

Capítulo 1 **Introducción**

1.1 Motivación

Los convertidores resonantes son empleados para mejorar la eficiencia en la conversión de potencia y para reducir la relación peso-potencia. Existe un creciente interés en convertidores resonantes con enclave de tensión por su capacidad de controlar potencia sobre la carga, manteniendo la frecuencia de conmutación constante. Dentro de una amplia variedad de aplicaciones del CMRC, en esta tesis presentamos una aplicación novedosa como amplificador de potencia en radio frecuencia (RF) modulado en fase, para la transmisión de errores en un sistema de posicionamiento global diferencial (DGPS).

El sistema de posicionamiento global (GPS), es un sistema que emplea señales transmitidas por una constelación satelital mediante las cuales es posible determinar con precisión y en tiempo real, la posición y la velocidad de un punto móvil que posea un receptor de GPS [1][5]. El GPS desarrollado inicialmente por las fuerzas armadas de los EEUU en 1963, encuentra hoy muchas aplicaciones de uso civil, científico y comerciales [2]-[4].

La precisión obtenible en la posición horizontal es de alrededor de 100 metros. Una manera de aumentar la precisión es corregir estos errores mediante la utilización de una estación de referencia cuya posición es bien conocida. Esta estación calcula su posición GPS y comparándola con su posición conocida halla los errores. Estos errores están muy

correlacionados para otras posiciones cercanas a la de la estación de referencia. Pueden ser transmitidos a otras estaciones y ser utilizados por éstas para efectuar correcciones a su posición GPS. Este mecanismo se denomina comúnmente GPS diferencial o DGPS.

Un caso de aplicación particular de DGPS lo encontramos en trazado de mapa catastral de parcelas [6]. El envío de la información con errores de posición puede realizarse por radio y en diversas bandas de frecuencias. La necesidad de aumentar el alcance con la información de errores de posición para el trazado de mapa catastral, motivó el desarrollo de un transmisor en la banda de radiofaros marítimos en 285 a 325 Khz, por su alcance de onda terrestre de algunos cientos de kilómetros [7][8], además de cumplir con una operación continua inatendida mediante un equipo transmisor eficiente y alimentado desde la red de suministro eléctrico.

1.2 Revisión de amplificadores para RF

El diseño de un transmisor implica la elección y el diseño del amplificador de potencia. En esta sección hacemos una revisión de las diferentes clases de amplificadores de potencia empleados en radio frecuencias (RF), con el fin de tener un panorama global de los amplificadores comúnmente empleados. En la transmisión de señales de RF en el rango de bajas frecuencias (entre 30Khz y 300Khz) y medias frecuencias (entre 300Khz y 3000Khz), se emplea como medio de comunicación la propagación de onda terrestre. En estos casos es necesario el empleo de amplificadores con elevado nivel de potencia a la salida. Se requiere de un amplificador que optimice el consumo de energía, diseñándolo del modo más eficiente posible y con la menor distorsión posible de los armónicos superiores a la portadora y de los productos de intermodulación.

El transmisor está formado por la etapa de modulación y por sucesivas etapas amplificadoras que constituyen el amplificador de potencia. Estas etapas van elevando la potencia de la señal modulada, hasta alcanzar el valor de potencia final, necesaria sobre la antena de transmisión. Existen diferentes clases de amplificadores de potencia vastamente desarrollados en la bibliografía [12]-[15]. Cada una de estas clases es empleada, de acuerdo a los niveles de potencia a manejar en cada etapa amplificadora, a la eficiencia total del transmisor y al ancho de banda requerido en la transmisión. Los amplificadores de potencia de RF pueden dividirse en dos grupos fundamentales, los *amplificadores de potencia lineales* y los *amplificadores de potencia sintonizados*.

Identificamos a los amplificadores lineales básicamente como amplificadores clase *A*, *B* y *AB*. Estos amplificadores poseen dos características importantes: La primera es, como su nombre lo indica, la muy buena linealidad entre la potencia de entrada y la de salida. Y la segunda es su amplio ancho de banda que los hace esencialmente aplicables en equipos de muy alta frecuencia, donde se requiere de varias frecuencias de transmisión. Su desventaja principal es el bajo rendimiento alcanzado. En un amplificador clase *A* el rendimiento es menor al 50%, mientras que en clase *AB* el rendimiento está por debajo del 75%. Por esta razón se emplean en etapas de bajo nivel de potencia.

Los amplificadores sintonizados se subdividen en dos, los que emplean a los dispositivos activos como *generadores de corriente*, denominados clase *C* y sus variantes [12][18] y los amplificadores que emplean a los dispositivos activos como *llaves*, denominados clases *D*, *E*, *F*, *G*, *H*, y *S* [12]. En estos últimos el dispositivo conmuta entre dos estados, desde el de apagado al de encendido y viceversa. Los amplificadores de potencia sintonizados son no lineales, pero logran mayor eficiencia que los amplificadores lineales. Los amplificadores sintonizados están caracterizados por una red sintonizada que es parte integral del amplificador y por medio de la cual, se obtiene la señal de RF de salida. Por su principio de operación, los amplificadores sintonizados son de banda angosta. A continuación describimos algunas clases de operación de alta eficiencia:

Amplificador Clase C: El dispositivo activo en un amplificador clase *C* actúa como generador de corriente dependiente de la señal de excitación de RF. El circuito sintonizado es diseñado de manera que resuena a la frecuencia de aplicación de los pulsos de corriente. La eficiencia del amplificador clase *C* es muy alta debido a la baja tensión impuesta sobre el transistor, cuando éste está conduciendo. La eficiencia depende del ángulo de conducción del dispositivo activo, los valores teóricos van desde 50% para 180° de conducción a 100% para 0° de conducción [12]. Para un valor del ángulo de conducción de aproximadamente 74°, alcanza el valor de 85%. Los amplificadores de potencia clase *C* se aplican en transmisores con modulación en frecuencia o fase, donde no requieren linealidad y en etapas de salida donde se necesitan niveles altos de potencia (aún en aquellos casos que utilicen modulación lineal).

Amplificador Clase D: Los amplificadores sintonizados clase-*D*, emplean al dispositivo activo como llave y no como generador de corriente con alta impedancia de

salida. En las clases *A*, *B*, *AB* y *C* los transistores operan en zona activa, de modo tal que la corriente de salida del elemento activo, está gobernada por la señal de RF a la entrada (o compuerta) del dispositivo. Al emplear un transistor como llave éste opera en dos estados, el de *conducción (ON)* y el de *corte (OFF)*. Con esta característica la corriente de salida del dispositivo, no es gobernada por la señal de entrada, sino que queda impuesta por la carga. Esta diferencia de operación logra, valores teóricos de eficiencia del 100%, manteniendo la característica de banda angosta [12][15][19]-[22].

Es imposible en la práctica alcanzar el valor de eficiencia teórico porque existen

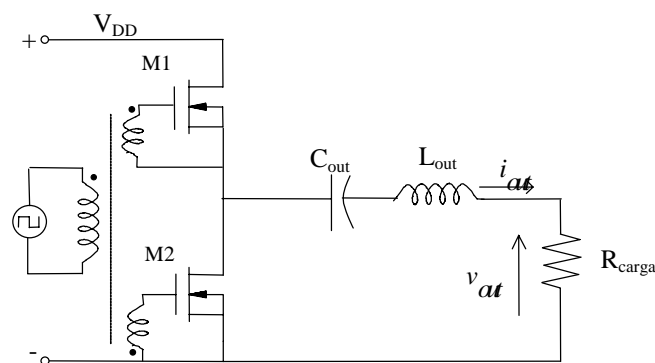


Figura 1.1: Amplificador de potencia clase *D* (de tensión) en configuración cuasi-complementaria

pérdidas de potencia en el dispositivo, principalmente durante la conducción y durante las transiciones de corte a conducción y viceversa. Por esta razón la máxima frecuencias de uso de estos amplificadores es relativamente baja, debido al incremento de las pérdidas por conmutación. En la fig.1.1 observamos un amplificador de RF clase *D*, en donde vemos un circuito sintonizado formado por C_{out} , L_{out} y la resistencia de carga como salida del amplificador. También vemos el par de transistores que forman las llaves del amplificador, excitados mediante un transformador con secundarios complementarios. La excitación a un amplificador clase *D* con señal RF, puede realizarse en forma de onda cuadrada o sinusoidal [12][20]. Ésta debe ser complementaria entre las llaves y evitar la conducción simultánea de los transistores, mediante un pequeño intervalo de tiempo en que ambas llaves permanezcan abiertas (denominado zona muerta de excitación entre los transistores).

El amplificador clase *D* puede ser de corriente o tensión y la topología típica empleada en RF es como la dada en la fig.1.1. Otras topologías pueden ser: push-pull, complementaria o cuasi-complementaria, semi-puente y puente.

Amplificador clase E: Para evitar el problema de conducción simultánea podemos emplear simplemente una sola llave, quedando una configuración como la que mostramos en la fig.1.2. Haciendo conmutar la llave en forma cíclica a la frecuencia de RF, queda configurado un amplificador clase *E* [12], [15]-[18]. El inductor RFC ofrece una reactancia suficientemente alta para suministrar una corriente constante a la frecuencia de conmutación. El circuito resonante formado por L_{out} y C_{out} , resuena a la

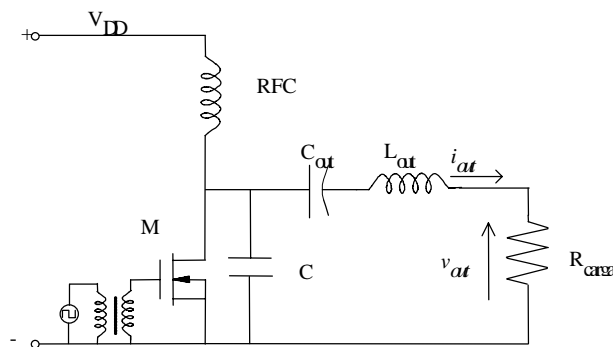


Figura 1.2: Amplificador clase E con una llave

frecuencia de conmutación y su diseño debe permitir las siguientes características:

- La tensión resultante sobre el dispositivo activo permanece en un valor reducido, durante la transición de la llave de *ON* a *OFF*, hasta que la corriente se anule completamente.
- La tensión sobre el dispositivo, al ser encendido, cae a cero y con pendiente próxima a cero antes que el transistor comience a conducir.
- La corriente del transistor crece en forma suave desde cero, durante el encendido del mismo.

Si estas condiciones se cumplen sobre la llave, el amplificador clase *E* opera en forma *óptima* alcanzando rendimientos cercanos al 100%. Para esto se requiere de un diseño adecuado del factor de mérito (*Q*) del circuito sintonizado y de la capacidad *C*.

Otras clases: Otra clase de amplificador de alta eficiencia es el denominado clase *F* [12] y [24]. Esta clase de amplificadores posee un topología similar al clase *E* pero posee redes resonantes para la portadora y para uno o más armónicos superiores. Permitiendo obtener una muy buena eficiencia y limitar la tensión sobre el dispositivo activo al doble de la tensión de alimentación. También podemos destacar los amplificadores clase *G*, *H* y *S*, pensados para audio frecuencias, en donde se realiza una

modulación por ancho de impulso (PWM) con las señales a amplificar y luego mediante un filtrado de altas frecuencias de conmutación, obtener las señales de audio que alimentan al transductor de sonido.

Además de la eficiencia, los amplificadores clase *D* y *E* presentan otra ventaja frente a los amplificadores clases *A*, *B* y *C* que es, la simplificación de las excitaciones a los dispositivos activos empleados como llave. Los dispositivos no necesitan etapas de adaptación de impedancias, entre la fuente de señal de RF y la entrada de control de los dispositivos. Sólo es necesario establecer un circuito capaz de entregar suficiente corriente a las capacidades de compuerta para una buena excitación en el caso de emplear dispositivos de compuerta aislada, MOSFETs. Existe un gran avance, en las dos últimas décadas, en el empleo de dispositivos MOSFETs de potencia para RF, frente a los transistores bipolares (BJT). Los MOSFETs ofrecen ventajas como ser: estabilidad térmica, no presenta segunda ruptura ni puntos calientes, entre otras [22] y [23]. Los MOSFETs de potencia para RF están diseñados para amplificadores clase *A*, *B* y *C*, aunque también son empleados en amplificadores de RF clase *D* o *E*. Sin embargo el uso de estos dispositivos en amplificadores bajo técnicas conmutadas, suelen ser menos eficientes que los dispositivos MOSFETs de potencia diseñados especialmente para conmutación (Comúnmente empleados en convertidores de potencia) [12].

Las características de rendimiento, linealidad, ancho de banda y otras, están resumidas en [12] para los dos grupos de amplificadores, lineales y sintonizados. Como dijimos al comienzo de la sección estamos interesados en amplificadores que posean el mayor rendimiento posible, para transmitir información en la banda de bajas y medias frecuencias. Los amplificadores sintonizados resultan los de mayor eficiencia y dentro de este grupo los amplificadores por técnicas conmutadas clase *D* y *E* poseen rendimientos cercanos al 100%. Por ésta última razón, seguiremos revisando aplicaciones y características de los amplificadores clase *D* y *E*.

1.3 Aplicación de los amplificadores clase

D y E

Los estudios y aplicaciones de amplificadores de potencia de RF conmutados comienzan a tener uso a partir de los años '60 como podemos ver en [19]-[21] y sus referencias. Los amplificadores clase *D* y *E*, se emplean básicamente en las etapas de salida de los transmisores por su alto rendimiento, en un gran rango de frecuencias. Se aplican a sistemas de modulación: en onda continua WC, en frecuencia modulada FM, y en amplitud modulada AM. Estos amplificadores pueden alcanzar niveles de potencia de hasta 10kW, en equipos de AM para radiodifusión (entre 550Khz y 1600Khz) y potencias de hasta 1kW para rangos de frecuencia de onda corta (hasta 15MHz). La eficiencia que se logra con amplificadores clase *D* está entre 70% y 80% mientras que con amplificadores clase *E* está entre el 80% al 90%, según el rango de potencia. Existen también aplicaciones en sistemas de banda lateral única (BLU), en el rango de frecuencias entre 1.6MHz a 50MHz. En esta banda se requiere de amplificadores lineales de banda ancha para poder transmitir en las diferentes frecuencias asignadas. Como los amplificadores sintonizados son de banda angosta, hace imposible su uso en BLU a menos que se emplee modulación por eliminación y recuperación de envolvente (EER). Con esta técnica de modulación se emplea como última etapa de potencia, un amplificador clase *D* o *E* [12][21] y sus referencias.

Podemos observar de los datos precedentes la disminución de rendimiento que presenta un amplificador clase *D* frente a uno clase *E*. La diferencia se debe esencialmente, al modo de conmutar la llave. El amplificador clase *E* conmuta las llaves en forma suave, mientras que el amplificador clase *D* lo hace en forma forzada. La conmutación forzada se da cuando el corte y/o el encendido de las llaves se realiza con plena corriente de carga. En este modo de operación las llaves están expuestas a condiciones de trabajo muy exigentes y a grandes pérdidas de potencia en el momento de las transiciones. Estas pérdidas se incrementan en forma lineal a medida que aumentamos la frecuencia de conmutación. Otra importante desventaja del amplificador clase *D* es la interferencia electromagnética (EMI) que introducimos en el medio ambiente, producto de los grandes flancos de tensión y corriente en el momento de la conmutación. La conmutación suave del amplificador clase *E* está dada por las condiciones a), b) y c) vistas en la sección 1.2. Cumpliendo con esas condiciones,

minimizamos la coexistencia de corriente y tensión en magnitud elevada sobre el dispositivo activo. Por esta razón los amplificadores clase *E* pueden ser empleados a mayores frecuencias que los de clase *D*.

El cálculo de la eficiencia en un amplificador de potencia sintonizado clase *D* o *E*, depende del rango de frecuencias de operación. El rendimiento no sólo depende de las pérdidas de potencia en la llave, sino que también depende de las pérdidas propias de los componentes del circuito sintonizado. El componente más crítico en el diseño, a bajas frecuencias de operación (en los cientos de Khz), es la inductancia del circuito sintonizado. Su valor crece a medida que disminuimos la frecuencia de operación y con él, las pérdidas resistivas debido al aumento en el número de vueltas. Las pérdidas también pueden aumentarse, por la presencia de los núcleos magnéticos necesarios para la implementación del inductor.

Emplear un amplificador de potencia clase *E* en la banda de bajas frecuencias, con alimentación desde la red de distribución de energía, no es una solución ideal por las siguientes razones:

- 1) La tensión sobre la llave en un amplificador clase *E* operando en condiciones óptimas, alcanza alrededor de 3.5 veces la tensión de alimentación. Si la fuente de alimentación es obtenida a través de rectificar la tensión de red, su valor alcanza los 300V. En estas condiciones rápidamente alcanzamos una tensión sobre el transistor del orden de 1000V.
- 2) La desadaptación inevitable entre la impedancia a la salida del amplificador y la impedancia a la entrada del conjunto cable-antena de transmisión, se manifiesta como variaciones de tensiones y corrientes sobre el dispositivo [17][25]. Esto empeora las exigencias de tensión indicadas en 1).
- 3) Cuando la frecuencia de operación está en la banda de bajas frecuencias (hasta los 300Khz) los valores de inductancia son elevados y su construcción con bajas pérdidas puede ser laborioso y costoso, sobre todo en niveles de potencia elevadas. Los diseños del inductor del circuito tanque y del choque RFC (fig.1.2), pueden resultar con considerables pérdidas que reduzcan el rendimiento del amplificador. El efecto de la desadaptación mencionada en 2), también contribuye a la disminución de la eficiencia global del amplificador, debido al alejamiento de la condición óptima. Este hecho produce incrementos sobre las pérdidas de conmutación y aumento de la

corriente que contribuye a las pérdidas en la llave y sobre los componentes pasivos del amplificador.

El diseño de un amplificador clase D en bajas frecuencias y alimentado desde la red, no presenta las desventajas 1) y 2) del amplificador clase E , por las siguientes razones:

- 1) Las tensiones máximas sobre los dispositivos activos no superan los valores de batería.
- 2) Cuando existe desadaptación entre la carga y el circuito sintonizado del amplificador, se manifiesta en la corriente y no en la tensión sobre los dispositivos.

El punto 3) mencionado como desventaja en la aplicación de un amplificador clase E en bajas y medianas frecuencias, también se da en un amplificador clase D . Un aspecto de diseño importante de considerar son los niveles de tensión al que quedan sometidos los componentes del circuito sintonizado a la frecuencia de resonancia. Cuando trabajamos con frecuencias de conmutación cercanas a la frecuencia de resonancia del circuito tanque, la tensión sobre el capacitor o sobre el inductor, puede ser mayor a Q veces el valor de fuente de alimentación. Esto dificulta el diseño de los componentes porque el valor de Q para lograr una baja distorsión en la señal de RF, debe ser elevado (entre 5 y 10) y se agrava para valores elevados de la fuente de alimentación. Una manera de evitar un circuito resonante de segundo orden (circuito tanque), con alto factor de mérito en un amplificador sintonizado, es emplear un circuito resonante de orden superior (tercero, cuarto, etc.), como es el caso de un filtro (de tercer orden, cuarto orden, etc., respectivamente). De este modo disminuimos sustancialmente las exigencias en el diseño de los componentes, resultando inductores de menor valor y por lo tanto contribuyendo a reducir sus pérdidas.

1.3.1 Variante del amplificador clase D. Amplificador cuasi-D

En [11] hemos propuesto emplear un filtro pasa bajos en estructura “T” como circuito resonante de tercer orden para generar una señal de RF, a partir de un amplificador clase D en configuración puente como vemos en la fig.1.3. La introducción del filtro pasa bajos de tercer orden, se basa en la discusión previa sobre el rendimiento propio del circuito resonante. Empleamos un amplificador clase D en

configuración puente porque posee dos ventajas frente a un semi-puente, complementario o cuasi-complementario. Primero, disminuye a la mitad la corriente que circula por las llaves para una misma carga y fuente de tensión, debido a que aplicamos al circuito de carga la máxima tensión disponible sobre la fuente de alimentación. Segundo, eliminamos la componente de continua de la tensión aplicada al circuito resonante, permitiendo el empleo de un transformador como adaptador y aislador.

Otra variante significativa que presentamos sobre el amplificador clase *D*, es la modificación de las señales de comando a las llaves, para contribuir con menor contenido armónico de la tensión aplicada a la entrada del filtro. Las señales de comando de M_1 a M_4 pueden verse del lado derecho de la fig.1.3. Son señales periódicas formadas por un pulso de excitación cuya duración es menor al semiperíodo de portadora de RF ($T_c/2$) y están defasadas entre sí en 180° . Ajustando el intervalo de excitación de los dispositivos, establecemos una forma de onda entre los bornes *a* y *b* (aplicada al filtro de salida) sin contenido de tercer armónico. A esta variante del amplificador clase *D* la clasificamos como clase “cuasi-*D*” [11].

En el trabajo [11], se analizó y desarrolló un amplificador de potencia de RF en la banda de radiofaros, modulando la fase de la portadora en forma binaria con señales de telemetría. De esta forma se logró modular directamente sobre las señales de excitación de los dispositivos activos, resultando un equipo compacto entre el bloque de modulación y el del amplificador. La etapa de potencia queda así concentrada en una única etapa amplificadora de potencia. El amplificador cuasi-*D* presenta una circuitería de excitación muy simple que evita naturalmente el problema de conmutación

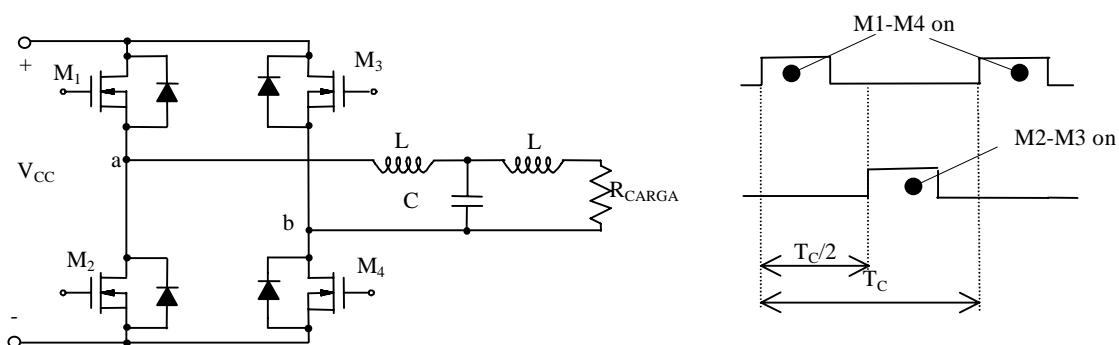


Figura 1.3: Amplificador de RF cuasi-D con filtro “T” de salida

simultánea de las llaves. Esta característica es interesante a la hora de reducir circuitería como puede verse en [26]. La desventaja está en no poder superar la eficiencia presentada por un amplificador clase D , debido a la conmutación forzada de las llaves del convertidor.

Para optimizar el rendimiento en el diseño de un amplificador de potencia de RF para bajas frecuencias, debemos combinar la propiedad de conmutación suave de la llave de un amplificador clase E con las ventajas que presenta un amplificador clase D en configuración puente con filtro pasa bajos de salida. El convertidor que cumple con requerimientos de esta característica, es el *convertidor resonante por enclave de tensión* (*Clamp-Mode Resonante Converter, CMRC*). Con una adecuada condición de comando de las llaves en el convertidor, podemos anular la tensión y/o la corriente por las llaves, durante la conmutación de las mismas.

1.4 Objetivo

De los diferentes modos de operación que el CMRC presenta en la conmutación de las llaves identificamos básicamente dos modos de operación, el modo A caracterizado por encender todas sus llaves con tensión nula y el modo B que agrupa el resto de las posibles condiciones de conmutación. En el modo A todos los diodos se cortan con cero de corriente permitiendo el empleo de dispositivos MOSFETs de potencia con sus diodos intrínsecos. La eficiencia del convertidor se incrementa por reducción de las pérdidas de conmutación durante el encendido y se reducen las de conducción por la eliminación de los diodos en serie con el MOSFET. En el modo B es necesario el empleo de diodos muy rápidos, aumentado el número de componentes empleados y las pérdidas en las llaves. Variaciones de la carga del convertidor pueden producir cambios en el modo de operación de las llaves, pasando del modo A al B . Este cambio puede conducir a la falla destructiva del convertidor si las llaves no son implementadas con diodos ultra rápidos. Por esta razón es importante determinar el límite de operación entre ambos modos, en función de la frecuencia de conmutación, del ciclo de trabajo y de las características del circuito resonante.

Nos proponemos a través de un análisis por tramos lineales encontrar herramientas de diseño del CMRC con carga resonante serie y con carga resonante paralelo, que involucren la frecuencia de conmutación, el ciclo de trabajo y las características del circuito resonante, al mismo tiempo. Mediante gráficos que muestran

el límite entre modo *A* y *B*, es fácil visualizar como variaciones en la carga del convertidor pueden cambiar el modo de operación del *A* al *B*. Tanto el circuito resonante serie como el paralelo pueden ser considerados como circuitos equivalentes de diferentes modelos de carga conectados al convertidor.

Empleando estas herramientas establecemos una técnica que será utilizada en el diseño del CMRC con filtro pasa bajos de salida, aplicado en un amplificador de RF. Modelizamos esta carga como un circuito resonante paralelo, contemplando además, desadaptación de impedancia entre la salida del amplificador y el conjunto cable-antena de transmisión.

Existen normas [9][10] que limitan el empleo del canal de comunicaciones (ancho de banda y emisión de armónicos) recomendando para esto, diferentes técnicas de modulación. Con este propósito desarrollamos un método de modulación de fase binaria “*escalonada*” para ser aplicada al CMRC manteniéndose en el modo de operación *A*.

1.5 Desarrollo

La tesis está organizada como sigue. En el capítulo 2 describimos los diferentes tipos de convertidores resonantes actualmente empleados en electrónica de potencia. Revisamos los convertidores con carga resonante, en particular los convertidores con enclave de tensión, tanto en sus aplicaciones como convertidores de corriente continua a continua, como de continua a alterna. En el capítulo 3, realizamos un análisis detallado del comportamiento del CMRC bajo carga resonante serie y paralelo. Encontramos los límites de operación que nos permita diseñar el CMRC para ambos casos, con la mayor eficiencia posible y con un mínimo número de componentes posibles. En el capítulo 4 vemos el diseño del CMRC con filtro pasa bajos “*T*” con desadaptación de carga, empleando los resultados previamente obtenidos mediante un circuito paralelo equivalente al filtro real. Mostramos también los resultados obtenidos sobre un prototipo experimental. En el capítulo 5 presentamos la modulación de fase binaria escalonada BPSKE, su implementación mediante arreglos de compuertas programables en campo (*Field program gate array*, FPGA) y los resultados obtenidos empleando diferentes perfiles de escalonamiento. Finalmente en el capítulo 6 sacamos las conclusiones de la tesis.