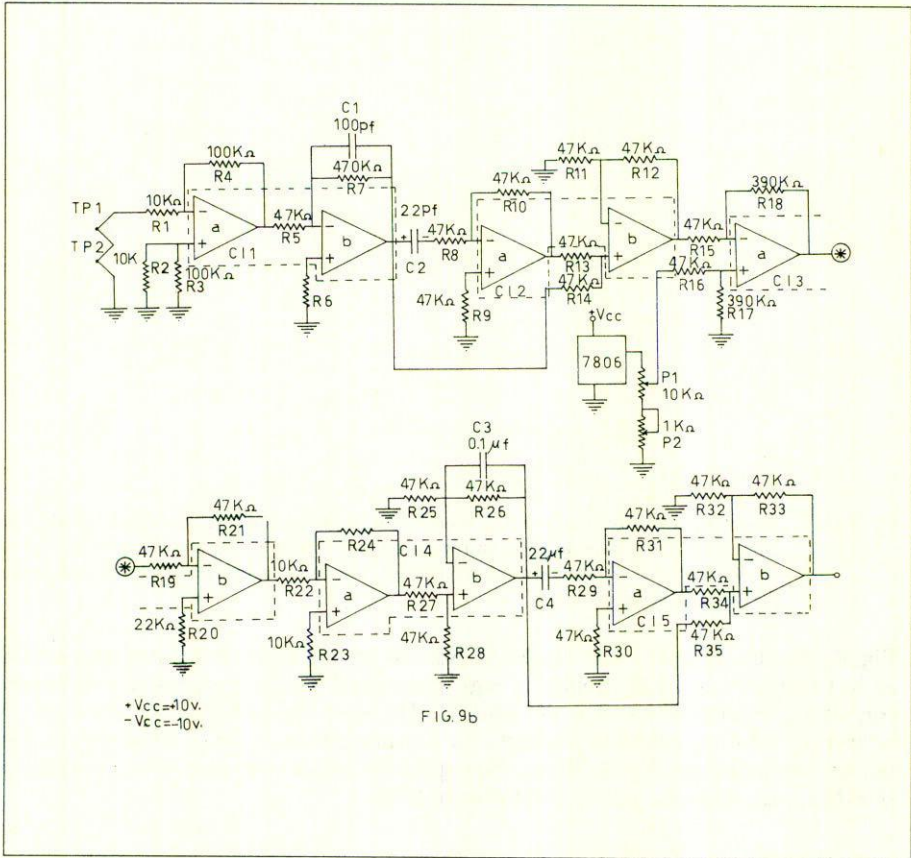


FIGURA 6b. Circuito detallado correspondiente a los bloques λ y K del diagrama funcional.

tratamiento térmico de materiales. Nótese que, en virtud de la gran magnitud del producto $FK\lambda$ en la Ec. (1), resulta que el régimen estacionario es independiente de F , es decir, el controlador puede ser un regulador de uso general (universal) dado que es indiferente a la característica de la planta. Sin embargo, el valor óptimo de K debe seleccionarse en cada caso particular mediante un compromiso entre precisión y estabilidad.

La respuesta transitoria de la temperatura y la señal error, a un estímulo del tipo escalón en V_r (correspondiente a una temperatura estacionaria de 400°C), se muestra en la Fig. 7. La respuesta transitoria tiene una duración de unos 14 min y muestra un pequeño sobre-impulso antes de llegar al régimen estacionario. Una vez en el régimen estacionario, (a) las fluctuaciones de la señal error y (b) las fluctuaciones en el voltaje del termostato (con la escala en $^{\circ}\text{C}$) se muestran en la

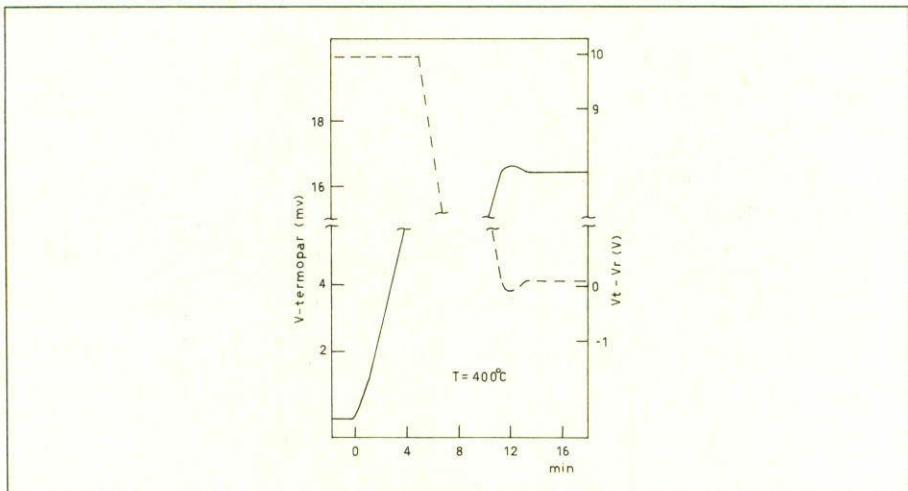


FIGURA 7. Respuesta transitoria del controlador de temperatura a una señal de entrada (V_r) del tipo escalón, correspondiente, en régimen estacionario, a una temperatura de 400°C . La línea a trazos continuo es el voltaje del termopar en el horno y la línea a trazos cortos es la señal error.

Fig. 8 para una temperatura de 200°C . No hay, en la Fig. 8, variaciones apreciables en la temperatura del termopar: la regulación mantiene la temperatura constante con una precisión del orden de $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$. Durante las pruebas, el termopar de referencia TP2 se mantuvo en contacto térmico con una masa de aluminio a la temperatura ambiente; la precisión en la regulación puede, por supuesto, aumentarse si TP2 se mantiene en un ambiente controlado.

4. Conclusiones

Se presentó un controlador de potencia, de bajo costo y fácil construcción, para corriente alterna monofásica en base a un modulador de ancho de pulso que se mantiene en coherencia con la línea, y que permite una variación suave, continua y segura, de la potencia mediante un voltaje externo. La disponibilidad de un control externo permite incorporar al controlador como un elemento en sistemas de regulación automática más elaborados. Esto se ilustró mostrando los resultados obtenidos para un sistema óptico con respuesta espectral plana, y para un control proporcional de temperatura.

El controlador presentado puede incorporarse fácilmente a sistemas automatizados a base de micros usando un convertidor digital-analógico (CDA). Por ejemplo, con una palabra de ocho bits es posible seleccionar uno de 256 niveles de potencia diferentes. También es posible mediante programación, diseñar la respuesta no-lineal que mejor se adapte a las condiciones particulares de regulación

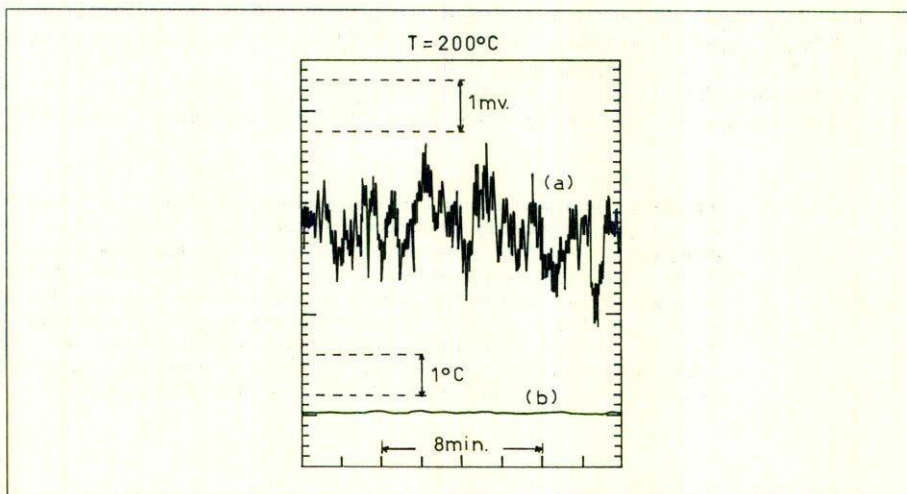


FIGURA 8. (a) Fluctuaciones de la señal error y (b) fluctuaciones de la temperatura durante el régimen estacionario a 200°C. Nótese que las fluctuaciones en la temperatura no exceden $\pm 0.1^\circ\text{C}$.

requerida, o simplemente compensar la característica no lineal del controlador (*i.e.*, Fig. 3) y obtener una respuesta global lineal.

Otra posible aplicación es accionar el controlador mediante señales ópticas. El método más sencillo para esto sería codificar en dos tonos la acción de aumentar y disminuir la potencia. Para decodificar los tonos, la señal recibida se pasa por un filtro pasa-banda a base de un detector sensitivo a fase (PLL), que rechace cualquier otra señal o interferencia óptica. Este tipo de aplicación puede ser útil en topografías muy accidentadas o en zonas donde se manejen muy altos voltajes.

Agradecimientos

Quisieramos agradecer a los Drs. A. Lastras y F. Rábago el permitirnos hacer uso de algunos de sus instrumentos de laboratorio.

Este trabajo ha sido apoyado por DGICySA (SEP), DAFRHU (CONACYT) y PRDCT (OEA).

Referencias

1. J.G. Adler, T.T. Chen and J. Strauss, *Rev. Sc. Instrum.* **44** (1971) 362; J.G. Adler and J. Strauss, *Rev. Sc. Instrum.* **46** (1974) 158; T.A. Will y J.L. Heiras A., *Rev. Mex. Fís.* **23** (1974) FA39.
2. J.C. Diment and G.A. Rozgony, *J. Electrochem. Soc. Sol. State Sc.* **118** (1971) 1346.

3. Katsuhiko Ogata, *Ingeniería de control moderna*, Prentice Hall, México 1980.
4. J.J. Hsieh, *Liquid-phase epitaxy*, publicado en Handbook on semiconductors, editado por T.S. Moss, Vol. 3, editado por S.P. Keller.
5. J.I. Pankove, *Optical processes in semiconductors*, Dover, NY, 1975.
6. P. Horowitz and W. Hill, *The art of electronics*, Cambridge University Press, 1980.

Abstract. We present a controller for monophasic ac power. Power is controlled by a triac, triggered by a sequence of spikes, coherent to the ac-line, and modulated in position by an external dc-voltage. The voltage across the load has no dc-component at any time (so that the controller can drive inductive and resistive loads) and its rms value is almost linear in the dc-modulation, with a slope of 14 rms-v/dc-v. The controller can be easily incorporated to closed-loop automatic control systems via the external dc-modulation. We show results for an optical system with flat spectral response and for a proportional temperature controller for a furnace in the range 100 to 1000 (± 0.1) °C.