

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN INVERSOR MULTICELULAR DE POTENCIA EN PUENTE COMPLETO DE TIPO RESONANTE

A. A. Flores-Fuentes^{1,*}, J.F. García-Mejía¹, J. A. Pérez-Martínez¹, C. E. Torres-Reyes¹, I. O. Rossano-Díaz¹.

¹ Universidad Autónoma del Estado de México, C.P 50000, Toluca, Edo. de Méx., México

² Centro Universitario UAEMex Atlacomulco, C.P 50450, Atlacomulco, Edo. de Méx., México

*aafloresf@uaemex.mx; fax. (719-1220436)

Área técnica: Electrónica de Potencia y Aplicaciones Industriales

RESUMEN.

Se presenta el diseño y simulación de un convertidor de potencia de tipo multicelular resonante de capacitores-flotados en configuración puente completo (IMCF). La topología del inversor está compuesta por tres células de conmutación por cada rama. El sistema de mando proporciona seis señales cuadradas de conmutación con frecuencia f_{sw} a cada dispositivo semiconductor que compone el IMCF; la frecuencia de salida f_o se incrementa tres veces la frecuencia de conmutación de las señales de mando $f_o = 3 \cdot f_{sw}$. El diseño tanto del inductor de resonancia así como el capacitor se calculan en base a la frecuencia f_o que está en función del número de células "N" que constituyen el IMCF. El objetivo del inversor propuesto es mostrar que a mayor cantidad de células, la frecuencia de salida se incrementa en razón $f_o = N \cdot f_{sw}$.

Por lo tanto los componentes semiconductores y elementos pasivos del IMCF no sólo tienen características de voltaje-corriente de menor magnitud, sino también de menor tamaño y costo. El inversor resonante propuesto es diseñado y simulado para una frecuencia de 20 kHz, no obstante se presentan cálculos para modificar las características de diseño.

ABSTRACT.

The design and simulation requirements of a full-bridge flying-capacitor power multilevel-inverter (IMCF) are presented. The inverter topology consists by two legs structured for three cells. The control system provides six square signals for each semiconductor device of the IMCF switching at frequency f_{sw} ; the output frequency is three times the commutation frequency control signals ($f_o = 3 \cdot f_{sw}$). The inductor and capacitor resonance design is calculated based on f_o which is given by the number of cells "N" of the IMCF. The goal of the proposed inverter design is shown that the more cells constituted the IMCF the output frequency increases as rate of $f_o = N \cdot f_{sw}$. Hence, the semiconductor devices and passive elements of IMCF not only are designed for less voltage-current characteristics but also size and price are minimized and low respectively. The proposal resonant power inverter is designed and simulated at frequency 20 kHz, however the calculus process is shown in order to modify the design.

Keywords: Resonante, capacitores flotados, inversor de tres células, puente completo.

1. INTRODUCCIÓN

Los inversores multicelulares de capacitores flotados (IMCF) han tenido una gran demanda y crecimiento constante debido al gran número de aplicaciones desde su apareamiento en los años 90's por T. Meynard y R. Foch [1]. Desde su surgimiento, hasta el día de hoy son numerables los trabajos publicados referentes a esta topología de convertidor estático de energía, que van desde; aplicaciones de tipo industrial en trenes industriales STATCOM™, filtros activos para la eliminación de THD, convertidores de C.D.-C.D. y C.D.-C.A de potencia, hasta las más recientes en conversión de energía mediante generadores eólicos [2-3]. En trabajos recientes se ha puesto en evidencia el uso de los IMCF como fuentes de alimentación para reactores de descargas eléctricas de tipo barrera dieléctrica (DBDs), y así constituir un campo poco explorado de aplicación, en donde el tipo de carga eléctrica es de tipo resistiva-capacitiva-inductiva (RLC) [4]. Los inversores multicelulares fueron desarrollados en su inicio para satisfacer las demandas de conversión de alto-voltaje y alta-corriente, dependiendo de su configuración como fuente de voltaje o corriente, VSI o CSI respectivamente, y más recientemente en satisfacer la característica de alta-frecuencia. Además los IMCF ofrecen una característica que un inversor convencional no lo hace, ya que provee a su salida una frecuencia $f_o = N \cdot f_{sw}$, donde f_{sw} es la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores y N es el número de células que lo conforman. Esta singular propiedad permite que la frecuencia de conmutación de los dispositivos f_{sw} esté en razón de un múltiplo N-veces menor que la frecuencia de salida f_o , evidenciando una ventaja desde el punto de vista tecnológico, ya que los dispositivos semiconductores de potencia como Tiristores, GTOs y BJTs tienen un rango de frecuencia de trabajo de las unidades de kilo-Hertz. En la contraparte, los dispositivos MOSFETs e IGBTs, se encuentran en un rango superior a las decenas de kilo-Hertz, con capacidades de algunas centenas de V-A [5]. Por décadas esta relación voltaje-corriente-frecuencia ha puesto en consideración las aplicaciones de los inversores de energía estáticos, ya que es necesario presidir de estas características [6].

Por otra parte la ventaja que ofrece el IMCF en cuanto a frecuencia de salida, también está directamente relacionada con el sistema de mando que proporciona las señales de disparo para cada uno de los semiconductores del inversor. Hasta hace unas décadas esto implicaba sistemas analógico-digitales complejos. Sin embargo, hoy en día la tecnología a base de microcontroladores, Procesadores Digitales de Señales DSPs, Arreglos de Compuertas Programables FPGAs, plataformas integradas en base a micro-controladores Arduino® o microprocesadores Raspberry™, entre otras, ha permitido aumentar la capacidad de procesamiento, beneficiando el diseño del control de mando para cualquiera de las técnicas implementadas para el diseño del circuito de mando tales como: Onda Cuadrada Simple OCS o Modulación por Ancho de Pulso PWM en cualquiera de sus topologías; PS-PWM, SV-PWM, CB-PWM, entre otras utilizadas para este tipo de inversores de tipo multicelular [7], [8]. Si bien las ventajas de utilizar topologías PWM es que permite reducir en un porcentaje elevado el THD, por otro lado requiere circuitos complejos de protección y de ayuda a la conmutación de los semiconductores, limitando la característica de frecuencia de

operación debido a las pérdidas por conmutación y al acoplamiento dinámico entre varios semiconductores [9]. En contra parte si el IMCF es manejado con una técnica simple para producir las señales de mando de onda cuadrada se tiene la característica de frecuencia de salida $f_0 = N \cdot f_{sw}$, además de reducir notablemente las pérdidas por conmutación.

Actualmente los IMCF no son utilizados para proporcionar un voltaje de salida u_0 de tipo cuadrado, sin embargo en este trabajo esta característica es aprovechada para obtener la señal sinusoidal a la frecuencia fundamental mediante un filtro resonante serie RLC a la salida del inversor. En este trabajo se muestra el diseño y simulación de IMCF en modo resonante, constituido por tres células en puente completo (seis células). Se describe la metodología para el cálculo del inductor L_0 y C_0 resonantes, así como de los componentes del sistema conformado por: a) Capacitores Flotados, y b) Características del sistema de mando del inversor. Finalmente en la sección de conclusiones y discusión se establecen criterios de diseño y trabajos a futuro.

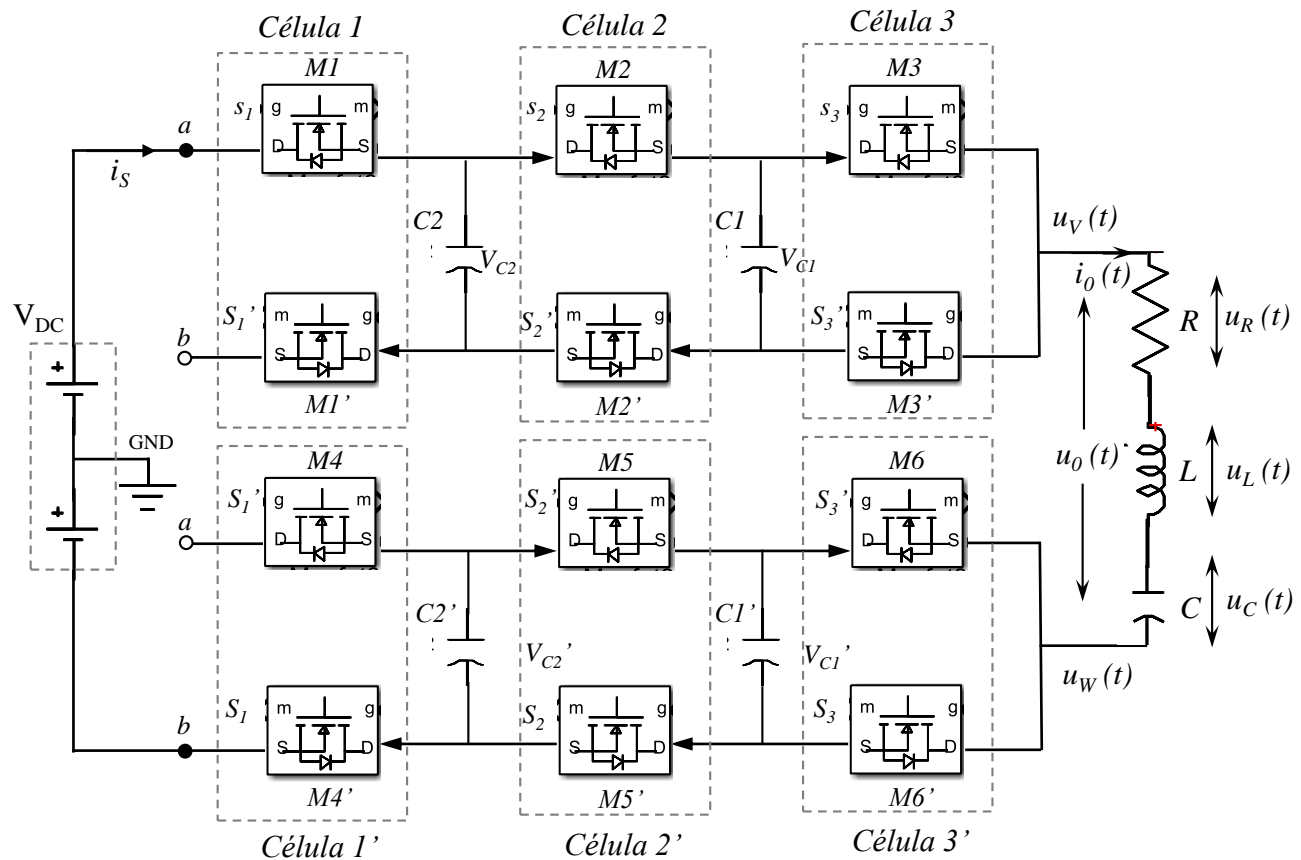


Fig. 1. IMCF resonante en puente completo implementado.

2. INVERSOR MULTICELULAR DE CAPACITORES FLOTADOS

El IMCF resonante en configuración puente completo se muestra en Fig. 1, el sistema está conformado por seis células de conmutación en total organizadas en pares complementarios, sin embargo estrictamente es nombrado de Tres-Células, donde $N=3$. Cada célula está conformada por dos dispositivos semiconductores MOSFET complementarios, $[M1, M1']$, $[M2, M2']$, $[M3, M3']$, $[M4, M4']$, $[M5, M5']$ y $[M6, M6']$, entre las Célula 1 y Célula 2 existe un capacitor flotado $C1$, y entre la Célula 2 y Célula 3 está $C2$, asimismo para las células complementarias Célula 1', Célula 2' y Célula 3'. El voltaje en los capacitores $[C1, C1']$ y $[C2, C2']$ está determinado por $V_{Cp,Cp'} = (p/N) * V_{DC}$, donde p es la posición de la célula, por otra parte el voltaje de bloqueo en cada MOSFET está determinado por; $V_{MN}, V_{MN'} = V_{DC}/N$. Finalmente la corriente promedio en cada interruptor se determina por; $I_{kavg} = T_{on}/T \cdot I_S$ donde T_{on} es el periodo que permanece encendido el MOSFET, T es el periodo total e I_S es la corriente de entrada.

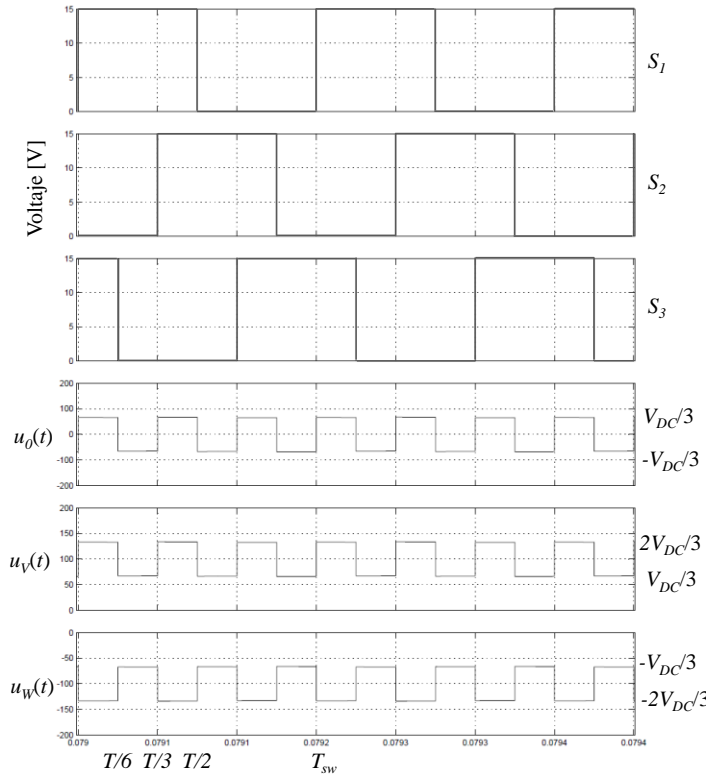


Fig. 2. Voltaje de salida $u_o(t)$ del IMCF en función de $u_v(t)$ y $u_w(t)$; producto de la conmutación de los interruptores MOSFET.

La operación del IMCF consiste en asegurar que el voltaje de bloqueo sea el mismo en cada uno de los interruptores que conforman cada célula de conmutación, de manera que en cada

estado de conmutación el voltaje total aplicado al convertidor se distribuya de manera equitativa a través de los interruptores que están en estado de bloqueo. Lo anterior se logra cuando los voltajes en $V_{C1,C1'} = V_{DC}/3$ y $V_{C2,C2'} = 2V_{DC}/3$. Para lograr esto, un circuito de control genera seis señales de mando $[S_1, S_1']$, $[S_2, S_2']$, $[S_3, S_3']$ para cada dispositivo de las Células 1, 2 y 3, las células complementarias 1', 2' y 3' utilizan las mismas señales aplicadas, en la Fig. 1 se muestran sólo las señales de control S_1 , S_2 y S_3 , como referencia para cada una de las tres células de conmutación. La correcta conmutación de los interruptores cargará $C1$ y $C2$, a sus voltajes correctos funcionando como fuentes ideales de voltaje, logrando a la salida del inversor un voltaje $u_o(t)$ de tipo cuadrado con frecuencia de salida tres veces la frecuencia de salida $f_o = 3 \cdot f_{sw}$ o bien, $T_o = T_{sw}/3$ como se muestra en la Fig. 2. El voltaje de tipo onda cuadrada obtenido a la salida del inversor $u_o(t)$ está determinado por la diferencia de potencia entre $u_v(t)$ y $u_w(t)$, como se muestra en el diagrama general de la Fig. 1.

3. DISEÑO DEL CIRCUITO RESONANTE ACOPLADO AL IMFC

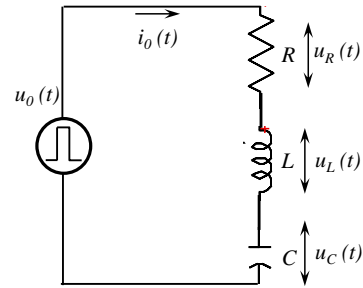


Fig. 3. Circuito resonante R-L-C en serie.

El circuito resonante serie se muestra en la Fig. 3. Está conformado por los elementos resistencia-inductor-capacitor, la impedancia total obtenida en dominio de la frecuencia está dada por:

$$Z_T = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (1)$$

donde $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular y f es la frecuencia proporcionada por la fuente. La impedancia total para la n° componente de frecuencia es:

$$Z_T(jn\omega) = \frac{1}{n\omega C} [n\omega CR + j(n^2\omega^2 LC - 1)] \quad (2)$$

Entonces la magnitud de la impedancia y el ángulo para la n° armónica queda definida respectivamente como:

$$\|Z_T(jn\omega)\| = \frac{1}{n\omega C} \sqrt{(n\omega CR)^2 + (n^2\omega^2 LC - 1)^2} \quad (3)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{n^2\omega^2 LC - 1}{n\omega CR}\right) \quad (4).$$

El voltaje $u_o(t)$ es la señal cuadrada a la salida del IMCF aplicada al circuito resonante RLC en términos de series de Fourier queda:

$$u_o(t) = \frac{4Vm}{\pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \right] \quad (5),$$

donde $V_m = V_{DC} / 3$ es la amplitud del voltaje de salida cuadrado, considerando sólo los valores impares de n . Aplicando la Ley de Ohm para obtener la relación de corriente de salida i_o en términos de la ecuación (2) y (5) queda como:

$$i_o(t) = \frac{4Vm}{\pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\omega C \sin(n\omega t - \theta)}{\sqrt{(n\omega CR)^2 + (n^2\omega^2 LC - 1)^2}} \right] \quad (6).$$

La corriente $i_o(t)$ en un sistema RLC resonante, fluye en el circuito a través de R y L de manera ideal, sin embargo el voltaje en el capacitor está desfasado $-\pi/2$ radianes, por lo tanto el voltaje en el capacitor $u_C(t)$ está determinado como:

$$u_C(t) = \frac{4Vm}{n\pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\omega t - \theta - \pi/2)}{\sqrt{(n\omega CR)^2 + (n^2\omega^2 LC - 1)^2}} \right] \quad (7).$$

Así, la ganancia en voltaje $A_u = u_C(t)/u_o(t)$ y el ángulo considerando el n -armónico está determinada como:

$$A_u(t) = \frac{1}{j\omega nCR + (1 - n^2\omega^2 LC)} \quad (8).$$

Finalmente la magnitud de la ganancia $\|A_u\|$ y el ángulo de la función de transferencia en voltaje, en términos del factor de calidad Q y la frecuencia de resonancia ω_0 , quedan:

$$\|A_u\| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2}} \quad (9),$$

$$\theta = \arctan\left[Q\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right)\right] \quad (10),$$

donde $\omega_0^2 = 1/LC$ y $Q = 1/\omega CR$.

Mediante (9) y (10) se conoce el comportamiento de la magnitud en $\|A_u\|$ y el ángulo θ , en función de Q y la relación ω/ω_0 o f/f_0 , respectivamente. Así, el sistema RLC está en resonancia cuando ambas frecuencias son aproximadamente iguales, por lo tanto se tienen las condiciones de; a) máxima ganancia en voltaje $u_o(t)/u_C(t)$ y b) corriente de salida $i_o(t)$ en fase con $u_o(t)$, cuando el factor Q es máximo, como se muestra en las Fig. 4 y Fig. 5 respectivamente.

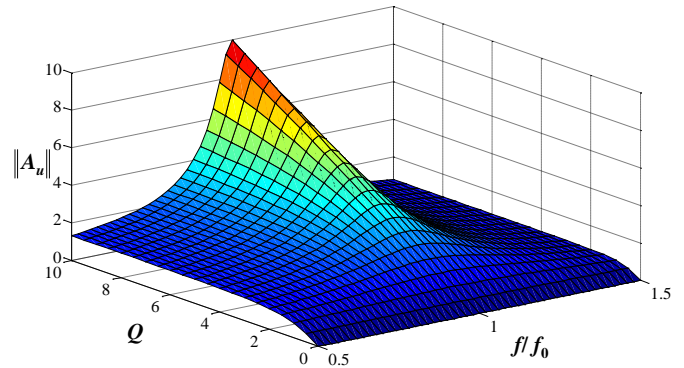


Fig. 4. Magnitud de la ganancia en voltaje $\|A_u\|$ en función del factor de calidad Q y de la relación frecuencia de salida-frecuencia de resonancia.

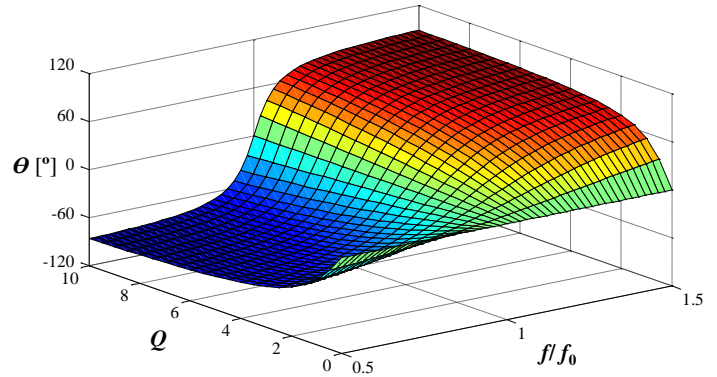


Fig. 5. Ángulo θ en función del factor de calidad Q y la relación entre frecuencia de operación y de resonancia.

En la Fig. 6 se muestran los resultados de la simulación realizada en MATLAB-SIMULINK® del IMCF en modo resonante, los voltajes $u_R(t)$ e $i_o(t)$, ambos en fase cuando existe la condición f/f_0 . Por otra parte en la Fig. 7 se muestran los voltajes $u_R(t)$, $u_o(t)$ y $u_C(t)$.

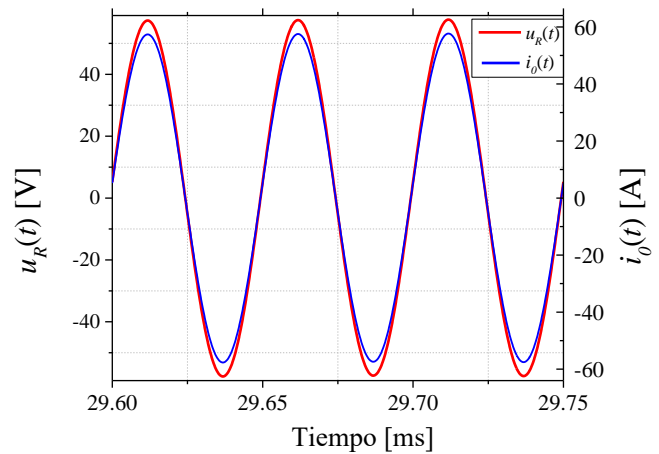


Fig. 6. Voltaje $u_R(t)$ y corriente $i_o(t)$, en el IMCF en modo resonante.

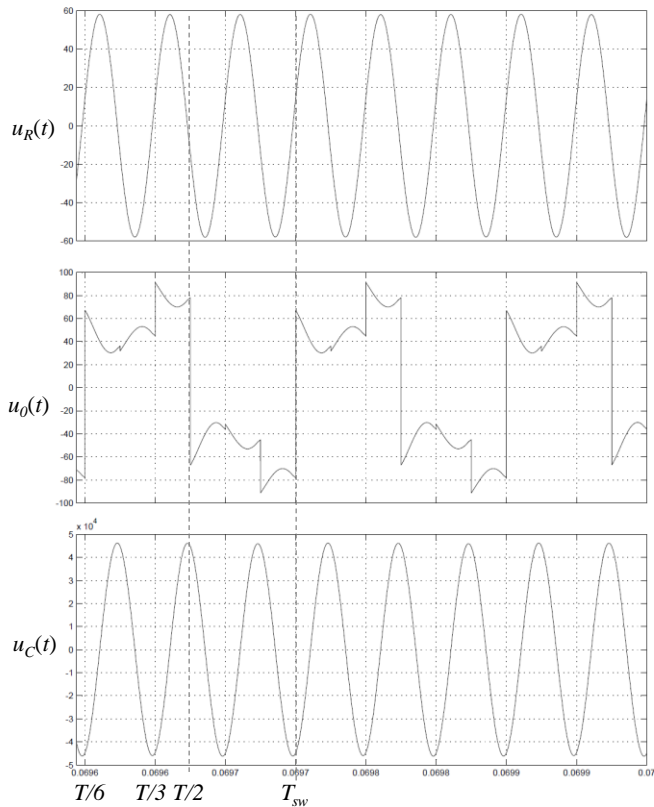


Fig. 7. Voltajes $u_R(t)$, $u_O(t)$ y $u_C(t)$, en el Inversor de tres células de capacitores flotados.

En la Fig. 7 se muestra el efecto en la frecuencia de salida f_0 del inversor de tres células de capacitores-flotados en los voltajes en la carga $u_{RC}(t)$ y en el capacitor de resonancia $u_C(t)$, donde $f_0 = 3 \cdot f_{sw}$, alrededor de ~ 20 kHz, por otra parte la frecuencia a la salida del inversor medida en relación al punto de tierra, se mide de ~ 6.666 kHz; es decir tres veces menor. Esta característica ofrece la ventaja de operar el IMCF en modo resonante, a un tercio de la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores MOSFET, y como consecuencia el diseño de las células de conmutación requiere componentes de fácil adquisición, siendo ésta un gran ventaja en el diseño de sistemas de potencia.

En la Fig. 8 se muestra otra de las ventajas de trabajar en condición de resonancia el IMCF, los semiconductores operan en Conmutación Cero Corriente o ZCS (por sus siglas en inglés). En el oscilograma se observa que la corriente a través de los interruptores $I_{MN}(t)$, comienza en el instante de cruce por cero cuando el voltaje en los semiconductores $V_{MN}(t)$, cambia de los estados de corte (encendido) y saturación (apagado) respectivamente. Con ayuda del diodo antiparalelo conectado al MOSFET, la corriente tanto del ciclo positivo como negativo,

fluyen a través de éste. La condición de resonancia otorga además otras características en cuanto a la eliminación de armónicos producidos por diferentes frecuencias en el sistema debido a la conmutación de los interruptores o algunas otras provenientes del medio externo como la fuente de alimentación de CD. En la sección siguiente se muestran otros resultados del IMCF en modo resonante.

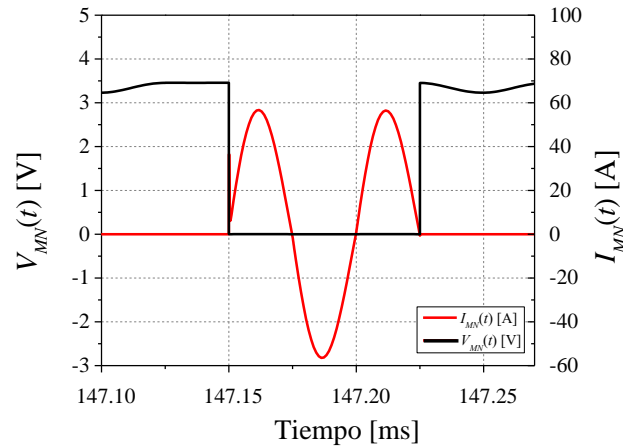


Fig. 8. Voltaje $V_{MN}(t)$ y corriente $I_{MN}(t)$ a través de los interruptores de potencia MOSFET, en condiciones de resonancia.

4. SIMULACIÓN DEL IMCF EN MODO RESONANTE

El sistema general mostrado en la Fig. 1 está desarrollado en MATLAB-SIMULINK® utilizando las opciones de librería de SimPowerSystem. Previo a ejecutar la simulación del IMCF se realizó el cálculo de componentes RLC mediante las opciones SimPowerSystem y Funtional-Block, para sintonizar el circuito, con valores calculados; $f = 20\text{kHz}$, $C = 10\text{nF}$, $L = 6.333\text{mH}$, $R = 1\Omega$ y $V_M = 66$ V. Las Fig. 6 y 7 muestran los resultados del IMCF en modo resonante, se observa que tanto el voltaje $u_R(t)$ y corriente $i_O(t)$ en fase. Las condiciones de simulación para cada interruptor son:

- Los interruptores son considerados como dispositivos MOSFETs.
- Considerando que se implementan MOSFET, se diseñó previamente su red Snubber de protección contra sobre voltaje dv/dt , a la frecuencia de conmutación $f_{sw} \sim 6.666$ kHz.
- Se consideran los tiempos de seguridad de los interruptores.
- Los capacitores flotados son ideales, por lo que al momento de cargarse el voltaje correcto, funcionan como fuentes ideales de voltaje.

Para el correcto funcionamiento del inversor de tres células de capacitores flotados en lazo abierto, se aplican las seis señales de mando $[S_1, S_1']$, $[S_2, S_2']$, $[S_3, S_3']$ como se muestra en la parte superior de la Fig. 2. Así, el IMCF logra un balance natural como se describe por Meynard and Foch en [1]. El

voltaje en [C1, C1'] y [C2, C2'] logra los valores de $V_{C2,C2'} = (2/3) \cdot 200 = 133.33 \text{ V}$ y $V_{C1,C1'} = (1/3) \cdot 200 = 66.66$, para $V_{DC}=200$ Volts, como se muestra en la Fig. 9a. La corriente $i_{C2}(t)$ y voltaje $v_{C2}(t)$ en C2 en modo de operación resonante se muestra en la Fig. 9b.

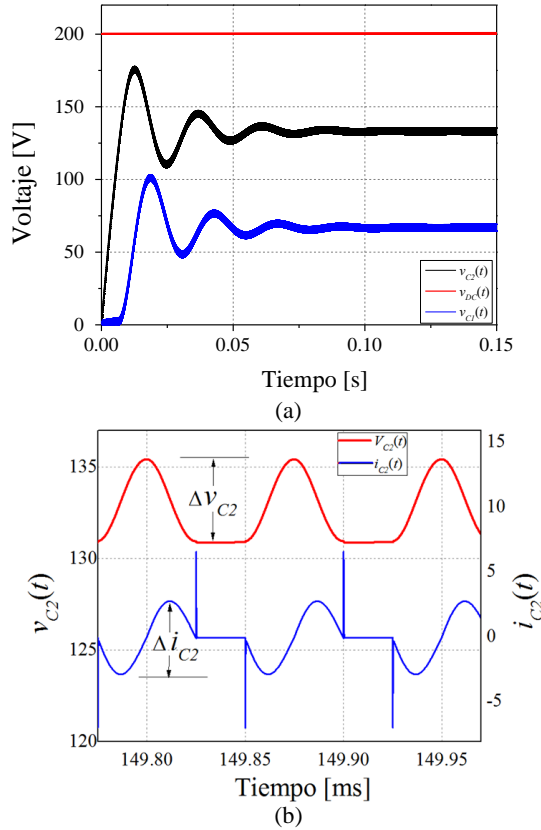


Fig. 9. a) Respuesta en voltaje de los capacitores flotados $v_{C1}(t)$ y $v_{C2}(t)$, b) $v_{C2}(t)$ - $i_{C2}(t)$ en modo resonante.

El voltaje en los capacitores flotados [C1, C1'] y [C2, C2'] del IMCF ha sido estudiado por diversos autores, debido a que el correcto funcionamiento del inversor depende en gran medida de que éstos logren su valor de carga, como se describió en la Sección 2. Para lograr un voltaje constante (ver Fig. 9a), es necesario que: a) El tren de pulso de mando tenga las características de la Fig. 2, y b) Que el valor de la corriente promedio a través de cada uno sea cero, de esta manera cumplen su función como fuente de voltaje ideal. En el oscilograma de la Fig. 9b en la parte inferior (azul) es posible calcular el valor promedio de $i_{C2}(t)$ mediante la herramienta gráfica Origin®, obteniendo como resultado $\Delta i_{C2}(t) = 0$. Por otra parte las variaciones de voltaje en los capacitores $\Delta v_{C1,2}(t) = 5V_p - p$ es aproximadamente la misma en todos, además la relación de magnitudes en los voltajes v_{DC} , $v_{C2}=2/3v_{DC}$ y $v_{C1}=1/3v_{DC}$ se cumple, como lo muestra el oscilograma de la Fig. 9a.

Finalmente se desarrolló la simulación de un IMCF resonante de seis células de conmutación, considerando las secciones 2 y 3 para el cálculo de componentes. En la Fig. 10, se muestran los resultados de los voltajes en seis capacitores flotados, v_{DC} , $v_{C5}=5/6v_{DC}$, $v_{C4}=4/6v_{DC}$, $v_{C3}=3/6v_{DC}$, $v_{C2}=2/6v_{DC}$ y $v_{C1}=1/6v_{DC}$, se observa que se logra el balance natural en todos después de ~ 0.3 seg. Además, en la Fig. 11 se observa la comparación entre una señal del sistema de mando $u_{S3}(t)$ a frecuencia ~ 3.333 kHz y la forma de onda de salida $u_R(t)$ en la resistencia del circuito RLC, se observa que la frecuencia de salida f_0 es seis veces la frecuencia de las señales de mando, por lo tanto se establece que la frecuencia de salida se incrementa en razón $f_0 = N \cdot f_{sw}$.

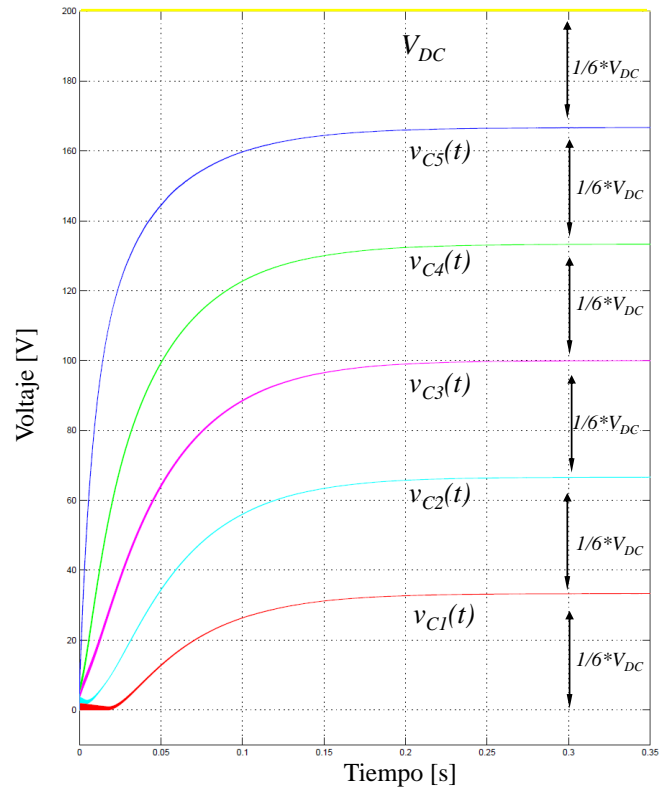


Fig. 10. Respuesta de voltaje en los capacitores flotados del IMCF de seis células en modo resonante.

5. CONCLUSIONES

Se diseñó y simuló un convertidor de potencia de tipo multicelular resonante de capacitores-flotados de tres células en configuración puente completo. El sistema de control que proporciona las seis señales cuadradas de conmutación con frecuencia f_{sw} a cada semiconductor MOSFET logró el balance natural en lazo cerrado. La salida de voltaje salida $u_o(t)$ opera a frecuencia $f_0=20$ kHz, es decir tres veces la frecuencia de conmutación $f_0 = 3 \cdot f_{sw}$. El diseño del circuito resonante está diseñado en base a las características de la sección 3, no influye

en la operación en lazo cerrado del IMCF, logrando la resonancia en $f_0 = f$, con las características de las Fig. 4 y 5. La operación de los interruptores en modo ZCS, tiene como finalidad la reducción en un alto porcentaje de las pérdidas por conmutación, considerando los doce dispositivos MOSFET. El beneficio de trabajar en ZCS es el dimensionamiento de los elementos que constituyen no sólo el filtro resonante RLC, sino también los elementos de protección de las redes *Snubber* contra dv/dt y di/dt . Finalmente se realizó el diseño y puesta en resonancia, no sólo de un IMCF de tres células, sino también de con seis células estableciendo que si es correcto el procedimiento de diseño de los elementos resonantes RLC, muestra que el balance natural de todos los capacitores flotados del inversor, y además la relación donde la frecuencia de salida se incrementa en razón de la expresión $f_0 = N \cdot f_{sw}$. El trabajo a futuro es la construcción y puesta en operación de un IMCF de tres células en configuración medio puente de tipo resonante aquí propuesto, para su aplicación en la generación de descargas de barrera dieléctrica para la desinfección de alimentos.

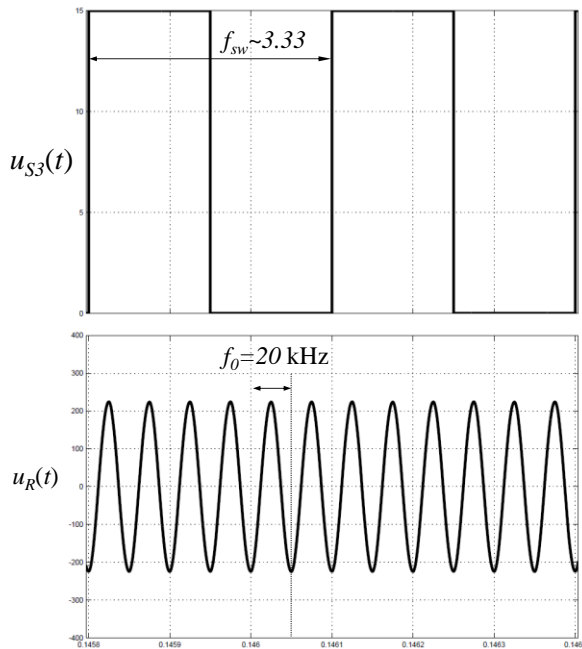


Fig. 11. Comparación de oscilogramas; frecuencias f_{sw} de $u_{S3}(t)$ y f_0 de $u_R(t)$, donde $f_0 = 6 \cdot f_{sw}$.

6. AGRADECIMIENTOS

Al Centro Universitario UAEM Atlacomulco por el apoyo en el desarrollo de este trabajo de investigación.

7. REFERENCIAS

1. Meynard, T. A., Foch, H., Thomas, P., Courault, J., Jakdo, R., Nahrstaedt, M. (2002) "Multicell Converters: Basic Concepts and Industry Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.* Vol. 49, no.5, pp. 955-964.
2. B. Drew, A. R. Pummer and M. N. Sahinkaya (2009) "A review of wave energy converter technology," *Proc. IMechE*, Vol. 223-A, pp. 887-902.
3. V. Fernaldo Pires, J. F. Martins, D. Foito, Chen Hao (2012) "A grid connected Photovoltaic System with a Multilevel Inverter and a Le-Blanc Transformer," *International Journal of Renewable Energy Research*, Vol. 2, No. 2, pp. 84-91.
4. Flores-Fuentes A., Peña-Eguiluz R., López-Callejas R., Mercado-Cabrera A., Valencia-Alvarado R., Barocio-Delgado S., and A. De La Piedad-Beneitez, (2009) "Electrical model of an atmospheric pressure dielectric barrier discharge cell," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 37, no. 1, pp. 128-134.
5. Hirofumi Akagi (1998) "The State-of-the-Art of Power Electronics in Japan," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 2, pp. 345-356.
6. L. Lorenz (2003) "New Power Semiconductor Components for future innovate high frequency power converters," *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Vol 2, 10-12 Dec., pp. 1173-1177.
7. Holmes D., Lipo T. (2003) "Pulse Width Modulation for Power Converter: Principles and practice," IEEE Press Wiley, ISBN: 9780470546284, pages 724.
8. Rodriguez J., Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng (2002) "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, pp. 724-738.
9. J. Aguillón-García, J. M. Fernández-Nava, and P. Bañuelos-Sánchez, (2004) "Unbalanced Volage Effects on a Single Phase Multilevel Inverter due to Control Strategies," *INTELEC'04 Telecommunications Energy Conference 26th Annual International*, Vol.19, No.23, 15-18 Oct., pp. 140-145.