

---

# Publicación del Programa Nacional de Electrónica

---

Año IV, N° 42

Junio 1983

---

## Contenido

---

Amplificadores con transistores para microondas, por el Ing. José A. Bava .....	2
Controlador de temperatura múltiple programable de precisión, por los Ings. Carlos A. Giordana, Davor Dosen, Edgardo Valeiras y Hugo Reche .....	6

---

---

Programa Nacional de Electrónica



**SUBCYT** Subsecretaría de  
Ciencia y Tecnología  
Córdoba 831, (1054) Buenos Aires, R. Argentina

# Amplificadores con transistores para microondas

Ing. José A. Bava †

## Introducción

La aparición en estos últimos años de transistores de muy bajo ruido para microondas, dio lugar a la construcción de amplificadores que permiten lograr características técnicas comparables a las que poseen los amplificadores paramétricos, con las ventajas de tener mayor estabilidad, bajo costo y simplicidad de uso.

Este artículo detalla el diseño y construcción de un amplificador con transistores, el cual permitió obtener la experiencia necesaria para desarrollar en el futuro amplificadores de muy bajo ruido para su utilización en radiómetros de uso en radioastronomía.

## Técnicas de diseño con parámetros S

Para realizar diseños en microondas es conveniente utilizar los parámetros de dispersión *S* (*Scattering/Parameters*). Estos relacionan las distintas variables que se originan, cuando se producen ondas estacionarias, en las entradas y salidas de una red *n* puertas. Por ejemplo en un cuadripolo se tendrá:

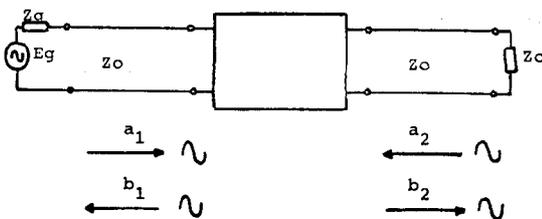


Fig. 1

Las ondas reflejadas e incidentes normalizadas de entrada y salida del cuadripolo están expresadas por las variables *a*<sub>1</sub> y *b*<sub>1</sub> que cumplen las siguientes relaciones:

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (1)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2)$$

siendo:

*Z*<sub>0</sub> = impedancia característica de la línea.

*E*<sub>*i*</sub> = onda incidente.

*E*<sub>*r*</sub> = onda reflejada.

Las variables *a*<sub>1</sub> y *b*<sub>1</sub> están relacionadas por medio de la matriz de reflexión [1]

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

La primera consideración a tener en cuenta en el diseño de un amplificador es la estabilidad. Un circuito es incondicionalmente estable cuando las resistencias de entrada y salida son positivas, cualquiera sea la impedancia de carga y de generador.

A partir de la condición impuesta anteriormente, debe realizarse un análisis de los parámetros *S* del elemento activo, especialmente *S*<sub>11</sub>, que permitirá establecer un camino en el diseño, como elemento no unilateral (*S*<sub>12</sub> grande) o unilateral (*S*<sub>12</sub> pequeño).

La ecuación que establece la estabilidad incondicional, escrita en términos de un coeficiente *K* es la siguiente: [2]

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|} > 1 \quad (5)$$

siendo:

$$\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \quad (6)$$

Los coeficientes de reflexión, en el caso de no unilateralidad, para lograr la adaptación, se calculan con las siguientes ecuaciones:

$$\Gamma_g = C_1^* \left| \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4 |C_1|^2}}{2 |C_1|^2} \right| \quad (7)$$

$$\Gamma_c = C_2^* \left| \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 |C_2|^2}}{2 |C_2|^2} \right| \quad (8)$$

donde:

$\Gamma_g$  = coeficiente de reflexión de generador.

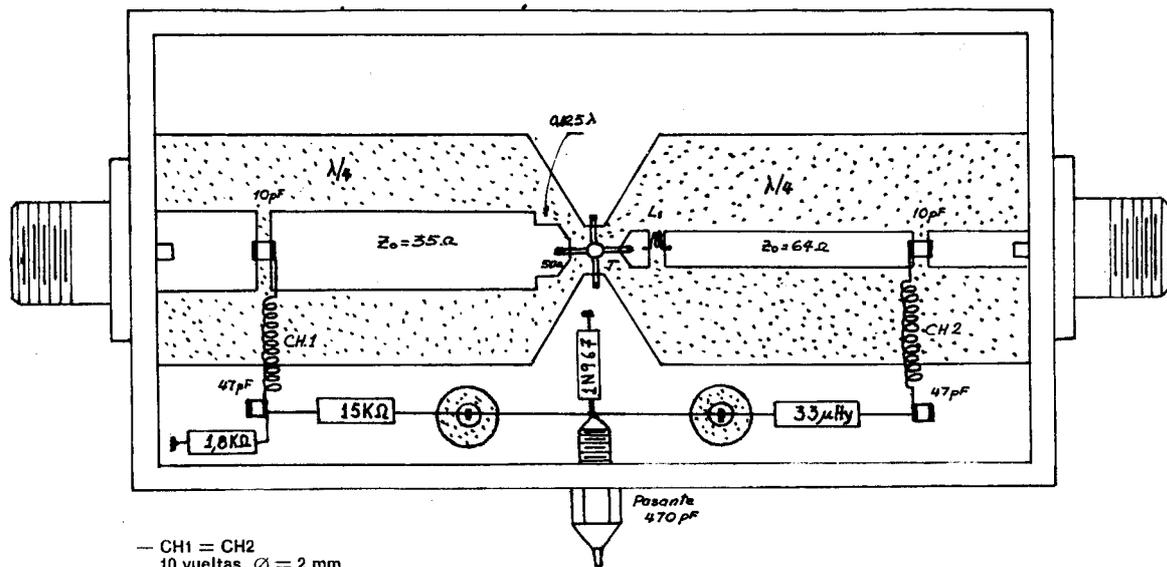
$\Gamma_c$  = coeficiente de reflexión de carga.

$$C_1 = S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^* \quad (9)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^* \quad (10)$$

† Instituto Argentino de Radioastronomía.

\* Indica complejo conjugado.



- CH1 = CH2  
10 vueltas, Ø = 2 mm
- L1  
1 vuelta, Ø = 2 mm
- T NEC 645

Fig. 2

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (11)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (12)$$

Las impedancias de generador  $Z_g$  y de carga  $Z_c$  que corresponden a los coeficientes de reflexión anteriormente expresados, se obtienen como:

$$\frac{Z_g}{Z_o} = \frac{1 + \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \quad (13)$$

$$\frac{Z_c}{Z_o} = \frac{1 + \Gamma_c}{1 - \Gamma_c} \quad (14)$$

La ganancia de trasducción máxima quedará expresada como sigue:

$$G_{t \max.} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \quad (15)$$

Si los parámetros del elemento activo permiten considerarlo como unilateral (implica que  $S_{12} \approx 0$ ), las condiciones de estabilidad incondicional quedan establecidas con las expresiones: [2]

$$|S_{11}| < 1 \quad (16)$$

$$|S_{22}| < 1 \quad (17)$$

Los coeficientes de reflexión están dados por:

$$\Gamma_g = S_{11}^* \quad (18)$$

$$\Gamma_c = S_{22}^* \quad (19)$$

Como en el caso anterior, las impedancias de entrada y salida se calculan con las Ecs. (13) y (14). La máxima ganancia unilateral está dada por:

$$G_u \max. = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (20)$$

Es importante destacar que las condiciones de adaptación establecidas en las dos situaciones anteriores, conducen a diseños de amplificadores de máxima ganancia.

Dicho de otra manera se adapta la entrada y salida del elemento activo al complejo conjugado de los coeficientes de reflexión correspondientes.

#### Diseños de amplificadores con transistores bipolares

El diseño que se detalla a continuación fue realizado con un transistor bipolar NEC645-80 para una frecuencia central de 1.500 MHz y con una polarización de  $V_{ce} = 8V$  y  $I_c = 10mA$ , que permiten, observando las características de la hoja de datos, ubicarlo en la zona de mínimo ruido.

En estas condiciones los valores de los parámetros de reflexión son los siguientes:

$$S_{11} = 0,33 \quad | -160,5 \quad S_{22} = 0,425 \quad | -38,5$$

$$S_{12} = 4,24 \quad | 75 \quad S_{21} = 0,085 \quad | 61,5$$

Teniendo en cuenta estos datos, el transistor puede considerarse unilateral, ya que el valor de  $S_{12}$  es suficientemente pequeño y el valor de  $K$  es mayor que la unidad.

La condición de estabilidad expresada por las relaciones (16) y (17) también son satisfechas.

Por lo tanto, las impedancias de entrada y salida fueron calculadas con las Ecs. (13) y (14), resultando:

$$\frac{Z_{ent.}}{Z_o} = 0,515 - j 0,126$$

$$\frac{Z_{sal.}}{Z_o} = 1,6 - j 1,02$$

En base a estos valores, los circuitos adaptadores que se usaron, fueron del tipo convencional (líneas

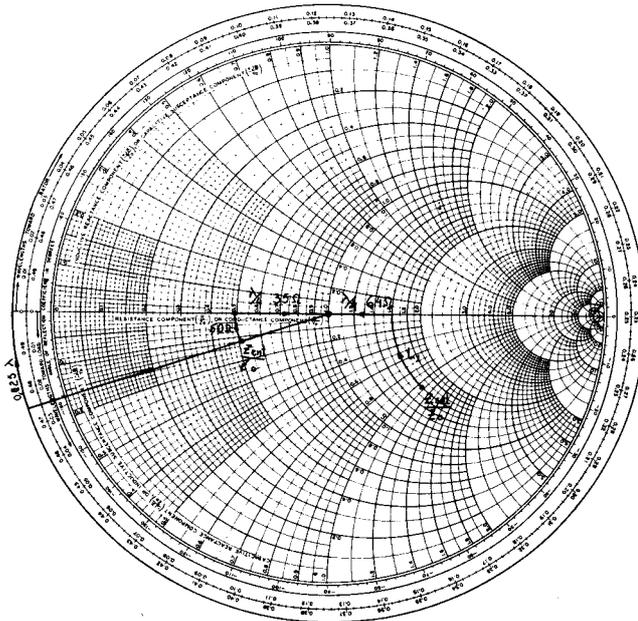


Fig. 3

de  $\lambda/4$ , tramos de líneas, elementos concentrados), ver Fig. 2.

Los cálculos se realizaron con la ayuda de la carta de Smith (Fig. 3)

**Detalles constructivos**

El circuito fue desarrollado empleando líneas de microtira y realizado sobre material de circuito impreso.

Para el cálculo de este tipo de líneas se utilizaron las ecuaciones sintetizadas de Hammerstad's [4], las que permiten, conociendo la constante dieléctrica y el espesor del material del circuito impreso, calcular el ancho de la línea para una cierta impedancia característica.

El material para circuito impreso que se utilizó (RT-Duroid D-5880), permite realizar trabajos en estas frecuencias con buenos resultados; su dieléctrico es de teflón/fibra de vidrio, con una corriente dieléctrica relativa de 2,2.

Las bobinas fueron construidas con alambre de bronce fosforoso de 0,2 mm de diámetro. Este material facilita la construcción y manejo de las mismas [4].

Los capacitores son comerciales (marca Vitramon), especiales para el montaje sobre microtira y están caracterizados para operar en el rango de 0,4 a 4,2 GHz.

Las soldaduras fueron realizadas con una aleación estaño/plata (3 %), excepto en el transistor que fue soldado con Indalloy # 5, que posee un bajo punto de fusión para evitar calentamientos excesivos [5].

**Resultados**

La ganancia en la banda de frecuencia de interés, fue medida con un generador de barrido, a una temperatura ambiente de 20°C, observándose los resultados en la Fig. 4.

La temperatura de ruido que se muestra en la Fig. 5

fue determinada con un medidor automático de figura de ruido, con un error de  $\pm 0,1$  dB. La potencia de salida es de 18 dBm para el punto de compresión de 1 dB y el  $Q_{max}$  de entrada de 1,35.

**Agradecimientos**

El autor agradece a los Ings. Emilio Filloy y Juan C. Olalde por sus valiosos aportes a lo largo del pro-

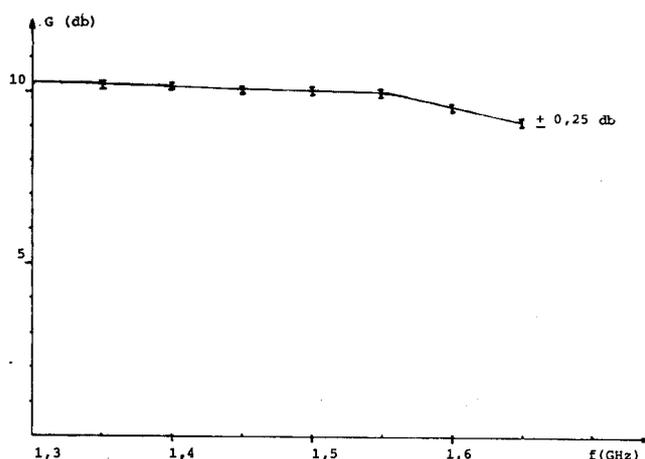


Fig. 4

F (GHz)	T ruido (°K)
1,3	180
1,4	180
1,5	190
1,6	220

Fig. 5

yecto. Asimismo agradece la colaboración de los técnicos Juan J. Larrarte y Zbigniew M. Swidrak sin cuya ayuda no hubiera sido posible la finalización de este trabajo, haciéndolo extensivo al resto del personal del laboratorio de electrónica del IAR, quienes de una u otra forma participaron del proyecto. ■

#### Referencias

- [1] Nota de aplicación 152 Hewlett Packard.
- [2] Jelszajn, J.: "Passive and active microwaves circuits".
- [3] Use exact methods for microstrip "Microwaves", diciembre 1978.
- [4] Burns, Darrell M.: Internal Report N° 197, National Radio Astronomy, Observatory, Green Bank.
- [5] Williams, D. R. y Weinreb, S.: Internal Report, National Radio Astronomy Observatory, Charlottesville, Virginia. L-Band, Cryogenic Ga As FET amplifier.

# Controlador de temperatura múltiple programable de precisión

Ings. Carlos A. Giordana \*\*, Davor Dosen \*\*\*, Edgardo Valeiras \*\*\* y Hugo Reche \*\*\*\*

## Resumen

Se describe un equipo con microprocesador que permite controlar la potencia entregada a tres hornos en forma independiente, con la posibilidad de seguir de manera automática perfiles programables de temperatura.

## Introducción

En la Fig. 1 se puede observar el esquema clásico de un control realimentado de temperatura.

Se reconocen cuatro bloques o partes, que por sus naturalezas diferentes, requieren ser analizados en forma independiente. A saber:

1. Controlador.
2. Calefacción.
3. Transductor.
4. Circuito de medida.

El bloque controlador y el método de calefacción son las partes que ofrecen las más diversas soluciones.

La elección del tipo de controlador, método de calefacción y sistema de medida se realizó en función de las especificaciones planteadas.

El usuario de este sistema (el Laboratorio de Ensayo de Materiales de la Comisión Nacional de Energía Atómica) planteó los siguientes deseos:

1. Seguimiento automático de perfiles programables de temperatura.
2. Mínimo "ripple" de temperatura, del orden de 1°C.
3. Error de temperatura del orden de 10°C.
4. Presentación visual y escrita de la temperatura del horno a intervalos programables y a pedido del usuario.

Se describen a continuación las características de programación del sistema y generalidades de su uso, el bloque de medición y sus prestaciones, el controlador, el método de calefacción y por último un diagrama en bloques del sistema completo con algunos datos económicos.

## Programación

Se analiza seguidamente el procedimiento de programación y la comunicación del usuario con el sistema.

Encendido el aparato, el usuario debe seguir los siguientes pasos para programar una experiencia:

1. Indicar el número de horno (1, 2 ó 3).
2. Ingresar el perfil de temperatura. El procedimiento es identificar los codos, para lo cual debe ingresarse una sucesión de pares de valores que representen respectivamente temperatura y tiempo.
3. Se puede revisar la sucesión de valores ingresados con posibilidad de corregir, agregar o quitar puntos. Se puede tener un listado impreso del perfil programado.
4. Es opcional la impresión periódica de la temperatura durante la experiencia. En caso afirmativo debe indicarse cada cuánto tiempo se harán las impresiones.
5. Ordenar el comienzo de la experiencia.

Comenzada la ejecución de la experiencia, la responsabilidad del sistema es lograr que la temperatura del horno bajo control siga el perfil ingresado. El éxito de esta misión depende de que el algoritmo de control sea el adecuado y que las pendientes de temperatura sean realizables.

Existen otros comandos que permiten seleccionar las constantes del algoritmo de control y así lograr los valores adecuados en caso de variación de las características del horno a controlar.

Además, durante la ejecución de una experiencia es posible pedir impresa la temperatura del horno, pedir indicación continua en un indicador digital y modificar el tiempo entre impresiones de temperatura.

Cabe destacar que este sistema está preparado para controlar hasta tres hornos en forma independiente y simultánea.

## Transductor de temperatura y proceso de medición

Para cerrar el lazo de realimentación es necesario medir y convertir a digital la temperatura. Las temperaturas de interés están en el rango de 400°C a 1300°C.

Se usa una termocupla Platino-Platino Rhodio 10 %.

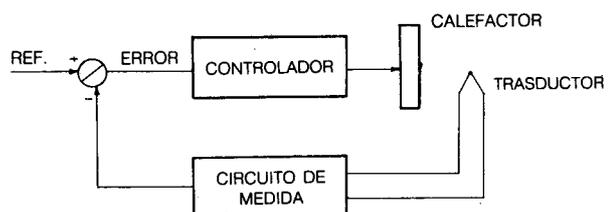
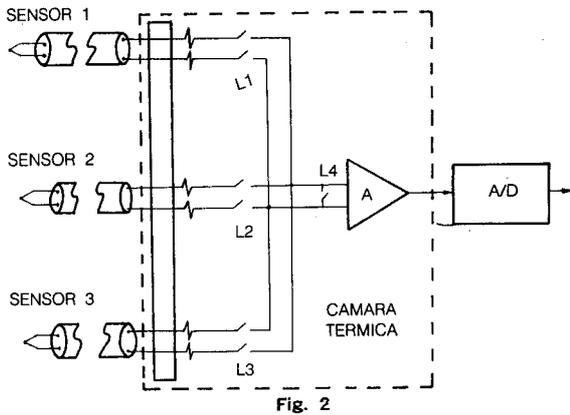


Fig. 1

\* Trabajo realizado en el Centro de Técnicas Analógico - Digitales, Departamento de Electrotecnia, Facultad de Ingeniería, UNLP, bajo la dirección del Ing. Antonio A. Quijano.  
Este trabajo ha sido presentado en el VIII Simposio Nacional de Control Automático (AADECA).  
\*\* Investigador Adjunto del CONICET.  
\*\*\* Becario de Perfeccionamiento del CONICET.  
\*\*\*\* Becario de Perfeccionamiento de la CIC.



Su salida es amplificada convenientemente y convertida a digital con un conversor de 12 bits. Con el objeto de evitar el uso de hielo para la juntura de referencia, se la encierra en un caja térmica a  $50 \pm 0,1^\circ\text{C}$ . La salida digital del conversor es una medida de la tensión de la termocupla con una temperatura de referencia de  $50 \pm 0,1^\circ\text{C}$ .

Para poder alimentar al controlador con la señal de error (Fig. 1) el sistema debe comparar la temperatura deseada con la medición. Se debe entonces transformar la salida del conversor A/D a temperatura considerando las alinealidades de la curva de la termocupla. Esta tarea es realizada por programa.

Se ha usado un procedimiento que logra errores de alinealidades de  $\pm 0,3^\circ\text{C}$  en el rango de  $0^\circ\text{C}$  a  $1.500^\circ\text{C}$  con una tabla en memoria que ocupa solamente 64 palabras de 8 bits cada una.

De lo expuesto surge que el sistema que se describe está controlado por un microprocesador. Posteriormente se analizará un diagrama en bloques.

Acá sólo interesa mencionar que el procesador controla la operación del bloque de amplificación y conversión de las señales de las tres termocuplas.

El control consiste en cerrar el juego de llaves  $L_1$ ,  $L_2$  o  $L_3$  para adquirir la temperatura de los tres hornos y también puede realizar compensaciones de desplazamientos (offsets) de la cadena amplificada accionando la llave  $L_4$ .

Se resumen a continuación las características de la etapa de medida:

- Tensión de termocupla máxima: 15 mV =
- Ganancia hasta entrada conversor: 275.
- Rechazo de modo común: 100 dB.
- Conversor doble rampa de 12 bits.
- Error de conversión por cuantización:  $\pm 0,0015\text{ mV} \pm 0,1^\circ\text{C}$ .
- Error máximo de temperatura por linealización de la característica de la termocupla:  $\pm 0,3^\circ\text{C}$  de  $0^\circ\text{C}$  a  $1.500^\circ\text{C}$ .

#### Controlador

Como ya se dijera anteriormente, este sistema está controlado por microprocesador. Además del proceso de medida, el procesador tiene a su cargo el cómputo del algoritmo de control y la excitación del sistema de calefacción.

Seguidamente se tratará la función del controlador.

En base al perfil de temperatura deseado, el procesador calcula para cada período de muestreo la tem-

peratura de referencia. Restada la temperatura medida, se dispone del error actual que permite calcular el nuevo valor de potencia a aplicar al horno durante un período.

Este primer sistema se programó para computar un algoritmo PID. Se usa aritmética de punto fijo de 24 bits y los coeficientes del algoritmo, como ya se dijo son programables por teclado.

Para posibilitar la atención de tres hornos simultáneamente se limitó el período de muestreo a 1 seg. Son interesantes las posibles variaciones al algoritmo de control.

Si no consideramos las limitaciones de tiempo disponible de cálculo, no habría restricciones en la complejidad de algoritmo. Está en los planes de los autores ensayar algoritmos adaptivos y predictivos con el objeto de mejorar la respuesta frente a variaciones en las constantes del horno por efecto de la carga y disminuir la oscilación producida por el clásico retardo.

#### Control de potencia

La potencia entregada a la resistencia calefactora del horno se dosifica con control digital directo de ciclos integrales.

El control por ciclos integrales permite hacer mínimas las interferencias electromagnéticas que se producen al conmutar potencia sobre la carga.

Para obtener buena regulación sin que la oscilaciones del valor instantáneo de la temperatura superen en amplitud el grado centígrado, el control se realiza distribuyendo los ciclos de potencia en trenes de pulsos controlados, de frecuencias que son submúltiplos de la frecuencia de línea.

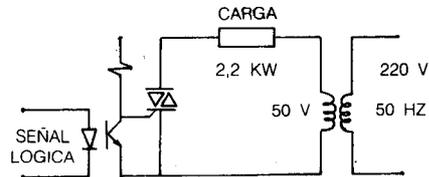


Fig. 3

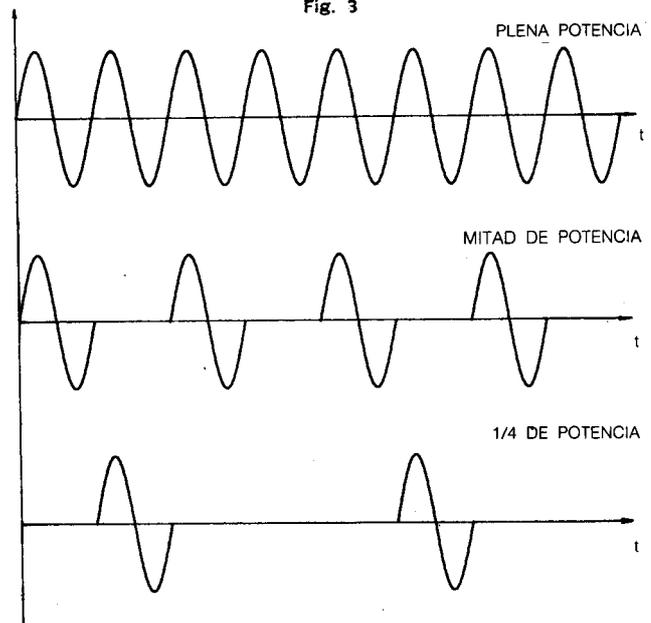


Fig. 4

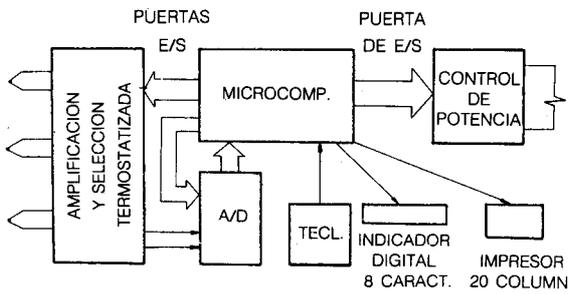


Fig. 5

Es posible demostrar en forma analítica que de esta forma se obtiene una distribución óptima de la potencia que hace mínimo el "ripple". Como elemento de control se utiliza un triac y los pulsos de disparo generados en los circuitos lógicos, son transmitidos por optoacopladores.

En la Fig. 3 se representa el esquema circuitual de la etapa de potencia y en la Fig. 4 las formas de onda de tensión en el calefactor para tres estados de carga.

#### Conclusiones

Para una mejor evaluación de las posibilidades del sistema descrito, se analiza a continuación su diagrama en bloques.

A una minicomputadora que posee programas de atención de teclado, de control de un indicador de 8 caracteres, de control de una impresora de 20 columnas, de rutinas de decodificación de comandos, se la ha convertido en un sistema de control de hornos con el solo agregado de un módulo de entrada, uno de salida y un programa controlador (algoritmo de control).

Casi la mayor parte del esfuerzo necesario en la ejecución de este sistema fue puesto en lo que es de mayor importancia para el proceso de control. Es decir, dotar al sistema de una buena comunicación con el usuario, permitir la programación hasta de las constantes del algoritmo, disponer de una serie de datos impresos relativos a la marcha de las experiencias. Este conjunto de programas fue realizado con la mayor generalidad posible, y no pensando exclusivamente en el control de temperatura. Entonces, con la instalación de los módulos de entrada y salida adecuados, se puede usar al sistema para controlar cualquier tipo de proceso, desde procesos de una entrada y una salida hasta procesos multivariados con las lógicas restricciones impuestas por la velocidad de cómputo de la microcomputadora.

Analizando las posibilidades de uso del sistema presentado, se resumen a continuación las prestaciones logradas.

#### Unidad de entrada

Tres entradas de termocupla.

Tensión máxima de entrada 15 mV.

Selección de termocupla con llaves CMOS.

Filtro pasabajos "anti-aliasing" de frecuencia de corte 0,8 Hz.

Etapa amplificadora constituida por: LM 321; LM 725.

Ganancia 275.

Rechazo modo común 100 dB.

Convertor doble rampa ICL 7109 de 12 bits.

Error cuantización de conversión  $\pm 0,0015$  mV equivalente a  $\pm 0,1^\circ$  C.

Error de temperatura luego de convertir la tensión medida a Celsius  $\pm 0,3^\circ$  C.

Rango de medición  $0^\circ$  C a  $1.450^\circ$  C.

#### Unidad de proceso

Constituida por una microcomputadora con palabra de 8 bits.

Teclado numérico +10 funciones.

Indicador alfanumérico de 8 caracteres.

Impresa a 20 columnas.

72 líneas de entrada/salida.

2 relojes programables.

Programas de:

Atención teclado.

Atención indicador.

Atención impresora.

Decodificador genérico de comandos.

Atención unidad de entrada con conversión a grados centígrados.

Algoritmo de control.

Atención unidad de control de potencia.

Monitor.

#### Unidad de salida

Circuito lógico de control de triacs que hace mínima la oscilación de potencia.

Electrónica de disparo de los triacs.

Por último, debe destacarse el bajo costo del sistema. Sin contar los bloques de entrada y salida que son particulares para cada aplicación, el núcleo del sistema, es decir lo que se llama microcomputadora, consta de una plaqueta de circuito impreso con 8 circuitos integrados, cuyo costo oscila en los 100 dólares de componentes.

#### Bibliografía

- Graeme, J.; Tobey, G. y Huelsman, L.: "Operational Amplifiers: Design and Applications", McGraw-Hill, 1971.
- Graeme, J.: "Applications of Operational Amplifiers", McGraw-Hill, 1973.
- Epstein, J. S. y Heger T. J.: "Versatile Instrument Makes High-Performance Transducer-Based Measurements", Hewlett-Packard Journal, julio 1981.
- Bibbero R. J.: "Microprocessors in Instruments and Control", John Wiley & Sons, 1977.
- McCarthy, E. P. y Jahanfar Danesh: "A Novel Method of Direct Digital Integral-Cycle Power Control", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. IECI-25, N° 2, mayo 1978.
- Roots, W.: "Fundamentals of temperature control", Academic Press, Inc. 1969.