OSCILADOR SINUSOIDAL TRIFASICO CON CONTROL LINEAL DE FRECUENCIA

Ings. María I. Valla, José L. Herrada, Noliberto H. Martínez

Laboratorio de Electrónica Industrial Control e Instrumentación, Universidad Nacional de La Plata

RESUMEN

En el presente trabajo se describe un oscilador sinusoidal trifásico de baja frecuencia apto para ser empleado como generador de referencia en el control de convertidores de potencia alterna. El circuito descripto que es muy simple y de fácil implementación, permite generar una secuencia trifásica variable en un rango de 1 a 100 Hz y lograr una distorsión armónica y de fase menor que el 1 % con solo dos ajustes.

INTRODUCCION

La generación de ondas sinusoidales de baja frecuencia, variables en un amplio rango, ofrece distintas dificultades. En la literatura especializada pueden encontrarse diferentes técnicas empleadas. Estas pueden clasificarse en:

a)Modulación [1]: Consiste en mezclar dos ondas de alta frecuencia, obteniéndose la señal buscada como diferencia entre ambas luego de eliminar las armónicas. Para obtener una señal de frecuencia variable se mezcla una onda sinusoidal de frecuencia fija con una cuadrada de frecuencia variable. Este método tiene el inconveniente de necesitar una fuente de alta frecuencia muy estable para generar una buena señal de baja frecuencia.

b)Simulación analógica [2][3]: Esta técnica consiste en desarrollar circuitos que simulan las ecuaciones diferenciales, necesitándose una gran cantidad de componentes.

c)Digitales [4]: Usan memorias en donde se graba la señal deseada y se muestrean periódicamente, resultando un circuito complicado.

d) Híbridas [5][6]:Combinan las técnicas analógicas y digitales.

En este trabajo se ha implementado un circuito híbrido, similar al desarrollado en la referencia [6]. La primer parte consiste en generar una señal trifásica cuadrada, utilizando técnicas digitales, lo cual asegura un desfasaje exacto para cualquier frecuencia. En una segunda etapa, la señal es convertida en una secuencia triangular de amplitud constante, la cual es transformada en una onda sinusoidal utilizando un filtro no reactivo [7], que emplea la característica de salida del transistor JFET.

CONFIGURACION PROPUESTA

El oscilador propuesto, cuyo diagrama en bloques puede verse en la figura 1, está constituido por un oscilador controlado por tensión (VCO), encargado de generar una onda cuadrada de frecuencia variable; un secuenciador, capaz de generar una secuencia trifásica a partir de una onda cuadrada; y de tres filtros no reactivos que conforman la secuencia sinusoidal.

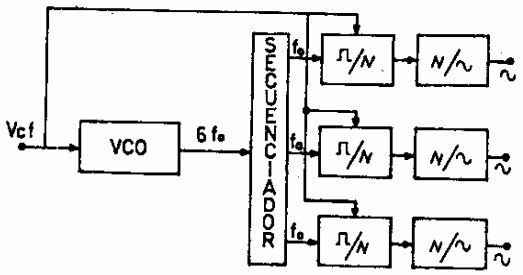


Fig. 1:Diagrama en bloques

El primer bloque es un VCO lineal, que convierte la señal de control (Vcf) en un tren de impulsos rectangulares. El segundo bloque es un secuenciador, que a partir de este tren de impulsos genera tres trenes de frecuencia seis veces menor, desfasados 120º entre sí, los cuales constituyen la secuencia trifásica deseada.

La onda sinusoidal es conformada en dos etapas, una primera que genera una onda triangular de amplitud constante para todas las frecuencias, y una segunda que genera la sinusoide a partir de la onda triangular.

Oscilador controlado por tensión (VCO)

El circuito empleado para la implementación del VCO es el mostrado en la figura 2. En ella puede verse que es un lazo cerrado, compuesto por una llave analógica, un integrador y un schmitt trigger que comanda la llave analógica.

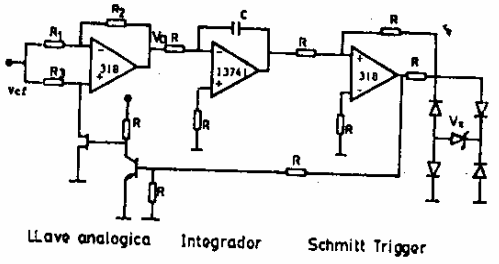


Fig. 2:Oscilador controlado por tensión.

El schmitt trigger tiene una histéresis de ancho igual a dos veces la tensión de zener (2Vz), o sea que en un semiperíodo el integrador varía su tensión

en ese valor. Analizando la figura 3 se halla una relación entre la pendiente del integrador, la frecuencia de oscilación, y el valor de la histéresis:

$$\frac{V_a^+ - V_a^-}{RC} = \frac{2V_z}{K(1-K)T} \qquad (1)$$

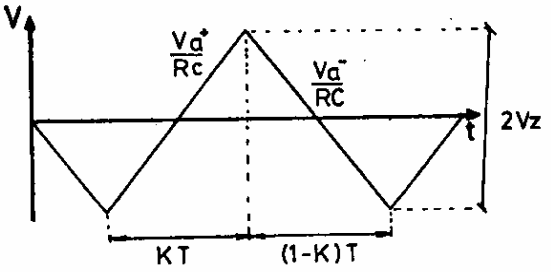


Fig. 3: Señal de salida del integrador.

Si se quiere que el oscilador tenga una relación lineal entre Vcf y f, es necesario que la tensión a la salida de la llave analógica (Va), sea proporcional a Vcf.

La tensión de salida de la llave analógica depende de las características del transistor que la comanda. En el caso más general éste puede verse como una fuente de tensión (Vsat) en serie con una resistencia (Rf) cuyo valor depende de su estado de corte o saturación. La tensión de salida de la llave analógica está dada por:

$$V_a = V_{cf}\left[\frac{R_f}{R_3+R_f}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)-\frac{R_2}{R_1}\right] + \frac{V_{sat}\,R_3}{R_3+R_f}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) \qquad (2)$$

Para que la tensión Va a la salida de la llave analógica sea directamente proporcional a Vcf, es imprescindible que el transistor que comanda la llave presente una característica de salida resistiva en todo el rango de frecuencias, lo que descarta el uso de un transistor bipolar, el cual presenta entre colector y emisor la tensión Vsat, en su estado de saturación.
Usando un transistor de efecto de campo, la ecuación 1 pasa a ser:

$$V_a = V_{cf}\left[-\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_f}{R_3+R_f}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\right] \qquad (3)$$

Esta ecuación satisface la linealidad deseada, pero el factor de proporcionalidad depende de la resistencia del transistor. Es posible independizarse de dicho valor si se emplea un transistor de estructura celular (VMOS), que presenta la característica de una resistencia de saturación muy baja (Ron=5Ω), y una de corte muy alta (Roff=4MΩ).

Cuando el transistor esta cortado, (Rf>>R3), a la salida de la llave analógica se tiene:

$$V_a = V_{cf} \qquad (4)$$

Cuando el transistor está saturado, (Rf<<R3), a la salida de la llave hay una tensión:

$$V_a = -V_{cf}\,\frac{R_2}{R_1} \qquad (5)$$

Si se tiene en cuenta que el "Slew Rate" de los amplificadores operacionales determina que las conmutaciones no sean instantáneas, el tiempo de estas transiciones (tr) se refleja como un retardo dentro del lazo de control. Si éste no es despreciable frente al período (T), en la ecuación 1 se debe considerar (T+tr) en lugar de T y se pierde la linealidad. Para extender el rango de comportamiento lineal, hacia las altas frecuencias, es necesario implementar el Schmitt Trigger y la llave analógica con amplificadores operacionales rápidos.

En la figura 4 se representa la frecuencia de salida en función de la tensión de control Vcf, del oscilador construido con amplificadores operacionales rápidos y un VMOS comandando la llave analógica, en ella se pone en evidencia la linealidad del VCO sobre un amplio rango de frecuencias.

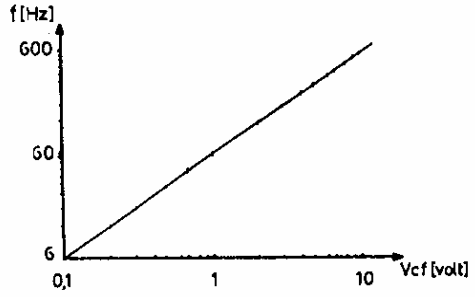


Fig. 4-Curva de transferencia del oscilador

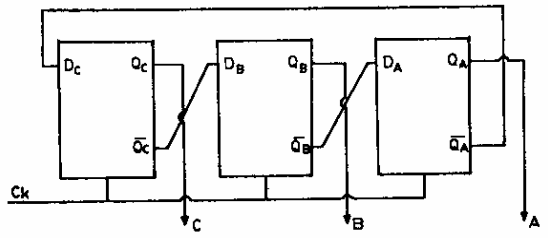


Fig. 5: Secuenciador

Secuenciador

En esta etapa se generan a partir de un tren de impulsos, tres trenes de frecuencia seis veces menor, desfasados

120° entre sí, de tal forma de obtener una secuencia trifásica cuadrada. Para ello se utilizan tres Flip-Flop con una lógica adecuada. En la figura 5 puede verse la disposición circuital del secuenciador y en la figura 6 las señales de entrada y salida del mismo.

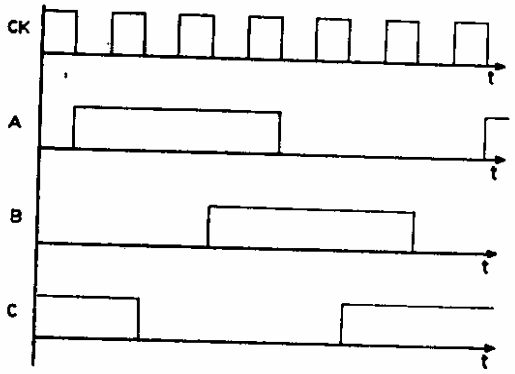


Fig. 6:Señales de entrada y salida del secuenciador.

Generador de onda triangular de amplitud constante

Para obtener una onda sinusoidal de baja distorsión en todo el rango de frecuencias, esta etapa debe generar una onda triangular que cumpla con los siguientes requisitos en todo el rango: pendientes iguales, semiperíodos iguales, valor medio nulo y amplitud constante.

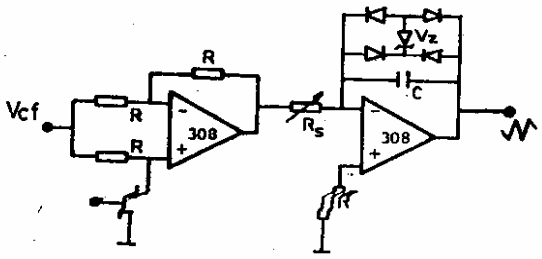


Fig. 7:Generador de onda triangular de amplitud constante.

El circuito empleado para la obtención de esta señal se muestra en la figura 7. En este circuito se usa la misma llave analógica que ha sido empleada en el VCO, donde al transistor que comanda la llave ingresa la señal proveniente del secuenciador, lo cual garantiza que los semiperíodos de la onda triangular sean iguales. La igualdad de pendientes se obtiene cuando los valores de tensión positiva y negativa a la entrada del integrador son iguales, independientemente de la frecuencia de trabajo. Para lograr esta igualdad de acuerdo a lo analizado anteriormente, es imprescindible el uso de un VMOS en el comando de la llave analógica y la igualdad de R1 y R2 (ec. [illegible]).

Si se quiere una onda triangular de amplitud constante en todo el rango de frecuencias, la tensión a la entrada del integrador debe variar en forma proporcional a ella. Para lograr esto se aplica a la entrada de la llave analógica la señal de control del VCO. De este modo la amplitud pico a pico de la onda triangular resulta:

$$V_{pp} = \frac{V_{cf}}{f} \frac{1}{2R_sC} \qquad (6)$$

Un tercer requisito es que el valor medio de la onda triangular sea nulo. Esto se obtiene introduciendo un puente de diodos con un diodo zener en paralelo con el capacitor, que asegure que los valores pico positivo y negativo de la onda triangular sean iguales. Con la resistencia variable Rs se ajusta el valor pico de esta onda triangular de tal forma que coincida con el valor de recorte del zener. Este zener también evita el drift de la onda triangular que debido a que existe un integrador podría ser grande con pequeños desbalances.

Generación de la sinusoide

Para generar la sinusoide se emplea el circuito propuesto por Middlebrook [7], en el cual se utiliza la transferencia Vds-Ids de un JFET que es cuasisinusoidal. Variando la tensión de entrada linealmente entre 0V y la tensión de Pinch-off, la corriente varía con una ley cuasisinusoidal. En la figura 8 se observa el circuito empleado.

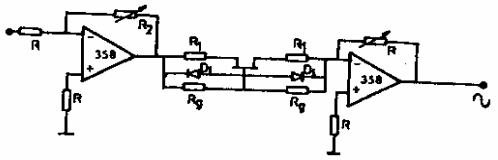


Fig. 8:Filtro no reactivo.

El ciclo completo se obtiene aprovechando la propiedad de simetría del JFET con respecto al source y al drain, siendo los diodos D1 y las resistencias Rg los encargados de mantener la correcta excitación del transistor cuando la tensión de entrada cambia de polaridad.

Las resistencias R1 se introducen en el circuito con el objeto de modificar la característica cuasisinusoidal del JFET para obtener una sinusoide con mínima distorsión. El efecto de estas resistencias es, por un lado introducir una resistencia de carga en el circuito (2R1), y por otro, realimentar la corriente Ids para producir una variación de la tensión Vgs de tal forma de no utilizar solo la curva correspondiente a Vgs nula.

Para lograr una mínima distorsión de la señal sinusoidal, la amplitud de la onda triangular a la entrada del filtro debe ser tal que la corriente de salida alcance justo el punto de derivada nula. Es por ello que se introduce una resistencia variable R2 para ajustar la amplitud de la onda triangular.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se ha construido un generador sinusoidal trifásico, y se han realizado sobre él medidas de distorsión armónica y de fase a distintas temperaturas.

Las medidas de distorsión armónicas se realizaron con un distorsímetro "FREQUENCY ANALAYZER 2121", dando los resultados mostrados en la figura 9.

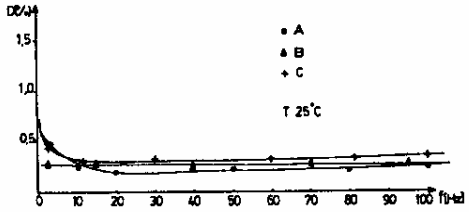


Fig. 9:Distorsión armónica a 25°C.

También se midio la distorsión de fase, definida como la diferencia de fase entre dos ondas, referida a 120°. Esta medición fue realizada con un frecuencímetro digital FLUKE 1953A y los resultados que dan el error de fase se muestran en la figura 10.

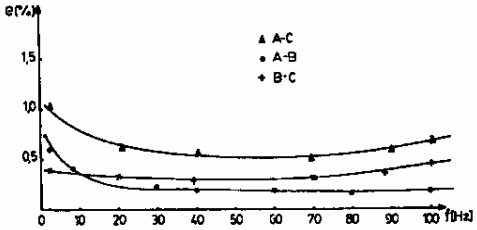
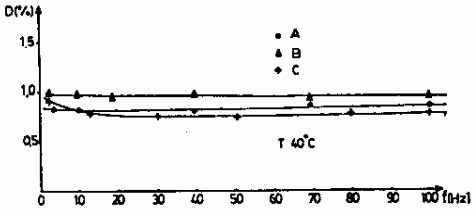
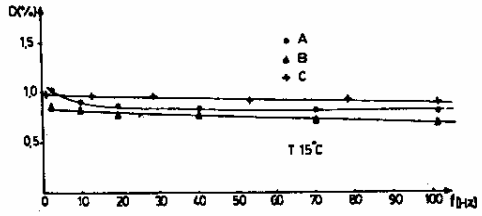


Fig. 10:Distorsión de fase a 25°C.

La figura 11 muestra la distorsión armónica para una temperatura inferior y una superior a la temperatura de calibración (25°). La figura 12 muestra la distorsión de fase para las mismas temperaturas.

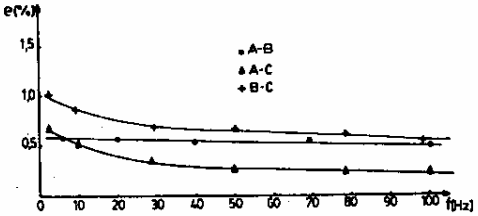


(a)

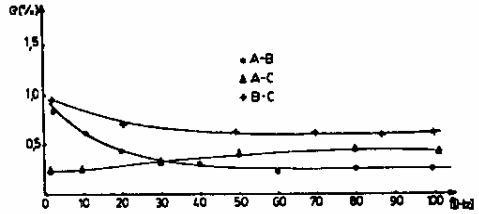


(b)

Fig. 11:Distorsión armónica. a) 40°C. b) 15°C.



(a)



(b)

Fig. 12:Distorsión de fase a) 40°C b) 15°C.

El armónico más importante a la salida (el segundo) se debe al desbalance que presenta el JFET en sus resistencias de drain y source, que lo transforman en asimétrico. La simetría puede lograrse desapareando las resistencias R1 de tal forma de compenzar ese desbalance.

Otra mejora se obtendría introduciendo ajustes de Offset en los amplificadores operacionales.

CONCLUSIONES

Un oscilador sinudoidal trifásico de baja frecuencia ha sido implementado con un circuito híbrido, a partir de la utilización de un transistor JFET como filtro no reactivo para la conformación de la onda sinusoidal.

En el presente trabajo se muestra que pequeños cambios circuitales respecto de aquel presentado en la referencia 6 han permitido obtener mejoras sustanciales tanto en la linealidad como en la distorsión del oscilador, a la vez que se logra extender su rango de frecuencias.

El empleo de transistores MOSFET de estructura celular en el comando de las llaves analógicas así como el uso de amplificadores operacionales rápidos permiten construir un VCO con muy buena linealidad sobre un rango de frecuencias de dos décadas.

La linealidad de la llave analógica, desarrollada, así como un adecuado diseño del filtro no reactivo han permitido reducir la distorsión armónica y de fase por debajo del 1% en todo el rango de frecuencias y para temperaturas entre 10°C y 50°C.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la valiosa colaboración prestada por el Director del Laboratorio Ing. Carlos F. Christiansen, como así también al Sr. Sergio Rodríguez.

REFERENCIAS

(1)A. SCHONUNG and H. STEMMLER. "Static frequency changers whith subharmonic control in conjunction with reversible variable speed ac drive". Brown Boveri Rev., vol.51.p.555-577. Aug-Sept. 1964.

(2)BEN-ZIO KAPLAN."A New Two-Three-Phase Voltage-Controlled Oscillator".IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.IE-30.N 4, Nov 1983.

(3)BEN-ZION KAPLAN. "A Versatile Voltage Controlled Three Phase Oscillator". IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.IECI-26. N 3, August 1979.

(4)CLARK D.J. and SEN P.C. "A Versatile Three phase oscillator." IEEE Trans. Ind. Electro. Cont. Instrum. VolIECI-24 N 1 Feb 1977. pag. 57-60.

(5)PEDDER D.A.G.,ISSAWI A.M. and BOLTON H.R.. "A solid state, variable frequency,3 phase power source with individual harmonic control." IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum. Vol.IECI-24 N 1 feb 1977. pag. 100-108.

(6)RAMAMURTHI V.P. y BELLAMKONDA RAMASWAMI "A Novel Three phase reference sine-wave generator for PWM inverter." IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol.IE-29 N 3, August 1982.

(7)MIDDLEBROOK R.D. "Nonreactive filter converts triangular wave to sine." Electronics, March 8, 1965.

BIOGRAFIAS

MARIA INES VALLA

Se graduó en Ingeniería en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de La Plata en 1980. Desde su graduación trabaja en el Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI) en el Dto. de Electrotecnia, Facultad de Ingeniería UNLP; en temas de control de potencia, especialmente convertidores estáticos CC-CA. Actualmente es Jefa de Trabajos Prácticos del Dto. de Electotecnia, Fac. de Ingeniería e Investigadora Asistente del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas.

NOLBERTO HORACIO MARTINEZ

se graduó como Ingeniero en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de La Plata en 1975. Desde 1978 trabaja en el Laboratorio de Electrónica del Dto. de Física de la UNLP en temas de Instrumentación Electrónica. Actualmente es Profesor Adjunto del Dto. de Física y Profesional Adjunto de la Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Buenos Aires (CICpBA).

JOSE LUIS HERRADA

Se graduó como Ingeniero Electrónico en la Universidad Nacional de La Plata en 1986. Desde su graduación trabajó en el Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI) en el Dto. de Electrotecnia, Fac. de Ingeniería UNLP; en temas de control de potencia. Actualmente es Ayudante Diplomado en el Dto. de Electrotecnia y Becario de estudio de la CICpBA.