

Nuevos dispositivos analógicos de cálculo

L. Kawecki

*Sección de Estudios de Posgrado e Investigación,
Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica,
Instituto Politécnico Nacional, Unidad Zacatenco,
Edificio 5, 3er piso, 07738 México D.F. México,
e-mail: lkawecki@ipn.mx*

Recibido el 8 de mayo de 2002; aceptado el 7 de abril de 2003

En el artículo se presenta la estructura general y el método de síntesis de nuevos tipos de convertidores analógicos, llamados los convertidores dinámicos, que permiten realizar las dependencias matemáticas deseadas entre las señales de su entrada y salida. Se presentan también los resultados de la investigación de la exactitud estática y dinámica de dichos convertidores comparándola con la exactitud de los convertidores estáticos utilizados hoy en día más frecuentemente en la instrumentación industrial, las mediciones indirectas, la automatización, la computación analógica e híbrida etc.

Descriptors: Convertidores analógicos; procesamiento de señales.

The paper presents the general structure and the method of synthesis of new types of analog converters, called the dynamic converters, which allow carry out the desired mathematical dependences between the signals of their input and output. They are also presented the results of the investigation of the static and dynamic exactitude of this converters comparing it with the exactitude of the static converters used nowadays more frequently in the industrial instrumentation, indirect measurements, automation, analog and hybrid computation etc.

Keywords: Analog converters; signal processing.

PACS: 07.50.Qx; 84.30.-r

1. Introducción

A pesar del gran progreso en la tecnología y desarrollo de los sistemas de computo digital, incluyendo los controladores programables, los microprocesadores, etc., en muchas ocasiones, sobre todo en la instrumentación industrial, es más conveniente utilizar los circuitos analógicos de cálculo. Dichos circuitos, en comparación con los digitales, se caracterizan por su gran velocidad y el bajo costo, mientras que la exactitud y la complejidad de las operaciones matemáticas realizadas por ellos son relativamente bajas.

En muchas aplicaciones industriales es necesario realizar los cálculos en el tiempo real con exactitud y complejidad no muy altas y con el costo posiblemente bajo. En la instrumentación industrial aplicada a las mediciones, al control de los procesos, etc, es más natural realizar las operaciones matemáticas necesarias utilizando las señales continuas (analógicas), puesto que la mayoría de los procesos industriales tiene el carácter continuo. En estos casos es más conveniente y menos costoso utilizar los circuitos analógicos pequeños de cálculo que realizan las operaciones matemáticas simples como, por ejemplo, elevar al cuadrado, sacar raíz cuadrada, seno, coseno, etc, que implementar un controlador programable o un microprocesador.

Hoy en día se utilizan más frecuentemente los convertidores analógicos estáticos, los cuales realizan la función matemática dada sobre la base de su aproximación por la línea quebrada, entonces ya por el principio de su funcionamiento tienen un error de cálculo cuyo valor depende del número de los segmentos de la línea recta que aproximan a la función

matemática realizada. Cada uno de estos segmentos está realizado físicamente por un circuito electrónico del tipo limitador de diodo.

Otro tipo de convertidores analógicos, que se propone utilizar en lugar de los convertidores estáticos, son los convertidores dinámicos que funcionan sobre la base de los sistemas electrónicos de pulsos de tipo especial. La principal ventaja de los convertidores analógicos dinámicos, en comparación con los estáticos, es su exactitud mucho más alta con el costo de construcción comparable.

Cabe mencionar que como resultado de las investigaciones relacionadas con los convertidores analógicos dinámicos, se obtuvieron seis patentes registrados en el Instituto Mexicano de Propiedad Industrial [1-6].

2. Estructura del convertidor dinámico

El propósito general del convertidor analógico es la conversión de la señal analógica de entrada $U_1(t)$, dada más frecuentemente en la forma de voltaje, a una señal analógica de salida $U_2(t)$ (también el voltaje) según la relación matemática deseada:

$$U_2(t) = F[U_1(t)] \quad (1)$$

donde F es la función matemática de interés (por ejemplo, elevar al cuadrado, obtener raíz cuadrada, seno, coseno etc.), t es el tiempo. Para realizar dicha conversión se propone utilizar un circuito electrónico de pulsos que trabaja sin retroalimentación, cuya estructura se presenta en el diagrama de bloques en la Fig. 1.

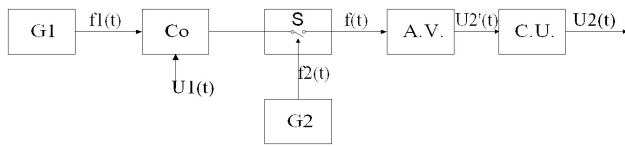


FIGURA 1. Estructura del convertidor dinámico.

En la Fig. 1 $U_1(t)$, $U_2(t)$ son los voltajes de entrada y de salida, respectivamente, los valores de los cuales pueden variar en el rango preestablecido

$$(|U_1(t)| \leq U_{1\text{máx}}, |U_2(t)| \leq U_{1\text{máx}}).$$

La frecuencia de las variaciones del voltaje $U_1(t)$ no puede ser mayor que un valor admisible determinado por el ancho de la banda admisible de trabajo del convertidor; $f_1(t)$, $f_2(t)$ son las ondas periódicas de voltaje que tienen el mismo período T y la misma amplitud igual al valor máximo admisible del voltaje $U_1(t)$, es decir, $|f_1(t)| \leq U_{1\text{máx}}$, $|f_2(t)| \leq U_{1\text{máx}}$ para $t \in [0, T]$; G_1 , G_2 son los generadores de los voltajes periódicos $f_1(t)$ y $f_2(t)$, respectivamente; Co es el comparador; S es el interruptor analógico controlado por la señal lógica α ; $A.V.$ es la unidad de cálculo del valor promedio de la señal de su entrada $f(t)$ (un filtro de paso bajo); $C.U.$ es la unidad de corrección; α es la señal lógica cuya representación física depende de las propiedades de la entrada del control lógico del interruptor analógico S controlado por esta señal lógica; $f(t)$ es el voltaje periódico del período T la forma del cual depende de la forma del voltaje $f_2(t)$ y de los tiempos de cerrar y de abrir al interruptor analógico S (son fragmentos de la onda $f_2(t)$); U_2' es el voltaje de salida de la unidad de cálculo del valor promedio.

El comparador Co genera en su salida durante el período T uno o más pulsos rectangulares (dependiendo de la forma de la onda $f_1(t)$), la duración de los cuales depende del valor del voltaje $U_1(t)$ y de la forma del voltaje periódico $f_1(t)$.

La frecuencia de los voltajes periódicos $f_1(t)$ y $f_2(t)$ debe ser suficientemente alta para poder considerar que el voltaje $U_1(t)$ prácticamente no cambia su valor durante el período T .

La función matemática $U_2 = F(U_1)$ realizada por el convertidor dinámico depende de las formas de las ondas $f_1(t)$ y $f_2(t)$. Por lo tanto la síntesis del convertidor consiste en la determinación de dichas formas.

Para realizar la función inversa F^{-1} de la función F se puede también sintetizar un convertidor sin retroalimentación buscando las formas adecuadas de las ondas $f_1(t)$ y $f_2(t)$. Sin embargo, teniendo un convertidor que realiza una función matemática F , se puede obtener fácilmente el convertidor con retroalimentación de la función inversa F^{-1} , basándose en el principio de inversión de las características estáticas [10]. El diagrama general del sistema con retroalimentación, que realiza la función inversa F^{-1} , se presenta en la Fig. 2. El condensador C se conecta en la maya de retroalimentación del amplificador operacional $O.A.$ para asegurar la estabilidad del convertidor con retroalimentación.

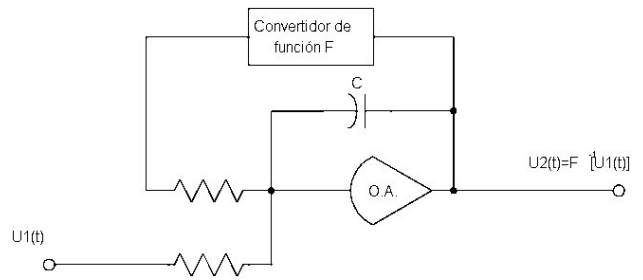


FIGURA 2. Diagrama de la realización de la función inversa.

3. Síntesis del convertidor dinámico

La síntesis del convertidor dinámico sin retroalimentación consiste en la determinación de las funciones periódicas $f_1(t)$ y $f_2(t)$, para las cuales se obtiene la dependencia deseada F entre las señales U_1 y U_2 . Por razones técnicas se tiene que limitar el conjunto de las funciones $f_1(t)$ a las funciones realizables en la práctica. De esta manera el problema se reduce a la elaboración del método de determinación de la función $f_2(t)$ que, para la función $f_1(t)$ elegida, permite realizar la función F .

Para los fines de la síntesis se supone que el comparador realiza la operación siguiente:

$$\alpha = \begin{cases} 0, & \text{para } U_1 - f_1(t) < 0, \\ 1, & \text{para } U_1 - f_1(t) \geq 0. \end{cases} \quad (2)$$

Supongamos además que el interruptor analógico S controlado por la señal lógica α (Fig. 1), deja pasar a la señal $f_2(t)$ de su entrada analógica solamente cuando la señal α tiene el valor lógico 1. Entonces se cumple que

$$f(t) = \alpha f_2(t), \quad (3)$$

$$U_2' = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \alpha f_2(t) dt. \quad (4)$$

Se analiza el comportamiento del sistema durante el período T ($t \in [0, T]$). Para analizar la operación del convertidor dinámico se divide el período T entre los intervalos en los cuales la función $f_1(t)$ es monótona (crece o decrece). Tenemos la siguiente notación:

Q : conjunto de los intervalos del tiempo durante el período T en los cuales la función $f_1(t)$ crece o decrece,

n : número de los elementos del conjunto Q ,

t_{pi} : momento del comienzo del i -ésimo intervalo ($i = 1, \dots, n$),

t_{ki} : momento del fin del i -ésimo intervalo ($i = 1, \dots, n$).

Es obvio que

$$t_{ki} = t_{pi}, \text{ para } i = 1, \dots, n, \tag{5}$$

$$\sum_{i=1}^n (t_{ki} - t_{pi}) = T, \tag{6}$$

$$t_{p1} = 0. \tag{7}$$

Dentro del conjunto Q distinguimos cuatro subconjuntos específicos siguientes:

- El subconjunto Q_1 de los intervalos en los cuales sucede que el voltaje $f_1(t)$ se iguala al voltaje U_1 :

$$U_1 = f_1(t_{rm}), \quad m = 1, \dots, q_1, \tag{8}$$

donde q_1 es el número de los elementos del conjunto Q_1 , t_{rm} es el momento interno del intervalo m-esimo del conjunto Q_1 para el cual se cumple la igualdad (8).

- El subconjunto Q_2 de los intervalos en los cuales se cumple la igualdad (8) y la función $f_1(t)$ crece, es decir:

$$f_1(t_{kj}) > f_1(t_{pj}), \quad j = 1, \dots, q_2, \tag{9}$$

donde t_{pj}, t_{kj} son los momentos de inicio y del fin del intervalo j-esimo del conjunto Q_2 , respectivamente, q_2 es el número de los elementos del conjunto Q_2 .

- El subconjunto Q_3 de los intervalos en los cuales se cumple la igualdad (8) y la función $f_1(t)$ decrece, es decir,

$$f_1(t_{kk}) < f_1(t_{pk}), \quad k = 1, \dots, q_3, \tag{10}$$

donde t_{pk}, t_{kk} son los momentos de inicio y del fin del intervalo k-ésimo del conjunto Q_3 , respectivamente, q_3 es el número de los elementos del conjunto Q_3 .

- El subconjunto Z de los intervalos en los cuales el voltaje $f_1(t)$ no llega al valor U_1 (no se cumple la igualdad (8)). Marcamos por z el número de los intervalos del conjunto Z .

Obviamente

$$Q_1 = Q_2 \cup Q_3, \quad Q = Q_1 \cup Z,$$

$$q_2 + q_3 = q_1, \quad q_1 + z = n.$$

Para cada intervalo j-ésimo ($j = 1, \dots, q_2$) del conjunto Q_2 se cumple que

$$U'_{2j} = \frac{1}{T} \int_{t_{pj}}^{t_{rj}} f_2(t) dt, \tag{11}$$

donde t_{rj} es el momento interno del intervalo j-ésimo para el cual se cumple la igualdad (8).

Para cada intervalo k-ésimo ($k = 1, \dots, q_3$) del conjunto Q_3 se cumple:

$$U'_{2k} = -\frac{1}{T} \int_{t_{kk}}^{t_{rk}} f_2(t) dt, \tag{12}$$

donde t_{rk} es el momento interno del intervalo k-ésimo para el cual se cumple la igualdad (8).

Para cada intervalo l-ésimo ($l = 1, \dots, z$) del conjunto se cumple que

$$U'_{2l} = \frac{1}{T} \int_{t_{pl}}^{t_{kl}} \alpha f_2(t) dt, \tag{13}$$

donde t_{pl}, t_{kl} son los momentos del inicio y del fin del intervalo l-ésimo del conjunto Z , respectivamente.

Tomando en consideración (11), (12) y (13) la Ec. (4) obtiene la forma siguiente:

$$U'_2 = \frac{1}{T} \sum_{j=1}^{q_2} \int_{t_{pj}}^{t_{rj}} f_2(t) dt - \frac{1}{T} \sum_{k=1}^{q_3} \int_{t_{kk}}^{t_{rk}} f_2(t) dt + \frac{1}{T} \sum_{l=1}^z \int_{t_{pl}}^{t_{kl}} \alpha f_2(t) dt. \tag{14}$$

Puesto que, variando el voltaje U_1 de entrada del convertidor, se cumple la igualdad (8) para cualquier momento interno de los intervalos que pertenecen a los conjuntos Q_2 y Q_3 , entonces se puede escribir:

- Para los intervalos j-ésimos ($j = 1, \dots, q_2$) del conjunto Q_2 :

$$U'_{2j} = F[f_1(t)] = \frac{1}{T} \int_{t_{pj}}^t f_2(t) dt \text{ para } t_{pj} \leq t \leq t_{kj}. \tag{15}$$

- Para los intervalos k-ésimos ($k = 1, \dots, q_3$) del conjunto Q_3 :

$$U'_{2j} = F[f_1(t)] = -\frac{1}{T} \int_{t_{kk}}^t f_2(t) dt \text{ para } t_{pk} \leq t \leq t_{kk}. \tag{16}$$

Sacando la derivada de (15) y (16) se obtiene:

- Para los intervalos j-ésimos ($j = 1, \dots, q_2$) del conjunto Q_2 , en los cuales el voltaje $f_1(t)$ crece y se cumple la igualdad (8):

$$f_2(t) = T \frac{dF[f_1(t)]}{dt} \text{ para } t_{pj} \leq t \leq t_{kj} \tag{17}$$

- Para los intervalos k-ésimos ($k = 1, \dots, q_3$) del conjunto Q_3 , en los cuales el voltaje $f_1(t)$ decrece y se cumple la igualdad (8):

$$f_2(t) = -T \frac{dF[f_1(t)]}{dt} \text{ para } t_{pk} \leq t \leq t_{kk}. \tag{18}$$

Tomando en consideración (17) y (18) la Ec. (14) obtiene la forma siguiente:

$$U'_2 = \sum_{j=1}^{q_2} F[f_1(t)]|_{t_{pj}}^{t_{rj}} - \sum_{k=1}^{q_3} F[f_1(t)]|_{t_{kk}}^{t_{rk}} + \sum_{l=1}^z \alpha F[f_1(t)]|_{t_{pl}}^{t_{kl}} = \sum_{j=1}^{q_2} F[f_1(t_{rj})] + \sum_{k=1}^{q_3} F[f_1(t_{rk})] + C_1, \tag{19}$$

donde

$$C_1 = \sum_{l=1}^z \alpha F[f_1(t_{kl})] - \sum_{l=1}^z \alpha F[f_1(t_{pl})] - \sum_{j=1}^{q_2} F[f_1(t_{pj})] - \sum_{k=1}^{q_3} F[f_1(t_{kk})] \tag{20}$$

Puesto que:

$$F[f_1(t_{rj})] = F(U_1) \quad \text{para } j = 1, \dots, q_2 \tag{21}$$

$$F[f_1(t_{rk})] = F(U_1) \quad \text{para } k = 1, \dots, q_3 \tag{22}$$

entonces

$$U'_2 = q_2 F(U_1) + q_3 F(U_1) + C_1 = (q_2 + q_3) F(U_1) + C_1 \tag{23}$$

Finalmente se tiene que

$$U'_2 = K F(U_1) + C_1 \tag{24}$$

donde

$$K = q_2 + q_3 \tag{25}$$

Las Ecs. (17) y (18) permiten encontrar la función $f_2(t)$ si se conoce a la función $f_1(t)$. Sin embargo con la función $f_2(t)$ así determinada se obtiene la realización de la dependencia (1) en la forma (24), es decir con el eventual cambio de la escala (la multiplicación por la constante K) y con el desplazamiento de origen de coordenadas (la eventual adición de la constante C_1). Se nota entonces que para obtener la realización exacta de la relación (1) se necesita, en la mayoría de los casos, aplicar una corrección (la unidad $C.U.$ en la Fig. 1).

Por las razones técnicas la función $f_2(t)$ debe ser realizada físicamente en el modo posiblemente exacto y su amplitud debe ser igual a la de la función $f_1(t)$ ($|f_2(t)| \leq U_{1\text{máx}}$). Para cumplir con estas condiciones, en algunos casos hay que modificar la función $f_2(t)$ determinada sobre la base de las Ecs. (17) y (18), lo que afecta a la unidad de corrección. Por lo tanto, para diseñar dicha unidad, hay que usar la Ec. (14) aplicando en ella la función $f_2(t)$ finalmente aceptada.

4. Ejemplo de síntesis de un convertidor dinámico

Sobre la base del método presentado se han sintetizado los convertidores analógicos dinámicos que realizan las siguientes operaciones matemáticas: elevar al cuadrado, sacar raíz cuadrada, seno, arco seno, coseno, arco coseno, elevar al cubo y sacar raíz cúbica.

Para los primeros seis de los convertidores mencionados se obtuvieron los registros de patentes en el Instituto Mexicano de Propiedad Industrial (IMPI) [1-6]. Los dos restantes (elevar al cubo y sacar raíz cúbica) están en el proceso de registro de patentes.

Para ilustrar el método de síntesis se presenta enseguida un ejemplo del diseño del convertidor analógico dinámico de seno.

Se pide que dicho convertidor realice la función siguiente:

$$\frac{U_2}{U_{1\text{máx}}} = \sin \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{U_1}{U_{1\text{máx}}} \right) \right]. \tag{26}$$

Se supone que el funcionamiento del sistema comparador - interruptor (Fig. 1) está descrito por las Ecs. (2), (3) y (4). Se acepta que el generador genera el voltaje triangular presentado en la Fig. 3.

Dicho voltaje se puede describir matemáticamente como sigue:

$$f_1(t) = \begin{cases} U_{1\text{máx}} \frac{4}{T} t & \text{para } 0 \leq t \leq \frac{T}{4}, \\ U_{1\text{máx}} \left(-\frac{4}{T} t + 2 \right) & \text{para } \frac{T}{4} \leq t \leq \frac{3}{4} T, \\ U_{1\text{máx}} \left(\frac{4}{T} t - 4 \right) & \text{para } \frac{3}{4} T \leq t \leq T, \end{cases} \tag{27}$$

Existen tres intervalos durante el período T en los cuales la función $f_1(t)$ se cambia en el modo monótono (el conjunto Q tiene tres elementos, $n = 3$). Los momentos del inicio y del fin de cada uno de estos intervalos son (Fig. 3)

$$t_{p1}=0, \quad t_{k1}=\frac{T}{4}, \quad t_{p2}=\frac{T}{4}, \quad t_{k2}=\frac{3}{4}T, \quad t_{p3}=\frac{3}{4}T, \quad t_{k3}=T.$$

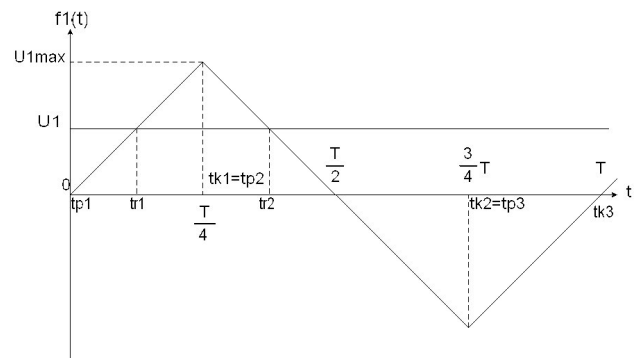


FIGURA 3. El voltaje triangular generado por el generador G_1 .

Para $|U_1| < U_{1\text{máx}}$ siempre existen:

- Dos momentos en los cuales, para un voltaje dado U_1 , el voltaje $f_1(t)$ obtiene el valor igual a U_1 (el conjunto Q_1 tiene dos elementos, $q_1 = 2$). En la Fig. 3 los intervalos del conjunto Q_1 son: $t_{p1} - t_{k1}$, $t_{p2} - t_{k2}$. Para el valor del voltaje U_1 en el ejemplo presentado en la Fig. 3:

$$t_{r1} = \frac{T}{4} \frac{U_1}{U_{1\text{máx}}}, \quad t_{r2} = \frac{T}{4} \left(\frac{U_1}{U_{1\text{máx}}} - 2 \right).$$

- Un intervalo en el cual el voltaje $f_1(t)$ crece y se iguala al voltaje U_1 (el conjunto Q_2 tiene un elemento, $q_2 = 1$). En la Fig. 3 el intervalo del conjunto Q_2 es: $t_{p1} - t_{k1}$.

- Un intervalo en el cual el voltaje $f_1(t)$ decrece y se iguala al voltaje U_1 (el conjunto Q_3 tiene un elemento, $q_3 = 1$). En la Fig. 3 el intervalo del conjunto Q_3 es: $t_{p2} - t_{k2}$.

- Un intervalo en el cual, para un valor dado del voltaje U_1 , el voltaje $f_1(t)$ nunca llega al valor U_1 (el conjunto Z tiene un elemento, $z = 1$). En el ejemplo presentado en la Fig. 3 el intervalo del conjunto Z es: $t_{p3} - t_{k3}$.

Aplicando las Ecs. (17) y (18) para $f_1(t)$ descrito por (27) y para la función F descrita por (26), se obtiene:

$$f_2(t) = \begin{cases} 2\pi U_{1\text{máx}} \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{para } 0 \leq t \leq \frac{T}{4}, \\ -2\pi U_{1\text{máx}} \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{para } \frac{T}{4} \leq t \leq \frac{3T}{4}, \\ 2\pi U_{1\text{máx}} \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{para } \frac{3T}{4} \leq t \leq T. \end{cases} \quad (28)$$

Por las preferencias técnicas se acepta que la amplitud del voltaje $f_2(t)$ sea igual a la amplitud del voltaje $f_1(t)$. Entonces la onda $f_2(t)$ aceptada para la realización técnica se describe por la siguiente fórmula:

$$f_2(t) = \begin{cases} U_{1\text{máx}} \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{para } 0 \leq t \leq \frac{T}{4}, \\ -U_{1\text{máx}} \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{para } \frac{T}{4} \leq t \leq \frac{3T}{4}, \\ U_{1\text{máx}} \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{para } \frac{3T}{4} \leq t \leq T. \end{cases} \quad (29)$$

y tiene la forma presentada en la Fig. 4.

Sustituyendo en la Ec. (14) la función $f_2(t)$ por (29), se obtiene

$$\frac{U_2'}{U_{1\text{máx}}} = \frac{1}{\pi} \sin\left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{U_1}{U_{1\text{máx}}}\right)\right] + \frac{1}{\pi}. \quad (30)$$

De la Ec. (30) se observa que, para realizar la función (26) en la forma exacta, se necesita hacer una corrección que consiste en la multiplicación por la constante π y luego en restar

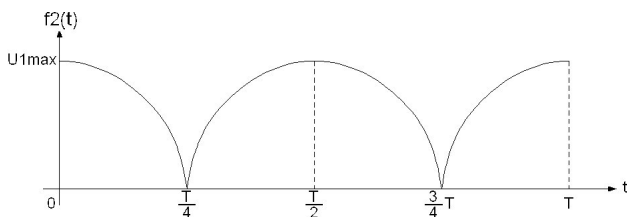


FIGURA 4. El voltaje $f_2(t)$.

del resultado de esta multiplicación al valor igual a $U_{1\text{máx}}$. En la Fig. 5 se presenta el diagrama a bloques del convertidor de seno sintetizado.

Antes de construir e investigar en el laboratorio la exactitud de los convertidores sintetizados, se debe llevar a cabo el diseño por computadora de los circuitos electrónicos de los convertidores y luego verificar el comportamiento de dichos convertidores por medio de la simulación digital [11], todo esto con la finalidad de evaluar la factibilidad de los convertidores diseñados, evitando, en los casos cuando los resultados de la investigación por la computadora son insatisfactorios, el gasto del tiempo y del dinero necesarios para las investigaciones en el laboratorio.

5. Investigación de la exactitud de los convertidores diseñados

Para evaluar la exactitud de cálculo de algunos de los convertidores analógicos dinámicos diseñados, después de verificar su factibilidad utilizando la computadora [11], se construyeron en el laboratorio los prototipos de dichos convertidores sobre la base de los componentes comerciales: el amplificador operacional LF353, el interruptor analógico controlado por la señal lógica LF13331, los diodos 1N4148, los resistores y los condensadores de 5% de precisión y los potenciómetros de 10 vueltas [7-9]. Se construyeron los generadores de ondas triangular y senoidal de la frecuencia de 4 kHz y de la amplitud de 10V. En la Fig. 6 se presenta, como un ejemplo, el diagrama detallado del convertidor de seno cuyo síntesis se presentó anteriormente.

Con la finalidad de poder comparar la exactitud de algunos de los convertidores dinámicos diseñados y construidos con la de los convertidores estáticos, se presentan también los resultados de la investigación obtenidos en el trabajo [12] de la exactitud de los convertidores estáticos de elevado al cuadrado y de raíz cuadrada construidos en el laboratorio utilizando el dispositivo comercial AD533, y de los convertidores estáticos de seno y coseno con 12 limitadores de diodo, construidos en el laboratorio aplicando los mismos componentes que los utilizados para la construcción de los convertidores dinámicos. En la Tabla I se presentan los errores relativos máximos de cálculo de los convertidores dinámicos investigados y de los estáticos, tomados del artículo [12].

Investigando la exactitud dinámica de los convertidores construidos, se determinó, para cada convertidor investigado, la frecuencia máxima admisible de las variaciones de la señal de entrada $U_1(t)$ para la cual el error de cálculo prácticamente no se aumenta. En la Tabla II se presentan los resultados

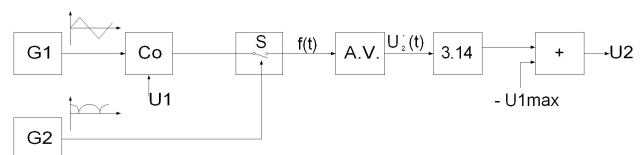


FIGURA 5. Diagrama a bloques del convertidor de seno sintetizado.

TABLE I. Errores de cálculo

Error relativo máximo [%]	Convertidores dinámicos						Convertidores estáticos			
	Elevar al cuadrado	Raíz cuadrada	Seno	Coseno	Arco seno	Arco coseno	Elevar al cuadrado	Raíz cuadrada	Seno	Coseno
	2.00	0.20	2.00	0.65	0.99	0.40	10.0	1.00	10.1	9.00

TABLE II. Frecuencias máximas admisibles

Frecuencia máxima admisible [Hz]	Convertidores dinámicos						Convertidores estáticos			
	Elevar al cuadrado	Raíz cuadrada	Seno	Coseno	Arco seno	Arco coseno	Elevar al cuadrado	Raíz cuadrada	Seno	Coseno
	200	135	150	150	180	180	200	135	100	100

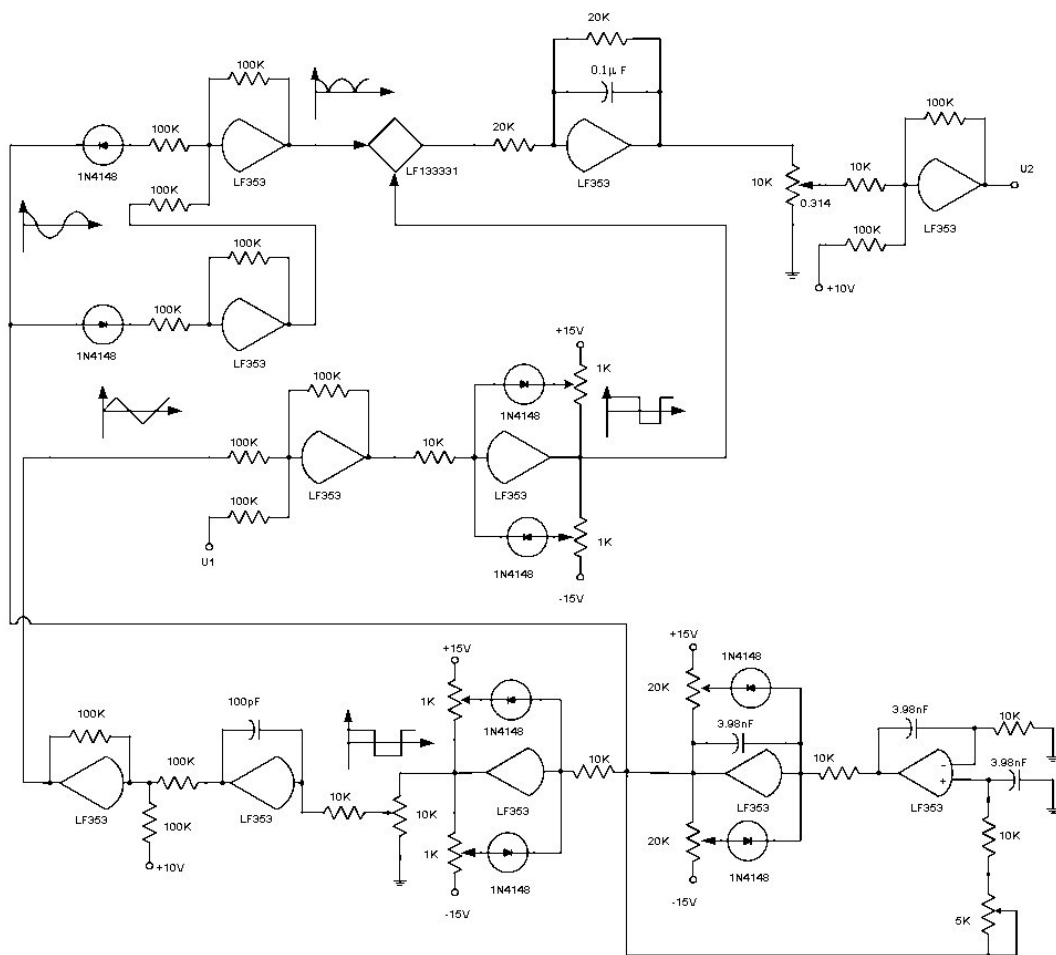


FIGURA 6. Diagrama detallado del convertidor de seno.

de esta investigación y los resultados tomados del trabajo [13] de la investigación de la exactitud dinámica de los convertidores estáticos.

6. Conclusiones

Basándose en los resultados de la investigación realizada en el laboratorio y en los resultados presentados en las Refs. 12 y 13, se puede concluir que la exactitud de los convertidores dinámicos es mucho más alta que la de los estáticos. El error relativo de cálculo de los convertidores dinámicos investigados, en el peor de los casos llega a 2 %, mientras que el mismo error de los convertidores estáticos sobrepasa el 10 %. La banda de frecuencias admisibles de los cambios en el tiempo del voltaje de entrada $U_1(t)$ de los convertidores dinámicos es igual o más ancha que la de los convertidores estáticos.

Se puede concluir que los convertidores dinámicos construidos sobre la base de los componentes comerciales, son adecuados para las aplicaciones industriales teniendo la ban-

da de frecuencias admisibles de 0 Hz hasta 135 Hz o más y el error relativo máximo de cálculo igual o menor que 2 % (por lo menos cinco veces menor que el error de los convertidores estáticos). Para aumentar la exactitud de cálculo y el ancho de la banda de frecuencias admisibles, se tienen que utilizar los componentes de la calidad más alta, como por ejemplo, los amplificadores operacionales más sofisticados, los resistores y condensadores de alta precisión etc., lo que obviamente aumenta el costo de construcción del convertidor.

La disminución del costo de construcción de los convertidores se puede lograr por medio de la utilización de los mismos generadores G_1 y G_2 para varios convertidores, en los casos cuando en el sistema analógico de cálculo usado trabajan muchos convertidores.

El paso decisivo en el aumento de la exactitud estática y dinámica así como en la disminución del costo de construcción, sería la integración completa del sistema del convertidor en forma de los dispositivos integrados cada uno de los cuales puede contener uno o varios convertidores.

-
1. L. Kawecki y T. Niewierowicz, Convertidor dinámico de seno, Instituto Mexicano de la Propiedad Industrial, Nr de Registro de Patente 190047, 8 de octubre de 1998, México.
 2. L. Kawecki y T. Niewierowicz, Convertidor dinámico de coseno, Instituto Mexicano de la Propiedad Industrial, Nr de Registro de Patente 190046, 8 de octubre de 1998, México.
 3. L. Kawecki y T. Niewierowicz, Convertidor dinámico de elevado al cuadrado, Instituto Mexicano de la Propiedad Industrial, Nr de Registro de Patente 190048, 8 de octubre de 1998, México.
 4. L. Kawecki y T. Niewierowicz, Convertidor dinámico de arco seno, Instituto Mexicano de la Propiedad Industrial, Nr de Registro de Patente 190045, 8 de octubre de 1998, México.
 5. L. Kawecki y T. Niewierowicz, Convertidor dinámico de arco coseno, Instituto Mexicano de la Propiedad Industrial, Nr de Registro de Patente 190043, 8 de octubre de 1998, México.
 6. L. Kawecki y T. Niewierowicz, Convertidor dinámico de raíz cuadrada, Instituto Mexicano de la Propiedad Industrial, Nr de Registro de Patente 190044, 8 de octubre de 1998, México.
 7. J. Markus, *Manual de circuitos electrónicos*, (Alfaomega, 1997).
 8. D.J. Dailey, *Operational amplifiers and linear integrated circuits. Theory and applications*, (McGraw-Hill, 1989).
 9. G.E. Tobey y J.G. Gream, *Amplificadores operacionales, diseño y aplicación* (Diana, 1980).
 10. O. Palusinski, *Solution of differential equations, analog and hybrid methods* (en polaco) (Gliwice Polytechnic, Gliwice 1972).
 11. L. Kawecki y T. Niewierowicz, *Journal of Applied Computer Science* **8** (2000) 37, Technical University Press Lodz Poland.
 12. A. Nava Segura, L. Kawecki y M. Hernández Angeles, *Memoria de 3er Coloquio Académico de la Sección de Graduados ESIME-IPN*, Noviembre 1990, México D.F., 43.
 13. A. Nava Segura, L. Kawecki y M. Hernández Angeles, *Memoria de 1er Congreso de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, ESIME-IPN*, num. 1, vol. 1, Noviembre 1991, México D.F., 349.