



Universidad Autónoma de Querétaro

Facultad de Ingeniería

Maestría en Ciencias en Instrumentación y Control Automático

Control híbrido de convertidores resonantes de potencia.

TESIS

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de

**Maestro en Ciencias
Línea Terminal Instrumentación y Control Automático**

Presenta:

Ing. Eusebio Eduardo Hernández Martínez

Dirigido por:

Dr. Victor Manuel Hernández Guzmán

SINODALES

Dr. Victor Manuel Hernández Guzmán
Presidente

Dr. Gilberto Herrera Ruiz
Secretario

M. C. Alfonso Noriega Ponce
Vocal

M. en I. Sergio Cervantes Pérez
Suplente

Dr. Efrén Gorrostieta Hurtado
Suplente

M. en I. Gerardo René Serrano Gutiérrez
Director de la Facultad

Dr. Luis Gerardo Hernández Sandoval
Director de Investigación y Posgrado

Centro Universitario
Querétaro, Qro.
Febrero de 2006
México

No. Adq. H70542

No. Título _____

Clas. OTTS

621.38/532

H557c



... ..
... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

Handwritten note:

... ..

RESUMEN.

En los últimos años la conversión de potencia basada en dispositivos de estado sólido ha tomado un papel muy importante en la reducción del tamaño de los equipos electrónicos. La totalidad de los estos sistemas precisan de un voltaje de alimentación de corriente continua, estable ante variación en la fuente de energía primaria o en la carga de salida. El propósito de este trabajo de investigación es explorar el problema de la regulación del voltaje de salida de los convertidores resonantes serie de cd-cd. Estos convertidores presentan un fuerte comportamiento no lineal, debido a la naturaleza discreta del voltaje aplicado (encendido-apagado de dispositivos de conmutación) y a la presencia de un puente rectificador de onda completa. En este trabajo se comprueban de manera práctica varios trabajos previos sobre los convertidores resonantes serie, entre estos trabajos se encuentran los estudios teóricos referentes a: robustez del voltaje de salida ante diferentes cargas, estabilidad del ciclo límite inducido del convertidor y cálculo teórico del voltaje de rizo en la carga. También, en este trabajo se presentan los resultados experimentales del uso de un esquema de control híbrido, que combina un esquema de control en tiempo continuo y uno en tiempo discreto. Con el uso de este esquema de control se logra obtener un voltaje de salida constante, ante variaciones en la fuente de energía primaria y variaciones en los valores de la carga resistiva. Finalmente, de la misma manera se presentan los resultados experimentales de la construcción y el funcionamiento de un inversor resonante serie.

Palabras clave: Convertidor resonante, control no lineal, control híbrido, voltaje de rizo.

ABSTRACT.

Recently, power conversion based on solid state switching devices has become very important for size reduction of electronic equipment. The entirety of these systems require a DC source voltage being robust with respect to variations of either the primary source of energy or the load. The purpose of this research is to explore the problem of the output voltage regulation in DC to DC series resonant converters. These converters present a strong non linear behavior, due to the discrete nature of the applied voltage through solid state switching (on-off) devices and the presence of a rectifier. Several results reported previously in the literature about series resonant converters are verified experimentally in this work. Among these previous results, theoretical studies are found concerning the robustness of the output voltage with respect to load changes, stability of the induced limit cycle and ripple voltage computation. Additionally, in this research we also present experimental results when a hybrid control scheme, combining continuous time and discrete time controllers, is used to regulate the output voltage in a DC to DC series resonant converter. We show that output voltage regulation is achieved in spite of variations in both the main source of energy and the resistive load. Finally, experimental results on the construction and the operation of a series resonant inverter are presented.

Keywords: Resonant converters, nonlinear control, hybrid control, ripple voltage.

A mis padres, Eusebio Hernández y Laura Martínez, a mis hermanos Cuauhtemoc y Laura Elena, por su ejemplo y por su apoyo incondicional en todo momento. A María del Rayo, por su cariño y comprensión.

AGRADECIMIENTOS

A mi asesor de tesis: Dr. Victor Manuel Hernández Guzmán por la oportunidad de trabajar juntos, sobre todo por su disponibilidad y tolerancia.

A mis profesores: Dr. Gilberto Herrera Ruíz, Dr. Rene de J. Romero Troncoso, M. C. Alfonso Noriega Ponce, Dr. Carlos López Cajún, Dr. Vladimir Rauch y Dr. Iván Teról, por sus conocimientos y por haberme acompañado en toda la maestría.

A mis sinodales de tesis: Dr. Gilberto Herrera, Dr. Efrén Gorrostieta, M. C. Alfonso Noriega, M. en I. Sergio Cervantes, por haber aceptado ser miembros del jurado y por sus valiosos comentarios.

De manera especial al Dr. Gilberto Herrera, por su orientación y apoyo en todo momento.

A mis amigos y compañeros de maestría: A Manuel Toledano, Fernando Rojano, Osvaldo Hernández, Alhex G. Vera, Emilio Urzua, Joaquín Contreras, Maria Luisa Balderas, Jose Luis Avendaño, Itzel Hernández, a todos mil gracias por permitirme ser su amigo y llenar de gratos momentos todo este tiempo en la Maestría.

A todo el personal de la División de Posgrado de la Facultad de Ingeniería: A Gloria, Felipe, Yolanda, por su ayuda, por su amabilidad y eficacia en los tramites administrativos.

Agradezco a CONACYT por proporcionarme los medios económicos con lo que pude realizar mis estudios de Maestría.

ÍNDICE

Página

Resumen	i
Abstract	ii
Dedicatorias	iii
Agradecimientos	iv
Índice	v
Índice de figuras	viii
Índice de tablas	xii
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.	1
CAPÍTULO 2. ANTECEDENTES.	5
CAPÍTULO 3. CONVERTIDORES RESONANTES.	10
3.1 Introducción a los convertidores resonantes.	10
3.2 Clasificación de los convertidores resonantes.	11
3.2.1 Convertidores de carga resonante.	11
3.2.2 Convertidores cuasi resonantes.	12
3.2.3 Convertidores de enlace resonante.	12
3.2.4 Convertidor con enlace de alta frecuencia e integrador de semiciclos.	13
3.3 Conceptos básicos de circuitos resonantes.	13
3.3.1 El circuito resonante serie.	14
3.3.2 Selectividad.	16
CAPÍTULO 4. CONVERTIDOR RESONANTE SERIE DE CD-CD.	21
4.1 Conceptos básicos del convertidor resonante serie de cd-cd.	21
4.1.1 Modo de conducción discontinuo.	22
4.1.2 Modo de conducción continuo.	24
4.2 Modelo dinámico del convertidor resonante serie de cd-cd.	26
4.3 Antecedentes para la experimentación con un convertidor resonante serie de cd-cd.	33
4.3.1 Circuito driver-inversor.	34
4.3.2 Circuito resonante-rectificador.	35
4.3.3 Circuitos de control.	36
4.4 Pruebas con un convertidor resonante serie de cd-cd.	38
4.4.1 Experimentación con un convertidor resonante serie.	39
4.4.2 Validación experimental del voltaje de rizo en la carga del convertidor.	41
4.4.3 Comentarios de los resultados experimentales.	45

4.4.4 Conclusiones.	45
CAPÍTULO 5. CONTROL HÍBRIDO DEL CONVERTIDOR RESONANTE SERIE DE CD-CD.	47
5.1 Antecedentes del controlador continuo del controlador resonante serie.	47
5.2 Diseño propuesto para el controlador híbrido.	50
5.2.1 Demostración de estado acotado para el controlador resonante serie.	50
5.2.2 Prueba de estabilidad de la estrategia propuesta para el control en tiempo discreto.	54
5.3 Construcción del controlador híbrido.	56
5.4 Selección del rango de carga para el convertidor resonante serie y la ganancia del controlador híbrido.	59
5.4.1 Simulación del convertidor resonante serie para encontrar el periodo de muestreo mínimo.	65
5.5 Resultados experimentales del uso del controlador híbrido para el CRS.	68
5.5.1 Comentarios de los resultados experimentales obtenidos.	71
5.5.2 Conclusiones.	71
CAPÍTULO 6. INTRODUCCIÓN A LOS INVERSORES RESONANTES.	73
6.1 Introducción a los inversores resonantes.	73
6.2 Inversores resonantes alimentados por voltaje.	75
6.3 Inversores resonantes alimentados por corriente.	77
6.4 Propiedades de los inversores resonantes.	78
CAPÍTULO 7. PRUEBAS CON UN INVERSOR RESONANTE DE CD- CA.	81
7.1 Diseño de los elementos reactivos.	81
7.2 Resultados experimentales del funcionamiento del inversor resonante.	83
7.2.1 Comentarios de los resultados experimentales obtenidos.	85
7.2.2 Conclusiones.	85
CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS.	86
REFERENCIAS	89

APÉNDICE A. Programa en lenguaje C para realizar la estrategia de control en tiempo discreto.	91
APÉNDICE B. Especificaciones de los componentes utilizados.	94
B.1 DAC 0808	94
B.2 MPY634KP	97
B.3 TIL111	102
APÉNDICE C. Programa en SIMNON 3.0	104

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura		Página
1	Curva de resonancia de un circuito resonante serie.	14
2	Potencias reactivas de un circuito resonante serie.	15
3	Triángulo de potencia para el circuito resonante serie en la resonancia.	16
4	La corriente en función de la frecuencia para el circuito resonante serie.	16
5	Efecto de R, L y C sobre la curva de selectividad para el circuito resonante serie.	17
6	Curva aproximada para el circuito resonante serie con $Q_s=10$.	18
7	V_R, V_L, V_C e I en función de la frecuencia para un circuito resonante serie.	19
8	Curvas aproximadas de V_R, V_L y V_C para un circuito resonante serie donde $Q_s \geq 10$.	20
9	Circuito de un convertidor resonante serie.	21
10	Forma de onda de corriente para modo de conducción discontinua.	23
11	Corriente para el modo de conducción continua.	24
12	Corriente del inductor a conmutación a voltaje cero.	25
13	Convertidor resonante serie de cd-cd.	26
14	Circuito equivalente del convertidor resonante.	26
15	Circuito equivalente para corriente mayor a cero.	27
16	Circuito equivalente para corriente menor a cero.	27
17	Modelo dinámico del convertidor resonante serie para corriente mayor o menor a cero.	30
18	Diagrama a bloques del control continuo para el convertido resonante serie.	33
19	Diagrama del driver inversor.	35
20	Diagrama del circuito resonante rectificador.	36
21	Implementacion analógica de la ecuación 4.14	37
22	Circuito para generar las señales de entrada a los drivers.	37
23	Implementación analógica de la ecuación 4.15	38
24	Prototipo experimental del convertidor resonante serie.	40
25	Onda bipolar que entrega el inversor puente completo.	40

26	Transitorio en la salida del convertidor utilizando el circuito de control de la fase de encendido.	41
27	Voltaje de rizo para una carga de 72 ohms.	42
28	Voltaje de rizo para una carga de 100 ohms.	43
29	Voltaje de rizo para una carga de 137 ohms.	43
30	Voltaje de rizo para una carga de 171 ohms.	44
31	Voltaje de rizo para una carga de 200 ohms.	44
32	Resultados experimentales del voltaje promedio en la carga como función del parámetro k .	49
33	Resultados de simulación presentados en Hernández (2005) que muestran al voltaje promedio normalizado en la carga como función del parámetro de control k .	50
34	Ciclo límite de un convertidor resonante serie de cd-cd.	51
35	Diagrama a bloques de la estrategia de control para ajustar k y la no linealidad estática.	55
36	Diagrama a bloques del control híbrido propuesto.	57
37	Modificación del diagrama eléctrico del controlador en tiempo continuo.	58
38	Aislamiento del puerto paralelo con la etapa de control.	59
39	Voltaje de salida del convertidor variando el parámetro de control k para una carga de 72 ohms.	61
40	Voltaje de salida del convertidor variando el parámetro de control k para una carga de 100 ohms.	62
41	Condiciones de sector para la curva correspondiente a una carga de 72 ohms.	63
42	Condiciones de sector para la curva correspondiente a una carga de 100 ohms.	64
43	Gráfica del voltaje de salida del convertidor resonante serie para $k=1$.	66
44	Gráfica del voltaje de salida del convertidor resonante serie para $k=2$.	67
45	Gráfica del voltaje de salida del convertidor resonante serie para $k=3$.	67
46	Gráfica del voltaje de salida del convertidor resonante serie para $k=4$.	67
47	Gráfica del voltaje de salida del convertidor resonante serie para	68

	k=5.	
48	a).- Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 72 ohms. b).- Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 72 ohms.	69
49	a).- Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 100 ohms. b). - Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 100 ohms.	69
50	a).- Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 72 ohms y con E=35 V. b).- Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 72 ohms y con E=35 V.	70
51	a).- Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 100 ohms y con E=35 V. b).- Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 100 ohms y con E=35 V.	70
52	a).- Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 72 ohms, con E=35 V y con $\gamma = 0.98$. b).- Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 72 ohms, con E=35 V y con $\gamma = 0.98$.	71
53	a).- Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 100 ohms, con E=35 V y con $\gamma = 0.98$. b).- Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 100 ohms, con E=35 V y con $\gamma = 0.98$.	71
54	Fotografía del control híbrido para el convertidor resonante serie de cd-cd.	72
55	Comportamiento del circuito resonante serie.	77
56	Formas de onda asociadas para los distintos modos de conmutación.	77
57	Topología de los inversores resonantes serie en conmutación suave.	77
58	Comportamiento del circuito resonante paralelo.	78
59	Formas de onda asociadas para los distintos modos de	79

	conmutación.	
60	Topología de los inversores resonantes paralelos en conmutacion suave.	79
61	Esquema de un inversor resonante.	82
62	Señales cuadradas complementadas que entrega el driver.	84
63	Señal bipolar generada por el circuito driver inversor.	85
64	Forma de onda del voltaje resonante.	85

ÍNDICE DE TABLAS.

Tabla		Página
1	Comparación de los voltajes de rizo calculados teóricamente con los obtenidos experimentalmente.	44
2	Voltaje de salida con carga de 72 ohms.	48
3	Voltaje de salida con carga de 156 ohms.	49
4	Variación del voltaje de salida con el parametro k para diferentes cargas.	60
5	Pendientes para la curva de 72 ohms.	63
6	Pendientes para la curva de 100 ohms.	64
7	Características del alambre y del núcleo empleado para la construcción del inductor resonante.	82

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN.

En los últimos años la conversión de potencia de CA a CD basada en dispositivos de estado sólido ha tomado un papel muy importante en la reducción del tamaño de los equipos electrónicos. La totalidad de los estos sistemas precisan de un voltaje de alimentación de corriente continua, estable ante variación en la fuente de energía primaria o en la carga de salida.

Se han visto a los suministros de poder tradicionalmente como un periférico, en lugar de una parte integral del sistema. Pero como ahora se producen los dispositivos de semiconductor con más funciones por unidad de área, y cuando la electrónica asume un papel más importante en el mando de los sistemas físicos, el suministro de poder esta volviéndose un elemento crítico debido a su tamaño.

En los últimos años se ha enfocado el estudio sobre las fuentes de alimentación con tecnología PWM (Modulación de ancho de pulsos). Los elementos de conmutación de los convertidores con control PWM pueden ajustarse para sintetizar la forma de onda del voltaje y/o de corriente de salida. Sin embargo, los dispositivos se "activan" y "desactivan" en la corriente de carga, los interruptores están sujetos a un esfuerzo por el alto voltaje, y las pérdidas de potencia por conmutación del dispositivo aumentan en forma lineal con la frecuencia de conmutación.

Las desventajas del control PWM pueden eliminarse o minimizarse si los dispositivos de conmutación trabajan cuando el voltaje y/o la corriente que pasan por este se hacen cero. El voltaje y la corriente son obligadas a cruzar por cero obteniéndose un circuito resonante LC, y por consiguiente se crea un convertidor

resonante que puede ser serie, paralelo, clase E dependiendo de la forma en que se extraiga la energía del circuito LC.

Las necesidades reales de toda esta problemática se centran, fundamentalmente en la disminución del peso de los convertidores. Para lo cual existen dos alternativas:

-Integración de dispositivos y modificación de encapsulados, lo que conduce hacia tecnologías de montaje superficial.

-Reducción de tamaño de los elementos reactivos, que regularmente son los más grandes del circuito, incrementando la frecuencia de conmutación para que los elementos inductivos y capacitivos reduzcan su valor. El aumento de la frecuencia lleva también a una mejora de la respuesta dinámica.

En la actualidad se pretende obtener una mayor densidad de potencia en los convertidores, para lograrlo es posible aumentar la frecuencia de conmutación en los convertidores PWM convencionales, pero como ya vimos estos presentan serias limitaciones, debido a que los elementos parásitos provocan fuertes incrementos en las pérdidas durante el proceso de conmutación.

Debido a estos inconvenientes en la actualidad se han realizado estudios sobre otro tipo de convertidores, los convertidores resonantes, los cuales operan bajo el principio de conmutación a voltaje o corriente cero, estos convertidores tienen un circuito LC que se coloca en serie o en paralelo con el circuito de conmutación.

En este trabajo nos ocupamos de estudiar al convertidor resonante serie de cd-cd convencional y se propone una técnica de control con el fin de regular el voltaje de salida del convertidor ante variaciones de la fuente de energía primaria y ante carga resistiva desconocida.

Por otro lado se realiza un estudio de los inversores resonantes, con el fin de construir y realizar pruebas prácticas, como una actividad complementaria y adicional al estudio de los convertidores resonantes.

Las metas de este trabajo son las siguientes:

- Realizar un estudio de los convertidores resonantes de potencia.
- Analizar y estudiar el convertidor resonante serie de cd-cd.
- Implementar el control híbrido propuesto para el convertidor resonante serie de cd-cd.
- Evaluar el desempeño del control híbrido propuesto.
- Realizar un estudio de los inversores resonantes y sus aplicaciones.
- Realizar pruebas con un inversor resonante.

Este trabajo está dividido en ocho capítulos, en el capítulo dos se da un panorama general del estado del arte sobre los convertidores resonantes, algunas técnicas de control que se han publicado para los convertidores resonantes series de cd-cd y algunos trabajos sobre los inversores resonantes.

En el capítulo tres se realiza una introducción sobre los convertidores resonantes, se hace una clasificación sobre ellos y se presentan algunos conceptos básicos de los circuitos resonantes.

En el capítulo cuatro se muestra el estudio realizado sobre los convertidores resonantes serie de cd-cd, los conceptos básicos, se presenta el modelo dinámico del convertidor y las pruebas que se realizaron en base a los estudios publicados para este tipo de convertidores.

En el capítulo cinco se muestra el control híbrido propuesto (parte en tiempo continuo y parte en tiempo discreto) para el convertidor resonante serie de cd-cd, se presenta el diseño del controlador propuesto, su construcción, además de las pruebas y análisis de resultados.

En el capítulo seis se muestra una introducción sobre los inversores resonantes, la clasificación según la fuente de alimentación y también se presentan las propiedades de este tipo de inversores.

En el capítulo siete se presenta el desarrollo experimental con un inversor resonante serie, con el fin de dar soporte a trabajos futuros que se realizarán a este tipo de inversor.

Y por último en el capítulo ocho se hace un análisis de los resultados con el fin de presentar las conclusiones de este trabajo y donde además se presentan las perspectivas que tiene contemplado el mismo.

CAPÍTULO 2

ANTECEDENTES.

Para superar las pérdidas de potencia en los convertidores convencionales, una nueva familia de convertidores, denominada convertidores resonantes, fue introducida en Baxandall (1959).

Para los convertidores resonantes serie se han presentado trabajos como el análisis aproximado basado en consideraciones de CD, Voperian y Cuk (1983). Después se introdujeron las herramientas de control basadas en la representación de variables de estado en Oruganti et al (1985). Por otro lado otros autores han presentado estrategias de discretización exactas o aproximadas, Verghese et al (1986) y Kim et al (1991), respectivamente. La solución propuesta por este último, opera sobre las variables de estado (corriente y voltaje resonante) del convertidor resonante serie y muestra buenos resultados, pero algunas inestabilidades para cambios amplios del encendido del convertidor.

En Melse y De haan (1988) se presenta un compensador de potencia reactiva para convertidores resonantes serie, donde el compensador entrega una forma de onda senoidal con alta calidad mientras preserva las ventajas de los convertidores resonantes, el control de corriente del convertidor el cual permite una cantidad controlable de potencia reactiva, se plantea que es fácil de implementar.

Se ha presentado el modo de control de ciclo integral para los convertidores resonantes serie en Gyu et al (1989) como un método en el cual los dispositivos de conmutación intentan siempre ser sincronizados en los puntos de cruce por cero de la corriente resonante. El voltaje de salida es controlado por una selección de modos de conmutación variando la relación entre el modo de potencia y el modo de resonancia libre, se obtiene cada función de transferencia de DC para

cada modo de conmutación. Solo algunas de las ventajas de este método de control son verificadas experimentalmente, además como desventajas de este esquema se pueden mencionar la salida de voltaje discreta y el rizo del voltaje en la salida.

Un control de óptima trayectoria de los convertidores resonantes serie usando la técnica de control del voltaje en el capacitor fue presentado en Sivakumar et al (1990) donde se fuerza a las variables de estado resonantes a seguir su óptima trayectoria. Se simplifica la estructura del control de óptima trayectoria para que su implementación se vea reducida. Se asumen constantes tanto el voltaje de salida como el de entrada.

Un método promedio basado en el análisis de Fourier fue presentado en Sanders et al (1991), que es ampliamente utilizado en las áreas de electrónica de potencia, usando este método se han diseñado esquemas de control aproximados basados en el análisis de estabilidad de Lyapunov y el enfoque del control basado en pasividad Stankovic [1997] y Escobar [1999] respectivamente.

En Woo y Gyu se presenta un esquema modificado de control del voltaje de salida de un convertidor resonante serie, donde se obtiene un voltaje de salida cuantificado por un control de cantidad y una última unidad de voltaje es continuamente ajustada por el control del ángulo de fase durante medio periodo del ciclo de resonancia. Se presenta una secuencia para reducir el rizo de voltaje en la salida, basándose en un análisis del estado estable.

Una técnica de control simple para los convertidores resonantes serie se expone en Rossetto (1996) se basa en el control de la trayectoria del espacio de estado, se presenta una implementación simple que requiere solo del sensado de la corriente resonante.

En Nguyen et al se presenta un método de control para los convertidores resonantes serie, donde el convertidor resonante serie es transformado a una fuente de corriente usando el proceso de integración ciclo por ciclo, se propone implementar el lazo de control para predecir la demanda de corriente de salida usando la ley de control propuesta y entonces alimentarla dentro del lazo de control como corriente promedio, sin embargo solo se presentan simulaciones como demostración de este trabajo.

En Carrasco et al (2000) se aborda el problema de la regulación del voltaje de salida de los convertidores resonantes serie, donde se obtiene una simplificación del modelo usando aproximación armónica para reducir el sistema a una no linealidad estática en serie con un filtro de salida pasiva. Además, usando la aproximación PBC (passivity based control) diseñan un controlador no lineal adaptativo de salida realimentada que encierra la estabilización local del voltaje de salida. Y se presenta un estudio comparativo de varias leyes de control. Todo el estudio del problema de regulación de los convertidores resonantes serie se realiza para una entrada de control constante.

También se ha implementado un controlador neuronal para los convertidores resonantes serie, Quero et al (2002), en este trabajo se propone este controlador basado en la ley de control con realimentación de energía. Se analizan las propiedades del control por realimentación de energía y particularmente la ley de control de óptima trayectoria.

Para el diseño de directrices de los convertidores resonantes serie para baja corriente o aplicaciones de alta frecuencia se ha presentado el trabajo Fernandez et al (2004) donde se exponen las pautas a tomar en cuenta cuando se estudian este tipo de aplicaciones de los convertidor resonante serie, se presentan un conjunto de ecuaciones que modelan el comportamiento del convertidor cuando se trabaja con corriente pequeña o alta frecuencia de operación. De manera

específica se presenta un estudio del efecto del tiempo de la carga y descarga de las capacitancias parásitas de los diodos de rectificación.

Recientemente se han propuesto controladores para convertidores de potencia de CD a CD, basados en circuitos resonantes mediante planitud diferencial, Silva (2002).

Para los convertidores resonantes en paralelo se han realizado trabajos como: análisis aproximados basados en señales pequeñas Vorperian y Cuk (1983), donde se analizan las topologías serie y paralelo en conjunto. Mientras que Oruganti y Lee (1985) presentaron un análisis de la topología paralela en variables de estado.

Un estudio del problema de regulación de las variables resonantes del convertidor resonante en paralelo donde el modelo dinámico del convertidor fue presentado en Silva (2002).

En Hernández (2003), se retoma y analiza el controlador basado en planitud diferencial de los convertidores resonantes de CD-CD, Silva (2002) y se presenta un estudio usando el mapa de Poincaré de la estabilidad de ciclos límites inducidos de estos convertidores resonantes. También utilizando esta herramienta matemática se logra el cálculo del rizo en el voltaje de salida.

En otro trabajo del mismo autor, Hernández (2005), se presenta una estrategia de control combinando esquemas de control en tiempo discreto y continuo para regular el voltaje promedio en la carga de los convertidores resonantes de potencia serie de CD-CD.

Para los inversores resonantes se han presentado varios trabajos entre los que se encuentran:

El control por cancelación asimétrico de voltaje para inversores resonantes serie de puente completo fue presentado en Burdio et al (2004), donde la técnica de control propuesta logra un desempeño eficiente comparado con las estrategias de control de fijación de frecuencia convencionales, considerando conmutación en voltaje cero y variaciones en la potencia y carga de salida. Los resultados son verificados experimentalmente usando un prototipo para una aplicación. En este mismo trabajo se presenta un inversor resonante serie de dos salidas, usando un método de síntesis y la estrategia de control por medio de cancelación de voltaje. El convertidor sintetizado permite alimentar dos cargas inductivas.

CAPÍTULO 3

CONVERTIDORES RESONANTES.

En este capítulo se introducen algunos conceptos importantes de los convertidores resonantes de potencia, el capítulo está organizado de la siguiente manera. En la sección 3.1 se hace una introducción a los convertidores resonantes de potencia de manera general. En la sección 3.3 se clasifican y se describen brevemente los diferentes tipos de convertidores resonantes. Finalmente en la sección 3.2 se hace una revisión de los conceptos básicos en cuanto a la teoría de los circuitos resonante.

3.1 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES RESONANTES.

Aquellos convertidores cuyas topologías contengan circuitos resonantes L-C combinados con adecuadas estrategias de conmutación, logran que los dispositivos conmuten con voltaje cero y/o cero corriente, durante la transición de encendido-apagado y/o viceversa. Esta propiedad es la característica principal de un convertidor resonante. Los convertidores resonantes son ampliamente empleados en aplicaciones tales como, convertidores de continua a continua (cd-cd), equipos de tratamientos térmicos por autoinducción, excitadores de lámparas de gas para iluminación y otras. En un convertidor resonante de potencia debido a la característica de conmutación suave de sus dispositivos, permite trabajar con frecuencias de conmutación por encima de los 100KHz con alto rendimiento de potencia, disminuyendo la relación peso-potencia, y reduciendo además los costos en la construcción de los equipos. En este capítulo se presentan los diferentes tipos de convertidores resonantes discutidos ampliamente en la bibliografía y resaltan los conceptos básicos del funcionamiento de los convertidores resonantes.

3.2 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES RESONANTES.

Considerando el orden de las topologías, entendiéndose por orden el número de elementos reactivos, existen varias clasificaciones para los convertidores resonantes, en esta sección se presenta una clasificación de los convertidores resonantes tal y como sigue:

- a) Convertidor de carga resonante
- b) Convertidor cuasi resonante
- c) Convertidor de enlace resonante
- d) Convertidor con enlace de alta frecuencia

3.2.1 Convertidores de carga resonante.

Los convertidores de carga resonante están constituidos por un inversor más un circuito resonante L-C serie o paralelo. Mediante la conmutación de los transistores del inversor, generan una forma de onda cuadrada a partir de una fuente de alimentación continua. Esta forma de onda es directamente aplicada al circuito resonante que da a la salida, una forma de onda senoidal. Al entrar en resonancia, en el circuito tanque se producen voltaje y corriente oscilantes, dando como resultado, que los transistores del convertidor conmuten con ZVS o ZCS (Conmutación a voltaje cero o conmutación a cero corriente). Estos convertidores se emplean tanto en conversión de continua-continua (cd-cd), como en conversión de continua-alterna (cd-ca). El convertidor cd-cd se obtiene rectificando la forma de onda a la salida del circuito resonante. Un convertidor cd-ca resulta de aplicar la carga directamente sobre la salida del circuito resonante.

En este tipo de convertidores el control de la potencia entregada a la carga puede ser realizado mediante la variación de la frecuencia de conmutación del convertidor. Este modo de control suele denominarse control de potencia por

modulación de la frecuencia. A los convertidores de carga resonantes se pueden subclasificar, como sigue:

1) Convertidores resonantes con alimentación por voltaje (Voltage source resonant converters, VSRC)

A su vez dentro de los convertidores alimentados por voltaje pueden encontrarse los siguientes convertidores:

- a) Convertidor de carga resonante serie (serie-load resonant, SRL).
- b) Convertidor de carga resonante paralelo (parallel-load resonant, PLR).
- c) Convertidores resonantes serie-paralelo (combinación SRL-PLR)

2) Convertidores resonantes con alimentación por corriente (Current source resonant converters, CSRC).

3) Convertidores resonantes clase E.

3.2.2 Convertidores cuasi resonantes.

En determinadas topologías en donde los transistores operan en conmutación forzada, pueden conformarse las formas de onda de voltaje y corriente sobre los transistores para lograr que éstas conmuten en forma suave, esto es en modo de operación ZVS o ZCS, mediante un circuito L-C. En este tipo de convertidores encontramos que durante un intervalo de tiempo, del período de conmutación, existirá resonancia mientras que en el resto no, con lo cual es muy común en la literatura denominar a estos convertidores como cuasi resonantes. Éstos pueden subclasificarse en:

- a) Convertidores resonantes de cd/cd ZVS.
- b) Convertidores resonantes de cd/cd ZCS.
- c) Convertidor ZVS con limitación de tensión.

3.2.3 Convertidores de enlace resonante.

En un convertidor de cd/ca (inversor) la alimentación primaria es una fuente de voltaje (o corriente) continua, luego al aplicar una secuencia de conmutación

determinada se obtiene a la salida del inversor una forma de onda alterna. En los convertidores de enlace resonante, la fuente de alimentación al inversor es una forma de onda oscilante entre cero y un valor máximo. Este voltaje de alimentación es obtenido mediante un circuito tanque L-C a la entrada del inversor. La característica de este modo de alimentación es que los transistores del inversor conmutan cuando el voltaje de entrada al convertidor se hace cero, esto es con ZVS.

3.2.4 Convertidor con enlace de alta frecuencia e integrador de semiciclos.

Aquí el inversor es alimentado con una forma de onda senoidal de frecuencia muy superior a la de la onda alterna de salida. Para la implementación de este convertidor es necesario el empleo de dispositivos de conmutación bidireccionales en corriente. Se establece una secuencia de activación de los dispositivos de conmutación de tal modo de ir conformando el voltaje de salida del inversor, con semiciclos consecutivos de onda senoidal de entrada. Esto es por ejemplo, para establecer un semiciclo positivo del voltaje de salida, se conmutan los transistores de tal modo que queden semiciclos positivos y consecutivos, o no. Cuando el voltaje de entrada pasa por cero se conmutan los transistores del inversor logrando operar en ZVS.

3.3 CONCEPTOS BÁSICOS DE CIRCUITOS RESONANTES.

El circuito resonante (o sintonizado) es fundamental para la operación de una amplia variedad de sistemas eléctricos y electrónicos de uso actual.

El circuito resonante es una combinación de elementos R L y C con una característica de respuesta en frecuencia similar a la que se observa en la figura siguiente:

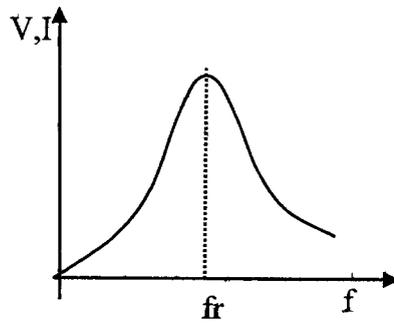


Fig. 1. Curva de resonancia.

La respuesta es máxima para la frecuencia f_r y disminuye hacia la derecha y hacia la izquierda de esta frecuencia. O sea que para un intervalo particular de frecuencias la respuesta estará cerca del máximo o será igual a este.

Las frecuencias para el extremo izquierdo o derecho tienen niveles de voltaje muy bajos, y para todos los propósitos prácticos afectan muy poco a la respuesta del sistema. Debido al proceso de sintonización (colocar el control de sintonización para f_r) es por lo que se le llama circuito sintonizado. Cuando la respuesta está en ó cerca del máximo, se dice que el circuito está en estado de resonancia.

El circuito eléctrico resonante debe tener tanto inductancia como capacitancia, además siempre estará presente una resistencia debido a la carencia de elementos ideales. Cuando ocurre una resonancia por la aplicación de la frecuencia adecuada f_r , la energía que absorbe un elemento reactivo es la misma que libera otro elemento reactivo dentro del sistema. En otras palabras la energía pulsa de un elemento reactivo al otro.

3.3.1 El circuito resonante serie.

Un circuito resonante serie debe tener un elemento inductivo y uno capacitivo conectados en serie. Siempre estará presente un elemento resistivo debido a la resistencia interna de la fuente (R_S) y la resistencia interna del inductor (R_L).

La frecuencia resonante (ω) se determina en términos de la inductancia y la capacitancia.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (1.1)$$

La potencia promedio para el resistor en la resonancia es:

$$P = I^2 R \quad (1.2)$$

La potencia reactiva para el capacitor resonante es:

$$Q_c = I^2 X_c \quad (1.3)$$

La potencia reactiva para el inductor resonante es:

$$Q_L = I^2 X_L \quad (1.4)$$

El triángulo de potencia en la resonancia muestra que la potencia aparente total (S) es igual a la potencia promedio disipada por el resistor (P) ya que:

$$Q_L = Q_c$$

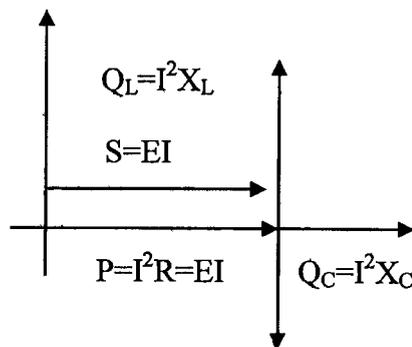


Fig. 2. Triángulo de potencia del circuito resonante serie en la resonancia.

El factor de potencia del circuito en la resonancia es:

$$F_p = \cos \theta = \frac{P}{S} \quad (1.5)$$

$$F_{PS} = 1$$

En la figura 3 se ve que la energía que absorbe el inductor es igual a la energía que libera el capacitor.

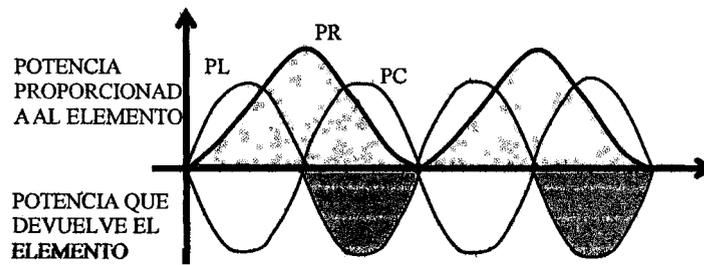


Fig. 3. Curvas de potencia en la resonancia para el circuito resonante serie.

3.3.2 Selectividad.

Si trazamos a continuación la magnitud de la corriente $i = \frac{E}{Z_T}$ en función de la frecuencia, para un voltaje constante E , obtendremos la curva que se muestra en la figura 4, que se eleva de cero a un valor máximo de $\frac{E}{R}$, (donde R es mínimo) luego cae hacia cero (a medida que Z_T aumenta) con una pendiente menor que la de elevación al valor pico. En realidad, la curva es la inversa de la impedancia en función de la frecuencia y, puesto que la curva no es absolutamente simétrica en torno a la frecuencia resonante, la curva de la corriente en función de la frecuencia tiene la misma propiedad.

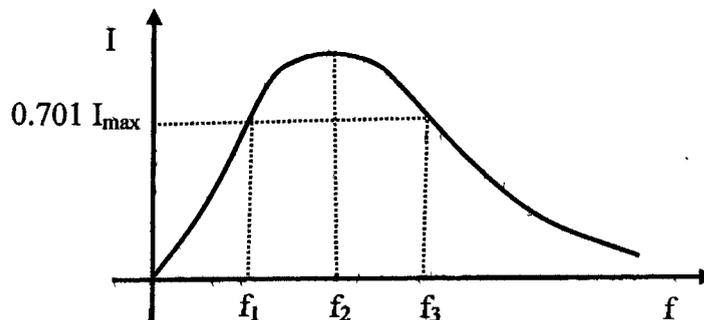


Fig. 4. La corriente en función de f para el circuito resonante serie.

Hay una gama definida de frecuencias en que la corriente se acerca a su valor máximo y la impedancia a su mínimo. Esas frecuencias corresponden a 0.707 de la corriente máxima y se denominan banda de frecuencias, frecuencias de corte o de media potencia. Se indican por medio de f_1 y f_2 en la figura 4. La gama

frecuencias entre las dos citadas se denomina ancho de banda (que se abrevia AB) del circuito resonante.

Puesto que el circuito resonante se ajusta para escoger cierta banda de frecuencias, la curva de la figura 4 se denomina curva de selectividad. Cuanto más pequeño sea el ancho de banda, tanto mayor será la selectividad. La forma de la curva, como se muestra en la figura 5 depende en cada elemento del circuito R-L-C en serie. Si se hace menor la resistencia con una inductancia y una capacitancia fijas, el ancho de banda disminuirá y la selectividad se incrementará. Así mismo si la razón L/C aumenta con la resistencia fija, el ancho de banda volverá a disminuir aumentando la selectividad.

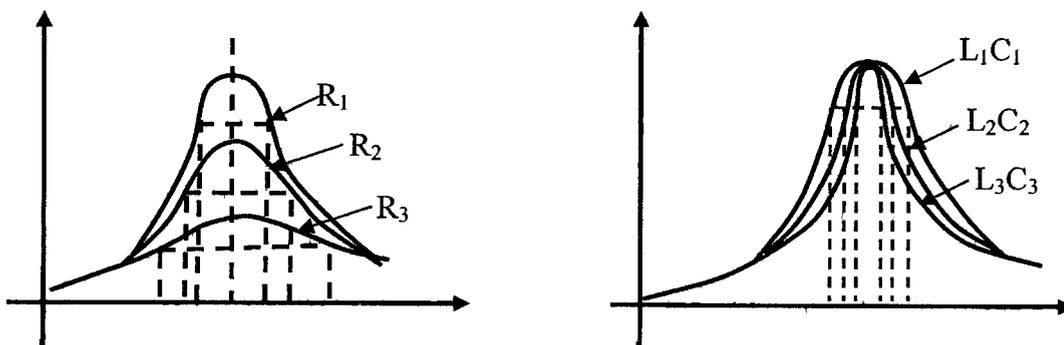


Fig. 5. Efecto de R, L y C sobre la curva de selectividad para el circuito resonante serie.

En términos de Q_s (factor de calidad) si R es mayor para la misma X_L , Q_s será menor, como se determina por medio de la ecuación $Q_s = \omega_s \frac{L}{R}$, donde ω_s es la frecuencia de resonancia. Por tanto, una Q_s pequeña se asocia a una curva resonante con un gran ancho de banda y poca selectividad, mientras que una Q_s grande indica lo contrario. Para los circuitos en que $Q_s \geq 10$, una aproximación muy aceptada es que la frecuencia resonante biseca el ancho de banda y que la curva resonante es simétrica a ambos lados de la frecuencia resonante. Esas condiciones se muestran en la figura 6, indicando que las frecuencias de corte son entonces equidistantes de la frecuencia resonante.

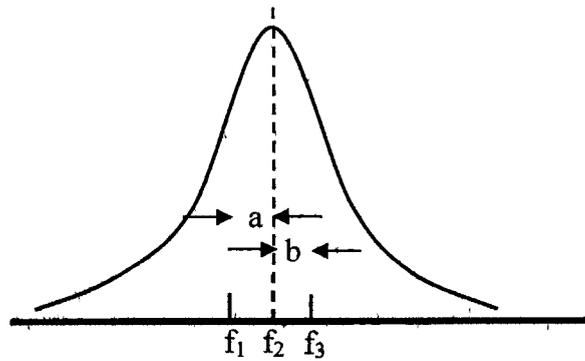


Fig. 6. Curva aproximada para el circuito resonante en serie con $Q_s=10$.

$$\omega_1 = -\frac{R}{2L} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + \frac{4}{LC}} \quad f_1 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{R}{2L} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + \frac{4}{LC}} \right]$$

$$\omega_2 = \frac{R}{2L} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + \frac{4}{LC}} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{R}{2L} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + \frac{4}{LC}} \right]$$

$$AB = f_2 - f_1 = \frac{R}{2\pi L} \quad AB = \frac{f_s}{Q_s} \quad \frac{f_2 - f_1}{f_s} = \frac{1}{Q_s}$$

La razón $\frac{(f_2 - f_1)}{f_s}$ se denomina a veces ancho de banda fraccional.

Al trazar la magnitud (valor efectivo) de los voltajes V_R, V_L y V_C y la corriente I en función de la frecuencia para el circuito resonante en serie en el mismo conjunto de ejes, se obtienen las curvas que se muestran en la figura 7. Obsérvese que la curva V_R tiene la misma forma que la corriente y un valor pico igual a la magnitud de la tensión de entrada E . La curva V_C aumenta lentamente al principio, desde un valor igual al voltaje de entrada, puesto que la reactancia del capacitor es infinita (circuito abierto) a la frecuencia cero y la reactancia del inductor es cero (circuito en corto) a esta frecuencia. Al aumentar, $\frac{1}{\omega C}$ de la ecuación $V_C = iX_C = i \frac{1}{\omega C}$ se hace menor, pero la corriente aumenta a un índice más rápido que el de disminución de $\frac{1}{\omega C}$; por ende, V_C aumenta y sigue haciéndolo debido al rápido incremento de la corriente, hasta que la frecuencia se acerca a la resonancia. Cuando ocurre esto, el índice de cambio de la corriente disminuye y el factor $\frac{1}{\omega C}$, que disminuye al

elevarse la frecuencia, sobrepasara el índice de cambio de la corriente y V_C comenzara a disminuir.

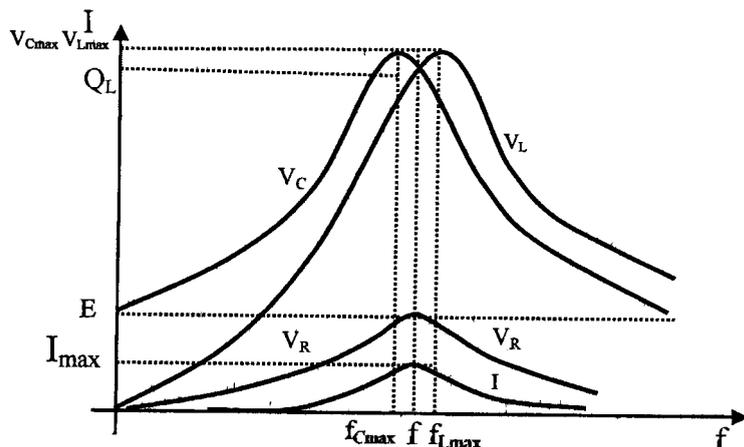


Fig. 7. V_R , V_L , V_C e I en función de la frecuencia para un circuito resonante serie.

El valor pico se presentara a una frecuencia inmediatamente anterior a la de resonancia. Después de la resonancia, tanto V_C como I disminuirán en magnitud y $1/C$ se acercara a cero: Cuanto mas alta sea la Q_S del circuito, tanto mas se acercara $f_{C_{MAX}}$ a f_S y tanto mas cerca estará $V_{C_{MAX}}$ de $Q_S E$. Para circuitos con $Q_S \geq 10$, $f_{C_{MAX}} \cong f_S$ y $V_{C_{MAX}} = Q_S E$

La curva para V_L aumenta constantemente de cero a la frecuencia de resonancia, puesto que ambas cantidades ωL y la corriente, de la ecuación $V_L = iX_L = \omega Li$ aumentan en esa gama de frecuencias. A la resonancia, I alcanza su máximo valor, pero ωL sigue aumentando; por ende, V_L alcanzara su valor máximo después de la resonancia. Después de alcanzar su valor pico, el voltaje cae hacia E , puesto que la disminución de la corriente sobrepasa el aumento de ωL . Se acerca a E porque X_L será eventualmente infinita y X_C será cero.

Al aumentar la Q_S del circuito, la frecuencia f_{LMAX} disminuye hacia f_S y V_{LMAX} se acerca a $Q_S E$. Para circuitos con $Q_S \geq 10$, $f_{LMAX} \cong f_S$ y $V_{LMAX} = Q_S E$.

La curva V_L tiene una mayor magnitud que la de V_C para cualquier frecuencia por encima de la resonancia y la curva V_C tiene una mayor magnitud que la de V_L para cualquier frecuencia por debajo de la resonancia. Esto vuelve a verificar el hecho de que el circuito R-L-C en serie es predominantemente capacitivo de cero a la frecuencia resonante y predominantemente inductivo para cualquier frecuencia por encima de la resonancia.

Para la condición $Q_S \geq 10$, las curvas de la figura 7 aparecerán como se muestra en la figura 8. Obsérvese que alcanzan un valor pico (sobre una base aproximada) a la frecuencia resonante y tiene una forma similar.

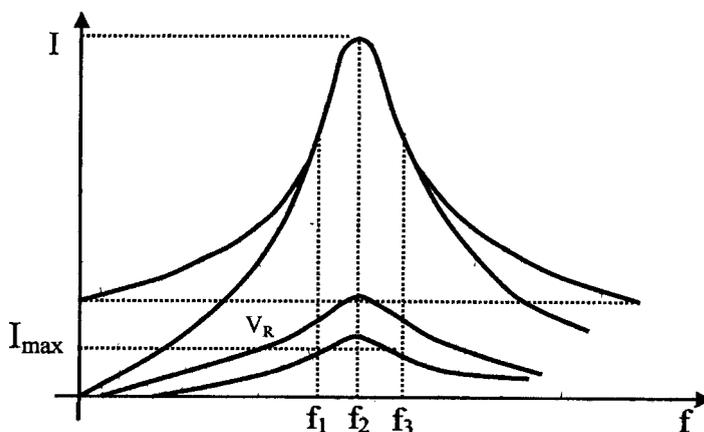


Fig. 8 Curvas aproximadas de V_R , V_L y V_C para un circuito resonante serie donde $Q_S \geq 10$.

CAPÍTULO 4

CONVERTIDOR RESONANTE SERIE DE CD-CD.

En este capítulo se analiza al convertidor resonante serie de cd-cd, primero se estudian los conceptos básicos de esta topología, se analiza el modo de conducción continua y el modo de conducción discontinua. En la sección 4.2 se estudia el modelo dinámico del convertidor resonante serie y por ultimo en la sección 4.3 se presentan las pruebas realizadas a un convertidor resonante serie de acuerdo a trabajos publicados sobre este tipo de convertidores.

4.1 CONCEPTOS BÁSICOS DEL CONVERTIDOR RESONANTE SERIE DE CD-CD.

El convertidor de cd-cd con carga resonante serie es un convertidor resonante alimentado por voltaje en el que se reemplaza la resistencia de carga por un circuito rectificador puente, como observamos en la figura 4. El circuito rectificador tiene como fuente un generador de corriente senoidal impuesto por el circuito resonante L-C, cuando el convertidor opera con f_s próxima a f_r . Esta corriente es rectificadas y filtrada mediante un capacitor C_s para lograr un voltaje continuo a la salida del convertidor.

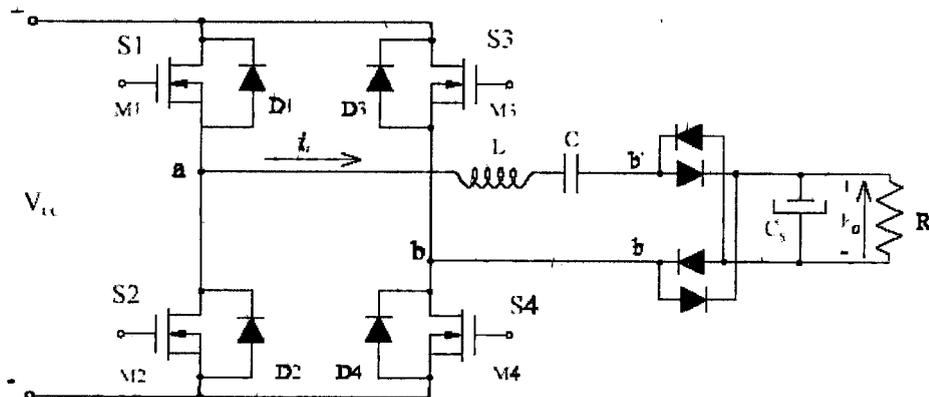


Fig. 9. Circuito de un convertidor resonante serie.

Este circuito queda constituido por el tanque L-C y un generador de voltaje E igual a la suma o diferencia entre el voltaje V_{CC} y el voltaje de salida del convertidor V_0 . Si el capacitor C_S es de valor elevado, podemos decir que V_0 es prácticamente constante. Este voltaje se puede ver a la entrada del rectificador (extremos b'b de la figura 9), como una batería cuyo signo dependerá del signo de la corriente i_L del inductor L. Es positiva ($+V_0$ entre b'b) cuando la corriente i_L es positiva (con los sentidos indicados en la figura), y es negativa ($-V_0$ entre b'b) cuando i_L es negativa. Las formas de onda del voltaje y corriente resultantes sobre los componentes del circuito resonante, dependen fundamentalmente de la relación que existe entre la frecuencia de conmutación f_s y de la frecuencia de resonancia del circuito tanque f_r . Cuando f_s es menor a $f_r / 2$, la corriente i_L sobre el inductor puede resultar discontinua durante el ciclo de conmutación. Mientras que cuando f_s es mayor a $f_r / 2$, i_L será continua durante el ciclo de conmutación. Cuando el convertidor resonante serié es operado debajo de la resonancia, el fenómeno de conmutación a cero corriente puede ocurrir, en el cual el circuito causa que la corriente vaya a cero antes de que los transistores sean encendidos. A continuación se explican los modos de conducción discontinuo y continuo.

4.1.1 Modo de conducción discontinuo.

El modo de conducción discontinuo de corriente sobre el circuito tanque es posible cuando $f_s < f_r / 2$. La forma de onda de corriente i_L durante un ciclo de conmutación T_s , se observa en la figura 10.

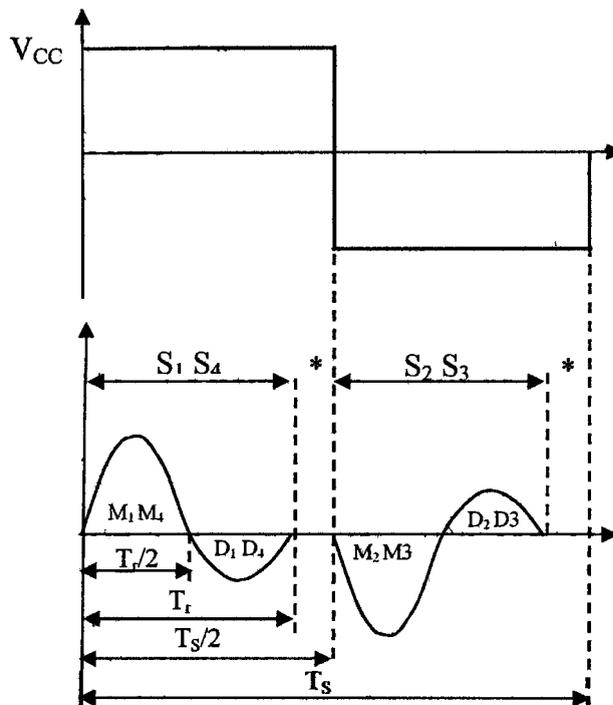


Fig. 10. Forma de onda de corriente para el modo de conducción discontinuo ($f_s < f_r/2$).

En estado permanente todos los dispositivos del convertidor comienzan a conducir con corriente cero. En $t=0$ se encienden los transistores M1 y M4, la corriente comienza a crecer alcanzando un pico máximo y luego decrece hasta cero, estableciéndose un semiciclo completo de oscilación a la frecuencia de resonancia del circuito tanque f_r . Al llegar a $t=T_r/2$ la corriente i_L se invierte y comienza a circular a través de los diodos conectados a M1 y M4. Bajo esta condición se establece un cambio en el valor de la fuente de excitación E del circuito resonante (figura 9), generándose una nueva condición de oscilación que completa el ciclo de oscilación T_r , como lo indica la figura 5. Una vez alcanzado T_r la corriente vuelve a pasar por cero y mientras la excitación de los transistores M1 y M4 no esté presente, la corriente i_L permanece nula hasta el comienzo del próximo semiciclo de conmutación. En $T_s/2$ se encienden los transistores M2 y M3, comenzando el semiciclo de conmutación inverso. En este modo de operación todos los dispositivos de los transistores se cortan y se encienden con corriente cero. Si bien las pérdidas por conmutación son extremadamente bajas, existe el

inconveniente de que la corriente alcanza los picos máximos de oscilación, aumentando las pérdidas de conducción.

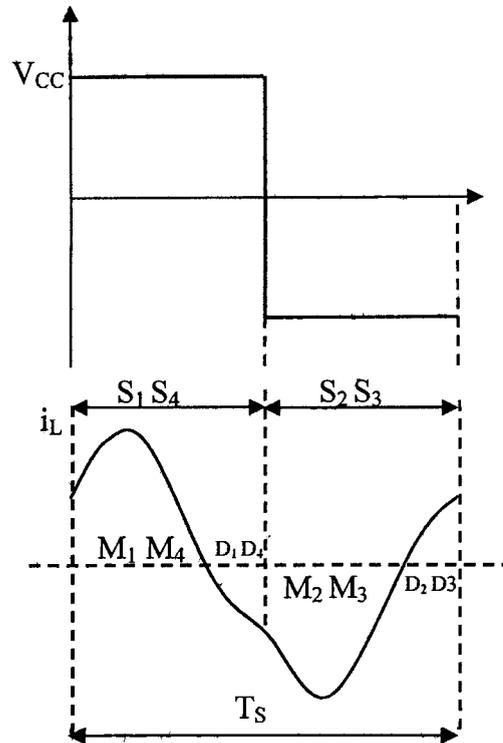


Fig 11. Corriente para el modo de conducción continuo ($f_r/2 < f_s < f_r$).

4.1.2 Modo de conducción continua.

Si se parte del modo de conducción discontinua y se va reduciendo el intervalo de tiempo de corriente nula (figura 10), se llega al extremo en que este intervalo se anula cuando $T_S = 2T_r$. Si se reduce aún más el período de conmutación haciendo que $T_S < 2T_r$, se ingresa en modo de conducción continua de la corriente i_L . En el instante de encender los dispositivos, la corriente es distinta de cero, a diferencia del caso discontinuo. El signo de ésta depende de la relación entre la frecuencia de conmutación f_s y de la resonancia del circuito tanque f_r , diferenciando dos modos de conmutación de los dispositivos del convertidor. Si se cumple que $f_r/2 < f_s < f_r$, la forma de onda de corriente del inductor tiene la apariencia de la figura 11. Cuando los transistores M_1 y M_4 son encendidos, la corriente por el inductor es positiva y comienza a crecer hasta un valor máximo. Luego se invierte siendo

conducida por los diodos D1 y D4. Los transistores M2 y M3 son encendidos en la mitad del ciclo de conmutación, cortando a los diodos D1 y D4 respectivamente, e iniciando el semiciclo inverso de corriente i_L . En el inicio de cada semiciclo de conmutación, la corriente i_L es conducida por los transistores, conmutando en forma forzada y por lo tanto se generan pérdidas de potencia por conmutación. En este modo de operación es necesario que los cuatro diodos empleados, sean muy rápidos para reducir los picos de corriente resultantes durante el corte de estos. Durante el intervalo de encendido de los dispositivos la corriente invierte su signo, en consecuencia estos se cortan en forma natural con corriente cero. En este instante comienzan a conducir los diodos de rueda libres respectivos, figura 11.

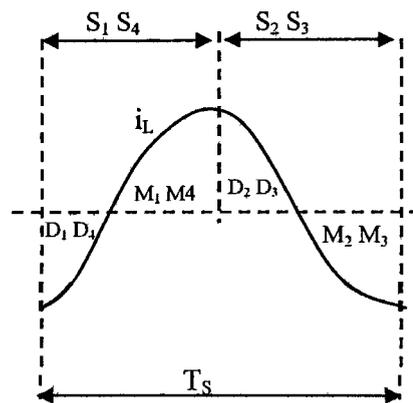


Fig. 12. Corriente del inductor a conmutación a voltaje cero ($f_s > f_r$).

Si se reduce el período de conmutación hasta lograr que $f_s > f_r$, esto es cuando el convertidor resonante serie se trabaja sobre la frecuencia de resonancia la forma de onda de corriente resultante luce como en la figura 12. A diferencia del modo anterior, la corriente i_L es conducida por los diodos de los transistores M1 a M4 en el comienzo de cada ciclo de conmutación. Esta crece cruzando por cero y al invertirse, comienza a circular a través de los transistores. En estas condiciones de operación los transistores se encienden con cero voltaje reduciendo las pérdidas durante el encendido, además no es necesario emplear diodos de rueda libre muy rápidos. En cambio, el corte de los transistores se realiza forzosamente generando pérdidas de potencia que pueden ser reducidas, empleando capacitores de snubber en paralelo a los transistores.

4.2 MODELO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR RESONANTE SERIE DE CD-CD.

Con el fin de obtener el modelo dinámico del convertidor resonante serie de cd-cd tal como se desarrolla en Silva (2002), se procede a identificar los bloques de que está compuesto. Entre estos bloques podemos distinguir: una red de conmutación, un circuito resonante o tanque, un rectificador y un filtro pasa bajas, estos bloques se muestran en la figura 13. La red de conmutación se conoce comúnmente como inversor, que en unión con el circuito tanque produce un inversor resonante.

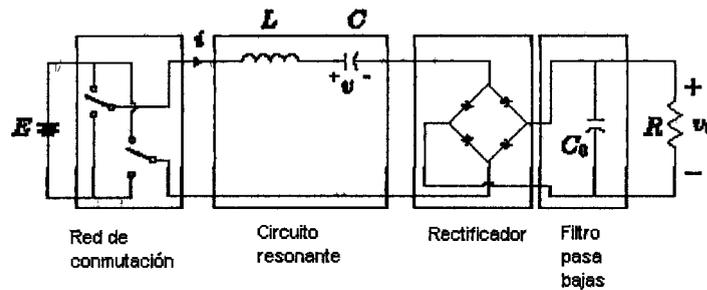


Fig. 13. Convertidor resonante serie de CD-CD

Haciendo el siguiente análisis se obtiene el modelo dinámico del convertidor: Primero se analiza el circuito equivalente del convertidor resonante serie con filtro de salida pasa-bajas C_0 . De esta manera la figura 14 muestra la forma que queda conectado el convertidor una vez que la red de conmutación ha alimentado el circuito resonante:

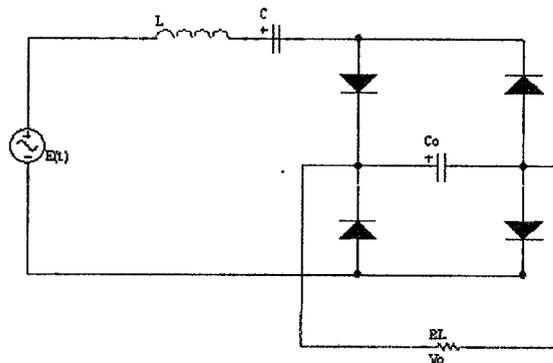


Fig 14. Circuito equivalente del convertidor resonante.

Se procede a analizar el circuito equivalente cuando el inversor puente completo ha alimentado al circuito resonante para dos casos: cuando la corriente es mayor o menor a cero, para el primer caso surge el circuito equivalente cuando la corriente es mayor a cero, que se muestra en la figura 15.

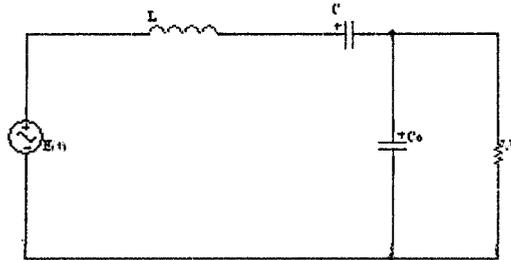


Fig 15. Circuito equivalente para $i > 0$.

Aplicando ley de voltajes de Kirchooff a esta malla se obtiene:

$$L \frac{di}{dt} + v + v_0 - E(t) = 0 \tag{4-1}$$

$$\therefore L \frac{di}{dt} = -v - v_0 + E(t)$$

Y después al aplicar ley de corrientes al nodo se tiene:

$$i = C_0 \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R} \tag{4-2}$$

y además la corriente que circula por el capacitor C es $i = C \frac{dv}{dt}$ (4-3)

Para el caso en que la corriente es menor a cero surge el circuito equivalente que se muestra en la figura 16.

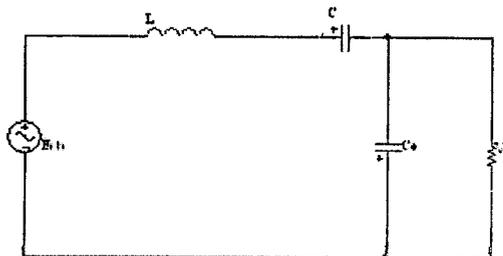


Fig 16. Circuito equivalente para $i < 0$.

Para esta malla al aplicar ley de voltajes de Kirchooff se obtiene:

$$L \frac{di}{dt} + v - v_0 - E(t) = 0$$

$$\therefore L \frac{di}{dt} = -v + v_0 + E(t) \quad (4-4)$$

Y después al aplicar ley de corrientes al nodo se tiene:

$$C_0 \frac{dv_0}{dt} = -i - \frac{v_0}{R}$$

y también la corriente que circula por el capacitor resonante es $i = C \frac{dv}{dt}$ (4-5)

Después de realizar el anterior análisis se puede llegar al siguiente modelo simplificado:

$$\left. \begin{array}{l} L \frac{di}{dt} = -v - V_0 + E(t) \text{ para } i > 0 \\ L \frac{di}{dt} = -v + V_0 + E(t) \text{ para } i < 0 \end{array} \right\} L \frac{di}{dt} = -v - V_0 \text{sign}(i) + E(t)$$

$$\left. \begin{array}{l} C_0 \frac{dV_0}{dt} = i - \frac{V_0}{R} \text{ para } i > 0 \\ C_0 \frac{dV_0}{dt} = -i - \frac{V_0}{R} \text{ para } i < 0 \end{array} \right\} C_0 \frac{dV_0}{dt} = \text{abs}(i) - \frac{V_0}{R}$$

$$\left. \begin{array}{l} i = C \frac{dv}{dt} \text{ para } i > 0 \\ i = C \frac{dv}{dt} \text{ para } i < 0 \end{array} \right\} i = C \frac{dv}{dt}$$

Que son las relaciones que determinan la dinámica del convertidor. Donde v e i son, el voltaje en el capacitor resonante y la corriente en el inductor resonante, respectivamente, mientras que V_0 es el voltaje que se presenta en el capacitor C_0

del filtro pasa bajas en la salida del convertidor. La estrada del sistema $E(t)$, esta restringida a tomar valores en el conjunto discreto $\{+E, -E\}$, donde E es el voltaje de alimentación constante del sistema.

Por lo tanto, la dinámica del convertidor resonante serie esta dada por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 L \frac{di}{dt} &= -v - V_0 \text{sign}(i) + E(t) \\
 C_0 \frac{dV_0}{dt} &= \text{abs}(i) - \frac{V_0}{R} \\
 i &= C \frac{dv}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{4-6}$$

Según se explica en Silva (2002) por motivos de ahorro de tiempo en simulación, se realiza la normalización del modelo dinámico representado por las ecuaciones (4-6), para superar el inconveniente se hace la siguiente normalización:

$$\begin{aligned}
 [L \frac{di}{dt} = -v - V_0 \text{sign}(i) + E(t)] \frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} \\
 \frac{L}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{di}{dt} = -\frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} v - \frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} V_0 \text{sign}(i) + \frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} E(t) \\
 \frac{d\left(\frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} i\right)}{\frac{dt}{\sqrt{LC}}} = -\frac{1}{E} v - \frac{1}{E} V_0 \text{sign}(i) + 1
 \end{aligned}
 \tag{4-7}$$

Y también

$$\begin{aligned}
 \frac{C_0}{C} \frac{d\left(\frac{1}{E} V_0\right)}{\frac{dt}{\sqrt{LC}}} &= \text{abs}\left(\frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} i\right) - \frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{V_0}{R} \\
 [C_0 \frac{dV_0}{dt} = \text{abs}(i) - \frac{V_0}{R}] \frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} &
 \end{aligned}
 \tag{4-8}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{d\left(\frac{1}{E} V\right)}{\frac{dt}{\sqrt{LC}}} &= \frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} i \\
 [C \frac{dV}{dt} = i] \frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} &
 \end{aligned}
 \tag{4-9}$$

De los resultados de las anteriores expresiones se puede observar:

$$z_1 = \frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} i \quad z_2 = \frac{1}{E} v \quad z_3 = \frac{1}{E} V_0 \quad y \quad \tau = \frac{t}{\sqrt{LC}}$$

Considerando que ahora z_1 , z_2 y z_3 representan los valores normalizados de la corriente que circula por el inductor resonante, el voltaje resonante y el voltaje de salida presente en la carga del convertidor, respectivamente; y τ es una nueva escala de tiempo. Después esta representación del sistema dinámico se define en el espacio de estados:

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{E} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{E} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ v \\ v_0 \end{pmatrix} \quad (4-10)$$

Ahora se obtiene el siguiente modelo normalizado:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -z_2 - z_3 \text{sign}(z_1) + u \\ \dot{z}_2 &= z_1 \\ \alpha \dot{z}_3 &= \text{abs}(z_1) - \frac{z_3}{Q} \end{aligned} \quad (4-11)$$

El parametro Q , se define como $Q = R\sqrt{C/L}$, cuyo valor inverso (Q^{-1}) es conocido como el factor de calidad del convertidor, mientras que la constante, α , es la razón $\alpha = C_0/C$. El anterior modelo puede representarse como el siguiente autómata híbrido:

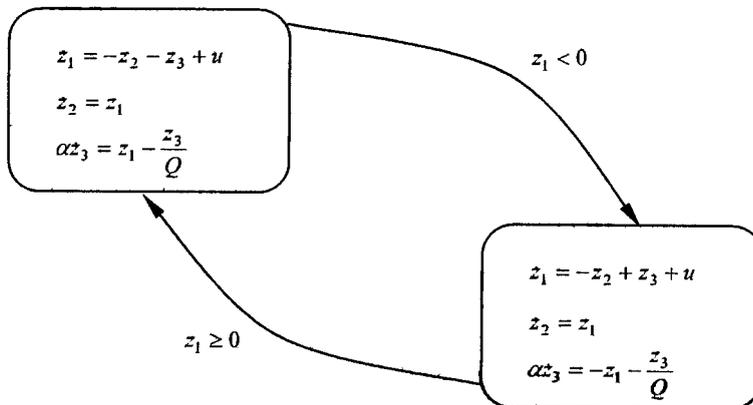


Fig. 17. Modelo dinámico del CRS para corriente mayor o menor a cero.

En cada región del espacio de estados, el sistema esta constituido por dos sistemas lineales controlables y, como consecuencia, diferencialmente plano. En cada caso existen, una salida plana y , la cual es combinación lineal de las

variables de estado. Estas salidas permiten una parametrización completa para cada una de las representaciones locales del sistema. Las salidas planas que se proponen son: Para $y = z_2 - \alpha z_3$ donde $z_1 \geq 0$, y también $y = z_2 + \alpha z_3$ donde $z_1 < 0$.

$$\begin{array}{ll} \text{Se tiene que para } z_1 > 0: & z_1 = -z_2 - z_3 + u \quad \text{Y para } z_1 < 0: \quad z_1 = -z_2 + z_3 + u \\ & \dot{z}_2 = z_1 \quad \quad \quad \dot{z}_2 = z_1 \\ & \alpha z_3 = z_1 - \frac{z_3}{Q} \quad \quad \quad \alpha z_3 = -z_1 - \frac{z_3}{Q} \end{array}$$

Después se obtiene la parametrización diferencial, utilizando las anteriores consideraciones y las salidas planas correspondientes:

$$\begin{array}{l} \text{para } z_1 > 0 \\ y = z_2 - \alpha z_3 \\ y = z_2 - \alpha z_3; \quad z_2 = z_1; \quad \alpha z_3 = z_1 - \frac{z_3}{Q} \\ y = z_1 - z_1 + \frac{z_3}{Q} \\ y = \frac{z_3}{Q} \Rightarrow z_3 = Q y \\ \\ y = z_2 - \alpha z_3 \\ y = z_2 - \alpha Q y \Rightarrow z_2 = y + \alpha Q y \\ \\ z_1 = z_2 = y + \alpha Q y \\ \\ u = z_1 + z_2 + z_3; \quad z_1 = z_2 = y + \alpha Q y \\ u = y + \alpha Q y + Q(\alpha + 1)y + y \end{array}$$

$$\begin{array}{l} \text{para } z_1 < 0 \\ y = z_2 + \alpha z_3 \\ y = z_2 + \alpha z_3; \quad z_2 = z_1; \quad \alpha z_3 = -z_1 - \frac{z_3}{Q} \\ y = z_1 - z_1 - \frac{z_3}{Q} \\ y = -\frac{z_3}{Q} \Rightarrow z_3 = -Q y \\ \\ y = z_2 + \alpha z_3 \\ y = z_2 + \alpha(-Q y) \Rightarrow z_2 = y + \alpha Q y \\ \\ z_1 = z_2 = y + \alpha Q y \\ \\ u = z_1 + z_2 - z_3; \quad z_1 = z_2 = y + \alpha Q y \\ u = y + \alpha Q y + Q(\alpha + 1)y + y \end{array}$$

Como se observa independientemente de la región del espacio de estados la salida plana satisfacen la dinámica para la entrada de control u , lo mismo ocurre para el voltaje normalizado en el capacitor del circuito resonante, z_2 , y la corriente normalizada en el inductor, z_1 . Manipulando la expresión de la entrada de control u , se tiene:

$$\begin{aligned} \alpha Qy + y + Q(\alpha + 1)y + y &= u \\ \frac{d^2}{dt^2}(\alpha Qy + y) + (\alpha Qy + y) + Qy &= u \end{aligned} \quad (4-12)$$

Donde $z_2 = \alpha Qy + y$ es el voltaje normalizado en el capacitor resonante. Ahora el objetivo es inducir un comportamiento senoidal sobre la variable del voltaje resonante. Si se considera un oscilador armónico $z_2 + z_2 = 0$ pero para este caso se tiene $z_2 + z_2 + Qy = 0$, por tanto para lograr un comportamiento senoidal perfecto se requiere que la entrada de control cancele el término Qy , recordando que $Qy = z_3 \text{sign}(z_1)$ y como la entrada de control solo puede tomar valores de $[+1, -1]$ esta cancelación no es posible, por tanto la estrategia de control propuesta en Silva (2002) es:

$$\begin{aligned} u(z_1) &= \text{sign}(z_1) \\ \text{asi } z_2 + z_2 + z_3 \text{sign}(z_1) &= \text{sign}(z_1) \\ z_2 + z_2 &= (1 - z_3) \text{sign}(z_1) \approx 0 \end{aligned} \quad (4-13)$$

De aquí que como la entrada de control normalizada u , esta restringida a tomar valores discretos la estrategia de control se sintetiza como:

$$u(z_1) = \text{sign}(z_1) \quad (4-14)$$

Para llevar al convertidor a la condición de resonancia.

Y la entrada de control

$$u = \text{sign}(\sigma)$$

$$\text{con } \sigma = z_1 - kz_2 \text{ y } k \geq 0 \quad (4-15)$$

Para regular el voltaje promedio de salida en la resistencia de carga.

4.3 ANTECEDENTES PARA LA EXPERIMENTACION CON UN CONVERTIDOR RESONANTE SERIE DE CD-CD.

En el trabajo Silva (2002) se propusieron dos controladores para convertidores de potencia de CD a CD, basados en circuitos resonantes serie y en paralelo.

La primera estrategia de control planteada, llamada de encendido (ecuación 4-14), permite llevar a las variables de corriente y de voltaje del sistema a su frecuencia de resonancia en donde se obtienen los máximos valores de excursión. En una segunda estrategia de control propuesta que implementada en conjunto con la primera permite regular a voluntad la energía y el voltaje de salida del sistema (ecuación 4-15), utilizando un parámetro de control que puede modificarse de manera manual.

El siguiente diagrama a bloques presenta de manera general los componentes de la topología del convertidor resonante serie de CD-CD, y las estrategias de control que se utilizaron para llevar al estado de resonancia al convertidor.

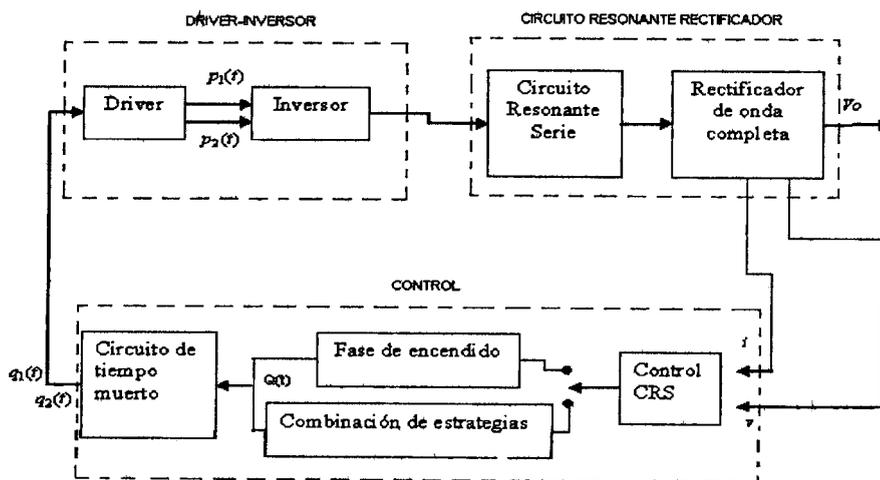


Fig. 18. Diagrama a bloques del control continuo para el CRS.

En el anterior diagrama a bloques se identifica el bloque inversor, que en conjunto con el driver forman el bloque driver-inversor, donde se producen las

conmutaciones apropiadas que permiten llevar al sistema a la condición de resonancia, esto es, si la frecuencia de conmutación es igual a la frecuencia resonante, y si el factor de calidad Q es lo bastante alto, la componente fundamental de la onda cuadrada aparecerá por la resistencia mientras que las armónicas aparecerán por el inductor. La corriente que fluye será entonces aproximadamente senoidal, y en fase con la onda cuadrada de voltaje que genera el inversor puente completo. En este diagrama también se pueden observar las dos estrategias de control propuestas en Silva (2002), la primera estrategia llamada de fase de encendido que permite llevar al convertidor a su condición de resonancia, y la segunda estrategia que permite regular el voltaje de salida utilizando lo que se denomina fase de oscilación de estado permanente. También se puede observar el bloque denominado circuito de tiempo muerto que permite generar las señales adecuadas para los drivers para evitar corto circuitos. En las siguientes secciones se detallan un poco más cada uno de los bloques de la figura 18.

4.3.1 Circuito driver-inversor.

En este bloque se generan las conmutaciones de los transistores que permiten llevar el sistema a la condición de resonancia. En la figura 19 se puede observar que el bloque driver-inversor consta de un sub-bloque llamado driver, que es el encargado de generar las señales adecuadas para disparar a los transistores que forman al inversor puente completo. La función del driver es acondicionar las señales provenientes del bloque de control, el driver tiene como entrada dos señales cuadradas $[q_1(t), q_2(t)]$ una complementó de la otra, y como salida dos pares de ondas $[p_1(t), p_2(t)]$ semejantes a las de entrada, que permiten accionar los cuatro transistores que forman el inversor puente completo.

A continuación se presenta el circuito driver-inversor con sus respectivos dispositivos electrónicos:

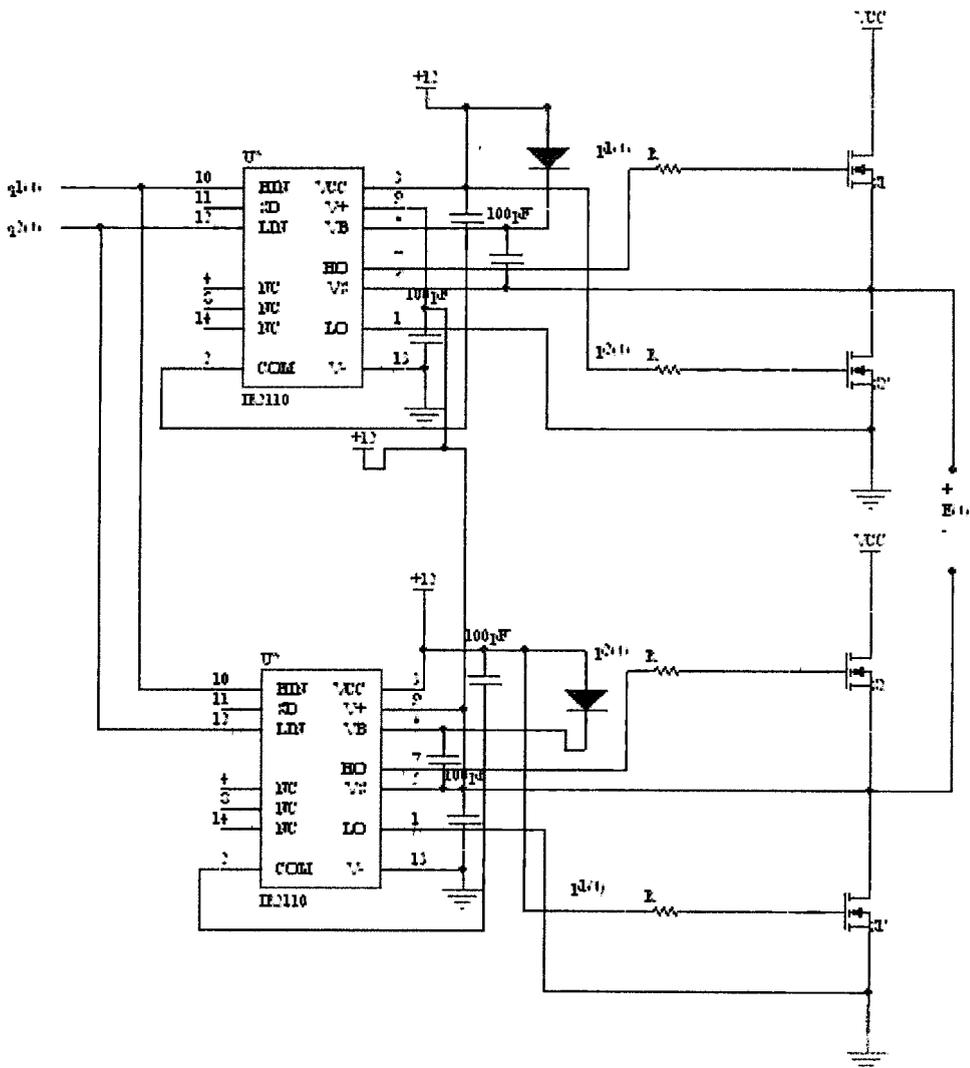


Fig. 19. Diagrama del driver-inversor.

4.3.2 Circuito resonante rectificador.

El bloque resonante-rectificador tiene como entrada una onda cuadrada bipolar proveniente del driver-inversor cuya amplitud es igual al voltaje de alimentación del sistema, el sub-bloque rectificador tiene como fin rectificar el voltaje alterno proveniente del circuito resonante, está compuesto por un puente de diodos completo y de un filtro pasa-bajas constituido por un capacitor. El diagrama eléctrico del circuito resonante rectificador es:

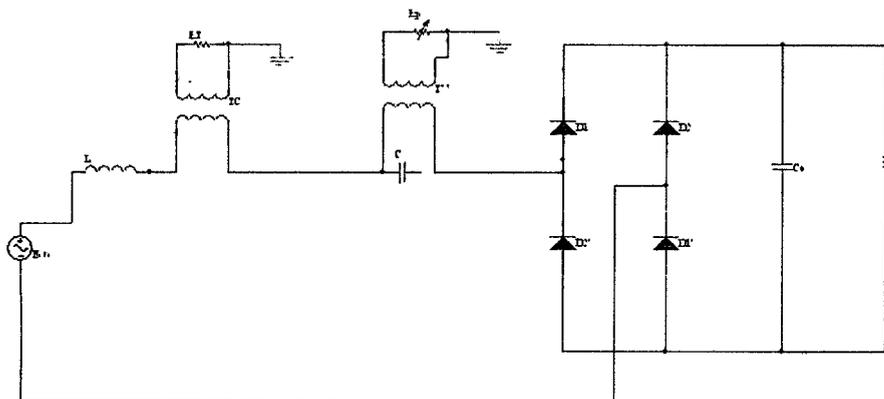


Fig. 20. Diagrama del circuito resonante-rectificador.

Donde T_c es un sensor de corriente (CS4050v-01) que permite obtener la dinámica de la corriente que circula por el circuito LC, esto es, sirve para transformar la corriente que circula en el inductor L en un voltaje proporcional y de igual frecuencia que la corriente sensada, requerido en la etapa de control (ver ecuación 4-14).

Este sensor de corriente es capaz de sensar corriente alterna entre sus terminales de entrada. El transformador de voltaje T_v permite sensar el voltaje entre las terminales del capacitor de circuito resonante, este también es utilizado en la estrategia de control propuesta (ver ecuación 4-15).

4.3.3 Circuitos de control.

En este bloque se implementan las estrategias de control con la ayuda de electrónica analógica. Este bloque tiene como función el procesamiento y acondicionamiento de las señales sensadas de las variables del sistema, corriente y voltaje resonante las cuales se obtienen con el sensor de corriente y transformador de voltaje respectivamente. También se puede observar el circuito de tiempo muerto que permite dividir a la señal de control $Q(t)$ en dos señales $[q_1(t), q_2(t)]$ una complemento de la otra y con un retardo entre ellas, con el fin de

evitar corto-circuitos en el inversor puente completo. A continuación se muestra el circuito para realizar la implementación analógica de la primera estrategia de control propuesta en Silva (2002), llamada fase de encendido.

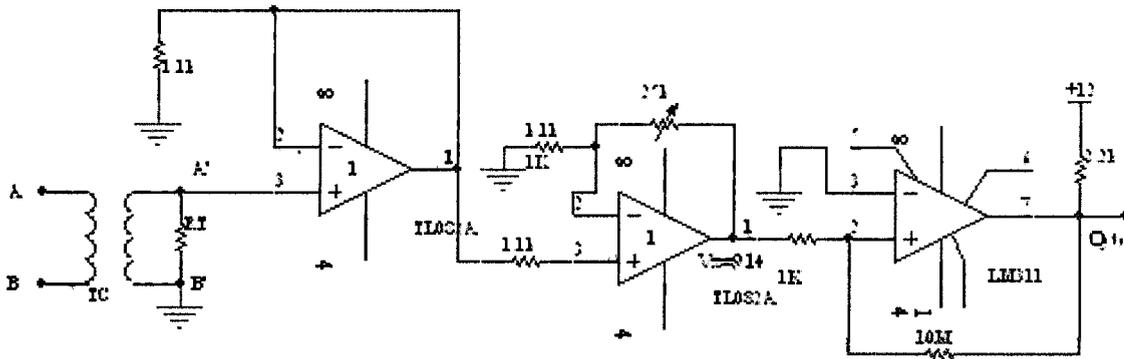


Fig. 21. Implementación analógica de la ecuación (4-14).

Este circuito de control tiene como entrada un voltaje proporcional a la corriente que circula por el inductor resonante, y como salida una señal de control $Q(t)$ la cual es retardada con el fin de evitar corto-circuitos en el inversor de puente completo de la etapa del driver-inversor. Este circuito de tiempo muerto se muestra a continuación:

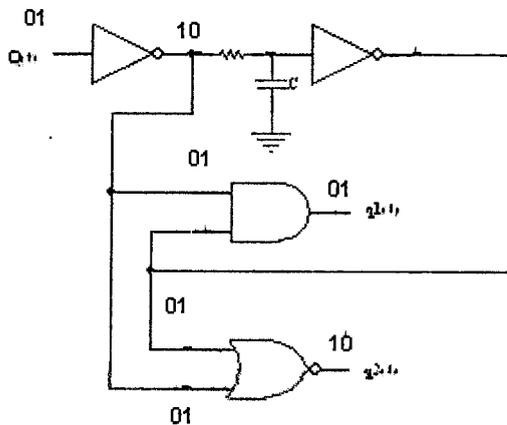


Fig. 22. Circuito para generar las señales de entrada a los drivers.

Este circuito tiene como entrada la señal $Q(t)$, y como salida las correspondientes entradas de los disparadores de los Mosfets de potencia que conforman el inversor de puente completo.

La implementación de las compuertas lógicas de la figura 22 se muestra a continuación:

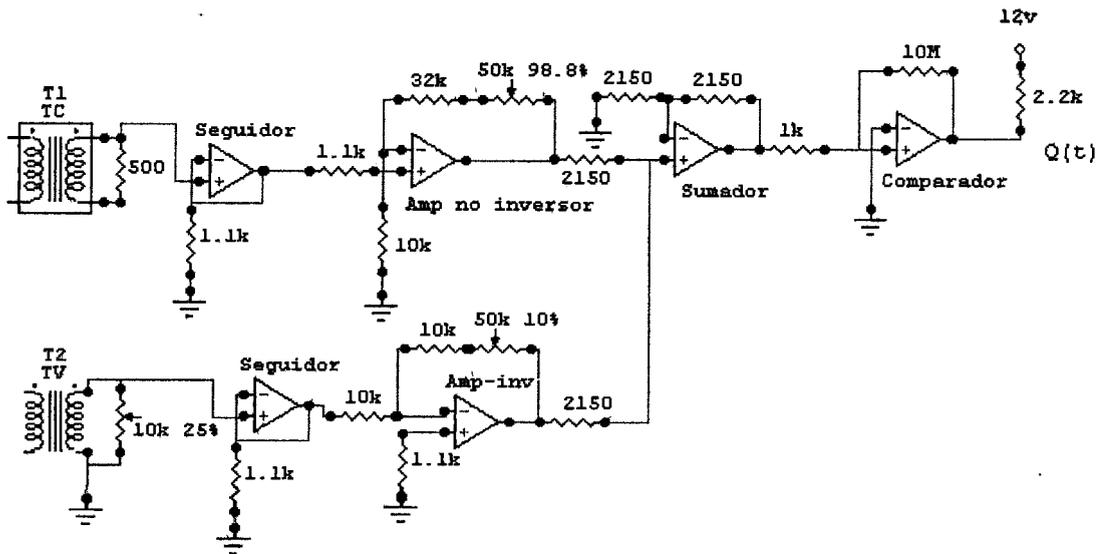


Fig. 23. Implementación analógica de la ecuación (4-15).

En la figura 23 se puede observar la implementación analógica de la ecuación 4-15, este circuito de control permite regular el voltaje promedio en la carga del convertidor ajustando un parámetro de control k , lo cual se logra ajustando la ganancia del amplificador inversor que se puede ver en la parte inferior del esquema eléctrico. Este circuito de control tiene como entradas: un voltaje proporcional a la corriente que circula por el inductor resonante y un voltaje que es proporcional al voltaje del capacitor resonante, y como salida una señal de control $Q(t)$ la cual es retardada con el fin de evitar corto-circuitos en el inversor de puente completo de la etapa del driver-inversor, utilizando el mismo circuito generador de tiempo muerto de la figura 22.

4.4 PRUEBAS CON EL CONVERTIDOR RESONANTE CD-CD.

El controlador (ecuación 4-15) para el convertidor resonante de cd-cd es resultado de explotar la planitud diferencial del modelo, sin embargo no se presenta un estudio de la estabilidad del ciclo limite, no se explica robustez ante cambios en la

carga, no se determina a priori el voltaje en la carga y no se determina el voltaje de rizo en la carga.

En el estudio Hernández (2003) se analiza el controlador basado en planitud diferencial de los convertidores resonantes de cd-cd y se presenta un estudio usando el mapeo de Poincaré para probar estabilidad de ciclos límites inducidos de este convertidor. También se logra el cálculo del rizo en el voltaje de salida basado en un estudio teórico. El mapeo de Poincaré ha sido propuesto y usado para analizar sistemas híbridos. Esta herramienta se usa solo para el caso de los convertidores resonantes serie.

Dentro de las actividades de este trabajo esta validar experimentalmente los anteriores resultados, así que esta investigación tuvo como punto de partida poner en funcionamiento un convertidor resonante serie de cd-cd. Para esto una vez que se analizó todo el estudio previo del convertidor se procedió realizar pruebas con el convertidor analizando todos sus bloques.

4.4.1 Experimentacion con un convertidor resonante serie de cd-cd.

Con el fin de dar soporte experimental al estudio Hernández (2003), se puso en funcionamiento un convertidor resonante serie utilizando el esquema de control para la fase de encendido, (ecuación 4-14), las especificaciones del convertidor son las siguientes:

- Voltaje de entrada 48 volts de cd.
- Voltaje de salida 42 volts de cd.
- Potencia de salida 25 watts.
- Frecuencia de resonancia 40 Khz.

A continuación se muestra una fotografía del convertidor funcionando donde se observa la onda bipolar que entrega el circuito de conmutación.

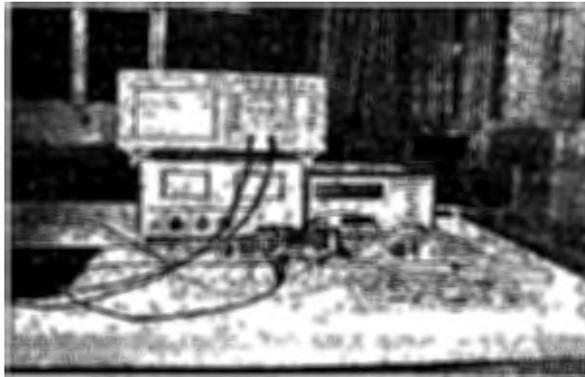


Fig 24. Prototipo experimental del convertidor resonante serie.

Una vez que el sistema alcanza su condición de resonancia, esto es, cuando la frecuencia de la onda bipolar producida por el inversor coincide con la frecuencia resonante del circuito LC de aproximadamente 40 KHz, el convertidor presenta una salida acorde con los parámetros de diseño. El convertidor se puso en funcionamiento utilizando solo la estrategia de control de encendido, en la cual la energía total almacenada del convertidor, es incrementada desde un nivel cero hasta un nivel de energía determinado por la condición resonante del sistema.

A continuación se muestra la onda bipolar que genera el inversor puente completo, donde se observa una onda cuadrada de alrededor de 100 Volts de pico a pico, que es el doble del voltaje de alimentación. Y donde se observa también su frecuencia de 37.67 KHz lo que permite al convertidor alcanzar la resonancia.

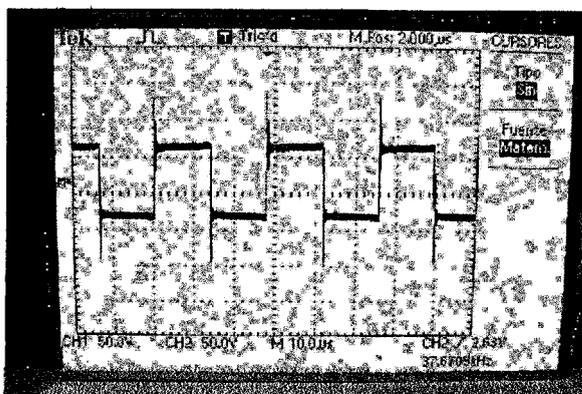


Fig. 25. Onda bipolar que entrega el inversor puente completo.

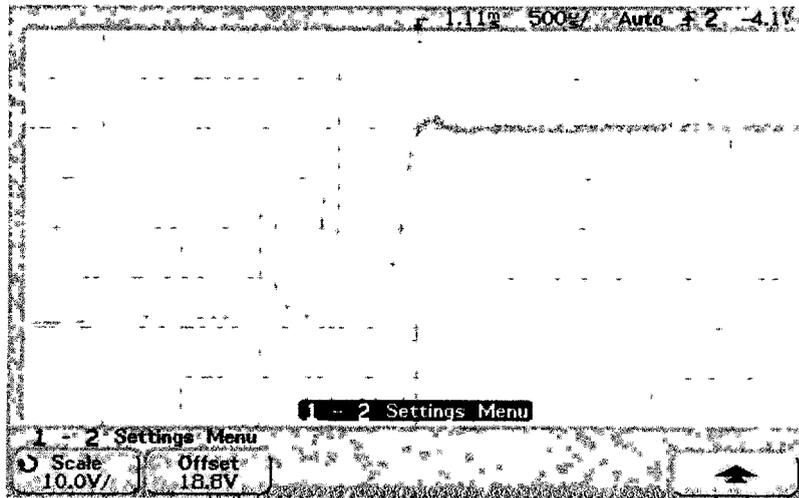


Fig. 26. Transitorio en la salida del convertidor utilizando el circuito de control de la fase de encendido.

En la figura 26 se puede observar la captura del transitorio con el cual el convertidor resonante serie obtiene el voltaje de salida de aproximadamente 40 volts utilizando el esquema de control de encendido.

4.4.2 Validacion experimental del voltaje de rizo en la carga de un convertidor resonante serie.

En el trabajo Hernández (2003) se presentaron algunos resultados que muestran que el sistema en lazo cerrado expuesto en Silva (2002) produce una trayectoria cerrada que es globalmente asintóticamente estable. Adicionalmente, se muestra que el voltaje de rizo en la carga puede calcularse como:

$$V_r = \frac{8 * 1.56 * a * b * [1 - \frac{1}{\alpha}]}{\alpha Q 3\pi (4r^2 + \frac{1}{\alpha^2 Q^2})} \quad (4-16)$$

Q^{-1} es el factor de calidad del convertidor

$$\alpha = \frac{C_0}{C}$$

$$r = 1.0053$$

Donde todas las variables que aparecen se definen en términos de los componentes del circuito.

Por otro lado, el voltaje V_r debe multiplicarse por el valor promedio del voltaje en la carga para obtener el voltaje de rizo en unidades de Volts.

En las figuras 27 a 31 se muestran los voltajes de rizo obtenidos experimentalmente y en la tabla 1 se muestra una comparación entre los valores obtenidos experimentalmente y los valores predichos por la ecuación (4-16). Puede apreciarse la cercanía entre los valores calculados y los valores experimentales.

Utilizando las formulas de los resultados teóricos de Hernández (2003), se puede comprobar experimentalmente los resultados teóricos del rizo en el voltaje de salida (V_r) para diferentes cargas. Tal y como se muestra a continuación:

Con (4-16) se obtiene de forma teórica un voltaje de rizo para una carga de 72 ohms de $V_r=0.0361$ donde V_r está normalizado, si se multiplica por el voltaje de entrada del convertidor (48 volts) se obtiene que el voltaje de rizo teórico esto es $V_{rizo}=1.7328$ Vp-p. En la figura 27 se observa que para la misma resistencia de carga el osciloscopio arroja un resultado del voltaje de rizo de $V_{rizo}=1.72$ Vp-p. Y donde también se observa el voltaje de salida del convertidor alrededor de 38.3 volts.

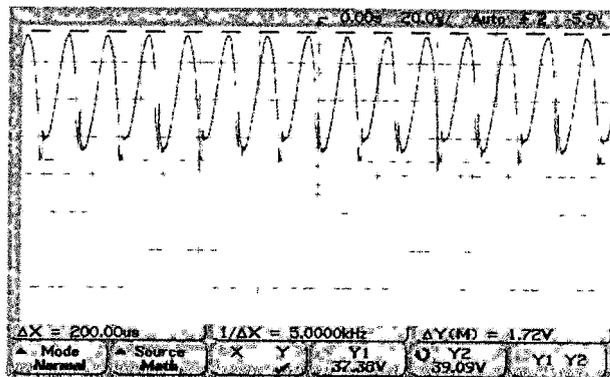


Fig. 27. Voltaje de rizo para carga de 72 ohms

De igual manera para una carga de 137 ohms el voltaje de rizo normalizado es $V_r=0.0180$, multiplicando por el voltaje de entrada se obtiene que $V_{rizo}=0.864$

volts, en la siguiente imagen se observa que los cursores verticales indican un voltaje de rizo de $V_{rizo}=0.906$ volts.

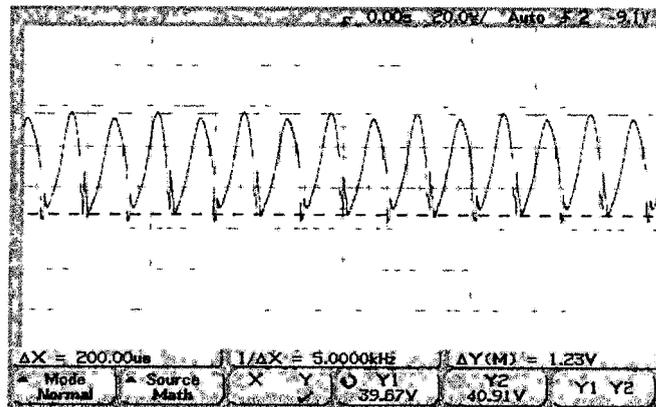


Fig. 28. Voltaje de rizo para carga de 100 ohms

En la figura 28 podemos observar el resultado experimental del voltaje de rizo para una carga de 100 ohms, se obtiene un voltaje de rizo teórico desnormalizado $V_{rizo}=1.23$ volts, y de la figura el voltaje de rizo medido fue $V_{rizo}=1.0466$ volts, y un voltaje promedio de salida de 40.29 volts de corriente directa.

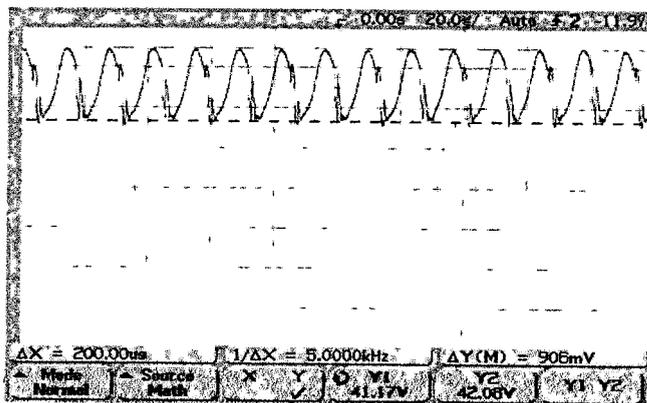


Fig. 29. Voltaje de rizo para carga de 137 ohms.

Para el resultado teórico del voltaje de rizo de una carga de 200 ohms (figura 31) se tiene un voltaje de rizo desnormalizado $V_{rizo}=0.624$ volts, y de la figura el voltaje de rizo medido fue $V_{rizo}=719$ mv, y un voltaje de salida de aproximadamente 42 Vcd.

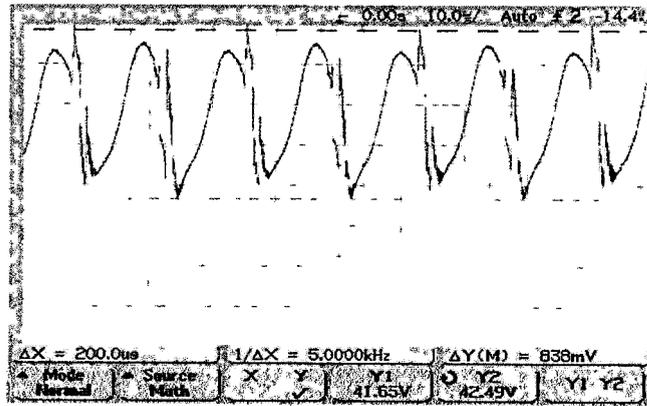


Fig. 30. Voltaje de rizo para una carga de 171 ohms.

En la figura 30 podemos observar el resultado experimental del voltaje de rizo para una carga de 171 ohms, se obtiene un voltaje de rizo teórico desnormalizado $V_{rizo}=0.6392$ volts, y de la figura el voltaje de rizo medido fue $V_{rizo}=0.6927$ volts, y un voltaje promedio de salida de 42.07 volts de corriente directa.

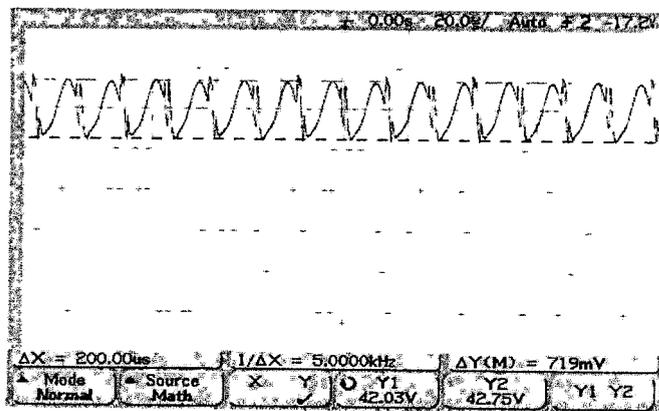


Fig. 31. Voltaje de rizo para una carga de 200 ohms.

Carga (ohms)	V_{rizo} Experimental (volts)	V_{rizo} Teórico (volts)
R=72	1.49	1.3793
R=100	1.0466	1.23
R=137	0.906	0.7894
R=171	0.6927	0.6392
R=200	0.719	0.5452

Tabla 1: Comparación de los voltajes de rizo calculados teóricamente y los obtenidos experimentalmente.

4.4.3 Comentarios de los resultados experimentales obtenidos.

Con los anteriores resultados experimentales, podemos observar que se verifican satisfactoriamente los cálculos realizados en Hernández (2003) del voltaje de rizo presente en el voltaje de salida de un convertidor resonante serie de cd-cd, y en donde se presenta un estudio de la estabilidad del ciclo límite usando la herramienta matemática del mapeo de Poincaré, así como un análisis de las propiedades de robustez del voltaje suministrado a la carga, cuando diferentes valores de carga están presentes. En la tabla 1, que resume los valores obtenidos de manera experimental y los compara con los obtenidos de manera teórica utilizando la ecuación (4-16), puede apreciarse que la cercanía de estos valores, valida experimentalmente el cálculo teórico del voltaje de rizo para un convertidor resonante serie de cd-cd.

4.4.4 Conclusiones.

Para validar experimentalmente los resultados teóricos en Hernández (2003) primero se puso en funcionamiento el convertidor resonante serie de cd-cd, para lo cual se practicó y experimentó con las dos estrategias de control propuestas en Silva (2002), al realizar esta experimentación con los dos controladores se observó que no se necesita la combinación de las dos estrategias de control (fase de encendido y la oscilación en estado permanente), se puede utilizar solo el segundo controlador para llevar a la condición de resonancia al sistema y para regular el voltaje de salida en el convertidor utilizando el parámetro de control k modificando la ganancia de un amplificador.

Al obtener los resultados experimentales del voltaje de rizo en la carga, se validan satisfactoriamente los cálculos realizados en Hernández (2003) y se da soporte práctico al cálculo del voltaje de rizo presente en el voltaje de salida de un convertidor resonante serie de cd-cd, en este trabajo también se realiza un análisis de las propiedades de robustez del voltaje suministrado a la carga, cuando

diferentes valores de carga están presentes, estas propiedades de robustez se pueden observar de manera experimental al conectar y variar las cargas para obtener el voltaje de rizo en la carga del convertidor resonante serie de cd-cd.

CAPÍTULO 5.

CONTROL HÍBRIDO DEL CONVERTIDOR RESONANTE SERIE DE CD-CD.

En este capítulo se presenta el controlador híbrido propuesto para regular el voltaje en la carga resistiva del convertidor resonante serie de cd-cd, primero en la sección 5.1 se presenta el desarrollo realizado para el control continuo del convertidor resonante serie, el cual sirvió de base para la elaboración de este trabajo, en la sección 5.2 se muestra el desarrollo y la construcción del esquema de control híbrido propuesto, que está formado por un controlador en tiempo continuo y un integrador en tiempo discreto. En la sección 5.3 se analizan los resultados obtenidos al implementar el controlador híbrido y se realizan pruebas con el mismo.

5.1 ANTECEDENTES DEL CONTROLADOR CONTINUO PARA EL CONVERTIDOR RESONANTE SERIE DE CD-CD.

En el trabajo Hernández (2005) se presenta una estrategia de control combinando esquemas de control en tiempo discreto y continuo para regular el voltaje promedio en la carga de los convertidores resonantes de potencia serie de cd-cd. Es importante mencionar que esto es conseguido aún cuando el valor de la carga resistiva es completamente desconocido. En el estudio previo Silva (2002) se propone un controlador que permite variar a voluntad el voltaje promedio en la carga, variando un parámetro K , esta ley de control es propuesta de una manera heurística. En el trabajo Hernández (2005) se justifica el que diferentes valores del voltaje promedio en la carga pueden ser obtenidos seleccionando un valor diferente de k , combinando el esquema anterior (en tiempo continuo) con un integrador discreto en el tiempo, se propone un esquema de control híbrido para el convertidor, además se demuestra que el estado está acotado de manera global

así como la robustez ante cambios en el voltaje de suministro, todo este estudio basado en no linealidades del sector.

Debido a lo anterior se realizaron pruebas con el convertidor resonante serie variando el parámetro de control k , verificando que se puede variar a voluntad el voltaje promedio en la carga, utilizando el controlador continuo en el tiempo propuesto en Silva (2002).

En las tablas 2 y 3 se resumen los resultados experimentales obtenidos, los cuales se muestran de manera gráfica en la figura 28. Por otro lado, en la figura 29 se muestran los resultados obtenidos en Hernández (2005) y que han de ser verificados experimentalmente con la figura 28. Nótese primero que $V_o = z_3 E$, donde E es el voltaje de alimentación del convertidor igual a 48 volts. Es importante señalar que se desea verificar experimentalmente que la forma del voltaje de salida del convertidor varía como función inversa del parámetro, es decir que la gráfica del voltaje de salida promedio es parecida a $1/k$. Puede apreciarse que, en efecto, esto es verificado y da soporte experimental al diseño de la parte discreta del controlador.

k	V_o Simulación	V_o desnormalizado (Volts)	V_o Medido (Volts)
1	0.8	38.4	33.49
1.5			29.41
2	0.525	25.2	19.64
2.5			15.66
3	0.4	19.2	13.18
3.5			11.56
4	0.35	16.8	10

Tabla 2. Voltaje de salida con carga de 72 ohms.

K	Vo Simulación	Vo desnormalizado (Volts)	Vo Medido (Volts)
1	0.8	38.4	39.23
1.5	0.675	32.4	38.62
2	0.575	27.6	37.85
2.5	0.5	24	36.64
3	0.45	21.6	30.72
3.5	0.425	20.4	25.20
4	0.375	18	18

Tabla 3. Voltaje de salida con carga de 156 ohms.

Notar que en la tablas 2 y 3 los voltajes promedio en la carga obtenidos experimentalmente se comparan con los valores de simulación multiplicados por 48, que corresponde al valor del voltaje de entrada del convertidor.

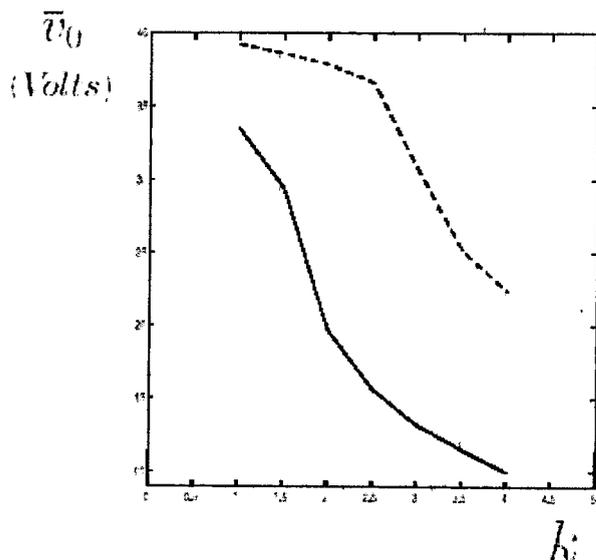


Fig. 32. Resultados experimentales del voltaje promedio en la carga como función del parámetro k. La línea continua corresponde para una carga de 72 ohms y la punteada para una carga de 156 ohms.

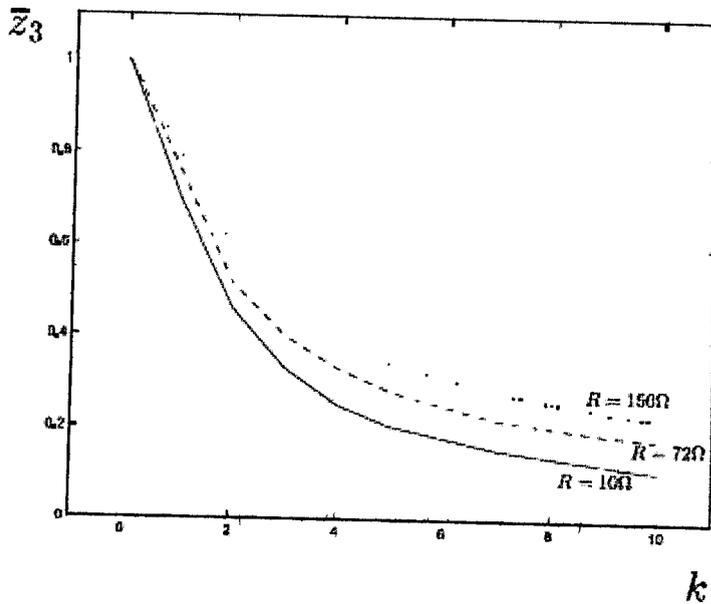


Fig. 33. Resultados de simulación presentados en Hernández (2005) que muestran al voltaje promedio normalizado en la carga como función del parámetro de control k .

5.2 DISEÑO PROPUESTO PARA EL CONTROLADOR HÍBRIDO.

En Hernández (2005) se demuestra que en el esquema propuesto en Silva (2002), el estado está acotado de manera global, además se propone una combinación del esquema anterior con un integrador en tiempo discreto para lograr regulación del voltaje en la salida, sin conocer la carga y con robustez ante cambios en el voltaje de suministro.

5.2.1 Demostración de estado acotado.

Se parte del modelo matemático del convertidor:

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= -z_2 - z_3 \text{sign}(z_1) + \delta u \\
 \dot{z}_2 &= z_1 \\
 \alpha z_3 &= \text{abs}(z_1) - \frac{z_3}{Q}
 \end{aligned}
 \tag{5-1}$$

Donde $\delta = 1$ cuando el convertidor presenta el voltaje nominal de suministro y $\delta \neq 1$ cuando el convertidor no tiene el voltaje nominal de suministro. También

como ya se había visto z_1 representa la corriente resonante, z_2 el voltaje resonante y z_3 el voltaje en la carga del convertidor.

Del controlador propuesto en Silva (2002) se realiza el siguiente análisis:

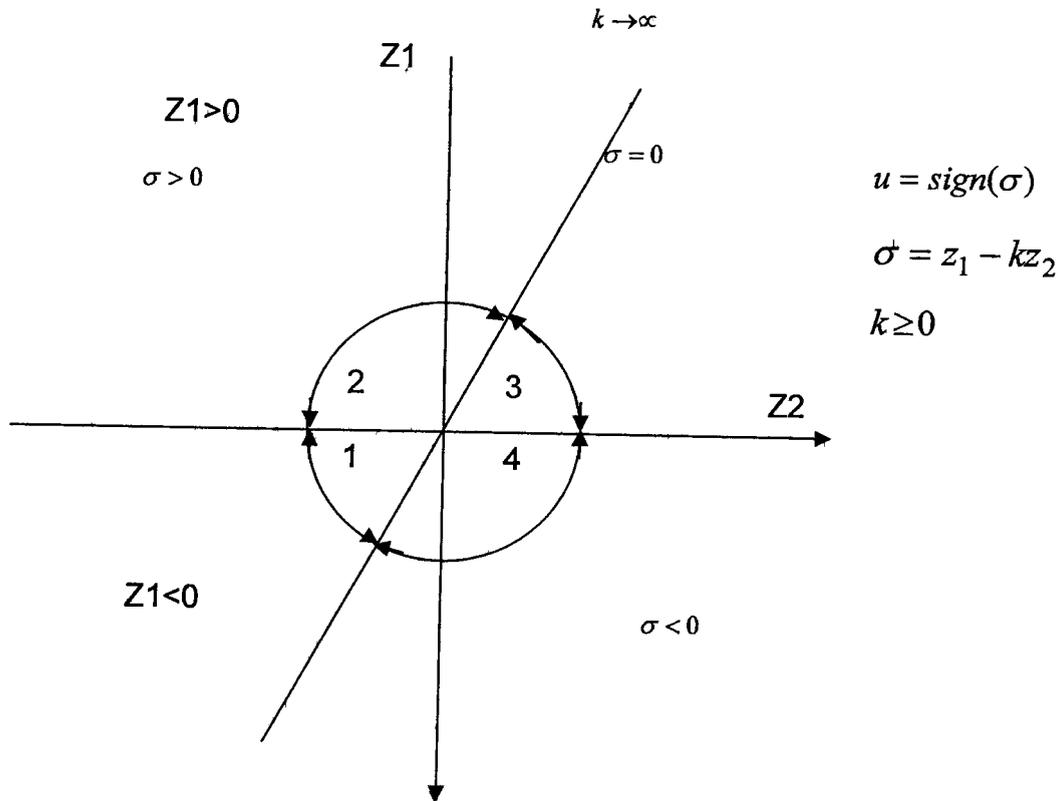


Figura 34. Ciclo límite de un convertidor resonante serie de cd-cd.

La anterior órbita periódica aislada se denomina ciclo límite. Si todas las trayectorias en la vecindad del ciclo límite tienden a (se alejan de) él cuando t tiende a infinito se dice que el ciclo límite es estable (inestable). Se supone $\delta = 1$, entonces para las regiones del dibujo anterior y sustituyendo las condiciones en el modelo (5-1) se tiene:

Región 1:

$$z_1 < 0 \quad \sigma > 0 \quad \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\alpha} & 0 & -\frac{1}{\alpha Q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Región 2:

$$z_1 > 0 \quad \sigma > 0 \quad \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\alpha} & 0 & -\frac{1}{\alpha Q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Región 3:

$$z_1 < 0 \quad \sigma < 0 \quad \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\alpha} & 0 & -\frac{1}{\alpha Q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Región 4:

$$z_1 > 0 \quad \sigma < 0 \quad \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\alpha} & 0 & -\frac{1}{\alpha Q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Si $k \geq 0$

1).- El equilibrio en las regiones 1 y 2 está fuera de estas regiones.

$$(z_1, z_2, z_3) = (0, 1, 0)$$

2).- El equilibrio en las regiones 3 y 4 está fuera de estas regiones

$$(z_1, z_2, z_3) = (0, -1, 0)$$

Por lo tanto la evolución siempre está lejos de los equilibrios.

Si $K < 0$ el estado converge a $\begin{pmatrix} z_1 & z_2 & z_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix}$

A excepción de $k \approx 0$, no existe el ciclo límite, así esto representa una razón para usar $k \geq 0$. Después se demuestra que el estado está acotado usando la función candidata de Lyapunov

$$V(z_1, z_2, z_3) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (5-2)$$

Derivando esta función y usando el controlador (4-15) se llega a los siguientes resultados:

$$z_1 < 0 \quad \sigma > 0$$

$$\dot{V} = z_1(-z_2 - z_3 \text{sign}(z_1) + \text{sign}(\sigma)) + z_2 z_1 + z_3(\text{abs}(z_1) - \frac{z_3}{Q}) \frac{1}{\alpha}$$

$$\dot{V} = z_1(-z_2 - z_3 \text{sign}(z_1) + 1) + z_2 z_1 + z_3(-z_1 - \frac{z_3}{Q}) \frac{1}{\alpha}$$

$$\dot{V} = -z_1 z_2 + z_3 z_1 + z_1 + z_2 z_1 + z_3(-z_1 - \frac{z_3}{Q}) \frac{1}{\alpha}$$

$$\dot{V} = z_1 + z_3 z_1 - z_3 z_1 \frac{1}{\alpha} - \frac{z_3^2}{\alpha Q}$$

$$\dot{V} = z_1 + z_3 z_1 (1 - \frac{1}{\alpha}) - \frac{z_3^2}{\alpha Q}$$

$$z_1 > 0 \quad \sigma > 0$$

$$\dot{V} = z_1 - z_3 z_1 (1 + \frac{1}{\alpha}) - \frac{z_3^2}{\alpha Q}$$

$$z_1 > 0 \quad \sigma < 0$$

$$\dot{V} = -z_1 - z_3 z_1 (1 - \frac{1}{\alpha}) - \frac{z_3^2}{\alpha Q}$$

$$z_1 < 0 \quad \sigma < 0$$

$$\dot{V} = -z_1 + z_3 z_1 (1 - \frac{1}{\alpha}) - \frac{z_3^2}{\alpha Q}$$

De las anteriores expresiones y también como $\frac{1}{\alpha} > 0$, $\frac{1}{\alpha} \ll 1$, $Q^{-1} > 2.5$ y $Z_3 \geq 0$ y se puede llegar a las siguientes conclusiones:

$z_1 < 0$	$\sigma > 0$	$\dot{V} = z_1 + z_3 z_1 \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) - \frac{z_3^2}{\alpha Q}$	$\dot{V} < 0$	$z_1 \neq 0$
			$\dot{V} = 0$	$z_3 \neq 0$ $z_1 = z_3 = 0$
$z_1 > 0$	$\sigma > 0$	$\dot{V} = z_1 + z_3 z_1 \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) - \frac{z_3^2}{\alpha Q}$	$\dot{V} < 0$	$z_3 > \frac{1}{1 - \frac{1}{\alpha}} > 0$
$z_1 > 0$	$\sigma < 0$	$\dot{V} = z_1 + z_3 z_1 \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) - \frac{z_3^2}{\alpha Q}$	$\dot{V} < 0$	$z_1 \neq 0$ $z_3 \neq 0$
			$\dot{V} = 0$	$z_1 = z_3 = 0$
$z_1 < 0$	$\sigma < 0$	$\dot{V} = z_1 + z_3 z_1 \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) - \frac{z_3^2}{\alpha Q}$	$\dot{V} < 0$	$z_3 > \frac{1}{1 - \frac{1}{\alpha}} > 0$

De los anteriores resultados se puede concluir que z_3 (voltaje promedio en la carga) es grande si la condición inicial de este voltaje es grande, por tanto z_3 decrece. Además z_3 es grande para valores grandes de la corriente resonante. Por otro lado, por resonancia, si la corriente resonante es grande entonces el voltaje resonante también lo será. Entonces si la corriente y el voltaje son grandes el voltaje en la carga será grande, y de aquí si el voltaje en la carga está acotado también el voltaje y la corriente resonante lo estarán. Por lo que se concluye que el estado está globalmente acotado.

5.2.2 Prueba de estabilidad de la estrategia propuesta para el control en tiempo discreto.

Debido a que es complicado obtener una relación analítica entre el voltaje promedio en la carga y el parámetro de control K . Se usan simulaciones para establecer que el voltaje z_3 en estado estacionario puede escribirse en función de k usando la no linealidad estática χ que se muestra en la figura 31. Nótese χ satisface la condición de sector representada por las rectas de pendientes α y β

esto sugiere su uso complementando a la siguiente ley de control discreto en el tiempo:

$$K = \gamma G(z)(Z_3 - Z_{3d}) \quad (5-3)$$

$$G(Z) = \frac{z^{-1}T}{1-z^{-1}} \quad (5-4)$$

$$\gamma > 0$$

Donde T que es el periodo de muestreo, se propone grande para permitir la convergencia a la no linealidad estática χ , k representa el coeficiente incluido en el controlador de tiempo continuo (ecuación 4-15), z_3 y z_{3d} representan, respectivamente, el voltaje promedio en la carga y su valor deseado, z representa la variable de la transformada Z, y γ es una constante positiva. La estrategia de control se puede representar como el siguiente diagrama a bloques:

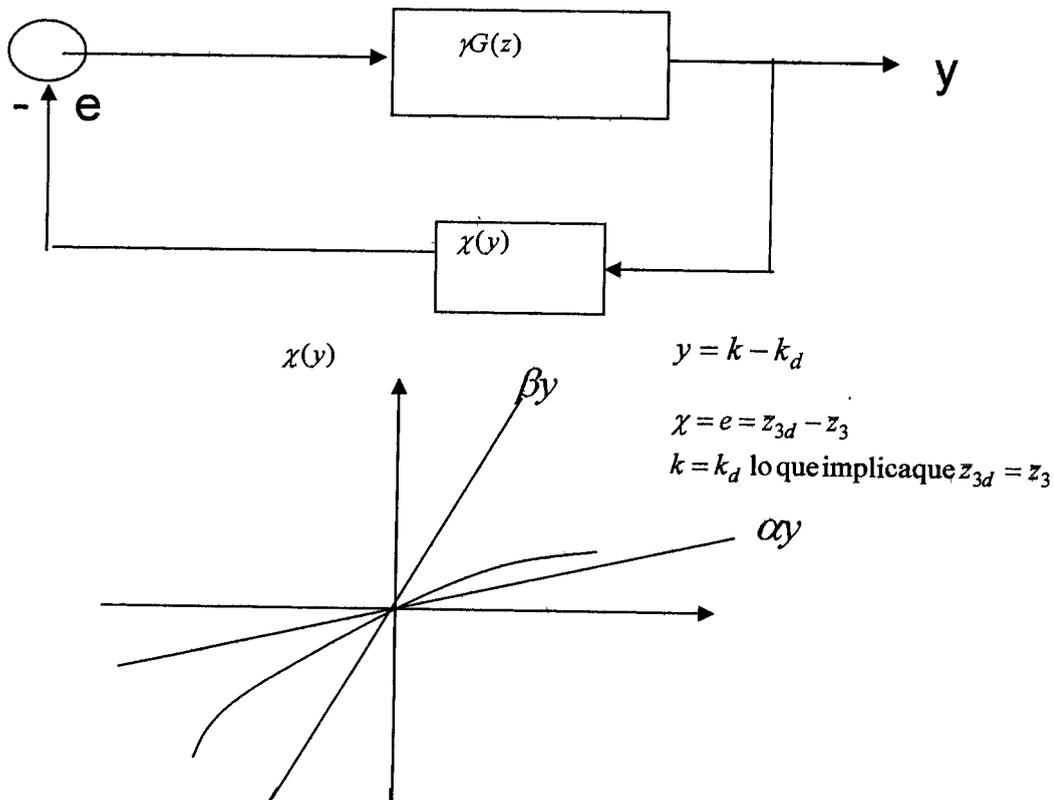


Fig. 35. Diagrama a bloques de la estrategia de control para ajustar k y la no linealidad estática.

Así $\chi(y)$ satisface la condición de sector $(\chi - \alpha y)(\chi - \beta y) \leq 0$ que al graficar queda como en la grafica de arriba, z_{3d} es el valor deseado del voltaje promedio en la carga, y γ es la ganancia del controlador.

Después se demuestra estabilidad utilizando una función candidata de Lyapunov, utilizando la condición de sector. Y se concluye encontrando las condiciones que deben cumplir los parámetros del controlador discreto (γ) para cumplir con la estabilidad.

Sustituyendo la ecuacion (5-4) en (5-3)

$$k = \gamma \frac{z^{-1}T}{1-z^{-1}} (z_3 - z_{3d})$$

$$k(1-z^{-1}) = \gamma z^{-1}T(z_3 - z_{3d})$$

$$k - kz^{-1} = \gamma T z_3 z^{-1} - \gamma T z_{3d} z^{-1}$$

Aplicando Transformada inversa

$$k(i) - k(i+1) = \gamma T z_3 (i-1) - \gamma T z_{3d} (i-1)$$

$$k(i) = \gamma T [z_3 (i-1) - z_{3d}] + k(i-1) \quad (5-5)$$

La ecuación (5-5) representa la estrategia de control en tiempo discreto que se implementa en conjunto al controlador en tiempo continuo (ecuación 4-15) que forman en conjunto el controlador híbrido para regular el voltaje promedio en la carga del convertido resonante serie de cd-cd. Y donde $y(k+1)$ (la variable y en el instante $k+1$) representa la diferencia entre la k presente en el sistema y la k deseada para lograr el voltaje promedio, y $e(k)$ representa el error entre el voltaje promedio en la carga y su valor deseado.

5.3 CONSTRUCCIÓN DEL CONTROLADOR HÍBRIDO.

A continuación se presenta el diagrama a bloques del control híbrido propuesto, donde se utiliza el segundo controlador continuo en el tiempo desarrollado en Silva (2002).

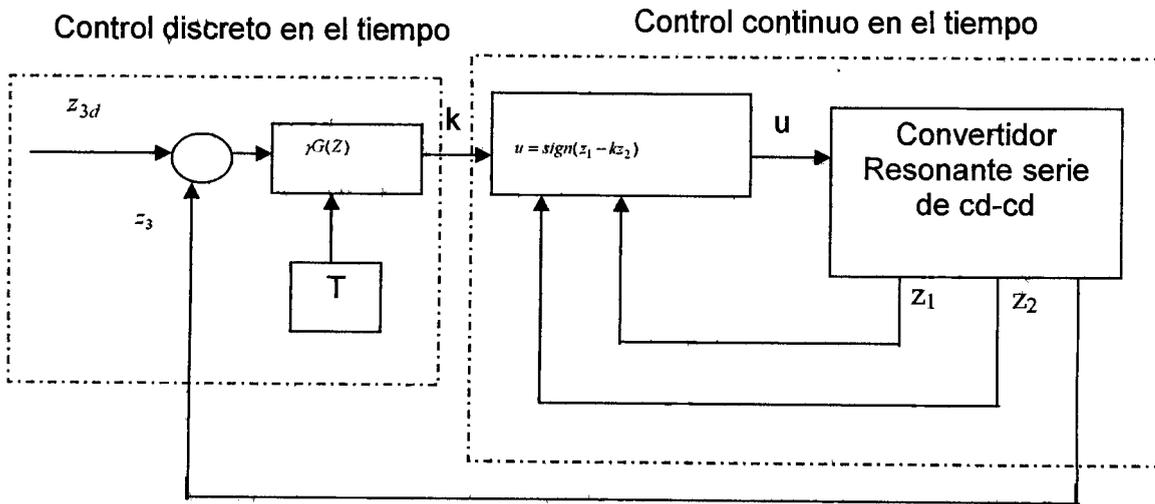


Fig.36. Diagrama a bloques del control híbrido propuesto.

En la figura 36 se observan las dos estrategias de control que se proponen para formar el controlador híbrido del convertidor, en la estrategia de control discreta se puede observar que como entrada tiene la lectura del voltaje de salida del convertidor (z_3) y también el voltaje de referencia al cual se pretende regular el voltaje de salida (z_{3d}); como salida de la estrategia de control discreta se tiene al parámetro de control k el cual a su vez servirá como entrada a la estrategia de control en tiempo continuo. El controlador en tiempo continuo será el encargado de generar la señal de control u que alimentará los drivers del inversor puente completo.

Para realizar la medición del voltaje de salida del convertidor se utilizó la tarjeta PCL 711, esta tarjeta tiene un convertidor analógico digital de 12 bits. La salida del control en tiempo discreto (parámetro K), se obtuvo utilizando un convertidor digital analógico de 8 bits (DAC 0808), después al tener el parámetro k se introdujo un multiplicador de señales (MPY634kp) al controlador analógico en tiempo continuo quedando de la siguiente forma:

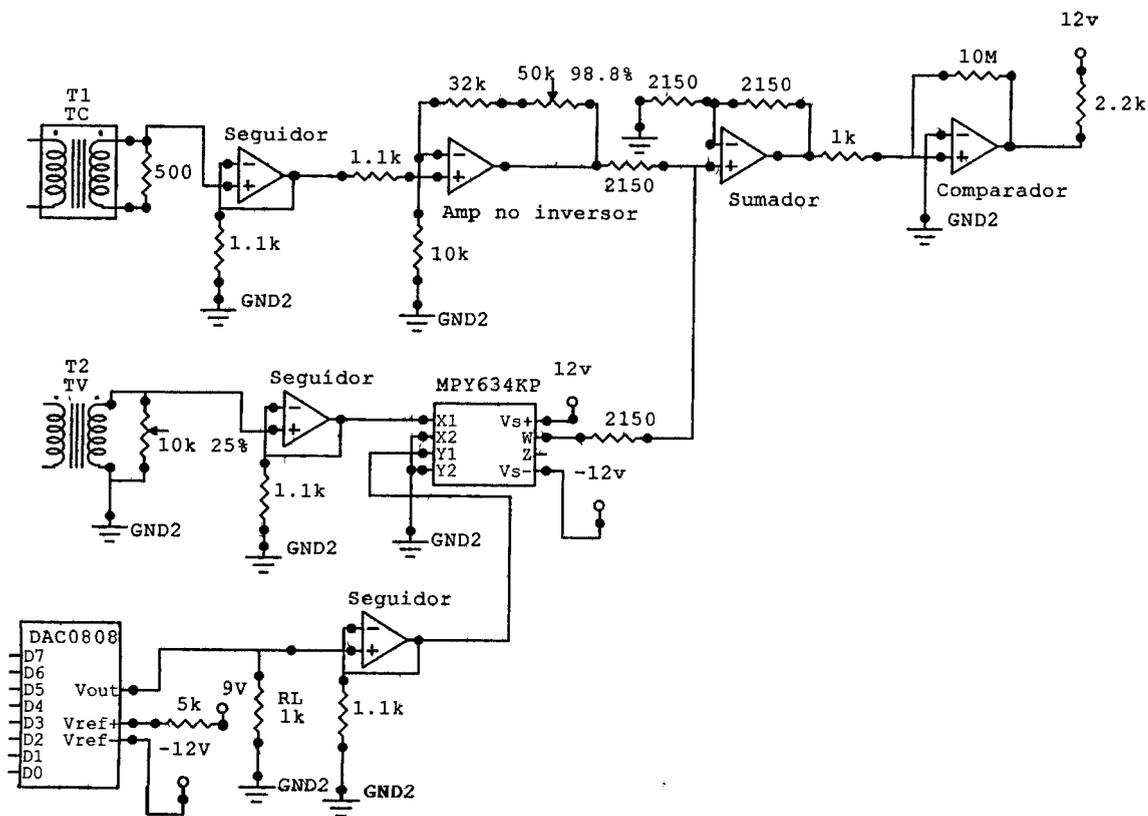


Fig. 37. Modificación del diagrama eléctrico del controlador en tiempo continuo.

Para implementar la estrategia de control en tiempo discreto que se representa por medio de la ecuación (5-5) se utilizó un programa en lenguaje C, se usó el puerto paralelo para obtener el parámetro K, debido a que este parámetro se necesitaba multiplicar con una señal analógica del controlador en tiempo continuo y como la etapa de potencia y la de control del convertidor están aisladas, se utilizaron optoaisladores (TIL 111) para que las tierras de estas dos etapas no quedaran conectadas a través de la lectura del voltaje de salida del convertidor con la tarjeta PCL 711 (etapa de potencia) con la multiplicación de la señal de salida K (etapa de control). El diagrama eléctrico que muestra la implementación de los optoaisladores se muestra a continuación:

sector que cumple con la no linealidad estática con la cual se diseñó la parte en tiempo discreto. Después se proponen varias condiciones de sector sobre la curvas para dos cargas diferentes (que serán los límites del rango seleccionado) de la no linealidad estática con el fin de escoger una condición de sector que tenga la pendiente beta mas alta, lo que asegura que para ese rango de cargas escogido también se satisface la condición de sector.

Para todo esto primero se obtuvieron los siguientes resultados del voltaje de salida del convertidor utilizando diferentes valores de carga resistiva y variando el parámetro de control K, los cuales se muestran en la tabla 4.

Parametro K	Vo con 72 ohms	Vo con 100 ohms	Vo con 180 ohms	Vo con 200 ohms
0.001	35.68	37.7	40.9	41.45
0.2	35.49	37.33	40.56	41.29
0.4	35.16	36.85	40.4	41.15
0.6	34.84	36.56	40.22	40.97
0.8	34.48	36.22	40.02	40.79
1	33.58	36.08	39.73	40.61
1.2	33.37	35.53	39.53	40.40
1.4	33.08	35.09	39.36	40.22
1.6	31.88	34.99	39.08	39.95
1.8	25.72	34.96	38.78	39.64
2.0	21.74	34.58	38.43	39.29
2.2	19.19	29.37	38.08	38.88
2.4	16.69	25.1	37.69	38.45
2.6	15.75	22.74	37.4	38.18
2.8	14.57	20.48	36.91	37.79
3.0	13.46	18.68	36.52	37.53
3.2	12.44	17.27	33.15	37.35
3.4	11.59	15.87	30.70	35.49
3.6	11.03	15.14	29.16	33.09
3.8	9.97	14.17	27.24	31.20

Tabla 4. Variación del voltaje de salida con el parámetro K para diferentes cargas.

De la anterior tabla se observó que con la cargas de 72 y 100 ohms se obtienen rangos mayores del voltaje de salida para la misma variación del parámetro de

control k , así que se escogieron estas resistencias de carga para presentar y comparar los resultados. Lo que significa que para el rango de 72 a 100 ohms se tienen las mismas condiciones y los resultados son validos dentro de este rango.

En la figura número 39 se presenta la curva que resulta al graficar el voltaje de salida en la carga de 72 ohms contra el parámetro de control K con el fin de comprobar los resultados de simulación presentados en Hernández (2005) y que representa la no linealidad estática para esta carga. Nótese que es semejante a la figura 33 que muestra también al voltaje promedio en la carga en función del parámetro k , pero ahora con un rango más amplio para el parámetro k .

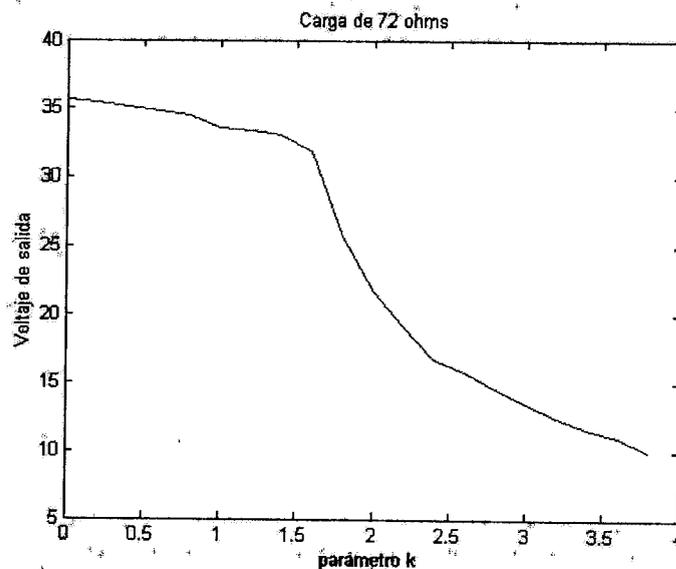


Fig. 39. Voltaje de salida del convertidor variando el parámetro k para una carga de 72 ohms.

De la misma manera en la figura 40 se presenta la grafica resultante de graficar el voltaje de salida en la carga de 100 ohms contra la variación del parámetro de control k .

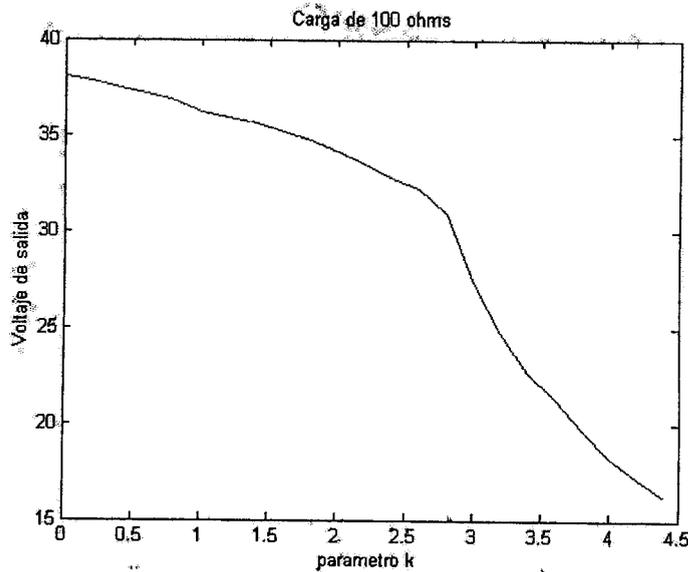


Fig. 40. Voltaje de salida del convertidor variando el parámetro k para una carga de 100 ohms.

En la figura 41 se presenta la curva resultante al graficar el voltaje de salida del convertidor con una carga de 72 ohms contra el parámetro de control k y se muestran diferentes pares de rectas con pendientes β y α que representan condiciones de sector que “encierran” a esta curva. El objetivo es escoger las pendientes que encierren a toda la curva para obtener la selección conveniente de la ganancia γ del controlador en tiempo discreto.

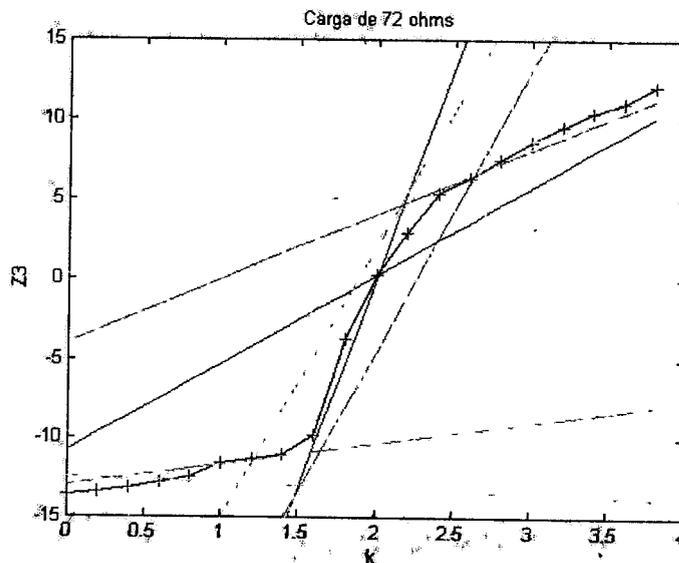


Fig. 41. Condiciones de sector para la curva correspondiente a una carga de 72 ohms.

De la misma forma se obtienen pares de pendientes que representan condiciones de sector para la curva resultante de graficar el voltaje de salida del convertidor contra el parámetro de control k pero ahora con una carga de 100 ohms, como se muestra en la figura 42.

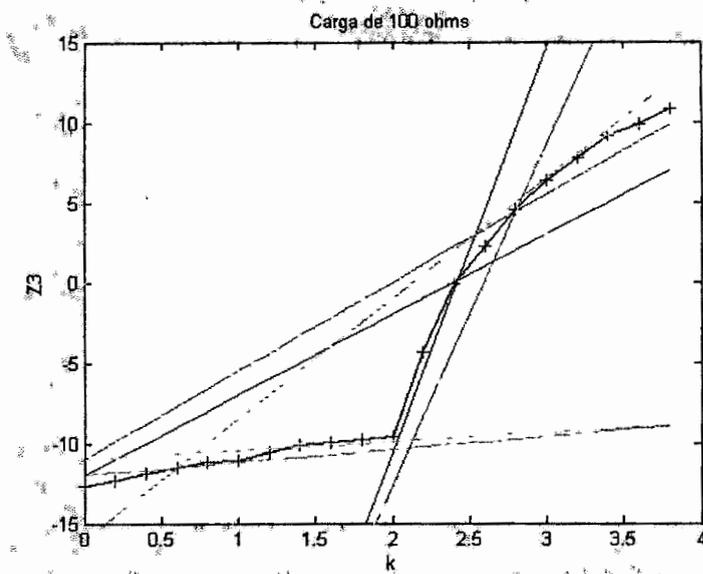


Fig. 42. Condiciones de sector para la curva correspondiente a una carga de 100 ohms.

A continuación se resumen las pendientes para las curvas de 72 y 100 ohms, estas pendientes representan las diferentes condiciones de sector que se propusieron.

	RL=72 ohms	
K	β	α
2	26.5	$5.5k-10.8$
2.6	17.7	$4k-4$
3	14.8	$2.8k+0.2$
1.2	17	$1.3k-13$
0.8	11	$0.35k-12.5$

Tabla 5. Pendientes para la curva de 72 ohms.

	RL=100 ohms	
K	β	α
0.6	7.5	0.8k-12
1.4	11.4	0.55k-11
2.4	25.2	5k-12
2.8	21.2	5.5k-11
3.4	16	2.7k

Tabla 6. Pendientes para la curva de 100 ohms.

En Hernández (2005) se expone que β puede ser grande y α pequeño para una selección conveniente de la ganancia γ . De los resultados de la tabla 5 se puede observar que si se escoge la recta β con más pendiente, entonces podemos fijar $\beta = 26.5$. De aquí que con la condición dada en el artículo $\beta < \frac{2}{T\gamma}$ podemos seleccionar a la ganancia γ . Recordar que el periodo de muestreo T debè ser lo suficientemente grande para permitir que el sistema dinámico en lazo cerrado expuesto en Silva (2002), alcance su estado estacionario (ver sección 5.4.1 para el cálculo del periodo de muestreo). Los experimentos experimentales que se presentan en este trabajo se realizan con un periodo de muestreo de 1.6 milisegundos considerando los resultados de simulación en Hernández (2005).

$$\text{Si } \beta < \frac{2}{T\gamma} \quad (5-6)$$

$$\gamma < \frac{2}{48\beta T}$$

$$\gamma < \frac{2}{48 * 26.5 * 1.6 \times 10^{-3}}$$

$$\gamma < 0.9827$$

Nótese que β se multiplico por 48 debido a que es el valor que se utilizo para normalizar el voltaje promedio en la carga, para obtener el modelo dinámico del convertidor resonante serie de cd-cd. Por lo tanto el valor máximo para asegurar la estabilidad del sistema es cuando la ganancia del integrador en tiempo discreto es menor a 0.98.

5.4.1 Simulación del convertidor resonante serie para encontrar el periodo de muestreo mínimo.

En esta sección se muestran las simulaciones para encontrar el periodo de muestreo mínimo que permite que el sistema dinámico en lazo cerrado antes citado alcance su estado estacionario. Las simulaciones fueron realizadas en el paquete computacional Simnon, versión 3.0, con el cual se pueden simular sistemas no lineales. Un listado del programa se muestra en el apéndice C. Los resultados de las simulaciones que se muestran a continuación, se realizaron con los valores de los parámetros siguientes:

$$E=48[V], \quad L=1.5[mH], \quad C=10.6[nF], \quad C_0=1[\mu F], \quad R=72[\Omega].$$

De los anteriores parámetros, la frecuencia de resonancia f_r toma el siguiente valor:

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 39914 \text{ Hz}$$

Lo que quiere decir que cada periodo igual a $25.054 \mu\text{seg}$ se repetirán en forma periódica las señales resonantes del sistema (corriente y voltaje). Ahora de la relación que guarda el tiempo parametrizado y el tiempo real $\tau = \frac{t}{\sqrt{LC}}$ tenemos las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{t}{\sqrt{LC}} = (2.5078 \times 10^5) t \\ t &= \sqrt{LC} \tau = (3.9875 \times 10^{-6}) \tau \end{aligned} \quad (5-7)$$

Por lo tanto, para encontrar el tiempo real t que se está simulando bastará con realizar el producto indicado en la ecuación (5-7). Las siguientes simulaciones muestran el voltaje de salida del convertidor resonante serie contra el tiempo τ parametrizado, y donde también se varía el parámetro de control k .

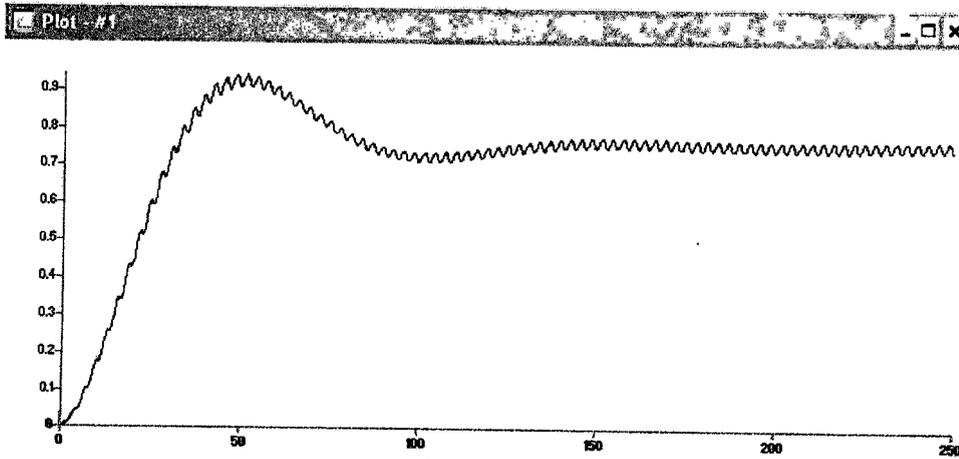


Fig. 43. Gráfica del voltaje de salida del convertidor resonante serie para $k=1$.

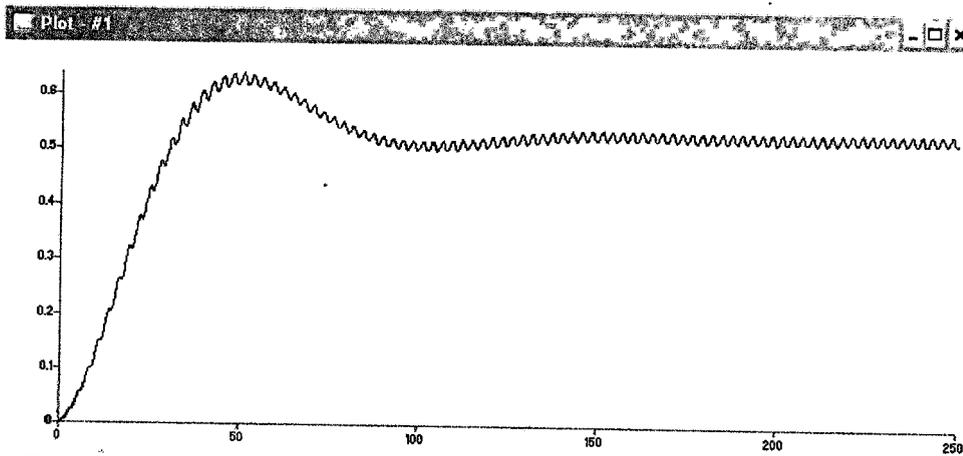


Fig. 44. Gráfica del voltaje de salida del convertidor resonante serie para $k=2$.

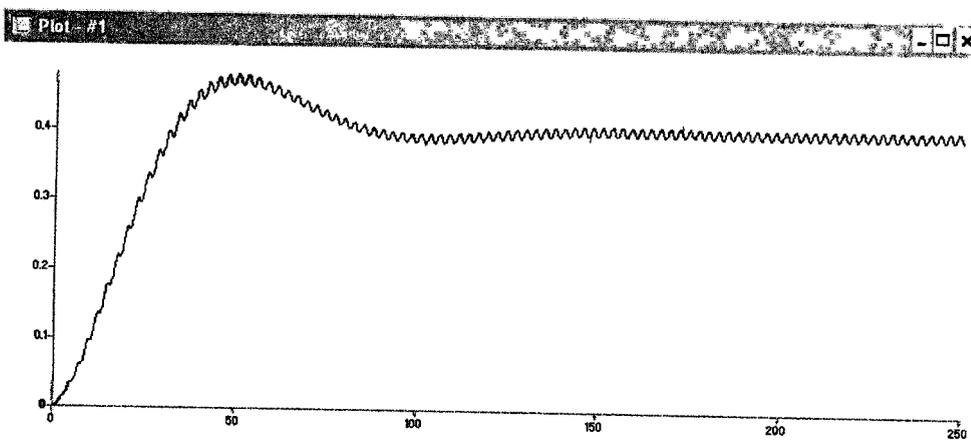


Fig. 45. Gráfica del voltaje de salida del convertidor resonante serie para $k=3$.

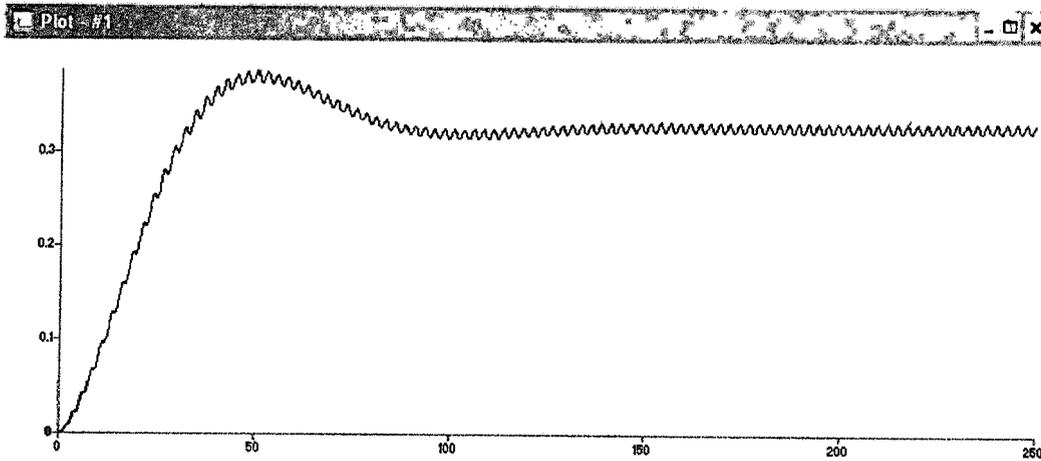


Fig. 46. Gráfica del voltaje de salida del convertidor resonante serie para $k=4$.

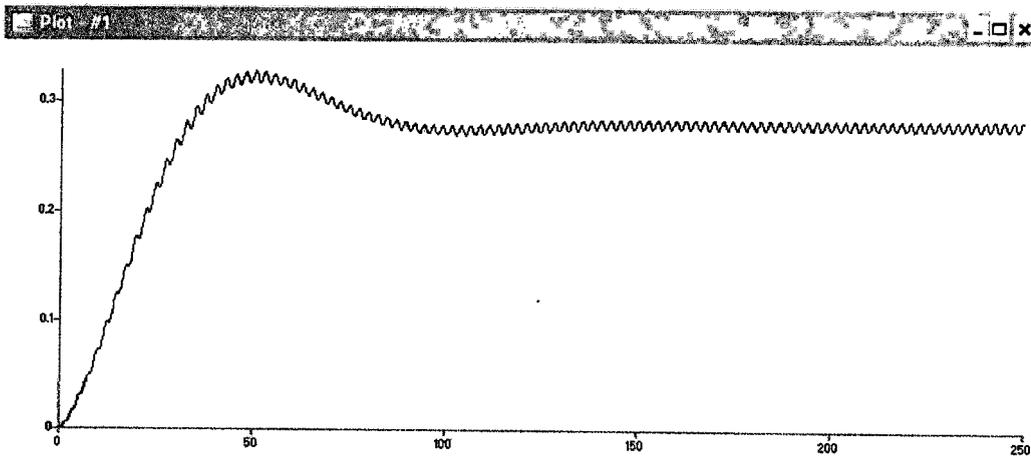


Fig. 47. Gráfica del voltaje de salida del convertidor resonante serie para $k=5$.

Comparando las simulaciones realizadas para el voltaje de salida del convertidor resonante serie variando el parámetro de control k , se puede observar que el sistema alcanza su estado estacionario en aproximadamente $\tau = 140s$, por lo tanto al hacer la conversión a unidades de tiempo real con la ayuda de la ecuación (5-7) se tiene:

$$t = \sqrt{LC}\tau = (3.9875 \times 10^{-6})\tau$$

$$t = (3.9875 \times 10^{-6})(140)$$

$$t = 558.25 \mu\text{seg}$$

Se puede considerar que un periodo de muestreo igual a 558.25 microsegundos es el tiempo mínimo que se puede utilizar con la estrategia en tiempo discreto.

5.5 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL CONTROLADOR HÍBRIDO PARA EL CONVERTIDOR RESONANTE SERIE.

Los resultados que muestran la regulación del voltaje de salida al valor deseado se obtuvieron con un periodo de muestreo de $T=1.6$ milisegundos y variando la ganancia γ de acuerdo a la restricción correspondiente. Los resultados de la implementación del control híbrido propuesto se muestran a continuación:

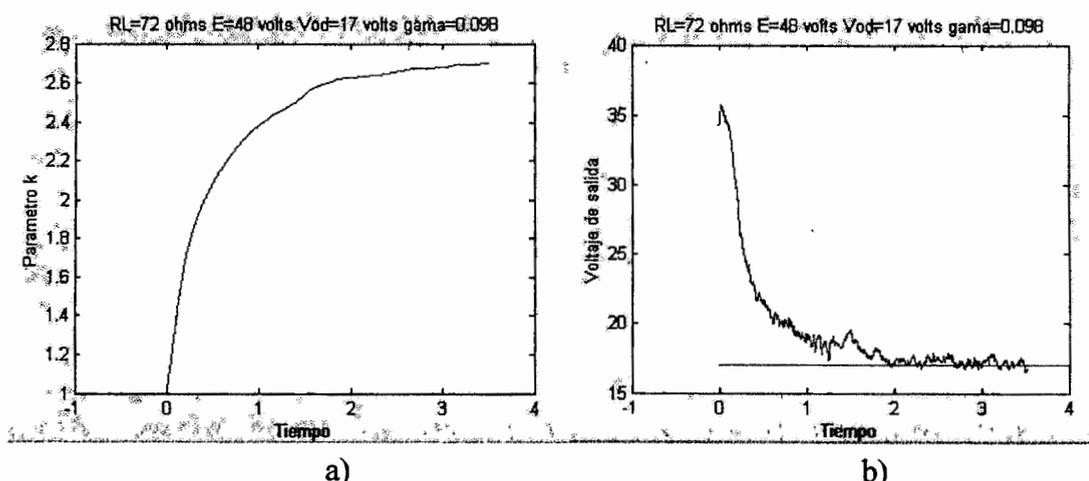


Fig. 48. a). Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 72 ohms. b). Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 72 ohms.

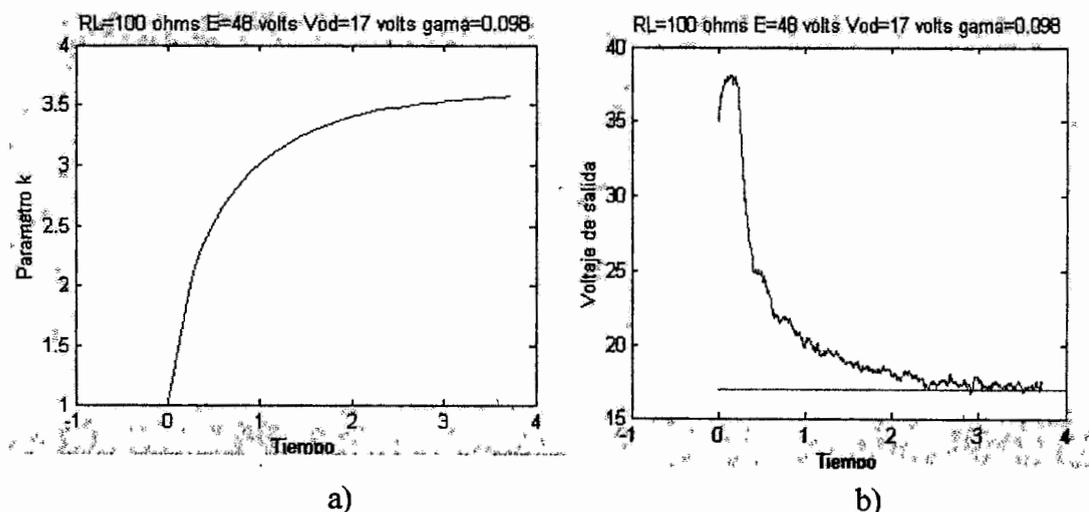


Fig. 49. a). Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 100 ohms. b). Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 100 ohms.

Las figuras 48 y 49 muestran a la izquierda la salida del controlador en tiempo discreto (parámetro K) respecto al tiempo para alcanzar el voltaje de salida deseado de 17 volts y a la derecha el voltaje de salida del convertidor, las graficas de la figura 48 para una carga de 72 ohms y las graficas de la figura 49 para una carga de 100 ohms. Con lo que se muestra la convergencia del voltaje de salida al valor deseado con diferentes valores de cargas resistivas.

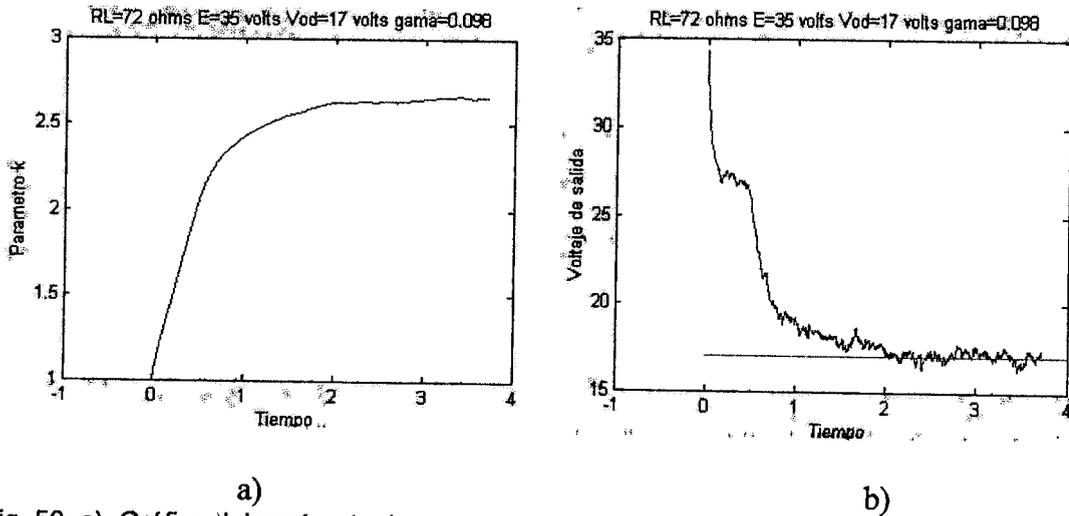


Fig. 50. a). Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 72 ohms y con $E=35$ volts. b). Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 72 ohms y con $E=35$ volts.

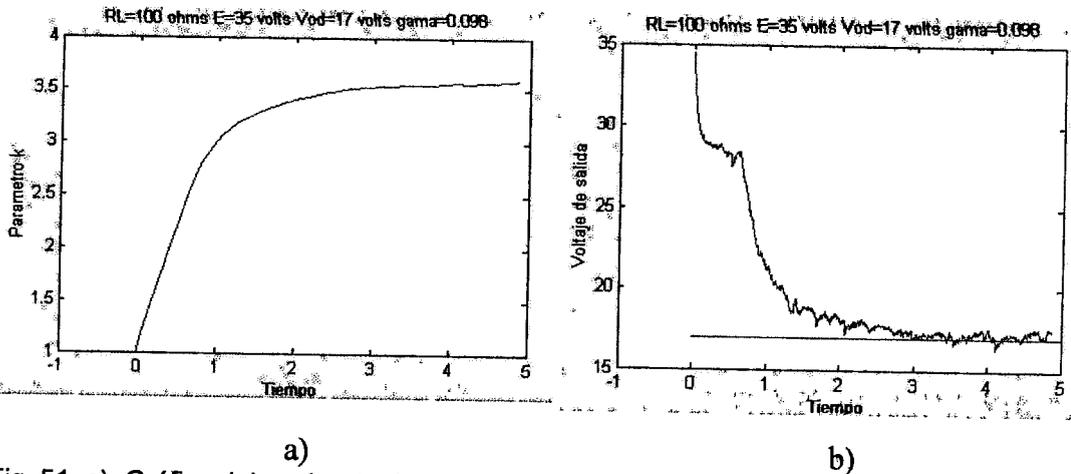


Fig. 51. a). Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 100 ohms y con $E=35$ volts. b). Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 100 ohms y con $E=35$ volts.

Las anteriores gráficas muestran a la izquierda la salida del controlador en tiempo discreto (parámetro K) respecto al tiempo para alcanzar el voltaje de salida deseado de 17 volts y a la derecha el voltaje de salida del convertidor, las graficas de la figura 50 para una carga de 72 ohms y las graficas de la figura 51 para una carga de 100 ohms, pero ahora también se varia el valor de la fuente de energía primaria del convertidor $E=35$ volts. Con lo que se muestra la regulación del voltaje de salida del convertidor ante variaciones en la fuente de energía primaria.

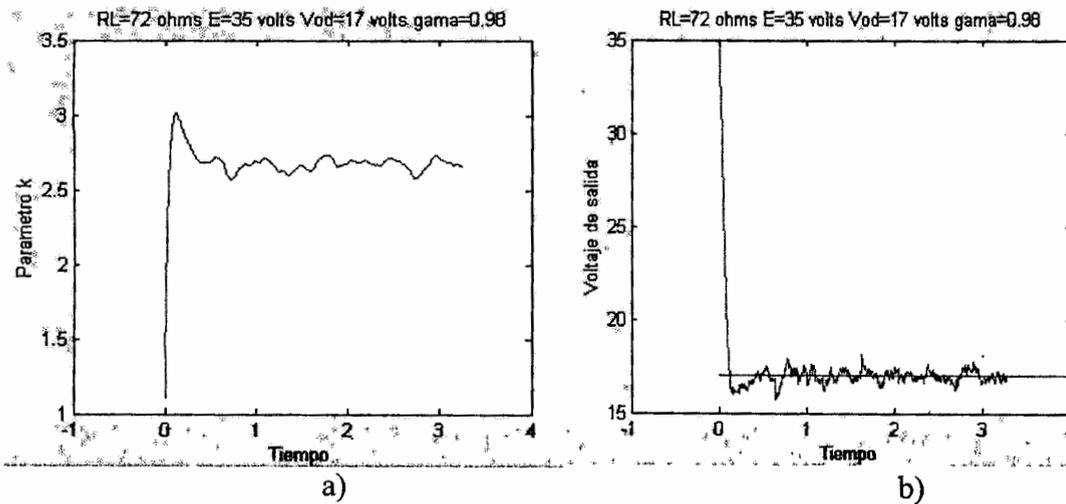


Fig. 52. a). Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 72 ohms, con $E=35$ volts y con $\gamma = 0.98$. B). Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 72 ohms, con $E=35$ volts y con $\gamma = 0.98$.

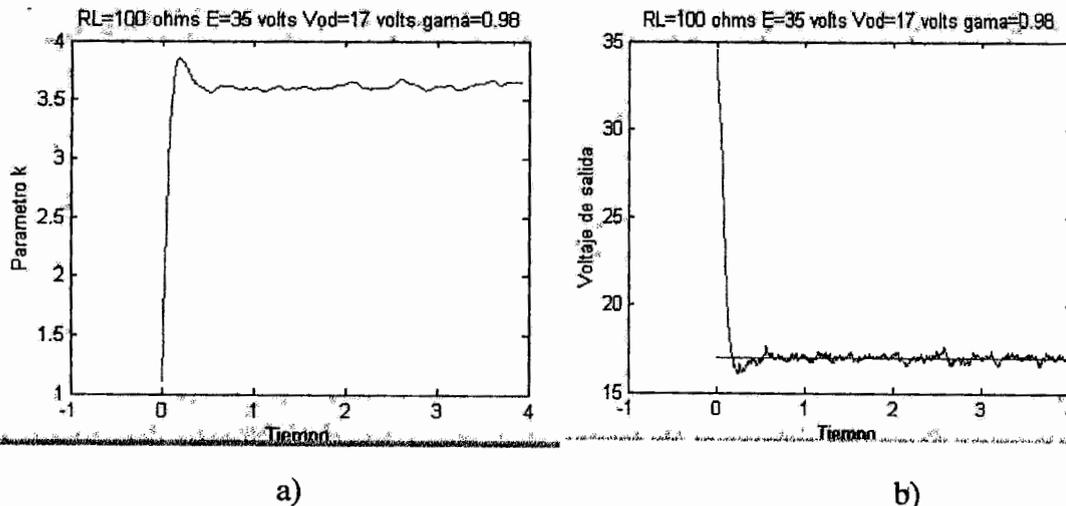


Fig. 53. a). Gráfica del parámetro k necesario para regular el voltaje de salida al valor de 17 volts con una carga de 100 ohms, con $E=35$ volts y con $\gamma = 0.98$. b). Regulación a 17 volts del voltaje de salida con una carga de 100 ohms, con $E=35$ volts y con $\gamma = 0.98$.

En las anteriores gráficas se mantiene la fuente de alimentación a 35 volts pero ahora se varia el valor de la ganancia del controlador en tiempo discreto $\gamma=0.98$, las graficas de la figura 52 para una carga de 72 ohms y las graficas de la figura 53 para una carga de 100 ohms. Se observa una respuesta más rápida para lograr la regulación al valor deseado de 17 volts en la salida del convertidor.



Fig. 54. Fotografía del control híbrido para el convertidor resonante serie de cd-cd.

5.5.1 Comentarios de los resultados experimentales obtenidos.

En los resultados obtenidos de manera experimental se puede observar una buena regulación al valor deseado del voltaje de salida. Cuando se incrementa la ganancia del integrador en tiempo discreto se observa una convergencia más rápida al valor deseado. Sin embargo se puede observar que cuando el convertidor llega al valor deseado existe una variación en torno al valor deseado del voltaje de salida aunque que sin alejarse tanto de este y sin perder la regulación. Esta variación puede ser posible a la interferencia que produce algún ruido electromagnético presente en el circuito, y que afecta principalmente a la lectura del voltaje de salida.

5.5.2 Conclusiones.

Como conclusión general de estos experimentos se puede concluir que se obtiene un buen desempeño de la estrategia de control híbrido propuesto con lo cual se valida experimentalmente los resultados teóricos en Hernández (2005). Si se

observan las graficas que presentan la regulación del voltaje de salida del convertidor se puede observar que independientemente de la carga dentro del rango seleccionado, variación en la fuente de energía primaria del convertidor, el controlador híbrido logra regular hacia el valor deseado del voltaje de salida. Para estos experimentos se escogió el rango de 72 a 100 ohms debido a que se podría incursionar en un rango mayor de valor deseado en el voltaje de salida del convertidor, sin embargo se puede ampliar el rango de la carga para el uso de esta estrategia de control híbrido. También notar que al seleccionar otro valor para el periodo de muestreo (cuidando que esta selección permita que el sistema alcance su estado estacionario) afecta directamente el valor máximo de la ganancia del esquema en tiempo discreto que asegura estabilidad del sistema.

CAPÍTULO 6

INVERSORES RESONANTES.

En este capítulo se introducen algunos conceptos de los inversores resonantes con el fin de conocer su funcionamiento, en las secciones 6.2 y 6.3 se estudian las diferencias entre los inversores alimentados por voltaje y los inversores alimentados por corriente y por último en la sección 6.4 se ven algunas de las propiedades de los inversores resonantes de acuerdo a Esteve (2003).

6.1 INTRODUCCIÓN A LOS INVERSORES RESONANTES.

Se pueden definir a los inversores como aquellos convertidores cuya salida es una magnitud alterna obtenida a partir de otra continua. Estamos hablando de convertidores DC/AC con salida monofásica no modulada cuya estructura depende de la naturaleza de la fuente de DC. La topología más frecuente, que no la única, es la del puente completo que pueden ser alimentados con fuente DC de voltaje o de corriente (ambas unidireccionales).

De un simple estudio de esta estructura se puede deducir que la salida de voltaje de un inversor alimentado con voltaje, trabajando con un ciclo del 50%, tendrá necesariamente una forma de onda cuadrada ya que en una fase de funcionamiento de los conmutadores de una diagonal del puente estarán en conducción y los de la otra en corte conectando directamente la fuente DC a la carga (+VDC). En la otra fase los estados de los conmutadores se invierten y conectan a la carga la fuente invertida (-VDC). De modo análogo, cuando la fuente es de corriente continua la salida de corriente es cuadrada.

Si la carga es puramente resistiva, en ambos casos, tanto el voltaje como la corriente son cuadradas y el factor de potencia a la salida (el coseno del ángulo de desfase entre el voltaje y la corriente) es la unidad. En el caso que la carga

tenga componente inductiva, como es el caso de una carga serie RL, el factor de potencia será distinto de la unidad y para poder compensarlo, es decir aumentarlo lo más posible, será necesario conectar a la carga un componente reactivo adecuado. Este componente es el condensador que se puede conectar en serie formando un circuito RLC denominado circuito resonante serie. También se puede conectar en paralelo para formar un circuito resonante paralelo.

El circuito resonante serie se considera como una fuente de corriente y por lo tanto un inversor con este tipo de carga, denominado inversor resonante serie, debe necesariamente ser alimentado por una fuente de voltaje. Análogamente, el circuito resonante paralelo se considera como una fuente de voltaje y el inversor resonante en paralelo correspondiente debe ser conectado a su entrada una fuente de corriente.

Ambos circuitos resonantes se caracterizan por su factor de calidad Q y su frecuencia de resonancia ω_0 . Si el factor de calidad es suficientemente alto, cuando el inversor funcione a una frecuencia muy próxima a la de resonancia, el factor de potencia será próximo a la unidad y la forma de onda de la magnitud de salida distinta de la que caracteriza la fuente (corriente para los inversores alimentados por voltaje y voltaje para los alimentados por corriente) será prácticamente senoidal.

Tanto la característica estática como la dinámica de los conmutadores elegidos para la construcción del puente inversor vendrá determinada por la naturaleza de la carga durante el proceso de conmutación atendiendo la regla de conmutación de celdas elementales vistas anteriormente, para lo cual habrá de tener en cuenta la fase entre los voltajes y las corrientes en el circuito resonante. Si la frecuencia de conmutación coincide exactamente con la de resonancia la fase es cero pero en caso contrario aparecerá una diferencia de fase cuyo signo está determinado por la relación entre las frecuencias. A continuación se presenta un estudio detallado en estos términos de los inversores alimentados por voltaje y por corriente.

6.2 INVERSORES RESONANTES ALIMENTADOS POR VOLTAJE.

El hecho de que estos inversores tengan como una fuente de alimentación una fuente de voltaje hace necesario que la fuente de carga sea de corriente. El circuito de carga correspondiente debe ser un circuito resonante serie puesto que se comporta de modo transitorio como una fuente de corriente ya que su impedancia instantánea es infinita.

El módulo de la impedancia de un circuito resonante serie se hace mínimo a la frecuencia de resonancia al tiempo que la fase se hace cero. Con frecuencias mayores que la resonancia la impedancia tiende a subir al igual que la fase que lo hace de modo asintótico hasta los 90 grados. Para frecuencias menores que la resonancia, la impedancia también sube pero la fase baja tendiendo asintóticamente a -90 grados. Esto significa que para la frecuencia de resonancia el circuito resonante se comporta de modo resistivo puro mientras que fuera de la resonancia se comporta de modo inductivo si la frecuencia de conmutación es mayor que la de resonancia o de modo capacitivo si es menor.

Esto es fácil de recordar mediante la siguiente interpretación simple considerando la impedancia de los componentes reactivos del circuito llevando la frecuencia a los extremos. Si la frecuencia tiende a cero la impedancia de la inductancia se hace despreciable (cortocircuito) y queda la correspondiente al condensador (comportamiento capacitivo). Si la frecuencia tiende al infinito la impedancia del condensador tiende a cero y queda la de la inductancia (comportamiento inductivo).

Lo más importante de todo lo anterior es que para el comportamiento capacitivo la corriente esta adelantada respecto del voltaje (fase negativa) mientras que para el comportamiento inductivo ocurre todo lo contrario.

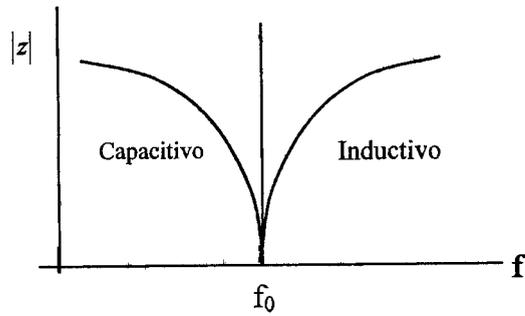


Fig. 55. Comportamiento del circuito resonante serie.

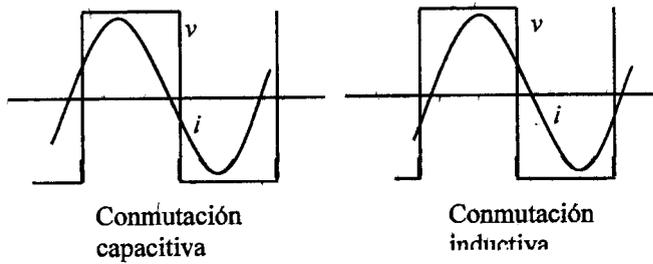


Fig. 56. Formas de onda asociadas para los distintos modos de conmutación.

La topología adecuada para trabajar en condiciones de conmutación suave en el caso capacitivo es aquella cuyos conmutadores de tres segmentos son bidireccionales en corriente con conmutación controlada a conducción. Para el caso inductivo los conmutadores bidireccionales en corriente, tiene que ser controlada solo la conmutación de corte.

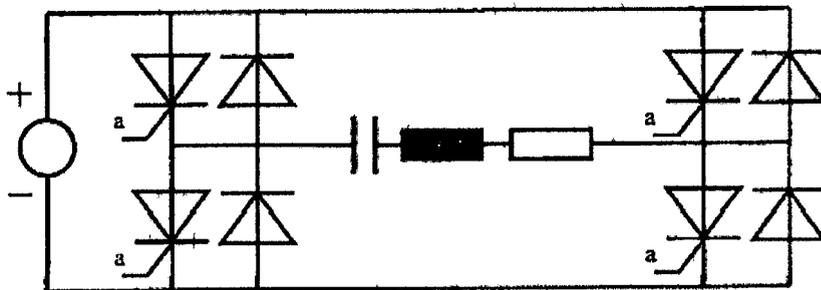


Fig. 57. Topología de los inversores resonante serie en conmutación suave.

6.3 INVERSORES RESONANTES ALIMENTADOS POR CORRIENTE.

Este tipo de inversores tienen como fuente de alimentación una fuente de corriente por lo que se hace necesario que la fuente de carga sea de voltaje. El circuito de carga correspondiente debe ser un circuito resonante paralelo puesto que se comporta de modo transitorio como una fuente de voltaje ya que su impedancia instantánea es cero.

El modulo de la impedancia de un circuito resonante paralelo se hace máximo a la frecuencia de resonancia al tiempo que la fase se hace cero. Con frecuencias mayores que la de resonancia la impedancia tiende a bajar al igual que la fase que lo hace de modo asintótico hasta los -90 grados. Para frecuencias menores que la resonancia. La impedancia también baja pero la fase sube tendiendo asintóticamente a 90 grados. Esto significa que para la frecuencia de resonancia del circuito resonante se comporta de modo resistivo puro mientras que fuera de la resonancia se comporta de modo inductivo si la frecuencia de conmutación es menor que la de resonancia o de modo capacitivo si es mayor.

Aquí también se puede dar una interpretación simple considerando la impedancia de los componentes reactivos del circuito llevando la frecuencia a los extremos. Si la frecuencia tiende a cero la impedancia del capacitor se hace infinita (circuito abierto) y queda la correspondiente a la inductancia (comportamiento inductivo). Si la frecuencia tiende al infinito la impedancia de la inductancia tiende a infinito y queda la del capacitor.

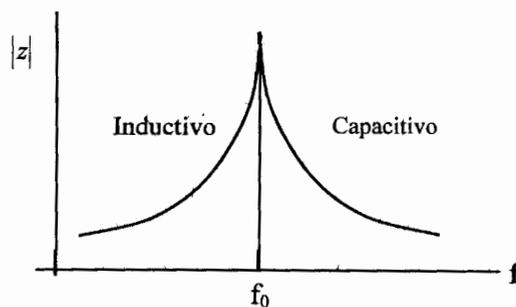


Fig. 58. Comportamiento del circuito resonante paralelo.

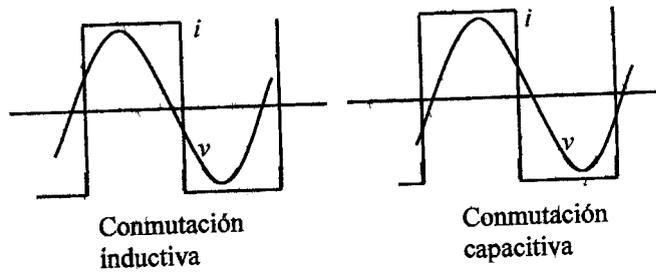


Fig. 59. Formas de onda asociadas para los distintos modos de conmutación.

La topología adecuada para trabajar en condiciones de conmutación suave en el caso capacitivo es aquella cuyos conmutadores de tres segmentos son bidireccionales en voltaje con conducción controlada a conducción. Para el caso inductivo los conmutadores bidireccionales en voltaje tienen que tener controlada solo la conmutación de corte.

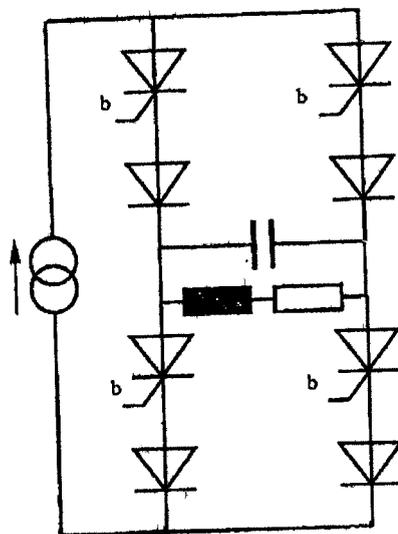


Fig. 60. Topología de los inversores resonantes paralelo en conmutación suave.

6.4 PROPIEDADES DE LOS INVERSORES RESONANTES.

De todo lo anteriormente tratado se puede resumir que en los procesos de conmutación de los inversores resonantes cada conmutador tiene una conmutación controlada y otra inherente y las consecuencias de este tipo de operación son muy ventajosas.

Las conmutaciones inherentes se realizan a conducción en condiciones ZVS (conmutación a voltaje cero) y a corte en ZCS (conmutación a corriente cero) con lo que teóricamente se realizan con pérdidas nulas. Solo habría, en un principio, pérdidas en las conmutaciones controladas que pueden ser minimizadas con redes de ayuda a la conmutación (snubbers). Si tomamos conmutadores con conmutación controlada la red snubber sería una inductancia en serie. Como en estos conmutadores el proceso de corte es inherente con corriente nula, al final ya no quedaría energía almacenada en la inductancia que pudiese disipar. En el caso de conmutadores con conmutación controlada de corte la red snubber sería un capacitor conectado en los bornes del conmutador que tendría carga cero al llegar al momento de la conmutación inherente de conducción ya que esta se produce con voltaje cero y no habría disipación de energía. Por lo tanto, en inversores resonantes se pueden utilizar redes de ayuda no disipativas (en caso ideal) con lo que es posible su dimensionamiento generoso sin pérdida de rendimiento.

En estas condiciones las pérdidas de conmutación en inversores resonantes son muy reducidas con lo que es posible alcanzar grandes frecuencias de funcionamiento sin que ello afecte considerablemente al rendimiento. Eligiendo los dispositivos conmutadores adecuados (por ejemplo transistores MOS) se pueden alcanzar frecuencias cercanas a 1 MHz manejando altos niveles de potencia y rendimientos muy aceptables.

El hecho de que las condiciones de conmutación presentes en inversores resonantes sean tan favorables nos hace deducir que el estrés de los conmutadores será mínimo con lo que se puede optimizar un factor tan importante como es la fiabilidad.

Por otro lado, el hecho de que algunas magnitudes eléctricas envueltas en el funcionamiento de este tipo de convertidores sean senoidales y que las que no lo son pueden tener sus transiciones suavizadas en virtud del uso de las redes de

snubber, hace que los niveles de emisión de interferencias electromagnéticas baje notablemente en los inversores resonantes en comparación con otros tipos de convertidores, con lo que se mejora la compatibilidad electromagnética de estos equipos, siendo este un factor muy importante habida cuenta de la rigurosa normativa impuesta actualmente en este campo.

CAPÍTULO 7

PRUEBAS CON UN INVERSOR RESONANTE DE CD-CA.

En este capítulo se muestran los resultados experimentales del uso de un prototipo de un inversor resonante, para esto antes en la sección 7.1 se muestran las especificaciones del diseño y el desarrollo para obtener los valores de los elementos reactivos del inversor. Es necesario señalar que se construyó el circuito driver-inversor en base al mismo esquema del convertidor resonante el cual se abordó en este trabajo.

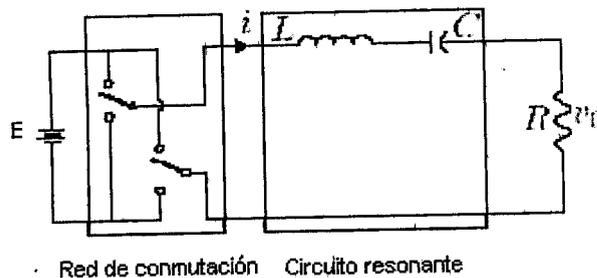


Fig. 61. Esquema de un inversor resonante.

En la figura 61 se puede observar los dos bloques principales de que está formado un inversor resonante, el primero formado por el sub-bloque llamado red de conmutación, en el cual a partir de una señal de entrada de cd se generan las conmutaciones adecuadas para lograr generar una señal cuadrada bipolar con una frecuencia de conmutación que cuando se acerca a la frecuencias de resonancia del sub-bloque L-C llamado circuito resonante se produce una señal ca en la carga.

7.1 DISEÑO DE LOS ELEMENTOS REACTIVOS.

Para llevar a cabo el diseño del inductor resonante L, en la tabla 7 se anotan las características del alambre que se empleó, la corriente máxima que circula en el inductor y las especificaciones del núcleo que se empleó en la construcción del

inductor. Para el diseño del inductor se escogió un núcleo de ferrita ya que es el más adecuado para el diseño a altas frecuencias, lo que si embargo no es característica importante ya que se pretende trabajar el convertidor debajo de 1000 hertz de frecuencia de resonancia.

$$f_s = 600\text{Hz}$$

$$\omega_s = 2\pi f$$

$$\omega_s = 2\pi(600\text{Hz})$$

$$\omega_s = 3769.9\text{rad / seg}$$

$$C = 0.147 \times 10^{-6} \text{ f}$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\sqrt{LC} = \frac{1}{\omega_s}$$

$$LC = \frac{1}{\omega_s^2}$$

$$L = \frac{1}{C\omega_s^2}$$

sustituyendo

$$L = \frac{1}{(0.147 \times 10^{-6} \text{ f})(3769.9\text{rad / seg})}$$

$$L = 478.6 \times 10^{-6} \text{ H}$$

Parámetros:	Símbolo	Unidad	Valores
Resistividad del alambre	ρ	(Ohm-cm)	$1.724 \times 10^{-6} \text{ cm}$
Inductancia	L	(H)	$478.6 \times 10^{-3} \text{ H}$
Dimensiones del núcleo:			
Sección transversal	A_c	(cm^2)	1.09 cm^2
Área de ventana	W_A	(cm^2)	0.476 cm^2
Longitud promedio por vuelta	MLT	(cm)	6.6cm
Constante geométrica	K_g	(cm^3)	$85.7 \times 10^{-3} \text{ cm}^3$

Tabla 7. Características del alambre y del núcleo empleado.

Se calcula el número de vueltas del inductor resonante de acuerdo a la siguiente relación: $N = \sqrt{\frac{L}{\Delta L}}$.

Como se puede observar en el desarrollo para calcular la inductancia, se fija el capacitor resonante a un valor de 0.147 micro-faradios. Es necesario señalar que debido a las limitaciones físicas para el número de vueltas que soporta el núcleo de ferrita que se utilizó para construir el inductor resonante, se utilizaron dos inductancias conectadas en serie para lograr el valor deseado.

7.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL FUNCIONAMIENTO DE UN INVERSOR RESONANTE.

En la figura 57 se puede observar la medición con el osciloscopio de las señales que entrega el circuito driver necesarias para disparar los transistores que forman el puente completo del inversor. Es necesario señalar que estos experimentos se realizaron en lazo abierto, es decir se generó una señal que simulaba la medición de la corriente del inductor resonante. Esto con el fin de probar el diseño de los elementos reactivos y lograr que el circuito para el inversor resonante funcionara adecuadamente y también debido a que se necesita de un sensor de corriente especial con el cual no se ha dispuesto hasta ahora.

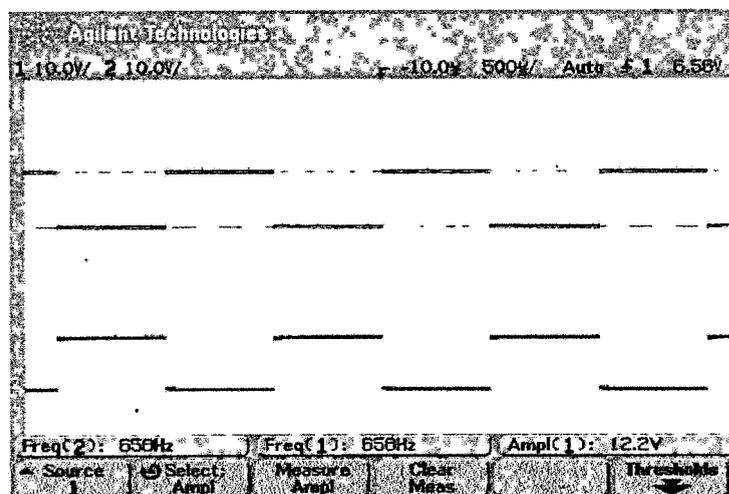


Fig. 62. Señales cuadradas complementadas que entrega el driver.

En la figura 63 se puede observar la señal bipolar que genera la red de conmutación formado por un inversor puente completo, se puede observar que la amplitud de la señal es de aproximadamente dos veces del voltaje de cd de entrada igual a 48 volts, la frecuencia de conmutación es de aproximadamente de 658 hertz que es parecida a la frecuencia de 600 hertz con la que se diseñaron los elementos reactivos que forman el inversor resonante.

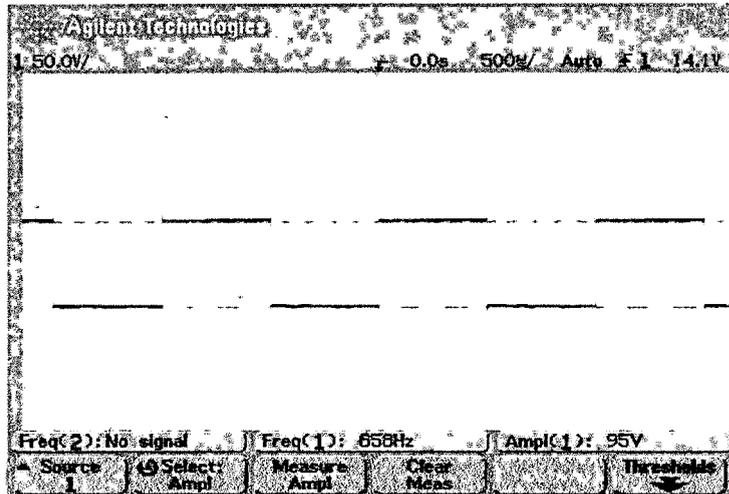


Fig. 63. Señal bipolar generada por el circuito driver-inversor.

Finalmente en la figura 59 se puede observar la forma de onda del voltaje resonante, se puede observar que conserva el mismo valor de frecuencia para la frecuencia de resonancia del circuito. Esta medición se realizó utilizando un atenuador especial ya que el voltaje presente en el capacitor resonante es alto.

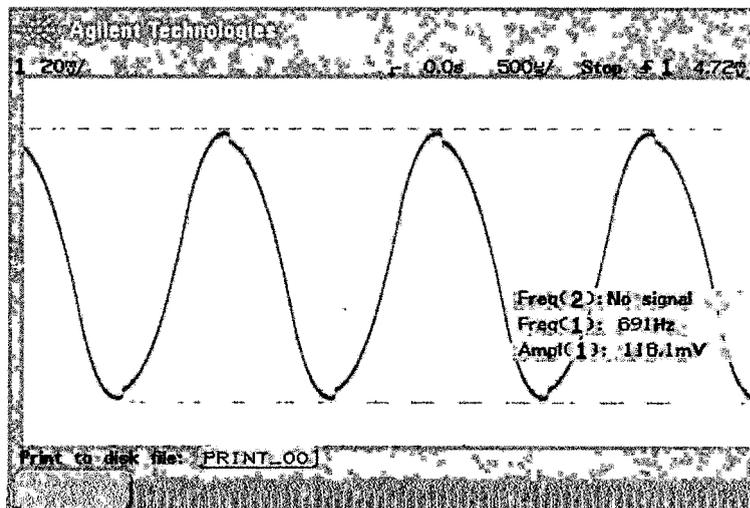


Fig. 64. Forma de onda del voltaje resonante.

7.2.1 Comentarios de los resultados experimentales.

Como se mencionó, estos experimentos se realizaron sin incluir un circuito de control, lo que implicaría medir el signo de la corriente del inductor (teniendo en cuenta los controladores utilizados para el convertidor resonante serie de cd-cd), y para lo cual no se cuenta hasta ahora con el sensor de corriente adecuado para medir la corriente resonante debajo de los 1000 hertz de resonancia. El objetivo de trabajar debajo este valor de frecuencia de resonancia es que existen trabajos para aplicaciones utilizando una frecuencia de resonancia de 300 hertz. Por lo tanto con estos experimentos solo se propuso poner en funcionamiento al inversor resonante y validar que funcionaba correctamente utilizando frecuencias de resonancia debajo de 1KHz.

7.2.2 Conclusiones.

Dentro de los objetivos de estos experimentos se encontraban dar soporte experimental a futuros trabajos sobre los inversores resonantes, por lo cual se cumple satisfactoriamente con el objetivo principal. También se observa una buena respuesta del inversor construido empleando frecuencia de resonancia debajo de 1 KHz, y como se menciona anteriormente un objetivo posterior seria construir un inversor resonante que trabajase a los 300 hertz con el fin de dar soporte experimental a otros trabajos en donde tienen aplicaciones con esta característica.

CAPÍTULO 8

CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS.

En este trabajo se presentó la propuesta de un control híbrido para regular el voltaje promedio en la carga de un convertidor resonante serie de cd-cd, ante diferentes cargas y ante variaciones en la fuente de energía primaria. El desarrollo del control híbrido propuesto implicó el funcionamiento de una estrategia de control en tiempo continuo y de una estrategia de control en tiempo discreto. Se tuvieron algunos inconvenientes al implementar la estrategia de control en tiempo discreto ya que esta implicaba medir el voltaje de salida del convertidor, pero como en la etapa de potencia y la etapa de control en tiempo continuo los voltajes que se manejan son diferentes, estas etapas están aisladas, la solución que se encontró fue la de aislar la salida del esquema de control en tiempo discreto (parámetro k), respecto al circuito de control.

Se obtuvieron buenos resultados para la regulación del voltaje promedio en la carga del convertidor, independientemente del valor de la carga resistiva dentro de un rango seleccionado y ante variaciones en la fuente de energía primaria.

Por lo anterior se concluye que mediante técnicas de control utilizando esquemas híbridos, que incluyen técnicas de control basadas en la planitud diferencial del modelo, se pueden obtener estrategias de control para la regulación de las variables resonantes de los convertidores, pero ahora ante variaciones en la carga y/o en la fuente de energía del convertidor.

Dentro de las posibles extensiones a los trabajos realizados en esta tesis, son:

- Implementación de la estrategia de control en tiempo discreto utilizando otros elementos diferentes a una P_c , como por ejemplo programar esta estrategia en un FPGA utilizando el lenguaje descriptivo VHDL.

- Validar experimentalmente la estrategia de control en otro tipo de convertidores resonantes o en los inversores resonantes.
- Construir los circuitos utilizando montaje superficial con el fin de reducir su tamaño.

REFERENCIAS.

Silva, R. 2002. Control de convertidores resonantes mediante planitud diferencial: Diseño y construcción Tesis, CINVESTAV, México,

Hernández, V. M., R. Silva and H. Sira-Ramirez. 2003. "On the Stability of Limit Cycles in Resonant DC to DC Power Converters", in IEEE Conference on Decision and Control, pp. 3515-3520.

Hernández, V. M. 2005. "Voltage regulation in Series Resonant DC to DC Power converters with unknown Resistive Load", American Control Conference, Portland Oregon, USA, June 2005, pp. 1770-1775.

Baxandall, P. J. 1959. " Transistor sinewave LC oscillators, some general considerations and new developments", Proc. IEE, vol. 106. pt. B, Suppl. 16, pp. 748-758.

Oruganti, R., K. Liu and F. C. Lee. 1985. "Resonant switches-topologies and characteristics" in IEEE Power Electronics Specialist Conference Record, pp.106-116.

Vorpérian, V. and S. Cuk. 1983. "Small Signal Analysis of resonant converters", in IEEE Power Electronics Specialist Conference Record, pp. 269-282.

Rossetto, L. 1996. "A simple control technique for series resonant converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, No. 4.

Sendanyoye, V., K. Al-Haddad and V. Rajagopalan. 1990. "Optimal trajectory control strategy for improved dynamic response of series resonant converter", in Proc. IEEE-IAS'90 Annual Meeting conference, pp 1236-1242.

Vergheze, G. C., M.E. Elbuluk, and J.G.Kasskian. 1986 "A general approach to sample data modeling for power electronics circuits" , IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 1, No. 2, pp. 76-89.

Kim, M. G., D.S. Lee and M.J Youn. 1991. "A new state feedback control of resonant converters" , IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 38, No. 3, pp. 173-179.

Sanders, S., J.M. Noworolski, X.Z. Liu and G.C. Vergheze.1991. "Generalized averaging methods for power conversion circuits" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, No. 2, pp. 251-258.

Oruganti, R. and Lee. 1985. "State-plane analysis of parallel resonant converters", in proc. IEEE-PESC.

Melse, A. L. and Sjoerd W. H. De Haan. 1988. "Reactive power handling with series resonant converters", IEEE Translations on power electronics.

Joung, G. B., Chun T. Rim and Gyu H. Cho. 1989. "Integral cycle mode control of the series resonant converters", IEEE Translations on power electronics.

Escobar, G. 1990. "Sur la commande nonlineare"des systemes d'electronique de puissance a commutation", PhD Thesis, Universite de Paris-Sud UFR Scientifique d'Orsay, (No. d'ordre 5744) Orsay (France).

Stankovic, A. M., D. J. Perrault and K. Sato. 1997. "Analysis and experimentation with dissipative nonlinear controllers for series resonant DC-DC converters", in IEEE Power Electronics Specialist Conference Record, pp.679-685.

Kwon W. H. and Gyu H. Cho, "Modified quantum and phase control of series resonant converters", Korea advanced institute of science and technology.

Seshadri, S., K. Natarajan and A.M. Sharaf, "Optimal Trajectory control of series resonant converters using modified capacitor voltage control technique".

Nguyen, V. M. And C. Q. Lee, "A tracking control method for series resonant converters", University of Illinois at Chicago.

Carrasco, J. M. , E. Galván, V. G. Escobar, R. Ortega and A. Stankovic A. M. 2000. "Análisis and experimentation of nonlinear adaptive controllers for the series resonant converter", IEEE Translations on power electronics.

Quero, J. M., J. M. Carrasco And L. G. Franquelo. 2002. "Implementation of a neural controller for the series resonant converter", IEEE Translations on industrial electronics.

Fernández, C., O. García And J. A. Cobos. 2004. "Design guidelines of the series resonant converter for very low current or very high frequency applications", IEEE Power electronics specialist conference.

Burdio, J. M., L. A. Barragan, F. Monterde, D. Navarro and J. Acero. 2004. "Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverters", IEEE Translations on power electronics.

Burdio, J. M., L. A. Barragan, F. Monterde, J. R. Garcia and A. Martínez. 2005. "A two-output series resonant inverter for induction-heating cooking appliances", IEEE Translations on power electronics.

Esteve, G. V. 2003. "Influencia de los componentes parásitos en el análisis y diseño de inversores resonantes paralelo para aplicaciones de calentamiento por inducción", Tesis doctoral, Universidad de Valencia España.

Rashid M. H. 1993. Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones, Pearson Educación, 2a. Edición, 1993.

APÉNDICE A.

Programa en lenguaje C para realizar la estrategia de control en tiempo discreto.

```
#include<string.h>
#include<dos.h>
#include<time.h>

int bajo,alto,alto2,bajo2,salida,dato;
int val;
int i,j;
volatile float tiempo,Entact;
volatile float Ts=0.0016;
int base=0x220;
int lsb1=0x00;
int msb1=0x01;
int lsb2=0x32;
int msb2=0x00;
volatile float alfa=0.098;
volatile float yd=35.0;
volatile float error,valor,km1,yconvm1,y,ym1,g;
volatile float k;//[3000];
volatile float a=0.98;
volatile float yconv;//[3000];//={0,1,2,3,4,5,6,7,8,9};
volatile float m[3000];
volatile float entrada[3900];
volatile float time1[3900];
volatile float ka[3900];
FILE *fp;
char Direccion[30];
void inicializa(void);
void EscribeArchivo(float datos1,float datos2);
void cierra(void);

void main()
{
    clrscr();
    outportb(base+11,4);//mode and interrupt control register
    outportb(base+10,0);//Multiplexer scan register
    outportb(base+9,0);//set gain as 1
    outportb(base+3,0x77);//set a counter 1 as mode 2
    outportb(base+1,lsb1);//write low byte of Counter 1
    outportb(base+1,msb1);//write high byte of counter 1
    outportb(base+3,0xb7);//set a counter 2 as mode 2
    outportb(base+2,lsb2);//write low byte of counter 2
    outportb(base+2,msb2);//write high byte of counter 2
    i=1;
```

```

km1=1;
yconvm1=0;
ym1=35.0;
g=1.0-a;
do
{
    do
    {
        }while(inportb(base+5)>15);

        alto=inportb(base+5);
        bajo=inportb(base+4);
        dato=256*alto+bajo;
        tiempo=(i-1)*Ts;
        Entact=(10.0/4096.0)*dato-5;
        if((Entact>0)&&(Entact<4))
        {
            yconv=(Entact*10.0);
        }
        else
        {
            yconv=yconvm1;
        }
        y=g*yconv+a*ym1;
        //controlador discreto
        k=(alfa*Ts*(y-yd))+km1;
        if(k>=8.5) k=8.5;
        if(k<=0.0) k=0.0;
        val=(k*255)/9;
        printf("k = %2.8f y= %f\n ",k,y);//yconv);
        entrada[i-1]=y;
        time1[i-1]=tiempo;
        ka[i-1]=k;
        outport(0x378,val);
        km1=k;
        yconvm1=yconv;
        ym1=y;
        i++;
    }while(!kbhit());
    inicializa();
    for(j=1; j<i; j++)
    {
        EscribeArchivo(ka[j],entrada[j]);
    }
    cierra();
}

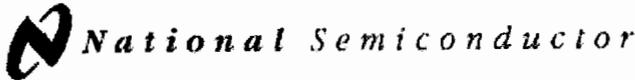
```

```
void inicializa(void)
{
strcpy(Direccion,"c:\\datos.txt");
if((fp=fopen(Direccion,"w"))==NULL)
{
printf("No se puede crear el archivo");
exit(1);
}
}
void EscribeArchivo(float datos1,float datos2)
{
fprintf(fp,"%f %f \n",datos1,datos2);
}
void cierra(void)
{
fclose(fp);
}
```

APÉNDICE B.

Especificaciones de los componentes utilizados.

B.1 DAC 0808.



January 1985

DAC0808/DAC0807/DAC0806 8-Bit D/A Converters

General Description

The DAC0808 series is an 8-bit monolithic digital-to-analog converter (DAC) featuring a full scale output current settling time of 150 ns while dissipating only 33 mW with +5V supplies. No reference current (I_{REF}) trimming is required for most applications since the full scale output current is typically ± 1 LSB of $255 I_{REF} / 256$. Relative accuracies of better than $\pm 0.10\%$ assure 8-bit monotonicity and linearity while zero level output current of less than $4 \mu A$ provides 8-bit zero accuracy for $I_{REF} \geq 2$ mA. The power supply currents of the DAC0808 series are independent of bit codes, and exhibits essentially constant device characteristics over the entire supply voltage range.

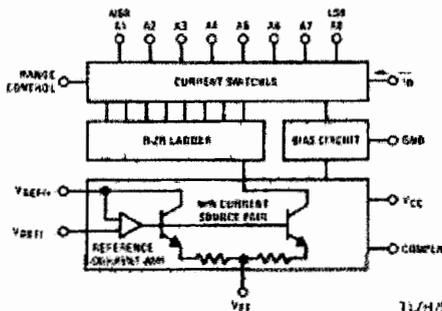
The DAC0808 will interface directly with popular TTL, DTL or CMOS logic levels, and is a direct replacement for the

MC1508/MC1408. For higher speed applications, see DAC0800 data sheet.

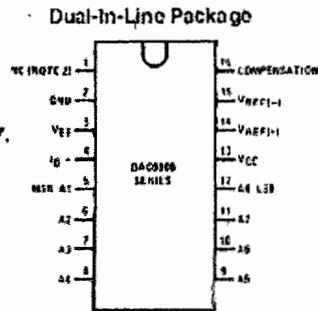
Features

- Relative accuracy: $\pm 0.10\%$ error maximum (DAC0808)
- Full scale current match: ± 1 LSB typ
- 7 and 6-bit accuracy available (DAC0807, DAC0806)
- Fast settling time: 150 ns typ
- Noninverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High speed multiplying input slew rate: 8 mA/ μs
- Power supply voltage range: $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$
- Low power consumption: 33 mW @ $\pm 5V$

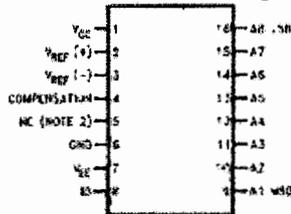
Block and Connection Diagrams



Order Number
DAC0808, DAC0807,
or DAC0806
See NS Package
Number J16A,
M16A or N16A



11/4/5687-1
Small-Outline Package



Top View

Ordering Information

ACCURACY	OPERATING TEMPERATURE RANGE	ORDER NUMBERS				
		J PACKAGE (J16A)*		N PACKAGE (N16A)*	SO PACKAGE (M16A)	
7-bit	$0^{\circ}C \leq T_A \leq -75^{\circ}C$	DAC0807LCJ	MC1408L7	DAC0808LCN	MC1408P8	DAC0808LCM
8-bit	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +75^{\circ}C$	DAC0808LCJ	MC1408L8	DAC0807LCN	MC1408P7	DAC0807LCM
				DAC0806LCN	MC1408P6	DAC0806LCM

* Note: Devices may be ordered by using either order number

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Supply Voltage	
V_{CC}	-18 V _{DC}
V_{EE}	18 V _{DC}
Digital Input Voltage, V ₅ -V ₁₂	-10 V _{DC} to -18 V _{DC}
Applied Output Voltage, V _O	-11 V _{DC} to -18 V _{DC}
Reference Current, I ₁₄	5 mA
Reference Amplifier Inputs, V ₁₄ , V ₁₅	V_{CC} , V_{EE}
Power Dissipation (Note 3)	1000 mW
ESD Susceptibility (Note 4)	TBD

Storage Temperature Range	65°C to -150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (Plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (Ceramic)	300°C
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

Operating Ratings

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
DAC0806LC Series	$0 \leq T_A \leq +75^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

($V_{CC} = 5\text{V}$, $V_{EE} = -15\text{V}_{DC}$, $V_{REF}/R_{14} = 2\text{mA}$, DAC0808: $T_A = -55^\circ\text{C}$ to -125°C , DAC0808C, DAC0807/C, DAC0806C, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+75^\circ\text{C}$, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
E_r	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale I _O)	(Figure 4)				%
	DAC0806LC (LM1408-6)				± 0.19	%
	DAC0807/LC (LM1408-7), (Note 5)				± 0.39	%
	DAC0806LC (LM1408-6), (Note 5)				± 0.78	%
	Settling Time to Within 1/2 LSB (Includes t_{pLH})	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 6), (Figure 5)		150		ns
t_{pLH} , t_{pHL}	Propagation Delay Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Figure 5)		30	100	ns
TC_{IO}	Output Full Scale Current Drift			± 20		ppm/°C
MSB V _{IH} V _{IL}	Digital Input Logic Levels High Level, Logic "1" Low Level, Logic "0"	(Figure 3)	2		0.8	V _{DC} V _{DC}
MSB	Digital Input Current High Level Low Level	(Figure 3) V _{IH} = 5V V _{IL} = 0.8V		0 0.003	0.040 0.8	mA mA
				1	-3	μA
I ₁₅	Output Current Range	(Figure 3) V _{EE} = -5V V _{EE} = -15V, T _A = 25°C	0 0	2.0 2.0	2.1 4.2	mA mA
I _O	Output Current	V _{REF} = 2.000V, R ₁₄ = 1000Ω, (Figure 3)	1.0	1.09	2.1	mA
	Output Current, All Bits Low	(Figure 3)		0	4	μA
	Output Voltage Compliance (Note 2) V _{EE} = -5V, I _{REF} = 1 mA V _{EE} Below -10V	$E_r \leq 0.19\%$, T _A = 25°C			-0.55, -0.4 -5.0, -0.4	V _{DC} V _{DC}

Electrical Characteristics (Continued)

($V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V_{DC}$, $V_{REF}/R14 = 2\text{ mA}$, DAC0808, DAC0807/C, DAC0806/C, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to -75°C , and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
SR_{IREF}	Reference Current Slow Rate	(Figure 6)	4	8		$\text{mA}/\mu\text{s}$
	Output Current Power Supply Sensitivity	$-5V \leq V_{EE} \leq -16.5V$		0.05	2.7	$\mu\text{A}/V$
I_{CC} I_{EE}	Power Supply Current (All Bits Low)	(Figure 3)		2.3 -4.3	22 13	mA mA
V_{CC} V_{EE}	Power Supply Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Figure 3)	4.5 -4.5	5.0 -15	5.5 -18.5	V_{CC} V_{DC}
	Power Dissipation					
	All Bits Low	$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -5V$		33	170	mW
	All Bits High	$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$		106	305	mW
		$V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = 5V$		90		mW
		$V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$		160		mW

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: Range control is not required.

Note 3: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature T_A . The maximum allowable power dissipation at any temperature is $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$ or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device, $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C}$, and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the dual-in-line J package when the board mounted is $100^\circ\text{C}/\text{W}$. For the dual-in-line K package, this number increases to $175^\circ\text{C}/\text{W}$ and for the small outline M package this number is $100^\circ\text{C}/\text{W}$.

Note 4: Human body model, 100 pF discharged through a $1.5\text{ k}\Omega$ resistor.

Note 5: All current switches are tested to guarantee at least 50% of rated current.

Note 6: All bits switched.

Note 7: Pin-out numbers for the DAC080X represent the dual-in-line package. The small outline package pinout differs from the dual-in-line package.

Typical Application

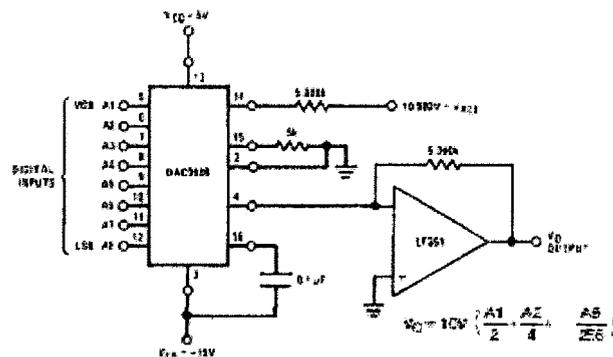
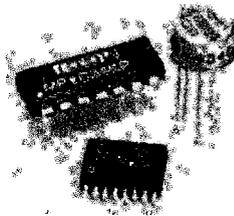


FIGURE 1. - 10V Output Digital to Analog Converter (Note 7)

1.4.1/5007-3



MPY634

Wide Bandwidth PRECISION ANALOG MULTIPLIER

FEATURES

- WIDE BANDWIDTH: 10MHz typ
- ±0.5% MAX FOUR-QUADRANT ACCURACY
- INTERNAL WIDE-BANDWIDTH OP AMP
- EASY TO USE
- LOW COST

APPLICATIONS

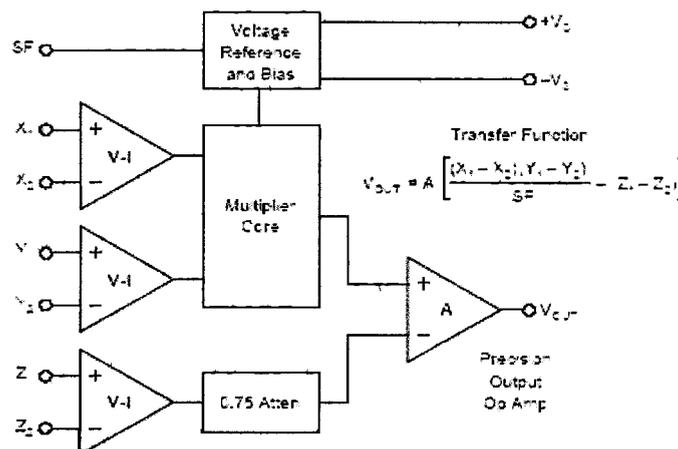
- PRECISION ANALOG SIGNAL PROCESSING
- MODULATION AND DEMODULATION
- VOLTAGE-CONTROLLED AMPLIFIERS
- VIDEO SIGNAL PROCESSING
- VOLTAGE-CONTROLLED FILTERS AND OSCILLATORS

DESCRIPTION

The MPY634 is a wide bandwidth, high accuracy, four-quadrant analog multiplier. Its accurately laser-trimmed multiplier characteristics make it easy to use in a wide variety of applications with a minimum of external parts, often eliminating all external trimming. Its differential X, Y, and Z inputs allow configuration as a multiplier, squarer, divider, square-rooter, and other functions while maintaining high accuracy.

The wide bandwidth of this new design allows signal processing at IF, RF, and video frequencies. The internal output amplifier of the MPY634 reduces design complexity compared to other high frequency multipliers and balanced modulator circuits. It is capable of performing frequency mixing, balanced modulation, and demodulation with excellent carrier rejection.

An accurate internal voltage reference provides precise setting of the scale factor. The differential Z input allows user-selected scale factors from 0.1 to 10 using external feedback resistors.



THEORY OF OPERATION

The transfer function for the MPY634 is:

$$V_{OUT} = A \left[\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{SF} - (Z_1 - Z_2) \right]$$

where:

A = open-loop gain of the output amplifier (typically 85dB at DC).

SF = Scale Factor. Laser-trimmed to 10V but adjustable over a 3V to 10V range using external resistors.

X, Y, Z are input voltages. Full-scale input voltage is equal to the selected SF. (Max input voltage = ± 1.25 SF).

An intuitive understanding of transfer function can be gained by analogy to the op amp. By assuming that the open-loop gain, A, of the output operational amplifier is infinite,

inspection of the transfer function reveals that any V_{OUT} can be created with an infinitesimally small quantity within the brackets. Then, an application circuit can be analyzed by assigning circuit voltages for all X, Y and Z inputs and setting the bracketed quantity equal to zero. For example, the basic multiplier connection in Figure 1, $Z_1 = V_{OUT}$ and $Z_2 = 0$. The quantity within the brackets then reduces to:

$$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{SF} - (V_{OUT} - 0) = 0$$

This approach leads to a simple relationship which can be solved for V_{OUT} to provide the closed-loop transfer function.

The scale factor is accurately factory adjusted to 10V and is typically accurate to within 0.1% or less. The scale factor may be adjusted by connecting a resistor or potentiometer between pin SF and the $-V_S$ power supply. The value of the external resistor can be approximated by:

$$R_{SF} = 5.4k\Omega \left(\frac{SF}{10 - SF} \right)$$

Internal device tolerances make this relationship accurate to within approximately 25%. Some applications can benefit from reduction of the SF by this technique. The reduced input bias current, noise, and drift achieved by this technique can be likened to operating the input circuitry in a higher gain, thus reducing output contributions to these effects. Adjustment of the scale factor does not affect bandwidth.

The MPY634 is fully characterized at $V_s = \pm 15V$ but operation is possible down to $\pm 8V$ with an attendant reduction of input and output range capability. Operation at voltages greater than $\pm 15V$ allows greater output swing to be achieved by using an output feedback attenuator (Figure 1).

As with any wide bandwidth circuit, the power supplies should be bypassed with high frequency ceramic capacitors. These capacitors should be located as near as practical to the power supply connections of the MPY634. Improper bypassing can lead to instability, overshoot, and ringing in the output.

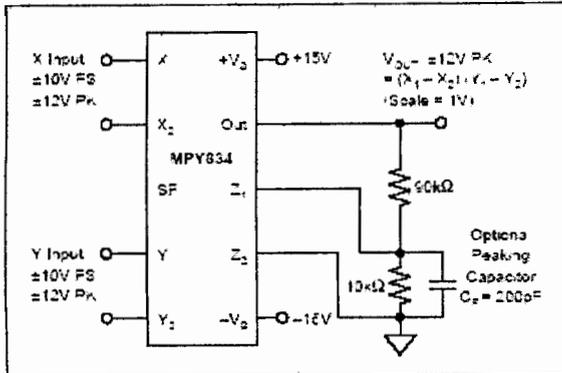


FIGURE 1. Connections for Scale-Factor of Unity.

BASIC MULTIPLIER CONNECTION

Figure 2 shows the basic connection as a multiplier. Accuracy is fully specified without any additional user-trimming circuitry. Some applications can benefit from trimming of one or more of the inputs. The fully differential inputs facilitate referencing the input quantities to the source voltage common terminal for maximum accuracy. They also allow use of simple offset voltage trimming circuitry as shown on the X input.

The differential Z input allows an offset to be summed in V_{OUT} . In basic multiplier operation, the Z_2 input serves as the output voltage ground reference and should be connected to the ground of the driven system for maximum accuracy.

A method of changing (lowering) SF by connecting to the SF pin was discussed previously. Figure 1 shows an alternative method of changing the effective SF of the overall circuit by using an attenuator in the feedback connection to Z_1 . This method puts the output amplifier in a higher gain and is thus accompanied by a reduction in bandwidth and an

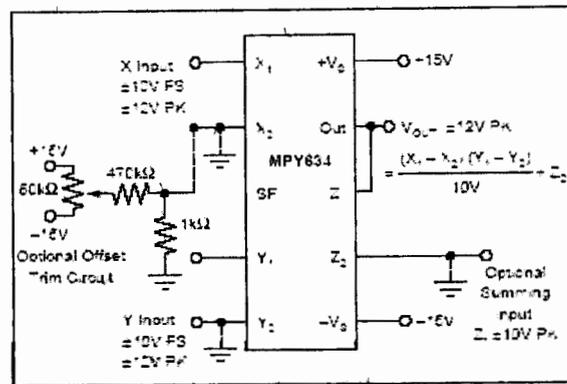


FIGURE 2. Basic Multiplier Connection.

increase in output offset voltage. The larger output offset may be reduced by applying a trimming voltage to the high impedance input, Z_2 .

The flexibility of the differential Z inputs allows direct conversion of the output quantity to a current. Figure 3 shows the output voltage differentially-sensed across a series resistor forcing an output-controlled current. Addition of a capacitor load then creates a time integration function useful in a variety of applications such as power computation.

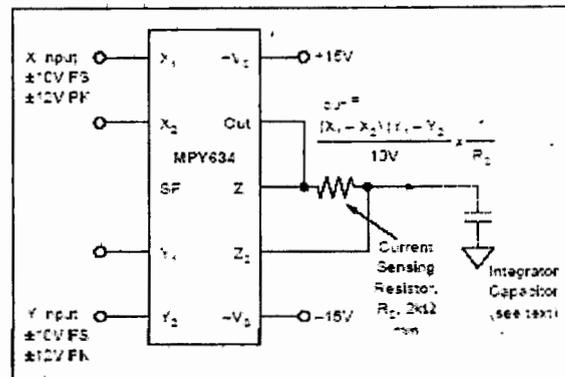


FIGURE 3. Conversion of Output to Current.

SQUARER CIRCUIT (FREQUENCY DOUBLER)

Squarer, or frequency doubler, operation is achieved by paralleling the X and Y inputs of the standard multiplier circuit. Inverted output can be achieved by reversing the differential input terminals of either the X or Y input. Accuracy in the squaring mode is typically a factor of two better than the specified multiplier mode with maximum error occurring with small (less than 1V) inputs. Better accuracy can be achieved for small input voltage levels by reducing the scale factor, SF.

DIVIDER OPERATION

The MPY634 can be configured as a divider as shown in Figure 4. High impedance differential inputs for the numerator and denominator are achieved at the Z and X inputs.

respectively. Feedback is applied to the Y_2 input, and Y_1 is normally referenced to output ground. Alternatively, as the transfer function implies, an input applied to Y_1 can be summed directly into V_{OUT} . Since the feedback connection is made to a multiplying input, the effective gain of the output op amp varies as a function of the denominator input voltage. Therefore, the bandwidth of the divider function is proportional to the denominator voltage (see Typical Performance Curves).

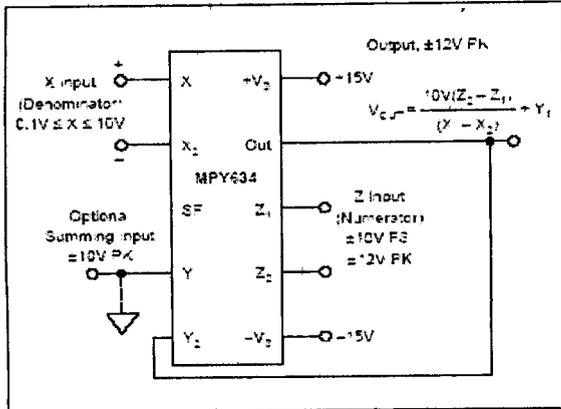


FIGURE 4. Basic Divider Connection.

Accuracy of the divider mode typically ranges from 1.0% to 2.5% for a 10 to 1 denominator range depending on device grade. Accuracy is primarily limited by input offset voltages and can be significantly improved by trimming the offset of the X input. A trim voltage of $\pm 3.5mV$ applied to the "low side" X input (X_2 for positive input voltages on X_1) can produce similar accuracies over 100 to 1 denominator range. To trim, apply a signal which varies from 100mV to 10V at a low frequency (less than 500Hz). An offset sine wave or ramp is suitable. Since the ratio of the quantities should be constant, the ideal output would be a constant 10V. Using AC coupling on an oscilloscope, adjust the offset control for minimum output voltage variation.

SQUARE-ROOTER

A square-rooter connection is shown in Figure 5. Input voltage is limited to one polarity (positive for the connection shown). The diode prevents circuit latch-up should the input go negative. The circuit can be configured for negative input and positive output by reversing the polarity of both the X and Y inputs. The output polarity can be reversed by reversing the diode and X input polarity. A load resistance of approximately 10k Ω must be provided. Trimming for improved accuracy would be accomplished at the Z input.

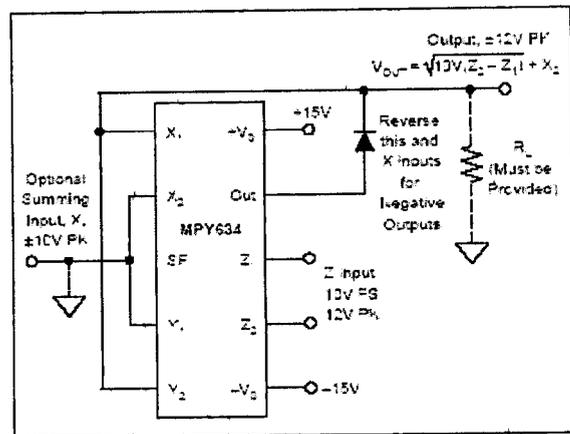


FIGURE 5. Square-Rooter Connection.

APPLICATIONS

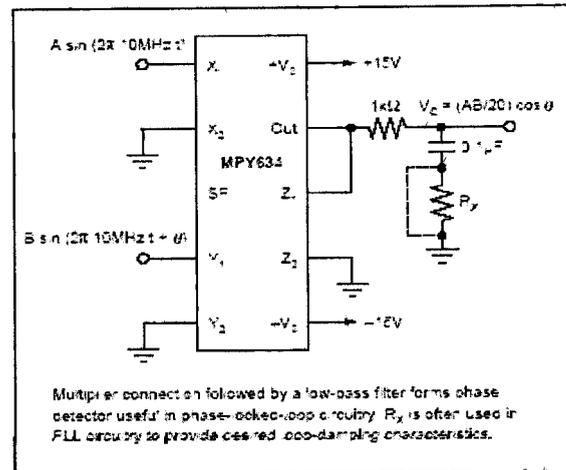


FIGURE 6. Phase Detector.

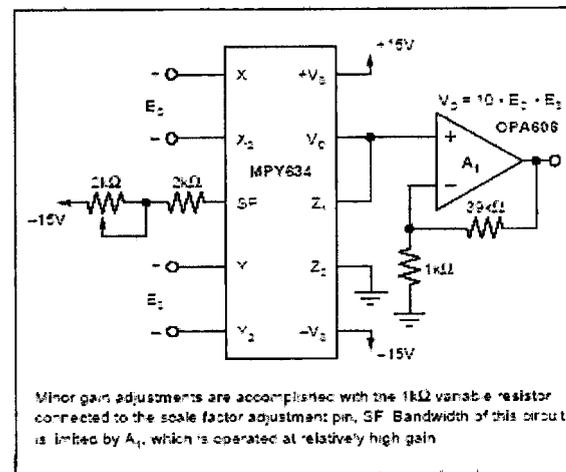


FIGURE 7. Voltage-Controlled Amplifier.

B.3 TIL111.



GENERAL PURPOSE 6-PIN PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLERS

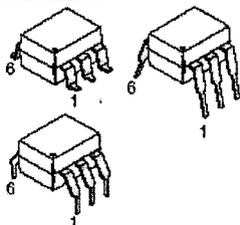
TIL111

TIL111-M

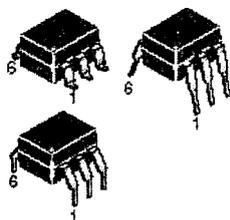
TIL117-M

MOC8100-M

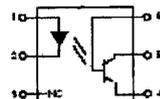
WHITE PACKAGE (-M SUFFIX)



BLACK PACKAGE (NO -M SUFFIX)



SCHEMATIC



PH 1. ANODE
2. CATHODE
3. NO CORRECTION
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE

DESCRIPTION

The MOC8100, TIL111 and TIL117 optocouplers consist of a gallium arsenide infrared emitting diode driving a silicon phototransistor in a 6-pin dual in-line package.

FEATURES

- The TIL111 is also available in both black and white packages by specifying -M suffix, e.g. TIL111-M for the white package and no suffix for the black package.
- UL recognized (File # E90700)
- VDE recognized (File # 94766); (File #102497 for white package)
 - Add option V for white package (e.g., TIL111V-M)
 - Add option 300 for black package (e.g., TIL111.300)

APPLICATIONS

- Power supply regulators
- Digital logic inputs
- Microprocessor inputs
- Appliance sensor systems
- Industrial controls

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)				
Parameter	Device	Symbol	Value	Units
TOTAL DEVICE				
Storage Temperature	All	T_{STG}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature	All	T_{OPR}	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Lead Solder Temperature	All	T_{SOL}	260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	All	P_D	250	mW
			3.3 (non-M), 2.94 (-M)	mW/ $^\circ\text{C}$
EMITTER				
DC/Average Forward Input Current	All	I_F	100 (non-M), 60 (-M)	mA
Reverse Input Voltage	TIL111/TIL111-M	V_R	3	V
	MOC8100-M/TIL117-M		6	
Forward Current - Peak (300 μs , 2% Duty Cycle)	All	$I_F(\text{pk})$	3	A
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	All	P_D	150 (non-M), 120 (-M)	mW
			2.0 (non-M), 1.41 (-M)	mW/ $^\circ\text{C}$
DETECTOR				
Collector-Emitter Voltage	All	V_{CEO}	30	V
Collector-Base Voltage	All	V_{CBO}	70	V
Emitter-Collector Voltage	TIL111-M/TIL117-M	V_{ECO}	7	V
Emitter-Base Voltage	All	V_{EBO}	7	
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	All	P_D	150	mW
			2.0 (non-M), 1.76 (-M)	mW/ $^\circ\text{C}$

APÉNDICE C.

Programa en SIMNON 3.0

```
CONTINUOUS SYSTEM CRS
" Este programa simula la dinamica de un
" convertidor resonante serie CD/CD
" Se utiliza un controlador basado
" en la energia del sistema
" States, derivates and time:
STATE z1 z2 z3
DER dz1 dz2 dz3
TIME t

" Initializations:

" Equations:
dz1=-z2-z3*sign(z1)+u
dz2=z1
dz3=(abs(z1)-z3/Q)/alfa

"Controladores
"u=sign(z1)
u=sign(s)
s=z1-k*z2

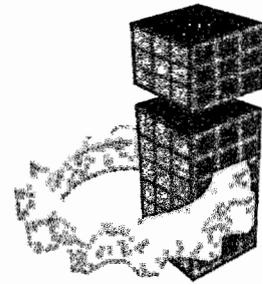
alfa=Co/C
Q=R*sqrt(C/L)

" Parameter values:
k:5
E:48
L:1.5e-3
C:10.6e-9
Co:1e-6
R:72

"Desnormalizacion
x1=z1*E*sqrt(C/L)
x2=E*z2
x3=E*z3
VV=E*u
W=0.5*E*E*C*(z1*z1+z2*z2+alfa*z3*z3)
P=x3*x3/R
tt=t*sqrt(L*C)

END
```

Universidad Autónoma de Querétaro



CONGRESO INTERNACIONAL
DE **INGENIERIA**

Eusebio Eduardo Hernández
Facultad de Ingeniería, UAQ.

Nos complace informarle que su ponencia titulada "experimentación con un controlador híbrido para la regulación del voltaje de salida en un convertidor resonante de serie de cd-cd" ha sido aceptada con base en un profundo análisis realizado por el Comité Organizador del Segundo Congreso Internacional de Ingeniería, a celebrarse del 14 al 17 marzo del 2006 en las instalaciones de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro. Le solicitamos de la manera más atenta nos haga llegar la ponencia completa en los términos solicitados (<http://www.uaq.mx/novedades/CIIngenieria/>) para su publicación en la memoria CD. Contará con 15 minutos para su presentación, rogándole de la manera más atenta se ajuste al tiempo asignado considerando el gran número de ponencias que participan.

Esperamos contar con su valiosa presencia en el evento y aprovechamos para enviarle un cordial saludo.

A T E N T A M E N T E

Dra. Rebeca del Rocío Peniche Vera
Presidente del Comité Organizador

2006

CONGRESO DE INGENIERÍA



MAR 17 08 03 2005

Experimentación con un controlador híbrido para la regulación del voltaje de salida en un convertidor resonante serie de cd-cd.

Experimentation with a hybrid controller for output voltage regulation in a dc to dc series resonant converter

Eusebio Eduardo Hernández Martínez y Víctor M. Hernández Guzmán

Universidad Autónoma de Querétaro. Facultad de ingeniería.
Centro universitario Cerro de las campanas Querétaro, Qro. México.

RESUMEN. El propósito de este trabajo es explorar el problema de la regulación del voltaje de salida de los convertidores resonantes serie (SRC) de CD-CD. Estos convertidores presentan un fuerte comportamiento no lineal, debido a la naturaleza discreta del voltaje aplicado (encendido-apagado de dispositivos de conmutación) y a la presencia de un puente rectificador de onda completa. En este trabajo se comprueban de manera práctica varios trabajos previos sobre los convertidores resonantes serie, entre estos trabajos se encuentran los estudios referentes a: robustez del voltaje de salida ante diferentes cargas, estabilidad del ciclo límite inducido del convertidor y cálculo teórico del voltaje de rizo en la carga. También se presentarán los resultados experimentales del uso de un esquema de control híbrido, que combina una estrategia de control en tiempo continuo y una en tiempo discreto. Con el uso de este esquema de control se logra obtener un voltaje de salida constante, ante variaciones en la fuente de energía primaria y variaciones en los valores de la carga resistiva. También se presentan los resultados experimentales de las mediciones del rizo en el voltaje de salida del convertidor y se comparan con las correspondientes predicciones teóricas.

I. INTRODUCCIÓN.

En los últimos años la conversión de potencia de CD a CD basada en dispositivos de estado sólido ha tomado un papel muy importante en la reducción del tamaño de los equipos electrónicos. La totalidad de los estos sistemas precisan de un voltaje de alimentación de corriente continua estable ante variación en la fuente de energía primaria o en la carga de salida.

Tradicionalmente, los suministros de poder se han visto como un periférico, en lugar de una parte integral del sistema. Pero ahora se producen los dispositivos de semiconductor con más funciones por unidad de área, además la electrónica asume un papel más importante en el mando de los sistemas físicos, por lo tanto el suministro de poder esta volviéndose un elemento crítico debido a su tamaño.

En los últimos años se ha enfocado el estudio a las fuentes de alimentación con tecnología PWM (Modulación por ancho de pulso). Los convertidores basados en PWM tienen limitaciones inherentes, las principales son: los interruptores están sujetos a un esfuerzo por el alto voltaje y las pérdidas de potencia por conmutación del dispositivo aumentan en forma lineal con la frecuencia de conmutación.

Los convertidores resonantes han sido introducidos con el objetivo de mejorar los resultados obtenidos con los convertidores basados en PWM: 1) incrementar la frecuencia de operación, 2) incrementar la densidad de

potencia, 3) reducir las pérdidas por conmutación, 4) reducir la distorsión. Cuando se incrementa la frecuencia de operación en los convertidores resonantes se produce una reducción de tamaño de los elementos eléctricos, lo que provoca la reducción de dimensiones y peso del equipo, otra ventaja es la reducción de las pérdidas por conmutación, y esto se debe a que los convertidores resonantes trabajan bajo el principio de conmutación a voltaje o corriente cero.

Ha habido varios enfoques utilizados para analizar a los convertidores resonantes de cd a cd, sin embargo todavía falta mucho por hacer. Se han realizado estudios basados en aproximaciones bajo consideraciones de cd [10], [11], mientras que en [5], [6], [7] se proponen controladores haciendo uso de la variable de estado y el plano de fase. Después, en [12] se propuso un método de promediación basado en el análisis de Fourier, en tanto que, en [9] se diseñaron controladores utilizando conceptos disipativos y pasivos. En [1], [2] se emplea el concepto de planitud diferencial, introducido en [12], para la obtención del modelo dinámico y el control de convertidores resonantes serie de cd a cd. En [1], [2] se proponen dos esquemas de control, sin embargo, no se demuestra estabilidad asintótica de los ciclos límite inducidos, además, el voltaje en la carga no puede ser calculado con anticipación y tampoco se calcula el voltaje de rizo. Tampoco se explica la robustez del voltaje en la salida cuando la carga cambia. Después en [3] se utiliza el mapeo de Poincaré para estudiar el primer controlador propuesto en [1], [2] y también: 1) se prueba la estabilidad exponencial del ciclo límite, 2) se

determina el voltaje en la carga, 3) se explica robustez del voltaje en la carga ante cambios de esta y 4) se calcula el voltaje de rizo. En este trabajo se presentan resultados experimentales para validar los valores de voltaje de rizo predichos de manera teórica en [3].

En el segundo controlador propuesto en [1], [2] se introduce un parámetro k que puede ser ajustado para variar el voltaje promedio en la carga. Aunque se presentan muy buenos resultados experimentales, sin embargo, 1) no se presenta un estudio de estabilidad, 2) no hay manera de determinar el valor de k necesario para obtener un voltaje deseado en la carga, 3) el voltaje en la carga es fuertemente afectado por variaciones en la carga y variaciones en el voltaje de suministro. En [4] se retoma el segundo controlador presentado en [1], [2] y se propone un controlador que permite ajustar el valor de k para asegurar convergencia del voltaje en la carga al valor constante que se desee y esto es conseguido sin necesidad de conocer con exactitud el valor de la carga resistiva. Este es un controlador híbrido que está compuesto por una parte en tiempo continuo y una parte en tiempo discreto. También se presenta un estudio para asegurar estabilidad global asintótica de la parte en tiempo discreto.

En este trabajo se estudia al convertidor resonante serie de cd-cd convencional y se propone una técnica de control con el fin de regular el voltaje de salida del convertidor ante variaciones de la fuente de energía primaria y ante carga resistiva desconocida. Por lo tanto se hace uso de [4] para obtener los resultados experimentales del uso de un esquema de control híbrido, que combina una estrategia de control en tiempo continuo y una en tiempo discreto. Con el uso de este esquema de control se logra obtener un voltaje de salida constante, ante variaciones en la fuente de energía primaria y variaciones en los valores de la carga resistiva. También se presentan los resultados experimentales de las mediciones del rizo en el voltaje de salida del convertidor y se comparan con las correspondientes predicciones teóricas realizadas en [3].

II. MODELO DINAMICO.

Esta sección esta completamente basada en los resultados reportados en [1], [2]. El circuito eléctrico del convertidor resonante serie cd a cd considerado se muestra en la figura 1. El modelo dinámico correspondiente esta dado como:

$$L \frac{di}{dt} = -v - v_0 \text{sign}(i) + E(t)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i, \quad C_0 \frac{dV_0}{dt} = \text{abs}(i) - \frac{V_0}{R}$$

Donde L y C son la inductancia resonante y el capacitor resonante respectivamente, C_0 es el capacitor de filtrado en la salida del convertidor, R es la carga resistiva, i y v son la corriente resonante y el voltaje resonante, respectivamente, V_0 es el voltaje en la carga y la señal $E(t)$ que puede tomar solo los valores discretos $\{+E, -E\}$, donde E es voltaje constante de la fuente de alimentación.

Considerando el siguiente cambio de coordenadas:

$$z_1 = \frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} i, \quad z_2 = \frac{1}{E} v, \quad z_3 = \frac{1}{E} V_0, \quad \tau = \frac{t}{\sqrt{LC}}$$

Y a partir de las anteriores expresiones, se obtiene el siguiente modelo normalizado:

$$\dot{z}_1 = -z_2 - z_3 \text{sign}(z_1) + \delta u$$

$$\dot{z}_2 = z_1$$

$$\dot{z}_3 = \text{abs}(z_1) - \frac{z_3}{Q}$$

Donde ahora las variables z_1, z_2 y z_3 están derivadas con respecto al tiempo normalizado τ , z_1 representa la corriente que circula por el inductor resonante, z_2 representa el voltaje presente en el capacitor resonante y z_3 es el voltaje en la carga. La variable u es la variable de entrada normalizada restringida a tomar solo dos valores $\{+1, -1\}$. Además Q^{-1} es conocido como el factor de calidad de los convertidores resonantes serie y esta definido como $Q = R \sqrt{\frac{C}{L}}$, la relación entre las capacitancias se define como $\alpha = \frac{C_0}{C}$.

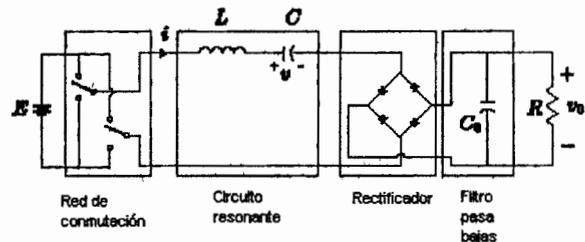


Fig. 1 Convertidor resonante serie de cd-cd.

III. CONTROL HIBRIDO PROPUESTO.

Para poder realizar la construcción del controlador híbrido primero se puso en funcionamiento un convertidor resonante serie de cd a cd tomando las siguientes especificaciones para el convertidor:

- Voltaje de entrada 48 V CD (E).
- Voltaje de salida 42 V CD (V_0).
- Potencia de salida 25 Watts (P_0).
- Frecuencia de resonancia 40 KHz (f_r).
- Inductor resonante 15 mA (L)
- Capacitor resonante 11.22 nf (C)
- Factor de calidad $Q=5$

a).- Validación práctica del voltaje de rizo en la carga del convertidor.

Haciendo uso del segundo controlador introducido en [1] que se muestra en la ecuación 3-1, el cual permite llevar a la condición de resonancia el convertidor y retomando los resultados expuestos en [3] se realiza la validación práctica de los resultados teóricos para el voltaje de rizo en la carga del convertidor resonante serie.

$$u = \text{sign}(z_1) \quad (3-1)$$

De acuerdo a [3], el voltaje de rizo en la carga puede calcularse como:

$$V_r = \frac{8 * 1.56 * a * b * [1 - \frac{1}{\alpha}]}{\alpha Q 3 \pi (4r^2 + \frac{1}{\alpha^2 Q^2})} \quad (3-2)$$

Q^{-1} es el factor de calidad del convertidor

$$\alpha = \frac{C_0}{C}, C_0 = 0.97725 \mu\text{f}$$

$$r = 1.0053$$

Donde todas las variables que aparecen se definen en términos de los componentes del circuito. Por otro lado, el voltaje V_r debe multiplicarse por el valor de entrada constante al convertidor para obtener el voltaje de rizo en unidades de Volts, esto es:

$$V_{real} = 48 * V_r$$

En las figuras 2 a 6 se muestran los voltajes de rizo obtenidos experimentalmente y en la tabla 1 se muestra una comparación entre los valores obtenidos experimentalmente y los valores predichos por la ecuación (3-2). Puede apreciarse la cercanía entre los valores calculados y los valores experimentales.

Haciendo uso de (3-2) se obtiene de forma teórica el voltaje de rizo para una carga de 72 ohms, así $V_r=0.0361$ donde V_r está normalizado, si se multiplica por el voltaje de entrada del convertidor (48 volts) se obtiene que el voltaje de rizo teórico, $V_{rizo}=1.7328$ volts. En la figura 2 se observa que para la misma resistencia de carga el osciloscopio arroja el resultado experimental del voltaje de rizo, $V_{rizo}=1.72$ volts.

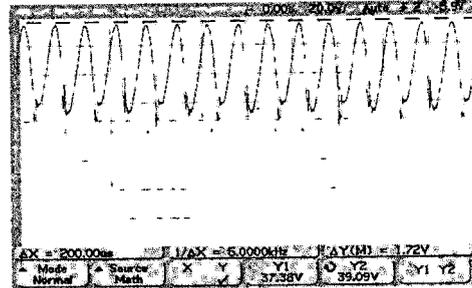


Fig. 2. Voltaje de rizo para carga de 72 ohms

De la misma forma para una carga de 137 ohms el voltaje de rizo normalizado es $V_r=0.0180$, multiplicando por el voltaje de entrada se obtiene el voltaje de rizo teórico, $V_{rizo}=0.864$ volts, en la figura 3 se observa el voltaje de rizo experimental, $V_{rizo}=0.906$ volts.

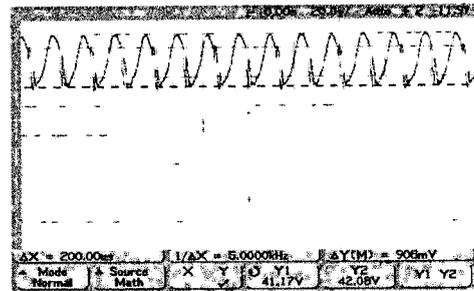


Fig. 3. Voltaje de rizo para carga de 137 ohms.

En la figura 4 podemos observar el resultado experimental del voltaje de rizo para una carga de 100 ohms, se obtiene un voltaje de rizo teórico $V_{rizo}=1.0466$ volts, y de la figura el voltaje de rizo medido fue $V_{rizo}=1.23$ volts.

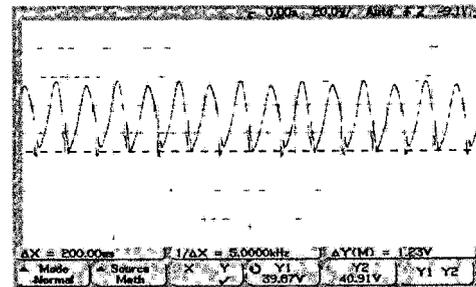


Fig. 4. Voltaje de rizo para carga de 100 ohms

En la figura 5 se puede observar el resultado experimental del voltaje de rizo para una carga de 171 ohms, se obtiene un voltaje de rizo teórico de $V_{rizo}=0.6392$ volts, y de la figura el voltaje de rizo medido fue $V_{rizo}=0.838$ volts.

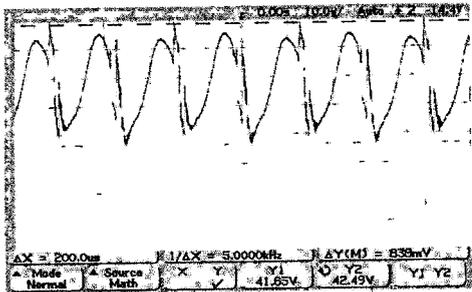


Fig. 5. Voltaje de rizo para una carga de 171 ohms.

Para el resultado teórico del voltaje de rizo de una carga de 200 ohms se obtiene un valor de $V_{rizo}=0.624$ volts, y de la figura 6, el voltaje de rizo medido fue $V_{rizo}=719$ milivolts.

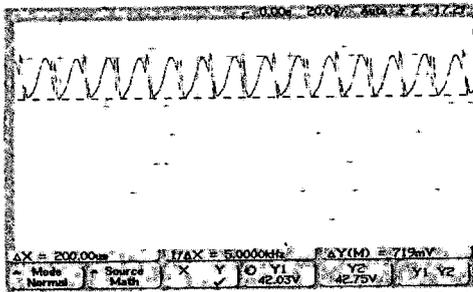


Fig. 6. Voltaje de rizo para una carga de 200 ohms.

Carga (ohms)	Vrizo Experimental (volts)	Vrizo Teórico (volts)
R=72	1.72	1.7328
R=100	1.23	1.0466
R=137	0.906	0.864
R=171	0.838	0.6392
R=200	0.719	0.624

Tabla 1: Comparación de los voltajes de rizo calculados teóricamente y los obtenidos experimentalmente.

b).- Control en tiempo discreto.

Antes de construir la estrategia de control en tiempo discreto fue necesario verificar de manera experimental la relación entre el voltaje promedio en la carga con respecto al parámetro de control k del controlador (3-5), con lo cual se verifican las simulaciones que se usaron en [4] para diseñar la estrategia de control en tiempo discreto. En la figura 7 se muestran de manera gráfica los resultados experimentales de la variación del voltaje de salida en

estado estacionario respecto al parámetro k . Nótese que en la gráfica de los resultados experimentales (fig 7) se puede observar que V_0 varía de manera parecida a una función inversa del parámetro k . Esto es importante ya que sobre esto se basó el diseño de la estrategia de control en tiempo discreto, [4].

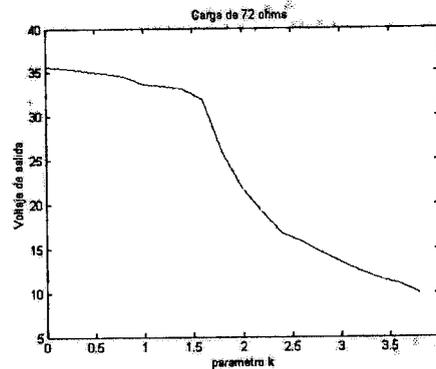


Figura 7. Resultados experimentales de l voltaje de salida para una carga de 72 ohms.

En [4] se propone la siguiente estrategia de control en tiempo discreto, que esta dada por el integrador $G(z)$:

$$k = \gamma G(z)(z_3 - z_{3d}) \quad (3-3)$$

$$G(z) = \frac{Tz^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3-4)$$

Al desarrollar las ecuaciones (3-3) y (3-4), el resultado en ecuación de diferencias queda como:

$$k(i) - k_d(i) = -\gamma T [z_{3d}(i-1) - z_3(i-1)] + k(i-1) - k_d(i-1)$$

donde k representa el coeficiente incluido en el controlador de tiempo continuo, el cual se muestra en la ecuación (3-5), k_d es el valor necesario del parámetro k para obtener el valor deseado del voltaje promedio en la carga, mientras que z_3 y z_{3d} representan respectivamente, el voltaje promedio en la carga y su valor deseado, z representa la variable de la transformada Z , y γ es una constante positiva.

$$u = \text{sign}(z_1 - kz_2) \quad k \geq 0 \quad (3-5)$$

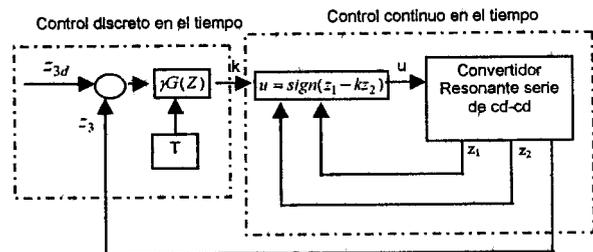


Fig. 7 Diagrama a bloques del control híbrido propuesto.

En la figura 7 se observan las dos estrategias de control que se proponen para formar el controlador híbrido del convertidor. En la parte que corresponde a la estrategia de control en tiempo discreto se puede observar que como entrada tiene la lectura del voltaje de salida del convertidor (z_3) y también el voltaje de referencia al cual se pretende regular el voltaje de salida (z_{3d}); como salida de la estrategia de control discreta se tiene al parámetro de control k el cual a su vez servirá como entrada a la estrategia de control en tiempo continuo. El controlador en tiempo continuo será el encargado de generar la señal de control u que alimentará los drivers del inversor puente completo.

Haciendo uso de una condición de sector y de una función candidata de Lyapunov, tal como se desarrolla [4], se demuestra estabilidad del lazo cerrado de la figura 8, y se encuentra que si la no linealidad estática cumple con la condición de sector se asegura estabilidad asintótica del punto de equilibrio obtenido cuando el voltaje promedio de salida corresponde al voltaje promedio deseado.

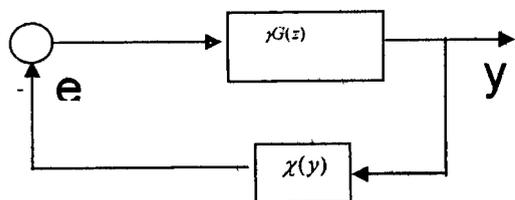


Figura 8. Diagrama a bloques simplificado de la estrategia de control.

En [4], se propone la estrategia de control en tiempo discreto que se representa por las expresiones (3-3) y (3-4), la que se puede representar como un diagrama a bloques simplificado, tal como se muestra en la figura 8. En este diagrama a bloques la respuesta en estado estacionario del sistema dinámico en lazo cerrado de la parte en tiempo continuo de la figura 7 se considera como una no linealidad estática, esto quiere decir, que para una k constante de entrada al sistema y pasado el tiempo en que este alcanza su estado estacionario se obtiene un voltaje de salida constante en la carga, esta relación está representada por la no linealidad estática de la figura 7.

Para realizar una selección conveniente de la ganancia del control en tiempo discreto de acuerdo a lo propuesto en [4], y se proponen condiciones de sector que satisfacen con la no linealidad estática, la cual se representa por la curva que se muestra en la figura 11, esta curva se obtuvo graficando el voltaje de salida del convertidor variando el parámetro de control k para una carga de 72 ohms, figura 11. De la misma manera

se obtuvo la curva que representa la no linealidad estática para una carga de 100 ohms tal como se muestra en la figura 12.

Cada condición de sector se puede representar por un par de líneas con pendientes β y α , el objetivo es escoger la línea con pendiente β más grande con lo cual se asegura que para el rango de carga (para este caso de 72 a 100 ohms) la no linealidad estática se satisface con la condición de sector correspondiente.

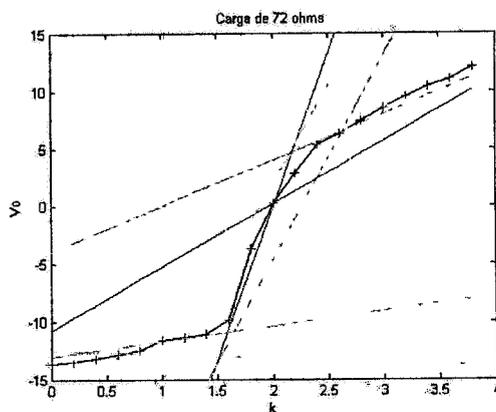


Figura 11. Condiciones de sector para la curva correspondiente a una carga de 72 ohms.

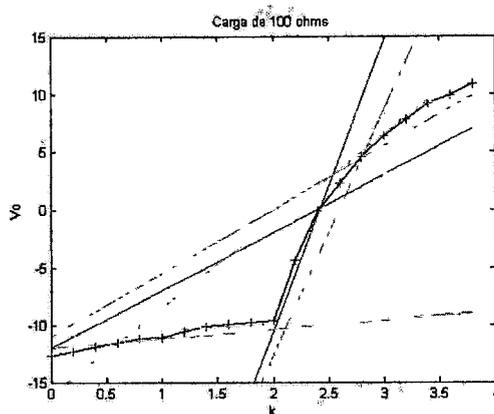


Figura 12. Condiciones de sector para la curva correspondiente a una carga de 100 ohms.

En [4], donde se expone que β puede ser grande y α pequeño para una selección conveniente de la ganancia γ . De los resultados de la tabla 2 se puede observar que si se escoge la recta β con más pendiente, entonces podemos fijar $\beta = 26.5$. De aquí que con la condición dada en [4], $\beta < \frac{2}{T\gamma}$ podemos seleccionar a la ganancia γ . Recordar que el periodo de muestreo T

debe ser lo suficientemente grande para permitir que el sistema dinámico en lazo cerrado [1], [2] alcance su estado estacionario, se fijó el periodo de muestreo a 1.6 milisegundos considerando los resultados de simulación en [4].

$$De \beta < \frac{2}{T\gamma}$$

$$\gamma < \frac{2}{\beta T}; \text{ Si } \beta = 26.5 \text{ y } T = 1.6 \text{ ms}$$

$$\gamma < \frac{2}{48(26.5)(1.6 \times 10^{-3})}$$

$$\gamma < 0.9827$$

Podemos seleccionar γ tal que cumpla con esta condición.

Nótese que β se multiplica por 48 debido a que es el valor que se utilizó para normalizar el voltaje promedio en la carga, para obtener el modelo dinámico del convertidor resonante serie de cd-cd. Por lo tanto el valor máximo para asegurar la estabilidad del sistema es cuando la ganancia del integrador en tiempo discreto es menor a 0.98.

RL=72 ohms		
K	β	α
2	26.5	5.5
2.6	17.7	4
3	14.8	2.8
1.2	17	1.3
0.8	11	0.35
RL=100 ohms		
0.6	7.5	0.8
1.4	11.4	0.55
2.4	25.2	5
2.8	21.2	5.5
3.4	16	2.7

Tabla 2. Pendientes para las curvas de 72 y 100 ohms.

c).- Prototipo experimental.

Para realizar la medición del voltaje de salida del convertidor se utilizó la tarjeta PCL 711, esta tarjeta tiene un convertidor analógico digital de 12 bits. La salida del control en tiempo discreto (parámetro K), se obtuvo utilizando un convertidor digital analógico de 8 bits (DAC 0808), después al tener el parámetro k se introdujo un multiplicador de señales (MPY634kp) al controlador analógico en tiempo continuo como se observa en la figura 9.

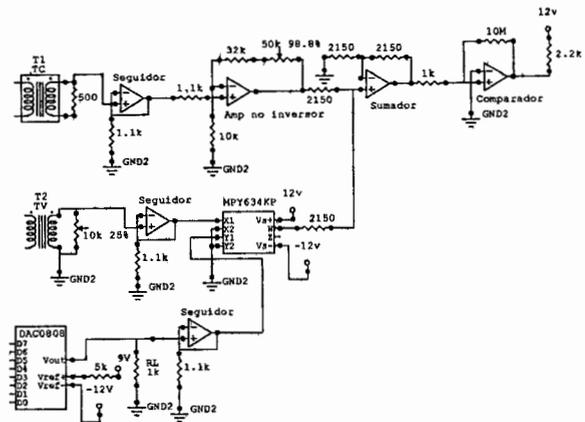


Fig. 9. Circuito de control en tiempo continuo con k ajustable.

Para construir la estrategia de control en tiempo discreto que se representa por medio de las ecuaciones (3-3) y (3-4) se utilizó un programa en lenguaje C, se usó el puerto paralelo para obtener el parámetro K, debido a que este parámetro se necesitaba multiplicar con una señal analógica del controlador en tiempo continuo y como la etapa de potencia y la de control del convertidor están aisladas, se utilizaron optoaisladores (TIL 111) para que las tierras de estas dos etapas no quedaran conectadas a través de la lectura del voltaje de salida del convertidor con la tarjeta PCL 711 (etapa de potencia) con la multiplicación de la señal de salida K (etapa de control). El diagrama eléctrico que muestra la implementación de los optoaisladores se muestra a continuación en la figura 10.

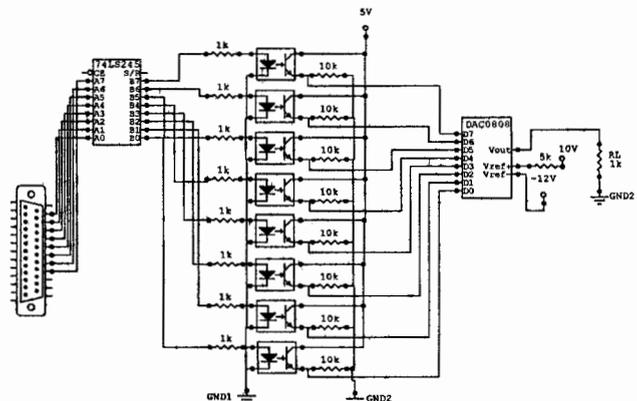
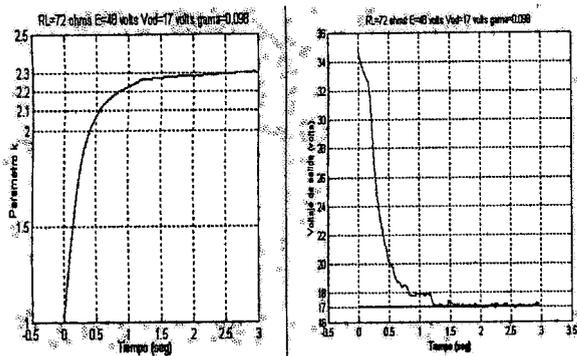


Fig. 10 Aislamiento eléctrico de la etapa de control con la etapa de potencia.

IV. RESULTADOS.

Los resultados que muestran la regulación del voltaje de salida al valor deseado se obtuvieron con un periodo de muestreo de $T=1.6$ milisegundos y

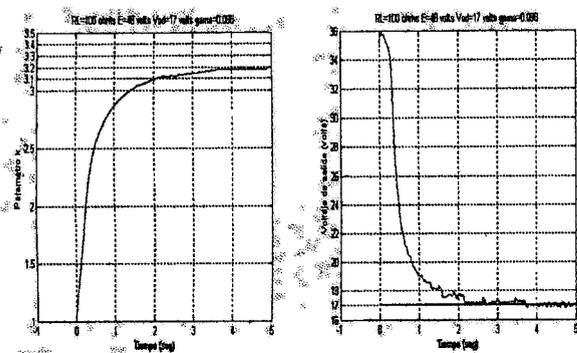
variando la ganancia k de acuerdo a la anterior restricción. Los resultados de la implementación del control híbrido propuesto se muestran a continuación:



a)

b)

Figura 13. a) Gráfica del parámetro de control k para una carga de 72 ohms para lograr el voltaje de salida de 17 volts, b) Gráfica del voltaje de salida.



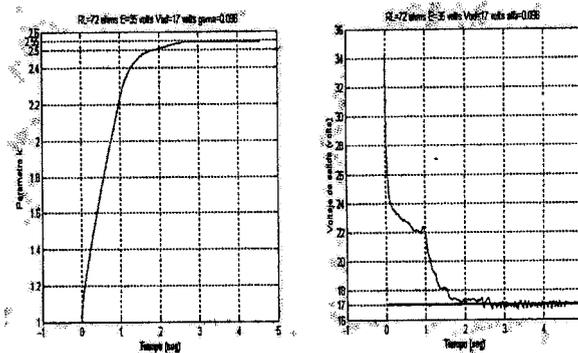
a)

b)

Figura 14. a) Gráfica del parámetro de control k para una carga de 100 ohms para lograr el voltaje de salida de 17 volts, b) Gráfica del voltaje de salida.

La gráfica 13-a muestra la salida del controlador en tiempo discreto (parámetro K) respecto al tiempo para alcanzar el voltaje deseado en la salida de 17 volts. La gráfica 13-b muestra el voltaje de salida del convertidor, las gráficas de estas figuras se obtuvieron con una carga de 72 ohms. De la misma manera, la gráfica 14-a muestra la variación del parámetro K respecto al tiempo para alcanzar el voltaje deseado en la salida de 17 volts. La gráfica 14-b muestra el voltaje de salida del convertidor, las graficas de estas figuras se obtuvieron con una carga de 100 ohms. Con lo que se muestra la convergencia del voltaje de salida al

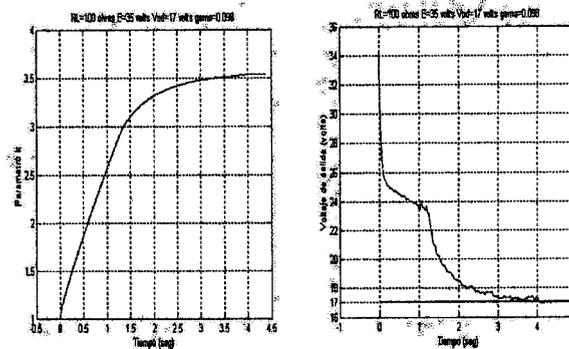
valor deseado con diferentes valores de cargas resistivas.



a)

b)

Figura 15. a) Gráfica del parámetro de control k para una carga de 72 ohms para lograr el voltaje de salida de 17 volts y con alimentación de 35 volts, b) Gráfica del voltaje de salida.



a)

b)

Figura 16. a) Gráfica del parámetro de control k para una carga de 100 ohms para lograr el voltaje de salida de 17 volts y con alimentación de 35 volts, b) Gráfica del voltaje de salida.

La gráfica 15-a muestra la salida del controlador en tiempo discreto (parámetro K) respecto al tiempo para alcanzar el voltaje de salida deseado de 17 volts, con alimentación de 35 volts. La grafica 15-b muestra el voltaje de salida del convertidor, estas graficas se obtuvieron con una carga de 72 ohms. De la misma forma, en la gráfica 16-a se muestra el parámetro K respecto al tiempo para alcanzar el voltaje de salida deseado de 17 volts, con alimentación de 35 volts. La grafica 16-b muestra el voltaje de salida del convertidor, pero ahora con una carga de 100 ohms. Con lo que se muestra la regulación del voltaje de

salida del convertidor ante variaciones en la fuente de energía primaria.

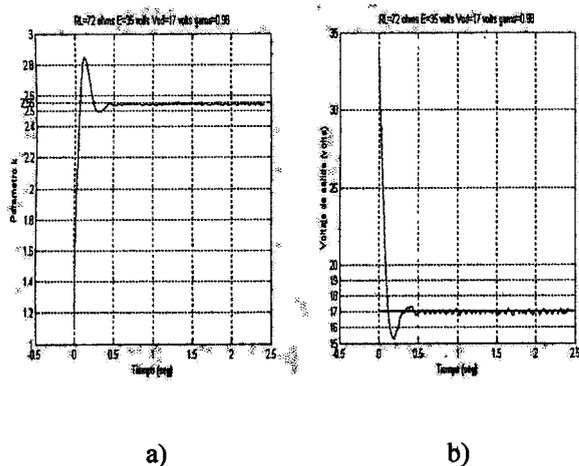


Figura 17. a) Gráfica del parámetro de control k para una carga de 72 ohms para lograr el voltaje de salida de 17 volts, con alimentación de 35 volts pero con $\gamma = 0.98$, b) Gráfica del voltaje de salida.

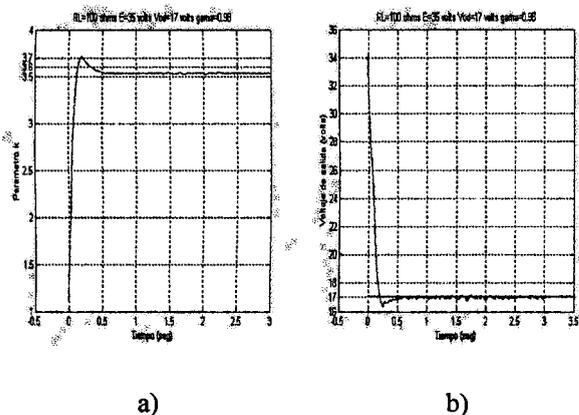


Figura 18. a) Gráfica del parámetro de control k para una carga de 100 ohms para lograr el voltaje de salida de 17 volts, con alimentación de 35 volts pero con $\gamma = 0.98$, b) Gráfica del voltaje de salida.

En las gráficas de las figuras 17 y 18 se mantiene la fuente de alimentación a 35 volts pero ahora se varia el valor de la ganancia del controlador en tiempo discreto $\gamma = 0.98$, las gráficas de la figura 17 para una carga de 72 ohms y las de la figura 18 para una carga de 100 ohms. Se observa una respuesta más rápida para lograr la regulación al valor deseado de 17 volts en la salida del convertidor.

V. CONCLUSIONES.

Como conclusión general de este trabajo se puede decir que se obtiene un buen desempeño de la estrategia de control híbrido propuesto, con lo cual se valida experimentalmente los resultados teóricos desarrollados en [4]. Si se observan las gráficas que presentan la regulación del voltaje de salida del convertidor se puede observar, que independientemente de la carga dentro del rango seleccionado, variaciones en el valor de la alimentación del convertidor, el controlador híbrido logra regular hacia el valor deseado del voltaje de salida. Para estos experimentos se escogió el rango de 72 a 100 ohms debido a que se podría incursionar en un rango mayor de valor deseado en el voltaje de salida del convertidor, sin embargo se puede ampliar el rango de la carga para el uso de esta estrategia de control híbrido. Nótese también que al seleccionar otro valor para el periodo de muestreo (cuidando que esta selección permita que el sistema alcance su estado estacionario) afecta directamente el valor máximo de la ganancia del esquema en tiempo discreto que asegura estabilidad del sistema.

Con los resultados experimentales del cálculo del voltaje de rizo en un convertidor resonante serie de cd-cd, podemos observar que se verifican satisfactoriamente los cálculos realizados en [3]. En la tabla 1, que resume los valores obtenidos de manera experimental y los compara con los obtenidos de manera teórica utilizando la ecuación (3-1), puede apreciarse la cercanía de estos valores, con lo cual se valida experimentalmente el cálculo teórico del voltaje de rizo para un convertidor resonante serie de cd-cd.

VI. REFERENCIAS.

- [1] R. Silva-Ortigoza, Control de convertidores resonantes mediante plenitud diferencial: Diseño y construcción Tesis, CINVESTAV, México. Febrero 2002.
- [2] H. Sira-Ramírez and R. Silva-Ortigoza, On the control of resonant converters: a hybrid-Flatness Approach, Proc. 15th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems, South Bend, Indiana, August, 2002.
- [3] V. M. Hernández, R. Silva and H. Sira-Ramírez, "On the Stability of Limit Cycles in Resonant DC to DC Power Converters", in IEEE Conference on Decision and Control, pp. 1141-1146, Maui Hawaii, December 2003.
- [4] V. M. Hernández, "Voltaje regulation in Series Resonant DC to DC Power converters with unknown Resistive Load", American Control Conference, Portland Oregon, USA, June 2005.

- [5] R. Oruganti and F.C. Lee, "Resonant power processors, Part I: State plane analysis", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. IA-21, No. 6, pp. 1453-1460, Nov/Dec 1985.
- [6] R. Oruganti and F.C. Lee, "Resonant power processors, Part II: Methods of Control", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. IA-21, No. 6, pp. 1461-1471, Nov/Dec 1985.
- [7] R. Oruganti, J. Yang and F.C. Lee, "Implementation of optimal trajectory control of series resonant converter", IEEE Trans. on Power electronics, Vol. 3, No. 3, pp. 318-327, July 1988.
- [8] S. Sanders, J. Noworlski, X. Liu and G. Verghese, "Generalized Averaging methods for power conversion circuits", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No. 2, pp. 251-258, 1991.
- [9] A. M. Stankovic, D.J. Perrault and K. Sato, "Analysis and experimentation with dissipative nonlinear controllers for series resonant DC-DC converters" IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 679-685, 1997.
- [10] V. Vorperian and S. Cuk, "A complete DC analysis of the series resonant converter", IEEE Power Electronics Specialists Conference Record pp. 85-100, 1985.
- [11] V. Vorperian and S. Cuk, "Small signal analysis of resonant converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 269-282, 1983.
- [12] Fliess, J.Lévine, P. Martin et P. Rouchon, "Sur les systemes nonlinaires différentiellement plast" C. R. Acad. Sci. Paris. Serie I, Mathématiques, Vol. 315, pp. 619-624, 1992.