

Electrónica básica para la puesta en marcha de un convertidor resonante serie de CD-CD

Avendaño Juárez, J. L.¹, Hernández Guzmán, V. M.¹ y Takiguchi De La Rosa, A. K.²

Fecha de recepción: 25 de julio de 2007 – Fecha de aceptación: 16 de abril de 2008

RESUMEN

En el presente trabajo, se describe la electrónica básica para el funcionamiento de un Convertidor Resonante Serie de CD-CD. En la mayoría de los trabajos sobre Convertidor Resonante Serie las aportaciones principales se basan en el diseño y puesta en marcha de los esquemas de control. La electrónica que se usa como interfaz entre el esquema de control y el Convertidor Resonante Serie no es reportada en dichos trabajos. Por tal razón, se presentan los resultados experimentales de dicha electrónica, validados con la puesta en marcha del Convertidor Resonante Serie de CD-CD y un esquema de control. Este esquema se seleccionó debido a la sencillez de su construcción. El trabajo está dividido de la siguiente forma: primero se hace una revisión de los trabajos realizados sobre el tema, a continuación se explica el diseño y construcción del convertidor que se está estudiando, después se presentan las señales de interés que validan la propuesta aquí presentada y finalmente se analiza y se concluye sobre los resultados obtenidos en este trabajo.

Palabras clave: CRS, convertidores de potencia, control de CRS.

Basic electronics for the implementation of a series resonant converter of DC-DC

ABSTRACT

In the present work, it is described the basic electronics for implementation of a Series Resonant Converter of DC-DC. On most of the works about Series Resonant Converters the main contributions are based on the design and implementation of the control schemes. The electronics that is used as interface between the scheme of control and the Series Resonant Converter is not reported in these works. For such reason, the experimental results of these electronics are present in this work and validated with the implementation of the Series Resonant Converter of DC-DC and its scheme of control. This scheme was selected due to the simplicity of its construction. The paper is organized as follows: in the first section, a review about the works published about the studied item is presented, in the second section, the design and implementation of the Converter considered, is explained; after that, in the third section, the signals that validate the implementation are presented. Finally, in the last section, some concluding remarks are given.

Keywords: Series Resonant Converter, Power Converters, Control of Series Resonant Converter.

¹ Profesor Investigador. Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de Querétaro. E-mail: rkjosel@hotmail.com

² Pasante de Ingeniería. Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de Querétaro

INTRODUCCIÓN

En los años recientes se ha tenido un gran desarrollo dentro de los equipos electrónicos de almacenamiento y tratamiento de información. Se ha logrado tener avances importantes en la miniaturización y la concentración de las funciones. El reto que se plantea con estos avances se presenta en el hecho de conseguir características similares en las fuentes de alimentación de los equipos electrónicos. La conversión de energía siempre va estar presente dentro de los sistemas o equipos electrónicos. Dicha conversión de energía se puede clasificar en cuatro diferentes categorías:

1. Convertidores de corriente directa a corriente directa
2. Convertidores de corriente directa a corriente alterna
3. Convertidores de corriente alterna a corriente directa
4. convertidores de corriente alterna a corriente a alterna

Los convertidores resonantes se crearon como respuesta a los problemas que presentan los convertidores basados en la modulación por ancho de pulso (PWM). Las ventajas que se tienen al utilizar convertidores resonantes son: la reducción de la interferencia electromagnética, de las pérdidas por conmutación y del tamaño del sistema cuando la frecuencia aumenta. Los convertidores resonantes son de dos tipos:

1. El convertidor resonante serie (CRS)
2. El convertidor resonante paralelo (CRP).

En los trabajos sobre el control de los CRS de CD-CD presentados en Oruganti y Lee (1985a), Oruganti y Lee (1985b), Oruganti et al. (1988), Kim y Yung (1991), Hernández et al. (1995) y Rossetto(1996) tienen como finalidad el control del CRS, pero estos trabajos no presentan la manera de desarrollar la electrónica que necesita el CRS para que se puedan aplicar los esquemas de control. El objetivo de este trabajo es describir los circuitos electrónicos necesarios para acondicionar las señales que se requieren en el funcionamiento de un CRS. El acoplamiento de todo el sistema puede ser utilizado con eficiencia para el control del voltaje en la carga mediante un esquema sencillo y de fácil construcción.

METODOLOGÍA

II.I FUNCIONAMIENTO DE UN CRS DE CD-CD

Un CRS de CD-CD es un dispositivo que transforma un nivel de voltaje de CD a otro nivel de voltaje del mismo tipo de corriente. Este convertidor está constituido por una fuente de alimentación de CD la cual va conectada a una red de conmutación constituida por interruptores de estado sólido (MOSFETS), quienes producen una señal bipolar cuadrada que alimenta al CRS, que por aproximaciones de Fourier la convierte en una señal de tipo sinusoidal. La señal sinusoidal es rectificadada en un puente de diodos y finalmente, esta señal es filtrada por un capacitor. El diagrama a bloques de un CRS de CD-CD se presenta en la Figura 1. La nomenclatura de las señales que se usan en el diseño del CRS se presenta en la Tabla 1.A.

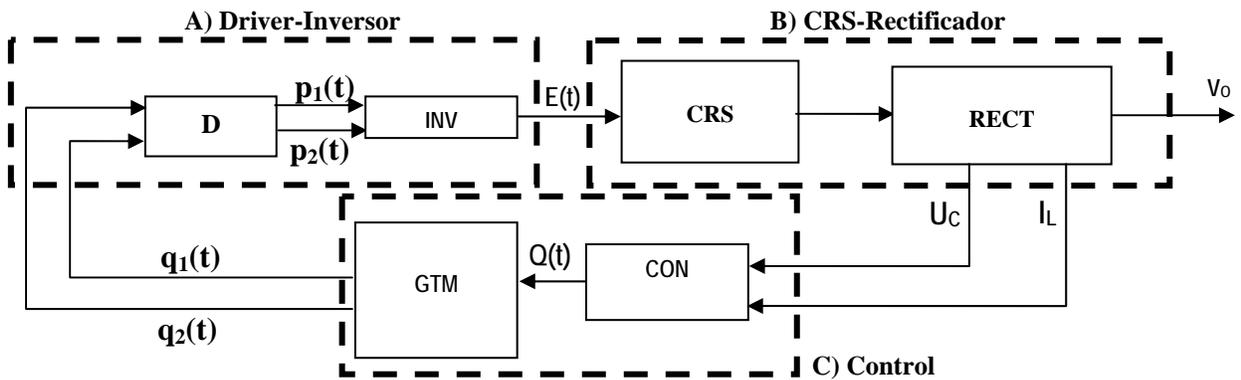


Figura 1. Diagrama a bloques de un CRS. (A) Sección Driver-Inversor. (B) Sección del CRS-Rectificador. (C) Sección de Control.

Tabla 1.A. Nomenclatura de las señales utilizadas en el CRS de CD-CD y sus circuitos adicionales.

Voltaje de alimentación (E)	$\pm 48 \text{ V cd}$
Voltaje de salida (V_0)	42 V cd
Potencia de salida máxima (P_{OMAX})	25 W
Frecuencia de Resonancia (F_R)	40 kHz

En la Tabla 1.B se presentan los parámetros de diseño para el CRS de CD-CD que se va utilizar para verificar la electrónica del convertidor.

Tabla 1. B. Especificaciones de diseño para un CRS de CD-CD

Nomenclatura	Descripción
$p_1(t)$ y $p_2(t)$	Señales de activación de los MOSFETS
$E(t)$	Señal bipolar cuadrada que alimenta al CRS
U_C e I_L	Variables eléctricas medidas para la construcción del esquema de control
$Q(t)$	Señal de control del CRS
$q_1(t)$ y $q_2(t)$	Señales cuadradas y complementadas que alimentan al bloque Driver-Inversor
V_0	Voltaje de salida

II-II DESCRIPCIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DE LOS BLOQUES DEL CRS DE CD-CD

BLOQUE CRS-RECTIFICADOR

Este bloque esta dividido en dos secciones; la primera de ellas es el CRS que tiene como entrada una onda bipolar cuadrada $E(t)$, proveniente del bloque Driver-Inversor, como lo muestra la Figura 2. La amplitud de esta señal es igual al voltaje de alimentación de la sección Inversor (INV). La segunda sección, el Rectificador (RECT), está compuesto por un puente diodos que rectifican la señal de voltaje proveniente del circuito resonante serie, esta sección incluye un filtro pasabajas constituido por un capacitor, que elimina el voltaje de rizo de la sección del CRS

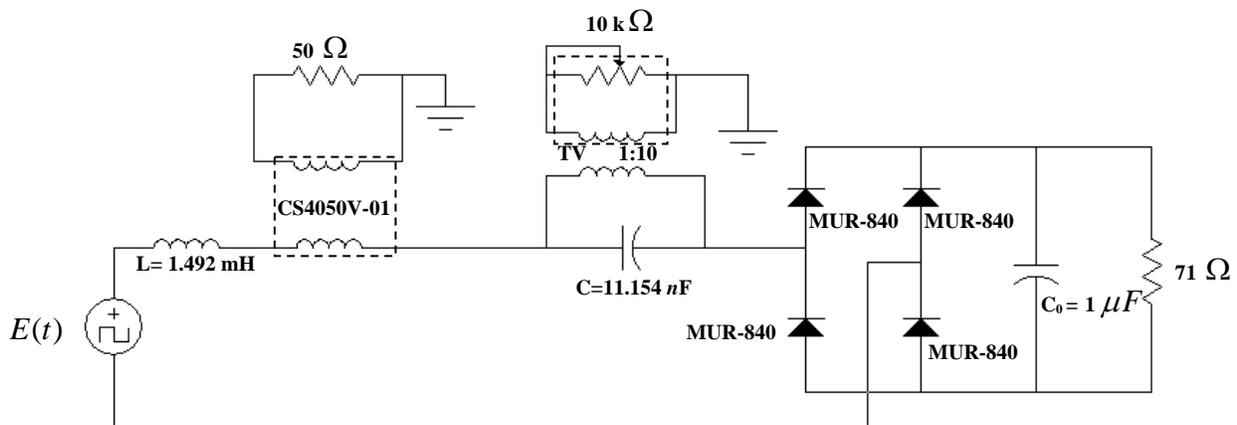


Figura 2. Diagrama eléctrico del Bloque CRS-Rectificador

BLOQUE DRIVER – INVERSOR

En la Figura 3 se presenta el diagrama eléctrico del bloque Driver – Inversor. En la sección del Driver (D) es donde se acondicionan las señales provenientes del bloque de control ($q_1(t)$, $q_2(t)$) que deben de ser

acondicionadas de tal manera que no se produzcan cortos circuitos en los MOSFETS (IRF-840) que forman a la sección Inversor (INV). Los capacitores que se utilizan en esta sección son de 1000 pF .

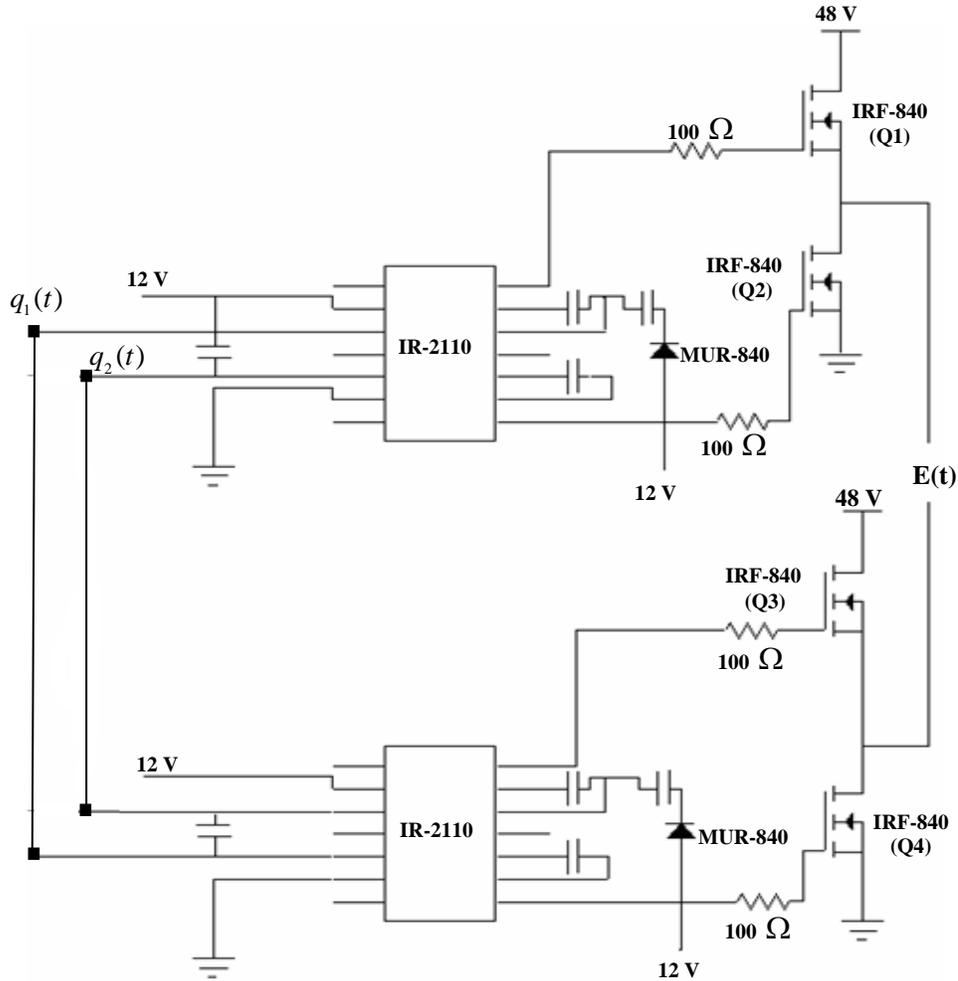


Figura 3. Diagrama eléctrico de la sección Driver-Inversor

BLOQUE DE CONTROL

La función de este bloque es poner en marcha los esquemas de control acondicionando las señales monitoreadas provenientes del bloque CRS-Rectificador. El bloque de Control está compuesto por dos secciones: la sección de Control (CON) y la del Circuito Generador de Tiempo muerto (GTM). En la sección GTM se construyen las señales $q_1(t)$ y $q_2(t)$ que alimentan a la sección D, la señal de entrada es la señal $Q(t)$; que representa la variación de la frecuencia de operación. Las señales que se producen en esta sección son señales desfasadas entre si y complementarias. El desfase se logra mediante el circuito RC que se incluye en el GTM. Las propiedades mencionadas son necesarias para evitar que haya cortos circuitos en la sección INV. En la sección CON se implementan los esquemas de control sugeridos. Para el presente trabajo se desarrolla el esquema propuesto en Rossetto (1996). Las razones por las cuales se construyó son: 1) se requieren pocos

componentes analógicos lineales. 2) sólo se necesita la medición de la corriente resonante (I_L) y el voltaje del capacitor resonante (U_C). 3) pocas pérdidas por conmutación durante transitorios de gran amplitud. 4) muy buen control del convertidor en el encendido. En Rossetto (1996) se propone una estrategia de control para CRS basada en el control de la trayectoria de las variables de estado. Su fácil construcción permite aplicaciones de alta frecuencia. Se sabe que en las trayectorias de estado estacionario los puntos de conmutación siempre quedan en el primer o tercer cuadrante del plano de estados normalizado, mientras que en el segundo y el cuarto en los MOSFETS se encuentra circulando I_L . El voltaje U_{SN} es restringido a +1 y -1; lo que significa que cuando los MOSFETS están conduciendo el sistema entrega energía a la carga, mientras que cuando conducen los diodos la carga le entrega energía al sistema. Así, es posible definir una línea de conmutación natural, donde se enciendan los diodos y se apaguen los MOSFETS. La

idea básica es definir una línea límite en el primer cuadrante (y en el tercero) y apagar los MOSFETS cuando la trayectoria golpee esta línea, revirtiendo el voltaje U_{SN} y limitando la energía almacenada en el circuito resonante. Estas líneas de conmutación, reportadas en la Figura 4, están definidas por la ecuación (1):

$$I_{LN} = M(U_{CN} \pm Ref) \quad (1)$$

Donde: I_{LN} es la corriente resonante, U_{CN} es el voltaje resonante en función de variables normalizadas y $M = -1$ de acuerdo a Rossetto (1996). Ref es el voltaje utilizado como referencia- Durante el estado estacionario, la trayectoria golpea a las líneas de conmutación en cada medio ciclo. Cambiando el valor de $+Ref$ y $-Ref$ entre las líneas de conmutación y el eje U_{CN} es posible controlar la amplitud del radio de la trayectoria. Por lo tanto, se puede controlar la corriente que circula a través de la resistencia, con lo cual controlamos el voltaje en la carga. En la sección diseño del bloque de Control se describirá la construcción electrónica del control de Rossetto (1996).

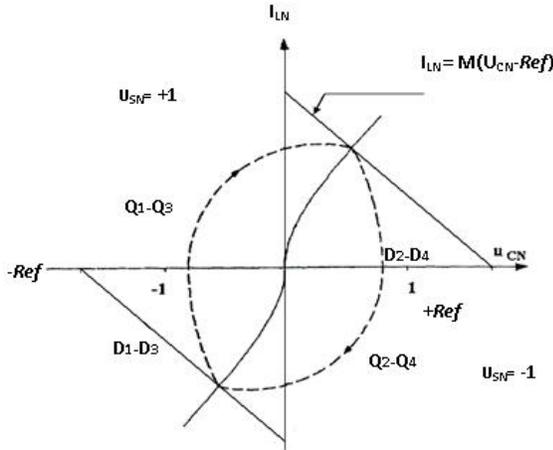


Figura 4. Definición de la línea de conmutación

La puesta en marcha del esquema de control se hace mediante σ que es la representación en variables eléctricas de la ecuación (1) y que a continuación se presenta el procedimiento para obtenerla: De la ecuación (1) se despeja Ref y multiplicamos por -1

$$U_{CN} - \frac{I_{LN}}{M} = Ref \quad (2)$$

Se definen U_{CN} e I_{LN} mediante las ecuaciones (3) y (4)

$$U_{CN} = \frac{U_C}{U_B} \quad (3)$$

y

$$I_{LN} = \frac{I_L}{I_B} \quad (4)$$

Se sustituyen las ecuaciones (3) y (4) en la ecuación (2) se tiene la ecuación (5):

$$\sigma = \frac{1}{U_B} U_C - \frac{1}{MI_B} I_L \quad (5)$$

La ecuación (5) será construida y se explicará en la sección Diseño del Bloque de Control.

II.III DISEÑO DE COMPONENTES DEL CRS DE CD-CD

DISEÑO DEL BLOQUE CRS-RECTIFICADOR.

La construcción de la sección CRS se realizó en función de los parámetros de la Tabla 1.B. A continuación se calculan los componentes de la sección CRS, primeramente se obtiene el valor de R con la ecuación (6):

$$R = \frac{V_o^2}{P_{OMAX}} = \frac{42^2 \text{ volts}}{25 \text{ watts}} = 70.56 \approx 71\Omega \quad (6)$$

Como se requiere señales de forma senoidal es necesario tener un factor de calidad Q_s lo suficientemente alto para poder cumplir con esta condición. Así de Nelms et al. (1993) y Cosby y Nelms (1993) se propone un $Q_s = 5$. De las relaciones que gobiernan a Q_s y a la frecuencia de resonancia $\omega_s = 2\pi F_R$, se obtiene la ecuación (7):

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (7)$$

El cálculo de los componentes resonantes se realiza de forma inmediata con las ecuaciones (8) y (9).

$$L = Q_s \frac{R}{\omega_s} = 1.492mH \quad (8)$$

$$C = \frac{1}{\omega_s Q_s R} = 10.61nF \quad (9)$$

Ahora se calcula en la ecuación (10) el capacitor del filtro pasabajas (C_o) que forma parte de la sección Rectificador, propuesto en Rashid (1993), donde $RF^2 = 7\%$ es el factor de rizo que se propone para el CRS, $F_R = 40 \text{ KHZ}$, y $R = 71 \Omega$.

$$C_o = \frac{1}{4F_R} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}(RF)} \right) = 0.97725 \mu F \quad (10)$$

Debido a que los CRS resultan ventajosos en altas frecuencias, es importante tomar en cuenta esta situación para la selección de los componentes del CRS. Como los componentes (MOSFETS, L y C) presentan características muy lejanas a las ideales a medida que se aumenta la frecuencia de trabajo, se debe de tener en cuenta en el diseño y selección de todos los componentes de este circuito. Para la selección de C se deben de tomar en cuenta dos características importantes: mantener una temperatura estable operando con voltajes bipolares y tener una resistencia serie equivalente (RSE) muy baja. De esta forma, para lograr el valor calculado del capacitor se emplearon dos capacitores del tipo MKP de 22 nF cada uno conectados en serie para obtener un capacitor equivalente de 11.15nF con una RSE de 0.084Ω cuando la frecuencia de operación es de 40 KHz. Para el diseño de L, se utilizó la corriente máxima que circula en el inductor. Se escogió un núcleo de ferrita ya que es el más adecuado para la frecuencia a la cual se diseño el CRS. Como resultado de lo anterior se empleó un núcleo de ferrita RM12, con 62 vueltas de alambre magneto de calibre AWN #33 (ver Erickson (2000)). Como el esquema de control de Rossetto (1996) requiere de la medición de I_L y U_C es necesario acondicionar dichas señales para su uso. Por esta razón, se utiliza un sensor de corriente (TC) y uno de voltaje (TV). El TC fue seleccionado de acuerdo a la cantidad de corriente de pico que circula a través del circuito; en este caso la corriente de pico es de 1.5A y se decidió por el CS4050V-50. con una RT de 50Ω de acuerdo a las hojas de especificaciones. Debido a que el voltaje entre las terminales de C es de 450V pico en estado transitorio y de 350V en estado estacionario, no es posible usarlo en amplificadores operacionales, por tanto, se diseñó un transformador de voltaje (TV) con relación 10:1 que permitió reducir el voltaje de C y aislar la etapa de potencia de la control. En la sección RECT se utilizó un puente de diodos ultrarrápidos construidos con diodos modelo MUR-840, que soportan una corriente de 8 Ampers a través de ellos. El capacitor de salida (C_o) fue aproximado a 1μF; el cual presenta una tolerancia de ±10%, un rango de voltaje de rizo de 170 V y un voltaje rms de 550V.

DISEÑO DEL BLOQUE DE CONTROL

Este bloque está compuesto por dos secciones, la sección GTM y la sección CON. La construcción del esquema de control se hace en la sección CON y se presentan en la Figura 5. El funcionamiento de la sección CON es el siguiente: las señales I_L y U_C son

medidas; estas dos variables entran a dos secciones diferentes, la sección Signo y la sección Sigma. En la sección Signo se obtiene el signo de ambas señales. El diagrama eléctrico de la sección Signo se presenta en la Figura 6. En la sección Sigma ambas señales son combinadas de manera lineal para obtener la señal de control σ representada por la ecuación (5). En las ecuaciones (11) y (12) se presentan las formulas con las cuales fueron calculados los valores de I_B y U_B en función de los parámetros eléctricos del sistema.

$$U_B = E \quad (11)$$

$$I_B = U_B / Z_B = E \omega_s C \quad (12)$$

En la Figura 7 se presenta el diagrama eléctrico del sistema desarrollado para obtener la señal σ . Después, la señal σ entra a la sección de Comparación donde es cotejada con las señales de referencia +Ref y - Ref, cuando la señal σ es iguala a + Ref (- Ref) significa que la trayectoria golpea la línea de conmutación ya sea en el primer o tercer cuadrante; lo que quiere decir que los transistores Q1Q3 se encienden y Q2Q4 se apagan si es en el primer cuadrante, mientras si esto sucede en el tercer cuadrante Q2Q4 se encienden y Q1Q3 se apagan. Las señales de salida de la sección de Comparación son dos señales cuadradas $\sigma < -$ Ref y $\sigma > Ref$. En la Figura 8 se presenta el diagrama eléctrico. Las señales de la sección de Comparación son introducidas en la sección Lógica, junto con las señales de los signos de U_C e I_L . La sección Lógica acondiciona las señales de entrada de tal manera que se produzca la señal Q(t) que representa la variación de la frecuencia de operación; la combinación de compuertas es propuesta como parte del esquema de control de Rossetto(1996), dicha señal es la entrada en la sección GTM. El diagrama eléctrico de este bloque se presentan el la Figura 9.

$$\text{Donde } Z_B = \sqrt{\frac{L}{C}} .$$

En la Figura 10 se muestra el diseño del circuito GTM. Basado en lo expuesto en Krein (2000) se construyó el GTM. La señal de entrada Q(t) produce dos señales ($q_1(t)$ y $q_2(t)$). Dichas señales son complementarias y desfasadas entre si como se comento en la sección bloque de control; esto se logra mediante el uso de compuertas lógicas. Mientras que el desfase se logra por medio de la constante de tiempo RC. El desfase se puede incrementar con el capacitor o decrementarse con la resistencia. Con la inclusión del GTM logramos que la salida del bloque de Control se compatible con el bloque Driver-Inversor.

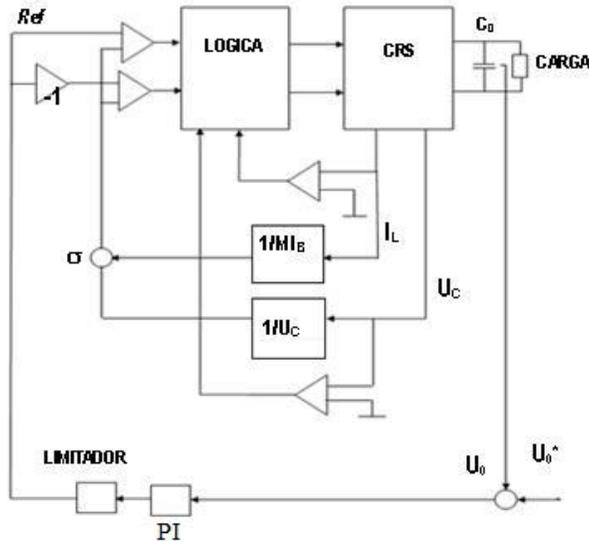


Figura 5. Diagrama a bloques del esquema de control construido

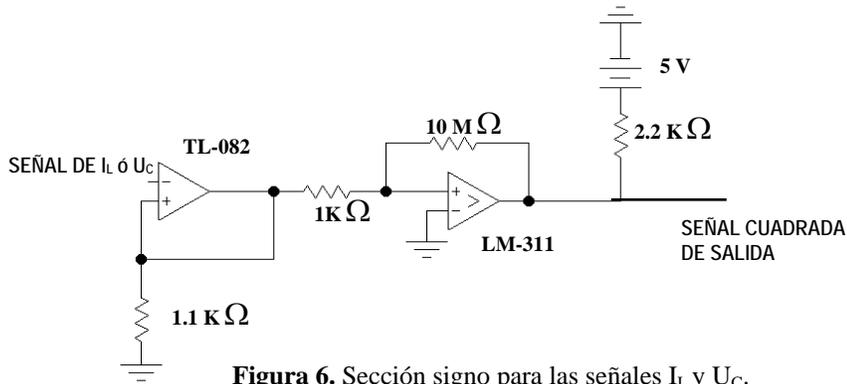


Figura 6. Sección signo para las señales I_L y U_C .

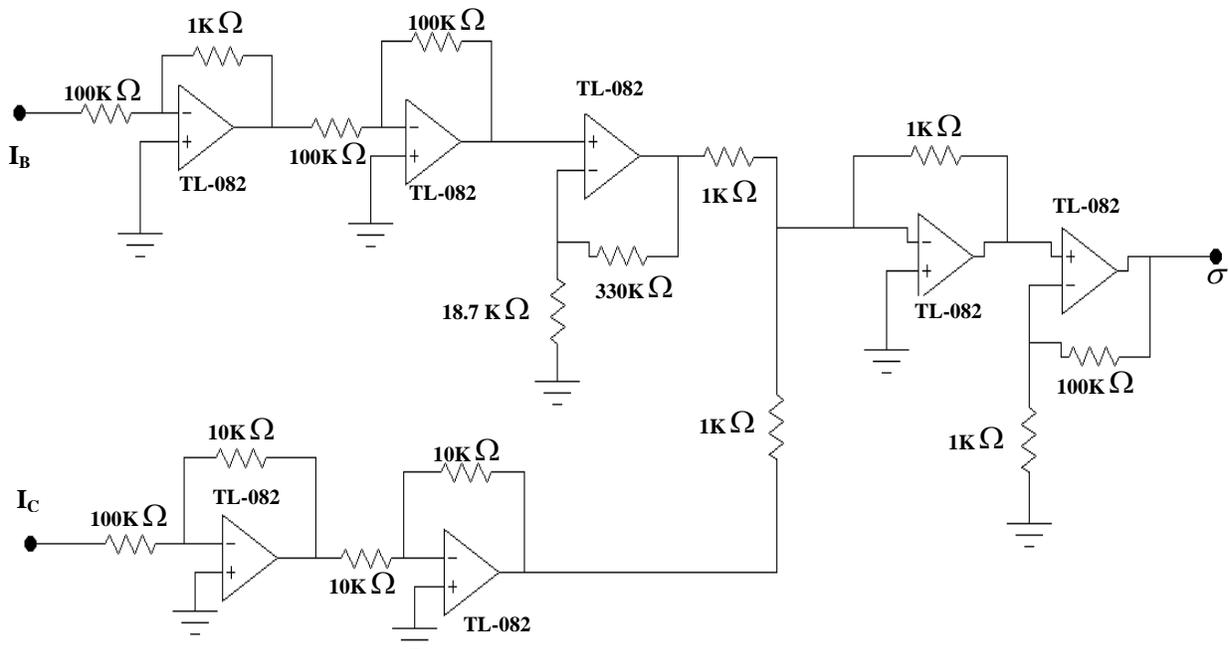


Figura 7. Circuito para el cálculo de σ .

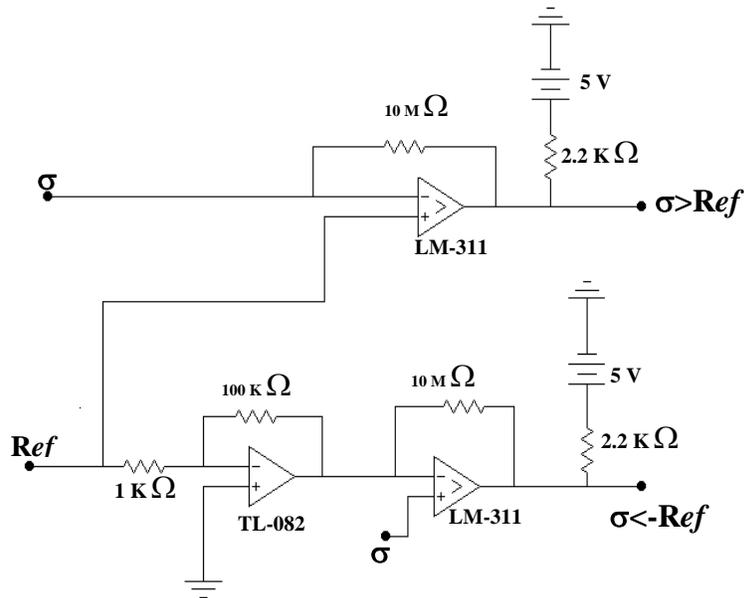


Figura 8. Sección de Comparación

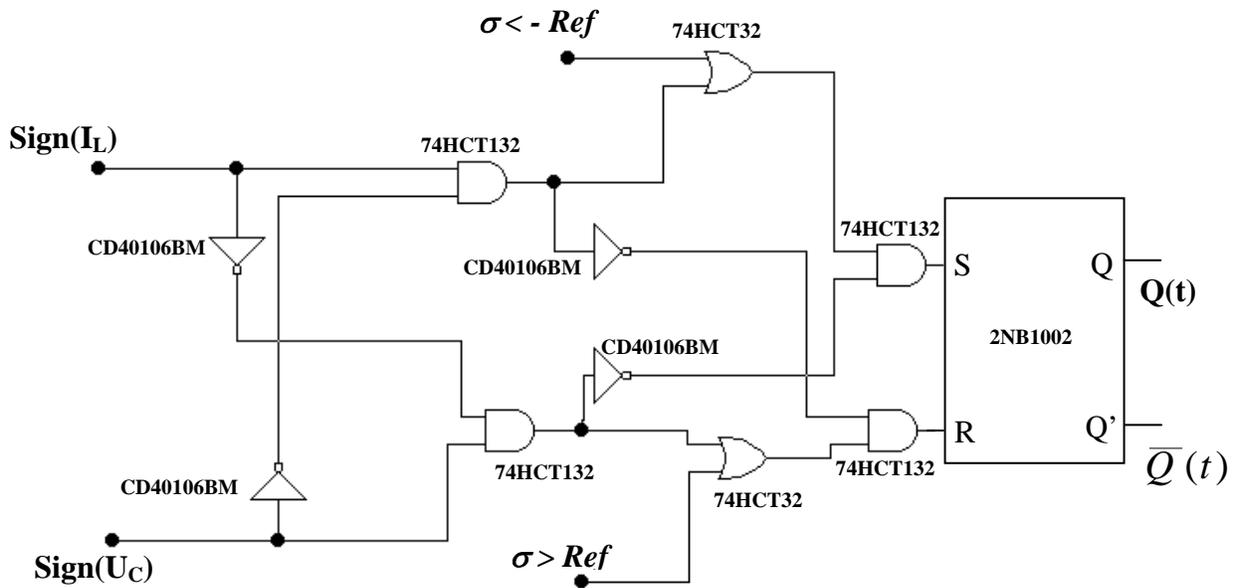


Figura 9. Circuito de la Sección Lógica.

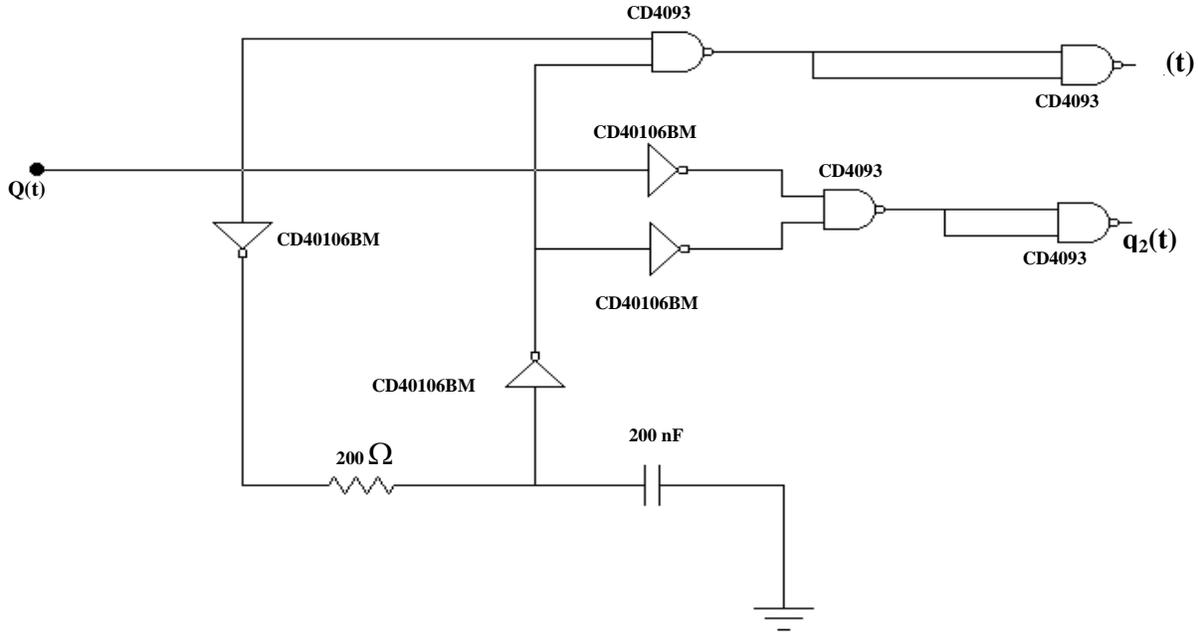


Figura 10. Circuito GTM

DISEÑO DEL BLOQUE DRIVER-INVERSOR

En la sección D se acondiciona las señales provenientes de la sección GTM, dicha sección envía dos señales ($q_1(t)$ y $q_2(t)$) que deben de ser acondicionadas de tal manera que no se produzcan corto circuito en los MOSFETS de la sección INV. El acondicionamiento lo realizan dos circuitos integrador del tipo IR-2110. La conexión de estos circuitos se presenta en la figura 3, donde ambos circuitos integrados tienen por entrada común las señales ($q_1(t)$ y $q_2(t)$). Mediante la configuración mostrada se obtiene a la salida las señales $p_1(t)$, $p_2(t)$ y $p_2(t)$, $p_1(t)$ cuya amplitud es igual al valor de la fuente de voltaje 12 volts. Las señales obtenidas en los IR-2110 son las que gobiernan las compuertas de los MOSFETS que constituyen a la sección INV y que a su vez forman a la señal $E(t)$ que es la que alimenta al circuito CRS como se muestra en la Figura 1.

RESULTADOS

La Figura 11 presenta las señales de salida del circuito GTM y como se aprecia estas señales están desfasadas y complementadas lo cual permite un tiempo en el cual ambas señales están apagadas. La Figura 12 presenta una señal bipolar cuadrada de un voltaje de ± 48 volts ($E(t)$), que es la señal de alimentación de la sección I, la frecuencia de operación es de 40 KHz. En la Figura 13 se presenta la señal de voltaje en U_C , la amplitud es de 140 volts pico a pico a una frecuencia de 40 KHz. En la Figura 14 se presenta la señal de voltaje en la carga para un

valor $Ref = 3.5$ volts. En dicha figura se ve que la señal tiene un voltaje de rizo de aproximadamente 206 mV con voltaje en la carga de 7.37 volts. En la figura 15 se presenta la señal de voltaje en la carga para un valor $Ref = 3.58$ volts. En dicha figura se ve que la señal tiene un voltaje de rizo de aproximadamente 360 mV con voltaje en la carga de 7.47 volts.

DISCUSIÓN

Del sistema se espera que al variar el parámetro Ref el valor de voltaje en la carga cambie, si el voltaje Ref aumenta, el valor del voltaje en la carga aumentara de manera proporcional. El efecto contrario sucederá si se disminuye el voltaje Ref de acuerdo a lo establecido en Rossetto (1996). Este comportamiento es el observado en las figuras 14 y 15. Por otro lado, también en las figuras 14 y 15 se puede observar un mayor voltaje de rizo cuando hay un mayor voltaje promedio (V_o) en la carga. Este comportamiento también es el esperado. Es interesante notar que la construcción del sistema completo es sencilla. En cuanto a la eficiencia obtenida, se observó que el máximo voltaje obtenido en la carga fue 42 V mientras que la fuente de alimentación es de 48V. En teoría estos dos valores deberían ser iguales. El hecho de que no sea así en la práctica es un indicativo de que hay pérdidas de voltaje en el convertidor debido a las caídas de voltaje existentes en sus componentes y que en teoría no existen.

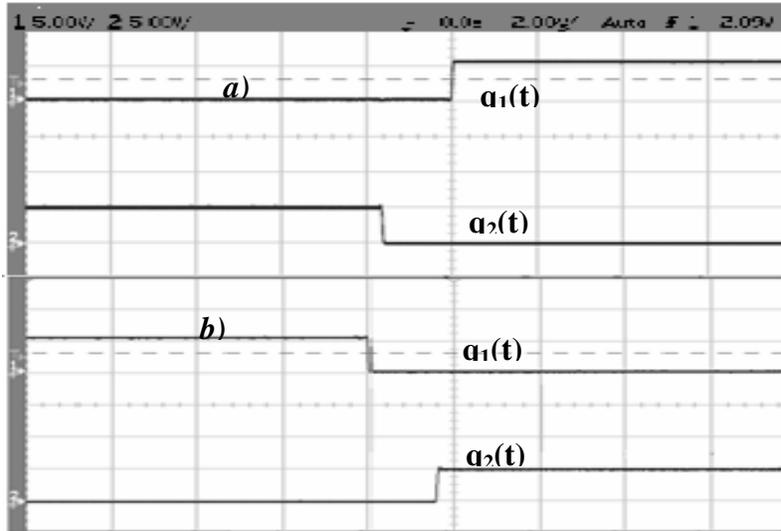


Figura 11. Señal de salida del GTM (a) flanco de bajada. (b) flanco de subida.

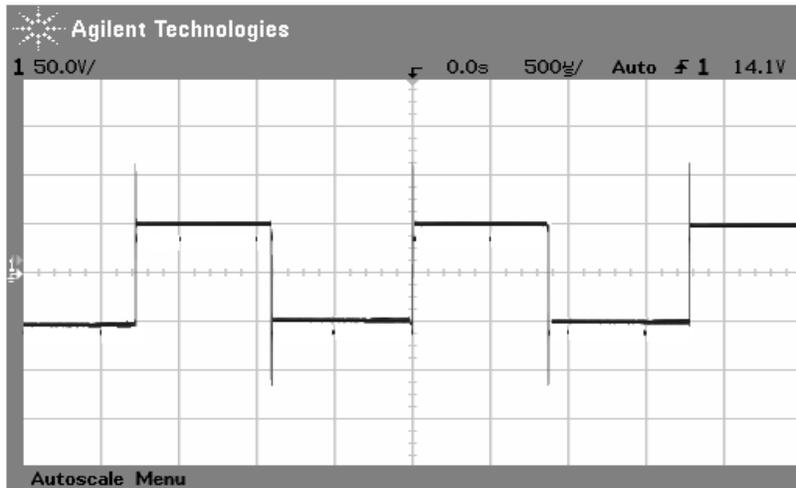


Figura 12. Señal de salida de la Sección INV

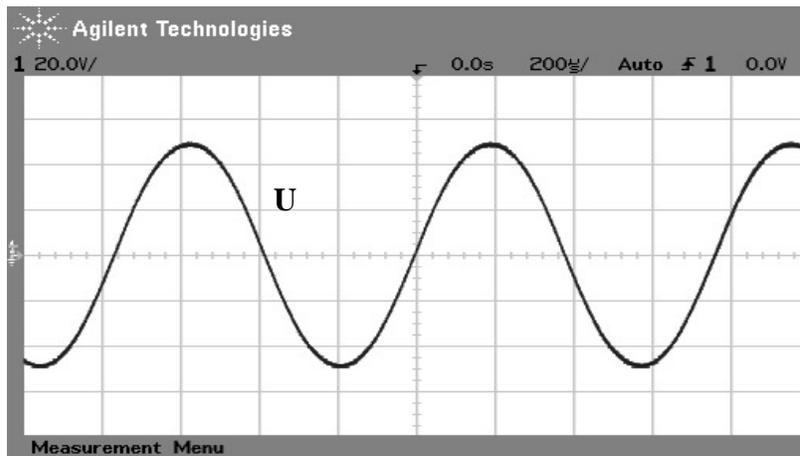


Figura 13. Señal de voltaje del capacitor resonante (C)

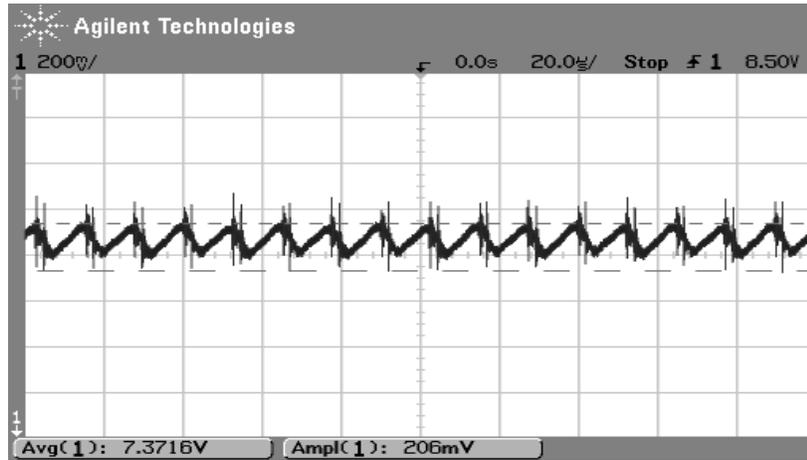


Figura 14. Señal de voltaje de rizo para la carga de 71 Ohms a un valor de $Ref = 3.5$ volts

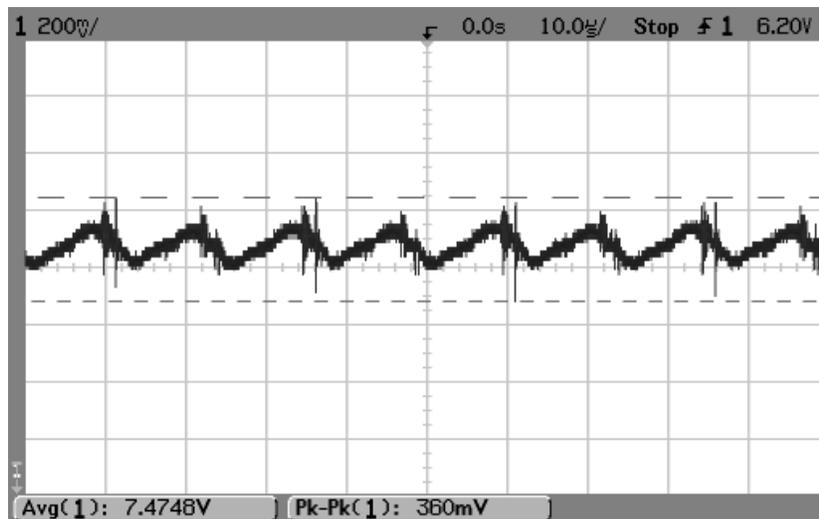


Figura 15. Señal de voltaje de rizo para la carga de 71 Ohms a un Valor de $Ref = 3.58$ volts

CONCLUSIONES

En la mayor parte de los trabajos que se hacen sobre CRS de CD-CD no se profundiza en la electrónica que funciona como interfaz entre el esquema de control aplicado y el CRS. En el presente trabajo se ha presentado la electrónica necesaria para acondicionar las señales que se requieren en el funcionamiento de un CRS. El acoplamiento de todo el sistema puede ser utilizado con eficiencia para el control del voltaje en la carga mediante un esquema sencillo y de fácil construcción. Se presentó la explicación detallada de cada uno de los circuitos electrónicos que integran al sistema. Además, como

guía para el lector se presentaron las señales que de manera experimental se obtuvieron al poner en funcionamiento a dicho sistema. Como se vio en los resultados al variar el voltaje Ref se controla el voltaje en la carga esto cumple con lo especificado en Rossetto (1996). En este trabajo sólo se construyó el lazo interno de control porque el interés se centró en mostrar la electrónica que se utiliza para acondicionar las señales que son necesarias para el funcionamiento del CRS. En la experimentación dicho lazo de control fue reemplazado por una fuente de voltaje que proporcionaba la señal Ref .

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Cosby M.C., Nelms R. M. (1993). Designing a parallel-loaded resonant inverter for an electronic ballast using the fundamental approximation. IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition APEC' 93, 428-423.
- Erickson R. W. (2000). Fundamental of Power Electronics. University of Colorado, Boulder.
- Hernández V. M., Herrera G., Zúñiga B. (2005). Voltage Regulation in Series Resonant DC-to-DC Power Converters with unknown Resistive Load. American Control Conference, Vol. 3, 770-1775.
- Kim M.G., Youn M. J. (1991). An Energy Feedback control of Series Resonant Converter. IEEE Transactions on Powers Electronics. Vol 6. NO.3, 338-345.
- Krein P. (2000). Tricks of the trade using logic for dead time and synchronous-rectifier control. IEEE Power Electronics Society Newsletter, 7.
- Nelms R. M., Jones T. D. Cosby M.C. (1993). A comparison of resonant inverter topologies for HPS lamp ballast. Annual Meeting of Industry Applications Society IAS'93, Vol.3, 2317-2322.
- Oruganti R., Lee F.C. (1985a). Resonant Power Processors, Part I –state Plane Analysis. IEEE Transactions industry applications, Vol. IA-21. NO. 6, 1453-1460.
- Oruganti R., Lee F.C. (1985b) Resonant Power Processors, Part II –state Plane Analysis. IEEE Transactions industry applications, Vol. IA-21. NO. 6, 1461-1471.
- Oruganti R., Yang J. J., Lee F.C. (1988). Implementation of Optimal Trajectory Control of Series Resonant Converter. IEEE Transactions on Powers Electronics. Vol 3. NO.3, 318-325.
- Rashid M.H. (1993). Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications. 1a edición. Printice Hall, México D.F.
- Rossetto L. (1996). A simple Control Technique for Series Resonant Converters. IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.11, No. 4, 554-560.

Este documento se debe citar como:

Avendaño Juárez, J. L., Hernández Guzmán, V. M. y Takiguchi De La Rosa, A. K. (2008). **Electrónica básica para la puesta en marcha de un convertidor resonante serie de CD-CD.** Ingeniería, Revista Académica de la FI-UADY, 12-1, pp. 61-72, ISSN: 1665-529X