UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES

Metodología de Diseño de los Transformadores Piezoeléctricos para su Aplicación en Fuentes de Alimentación Conmutadas CA/CC y CC/CC de Baja Potencia y Baja Tensión de Salida

Clara Marina Sanz García
Ingeniero industrial por la Universidad Politécnica de Madrid

TESIS DOCTORAL

Para la obtención del Grado de Doctor Ingeniero Industrial

2003

DEPARTAMENTO DE AUTOMÁTICA, INGENIERÍA ELECTRÓNICA E INFORMÁTICA INDUSTRIAL

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES

METODOLOGÍA DE DISEÑO DE LOS TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS PARA SU APLICACIÓN EN FUENTES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADAS CA/CC Y CC/CC DE BAJA POTENCIA Y BAJA TENSIÓN DE SALIDA

AUTOR: **CLARA MARINA SANZ GARCÍA**

Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Madrid.

DIRECTORES:

JOSÉ ANTONIO COBOS MÁRQUEZ

Doctor Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Madrid

ROBERTO PRIETO LÓPEZ

Doctor Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Madrid

ÍNDICE DE LA TESIS

PLANTEAMIENTO Y RESUMEN DE LA TESIS.....V

1 INTRODUCCIÓN.....1

1.1 APLICACIONES DE LOS TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS.....2

1.2 LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN ACTUALES.....5

1.3 CARACTERÍSTICAS DE UN TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO.....10

1.3.1 Concepto de Transformador Piezoeléctrico.....10
1.3.2 Coeficiente de acoplamiento electromecánico.....13
1.3.3 Selección del material.....14
1.3.4 Selección del modo de vibración.....15

1.4 REQUISITOS DE LA TOPOLOGÍA DE POTENCIA PARA GOBERNAR UN TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO.....18

1.5 CONCLUSIONES.....20

2 CONTRIBUCIÓN AL MODELADO DE TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS.....21

2.1 REQUISITOS DE LOS MODELOS.....24

2.2 ESTUDIO DE LOS TIPOS DE MODELADO ACTUALES.....27

2.2.1 Modelos 1D.....28
2.2.1.1 Modelo simplificado de Mason.....28
2.2.1.2 Modelo basado en líneas de transmisión.....35
2.2.2 Modelado con herramientas de elementos finitos.....42

2.3 MEJORAS INTRODUCIDAS EN EL MODELADO DEL TP.....48

2.3.1 Procedimiento de modelado empleado.....48
2.3.2 Cálculo de los parámetros del modelo 1D.....51
2.3.2.1 Cálculo del valor de k_{eff}.....51
2.3.2.2 Modificación de los parámetros del modelo 1D.....52
2.3.2.3 Validación experimental del modelo propuesto.....55

2.3.2.3.1 Validación a nivel de componente....60
2.3.2.3.2 Validación a nivel de convertidor....76
2.3.3 Herramienta de ayuda al diseño.....*83*
2.3.3.1 Definición de la geometría del TP y de las propiedades del material.83
2.3.3.2 Información proporcionada por el modelo....85
2.4 CONCLUSIONES....93

3. DISEÑO DE TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS....95

3.1 CARACTERÍSTICAS DE LA ZONA DE TRABAJO DEL TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO....101
3.1.1 Características eléctricas necesarias para gobierno con tensiones cuadradas....*108*
3.1.2 Validación experimental....*114*
3.2 LÍMITES DE OPERACIÓN DEL TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO. 122
3.2.1 Modelado del efecto de la temperatura....*125*
3.2.2 Validación experimental del efecto de la temperatura....*127*
3.3 ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD PARA LA OBTENCIÓN DE REGLAS DE DISEÑO....129
3.3.1 Influencia del área....*130*
3.3.2 Influencia del número de capas de secundario....*131*
3.3.3 Influencia del espesor de las capas de secundario....*133*
3.3.4 Influencia del espesor de las capas de primario....*134*
3.3.5 Influencia del número de capas de primario....*135*
3.3.6 Influencia del espesor de la capa de aislante....*136*
3.3.7 Influencia del espesor total....*137*
3.3.8 Mejora de la condición de conmutación suave (ZVS)....*138*
3.3.9 Reglas de diseño....*139*
3.4 INFLUENCIA DE LA DISTRIBUCIÓN DE LOS ELECTRODOS: ENTRELAZADO DE ELECTRODOS....140
3.4.1 Descripción del concepto de entrelazado de electrodos....*141*
3.4.2 Características de las estructuras con entrelazado....*145*
3.4.3 Validación experimental....*151*
3.5 PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO....159
3.5.1 Objetivos de diseño....*159*
3.5.2 Etapas de diseño....*161*
3.5.2.1 Paso 1: Selección de la topología del convertidor y determinación de las especificaciones eléctricas del TP....162

3.5.2.2 Paso 2: Diseño de la estructura en la dirección principal de vibración 167
3.5.2.3 Paso 3: Selección de la forma geométrica externa y sus dimensiones 195
3.5.2.4 Paso 4: Análisis de tolerancias geométricas de fabricación 197
3.5.2.5 Paso 5: Diseño de la fijación 198
3.5.3 Validación experimental 201
3.6 CONCLUSIONES 216

4 CONTRIBUCIÓN AL GOBIERNO DE LOS TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS 215

4.1 COMPARACIÓN DE LAS DISTINTAS FORMAS DE GOBIERNO DEL TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO 217
4.1.1 Inductancia serie 221
4.1.2 Inductancia paralelo 229
4.1.3 Sin componentes magnéticos 234
4.2 GOBIERNO SUBARMÓNICO 237
4.2.1 Descripción del concepto. 238
4.2.2 Requisitos de diseño del TP para gobierno subarmónico. 239
4.2.3 Validación experimental. 240
4.3 CONCLUSIONES 243

5 CONSIDERACIONES SOBRE LA APLICABILIDAD DE LOS TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS 245

5.1 CARGADOR DE BATERÍAS PARA TELÉFONOS MÓVILES 246
5.2 MÓDULOS DE ALIMENTACIÓN DE TARJETAS DE TELECOMUNICACIÓN. 253
5.2.1 Análisis de la rectificación síncrona autoexcitada. 254
5.2.2 Diseño del convertidor 263
5.3 CONCLUSIONES 268

6 CONVERTIDOR CC/CC CON TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO Y SIN COMPONENTES MAGNÉTICOS ADICIONALES 271

6.1 ANÁLISIS DEL TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO 273

6.1.1 Validación de las características del componente 274
6.1.2 Validación de las características del convertidor 279

6.2 DESCRIPCIÓN DE LA TOPOLOGÍA DE POTENCIA 290

6.3 CARACTERÍSTICAS DEL PROTOTIPO CONSTRUIDO. 292

6.4 CONCLUSIONES 296

7 CONCLUSIONES 299

7.1 APORTACIONES DEL PRESENTE TRABAJO 305

7.2 SUGERENCIAS PARA TRABAJOS FUTUROS 308

REFERENCIAS 311

ANEXOS 317

I. DESCRIPCIÓN DE LOS DISEÑOS DE TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS UTILIZADOS 318

II. DEFINICIÓN DE LA MATRIZ DE LA HERRAMIENTA DE ELEMENTOS FINITOS 321

PLANTEAMIENTO Y RESUMEN DE LA TESIS

Existe una marcada tendencia hacia la miniaturización de los sistemas electrónicos, especialmente, en los equipos portátiles. Las fuentes de alimentación son en muchos casos la parte más voluminosa de estos equipos.

Los componentes magnéticos suelen ser los elementos de mayor volumen de cuantos constituyen una fuente de alimentación, por lo que la reducción de su tamaño es muy importante para la miniaturización de la fuente de alimentación de estos equipos.

Es constante la búsqueda de nuevas tecnologías que permitan proporcionar las mismas funciones que el transformador magnético (aislamiento eléctrico y escalado de la tensión) con un menor tamaño, es decir, transformadores que permitan obtener mayores densidades de potencia.

Los Transformadores Piezoeléctricos (TPs), basados en un acoplamiento mecánico, surgen como alternativa a los transformadores magnéticos, gracias a las ventajas que proporcionan:

- **Alta densidad de potencia.** Con diseños adecuados, se pueden obtener densidades de potencia muy superiores a los transformadores magnéticos.
- **Ganancia de tensión elevada** que permite obtener altas relaciones de transformación de tensión con mayores densidades de potencia que con los transformadores magnéticos.
- **Menor nivel de interferencias electromagnéticas (EMI)**, ya que usan como nexo de transferencia de la energía la vibración mecánica, no el flujo magnético.
- **Elevado nivel de aislamiento eléctrico** por lo que son muy interesantes para aplicaciones en las que hay diferencias importantes entre las tensiones de entrada y de salida.

Aunque en los años 50 se proponen los primeros transformadores basados en el acoplamiento mecánico (transformadores de tipo *Rosen*), hasta ahora no se habían desarrollado aplicaciones comerciales debido a las deficientes características de los materiales (envejecimiento, elevadas pérdidas...).

En la actualidad, gracias al desarrollo de nuevas estructuras, nuevos modos de funcionamiento y a la aparición de materiales piezoeléctricos con mejores características, los TPs se utilizan ya en diversas aplicaciones comerciales en el campo

de las fuentes de alimentación conmutadas de alta tensión de salida (CC/CA). En concreto, los transformadores de tipo *Rosen* se están empleando para alimentar los *displays* de cristal líquido (LCD) de sistemas electrónicos portátiles (videocámaras, monitores de ordenadores...). Esta aplicación requiere una tensión de salida alterna muy elevada (1200 V_{ef}) comparada con la tensión continua de entrada (5 V a 9 V). Gracias a que la señal de tensión de salida es alterna, y no es necesario rectificar, el rendimiento del convertidor es comparable con las aplicaciones con componentes magnéticos (80%, para una potencia entre 0,5 y 1,5 W) y se obtiene un convertidor de menor perfil (2,3 mm) que con componentes magnéticos (3,5 mm). Además, el uso de TPs proporciona el bajo nivel de EMI necesario para cumplir la normativa aplicable a este tipo de sistemas electrónicos.

En esta Tesis nos vamos a centrar en los convertidores CC/CC de baja tensión de salida, de los que no existen productos comerciales con TPs debido a que los resultados obtenidos hasta ahora no son competitivos si los comparamos con las aplicaciones desarrolladas con componentes magnéticos. Dentro de este campo de aplicación podemos citar los cargadores de baterías de los ordenadores portátiles y de los teléfonos móviles y los *convertidores de tarjeta*. Los teléfonos y los ordenadores portátiles han experimentado una espectacular disminución del tamaño mientras que los cargadores de sus baterías siguen siendo comparativamente muy grandes. Los *convertidores de tarjeta* son módulos de alimentación que están incluidos en la propia tarjeta de telecomunicaciones, por lo que su tamaño debe ser muy reducido.

Actualmente existen dos estrategias muy distintas para abordar los convertidores CC/CC basados en TPs.

La estrategia tradicional se centra en optimizar el rendimiento y el tamaño del TP. En este caso, el TP se gobierna con una tensión sinusoidal de su frecuencia de resonancia. Sin embargo, para generar este tipo de formas de onda de tensión es necesario incluir, en la topología del convertidor, componentes magnéticos adicionales tanto en la entrada como en la salida del TP. Como consecuencia, se reducen significativamente las ventajas buscadas mediante el uso de esta tecnología frente a los transformadores magnéticos.

La otra alternativa, que es la que se propone en esta Tesis, consiste en diseñar el TP para trabajar con tensiones cuadradas con transiciones suaves. De esta forma, se pueden eliminar todos los componentes magnéticos de la topología. Por lo tanto, se busca la optimización del convertidor, aunque ello signifique obtener un comportamiento del TP peor que en el primer caso.

En esta Tesis se propone una nueva metodología de diseño de los Transformadores Piezoeléctricos (TP) que permita optimizar el convertidor completo. Esta metodología se ha aplicado en fuentes de alimentación conmutadas CA/CC o CC/CC de baja potencia que permiten alimentar equipos que trabajan con tensiones inferiores a la de alimentación. Para ello se ha trabajado en la adaptación de los modelos eléctricos existentes, de forma que resulten adecuados para el diseño del TP. Mediante estos modelos se ha establecido un procedimiento de diseño y nuevas estructuras geométricas del TP que permiten obtener mejores prestaciones del convertidor CC/CC ya que posibilitan reducir e incluso eliminar los componentes magnéticos.

Además de trabajar en el diseño del TP, se han propuesto mejoras desde el punto de vista de la topología del convertidor. Para evaluar las ventajas de la metodología de diseño propuesta, se han comparado los resultados obtenidos con las soluciones comerciales existentes con componentes magnéticos. Todos estos aspectos han sido validados experimentalmente con la construcción de varios prototipos de laboratorio.

En el **primer capítulo** se realiza una descripción del principio de funcionamiento del TP, así como de aquellos parámetros que son fundamentales para realizar el posterior diseño del componente. Además, se da una visión general del estado de la técnica actual en cuanto a la utilización de los TPs. Para el tipo de aplicaciones en estudio, con baja tensión de salida, se necesitan TPs con varias capas en el secundario (estructura multicapa). De los diferentes tipos de TPs existentes en la actualidad nos centraremos en aquellos que emplean la vibración a lo largo del espesor del componente para transferir la energía (modo espesor o *thickness mode* en la literatura anglosajona).

En el **segundo capítulo** se evalúan los requisitos que debe cumplir el modelo del TP para poder realizar un diseño adecuado del componente e integrarlo en el convertidor de potencia.

La resolución analítica de las ecuaciones que definen el comportamiento del TP es excesivamente compleja porque es un sistema de tres dimensiones. Por ello, deben realizarse simplificaciones del problema. Así, existen modelos analíticos que consideran sólo la dimensión principal en la que se produce la vibración, denominados modelos unidimensionales (1D). Los modelos 1D permiten analizar el comportamiento del TP con el resto de los componentes de la topología, ya que son fácilmente implementables en simuladores eléctricos comerciales. La mayoría de los diseñadores emplean este tipo de modelos para definir los parámetros constructivos correspondientes a la dirección principal en la que se produce la vibración del TP.

Sin embargo, el comportamiento de los TP es muy dependiente de la geometría y es necesario emplear herramientas de elementos finitos (HEF) o medidas que permitan tener en cuenta la forma exterior del componente. Por lo tanto, el alcance de los modelos 1D es muy limitado si no se tiene en cuenta la influencia de la geometría externa del TP. Otra alternativa sería simular el TP con la HEF. No obstante, es insuficiente, debido a que no proporcionan un modelo eléctrico del componente. Por ello, en esta Tesis, **se establece de manera original un procedimiento para calcular los parámetros del modelo 1D,** válido para el tipo de estructuras consideradas en este trabajo de investigación, **a partir de la información proporcionada por las HEF o las medidas del TP.**

Una vez que se dispone de un modelo adecuado del TP, en el **tercer capítulo**, **se expone un procedimiento original de diseño del TP a partir de las especificaciones eléctricas de la topología del convertidor**. Este proceso de diseño está basado en la aplicación de las reglas obtenidas mediante el análisis de sensibilidad de los parámetros constructivos con los modelos 1D propuestos en el capítulo 2. Estas reglas permiten seleccionar de manera eficiente las nuevas dimensiones del TP cuando se produce un cambio de las especificaciones eléctricas, reduciendo el tiempo de diseño. Por otro lado, es necesario hacer uso de las HEF para seleccionar la forma geométrica externa adecuada del TP.

Además, **se propone de forma original,** una nueva distribución interna de los electrodos del TP, basado en el **entrelazado de los electrodos** de primario y secundario del componente. Esta estructura permite optimizar las prestaciones del convertidor CC/CC basado en TPs comparado con las configuraciones de electrodos empleadas hasta ahora.

Por último, **se ha estudiado la sujeción del TP a la placa del convertidor** dado que es un aspecto básico en el funcionamiento del TP. El comportamiento del TP depende de las condiciones mecánicas, dado que la transferencia de energía se produce mediante vibración mecánica del TP. Si el método de fijación no es adecuado puede limitar el movimiento e impedir la transferencia de energía en el TP. Así, **se propone un nuevo método de fijación consistente en un anillo de fijación** que no altera la vibración del TP, proporciona un camino de evacuación del calor y facilita el acceso a los terminales eléctricos del TP.

Además del diseño del TP, se han estudiado algunos aspectos relacionados con el diseño de la etapa de potencia.

En el **cuarto capítulo** se comparan las distintas formas de gobierno de los TPs para analizar las ventajas e inconvenientes de cada una de ellas. De esta forma, se puede seleccionar la opción más adecuada según la aplicación.

La selección de la frecuencia de funcionamiento de los interruptores de la etapa inversora del convertidor CC/CC viene determinada por el TP. Para obtener elevadas densidades de potencia del TP, la frecuencia de funcionamiento debe ser suficientemente elevada. Sin embargo, esto penaliza las pérdidas de conmutación de la etapa de potencia.

En esta Tesis, **se propone de forma original** el gobierno del TP a frecuencia inferior a la fundamental (**gobierno subarmónico**). Esta forma de gobierno posibilita la reducción de la frecuencia de trabajo de los interruptores de la etapa inversora mientras que mantiene suficientemente alta la frecuencia de trabajo del TP. Esto permite reducir las pérdidas de conmutación de la etapa de potencia.

En el **quinto capítulo** se comparan aplicaciones realizadas con TPs, dentro del campo de estudio, con aplicaciones comerciales desarrolladas con componentes magnéticos. Se han seleccionado dos aplicaciones comerciales dentro del campo de aplicaciones de baja tensión de salida, anteriormente mencionadas: el cargador de la batería de un teléfono móvil y un *convertidor de tarjeta*. De este análisis se desprende que es factible obtener un convertidor competitivo basado en TPs. No obstante, para obtener mejores resultados es conveniente diseñar adecuadamente el TP para eliminar todos los elementos magnéticos de la topología del convertidor CC/CC.

Teniendo en cuenta las conclusiones del capítulo anterior, en el **sexto capítulo se plantea la realización de un convertidor sin componentes magnéticos**. La aplicación desarrollada no es competitiva (1 W, 60%) si deseamos obtener un amplio rango de tensión de entrada (1:3,75). Sin embargo, los resultados obtenidos mejoran considerablemente para una tensión de entrada constante (3,2 W, 73%).

Por último, en el **séptimo capítulo** se presentan las aportaciones realizadas en esta Tesis doctoral. A partir de los resultados obtenidos se sugiere la realización de una serie de actividades futuras.

CAPÍTULO 1

Introducción

1 INTRODUCCIÓN

1.1 APLICACIONES DE LOS TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS

1.2 LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN ACTUALES

1.3 CARACTERÍSTICAS DE UN TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO

1.3.1 Concepto de Transformador Piezoeléctrico
1.3.2 Coeficiente de acoplamiento electromecánico
1.3.3 Selección del material
1.3.4 Selección del modo de vibración

1.4 REQUISITOS DE LA TOPOLOGÍA DE POTENCIA PARA GOBERNAR UN TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO

1.5 CONCLUSIONES

CAPÍTULO 1

1 Introducción

El objetivo de este capítulo es situar el ámbito de estudio de esta Tesis doctoral dentro del campo de aplicación actual de los Transformadores Piezoeléctricos (TPs), así como de las distintas líneas de estudio relacionadas con este tipo de componentes.

Una vez seleccionado el campo de aplicación, se describirán algunos conceptos básicos en el funcionamiento del TP que permitirán mostrar las características de estos componentes que deben abordarse en el modelado y diseño del TP.

Por último, se describirán las características de la topología de potencia de la aplicación que se desea diseñar para conocer la problemática actual que se pretende resolver mediante este trabajo de investigación.

1.1 Aplicaciones de los Transformadores Piezoeléctricos

En los principios de los años 80 apareció una fuerte tendencia por la miniaturización de muchos sistemas electrónicos y en particular en los equipos portátiles. En su diseño, el tamaño y el peso son factores fundamentales. En particular, la fuente de alimentación es una de las partes de mayor peso y tamaño de estos equipos.

Los componentes magnéticos que forman parte de la fuente de alimentación suelen ser los elementos más voluminosos y pesados. Por lo tanto, la reducción de su tamaño es un aspecto básico en la reducción del tamaño de la fuente de alimentación.

La primera solución por la que se optó es el aumento de la frecuencia de conmutación de la fuente de alimentación, que permite disminuir el tamaño del transformador.

Este aumento de frecuencia planteó la necesidad de hacer más eficientes tanto la topología de potencia como el propio transformador magnético. Por un lado, se deben reducir las pérdidas de conmutación y por otro se deben reducir las pérdidas dependientes de la frecuencia (tanto en el núcleo como en los conductores) que se producen en el transformador magnético.

El uso de técnicas de conmutación suave [37] y la mejora de los materiales magnéticos han permitido aumentar la frecuencia de conmutación y la densidad de potencia,

manteniendo el rendimiento. Sin embargo, el aumento de frecuencia está limitado por el aumento de las pérdidas, entre otros, del componente magnético. Existe una frecuencia óptima de diseño del componente magnético en la cual se obtiene el mínimo tamaño del componente. A partir de dicha frecuencia, el incremento de las pérdidas del material del núcleo y de los conductores requiere al aumento del tamaño del componente para poder disipar dichas pérdidas[12].

Este hecho suscitó la necesidad de buscar tecnologías alternativas a la de los transformadores magnéticos que proporcionen la misma relación de transformación de tensión y la misma potencia pero con un tamaño menor, es decir, componentes con mayor densidad de potencia. En los años 50, Rosen [44] desarrolló el primer transformador piezoeléctrico adecuado para aplicaciones de alta tensión de salida.

La mejora de las características de los materiales piezoeléctricos utilizados, la aparición de nuevos modos de funcionamiento de los TPs, que se describirán en el epígrafe 1.3 han permitido incrementar los rendimientos de este tipo de transformadores hasta hacerlos competitivos en algunas aplicaciones comparados con la tecnología de componentes magnéticos.

Por tanto, los TPs surgen como alternativa a los transformadores magnéticos gracias a las ventajas que proporcionan para cumplir determinadas especificaciones:

- **Alta densidad de potencia.**
- **Elevada ganancia de tensión que permite obtener altas relaciones de transformación de tensión.**
- **Reducido nivel de ruido electromagnético (EMI) e insensibilidad a campos electromagnéticos.**
- **Alto nivel de aislamiento eléctrico.**

Se va a analizar el uso de los TPs en las distintas aplicaciones para determinar si puede resultar competitivo con las soluciones actuales.

Actualmente existen aplicaciones comerciales (PANASONIC, TDK, HITACHI METALS, NEC CORPORATION, TEXAS INSTRUMENTS, TOKIN, TOKO, CTS) que incorporan un transformador piezoeléctrico para la alimentación de los *displays* de cristal líquido (LCD) de los monitores de perfil plano de ordenadores y televisores y de equipos portátiles (figura 1.1). Los LCDs requieren una lámpara fluorescente (CCFL) como fuente de luz que necesita una fuente de alimentación conmutada CC/CA o inversor (figura 1.2.a).

Los motivos para emplear un TP en lugar de un transformador magnético se deben a la alta relación de transformación necesaria [62], y a la gran diferencia entre la tensión

de salida (1200 V_{ef}) y la de entrada (5 V - 9 V), así como la necesidad de reducir el nivel de ruido EMI para cumplir la normativa de este tipo de aplicaciones.

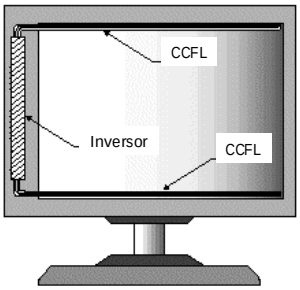
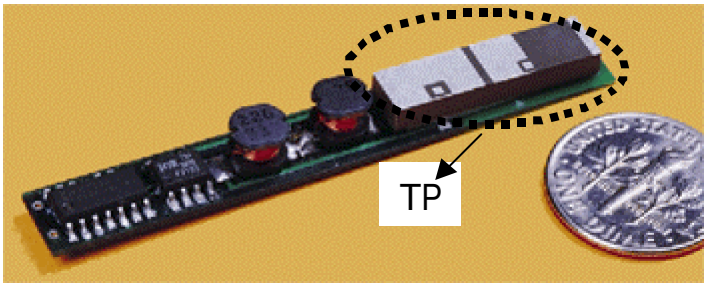
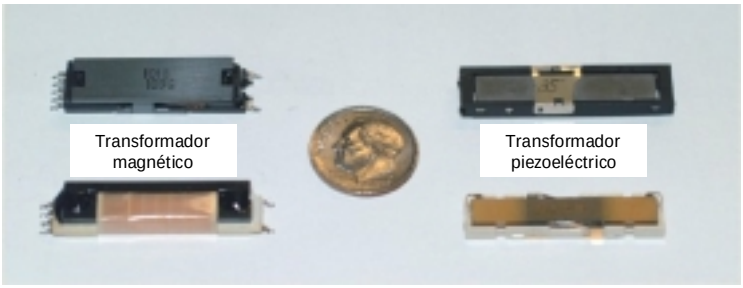


Figura 1.1. Aplicación de los TPs en los monitores de perfil plano de los ordenadores (TOKIN).



a. Fuente de alimentación conmutada CC/CA para la alimentación de un LCD (CTS).



b. Comparación del tamaño de los transformadores magnéticos y piezoeléctricos [57].

Figura 1.2. Inversor para la alimentación de un LCD (a). Comparación del tamaño de los transformadores magnéticos y piezoeléctricos (b) para la alimentación de un LCD de un ordenador portátil para una potencia entre 3 y 4 W.

La figura 1.2.b muestra la comparación del tamaño de los transformadores magnéticos y piezoeléctricos para alimentar el monitor de un ordenador portátil que requiere una

potencia entre 3 y 4 W. La mayor diferencia, en términos de tamaño, entre ambos tipos de transformadores es el menor espesor o perfil de los transformadores piezoeléctricos. Esta característica resulta de gran interés dado que esta dimensión normalmente es la más crítica en este tipo de aplicaciones. No obstante, la elección de uno u otro transformador depende de varios factores que incluyen el coste, el tamaño y el rendimiento [57].

1.2 Líneas de investigación actuales

Previamente a describir el ámbito de estudio de este trabajo se va a realizar una breve descripción de las líneas de investigación que se encuentran abiertas en este momento en torno a los Transformadores Piezoeléctricos (TPs) [15].

- *Caracterización y mejora de los materiales piezoeléctricos*

  El uso de los TPs en aplicaciones de potencia hace necesario:

  - Mejorar las propiedades de los materiales para optimizar las características proporcionadas por los TPs [66].
  - Estudiar la variación de las propiedades del material de forma que se tenga un mayor conocimiento de los efectos que se producen en el comportamiento del TP ([11], [25]).
  - Caracterizar las propiedades de los materiales para poder predecir su funcionamiento mediante las técnicas de análisis actuales como son las herramientas de elementos finitos [27].

- *Caracterización del modo de funcionamiento de los TPs*

  Las características eléctricas y mecánicas de los TPs dependen no sólo del tipo de material del que está constituido el TP sino también de sus dimensiones geométricas. Existen diferentes tipos de modos de funcionamiento, que serán descritos en el epígrafe 1.3. La selección del modo de funcionamiento depende de las características de la aplicación.

- *Estudio térmico del TP*

  Como consecuencia de la existencia de pérdidas del TP en el proceso de transferencia de energía se produce un aumento de la temperatura interna. Esta temperatura no debe alcanzar el máximo permitido por el material para evitar que pierda sus propiedades piezoeléctricas. Por lo tanto, un aspecto interesante que se está estudiando es la distribución interna de temperatura en el TP [17]. De esta forma se puede determinar el volumen mínimo necesario de TP que permita trabajar con el nivel de potencia de la aplicación, obteniendo por tanto la máxima densidad de potencia del componente.

- *Estudio de la fijación del TP*

  Es necesario situar el TP en la placa donde se encuentran el resto de los componentes que forman parte de la fuente de alimentación. Este aspecto es crítico en los TPs ya que su funcionamiento depende drásticamente de las condiciones mecánicas a las que se ve sometido.

  El método de fijación del TP debe ser robusto mecánicamente pero no debe alterar el funcionamiento del TP. Además, debe proporcionar un camino de evacuación del calor generado como consecuencia de las pérdidas originadas por la transferencia de potencia. Actualmente se están estudiando métodos de fijación (figura 1.3) que permitan optimizar las características del TP [2].

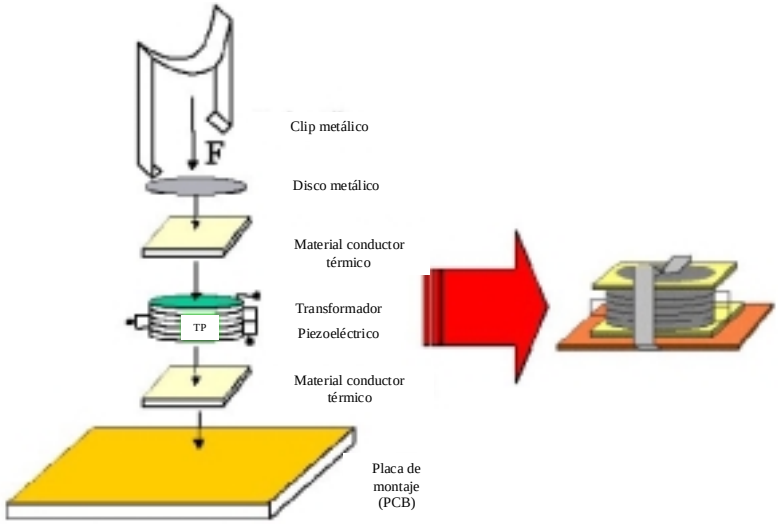


Figura 1.3. Método de fijación del TP mediante clip y con material conductor térmico.

- *Utilización de los TPs en aplicaciones de alta tensión de salida.*

  Este tipo de aplicaciones está relacionado con fuentes de alimentación de lámparas fluorescentes (figura 1.4) en aplicaciones de iluminación con un amplio mercado e interés comercial.

  El circuito de alimentación de la lámpara debe además proporcionar suficiente tensión en el arranque. Las soluciones tradicionales usan balastos trabajando a frecuencia de red, que incluyen un elemento o circuito auxiliar para el encendido (arrancador). En este tipo de equipos es deseable además que el balasto sea un equipo compacto, simple y de pequeño tamaño.

Además, los TPs no emiten radiaciones electromagnéticas, con los consiguientes beneficios medioambientales y eléctricos que esto supone.

Figura 1.4. Lámparas fluorescentes.

En la actualidad hay centros de investigación y de empresas que describen el uso de los TPs, en balastos electrónicos (figura 1.5) para diversas aplicaciones de iluminación aunque todavía no hay productos comerciales.

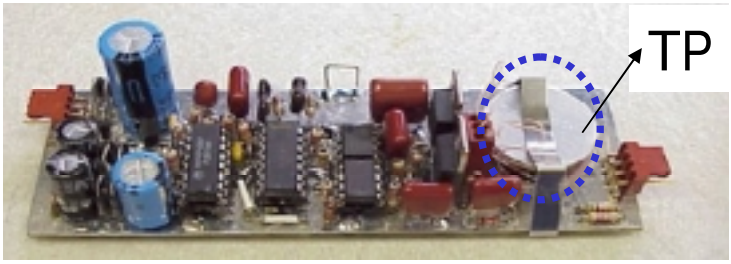
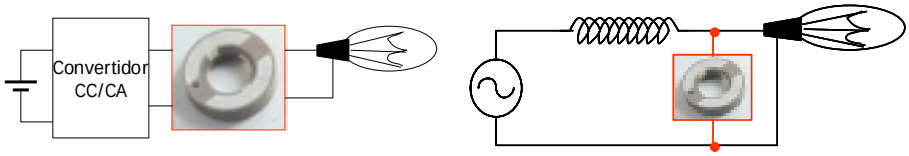


Figura 1.5. Balasto electrónico para alimentar una lámpara fluorescente [33].

Se está trabajando principalmente en la obtención de soluciones electrónicas tanto para el balasto (figura 1.6.a) que alimenta las lámparas ([2],[9],[18],[28],[31],[33],[34],[51],[53],[67]) como para el circuito de arranque necesario (figura 1.6.b) [14].



a. Balasto electrónico. *b. Circuito de arranque*

Figura 1.6. Aplicaciones de TPs en iluminación.

- *Utilización de los TPs en aplicaciones de baja tensión de salida*

  El tamaño de los cargadores de las baterías de los equipos portátiles y de módulos de alimentación de las tarjetas de telecomunicación (*convertidores de tarjeta*) es una aplicación en la que el uso de los TPs resulta una alternativa interesante frente a los componentes magnéticos. Existen publicaciones relacionadas con este tipo de aplicaciones [13], [69], [70], [71] que han conseguido buenos resultados en términos de capacidad y densidad de potencia del TP y del rendimiento de la aplicación.

- *Utilización de los TPs en circuitos de gobierno de MOSFETs e IGBTs*

  Los TPs permiten proporcionar un mayor nivel de aislamiento eléctrico y reducir el ruido electromagnético originado por los transformadores magnéticos necesarios en los circuitos de gobierno de los transistores de la etapa de potencia [56].

➢ ***CAMPO DE APLICACIÓN SELECCIONADO***

El campo de aplicación de esta Tesis Doctoral está situado en el sector de aplicaciones de baja tensión de salida.

Aunque existen trabajos incipientes en este tema ([13], [69], [70], [71]), las características de la aplicación final desarrollada no han dado como resultado productos comerciales. Hay dos posibles razones:

- Optimización del TP en lugar del convertidor.
- Trabajar con bajas tensiones de salida y altas corrientes de salida es peor que trabajar con elevadas tensiones de salida y bajas corrientes de salida para un TP.

El primer tipo de aplicación seleccionada para su estudio en esta Tesis es el cargador de batería de un teléfono móvil. El tamaño de los teléfonos móviles se ha reducido de forma vertiginosa mientras que el tamaño de los cargadores sigue siendo comparativamente elevado. La reducción del tamaño de cargador permitiría a las compañías de telefonía la posibilidad de situarse en un lugar ventajoso del mercado. De hecho, este estudio ha sido desarrollado en gran parte en el marco de un proyecto europeo (TRAMST, TRAnsformers using MycroSystems Technology).

Para evaluar las prestaciones de las soluciones desarrolladas con TPs, en esta Tesis, se va a emplear como convertidor de referencia el prototipo desarrollado por una de las empresas participantes (ALCATEL). Este prototipo (figura 1.7) pese a no tener las mismas especificaciones eléctricas que las de las Tesis actuales, sí que representa el estado actual de la técnica en estas aplicaciones.

El segundo tipo de aplicación seleccionada son los módulos de la alimentación de las tarjetas de telecomunicaciones. El tamaño de estos módulos debe ser reducido ya que están incluidos en la propia tarjeta. Este tipo de módulos reciben el nombre de *convertidores de tarjeta* o también *on board converters* en terminología anglosajona. Este trabajo ha sido realizado en colaboración con la empresa ALCATEL que ha elegido como aplicación de referencia, para evaluar los prototipos diseñados en esta Tesis, la desarrollada por la empresa ARTESYN que se muestra en la figura 1.8.

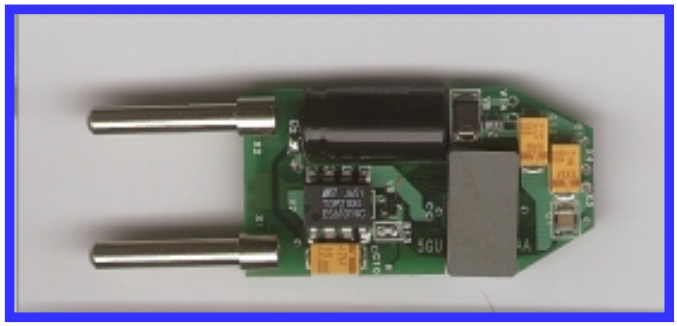


Figura 1.7. Fuente de alimentación conmutada CA/CC para alimentar un teléfono móvil.

Figura 1.8. Módulo de alimentación de tarjetas de telecomunicación.

1.3 Características de un Transformador Piezoeléctrico

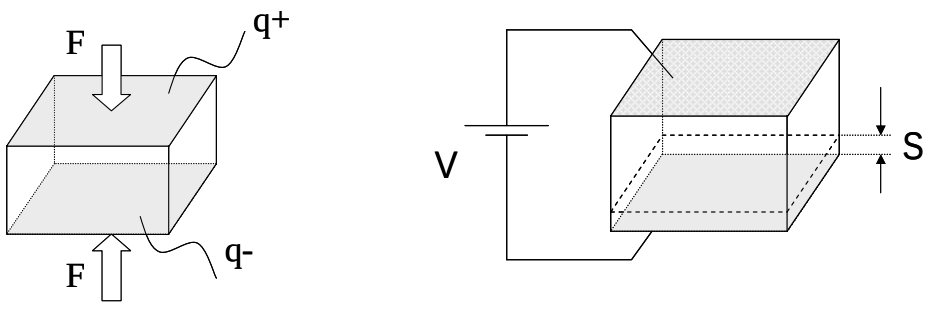
El funcionamiento físico de estos dispositivos es bastante complejo puesto que su comportamiento depende de muchos factores (forma geométrica, dimensiones, tipo de material, fijación). En este epígrafe, se va a realizar una descripción de los conceptos fundamentales de los TPs para la comprensión del funcionamiento del dispositivo, y así, poder diseñar un componente que cumpla la especificación.

1.3.1 Concepto de Transformador Piezoeléctrico

La piezoelectricidad es un fenómeno que presentan algunos materiales bien de forma natural o artificial al ser sometidos a un proceso de polarización [4], [8], [73].

Por un lado, al aplicar una fuerza mecánica en las superficies del material aparecen dipolos eléctricos elementales en la masa del material y, debido a su influencia, cargas de signo opuesto (q+ y q-) en las superficies del material (figura 1.9). A este efecto se le denomina *efecto piezoeléctrico directo* y es el que se emplea en los sensores.

Por otro lado, si se somete al material a un campo eléctrico como consecuencia de la aplicación de una tensión eléctrica aparecen fuerzas internas sobre las cargas que constituyen el cristal, y que hacen que dichas cargas modifiquen su posición, produciéndose una deformación mecánica del cristal (S). A este efecto se le denomina *efecto piezoeléctrico inverso*, y se utiliza en aplicaciones de actuadores. El efecto piezoeléctrico directo fue descubierto por los hermanos Pierre y Jacques Curie en 1880. Por su parte, el efecto inverso fue estudiado por primera vez por G. Lippmann [4].



a. directo *b. inverso*

Figura 1.9. Descripción del efecto piezoeléctrico.

La figura 1.10 recoge la relación entre las distintas magnitudes físicas implicadas en el fenómeno piezoeléctrico. La resolución analítica de estas ecuaciones es muy compleja debido a que el funcionamiento del componente depende de la geometría [4].

Los TPs están constituidos por un primario que convierte la energía eléctrica en mecánica (mediante el efecto piezoeléctrico inverso) y por un secundario que transforma la energía mecánica en eléctrica (mediante efecto piezoeléctrico directo), consiguiendo una tensión de salida diferente de la de entrada en función de la geometría y el tipo de material empleado.

$$S = s^D \cdot T + g \cdot D$$
$$E = -g \cdot T + \beta^T \cdot D$$

$$S = s^E \cdot T + d \cdot E$$
$$D = d \cdot T + \varepsilon^T \cdot E$$

$$T = c^D \cdot S - h \cdot D$$
$$E = -h \cdot S + \beta^S \cdot D$$

$$T = c^E \cdot S - e \cdot E$$
$$D = e \cdot S + \varepsilon^S \cdot E$$

T	Tensión mecánica
S	Elongación
E	Campo eléctrico
D	Desplazamiento eléctrico
c	Módulo de Young
s	complianza elástica
ε	permitividad
β	impermitividad
d,g,h,e	coeficientes piezoeléctricos

Figura 1.10. Ecuaciones que definen el efecto piezoeléctrico.

Los TPs desde el punto de vista constructivo se dividen en dos grandes grupos:

- **Monocapa**, que se caracterizan por tener una única capa tanto en el primario como en el secundario. Se entiende como capa la porción de material piezoeléctrico comprendida entre dos electrodos.
- **Multicapa (**figura 1.11**)**, que normalmente poseen más de una capa en el primario y/o en el secundario.

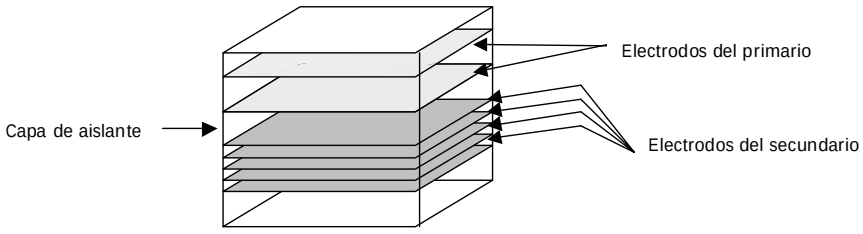


Figura 1.11. Esquema de un TP multicapa.

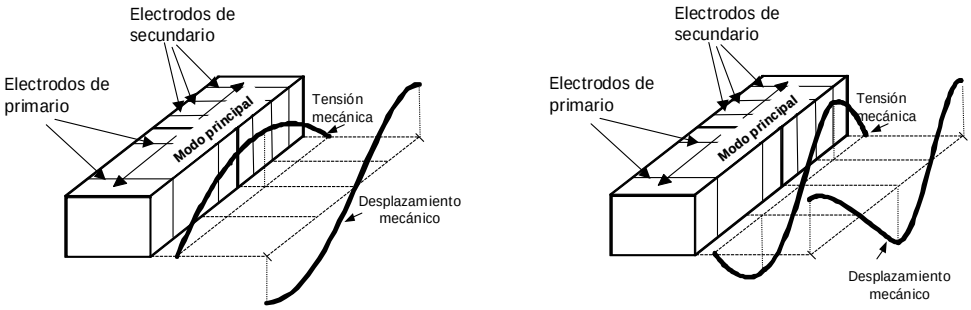
Tanto los TPs monocapa como los multicapa pueden llevar una capa de aislante entre el primario y el secundario, para conseguir un aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida del transformador. En las estructuras utilizadas en esta Tesis, el material aislante es un material piezoeléctrico del mismo tipo que el utilizado en el resto de las capas del componente.

- ***MODO Y ORDEN DE VIBRACIÓN***

El TP transfiere la energía eléctrica a través de la vibración mecánica. Por lo tanto, la forma de vibración influye de manera determinante en cómo de eficiente es esta transferencia.

El modo de vibración, cuyos tipos principales se describirán en el epígrafe 1.3.4, que se elige para transferir la energía de los electrodos del primario a los del secundario se le denomina **modo principal de vibración**. Sin embargo, es importante destacar que una misma geometría de TP puede vibrar de diferentes maneras en frecuencias diferentes. En la existencia de los distintos modos de vibración también influyen las características del material como se mostrará posteriormente.

Los modos de vibración distintos del principal se denominan **modos espurios**. Por lo tanto, un objetivo muy importante en el diseño del TP es evitar los modos espurios porque si vibra en diferentes direcciones se reduce el rendimiento del componente.



a. Primer orden *b. Segundo orden*

Figura 1.12. Transformador piezoeléctrico trabajando en modo longitudinal: (a) Onda completa (2º orden) (b) Media onda (1er orden).

Dependiendo del cociente entre la dimensión característica en la dirección de propagación de la onda y la longitud de onda de la vibración del TP, el componente puede vibrar en **diferentes órdenes** para el mismo modo de vibración. La figura 1.12 muestra los dos primeros órdenes de vibración, que son el de media onda (primer orden) y el de onda completa (segundo orden). En el primer orden la mitad de la longitud de onda de la vibración, correspondiente a la distribución del desplazamiento, abarca la dimensión característica a lo largo de la cual se produce la

vibración. Mientras que en el caso del segundo orden, la longitud de vibración del TP abarca la longitud en la cual se produce la vibración.

La longitud característica depende del modo de vibración seleccionado y se detallará para diferentes modos en el epígrafe 1.3.4.

1.3.2 Coeficiente de acoplamiento electromecánico

Un parámetro fundamental que evalúa cómo de eficiente es la transferencia de energía es el acoplamiento electromecánico efectivo (k_{eff}).

El valor de k_{eff} se define [19] como la relación entre la energía transformada y la energía suministrada según la expresión:

$$k_{eff}^2 = \frac{\text{Energía transformada}}{\text{Energía suministrada}} \qquad (1.1)$$

Por lo tanto, el valor de k_{eff} varía entre cero y uno.

El valor del k_{eff} depende de las características del material empleado, de la geometría y del modo de vibración seleccionado según se mostrará en los epígrafes siguientes.

Así, el valor de la densidad de potencia de un transformador piezoeléctrico (P_{dens}) está directamente relacionado con la frecuencia (f) la permitividad dieléctrica del material (ε) y el valor de k_{eff}^2 [20] tal como se recoge en la expresión:

$$P_{dens} \propto k_{eff}^2 \cdot \varepsilon \cdot f \qquad \textit{(Potencia/Volumen)} \qquad (1.2)$$

Por lo tanto, en el diseño del TP se debe buscar la maximización del valor de k_{eff}.

El funcionamiento del TP en el modo de vibración seleccionado puede ser modelado mediante el modelo de Mason [32] que se representa en la figura 1.13.

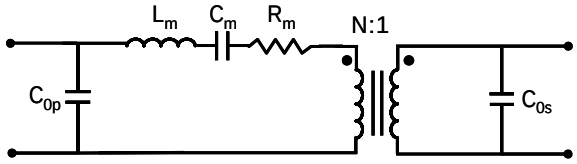


Figura 1.13. Modelo de Mason del TP.

La ganancia de tensión, el rendimiento y la impedancia de entrada de este circuito se muestran en la figura 1.14. Se observa que la ganancia de tensión es elevada en la frecuencia de resonancia y que el rendimiento permanece plano y elevado a partir de la frecuencia de resonancia (f_{res}) del modo de vibración seleccionado. Por lo tanto, la

transferencia de energía del TP se realiza de manera eficiente en el entorno de la frecuencia de resonancia del modo de vibración considerado.

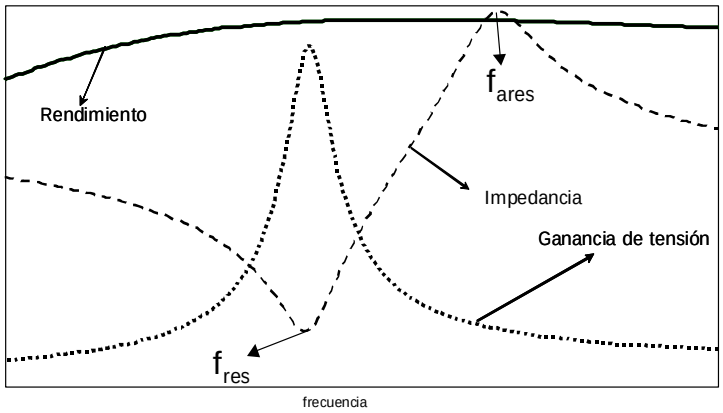


Figura 1.14. Características eléctricas del TP en el modo de vibración principal.

Para un modo de vibración concreto el valor de k_{eff} se define [19] también según la siguiente expresión:

$$k_{eff}^2 = \frac{f_{ares}^2 - f_{res}^2}{f_{ares}^2} \qquad (1.3)$$

1.3.3 Selección del material

Las propiedades del material son determinantes en las características del TP, tal como se recoge en las ecuaciones que definen el efecto piezoeléctrico (figura 1.10).

Los materiales utilizados en esta Tesis requieren de un proceso de polarización previo para presentar un comportamiento de tipo piezoeléctrico.

En esta Tesis se van a utilizar materiales de tipo PZT. La ventaja de los materiales PZT frente a otros tipos de materiales utilizados como son los Titanoato de Plomo (Pb Ti O_3) es que poseen un valor de permitividad dieléctrica (ε) mayor (1200 frente a 200) lo que permite obtener mayor potencia por unidad de volumen según la expresión (1.2). Sin embargo, la gran desventaja de este tipo de materiales es que poseen una gran isotropía de las propiedades piezoeléctricas. Esto provoca la existencia de modos espurios que pueden penalizar el comportamiento del TP [38].

En esta Tesis, no se ha realizado una comparación de las características del TP con ambos tipos de materiales. Se han seleccionado los materiales PZT porque permiten obtener mayor densidad de potencia por unidad de volumen de material. Tal como se

analizará en este Tesis, se ha seleccionado una forma geométrica en modo de anillo para eliminar los modos espurios del TP.

1.3.4 Selección del modo de vibración

En [34] se realiza una revisión de las características eléctricas de los Transformadores Piezoeléctricos (TPs) más importantes empleados actualmente. En este epígrafe se describen brevemente sus características eléctricas.

- ***MODO RADIAL***

Un TP funcionando en el modo radial [5] como el que se representa en la figura 1.15 vibra a lo largo de su diámetro externo (D). La vibración del TP se produce en la dirección perpendicular al campo eléctrico aplicado. Es decir, en este caso la tensión mecánica (T) es perpendicular a la polarización del material (P).

Por lo tanto, la dimensión característica de este transformador es el diámetro (D), siendo la frecuencia de resonancia del modo de vibración inversamente proporcional a D:

$$f_{res} \propto \frac{1}{D} \qquad (1.4)$$

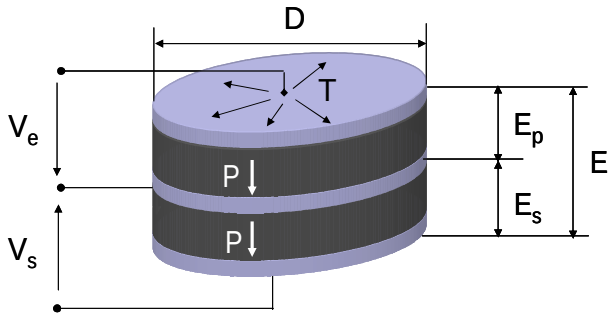


Figura 1.15. Transformador monocapa en modo radial.

La relación de transformación (N) del modelo de Mason de la figura 1.13 para un transformador de este tipo viene dada por la relación entre el número de capas de primario (N_p) y el número de capas de secundario (N_s) según la expresión:

$$N \propto \frac{N_S}{N_p} \qquad (1.5)$$

Este modo de vibración se emplea en bajas frecuencias (100 kHz). Permite niveles de potencias altas (incluso hasta 80 W [61]) siendo los rendimientos obtenidos bastante elevados (98%). Por otro lado, teniendo en cuenta la expresión de la relación de transformación (N), este tipo de modo de vibración puede ser empleado en aplicaciones que aumentan o disminuyen la tensión de salida respecto a la de entrada eligiendo adecuadamente el número de capas de primario (N_p) respecto a las de secundario (N_s). Así, existen publicaciones de TPs alta tensión de salida, como balastos para lámparas lineales [33], y para aplicaciones de baja tensión de salida tales como cargadores de baterías para equipos portátiles [13], [63], [64].

- ***MODO ESPESOR***

Un TP funcionando en el modo longitudinal o espesor ([20], [72]) como el que se representa en la Figura 1.16 vibra a lo largo de su espesor. La vibración del TP se produce en la misma dirección que la polarización del material y el campo eléctrico aplicado. Es decir, en este caso la polarización del material (P) posee la misma dirección que la tensión mecánica (T).

La dimensión característica de este transformador es la longitud o el espesor total (E), siendo la frecuencia de resonancia del modo de vibración inversamente proporcional a E:

$$f_{res} \propto \frac{1}{E} \qquad (1.6)$$

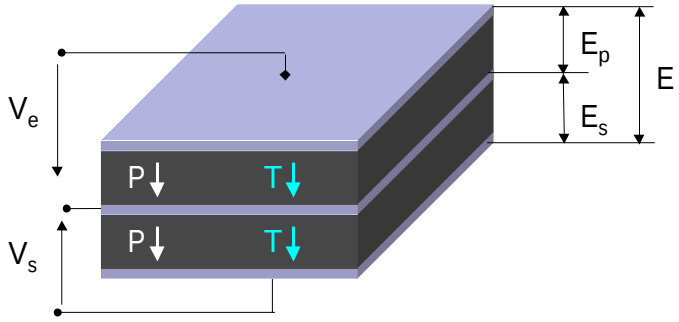


Figura 1.16. Transformador monocapa en modo espesor o longitudinal.

La relación de transformación (N) del modelo de Mason de la figura 1.13 para una estructura funcionando en este modo (figura 1.13) viene dada por la expresión

$$N \propto \frac{E_p}{E_s} \qquad (1.7)$$

Este tipo de modo se puede aplicar tanto en altas frecuencias (2 MHz) como en bajas frecuencias (100 kHz). Los niveles de potencia de los TPs que pueden manejar este tipo de TPs son también elevados (30 W) siendo los niveles de rendimiento obtenidos hasta ahora del orden del 95% [72]. Además, permite incrementar o disminuir la tensión de salida respecto a la entrada diseñando adecuadamente el espesor de primario y secundario tal como refleja la relación de transformación del modelo de Mason (N). Para ello puede ser necesario aumentar el número de capas en primario y en secundario.

Las aplicaciones existentes en la literatura relacionadas con este tipo de transformadores se encuentran en el campo de baja tensión de salida ([32], [65], [68]-[72]).

- ***TRANSFORMADOR TIPO ROSEN***

La figura 1.17 representa un TP con estructura de tipo Rosen. Se observa que este tipo de transformador posee modos de vibración distintos en primario y en secundario. Por un lado, el primario posee un modo de vibración de tipo radial porque la tensión mecánica (T) es perpendicular a la polarización (P) del material, es decir la vibración del primario se produce en perpendicular al campo eléctrico aplicado. Por otro lado el secundario tiene un modo de vibración en modo espesor porque T y P poseen la misma dirección, es decir, la vibración mecánica está en la misma dirección del campo eléctrico aplicado.

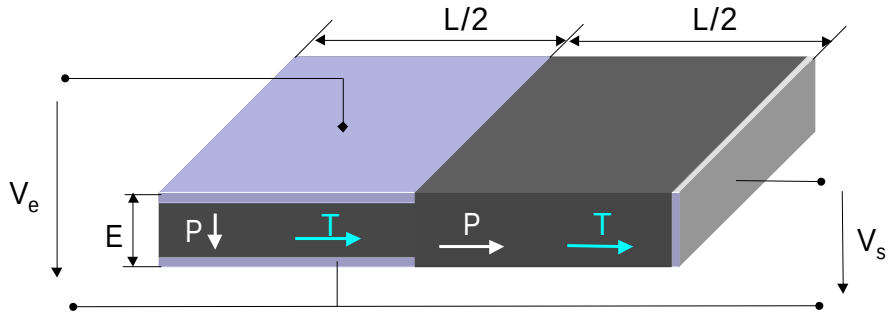


Figura 1.17. Transformador monocapa de tipo Rosen.

La dimensión característica de este transformador es la longitud total (L) siendo la frecuencia de resonancia del modo de vibración seleccionado inversamente proporcional a L:

$$f_{res} \propto \frac{1}{L} \qquad (1.8)$$

La relación de transformación del modelo de Mason para un transformador de este tipo viene dada por la expresión

$$N \propto \frac{E}{L/2} \qquad (1.9)$$

Este modo de vibración se emplea para bajas frecuencias (100 kHz). Aunque los rendimientos son altos (95%), sin embargo, la capacidad de potencia de este tipo de transformador no es muy elevada (alrededor de 4W-5W) [50]. Por otro lado, según la relación de transformación (N), se utiliza en aplicaciones que requieren elevar la tensión de salida respecto de la de entrada tales como por ejemplo los inversores para la alimentación de LCDs mencionados en el epígrafe 1.1.

En esta Tesis no se ha realizado una comparación de los modos de vibración que actualmente se emplean en aplicaciones de baja tensión de salida. **Se va a utilizar el modo espesor**, por recomendación del fabricante [60], ya que era factible y tenían tecnología para su desarrollo. Además, para obtener la relación de transformación necesaria de tensiones entre la entrada y la salida, se van a utilizar **estructuras multicapa**.

1.4 Requisitos de la topología de potencia para gobernar un Transformador Piezoeléctrico

El TP debe ser gobernado a la frecuencia de resonancia correspondiente al modo de vibración seleccionado para obtener una transferencia de energía eficiente, tal como se expuso en el epígrafe 1.3. La frecuencia de resonancia de las muestras desarrolladas está en el entorno de 400 kHz debido a que el espesor de las muestras está limitado a 4 mm por fabricación.

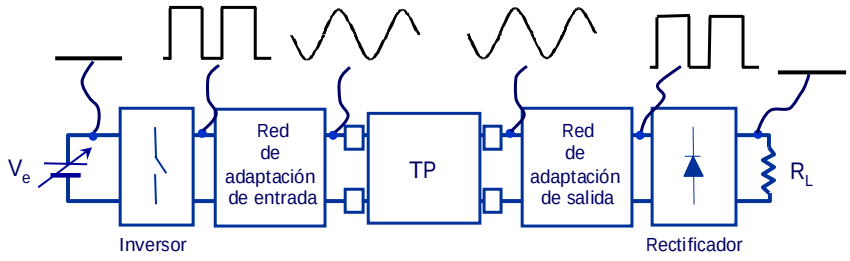


Figura 1.18. Gobierno del TP con tensiones sinusoidales.

La figura 1.18 representa la estructura general de un convertidor CC/CC con un TP. El gobierno del TP con tensiones sinusoidales ([32], [72]) maximiza su rendimiento y por lo tanto su densidad de potencia. Sin embargo, esta forma de gobierno penaliza la topología del convertidor en comparación con las desarrolladas con transformadores magnéticos ya que requiere el empleo de redes de adaptación en la entrada y en la salida del TP que contienen elementos reactivos (bobinas y condensadores).

Existe otra alternativa para obtener un convertidor más simple que se basa en el **gobierno del TP con tensiones cuadradas con conmutaciones suaves** tal como se muestra en la figura 1.19. Aunque existen trabajos relacionados con este tipo de gobierno [65] necesitan añadir elementos resonantes (bobinas y condensadores) en la entrada del TP.

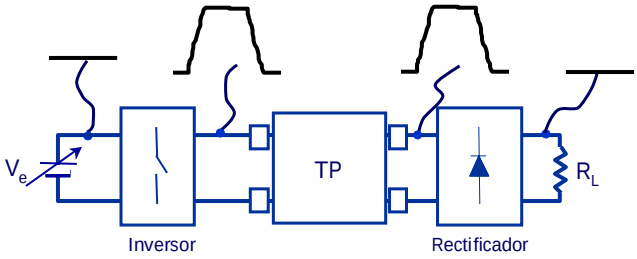


Figura 1.19. Gobierno del TP con tensiones cuadradas con conmutaciones suaves.

En esta Tesis se propone diseñar el TP para eliminar todos los componentes magnéticos de la topología.

Así, en el capítulo 3 se proporciona un procedimiento de diseño y nuevas distribuciones de los electrodos para optimizar las características eléctricas del convertidor CC/CC basado en TPs aunque ello signifique penalizar el comportamiento del componente.

La propuesta de una nueva metodología de diseño del TP genera nuevas necesidades desde el punto de vista del modelo del TP. El estudio de las características de los modelos y su adaptación se realizará en el capítulo 2.

En el capítulo 4 se comparan las características del gobierno sinusoidal y el gobierno con tensiones cuadradas con transiciones suaves.

Para evaluar las características de las aplicaciones realizadas con TPs en el capítulo 5 se ha realizado una comparación con las dos aplicaciones de referencias mostradas previamente.

Por último en el capítulo 6 se evalúan las características de un convertidor CC/CC basado en TPs y sin ningún componente magnético.

1.5 Conclusiones

En este epígrafe se ha dibujado una panorámica de los distintos aspectos que se están analizando en relación con el empleo de los Transformadores Piezoeléctricos (TPs). La principal ventaja que aportan estos dispositivos frente a los componentes magnéticos es la obtención de altas densidades de potencia, elevada ganancia de tensión, reducido nivel de EMI y alto nivel de aislamiento eléctrico.

Actualmente existen aplicaciones comerciales en convertidores CC/CA (pantallas planas de los equipos portátiles). Sin embargo, los trabajos realizados hasta ahora en aplicaciones de tipo CC/CC no han permitido obtener aplicaciones competitivas comparadas con los transformadores magnéticos.

Esto es debido a que los esfuerzos están centrados en la optimización del TP. Para ello, es necesario el gobierno del TP con tensiones sinusoidales que penalizan el convertidor debido a que se necesitan elementos resonantes adicionales.

En esta Tesis se va a estudiar, entre otros, el gobierno del TP con tensiones cuadradas con transiciones suaves. Para ello, **se propone diseñar el TP de forma que permita eliminar los elementos magnéticos adicionales aunque penalicemos el comportamiento del componente.** Se trata de diseñar el TP de modo que sea el propio TP el que proporcione las condiciones de conmutación suave. Para ello, el TP debe manejar energía reactiva reduciéndose su capacidad de potencia para un tamaño dado, pero se eliminan los componentes reactivos del circuito.

De esta forma se pueden aprovechar todas las ventajas del uso de los TPs frente a los transformadores magnéticos.

Por último, se resumen las **características generales del TP que se va a utilizar** a lo largo de este trabajo de Tesis:

- **El material es del tipo PZT.**
- **La geometría es un anillo.**
- **Es de tipo multicapa.**
- **El modo de vibración se produce a lo largo del espesor del TP.**

CAPÍTULO 2

Contribución al modelado de Transformadores Piezoeléctricos

2 CONTRIBUCIÓN AL MODELADO DE TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS

2.1 REQUISITOS DE LOS MODELOS

2.2 ESTUDIO DE LOS TIPOS DE MODELADO ACTUALES

2.2.1 Modelos 1D
2.2.1.1 Modelo simplificado de Mason
2.2.1.2 Modelo basado en líneas de transmisión
2.2.2 Modelado con herramientas de elementos finitos

2.3 MEJORAS INTRODUCIDAS EN EL MODELADO DEL TP

2.3.1 Procedimiento de modelado empleado
2.3.2 Cálculo de los parámetros del modelo 1D.
2.3.2.1 Cálculo del valor de k_{eff}
2.3.2.2 Modificación de los parámetros del modelo 1D
2.3.2.3 Validación experimental del modelo propuesto
2.3.2.3.1 Validación a nivel de componente
2.3.2.3.2 Validación a nivel de convertidor
2.3.3 Herramienta de ayuda al diseño.
2.3.3.1 Definición de la geometría del TP y de las propiedades del material.
2.3.3.2 Información proporcionada por el modelo

2.4 CONCLUSIONES

CAPÍTULO 2

2 *Contribución al modelado de Transformadores Piezoeléctricos*

Disponer de un modelo del Transformador Piezoeléctrico (TP) permite diseñar el componente de forma adecuada. Un mal diseño previo del TP implicaría la construcción de una nueva muestra, proceso que se repetiría hasta conseguir las características adecuadas del TP. Este proceso de ensayo y error implica un elevado coste y tiempo de diseño del prototipo válido del convertidor CC/CC (figura 2.1).

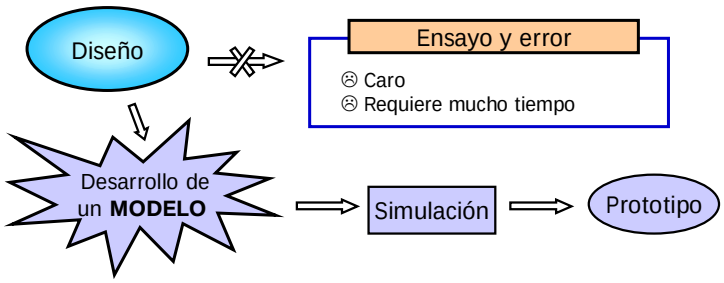


Figura 2.1. Método de diseño basado en el uso de modelos.

Además, el TP forma parte de un convertidor CC/CC. En el capítulo 1 se expuso la necesidad de incluir elementos adicionales en la topología del convertidor CC/CC (redes de adaptación de impedancia) que penalizan el tamaño y el rendimiento del convertidor. El objetivo fundamental de esta Tesis es realizar un diseño del TP que permita eliminar dichas redes y optimizar el convertidor CC/CC. Por lo tanto, un objetivo básico del diseño del TP es el conocimiento de la interacción del componente con el resto de elementos de la topología.

En consecuencia, la actividad de modelado tiene tres objetivos fundamentales:

- **Obtener un modelo adecuado del TP para realizar simulaciones eléctricas.**

  De esta forma se puede realizar un diseño fiable del convertidor CC/CC, puesto que se puede analizar el comportamiento del TP en condiciones particulares de funcionamiento.

- **Obtener reglas de diseño del TP.**

  Mediante el modelo es posible realizar un análisis de sensibilidad de las dimensiones del TP, de forma que se pueden establecer unos criterios para determinar la geometría en función de las especificaciones del convertidor CC / CC.

- **Realizar el diseño del TP.**

  El modelo permite establecer cuáles son las dimensiones físicas del componente para cumplir las especificaciones eléctricas del convertidor CC / CC en el que está integrado.

De esto se deduce que la actividad de modelado es imprescindible en el diseño del TP, sobre todo porque permite diseñar y optimizar el convertidor CC / CC.

Según se describió en el capítulo 1, el comportamiento del TP requiere de un estudio tanto en el plano mecánico como en el plano eléctrico. Sin embargo, como el objetivo es el diseño del convertidor CC / CC, se necesita un modelo de tipo eléctrico.

El análisis del TP (figura 2.2) se puede realizar usando las herramientas de elementos finitos (HEF), a través de medidas o bien por medio de modelos eléctricos que sólo tienen en cuenta la dirección principal de vibración (modelos 1D).

Por un lado, el análisis mediante las HEF o a través de medidas permite tener en cuenta la geometría del componente, aspecto que afecta enormemente al comportamiento del TP, tal como se expuso en el capítulo 1. Sin embargo, no proporcionan un modelo eléctrico. Por otro lado, los modelos eléctricos 1D permiten el análisis del TP con el convertidor CC / CC pero no tienen en cuenta la influencia de la forma geométrica externa del componente.

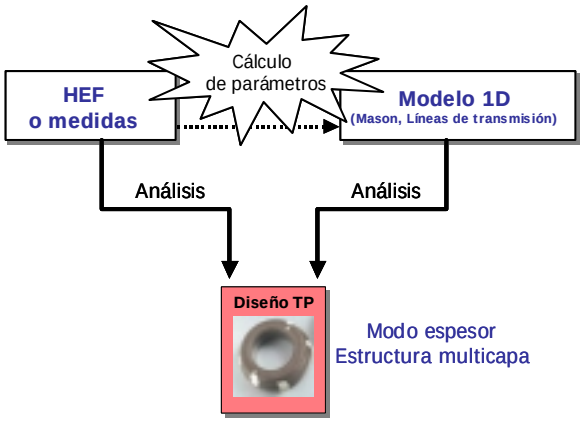


Figura 2.2. Métodos de análisis de un TP.

En esta Tesis se propone, de manera original un procedimiento de modelado para las estructuras multicapa consideradas, en el que, a partir la información proporcionada por el análisis mediante la HEF o las medidas, se calculan los parámetros del modelo 1D. De esta forma se dispone de un modelo eléctrico adecuado para diseñar el convertidor CC / CC.

En primer lugar se van a detallar cada uno de los requisitos necesarios en el modelo. En segundo lugar se van a evaluar, de forma detallada, cada uno de los modelos existentes en la literatura, para verificar que no cumplen dichos requisitos. Por último, se propone cómo realizar la adaptación y mejora de los modelos actuales para poder obtener un modelo adecuado del TP para las estructuras multicapa consideradas, tal como se mostrará con la validación experimental de las muestras disponibles.

2.1 Requisitos de los modelos

La tabla 2.1 resume las características buscadas en el modelo de un TP para considerarlo adecuado. Así mismo, se comparan los tipos de análisis de un TP existentes en la literatura: el modelo de Mason, el modelo basado en líneas de transmisión (LT) y el modelado mediante herramientas de elementos finitos (HEF). En el epígrafe siguiente se analizarán las características de los distintos modelos para detallar por qué no se cumplen todos estos requisitos.

TABLA 2.1. CARACTERÍSTICAS DE LOS DISTINTOS TIPO DE ANÁLISIS DE UN TP.

Requisitos	Mason	LT	HEF
Ser fácilmente implementable en un simulador eléctrico.	✓	✓	✗
Refleja orden de vibración principal	✓	✓	✓
Refleja órdenes de vibración del modo principal	✗	✓	✓
Refleja modos de vibración distintos del principal	✗	✗	✓
Tiene en cuenta la distribución de electrodos	✗	✓	✓
Tiene en cuenta la geometría externa	✗	✗	✓
Incluye las pérdidas dieléctricas y mecánicas	✓	✓	✓
Tiene en cuenta la influencia de la fijación	✗	✓	✓

La conclusión que se obtiene de la tabla 2.1 es que el análisis mediante la HEF proporciona la información necesaria del TP. Sin embargo, el gran inconveniente es que esta información no está incluida en un modelo eléctrico. A continuación se van a justificar los requisitos buscados en el modelo del TP.

- ***FÁCILMENTE IMPLEMENTABLE EN UN SIMULADOR ELÉCTRICO.***

  El objetivo principal de esta Tesis es la optimización del convertidor CC/CC. Por lo tanto es imprescindible disponer de un modelo del TP que se pueda utilizar en un simulador eléctrico. De esta forma podemos modelar el convertidor CC/CC.

- ***ORDEN DE VIBRACIÓN PRINCIPAL***

  Una vez descritos en el capítulo 1 los modos de vibración más importantes de un TP, debe seleccionarse uno de ellos. En este caso particular, el modo de vibración seleccionado es el que se produce a lo largo del espesor del TP.

  El modelo eléctrico debe representar adecuadamente las características del modo de vibración seleccionado.

  El funcionamiento del TP no se produce en una única frecuencia, sino en un margen de frecuencias de funcionamiento (figura 2.3) que está situado entre la frecuencia de resonancia (f_{res}) y antiresonancia (f_{ares}) donde el rendimiento del TP es elevado. En este capítulo se mostrará que el rendimiento de las muestras empleadas disminuye notablemente a partir de la frecuencia de antiresonancia.

  Por lo tanto, el modelo debe ser válido en el margen de frecuencias establecido para la operación del TP.

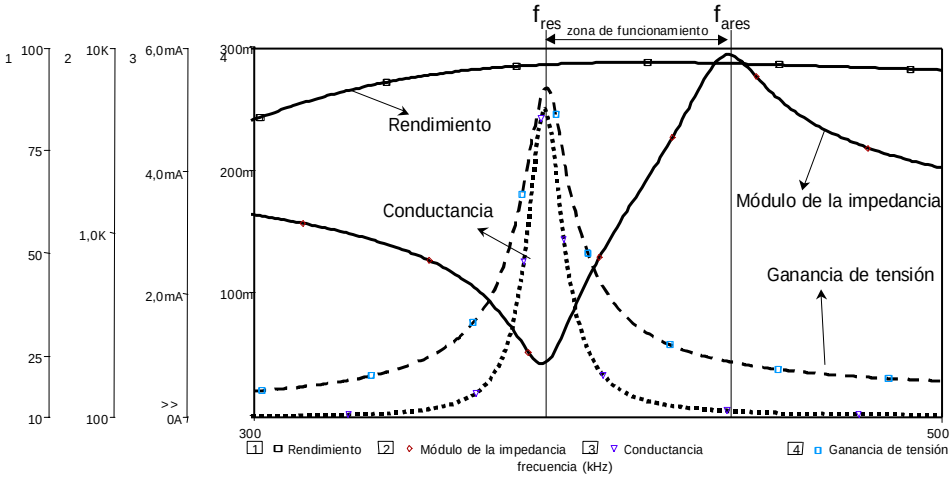


Figura 2.3. Características eléctricas del TP en la zona de frecuencias de funcionamiento.

- ***ÓRDENES DE VIBRACIÓN DEL MODO PRINCIPAL***

  Además del orden principal de vibración (figura 2.4), existen órdenes de vibración que se producen en frecuencias superiores, múltiplos de la fundamental, tal como se describió en el capítulo 1.

  Es necesario que el modelado del TP tenga en cuenta estos órdenes de vibración porque el componente puede estar gobernado con formas de tensión cuadradas, es decir, que contengan frecuencias distintas de la de resonancia del modo principal.

Si la forma de tensión en la entrada del TP contiene armónicos de la frecuencia de los órdenes de vibración superiores, el TP presenta un mal comportamiento porque vibra en direcciones distintas a la principal.

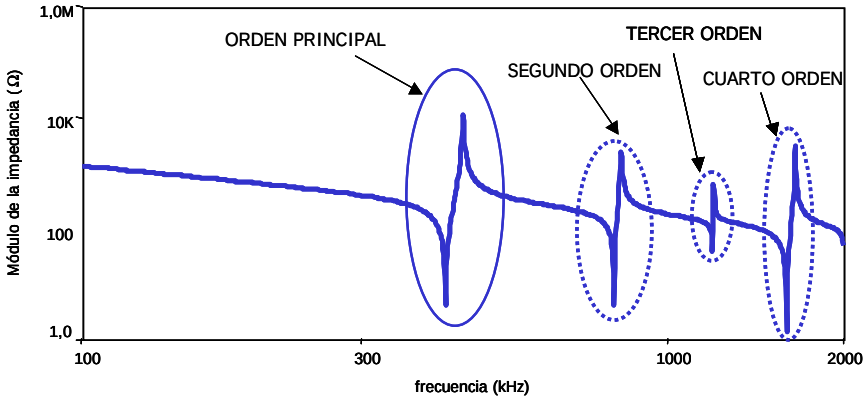


Figura 2.4. Distintos órdenes del modo de vibración seleccionado.

- ***MODOS DE VIBRACIÓN DISTINTOS DEL PRINCIPAL***

EL TP vibra en modos distintos a la dirección principal, denominados modos espurios de vibración. La figura 2.5 muestra cómo se modifica el módulo de la impedancia del TP debido a la existencia de un modo de vibración espurio en las proximidades del modo principal de vibración.

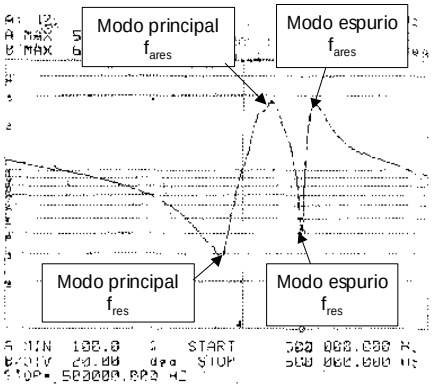


Figura 2.5. Modo espurio en la frecuencia de resonancia del modo principal.

- ***DISTRIBUCIÓN DE ELECTRODOS***

Las estructuras de TP consideradas están formadas por varias capas tanto en primario como en secundario. Por lo tanto, el modelado debe tener en cuenta la distribución interna de los electrodos a lo largo de la dirección principal.

- ***GEOMETRÍA EXTERNA***
  El comportamiento del TP es muy dependiente de su geometría externa, tal como se mostrará en el capítulo 3. En concreto, dos aspectos muy importantes en el modelado del TP, como son la existencia de modos espurios y el valor de k_{eff}, están determinados por la forma geométrica externa.
- ***PÉRDIDAS DIELÉCTRICAS Y MECÁNICAS***
  Las aplicaciones en estudio requieren que el TP maneje un nivel de potencia de cierta importancia (10 W). En este proceso de transferencia de energía se originan pérdidas de tipo dieléctrico y mecánico que producen un descenso del rendimiento y un aumento de la temperatura interna del TP.
  La cuantificación de estas pérdidas es muy importante, no sólo para evaluar el rendimiento del convertidor, sino también para seleccionar un tamaño adecuado del TP que pueda soportar el aumento de temperatura que se produce. El análisis del efecto de la temperatura se detallará en el capítulo 3.
- ***INFLUENCIA DE LA FIJACIÓN***
  El TP debe estar situado en la placa donde se encuentran el resto de los componentes del convertidor CC/CC. La forma y el lugar de fijación es un aspecto crítico, ya que las condiciones mecánicas influyen notablemente en el funcionamiento del TP, puesto que la transferencia de energía eléctrica se produce gracias a la vibración mecánica del TP.

2.2 Estudio de los tipos de modelado actuales

Los tipos de modelado del TP se pueden clasificar en dos categorías de acuerdo con el número de direcciones de vibración que tengan en cuenta:

- **Modelos unidimensionales (1D).**

  Estos modelos sólo tienen en cuenta el comportamiento del TP en la dirección principal de vibración. Dentro de este tipo de modelos se puede establecer una segunda clasificación entre aquellos que consideran sólo el orden de vibración fundamental y los que consideran todos los órdenes de vibración del modo fundamental.

- **Modelado mediante las herramientas de elementos finitos (HEF).**

  Este tipo de modelado tiene en cuenta los efectos en una o dos direcciones distintas a la del modo de vibración principal. El aspecto más importante de este tipo de modelado es la detección de *modos espurios*.

A continuación se va a realizar una descripción detallada de las características de cada tipo de modelo para comprobar que no cumplen los requisitos del epígrafe 2.1.

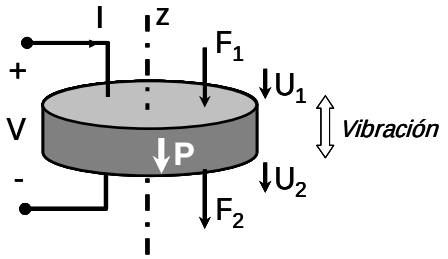
2.2.1 Modelos 1D

De entre los modelos existentes se han considerado como más adecuados por sus características: el modelo de Mason simplificado [4] y los modelos derivados del de Redwood [43] que están basados en el empleo de líneas de transmisión.

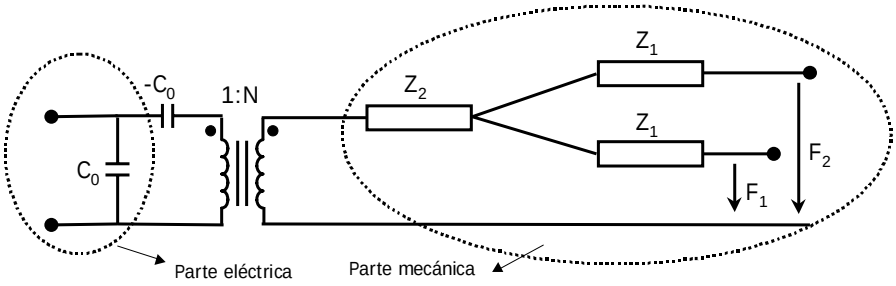
El primer modelo se ha seleccionado por su simplicidad. El segundo modelo es más complejo, pero aporta las ventajas de la descripción de las estructuras multicapa consideradas en esta Tesis y su análisis en un simulador eléctrico (PSpice).

2.2.1.1 Modelo simplificado de Mason

Este modelo se obtiene a partir del modelo completo de Mason [32], cuyo circuito, para una capa de material piezoeléctrico con una determinada polarización (P), se representa en la figura 2.6.



a. Capa de material piezoeléctrico



b. Modelo eléctrico

Figura 2.6. Modelo de una capa de material piezoeléctrico cuya dirección principal de vibración es el espesor (eje z). Modelo de Mason.

En este circuito equivalente, las corrientes eléctricas representan la velocidad de vibración mecánica (U_1 y U_2) y las tensiones eléctricas de la parte mecánica del circuito eléctrico son equivalentes a las fuerzas mecánicas (F_1 y F_2). *F_1* hace referencia a la fuerza que actúa en una de las superficies perpendiculares a la dirección de

propagación de la onda mecánica. F_2, por su parte, se refiere a la fuerza que actúa en la superficie opuesta a la anterior. Los terminales de la parte eléctrica se corresponden con los contactos metálicos en las superficies anteriores. La relación entre la parte eléctrica y la parte mecánica se representa por un transformador ideal (N) y un condensador ($-C_0$).

Las impedancias Z_1 y Z_2 son impedancias complejas dependientes de la frecuencia ($\omega = 2\cdot\pi\cdot f$), de las dimensiones físicas de la porción de material considerada (longitud, l y área, A) y de las propiedades del material (densidad, ρ y coeficiente piezoeléctrico, s_{33}^D):

$$Z_1 = j \cdot Z_o \tan\frac{\beta l}{2} \quad \text{donde} \quad \beta = \omega \cdot \sqrt{\rho \cdot s_{33}^D}$$

$$Z_2 = \frac{Z_o}{j \cdot sen\beta l} \quad \text{donde} \quad Z_o = A \cdot \sqrt{\rho / s_{33}^D}$$

Sin embargo, este modelo suele presentar problemas de convergencia en un simulador eléctrico debido a la compleja estructura de sus parámetros.

Para resolver este problema, la mayoría de los autores utilizan un modelo simplificado de Mason ([4], [72]). En este modelo las funciones que definen las impedancias Z_1 y Z_2 se desarrollan en serie de Taylor alrededor de la frecuencia de resonancia $\omega_{res} = 2\cdot\pi\cdot f_{res.}$

Los parámetros del modelo de Mason simplificado para estructuras de tipo multicapa, funcionando en modo espesor, se proporcionan en [72] y están recogidos en la tabla 2.2. Para el cálculo de los parámetros se considera que las caras perpendiculares a la dirección principal no tienen limitación para vibrar.

La estructura multicapa considerada consta de una capa en primario de espesor (e_p) y cinco capas en secundario de espesor (e_s), siendo P la polarización de la capa de material piezoeléctrico.

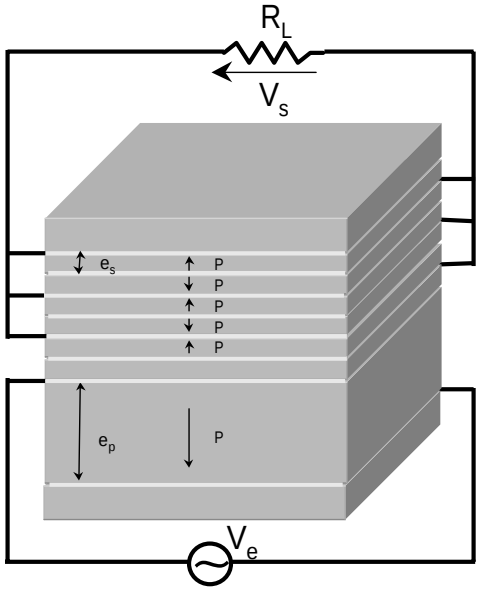


Figura 2.7. Estructura multicapa de un TP vibrando en modo espesor [72].

La figura 2.8 representa el modelo de Mason para dicha estructura multicapa. Está formado por una parte eléctrica de primario y otra de secundario, una parte que refleja el comportamiento mecánico del TP y un transformador ideal que representa el acoplamiento entre la parte eléctrica y la parte mecánica.

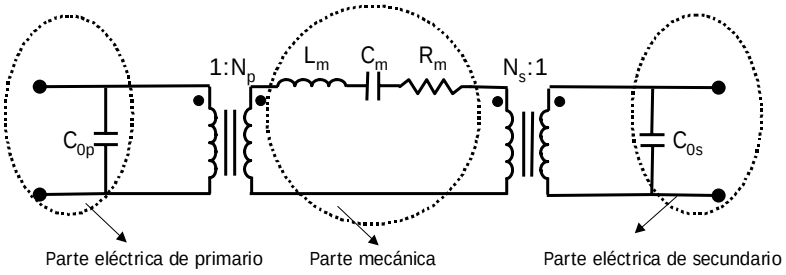


Figura 2.8. Modelo simplificado de Mason de una estructura multicapa.

TABLA 2.2. PARÁMETROS DEL MODELO DE MASON SIMPLICADO. ESTRUCTURA MULTICAPA.

Parte eléctrica	
Primario: $C_{op} = \varepsilon_{33}^{S} \cdot \frac{A}{e_p} \cdot n_p$	Condensador que recoge el efecto capacitivo del primario y del secundario del TP.
Secundario: $C_{os} = \varepsilon_{33}^{S} \cdot \frac{A}{e_s} \cdot n_s$	
Acoplamiento	
$N_p = 2 \cdot \frac{A}{e_p} \cdot \sqrt{c_{33}^{D} \cdot \varepsilon_{33}^{S}} \cdot k_{33}$ $N_s = 2 \cdot \frac{A}{e_s} \cdot \sqrt{c_{33}^{D} \cdot \varepsilon_{33}^{S}} \cdot k_{33}$	Relación de transformación del transformador ideal que representa la relación entre las variables eléctricas y mecánicas en el primario (N_p) y en el secundario (N_S).
Parte mecánica	
$L_m = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot e$	Inductancia relacionada con la masa del componente.
$C_m = \frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot c_{33}^{D} (1 - k_{33}^2) \cdot A}$	Condensador que fija la frecuencia de resonancia del modo de vibración junto a L_m.
$R_m = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot L_m}{Q_m}$	Resistencia que representa las pérdidas mecánicas del dispositivo.

Los parámetros necesarios para determinar los elementos del modelo son las dimensiones de la estructura y las propiedades del material que afectan a la dirección de vibración considerada. Dichas magnitudes aparecen reflejadas en la tabla 2.3.

TABLA 2.3. DATOS NECESARIOS PARA EL CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DEL MODELO DE MASON SIMPLIFICADO.

Parámetros geométricos	
A	Área de la sección perpendicular a la dirección principal (m^2).
e	Espesor total en la dirección de propagación de la onda del TP (m).
$\mathbf{e_p}$	TP (m).
$\mathbf{e_s}$	Espesor de capa de secundario en la dirección de propagación de la onda del TP (m).
$\mathbf{n_p}$	Número de capas de primario.
$\mathbf{n_s}$	Número de capas de secundario.
Propiedades del material	
ρ	Densidad (kg/m^3).
$\mathbf{c^D_{33}}$	Rigidez elástica (m^2/N) a desplazamiento eléctrico constante.
$\mathbf{\varepsilon^S_{33}}$	Permitividad eléctrica en la dirección de propagación (F/m) a elongación mecánica constante.
$\mathbf{g_{33}}$	Coeficiente de carga (C/N).
$\mathbf{k_{33}}$	Coeficiente de acoplamiento electromecánico correspondiente al modo espesor.
$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot e} \cdot \sqrt{\frac{c_{33}^{\ D}}{\rho}}$	Frecuencia de resonancia del primer orden del modo espesor (Hz).
Q_m	Factor de calidad mecánico.

La manera más habitual de presentar el modelo de Mason de cara al análisis del comportamiento eléctrico se expone en la figura 2.9. Esta nueva configuración del modelo de Mason se obtiene al situar en el primario la parte mecánica del dispositivo.

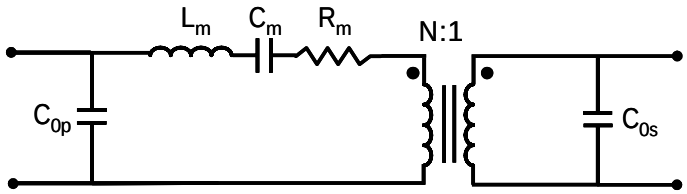


Figura 2.9. Configuración del modelo de Mason considerada.

Teniendo en cuenta las expresiones de la tabla 2.2, la relación de transformación N viene dada por la relación entre los espesores de las capas de primario (e_p) y de secundario (e_s):

$$N = \frac{N_s}{N_p} = \frac{e_p}{e_S} \qquad (2.1)$$

En el caso particular de la estructura multicapa considerada, se verifica que el espesor total de primario y de secundario son iguales:

$$n_p \cdot e_p = n_S \cdot e_s \qquad (2.2)$$

Por lo tanto, la relación de transformación de tensiones también viene dada por la relación del número de capas de ambos lados del TP:

$$N = \frac{e_p}{e_s} = \frac{n_s}{n_p} \qquad (2.3)$$

En las estructuras analizadas en esta Tesis la relación de transformación N no viene dada por la relación del número de capas ya que no se verifica en muchos de los casos analizados que el espesor total de primario y de secundario sean iguales.

Por último, se va a mostrar cómo se incluyen las pérdidas en el modelo, lo que nos permite tener en cuenta las características en gran señal del dispositivo.

Las pérdidas del dispositivo son de tres tipos [55]: mecánicas, dieléctricas y piezoeléctricas. En el caso de los tipos de materiales considerados en esta Tesis, PZT, no se han considerado las pérdidas de tipo piezoeléctrico porque no se dispone de datos para el modelado de este tipo de pérdidas.

Las pérdidas mecánicas vienen incluidas en el modelo mediante la resistencia R_m de la rama mecánica. Esta resistencia se relaciona con el factor de calidad mecánico del material (Q_m) mediante la expresión (2.4):

$$Q_m = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot L_m}{R_m} \qquad (2.4)$$

donde ω_{res} es la pulsación de la frecuencia de resonancia.

Por otro lado, las pérdidas dieléctricas del sistema se pueden tener en cuenta considerando compleja la constante dieléctrica ε_{33} mediante la expresión que la relaciona con el factor de pérdidas dieléctricas del material ($\tan \delta_e$) proporcionado por el fabricante, según la expresión (2.5):

$$\varepsilon''_{33} = \varepsilon'_{33} \cdot (1 - j \cdot \tan \delta_e) \qquad (2.5)$$

Esto se puede modelar mediante una resistencia (R_{el}) en paralelo con el condensador, tanto de primario (C_{0p}) como de secundario (C_{0s}), y que se ha denominado C_0, de forma genérica, en la expresión (2.6):

$$R_{el} = \frac{1}{\omega_{res} \cdot C_o \cdot \tan \delta_e} \qquad (2.6)$$

A continuación se resumen las características del modelo de Mason simplificado, evaluadas de acuerdo con los requisitos mencionados en el epígrafe 2.1. El modelo simplificado de Mason cumple los siguientes requisitos:

- ☑ **Fácilmente implementable en un simulador eléctrico.**
- ☑ **Refleja el orden principal de vibración.**
- ☑ **Incluye las pérdidas mecánicas y dieléctricas del TP.**

Sin embargo, carece de los requisitos que a continuación se enumeran:

- ☐ **No refleja los órdenes de vibración distintos del principal.**

  Esto es debido a que el cálculo de los parámetros del modelo se realiza en el entorno de la frecuencia de resonancia del modo de vibración seleccionado.

- ☐ **No refleja la influencia de los modos de vibración distintos del principal.**

  Esto es debido a que el modelo es 1D y por tanto no puede tener en cuenta efectos de 2D o 3D.

- ☐ **No tiene en cuenta la distribución de electrodos.**

  En el cálculo de los parámetros del modelo intervienen el espesor y el número de las distintas capas. Sin embargo, no se tiene en cuenta la influencia de la distribución interna de los electrodos en la estructura.

- ☐ **No es dependiente de la geometría externa.**

  En el cálculo de los parámetros del TP se tiene en cuenta sólo el valor del área, pero no es posible analizar qué forma geométrica sería la más adecuada para distribuir el área necesaria de manera adecuada.

- ☐ **No permite analizar la influencia de la fijación.**

  Aunque el modelo tiene en cuenta las condiciones mecánicas, se pierde la identificación de los terminales mecánicos para poder incluir la variación de las condiciones mecánicas en un punto determinado de la estructura. Por lo tanto, el modelo es válido en las condiciones particulares en las que se ha calculado dicho modelo, es decir, dejando libres las superficies del TP.

De lo expuesto, se puede concluir que el modelo de Mason, desde el punto de vista del cálculo de los parámetros, no es suficiente porque no cumple todos los requisitos recogidos en la tabla 2.1.

2.2.1.2 Modelo basado en líneas de transmisión

Los modelos basados en líneas de transmisión consideran también la propagación de una onda unidimensional y se obtienen a partir de las ecuaciones de la piezoelectricidad expuestas en el capítulo 1 (figura 1.11). Una vez planteadas las ecuaciones es posible realizar una analogía con el comportamiento de una línea de transmisión cuyas ecuaciones se muestran en la tabla 2.4, donde V e I son la tensión y la corriente en la línea de transmisión y L y C, son la inductancia y conductancia de la línea de transmisión por unidad de longitud respectivamente.

TABLA 2.4. ECUACIONES DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN.

Ecuaciones de una línea de transmisión
$\frac{\partial V}{\partial x} = -L\frac{\partial I}{\partial t}$ $\frac{\partial I}{\partial x} = -C\frac{\partial V}{\partial t}$

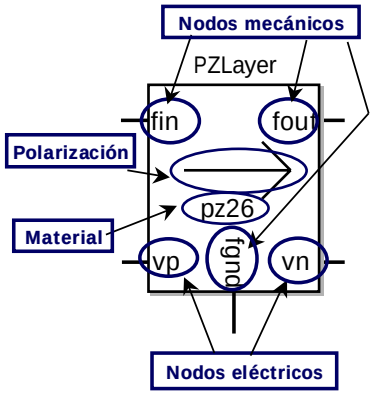
Existen implementaciones de este tipo de modelos en programas orientados a la simulación de circuitos ([30], [42]) cuya estructura se va a utilizar en esta Tesis.

En la figura 2.10, se representa el símbolo y el circuito equivalente de una capa de material piezoeléctrico, para el modo espesor, implementando este tipo de modelos en el simulador eléctrico PSpice.

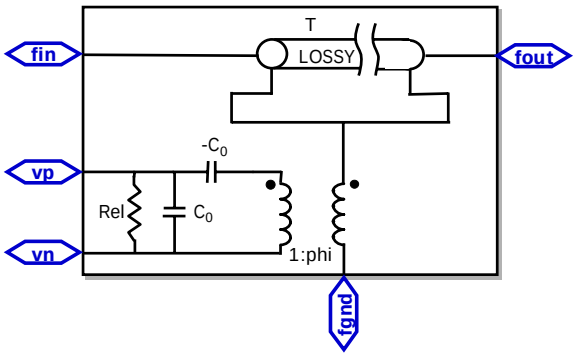
El símbolo está formado por:

- Los **nodos mecánicos fin, fout** que representan las conexiones mecánicas de las caras de una capa de material con otra y **fgnd** que es el nodo de referencia de las tensiones mecánicas. Por lo tanto, es posible considerar diferentes condiciones de fijación, como se mostrará posteriormente.
- Los **nodos eléctricos vp y vn** que representan las conexiones eléctricas de los electrodos de cada capa. En esta Tesis, se ha asumido que el grosor de los electrodos es despreciable y, por lo tanto, no se ha modelado su influencia sobre las características del TP.
- El **material de la capa piezoeléctrica** que influye de manera determinante en el comportamiento del TP, tal como se expuso en el capítulo 1.

- **La polarización de la capa** es un aspecto de gran importancia en el tipo de estructuras multicapa analizadas en esta Tesis. Este aspecto se describirá con más detalle posteriormente.



a. Modelo PSpice.



b. Estructura interna

Figura 2.10. Modelo basado en líneas de transmisión de una capa de material piezoeléctrico considerando el modo espesor de vibración.

Los parámetros del modelo se recogen en la tabla 2.5. Se observa que la diferencia de estos parámetros con los del modelo de Mason (tabla 2.2) es que son parámetros distribuidos, por unidad de longitud, en lugar de concentrados. Por tanto, las propiedades geométricas y del material que se necesitan en la definición del modelo son las mismas que en el caso del modelo de Mason (tabla 2.3). Es decir, las propiedades del material involucradas en la dirección principal (espesor) y las dimensiones físicas relativas a la dirección principal (espesor de cada capa y área transversal).

TABLA 2.5. PARÁMETROS DEL MODELO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE UNA CAPA PIEZOELÉCTRICA.

Parte eléctrica	
$C_0 = \varepsilon^S{}_{33} \cdot \frac{A}{e_c}$	Condensador que representa la capacidad entre los dos electrodos entre los que se encuentra el material cerámico siendo e_c el espesor de la capa de material
$R_{el} = \frac{1}{\omega \cdot C_o \cdot \tan \delta_e}$	Resistencia en paralelo con el condensador de entrada que representa las pérdidas dieléctricas del material.
Acoplamiento	
$phi = \varepsilon_{33}^S \cdot c_{33}^D \cdot g_{33} \cdot \frac{A}{e_c}$	Relación de transformación del transformador ideal
$-C_o$	Condensador negativo que representa, al igual que la relación de transformación anterior, la relación entre las variables eléctricas y mecánicas.
Parte mecánica	
$L = \rho A$	Inductancia de la línea de transmisión.
$C = \frac{1}{A \cdot c_{33}^D}$	Capacidad de la línea de transmisión.
$R = \frac{\omega \cdot L}{Q_m}$	Resistencia de la línea de transmisión que representa las pérdidas de la línea de transmisión asociadas a las pérdidas mecánicas del TP.

Sin embargo una de las diferencias fundamentales con el modelo de Mason es que tiene en cuenta, además del modo de vibración fundamental, los distintos órdenes de vibración de dicho modo.

A continuación se van a describir de forma general las características más importantes de este modelo.

A. PÉRDIDAS

De manera análoga al modelo de Mason, sólo se han modelado las pérdidas mecánicas y dieléctricas porque son los datos de los que se dispone en relación con el material empleado en esta Tesis.

Las pérdidas mecánicas se modelan en la línea de transmisión mediante el factor de calidad mecánico (Q_m) proporcionado por el fabricante. El factor de calidad viene definido por la expresión (2.4), expuesta anteriormente en este mismo epígrafe.

Este parámetro es constante con la frecuencia. Sin embargo, un factor de calidad constante implica el empleo de una resistencia dependiente de la frecuencia en la línea de transmisión (R_m). Esto no es problemático en un análisis en régimen permanente. Sin embargo, suele presentar muchos problemas de convergencia y de no causalidad del sistema en un análisis transitorio en la herramienta de simulación eléctrica (PSpice).

Por otro lado, las pérdidas dieléctricas vienen representadas por una resistencia en paralelo con el condensador de entrada tal como se mostró anteriormente en la expresión (2.6). Se debe usar una resistencia dependiente de la frecuencia ya que el fabricante proporciona un valor de $\tan\delta_e$ en una sola frecuencia. Este aspecto se puede modelar mediante una fuente de corriente controlada por tensión que sea dependiente de la frecuencia. Aún así, suelen producirse de nuevo problemas en las simulaciones en el dominio del tiempo.

No obstante, el TP va a trabajar entre la frecuencia de resonancia y de antiresonancia del modo de funcionamiento seleccionado, que es un margen de frecuencias relativamente estrecho (50 kHz). Por lo tanto, se puede usar una resistencia constante como aproximación válida para evaluar las pérdidas del dispositivo.

Por lo tanto, este tipo de modelos nos permite tener en cuenta las pérdidas mecánicas y dieléctricas del TP.

B. FIJACIÓN

La influencia de la fijación es un aspecto crítico en el diseño del TP. Necesitamos fijar el dispositivo a la placa y, tanto el tipo de fijación como el punto de fijación, pueden afectar al comportamiento del TP.

TABLA 2.6. EQUIVALENTE ELÉCTRICO DE DISTINTOS TIPOS DE FIJACIONES.

Mecánico	Eléctrico
Muelle: $F = k \cdot \int u \cdot dt$	Condensador: $V = \frac{1}{C} \cdot \int I \cdot dt$
Amortiguamiento: $F = B \cdot u$	Resistencia: $V = R \cdot I$
Masa: $F = m \cdot \frac{du}{dt}$	Inductancia: $V = L \cdot \frac{dI}{dt}$
Extremo libre: F = 0	Cortocircuito: V = 0
Extremo fijo: u = 0	Circuito abierto: I = 0

Dado que en el modelo hemos establecido una analogía entre las variables mecánicas (F, u) y eléctricas (V, I), es posible modelar la fijación mecánica mediante un

equivalente eléctrico. La tabla 2.6 recoge el equivalente eléctrico de diferentes tipos de fijaciones mecánicas. Así, la masa es modelada (m) mediante una inductancia (L), la constante elástica (k) es modelada mediante una capacidad (C) y una resistencia (R) modela las pérdidas viscosas (B).

En la figura 2.11 se muestra un ejemplo de cómo se pueden modelar distintos tipos de fijaciones correspondientes a los tres casos más significativos:

1. *Extremo libre:* se puede modelar mediante una fuente de tensión cero que indica que no hay fuerza mecánica en este extremo.
2. *Extremo fijo:* se puede modelar mediante una fuente de corriente de valor cero, que indica que el desplazamiento en ese punto es nulo.
3. *Fijación mediante un pegamento,* que supone un tipo de fijación intermedio entre los otros dos tipos de fijaciones anteriores. El interés de este tipo de fijación es que el pegamento sea aislante eléctrico pero que conduzca el calor para ayudar a la disipación de calor por parte del TP.

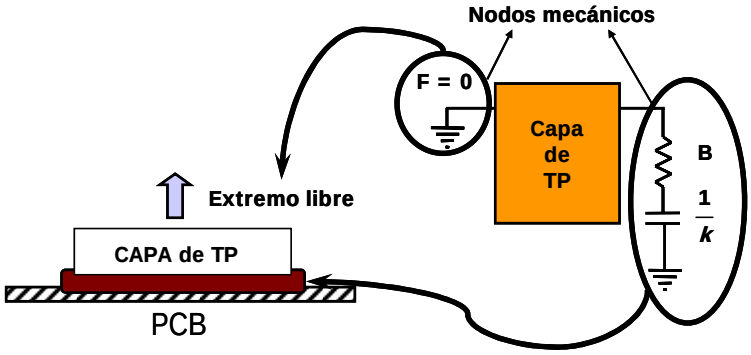


Figura 2.11. Modelado eléctricos de las fijaciones mecánicas

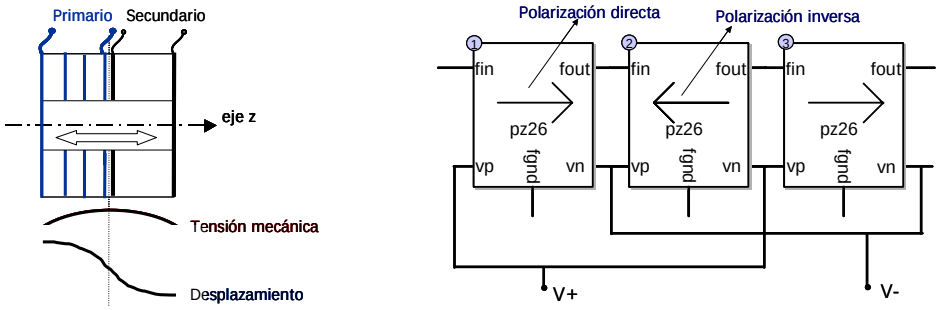
Sin embargo, como el modelo es 1D, sólo se puede analizar la influencia de la fijación en la dirección principal de vibración. No permite tener en cuenta la aparición de modos espurios como consecuencia de la inclusión de la fijación.

Por lo tanto, este modelo permite analizar la influencia de la fijación, aunque no tiene en cuenta los efectos de la fijación sobre la aparición de otros modos de vibración distintos al principal.

Todos los aspectos relacionados con la fijación se analizarán con más detalle en el capítulo 3.

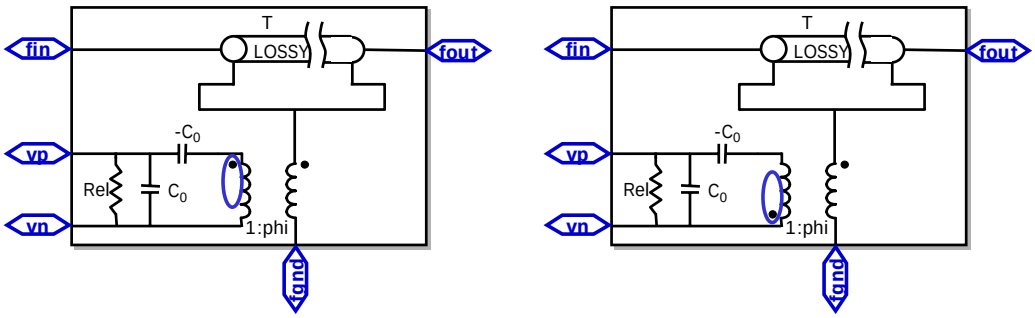
C. POLARIZACIÓN

Un aspecto muy importante que proporciona este tipo de modelos es la posibilidad de modelar estructuras multicapa conectando adecuadamente los distintos bloques. La figura 2.12.b representa la conexión eléctrica y la polarización de un primario de un TP constituido por tres capas. Las capas en paralelo deben estar conectadas de forma tal que el campo eléctrico esté aplicado en la misma dirección de polarización.



a. Desplazamiento y tensión mecánicos. *b. Polarización de primario.*

Figura 2.12. Polarización de primario de una estructura multicapa vibrando en el primer orden del modo espesor.



a) Polarización directa *b) Polarización inversa*

Figura 2.13. Polarización de las capas.

La dirección de polarización se puede tener en cuenta cambiando la polaridad del transformador ideal magnético que modela el acoplamiento entre la parte eléctrica y la parte mecánica tal como se muestra en la figura 2.13. Si el acoplamiento entre la parte mecánica se representa mediante fuentes dependientes de tensión ([30], [42]) es necesario cambiar el signo de una de las fuentes.

También es importante poder modelar capas de material que no posean ningún tipo de polarización, dado que se emplean habitualmente para ajustar la frecuencia de

funcionamiento del TP. Las capas no polarizadas se modelan como una línea de transmisión (figura 2.14), ya que el fenómeno piezoeléctrico no existe.

a. Símbolo *b. Estructura interna*

Figura 2.14. Modelo de una capa no polarizada.

Por lo tanto, con el modelo de cada capa se pueden construir fácilmente estructuras multicapa dando la posibilidad respecto al modelo de Mason de considerar la fijación y la distribución interna de los electrodos.

Las características del modelo basado en líneas de transmisión se resumen a continuación.

- ☑ **Fácilmente implementable en un simulador eléctrico.**
- ☑ **Refleja el orden principal de vibración.**
- ☑ **Refleja los órdenes de vibración distintos del principal.**

  Al contrario que el modelo de Mason, el cálculo de los parámetros del modelo no se realiza en la frecuencia de resonancia. Los parámetros del modelo son dependientes de la frecuencia, a excepción del cálculo de las pérdidas que en esta Tesis sólo es válido en el orden de vibración principal. Esto permite tener en cuenta los órdenes de vibración del modo principal que se producen a frecuencias superiores.

- ☑ **Permite tener en cuenta la distribución interna de electrodos.**

  Dado que el cálculo de los parámetros del TP se realiza para cada capa de material de forma individual, hace posible construir estructuras multicapa con diferentes distribuciones de los electrodos.

- ☑ **Incluye las pérdidas mecánicas y dieléctricas del TP.**
- ☑ **Permite el análisis de los efectos de la fijación.**

  Posibilita el acceso a los terminales mecánicos independientemente de los eléctricos y, por tanto, podemos incluir condiciones de contorno mecánicas particulares.

Sin embargo, carece de los requisitos que a continuación se enumeran:

- **No refleja la influencia de los modos de vibración distintos del principal.**

  Esto es debido a que el modelo es 1D y por tanto no puede tener en cuenta efectos de 2D o 3D.

- **No es dependiente de la geometría externa.**

  Al igual que el modelo de Mason, en el cálculo de los parámetros del TP se tiene en cuenta sólo el área. Pero no es posible analizar la influencia de la forma geométrica para distribuir el área necesaria de forma adecuada.

Por lo tanto, se puede concluir que el modelo basado en líneas de transmisión tiene un alcance limitado porque no cumple todos los requisitos expuestos en la tabla 2.1. Se necesita emplear un modelado que permita tener en cuenta la geometría externa del dispositivo. Es decir, modelos que tengan en cuenta los efectos en otras direcciones denominados modelos 2D / 3D.

2.2.2 Modelado con herramientas de elementos finitos

Algunos autores ([24],[35]) proponen una solución analítica de las ecuaciones del TP para geometrías particulares. Esta tarea es muy compleja debido a que las relaciones entre las variables eléctricas y mecánicas dependen de las tres direcciones del espacio. Sin embargo, existen herramientas basadas en el análisis numérico mediante elementos finitos (HEF) que facilitan la resolución de estas ecuaciones ([45], [54], [58]). El empleo de las HEF nos permite tener en cuenta los efectos geométricos en otras direcciones distintas a la principal.

Si es posible asumir en el TP la condición de simetría axial, el análisis puede ser 2D. Si no hay condiciones de simetría el análisis deberá ser 3D, que no presenta restricciones geométricas en la estructura a analizar. A medida que aumenta el número de direcciones a considerar, aumenta también el tiempo de resolución del problema. Por lo tanto, es aconsejable hacer uso de las posibles simetrías de la geometría para simplificar la estructura.

Se han evaluado dos herramientas, ANSYS y ATILA, y finalmente el modelado del TP se ha basado en las simulaciones con la herramienta de elementos finitos ATILA [59]. El motivo fundamental de la selección de esta herramienta es que, aunque ambas proporcionan la misma solución respecto a los modos principales, ATILA es más precisa en la detección del número de modos espurios existentes. Este aspecto es clave en el modelado del TP, tal como se recoge en los requisitos del epígrafe 2.1.

Los análisis más útiles que pueden realizarse con ATILA son:

- *Análisis modal.*

  Este tipo de análisis proporciona las frecuencias de los distintos modos de vibración. Por tanto, es muy útil para determinar el modo principal y los modos espurios de vibración.

- *Análisis armónico.*

  Determina la respuesta del TP ante la aplicación al primario de una excitación sinusoidal. Como resultado se obtienen las curvas de impedancia. No obstante, el grado de precisión de estas curvas es limitado porque se obtienen los datos en frecuencias concretas.

Con estos dos análisis se puede determinar el valor del coeficiente de acoplamiento efectivo (k_{eff}) del modo fundamental. También proporciona las frecuencias y los valores de k_{eff} del resto de modos de vibración. Por lo tanto, permite detectar la existencia de *modos espurios*.

Además, se puede obtener la impedancia del TP en vacío en función de la frecuencia. Por otro lado, permite visualizar el desplazamiento del TP, lo que posiblita conocer la manera de vibrar correspondiente a cada uno de los modos de vibración obtenidos.

Se puede conseguir información adicional, destacando por su utilidad las gráficas de las distribuciones del potencial eléctrico y de las tensiones mecánicas en el primario y en el secundario. De esta forma se puede comprobar si las tensiones mecánicas y eléctricas, a las que el TP se ve sometido, no superan los límites que los materiales piezoeléctricos son capaces de soportar. Estos límites se describirán en el capítulo 3.

Para mostrar dicha información, se va a considerar un diseño de TP compuesto por una capa de primario con una capa extra, una capa de secundario con una capa extra y una capa aislante entre ambos, tal como se muestra en la figura 2.15. La forma exterior, que consiste en un anillo, es la considerada en el desarrollo de esta Tesis. Las capas extras nos permiten ajustar la frecuencia de resonancia tal como se describirá en el capítulo 3.

Figura 2.15. Estructura de un TP y sus terminales eléctricos.

La representación de la estructura en la HEF, con los elementos correspondientes al *mallado* de la misma, se muestra en la figura 2.16.

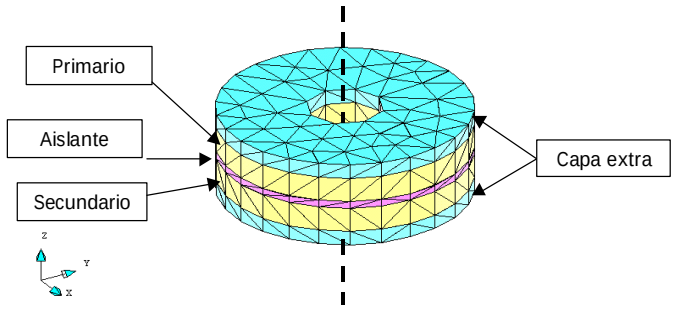
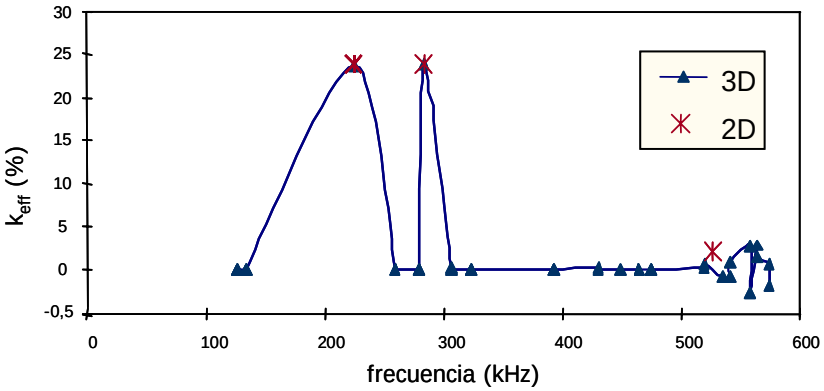


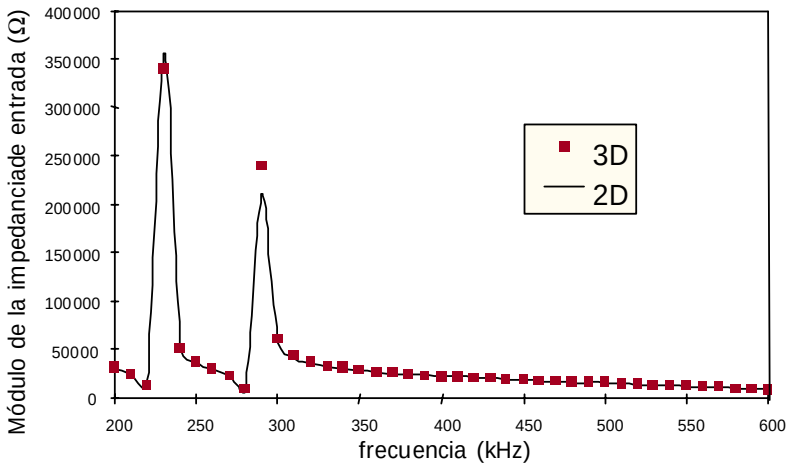
Figura 2.16. Representación de la estructura en la HEF.

En la figura 2.17 se han comparado los resultados del análisis 2D axilsimétrico con un análisis 3D. El 3D tiene en cuenta espurios que el 2D ignoraba, ya que su precisión es mayor.

Sin embargo el análisis 2D axilsimétrico proporciona, para los modos importantes, el mismo resultado que un análisis 3D, con la consiguiente ventaja de la disminución del tiempo de definición de la geometría y del tiempo de resolución. En este caso particular, la reducción del tiempo de resolución entre el análisis de 2D y el análisis 3D es tan sólo del 10% (55 minutos frente a 1 hora considerando un ordenador con 500 MHz y 256 MB de RAM). La reducción en el tiempo de resolución es mayor si la geometría del TP es más complicada. Por lo tanto, es conveniente aprovechar las simetrías para reducir el tiempo de estudio mediante la HEF.



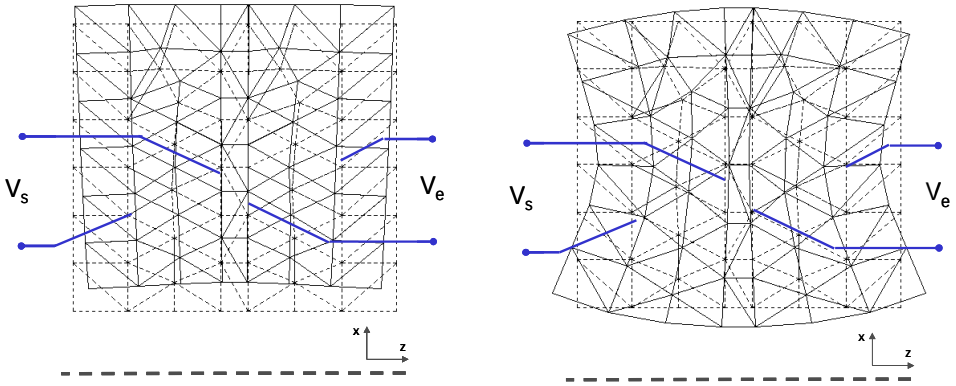
a. Análisis modal



b. Análisis armónico.

Figura 2.17. Comparación de los resultados 2D y 3D.

En la figura 2.18, se representa el desplazamiento de la estructura del TP propuesto para dos modos de vibración distintos: un modo radial y un modo espesor. El eje z, que se corresponde con la dirección de vibración principal, es el eje respecto al que se produce una simetría de revolución y por tanto se pueden considerar dos direcciones en lugar de tres reduciendo el tiempo de resolución. La línea discontinua es la estructura inicial sin deformar, y la continua es la estructura deformada por la aplicación de una tensión en los electrodos del primario.



a. Modo radial. *b. Modo espesor.*

Figura 2.18. Desplazamiento en 2D del TP en el modo radial (a) y en el modo espesor (b). La línea discontinua representa la estructura sin deformar y la línea continua la estructura deformada.

La figura 2.19 representa la distribución del potencial eléctrico para un determinado modo de vibración cuando se aplica una tensión sinusoidal de 1 V de amplitud en los electrodos de primario. Se observa que en las capas extras, que no están polarizadas, el potencial eléctrico permanece constante. Sin embargo, en el primario y secundario existe una variación del potencial como consecuencia de la redistribución de los dipolos eléctricos.

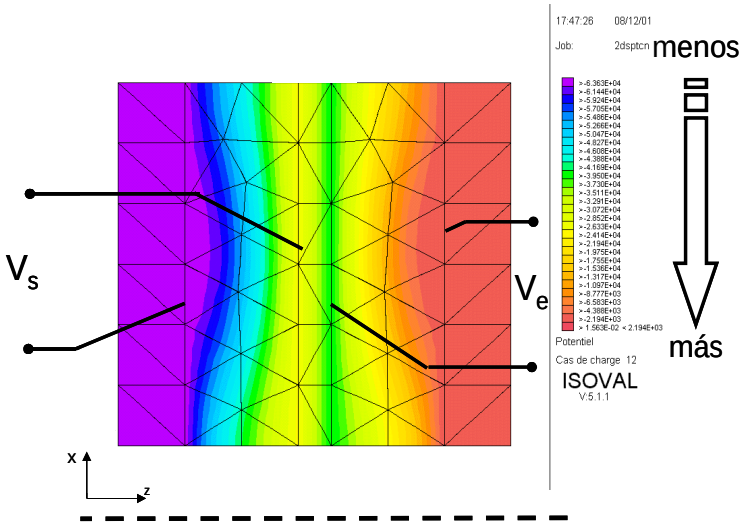


Figura 2.19. Distribución en 2D del potencial eléctrico del TP.

Además, dado que las propiedades que caracterizan el material tienen en cuenta los distintos tipos de pérdidas (mecánicas, dieléctricas y piezoeléctricas), podemos evaluar las pérdidas en función de la frecuencia y de la geometría. La forma de modelar dichas pérdidas consiste en considerar las propiedades del material con una parte real y otra compleja tal como se expuso en el epígrafe 2.2.1.2.

Por lo tanto, el modelado con HEF nos proporciona toda la información necesaria. Así, se obtiene un comportamiento del TP que:

- ☑ **Refleja el orden principal de vibración.**
- ☑ **Refleja los órdenes de vibración distintos del principal.**
- ☑ **Refleja la influencia de los modos de vibración distintos del principal.**

  La ventaja respecto a los modelos anteriores, modelos 1D, es que este tipo de modelado permite tener en cuenta todas las direcciones de vibración del TP (modelado 2D o 3D). Esto hace posible detectar la existencia de *modos espurios*.

- ☑ **Permite tener en cuenta la distribución interna de electrodos.**

  La HEF posibilita definir la colocación de los electrodos en cualquier posición de la estructura.

- ☑ **Permite tener en cuenta la geometría externa.**

  Es posible definir cualquier geometría externa en la que se desee distribuir el área necesaria.

- ☑ **Permite el análisis de los efectos de la fijación.**

  A diferencia del modelo basado en líneas de transmisión, se puede modelar también la geometría de la fijación.

- ☑ **Incluye las pérdidas mecánicas y dieléctricas del TP.**

Sin embargo, el modelado con HEF no es suficiente porque:

- ☐ **No proporciona un modelo implementable en un simulador eléctrico.**

  Esta característica es fundamental porque nuestra metodología de diseño requiere del análisis, mediante modelos, del comportamiento del TP con el resto de elementos de la topología.

Además, es un método que requiere un mayor tiempo para el cálculo de las características del TP, ya que es necesario postprocesar la información obtenida mediante la HEF para incorporarla a un modelo adecuado que puede ser implementado en un simulador eléctrico.

2.3 Mejoras introducidas en el modelado del TP

La solución propuesta en esta Tesis para el modelado del diseño de un TP, recogida en la figura 2.2, requiere el análisis mediante la HEF o medidas y mediante los modelos 1D descritos en este capítulo. Sin embargo, a diferencia de los modelos 1D descritos, se propone de forma original, cómo calcular los parámetros del modelo 1D para incluir la información proveniente del modelado mediante HEF o de las medidas.

De esta forma se dispone de la estructura de un modelo eléctrico del TP pero el cálculo de los parámetros del modelo 1D se realiza mediante la información proporcionada por la HEF o las medidas. Por lo tanto, el modelo 1D propuesto, cumple todos los requisitos buscados (tabla 2.7).

Primero se describe el procedimiento para obtener los parámetros del modelo con la información mediante la HEF. A continuación se detallan los distintos pasos de dicho proceso. Para validar este proceso, tanto a nivel de componente como a nivel de convertidor, se va a aplicar dicho procedimiento sobre un diseño de referencia del tipo de estructuras analizadas (multicapa y modo espesor). Por último, se ha automatizado el proceso de análisis mediante el desarrollo de una versión preliminar de la herramienta de ayuda al diseño.

TABLA 2.7. CARACTERÍSTICAS DE LOS DISTINTOS TIPOS DE ANÁLISIS DE UN TP.

Requisitos	Mason	LT	HEF	Modelo propuesto
Fácilmente implementable en un simulador eléctrico.	✓	✓	✗	✓
Refleja orden de vibración principal	✓	✓	✓	✓
Refleja órdenes de vibración del modo principal	✗	✓	✓	✓
Refleja modos de vibración distintos del principal	✗	✗	✓	✓
Tiene en cuenta la distribución de electrodos	✗	✓	✓	✓
Tiene en cuenta la geometría externa	✗	✗	✓	✓
Incluye las pérdidas dieléctricas y mecánicas	✓	✓	✓	✓
Tiene en cuenta la influencia de la fijación	✗	✓	✓	✓

2.3.1 Procedimiento de modelado empleado

La estrategia para la obtención de los parámetros adecuados del modelo de un TP con configuración multicapa está representada en la figura 2.20:

- Los *datos de entrada* necesarios para realizar el modelado son las propiedades físicas del material empleado y las dimensiones del TP. Un aspecto muy importante, que

se analizará posteriormente, es la existencia de tolerancias de fabricación tanto en las dimensiones como en las propiedades del material del TP.

- Con los datos anteriores se procede al *análisis del TP mediante HEF o medidas y el modelo 1D* con estructura basada en líneas de transmisión.
  Mediante el análisis con la HEF o medidas se determina el valor de k_{eff} adecuado (k_{eff_3D}). Esto es debido a que tiene en cuenta no sólo la posición de los electrodos (k_{eff_1D}) sino también la geometría externa del TP. Por lo tanto, se corrige el modelo 1D (ajuste de *phi* de la tabla 2.5) para ajustar el valor de k_{eff_1D} al k_{eff_3D}.
- Del proceso de análisis se obtienen, como *datos de salida*, los parámetros del modelo 1D válidos para el tipo de estructuras multicapa consideradas ya que cumplen los requisitos del epígrafe 2.1 (ver Tabla 2.7). Con el modelo 1D así obtenido podemos realizar el modelado del convertidor CC / CC.

La comparación de las medidas de la muestra con el modelo obtenido del TP permiten realizar ajustes de los parámetros del modelo para realizar un diseño fiable del convertidor CC / CC. Estas diferencias están causadas por la gran variación de las características eléctricas del TP debido a la existencia de tolerancias de fabricación tal como se analizará posteriormente en este mismo capítulo. Se han comparado las características de la muestra con las proporcionadas por el modelo para realizar ajustes de los parámetros del modelo teniendo en cuenta cómo afectan las tolerancias de fabricación del TP.

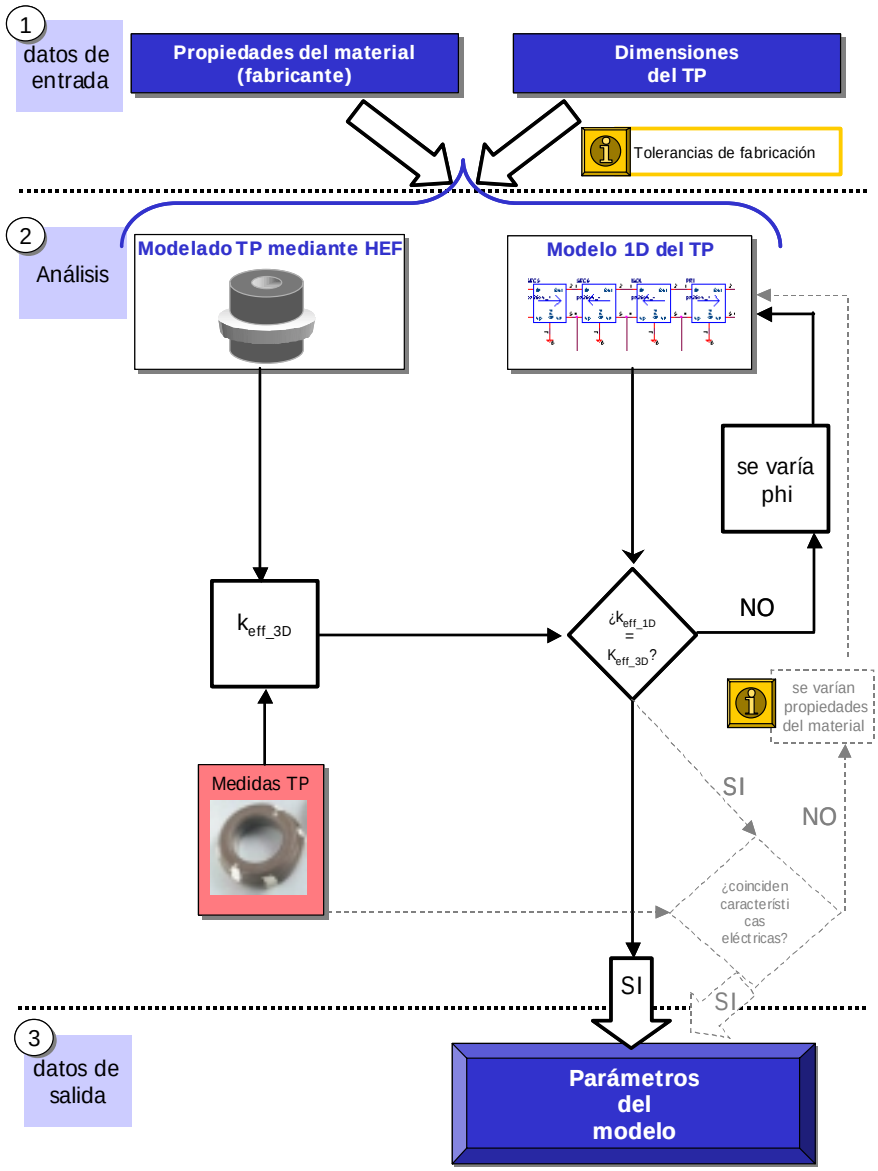


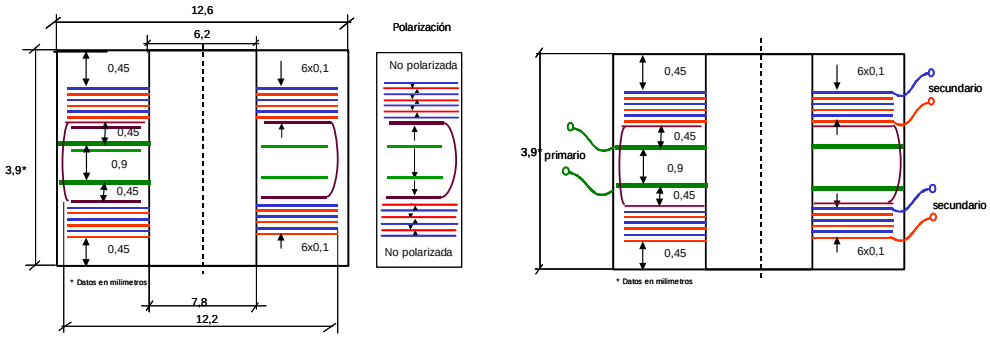
Figura 2.20. Procedimiento de modelado empleado.

2.3.2 Cálculo de los parámetros del modelo 1D.

Establecida la estrategia a seguir, se va a detallar cómo realizar el cálculo de los parámetros de los modelos 1D.

Para describir el proceso, se va a considerar un diseño de referencia cuya descripción simplificada de la estructura se muestra en la figura 2.21. Se ha seleccionado este diseño entre los disponibles debido a que será empleado en el capítulo 6 para el desarrollo de un prototipo dentro del campo de aplicaciones seleccionado.

No es el objeto de este capítulo explicar las características de este diseño. Aunque la forma geométrica externa es un anillo, la consideración de otra estructura geométrica externa no supone ningún cambio en el proceso de análisis que se va a describir.



a. Vista frontal *b. Vista lateral*

Figura 2.21. Descripción del diseño de referencia en la dirección principal de vibración (espesor).

2.3.2.1 Cálculo del valor de k_{eff}

Tal como se expuso en el epígrafe 2.3.1, el primer paso del análisis del diseño de un TP consiste en la evaluación mediante la HEF o medidas para obtener el valor adecuado de k_{eff}.

Es necesario definir, en la HEF, la matriz de propiedades del material necesaria para caracterizar el funcionamiento del componente. La obtención detallada de la matriz del material del TP para la herramienta seleccionada, ATILA, se encuentra en el anexo II.

La figura 2.22 representa el valor de k_{eff} en función de la frecuencia obtenida mediante la HEF para el diseño de referencia empleado como ejemplo. El modo de vibración seleccionado, modo espesor, está situado en 383 kHz y posee un valor de k_{eff} del 56 %.

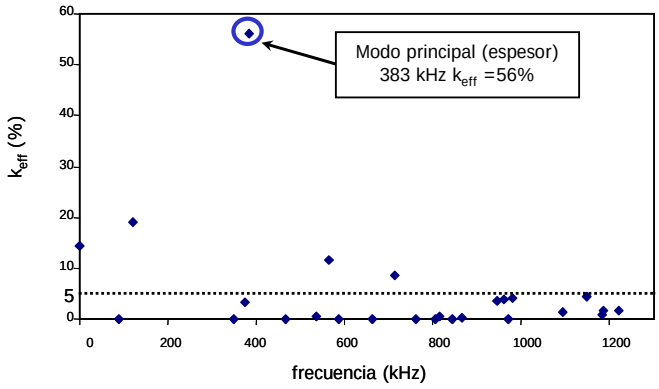


Figura 2.22. Valor de k_{eff} del diseño de referencia en función de la frecuencia.

El análisis mediante los modelos 1D es adecuado puesto que no existen modos espurios ya que todos los modos de vibración, distintos del principal y en frecuencias próximas, poseen un valor de k_{eff} menor de un 5 %.

2.3.2.2 Modificación de los parámetros del modelo 1D

El modelo 1D que se va a considerar para el cálculo de las características eléctricas, es el basado en líneas de transmisión, dado que verifica todos los requisitos necesarios exceptuando la información relativa a la forma geométrica externa. Para cumplir este objetivo, en este epígrafe se describe cómo modificar los parámetros del modelo 1D, descritos en la tabla 2.5, de manera que tengan en cuenta el valor de k_{eff} obtenido mediante la HEF o las medidas.

Las medidas de la muestra (figura 2.23) reflejan una disminución del valor de k_{eff} respecto al obtenido mediante simulación (k_{eff_HEF}). Esto es debido a que se ha considerado una estructura ideal en la simulación. Es decir, no se han tenido en cuenta ni el espesor ni el tipo de material del que están constituidos los electrodos, así como tampoco la soldadura a los electrodos del TP para poder realizar su medida.

Por lo tanto, existe una cierta discrepancia entre el valor de k_{eff} obtenido en la HEF y el obtenido en las medidas. En este caso se ha optado por ajustar los parámetros del modelo 1D, con el dato de k_{eff} proveniente de las medidas (47%).

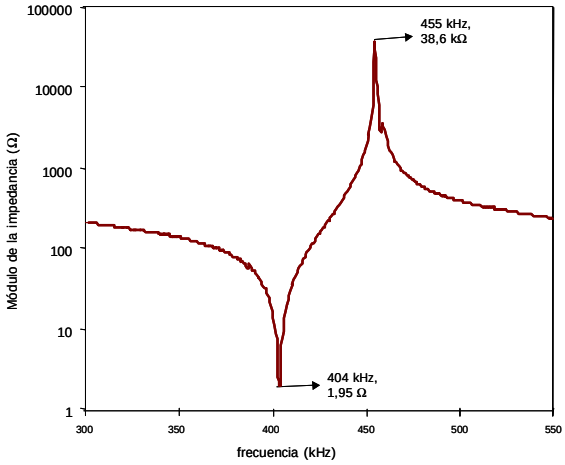


Figura 2.23. Medida del módulo de la impedancia de primario del TP con el secundario abierto. Muestra correspondiente al diseño de referencia.

Para ello se establece la estructura multicapa del diseño del TP mediante el modelo 1D basado en líneas de transmisión, en el simulador eléctrico PSpice. Se deben tener en cuenta las propiedades de cada capa (polarización, dimensiones), las conexiones de capas y las condiciones mecánicas, cuyos aspectos se describieron en el epígrafe 2.2.1.2. La figura 2.24 proporciona la representación de la estructura en el simulador.

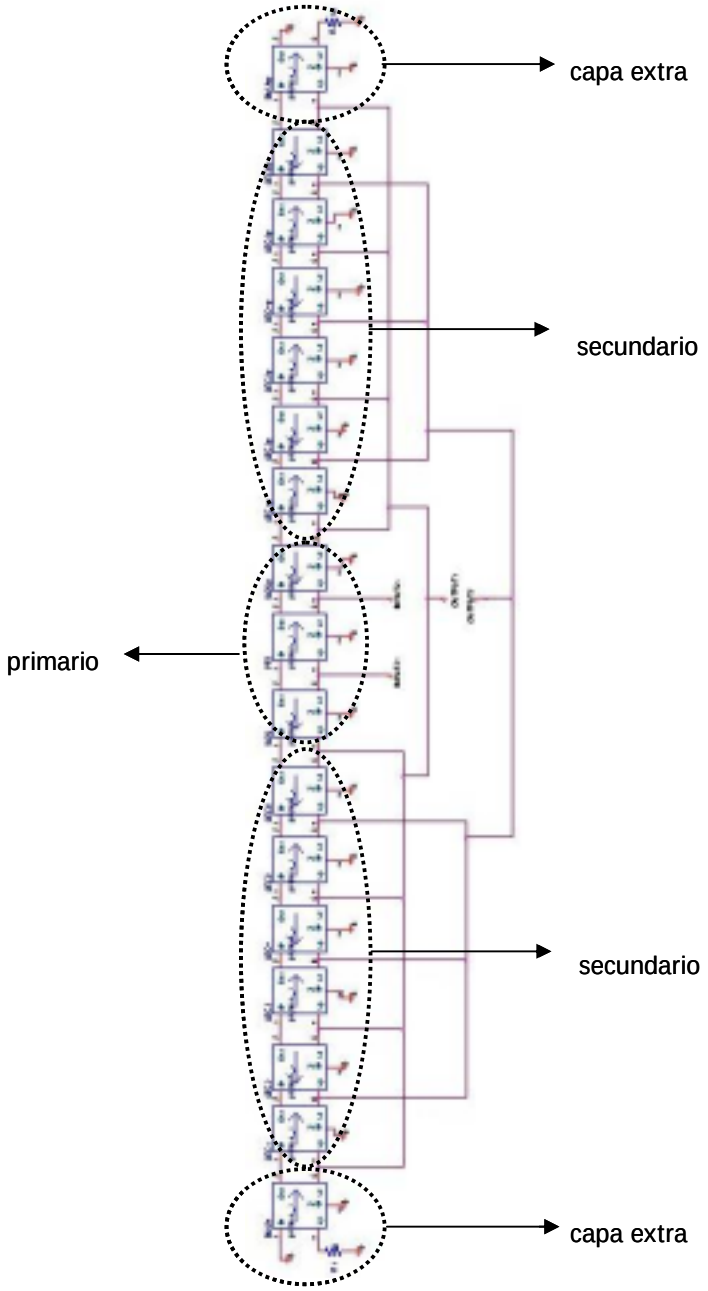


Figura 2.24. Modelo del diseño de referencia en el simulador eléctrico PSpice.

A continuación se introduce un factor de corrección en el acoplamiento electromecánico del modelo representado por el parámetro *phi,* tal como se describió en epígrafe 2.2.1.2 (figura 2.10). El nuevo valor, phi_m, viene dado por la expresión (2.7).

$$phi_m = phi \cdot \frac{k_{eff_3D}}{k_{eff_1D}} \qquad (2.7)$$

La figura 2.25 compara la impedancia de entrada en circuito abierto del modelo 1D, ajustado y sin ajustar. Se observa que el valor de k_{eff_1D}, evaluado como la distancia entre las frecuencias de resonancia y antiresonancia, es de un 62 %. Sin embargo, el modelo 1D ajustado presenta un valor de k_{eff} de un 47 %, resultante del análisis de la forma geométrica completa de la muestra.

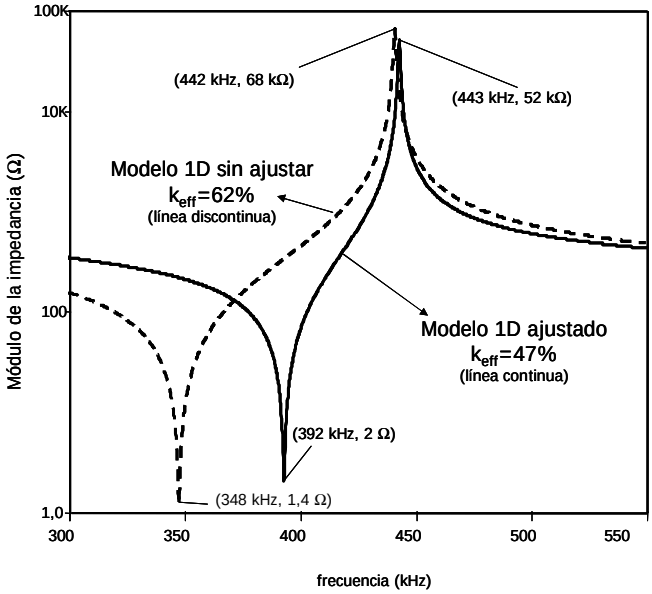


Figura 2.25. Impedancia de primario con el secundario abierto. Ajuste del valor de k_{eff} del modelo 1D.

2.3.2.3 Validación experimental del modelo propuesto

En este epígrafe se analizan las características, tanto a nivel de componente como a nivel de convertidor, proporcionadas por el modelo 1D del TP ajustado con el valor de k_{eff} proporcionado por las medidas.

Un aspecto importante a analizar son las tolerancias de fabricación de las propiedades del material y las dimensiones de la muestra. Las tolerancias proporcionan una amplia

variación de las características eléctricas de la muestra, tal como se detalla a continuación. Por lo tanto, hay que medir varias muestras para determinar las propiedades correctas del material.

- ***ANÁLISIS DE LAS TOLERANCIAS DE FABRICACIÓN***

La tabla 2.8 muestra los valores de tolerancias proporcionadas por el fabricante.

TABLA 2.8. TOLERANCIAS DE FABRICACIÓN DEL CATÁLOGO DEL FABRICANTE (FERROPERM).

Características	Tolerancia (%)
Eléctricas	±10
Mecánicas (excepto σ^E y Q_m)	±2,5
Electromecánicas	±5
Geométricas (Espesor total)	±5

Se van a establecer dos tipos de bandas de funcionamiento del diseño: una primera banda, debida solamente a las propiedades del material, y una segunda banda en la que se han tenido en cuenta también las tolerancias geométricas.

Aplicando las tolerancias descritas en la tabla 2.8, obtenemos una variación de las propiedades del material que se recogen en la tabla 2.9.

TABLA 2.9. TOLERANCIAS DE FABRICACIÓN. PROPIEDADES DEL MATERIAL.

Propiedades	Mínimo	Nominal	Máximo
c_{33}^D	$8{,}864 \cdot 10^{10}$ N / m²	$9{,}091 \cdot 10^{10}$ N / m²	$9{,}318 \cdot 10^{10}$ N / m²
g_{33}	$27 \cdot 10^{-3}$ Vm / N	$28 \cdot 10^{-3}$ V·m / N	$29 \cdot 10^{-3}$ Vm / N
ε^S_{33}	$5{,}079 \cdot 10^{-9}$ F / m	$6{,}188 \cdot 10^{-9}$ F / m	$7{,}377 \cdot 10^{-9}$ F / m

Teniendo en cuenta estas tolerancias se han establecido unas bandas para las características eléctricas obtenidas mediante simulación del TP.

En la figura 2.26, se representa el caso nominal (línea continua) y el extremo inferior (línea de puntos) y superior (línea de rayas) de la banda obtenida como consecuencia de considerar las tolerancias de fabricación en las características del material.

El límite superior se obtiene con el valor máximo de c_{33}^D, el valor mínimo de g_{33} y el valor mínimo de ε_{33}^S, mientras que el límite inferior se obtiene para el valor mínimo de c_{33}^D, el valor máximo de g_{33} y el valor máximo de ε_{33}^S.

Si se añaden las tolerancias geométricas se obtiene la banda más amplia de variación de la impedancia de entrada con el secundario en vacío debido a las tolerancias de fabricación.

Para considerar la tolerancia geométrica relativa al espesor de capas, se ha distribuido uniformemente la variación en el espesor de todas las capas. Es decir, se ha considerado una variación total de un 5 % en el espesor total, distribuido proporcionalmente entre todas las capas del TP.

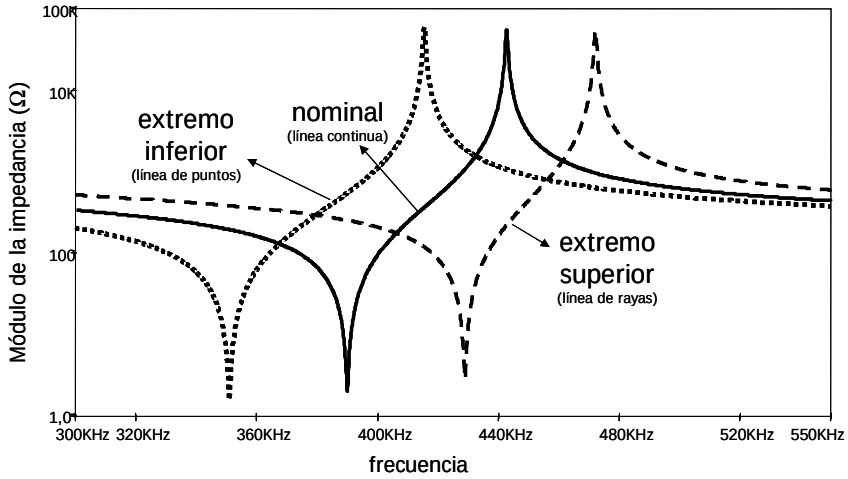


Figura 2.26. Banda de variación del módulo de la impedancia de primario del TP con el secundario abierto para el diseño de referencia obtenida con el modelo 1D ajustado con HEF debido a las tolerancias de las propiedades del material.

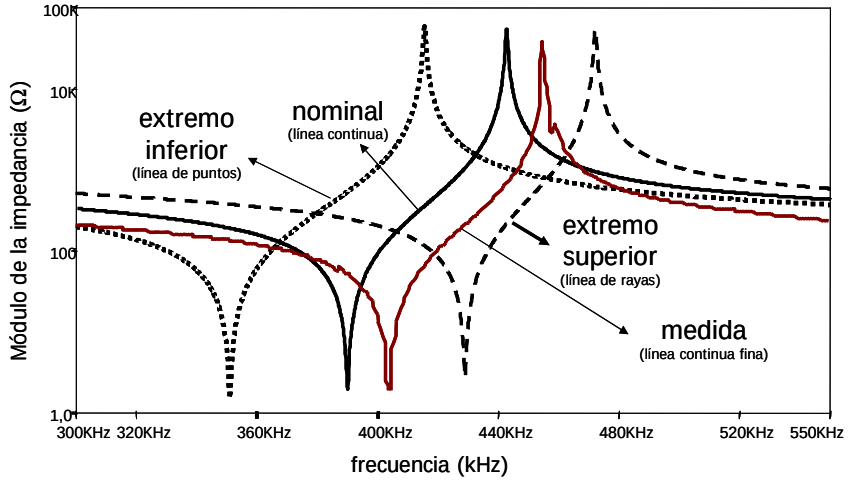


Figura 2.27. Módulo de la impedancia del primario del TP con el secundario en vacío. Comparación entre medidas y simulaciones.

En la figura 2.27 se muestra la banda final obtenida al aplicar todas las tolerancias de fabricación. El nuevo extremo inferior se obtiene al aplicar al anterior un incremento del espesor total, mientras que el nuevo extremo superior se obtiene si se produce un decremento del espesor total. Se recuerda que el espesor total es inversamente proporcional a la frecuencia de funcionamiento tal como se expuso en el capítulo 1 (expresión (1.7)).

TABLA 2.10. MÓDULO DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA EN VACÍO. COMPARACIÓN DE LAS MEDIDAS Y LAS SIMULACIONES.

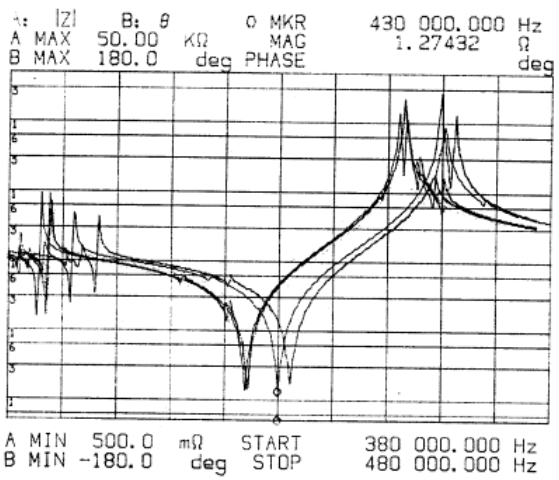
Característica eléctrica	Medida	Modelo		
		Mínimo	Nominal	Máximo
F_{res} (kHz)	404	350,9	389,7	428,9
Z_{res} (Ω)	1,95	1,62	2	2,6
F_{ares} (kHz)	455	415,6	442,4	472,1
Z_{ares}(Ω)	38,6 k	49,1 k	53 k	57,6 k

Se ha comparado la medida de la muestra con la banda proporcionada por el modelo 1D con el ajuste mediante la k_{eff}_3D. En la tabla 2.10, se recogen los puntos característicos de la comparación de las medidas y las simulaciones. Se puede concluir que el módulo de la impedancia de entrada de vacío de la muestra se encuentra en el interior de la banda definida por las tolerancias de fabricación exceptuando para los valores de impedancias de la frecuencia de antiresonancia. En este punto, la impedancia obtenida es menor que la predicha por el modelo. Para explicar este aspecto, se va a recurrir al modelo de Mason. El valor de la impedancia en esta frecuencia se debe principalmente al valor de la resistencia de pérdidas dieléctricas (R_{el}). Siendo mayor el valor de la impedancia, cuanto mayor es el valor de R_{el}. Por lo tanto, el mayor valor de la impedancia en el modelo indica que las pérdidas dieléctricas son menores que en las medidas. Esto es razonable dado que el modelo considera la estructura ideal.

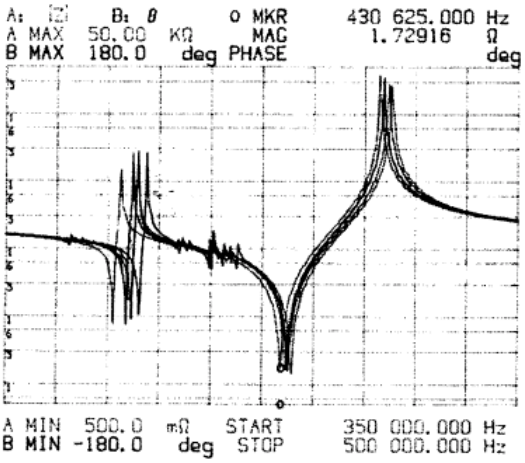
A pesar de que la medida se encuentra dentro de la banda definida por el modelo, esta variación, sobre todo en el valor de las frecuencias de resonancia, del orden de 80 kHz, es demasiado grande. Por lo tanto, el modelo no predice adecuadamente las características eléctricas de la muestra.

Sin embargo, datos proporcionados por el fabricante para dos lotes de fabricación de varias muestras de diseños similares al de referencia permiten concluir que las tolerancias de fabricación no son tan grandes. En este caso particular, en el primer lote de muestras (figura 2.28.a), la variación de la frecuencia de resonancia es de 11 kHz y en el segundo lote (figura 2.28.b) es de 9 kHz.

Por lo tanto, a partir de la fabricación de una muestra es posible realizar un ajuste preciso de las características del diseño. Este aspecto se va a validar en el epígrafe siguiente.



a. Lote de fabricación número 1 (8 muestras)



b. Lote de fabricación número 2 (11 muestras)

Figura 2.28. Módulo de la impedancia del primario con el secundario en vacío. Banda de tolerancias de fabricación de dos lotes de varias muestras.

2.3.2.3.1 Validación a nivel de componente

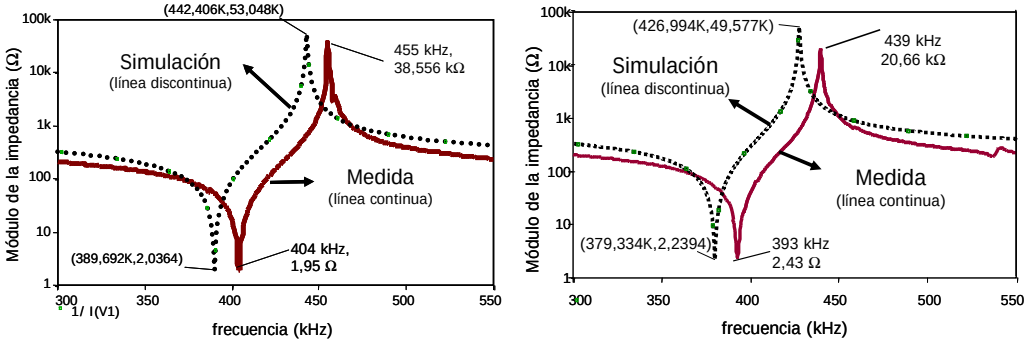
Se va a validar el modelo con el cálculo de parámetros sin considerar las tolerancias de fabricación del material y considerando dichas tolerancias. Para ello, se han evaluado distintas magnitudes eléctricas propias del comportamiento del TP cuya importancia en la caracterización del TP se establecerá posteriormente en el capítulo 3 cuando se analice el diseño del dispositivo (epígrafe 3.1).

- ***CÁLCULO DE PARÁMETROS DEL MODELO 1D SIN CONSIDERAR LAS TOLERANCIAS DE FABRICACIÓN***

Se pretende mostrar la validez de los modelos implementados para el análisis del TP, a pesar de no proporcionar los valores adecuados de las características eléctricas.

La figura 2.30 representa el módulo de la impedancia del primario para los casos de circuito abierto en el secundario (a) y para el caso de cortocircuito en el secundario (b).

Se puede observar que la forma de la curva del modelo 1D es muy similar a las medidas. Sin embargo, ambas curvas difieren en los valores de las frecuencias características (resonancia y antiresonancia) y en los valores de impedancia.



a. Circuito abierto *b. Cortocircuito*

Figura 2.29. Impedancia de primario con el secundario en circuito abierto (a) y en cortocircuito (b).

A continuación, se muestra el análisis del módulo de la impedancia para una carga característica del TP que se denomina *carga óptima*, cuyo significado se analizará en el próximo capítulo (epígrafe 3.1). Se ha realizado el análisis en las proximidades de la frecuencia de resonancia del modo principal (figura 2.30) y hasta el tercer orden de vibración del modo principal (figura 2.31).

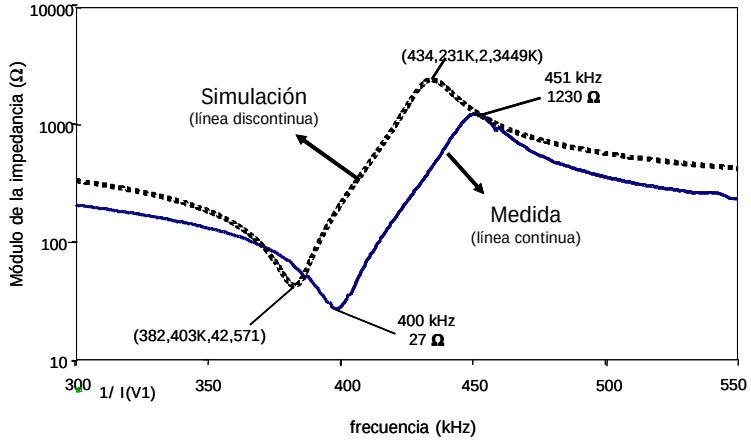


Figura 2.30. Módulo de la impedancia del TP con carga resistiva óptima en el secundario (5 Ω). Margen de frecuencias del modo principal.

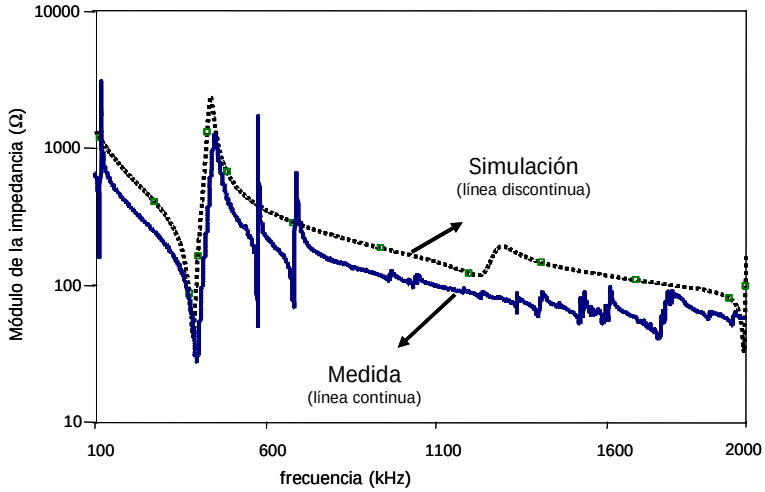


Figura 2.31. Módulo de la impedancia del TP con carga resistiva óptima en el secundario (5 Ω). Órdenes superiores de vibración.

Por un lado, al igual que en los casos de circuito abierto y cortocircuito en el secundario del TP, el modelo no predice adecuadamente los valores de impedancia y frecuencias de las medidas.

Por otro lado, tanto en medida con simulaciones el segundo orden de vibración no existe y el tercero posee un valor muy reducido (impedancia del tercer armónico muy elevada). Aunque la reducción que predice el modelo es menor que la que presenta la muestra.

La figura 2.32 y la figura 2.33 representan la fase de la impedancia y la conductancia de primario con la carga óptima, respectivamente. Se puede concluir que los valores de la fase son bastante similares (59º en modelo y 61º en simulación) puesto que la forma de la curva de impedancias es similar en medidas y simulaciones.

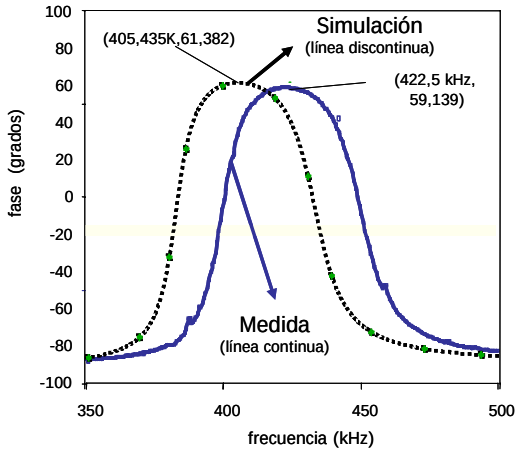


Figura 2.32. Fase de la impedancia del TP con carga resistiva óptima en el secundario (5 Ω).

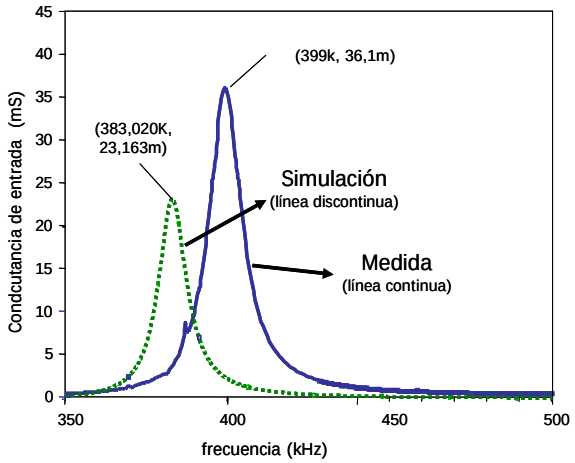


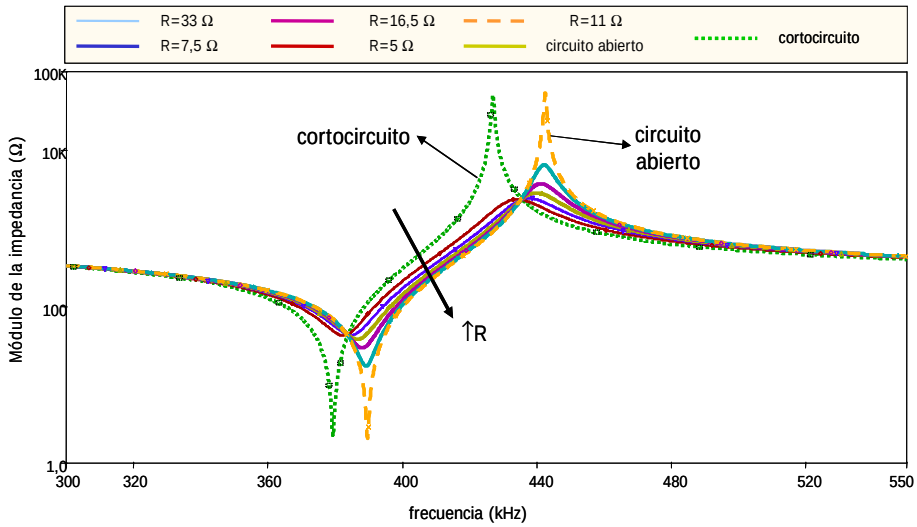
Figura 2.33. Conductancia de entrada con carga resistiva óptima en el secundario (5 Ω).

La conductancia de primario presenta también la misma forma tanto en medida como en simulaciones pero difiere en el valor máximo de la conductancia. Los valores de simulación son menores que los de la medida (23 mS en modelo y 36 mS en simulación).

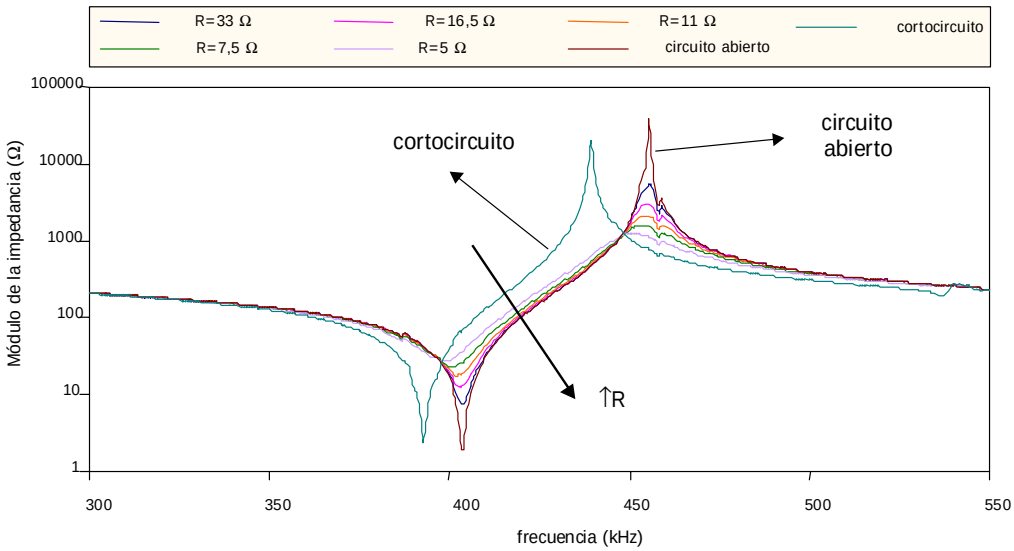
En el capítulo 3 se mostrará que para incrementar la conductancia de entrada del TP puede ser necesario un aumento del área o del número de capas del primario del TP. Es decir, el menor valor del modelo implica un sobredimensionamiento de la muestra en tamaño o en coste. No obstante, se mostrará que la zona de frecuencias próxima a la resonancia no va a ser utilizada. Por lo tanto, aunque los mayores errores se dan en esta zona, son aceptables desde el punto de vista del diseño del convertidor.

Por otro lado, se ha analizado la influencia de la carga tanto en medidas como en simulaciones. Los casos de carga considerados comprenden los casos extremos de variación de la carga de salida, es decir, entre cortocircuito y circuito abierto. En la figura 2.34 se muestra la variación del módulo de la impedancia de primario. En la figura 2.35 se representa la variación de la fase de la impedancia con la carga. Por último, en la figura 2.36 se analiza la variación de la conductancia con la carga.

La conclusión que se obtiene es que el cálculo de parámetros del modelo 1D, sin considerar las tolerancias de fabricación, permite obtener un modelo válido en cuanto a las variaciones de las propiedades eléctricas en la frecuencia del modo principal de funcionamiento.

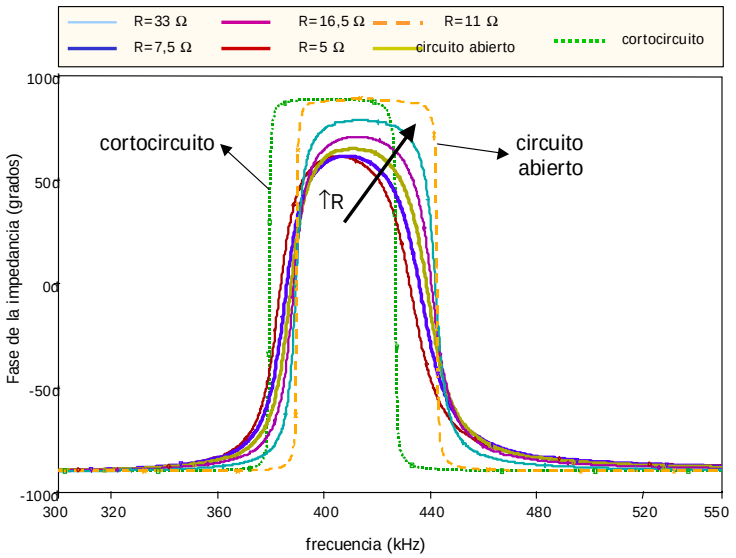


a. Simulación

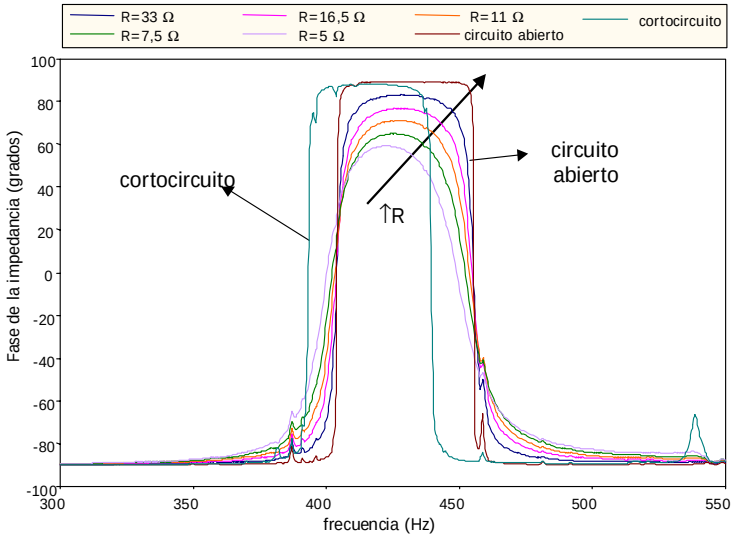


b. Medida

Figura 2.34. Módulo de la impedancia del primario del TP en función de la carga resistiva (R) en el secundario. Modo principal de funcionamiento.

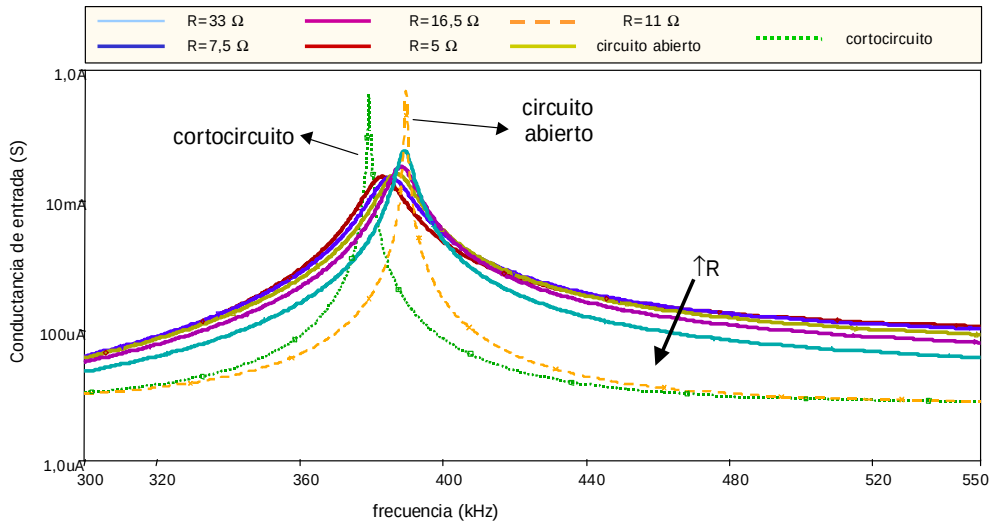


a. Simulación

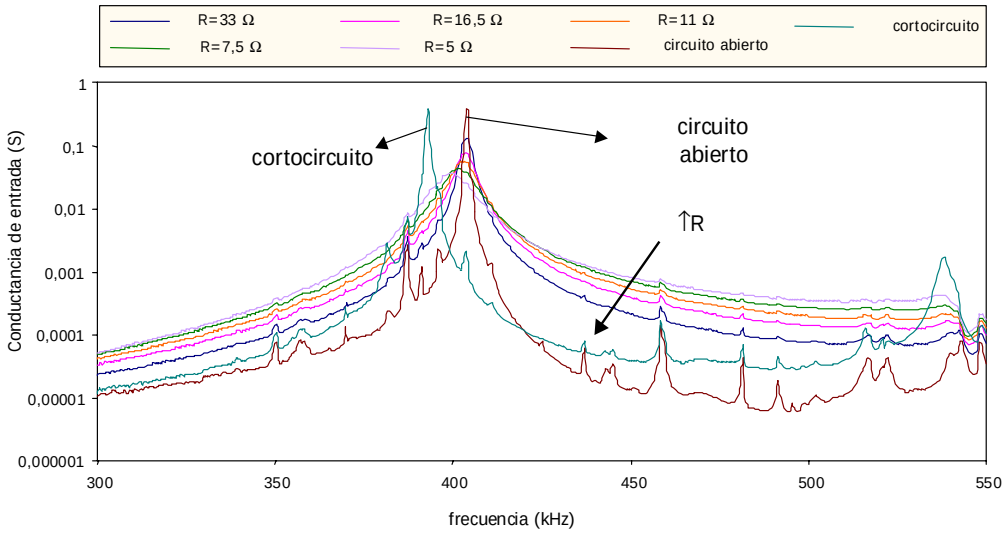


b. Medida

Figura 2.35. Fase de la impedancia del primario en función de la carga resistiva (R) en el secundario. Modo principal de funcionamiento.



a. Simulación



b. Medidas

Figura 2.36. Conductancia del primario del TP en función de la carga resistiva (R) en el secundario. Modo principal de funcionamiento.

- ***CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DEL MODELO 1D CONSIDERANDO LAS TOLERANCIAS DE FABRICACIÓN***

Se va a efectuar el cálculo de los parámetros del modelo 1D con los datos de las medidas de la muestra. Este ajuste es conveniente para realizar un diseño fiable del convertidor CC / CC.

Para ello, se ha realizado un ajuste de las propiedades del material. Para obtener el valor adecuado de las propiedades se ha realizado un análisis de la influencia de la variación de las propiedades del material en las características eléctricas del TP. En concreto, se muestra la influencia sobre el módulo de la impedancia del primario del TP con el secundario en vacío. La influencia es análoga en la impedancia del primario con el secundario en cortocircuito.

La figura 2.37 muestra cómo afecta al módulo de la impedancia de primario un incremento ($+c_{33}^D$) o un decremento ($-c_{33}^D$) del valor de c_{33}^D respecto a su valor nominal.

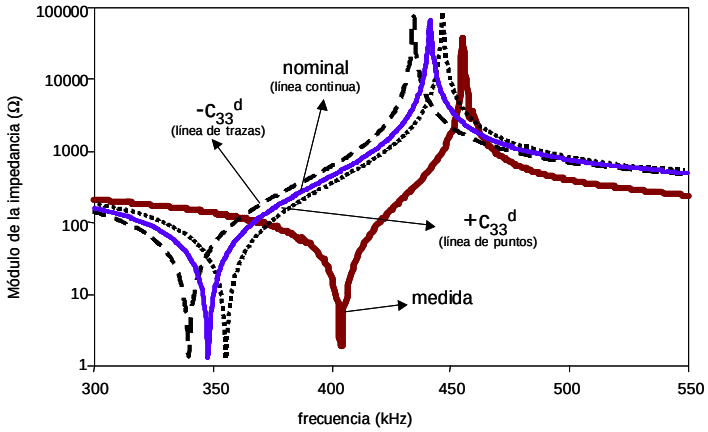


Figura 2.37. Influencia del parámetro c_{33}^D en el módulo de la impedancia del primario del TP con el secundario en vacío.

Se ha realizado el mismo análisis con las otras dos propiedades del material, ε_{33}^S, (figura 2.38) y g_{33} (figura 2.39).

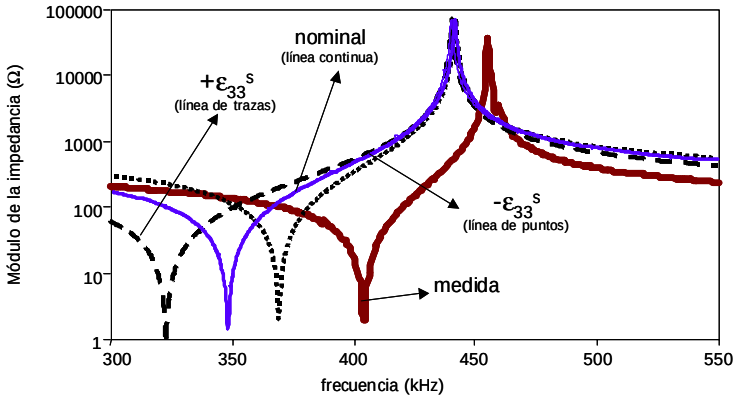


Figura 2.38. Influencia del parámetro ε_{33}^S en el módulo de la impedancia de primario con el secundario en vacío.

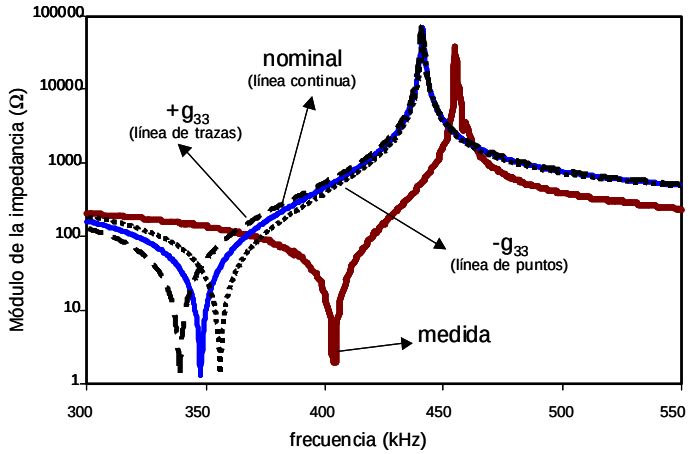


Figura 2.39. Influencia del parámetro g_{33} en el módulo de la impedancia del primario con el secundario en vacío.

Teniendo en cuenta las influencias de cada uno de los parámetros, el proceso de ajuste se realiza mediante los siguientes pasos:

1. *Variación de c_{33}^D para ajustar la frecuencia de antiresonancia*

   Mediante un incremento del valor de c_{33}^D se aumenta la frecuencia de antiresonancia del modelo hasta hacerla coincidir con la de la medida (figura 2.40).

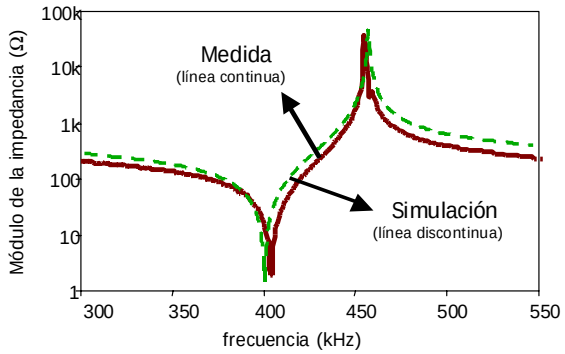


Figura 2.40. Ajuste de la frecuencia de antiresonancia mediante el incremento de c_{33}^D.

2. *Variación de ε_{33}^S para adecuar el valor de la impedancia.*

   Para disminuir el módulo de la impedancia del modelo, a fin de que coincida con el de la medida, se aumenta el valor de ε_{33}^S tal como muestra la figura 2.41. Se observa que de forma adicional se produce un descenso de la frecuencia de resonancia debido a que dicho parámetro también afecta a esta propiedad del módulo de la impedancia de primario, tal como se mostró previamente.

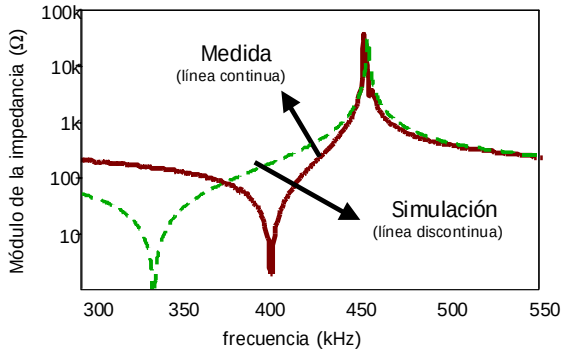


Figura 2.41. Ajuste del valor del módulo de la impedancia mediante el incremento de ε_{33}^S.

3. *Variación de g_{33} para ajustar la frecuencia de resonancia.*

   Por último, se ha disminuido el valor de g_{33} para ajustar el valor de la frecuencia de resonancia del modelo al proporcionado por las medidas, tal como se muestra en la figura 2.42.

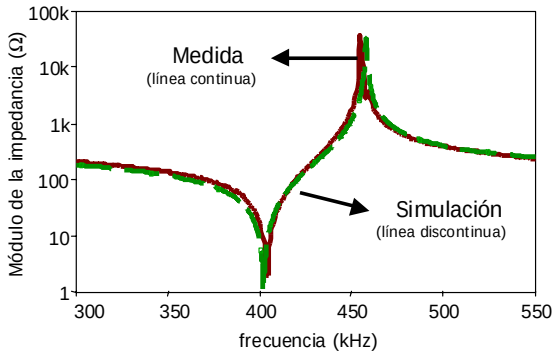


Figura 2.42. Ajuste de la frecuencia de resonancia mediante el incremento de g_{33}..

Los nuevos valores de los propiedades del material se muestran en la tabla 2.10.

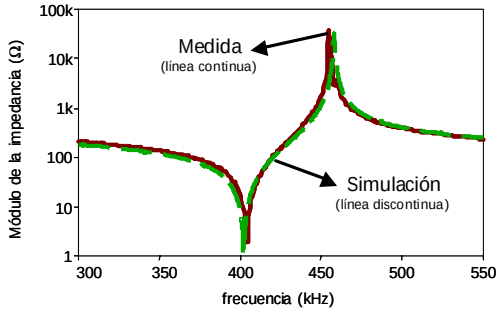
TABLA 2.11. AJUSTE DE LOS PARÁMETROS DEL MODELO 1D A LAS MEDIDAS.

Característica	Nominal	Ajuste
c_{33}^D	$9{,}091 \cdot 10^{10}$ N / m²	$9{,}738 \cdot 10^{10}$ N / m²
g_{33}	$28 \cdot 10^{-3}$ Vm / N	$20{,}5 \cdot 10^{-3}$ Vm / N
ε^S_{33}	$6{,}188 \cdot 10^{-9}$ F / m	$11{,}04 \cdot 10^{-9}$ F / m

La figura 2.43 compara la impedancia de vacío de las medidas y las simulaciones para los tres casos de carga más significativos: circuito abierto, cortocircuito y carga óptima. Al no existir ningún modo de vibración espurio próximo al fundamental, el modelo 1D permite describir adecuadamente el comportamiento de la muestra.

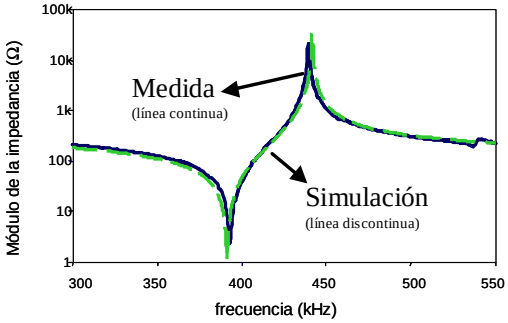
Por un lado, se observa que se producen errores relativos apreciables en valores concretos de impedancias, tales como son en las frecuencias de resonancia y antiresonancia en el caso de circuito abierto y cortocircuito. Sin embargo, con la carga óptima en el secundario, los errores que se producen en dichos puntos (15% y 5% respectivamente) son menores.

Por otro lado, los errores relativos en las frecuencias, para todos los casos de carga considerados, son menores de un 1%.



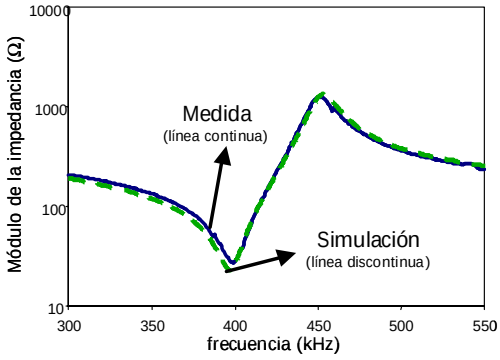
	Medida	Simulación	Error (%)
Fres (kHz)	404	402	0,5
Zres (Ω)	1,95	1	48,7
Fares (kHz)	455	458	0,7
Zares (Ω)	38,6k	34,6k	10

a. circuito abierto



	Medida	Simulación	Error (%)
Fres (kHz)	393	390,4	0,6
Zres (Ω)	1,9	1,1	42,4
Fares (kHz)	439	439,8	0,18
Zares(Ω)	20,6k	24,1k	20

b. cortocircuito



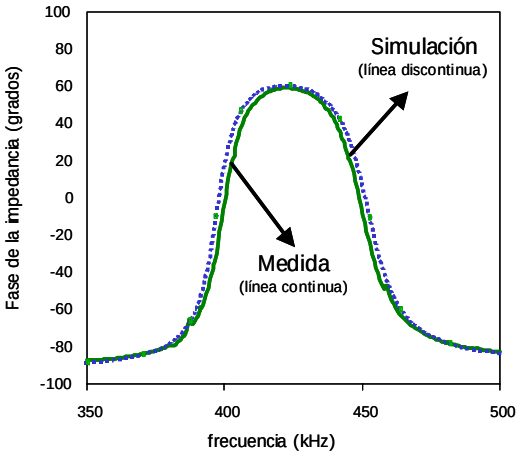
	Medida	Simulación	Error (%)
Fres (kHz)	400	397	0,7
Zres (Ω)	27	23	15
Fares (kHz)	451	453	0,4
Zares (Ω)	1,23k	1,3k	5

c. carga óptima (5 Ω)

Figura 2.43. Comparación de medidas y simulaciones de la impedancia de primario para los casos de circuito abierto (a), cortocircuito (b) y carga óptima (c). Modelo 1D con los parámetros calculados mediante medidas.

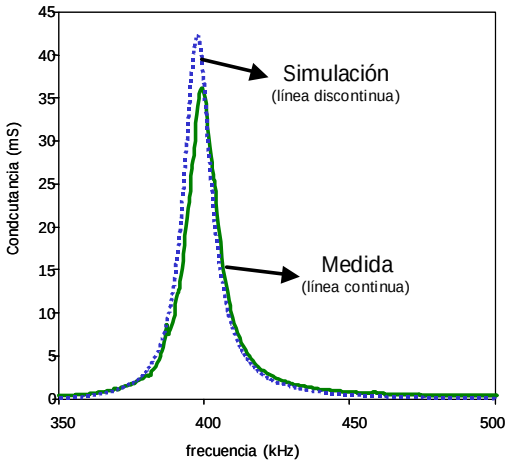
También, se han comparado la fase de la impedancia de entrada y la conductancia de entrada obtenidas mediante medidas y simulación. La figura 2.44 recoge los resultados comparativos entre las medidas y las simulaciones.

La diferencia más importante se produce en el valor de la conductancia de entrada en las proximidades de la frecuencia de resonancia. Como se analizará en el capítulo 6 la zona de trabajo próxima a la resonancia, en un entorno de al menos 5 kHz, no va a ser empleada. Por lo tanto, se puede asumir esta diferencia porque permite obtener un diseño adecuado del convertidor CC/CC.



	Frec máx fase (kHz)	Fase máx (º)
Medidas	422,5	59,1
Simulación	421,9	61,6
Error (%)	0,14	4,2

a. Fase de la impedancia de entrada



	Frec máx G (kHz)	G máx (mS)
Medidas	399	36,1
Simulación	397,4	42,4
Error (%)	0,4	17,5

b. Conductancia de entrada

Figura 2.44. Comparación entre medidas y simulaciones con el modelo 1D con los parámetros calculados a través de las medidas.

Este ajuste es menos preciso en el tercer orden de vibración del TP tal como se muestra en la figura 2.45. Como se verá posteriormente, en la validación del TP dentro del convertidor CC/CC, la existencia del tercer orden de vibración produce distorsión de la tensión y de la corriente de salida del TP ya que la tensión de entrada cuadrada contiene dicho armónico.

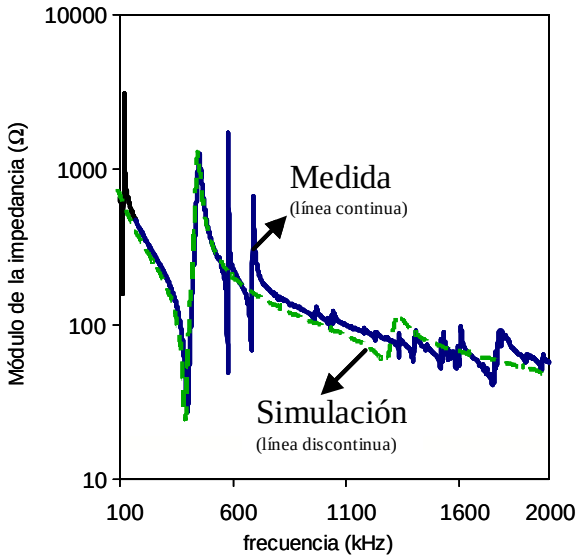


Figura 2.45. Impedancia de entrada del TP en función de la frecuencia para la carga óptima (Rl = 5Ω).

- ***CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DEL MODELO DE MASON***

A continuación se propone un método para la obtención de los parámetros del modelo de Mason a partir del modelo 1D propuesto. La simplicidad de este modelo permite sacar conclusiones simples sobre el comportamiento del TP y, además, permite reducir el tiempo de simulación eléctrica del convertidor completo CC/CC. La mayoría de los autores emplean este modelo para realizar el diseño del TP ([21] - [23], [32], [34], [41], [72]). Sin embargo, para la determinación de los parámetros del mismo necesitan realizar medidas sobre las muestras. Existen otros autores que proponen obtener dichos parámetros a través de las características eléctricas proporcionadas por la HEF [26].

En esta Tesis, se va a realizar su cálculo a través de los modelos propuestos porque ya tienen la información de la HEF y reducen el tiempo del cálculo de los parámetros.

Para la obtención del modelo de Mason se debe realizar un análisis de circuito abierto y otro de cortocircuito desde el primario del TP con el modelo 1D propuesto.

Los valores de los parámetros del modelo se evalúan con las expresiones (2.8) a (2.15):

$$R_m = Z_{res} \qquad (2.8)$$

$$C_{0p} = \sqrt{\frac{1}{Z_{ares} \cdot R_m}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ares}^{cc}} \qquad (2.9)$$

$$C_m = C_{0p} \cdot \frac{k_{cc}^2}{1 - k_{cc}^2} \qquad (2.10)$$

$$L_m = \frac{1}{C_m \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{res}^{cc})^2} \qquad (2.11)$$

$$C_{0sp} = \frac{C_m \cdot \frac{1}{L_m \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{g_{\max}})^2}}{C_m - \frac{1}{L_m \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{g_{\max}})^2}} \qquad (2.12)$$

$$N = \frac{1}{g_{\max} \cdot C_{0sp} \cdot R_m \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{g_{\max}}} \qquad (2.13)$$

$$C_{0s} = C_{0sp} \cdot N^2 \qquad (2.14)$$

$$R_{el} = \frac{\varepsilon_{33}'^S}{\varepsilon_{33}''^S \cdot C_{0p} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{res}^{cc}} \qquad (2.15)$$

donde k_{cc} es el valor de acoplamiento efectivo de cortocircuito, f_{res}^{cc} es la frecuencia de resonancia de cortocircuito, f_{ares}^{cc} es la frecuencia de antiresonancia de cortocircuito, Z_{res}^{cc}, es el módulo de la impedancia de cortocircuito en f_{res}^{cc}, Z_{ares}^{cc} es el módulo de la impedancia de cortocircuito en f_{ares}^{cc}, g_{max} es la ganancia máxima en abierto y $f_{g_{\max}}$ es la frecuencia de g_{max}.

Los parámetros del modelo de Mason teniendo en cuenta el modelo basado en líneas de transmisión y sin considerar las tolerancias de fabricación se muestran en la tabla 2.12.

TABLA 2.12. PARÁMETROS DEL MODELO DE MASON PARA EL DISEÑO DE REFERENCIA SIN CONSIDERAR EL AJUSTE CON LAS TOLERANCIAS DE FABRICACIÓN.

C_{op} (nF)	L_m (mH)	C_m (pF)	R_m (Ω)	N	C_{os} (nF)	R_{el} (kΩ)
1,11	0,59	297	2,5	3,22	56	129

La figura 2.46 compara el módulo de la impedancia de entrada del modelo de Mason y del modelo basado en líneas de transmisión. Se puede concluir que las mayores diferencias entre ambos modelos se producen en el valor de la frecuencia de antiresonancia y en el valor del módulo de la impedancia en la frecuencia de resonancia y de antiresonancia.

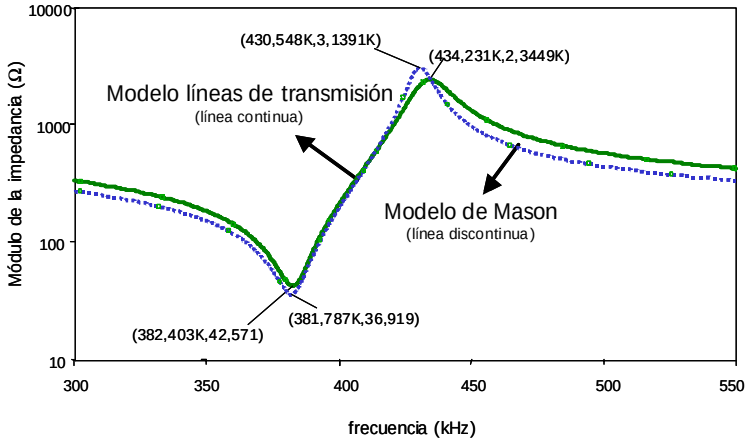


Figura 2.46. Comparación del modelo de Mason y el modelo basado en líneas de transmisión. Impedancia de primario con carga resistiva óptima (5 Ω) en el secundario.

TABLA 2.13. COMPARACIÓN DEL MODELO DE MASON Y EL MODELO BASADO EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Característica eléctrica	Modelo LT	Modelo Mason	Error (%)
F_{res} (kHz)	382,4	382,8	0,16
Z_{res} (Ω)	42,57	37,6	11
F_{ares} (kHz)	434,23	431	0,93
Z_{ares}(kΩ)	2,34	3	22

La comparación entre ambos modelos se muestra en la tabla 2.6. Se observa que en términos de las frecuencias, los parámetros del modelo de Mason son adecuados. Sin embargo, desde el punto de vista de los valores de los módulos de la impedancia en las frecuencias de resonancia y antiresonancia los errores son mayores.

2.3.2.3.2 Validación a nivel de convertidor

Una vez validado el modelo a nivel de componente, se va a realizar un análisis a nivel de convertidor CC/CC. Para el análisis mediante el modelo 1D se van a considerar los parámetros calculados considerando la geometría (ajuste de k_{eff}) pero sin tener en cuenta las tolerancias de fabricación.

Para la validación, se van a realizar tres ensayos:

- El **ensayo 1** consiste en aplicar tensiones sinusoidales tanto a la entrada como a la salida del TP (figura 2.47).

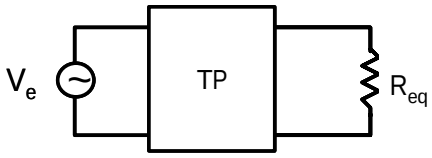


Figura 2.47. Ensayo 1. Tensión de entrada y de salida sinusoidales.

- El **ensayo 2** consiste en gobernar el TP con una tensión cuadrada (figura 2.48).

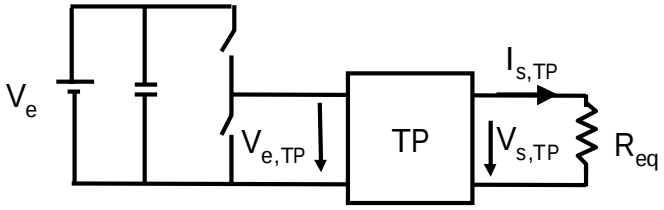


Figura 2.48. Ensayo 2. Tensión cuadrada a la entrada y sinusoidal en la salida del TP.

- El **ensayo 3** consiste en colocar un rectificador a la salida de forma que la tensión de entrada y salida del TP son cuadradas (figura 2.49).

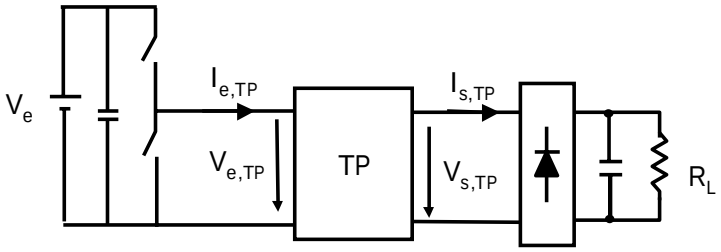


Figura 2.49. Ensayo 3. Tensión cuadrada en la entrada y en la salida del TP.

El aspecto más interesante del primer ensayo es el rendimiento del TP. En la figura 2.50 se puede observar que el rendimiento experimental medido con una potencia de salida del TP ($P_{S,TP}$) 1W para la carga óptima (5 Ω) es plano en casi todo el intervalo de frecuencias entre la resonancia (f_{res}) y la antiresonancia (f_{ares}), exceptuando en las

proximidades de la frecuencia de resonancia (10 kHz) que empieza a decrecer. Además, el rendimiento decrece rápidamente a frecuencias mayores de la de antiresonancia.

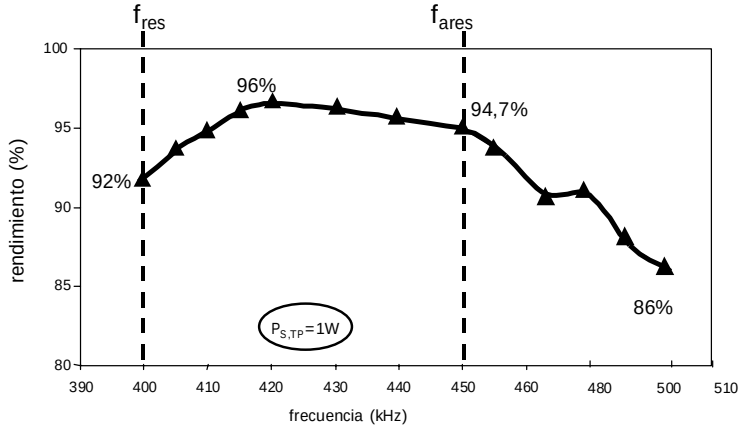


Figura 2.50. Medida del rendimiento de la muestra. $P_{S,TP}$=1 W. R_{eq}=5 Ω.

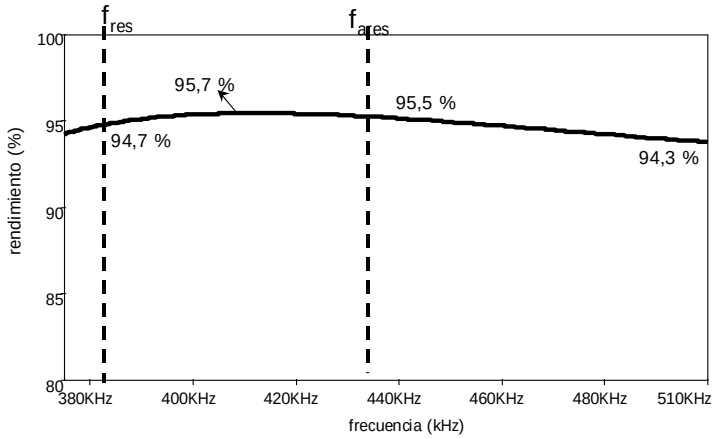
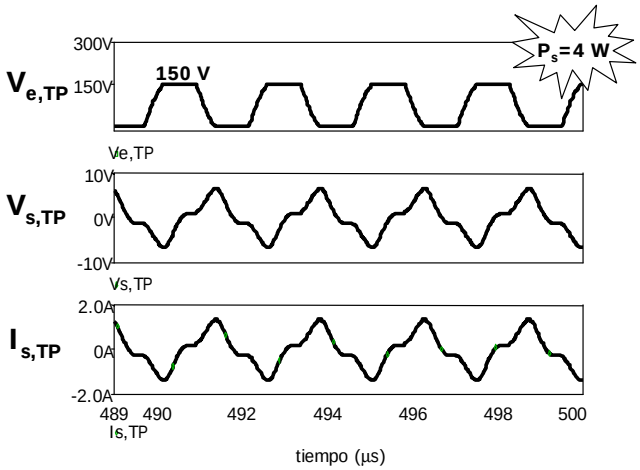


Figura 2.51. Rendimiento del diseño de referencia obtenido mediante el modelo 1D propuesto. Ensayo 1.

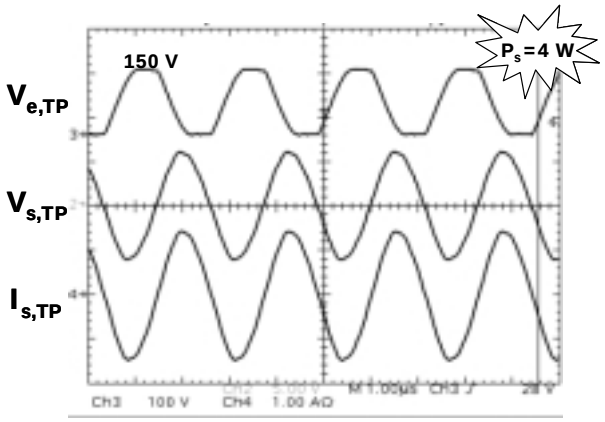
En la figura 2.51 se expone el rendimiento obtenido mediante simulación con el modelo 1D propuesto para la carga óptima de la muestra (5 Ω).

El modelo 1D presenta tendencias y valores del rendimiento similares a los obtenidos en la realidad, exceptuando que la caída del rendimiento a bajas y altas frecuencias no es tan elevada como en las medidas. La diferencia entre modelo y simulaciones en

frecuencias superiores a la antiresonancia puede ser debida a que las pérdidas del modelo no dependen de la frecuencia.



a. Simulaciones

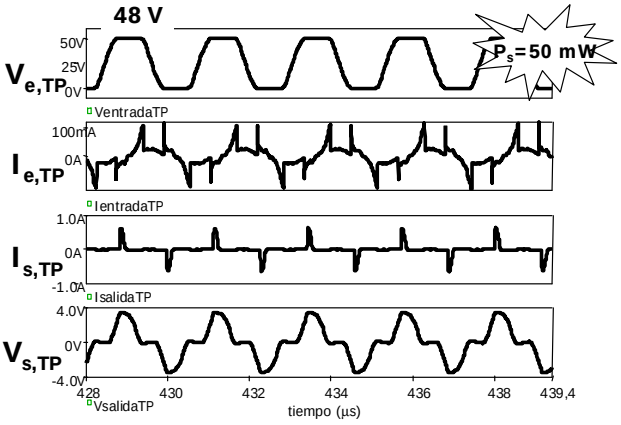


b. Medidas

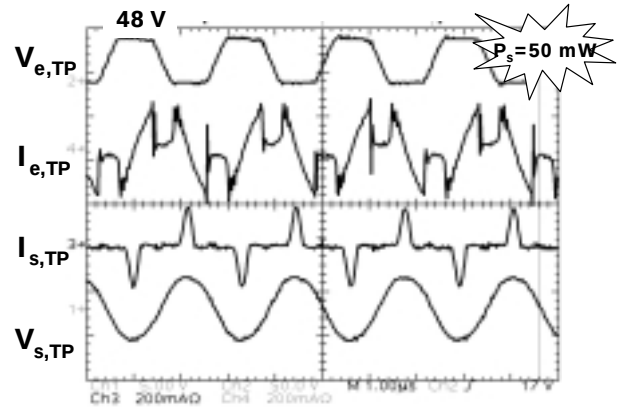
Figura 2.52. Formas de la tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$), corriente de entrada del TP ($I_{e,TP}$) corriente de salida del TP ($I_{s,TP}$), tensión de salida del TP ($V_{s,TP}$). V_e=150 V y R_{eq}=5 Ω. Modelo 1D frente a medidas.

La figura 2.52 representa el análisis mediante el modelo y las medidas de la muestra sin considerar el rectificador en la salida (ensayo 2). Para poder comparar el análisis, se han tenido que seleccionar dos frecuencias distintas en el modelo (405 kHz) y en las simulaciones (440 kHz) para estar en las mismas condiciones de tensión de entrada

(V_e=150 V) y de potencia de salida (P_s= 4 W). Se observa que, tanto en el modelo como en las medidas, la tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) alcanza las condiciones de conmutación suave. No obstante, se observa que, con el modelo, la tensión de salida ($V_{s,TP}$) y la corriente salida ($I_{s,TP}$) no poseen una forma sinusoidal sino que están distorsionadas.



a. Simulaciones

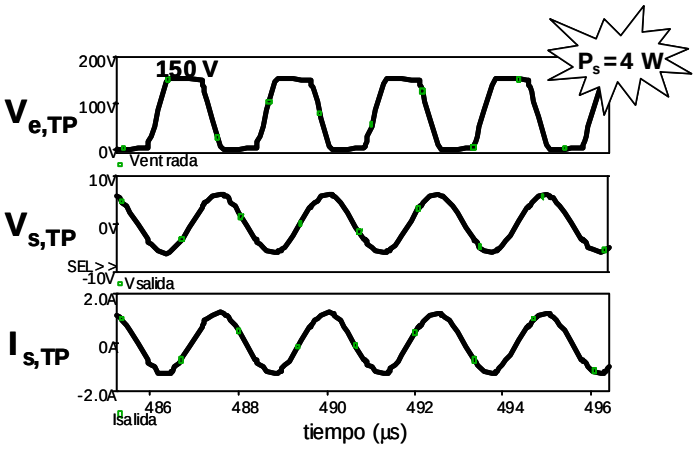


b. Medidas

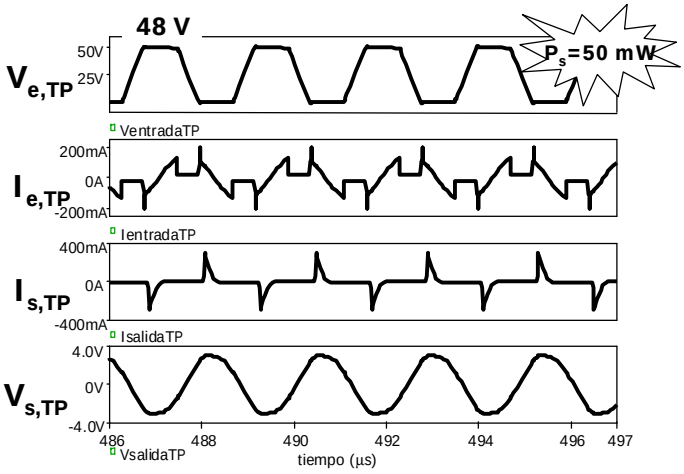
Figura 2.53. Formas de onda de la tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$), corriente de entrada del TP ($I_{e,TP}$) corriente de salida del TP ($I_{s,TP}$), tensión de salida del TP ($V_{s,TP}$). V_e=48 V y R_{eq}=90 Ω. Modelo 1D frente a medidas

En la figura 2.53 se comparan las formas de onda, obtenidas mediante medidas y simulaciones, de la tensión de entrada del TP ($V_{E,TP}$), corriente de entrada del TP ($I_{E,TP}$)

corriente de salida del TP ($I_{s,TP}$), tensión de salida del TP ($I_{s,TP}$) con el convertidor CC/CC completo (ensayo 3) en condiciones de carga de salida del convertidor próximas a vacío (50 mW). Se observa que tanto en medidas como en simulaciones se obtienen condiciones de conmutación suave de la tensión de entrada (V_e=48 V). Sin embargo, de manera análoga al caso anterior, la tensión de salida del TP ($V_{s,TP}$) aparece distorsionada.



a. Ensayo 1. V_e=150 V y R_{eq}=5 Ω.



b. Ensayo 2. V_e=50 V y R_{eq}=90 Ω.

Figura 2.54. Formas de onda de la tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$), corriente de entrada del TP ($I_{e,TP}$) corriente de salida del TP ($I_{s,TP}$), tensión de salida del TP ($V_{s,TP}$). Modelo de Mason.

La distorsión de la tensión ($V_{s,TP}$) y la corriente de salida ($I_{s,TP}$) del TP en ambos ensayos es debida a la influencia del tercer orden de vibración de la tensión de entrada. Se recuerda que en el cálculo de los parámetros del modelo no se anula el tercer orden de vibración como sucede en las medidas (figura 2.31). Por lo tanto, el tercer armónico de la tensión de entrada influye en este orden de vibración del TP y aparece en la forma de tensión de la salida.

Se han realizado los ensayos 2 y 3, en las mismas condiciones, con el modelo de Mason (figura 2.54) y se observa que la tensión y la corriente de salida del TP son sinusoidales.

Para mostrar que no es un problema del modelo, se va a analizar otro diseño que se describirá en el capítulo 3 (diseño C) que no posee el tercer orden de vibración tal como muestra la figura 2.55.

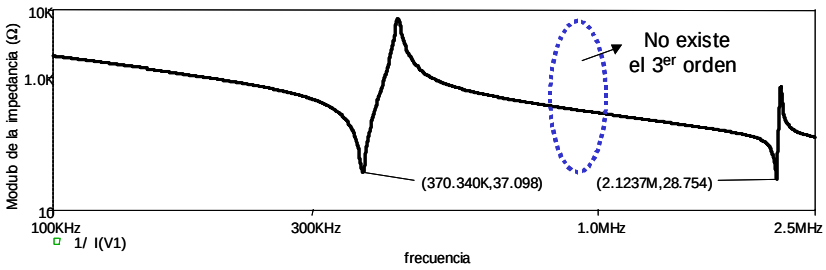
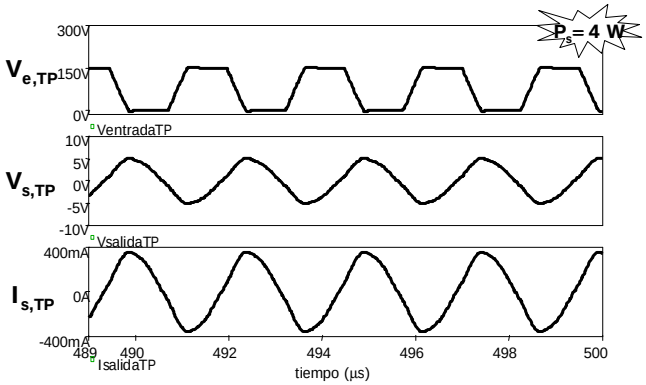


Figura 2.55. Impedancia de primario con carga óptima en secundario (14 Ω). Diseño C.

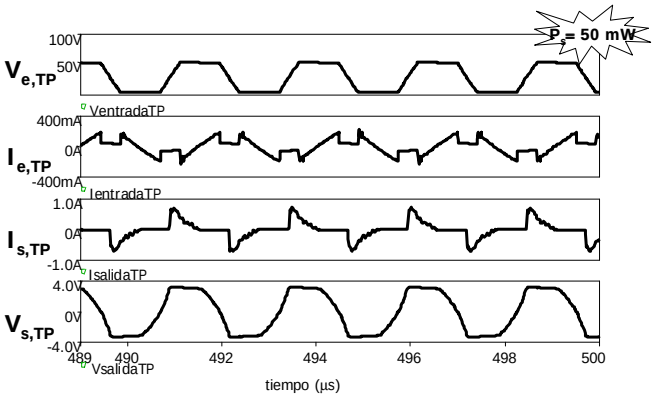
La figura 2.56 muestra que las formas de onda de la tensión ($V_{S,TP}$) y la corriente de salida ($I_{S,TP}$) no aparecen distorsionadas debido a que no existe tercer armónico.

La existencia de este modo en el modelo respecto a las medidas puede ser debida a diferencias en las dimensiones geométricas a causa de las tolerancias de fabricación, ya que, como se analizará en el capítulo 3, este orden de vibración puede ser eliminado mediante una adecuada distribución de los electrodos y de las dimensiones de las zonas inactivas.

Por lo tanto, para el diseño de referencia analizado, el modelo 1D propuesto permite predecir el comportamiento en cuanto al ZVS pero no respecto a los armónicos superiores.



a. Ensayo 1



b. Ensayo 2

Figura 2.56. Formas de onda de la tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$), corriente de entrada del TP ($I_{e,TP}$) corriente de salida del TP ($I_{s,TP}$), tensión de salida del TP ($V_{s,TP}$). Modelo 1D basado en líneas de transmisión.

RESUMEN

El modelado mediante las herramientas de elementos finitos (HEF) o las medidas permite incluir en el cálculo de los parámetros del modelo 1D la información de la geometría a través del valor de k_{eff}.

El modelo propuesto refleja adecuadamente el comportamiento eléctrico del TP, tanto a nivel de componente como integrado en la etapa de potencia.

Las tolerancias de fabricación proporcionan una variación de las características eléctricas del TP. Con esta información se puede realizar un cálculo más preciso de los parámetros del modelo teniendo en cuenta las medidas.

Por lo tanto, mediante el procedimiento de modelado propuesto se pueden obtener modelos fiables para diseñar un TP con estructura similar a las analizadas.

2.3.3 Herramienta de ayuda al diseño.

Para optimizar el proceso de análisis mediante modelos se ha desarrollado una herramienta de ayuda al diseño asistido por ordenador (CAD) que engloba el cálculo de parámetros y características eléctricas mediante los modelos descritos en el epígrafe 2.3.2.

A partir de la descripción de la geometría se realiza una simulación con la HEF que permite ajustar los parámetros del material. Obtenido el modelo 2D/3D se realiza un análisis con la herramienta diseñada para hallar los parámetros eléctricos y mecánicos que se desee (figura 2.57).

Figura 2.57. Automatización del proceso de diseño.

La herramienta de desarrollo utilizada para su implementación es Visual C++, adecuada para el desarrollo de una interfaz gráfica en un ordenador personal. El lenguaje empleado en las distintas ventanas es el inglés, debido a que la herramienta se ha desarrollado dentro del marco de un proyecto europeo.

A continuación se va a describir la forma de operar y obtener la información mediante la herramienta. Es importante destacar que la herramienta ha sido optimizada para el diseño de los TPs que son objeto de nuestro estudio. Por tanto, sólo se ha modelado la vibración a lo largo del espesor del TP.

2.3.3.1 Definición de la geometría del TP y de las propiedades del material.

El primer paso para generar el modelo es definir la geometría del dispositivo y las características del material.

La forma de definir el material consiste en introducir las propiedades necesarias para calcular los distintos parámetros del modelo que se mostraron en el 2.2.1.2, tal como se muestra en la figura 2.58.

La única propiedad que no está especificada en dicho epígrafe es el valor de tensión mecánica de fatiga (T_{cfat}) que determina el límite mecánico máximo que el TP puede soportar.

Las propiedades del material deben modificarse con el valor adecuado de k_{eff} obtenido, tal como se mostró en el epígrafe anterior (2.3.2).

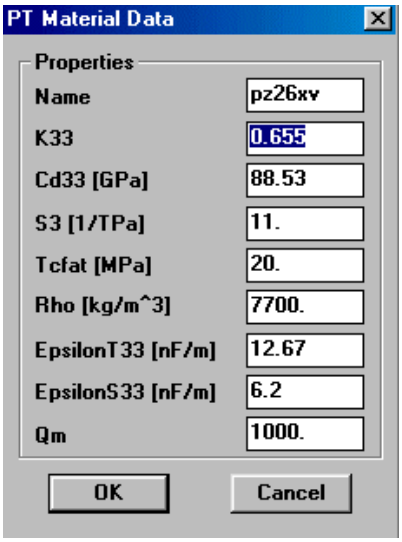


Figura 2.58. Definición de las propiedades del material.

El siguiente paso es definir la geometría considerando sólo la principal en la que se produce la vibración mecánica, que es el espesor del dispositivo. Por lo tanto, es necesario definir el número de capas del primario y del secundario, el espesor de las mismas, así como el espesor del aislante necesario y de las capas no polarizadas que permiten alcanzar la frecuencia deseada. El área transversal del TP se introduce como dato y, posteriormente, con la HEF se definen los diámetros externo e interno como se mostrara en el capitulo 3 (epígrafe 3.6).

La definición de la geometría tiene también en cuenta la forma de distribuir los electrodos del primario y del secundario. Las diferentes configuraciones de electrodos se analizarán en el capítulo 3. La figura 2.59 muestra cómo se introducen los datos para un caso concreto.

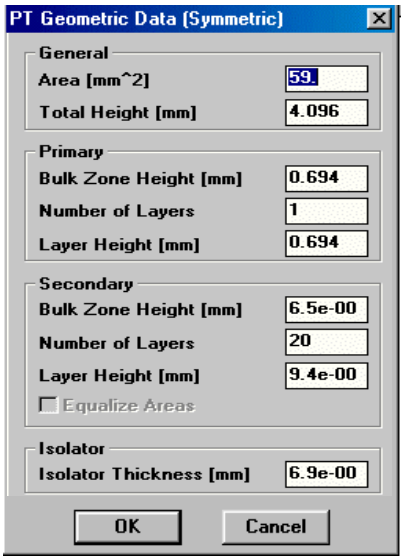


Figura 2.59. Definición de la geometría.

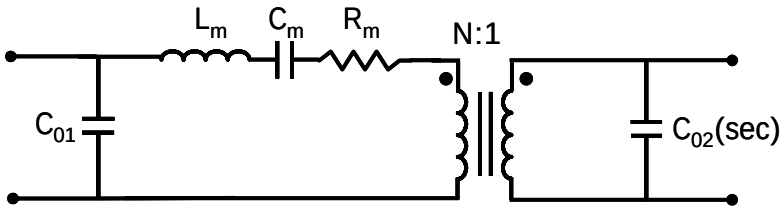
2.3.3.2 *Información proporcionada por el modelo*

Una vez que el TP ha sido definido, la herramienta calcula automáticamente los parámetros de los dos tipos de modelos 1D estudiados en este capítulo en el epígrafe 2.2.1: modelo simplificado de Mason y modelo basado en líneas de transmisión.

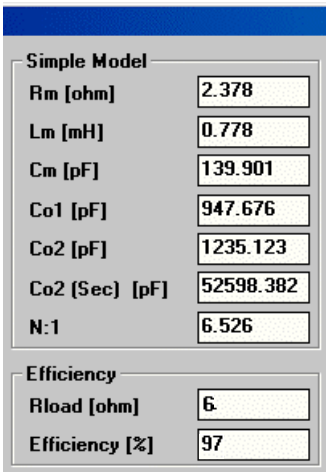
- *Cálculo de los parámetros del modelo basado en líneas de transmisión*

La herramienta proporciona los parámetros del modelo de Mason tal como se expone en la figura 2.60. La obtención de estos parámetros no es analítica como se mostró en el epígrafe 2.2.1.1, sino que se obtienen a partir del modelo basado en líneas de transmisión (expresiones (2.9)-(2.16)). El valor de R_{el} no está implementado en esta versión de la herramienta y debe añadirse en el análisis con la topología del convertidor.

A partir de los parámetros del modelo de Mason es posible realizar un análisis de las propiedades eléctricas del modelo mediante expresiones analíticas, tales como el rendimiento máximo (*efficiency*) y la resistencia equivalente (R_{load}), que en este caso particular, los valores son 97% y 6 Ω, respectivamente.



a. Estructura y nomenclatura.



b. Parámetros y características eléctricas.

Figura 2.60. Parámetros del modelo de Mason obtenido mediante la herramienta.

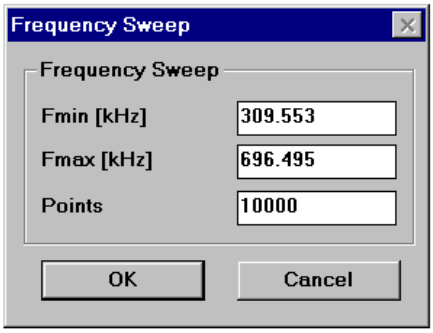


Figura 2.61. Definición del barrido de frecuencias.

Para la obtención de los parámetros, el programa selecciona un margen de frecuencias (figura 2.61) que incluye la zona de frecuencias de funcionamiento. En este caso

particular, y debido al valor de la longitud, 4 mm, la zona de funcionamiento se encuentra alrededor de 400 kHz. Este margen de frecuencias puede modificarse.

- *Análisis del comportamiento del TP para una carga determinada.*

Como se ha mostrado previamente (epígrafe 2.3.2) el comportamiento del TP es muy dependiente de la carga.

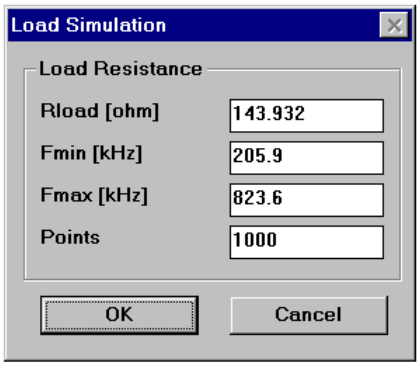


Figura 2.62. Definición del análisis en frecuencia para una carga determinada.

De todas las características eléctricas que se obtienen, la herramienta proporciona, de manera resumida, aquellas que se consideran más importantes desde el punto de vista del diseño del TP, como se analizará en el capítulo 3.

Se realiza un barrido en frecuencias para una carga dada, tal como se define en la figura 2.62.

En el punto de operación seleccionado para el TP se proporcionan los datos (figura 2.63) para una carga determinada (R_{load}). Para dicha carga se suministra el valor de la frecuencia de resonancia (f_{res}) y el valor de coeficiente de acoplamiento efectivo del modo de vibración seleccionado (k_{eff}).

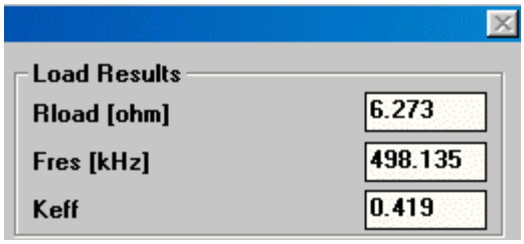


Figura 2.63. Datos eléctricos proporcionados por la herramienta.

Además, se proporciona (figura 2.64) la frecuencia del punto de operación del dispositivo que coincide con el punto de máxima conductancia de entrada. Las

características del punto de operación seleccionado del TP se explicarán posteriormente en el apartado de diseño del TP (capítulo 3). En dicha frecuencia de operación (*frequency*), se suministran como información más relevante desde el punto de vista del diseño del TP: la conductancia de entrada (*maximum Yr*), el valor de ganancia (*Gain*) y el rendimiento (*efficiency).*

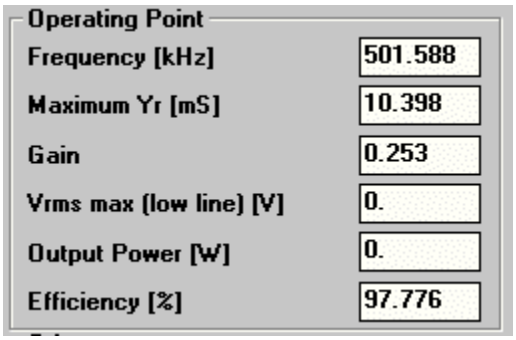


Figura 2.64. Datos eléctricos proporcionados por la herramienta en el punto de operación.

Otros datos adicionales son la máxima potencia de salida (*maximun output power*) que se puede alcanzar, sin sobrepasar el nivel de tensión mecánica máxima (T_{cfat}), los datos de frecuencia de resonancia (F_{res} *(short circuit)*) y valor de k_{eff} en condiciones de cortocircuito a la salida, además de la resistencia equivalente óptima (R_{eq}) del TP. Todos estos aspectos se analizarán con más detalle en el capítulo 3.

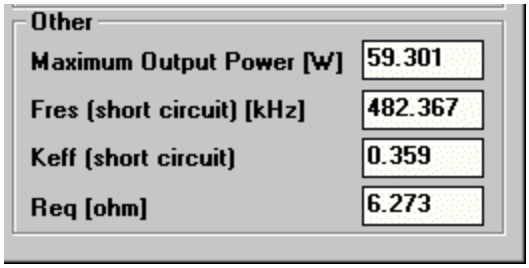


Figura 2.65. Otros parámetros eléctricos del TP.

Toda la información relevante de entrada y salida se resume en una única pantalla (figura 2.66). En la parte izquierda de la pantalla se dispone de los datos geométricos (figura 2.59). En la parte central de la misma se muestran los parámetros del modelo de Mason, así como parámetros eléctricos evaluados analíticamente a través de este modelo (figura 2.66). En la parte derecha se exponen los parámetros eléctricos más importantes desde el punto de vista de diseño (figura 2.65), obtenidos con el modelo basado en líneas de transmisión.

De esta forma se pueden comparar fácilmente las características de distintos diseños.

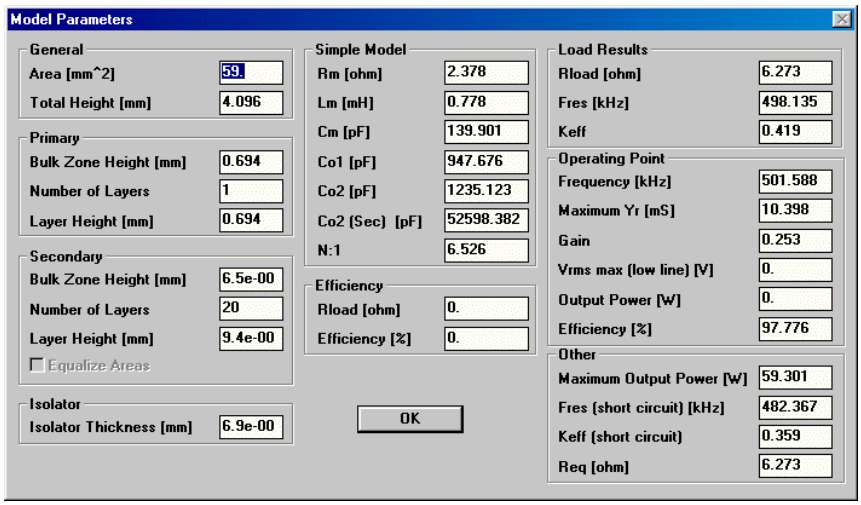


Figura 2.66. Información proporcionada por el modelo 1D.

De manera adicional, existe la posibilidad de obtener una representación gráfica de las distintas magnitudes eléctricas (impedancia del primario, impedancia del secundario, rendimiento, ganancia de tensión) en función de la frecuencia.

En concreto, la figura 2.67 y la figura 2.70 representan el módulo de la impedancia del primario y del rendimiento del TP respectivamente en función de la frecuencia para una carga resistiva determinada en el secundario del TP.

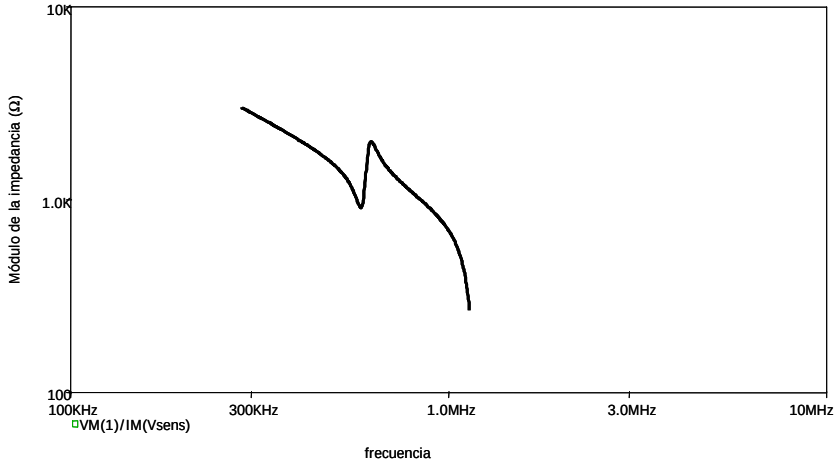


Figura 2.67. Módulo de la impedancia del primario en función de la frecuencia

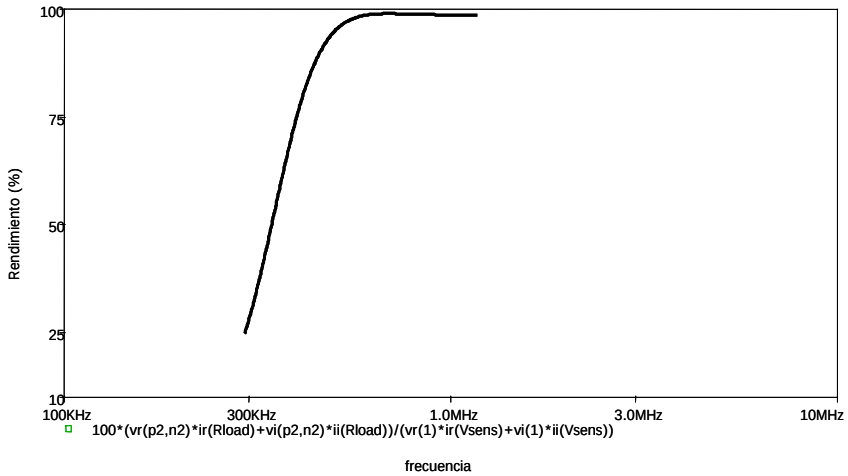


Figura 2.68. Rendimiento del TP en función de la frecuencia.

- *Análisis de la influencia de la carga mediante un barrido en frecuencia para diferentes cargas.*

Se puede realizar un barrido en función de la carga resistiva en el secundario y en función de la frecuencia (figura 2.69).

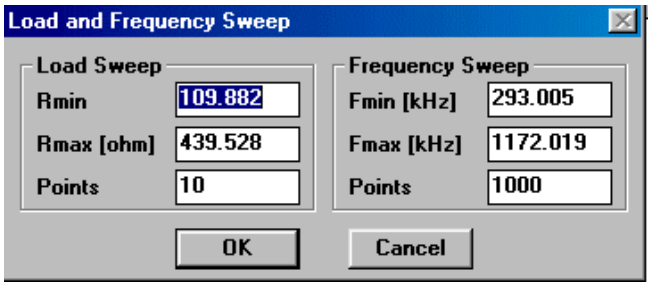


Figura 2.69. Análisis paramétrico en función de la carga resistiva en secundario y de la frecuencia.

Con el análisis en función de la carga, para una frecuencia dada, podemos comparar el rendimiento obtenido en función de la carga a fin de determinar la carga óptima del TP y también apreciar lo lejos que se encuentra la carga resistiva de la óptima del TP (figura 2.70).

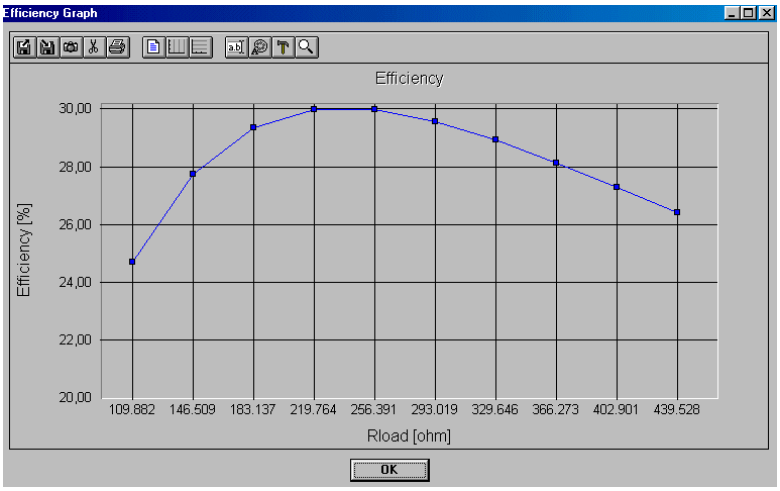


Figura 2.70. Rendimiento del TP en función de la carga resistiva de secundario.

Por otro lado, con el mismo análisis se puede obtener la curva del rendimiento en función de la frecuencia para diferentes cargas resistivas, tal como se muestra en la figura 2.71.

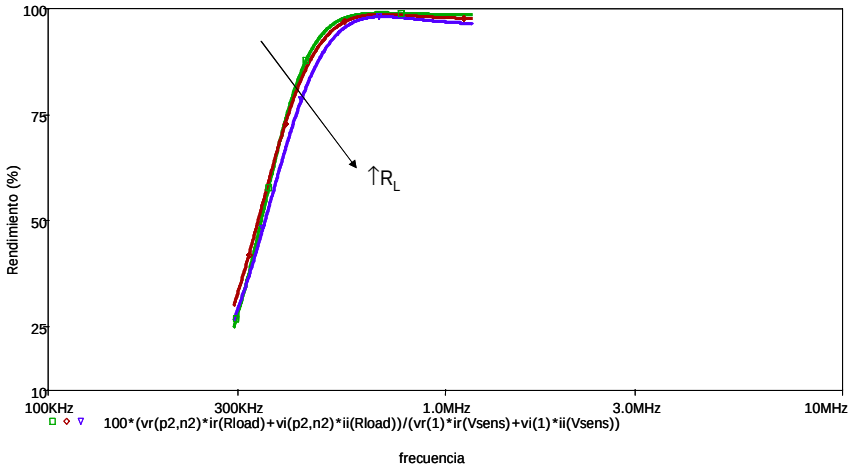


Figura 2.71. Rendimiento del TP en función de la frecuencia para diferentes cargas de salida (R_L).

➢ *Análisis de la distribución de tensión mecánica y del desplazamiento a lo largo de la dirección principal.*

La analogía entre el plano mecánico y el plano eléctrico que existe en el modelo 1D permite obtener información de las variables mecánicas. En concreto, proporciona una

representación del desplazamiento y de la distribución de la tensión mecánica a lo largo del espesor del TP. Se recuerda que el punto de fijación es crítico en el funcionamiento del TP. Además, la tensión mecánica no debe superar los límites del material en ningún punto del TP.

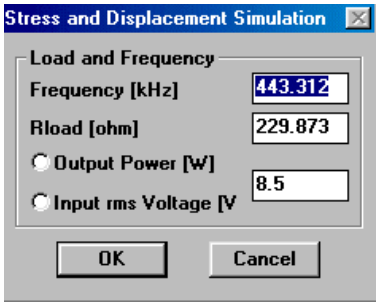


Figura 2.72. Análisis de la distribución de tensiones y desplazamientos mecánicos.

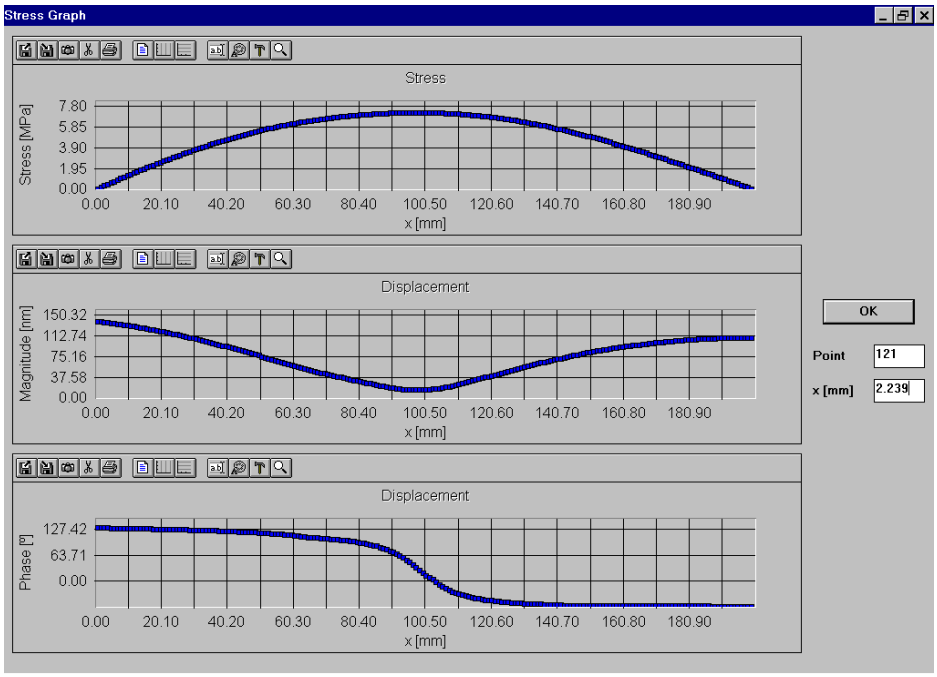


Figura 2.73. Representación gráfica de las distribuciones de tensiones y desplazamientos en el TP a lo largo de la dirección principal.

Para obtener la distribución de tensiones y desplazamientos mecánicos debemos seleccionar una frecuencia, una carga resistiva determinada y una potencia o tensión de entrada (figura 2.72).

Con este análisis se obtiene la representación de la distribución de tensión mecánica y de desplazamiento a lo largo del espesor del dispositivo (figura 2.73).

2.4 Conclusiones

En este capítulo se ha propuesto y validado un procedimiento de análisis de Transformadores Piezoeléctricos (TPs) mediante el empleo de modelos. El modelo permite realizar el diseño del TP y del convertidor CC/CC previa construcción del prototipo.

Los requisitos que debe cumplir el modelo del TP para permitir un diseño adecuado son los siguientes:

- **Ser fácilmente implementable en un simulador eléctrico.**
- **Reflejar el orden de vibración principal.**
- **Reflejar los órdenes de vibración del modo principal.**
- **Reflejar los modos de vibración distintos del principal.**
- **Tener en cuenta la distribución de electrodos.**
- **Tener en cuenta la geometría externa.**
- **Incluir las pérdidas dieléctricas y mecánicas.**
- **Tener en cuenta la influencia de la fijación.**

Se ha realizado un estudio de las características de las distintas técnicas de análisis existentes en la literatura y se ha comprobado que no permiten cumplir todos los requisitos necesarios. Por un lado, los modelos unidimensionales (1D) no permiten tener en cuenta la geometría del TP, que es fundamental para poder determinar el valor de k_{eff} y la existencia de modos espurios. Por otro lado, el modelado 2D/3D mediante el empleo de las HEF, no proporcionan un modelo fácilmente implementable en un simulador de circuitos eléctricos que permita analizar el comportamiento del TP con el resto de elementos de la topología del convertidor de potencia.

La solución propuesta consiste en combinar la información de ambos modelos. Para ello, se modifican los parámetros de los modelos 1D con la información obtenida mediante el modelado con la HEF o las medidas del propio TP. Por un lado, la estructura del modelo propuesto es la misma que la del modelo 1D, ya que es fácilmente implementable en un simulador eléctrico. Por otro lado, para el cálculo de

los parámetros se utilizan la HEF o las medidas ya que proporcionan el valor de k_{eff} adecuado.

La aportación original de este capítulo consiste en calcular los parámetros del modelo 1D con la información de la HEF o de las medidas de forma que permita diseñar el TP para el tipo de estructuras consideradas en esta Tesis. El procedimiento de modelado propuesto para su obtención consta de tres pasos:

1. *Definición de los datos de entrada: propiedades del material y dimensiones del TP.*
2. *Análisis del TP mediante la HEF o las medidas para ajustar el valor de k_{eff} del modelo 1D.*
3. *Cálculo de los datos de salida del proceso que son los parámetros del modelo 1D a partir de la información de HEF o las medidas.*

Un aspecto muy importante de este procedimiento es el **análisis de las tolerancias de fabricación**, puesto que éstas producen una variación de las características eléctricas del TP.

El modelo propuesto ha sido validado, tanto a nivel de componente como a nivel de convertidor, para el tipo de estructuras de TPs consideradas en esta Tesis.

Finalmente, **se ha automatizado el procedimiento de análisis** de TPs propuesto a través del desarrollo de la versión preliminar de una herramienta de ayuda al diseño.

CAPÍTULO 3

Diseño de Transformadores Piezoeléctricos

3. DISEÑO DE TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS

3.1 CARACTERÍSTICAS DE LA ZONA DE TRABAJO DEL TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO
3.1.1 Características eléctricas necesarias para gobierno con tensiones cuadradas
3.1.2 Validación experimental
3.2 LÍMITES DE OPERACIÓN DEL TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO
3.2.1 Modelado del efecto de la temperatura
3.2.2 Validación experimental del efecto de la temperatura
3.3 ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD PARA LA OBTENCIÓN DE REGLAS DE DISEÑO
3.3.1 Influencia del área
3.3.2 Influencia del número de capas de secundario
3.3.3 Influencia del espesor de las capas de secundario
3.3.4 Influencia del espesor de las capas de primario
3.3.5 Influencia del número de capas de primario
3.3.6 Influencia del espesor de la capa de aislante
3.3.7 Influencia del espesor total
3.3.8 Mejora de la condición de conmutación suave (ZVS)
3.3.9 Reglas de diseño
3.4 INFLUENCIA DE LA DISTRIBUCIÓN DE LOS ELECTRODOS: ENTRELAZADO DE ELECTRODOS
3.4.1 Descripción del concepto de entrelazado de electrodos
3.4.2 Características de las estructuras con entrelazado
3.4.3 Validación experimental
3.5 PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO
3.5.1 Objetivos de diseño
3.5.2 Etapas de diseño
3.5.2.1 Paso 1: Selección de la topología del convertidor y determinación de las especificaciones eléctricas del TP
3.5.2.2 Paso 2: Diseño de la estructura en la dirección principal de vibración
3.5.2.3 Paso 3: Selección de la forma geométrica externa y sus dimensiones
3.5.2.4 Paso 4: Análisis de tolerancias geométricas de fabricación

3.5.2.5 Paso 5: Diseño de la fijación
3.5.3 Validación experimental
3.6 CONCLUSIONES

CAPÍTULO 3

3. Diseño de Transformadores Piezoeléctricos

Descrito el método de análisis de un Transformador Piezoeléctrico (TP) mediante el empleo de modelos adecuados, el siguiente paso es establecer cómo diseñar un TP para una aplicación concreta.

Hasta ahora, la mayoría de las aplicaciones desarrolladas con TP tienen como objetivo básico la optimización de la transferencia de potencia por parte del TP, es decir, obtener el mayor rendimiento (98 %) y el menor tamaño del TP, para aumentar la densidad de potencia del TP. Para conseguirlo, las condiciones óptimas de gobierno del TP son formas de tensión sinusoidales y frecuencias de conmutación muy elevadas (aproximadamente 400 kHz para la tecnología utilizada en esta Tesis) según se expuso en el capítulo 1.

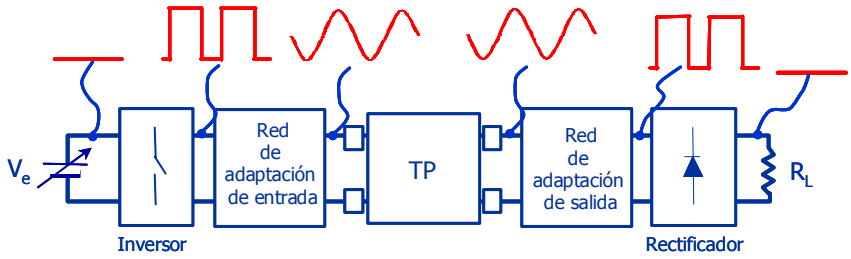


Figura 3.1. Gobierno del TP con condiciones de tensión sinusoidales.

Sin embargo, la optimización del funcionamiento en régimen sinusoidal del TP requiere utilizar redes de adaptación de impedancia tanto en la entrada como en la salida del TP (figura 3.1). Estas redes están compuestas por condensadores y bobinas resonantes. Esto supone reducir las ventajas proporcionadas por los TPs frente a los componentes magnéticos en el convertidor CC/CC (alta densidad de potencia, elevada ganancia de tensión, alto nivel de aislamiento eléctrico y reducción del EMI).

Frente a este método de diseño del TP, que se ha denominado clásico (figura 3.2), **se propone, de forma original, una metodología de diseño del TP para optimizar el convertidor completo**, aunque ello signifique penalizar el comportamiento del TP.

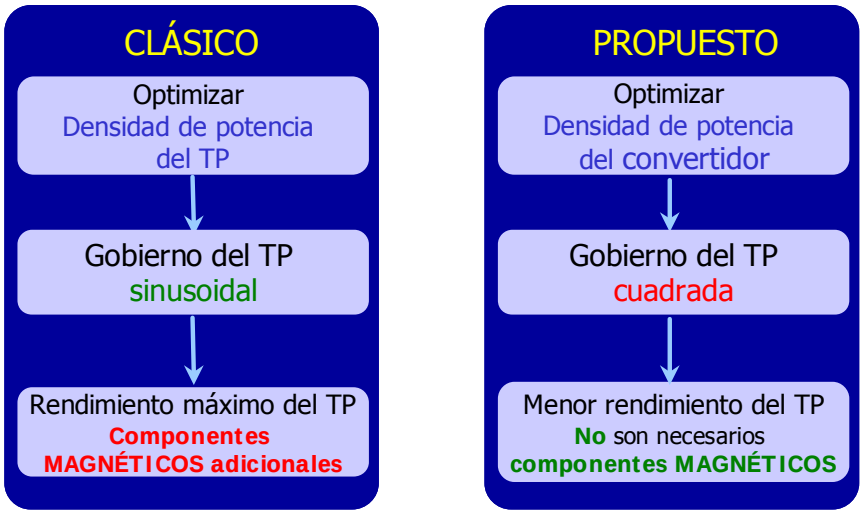


Figura 3.2. Comparación de los métodos de diseño del Transformador Piezoeléctrico.

La opción más simple, para conseguir dicho objetivo, consiste en el gobierno con formas de onda de tensión cuadradas en la entrada y salida del TP (figura 3.3). Pero esta alternativa es inviable debido a que los picos de la corriente de entrada y salida del TP reducen drásticamente su rendimiento, como se mostrará en este capítulo.

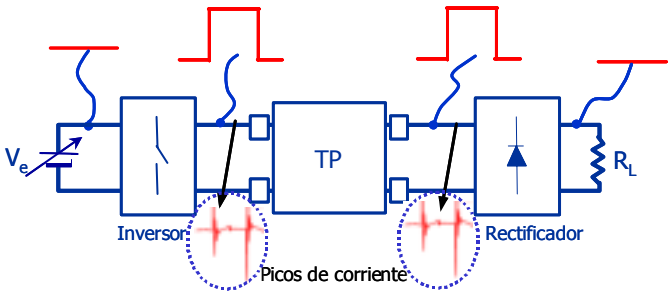


Figura 3.3. Gobierno del TP con condiciones de tensión cuadradas en la entrada y en la salida del TP.

La alternativa más adecuada es un compromiso entre ambos tipos de gobierno, es decir, un gobierno del TP con tensiones cuadradas con transiciones suaves (figura 3.4), denominado en terminología anglosajona *ZVS* (Zero Voltage Switching). Esta forma de gobierno ha sido utilizada por otros autores en aplicaciones distintas al campo de estudio de esta Tesis, tal como se mostró en el capítulo 1. En esta Tesis se determina cómo diseñar adecuadamente el TP.

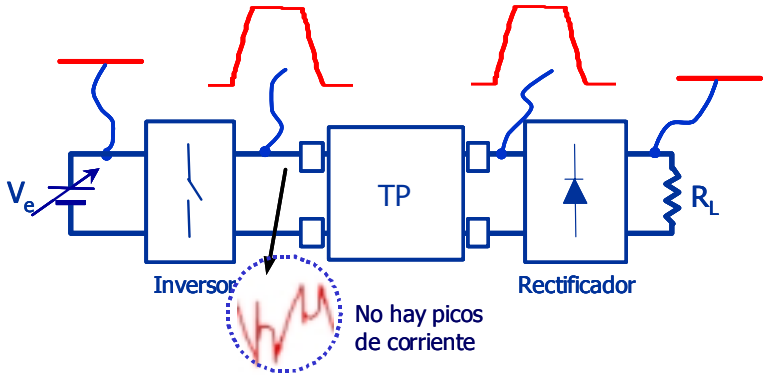


Figura 3.4. Gobierno del TP con una señal cuadrada con transiciones suaves.

En concreto, **el diseño del TP debe** cumplir los siguientes objetivos:

- **Manejar la energía necesaria para obtener condiciones de ZVS.**
- **Funcionar adecuadamente gobernado con señales de tensión no sinusoidales que poseen frecuencias distintas a la del modo principal de vibración.**

Por un lado, esta alternativa permite eliminar las bobinas y condensadores resonantes adicionales mejorando las características del convertidor CC/CC respecto al gobierno con condiciones sinusoidales. Por otro lado, la mayor energía reactiva en el componente, necesaria para el ZVS, y el gobierno con condiciones no sinusoidales, penalizan el rendimiento del TP y aumentan la complejidad del diseño. No obstante, como se verá más adelante el rendimiento obtenido es suficientemente alto para las aplicaciones en estudio.

Al cambiar los objetivos de diseño del TP, es necesario modificar el procedimiento de diseño del componente.

Así, los procedimientos de diseño del TP empleados actualmente se basan en el modelo analítico de Mason descrito en el capítulo 2 (epígrafe 2.2.1.1). Para el cálculo de los parámetros del modelo de Mason existen dos tipos de métodos. El primer tipo ([21], [22] ,[32]) se basa en su obtención mediante medidas de la muestra con un analizador de impedancias. El segundo tipo ([2], [72]) obtiene una relación analítica entre los parámetros del modelo y las dimensiones mediante la resolución simplificada de las ecuaciones que definen el fenómeno piezoeléctrico.

El primer método no es adecuado porque el diseño no debe basarse en medidas de la muestra, sino en modelos, tal como expusimos en el capítulo 2. En cuanto al segundo método, aunque se basa en modelos, el cálculo de los parámetros no es completo porque no permite tener en cuenta la forma geométrica externa, aspecto de gran importancia en el comportamiento del TP tal como se expuso en el capítulo 1.

Sin embargo, con el modelo del TP propuesto mediante la combinación de la información proporcionada por los modelos 1D y el modelado mediante la HEF, se puede realizar un diseño adecuado, puesto que el cálculo de los parámetros del modelo 1D tiene en cuenta la influencia de la forma geométrica externa del componente sobre el comportamiento del TP. Además, la HEF permite diseñar la forma geométrica externa adecuada del TP y tener en cuenta la fijación, que es un aspecto crítico en el funcionamiento de este componente.

Por lo tanto, **el objetivo fundamental de este capítulo es establecer un procedimiento de diseño del TP que determine la forma geométrica y dimensiones externas, el número de capas, el espesor y la distribución de cada capa y la fijación del TP con el resto de los componentes del convertidor.** Todo ello para cumplir los objetivos de diseño del TP expuestos previamente mediante el empleo de modelos adecuados.

En primer lugar, se va a realizar una descripción de las características eléctricas y mecánicas que presenta el TP en el punto de funcionamiento seleccionado. Es muy importante tener en cuenta cuáles son las **limitaciones de funcionamiento** del componente a la hora de establecer las dimensiones físicas del TP.

En segundo lugar, las dimensiones físicas del TP a lo largo de la dirección principal (el área, el espesor, el número de capas y el espesor de cada capa así como su distribución) se pueden determinar mediante el empleo de los modelos 1D. La obtención de una relación analítica para el tipo de estructuras multicapa tiene una gran complejidad. Debido a este hecho, se ha realizado un análisis de sensibilidad para determinar la influencia de las dimensiones en las características eléctricas del TP. **Mediante este análisis de sensibilidad se establecen unas reglas de diseño** que permiten:

- **Establecer las dimensiones físicas para obtener las características eléctricas deseadas.**
- **Reducir el tiempo de diseño del TP cuando se produce un cambio en las especificaciones eléctricas del convertidor.**

Es importante destacar el análisis de **la influencia de la distribución de los electrodos en las características eléctricas del TP**. Este estudio **constituye una de las aportaciones más importantes de esta Tesis** porque permite alcanzar los objetivos de diseño del TP expuestos anteriormente con una menor penalización del tamaño, coste y rendimiento que las estructuras convencionales.

Por último, conocidas las características eléctricas y las limitaciones de funcionamiento del TP, así como la influencia de las dimensiones físicas en dichas características, se ha establecido el procedimiento de diseño mediante el empleo de los modelos 1D y el análisis con las HEF.

El proceso de diseño del TP debe tomar como datos de entrada las especificaciones del convertidor de potencia de la aplicación donde el TP va a ser incluido. Los datos de salida de este proceso serán las dimensiones físicas y el método de fijación del TP.

3.1 Características de la zona de trabajo del Transformador Piezoeléctrico

Para realizar un diseño adecuado del TP, es necesario conocer en detalle las características, tanto eléctricas como mecánicas, del mismo en el punto de operación seleccionado.

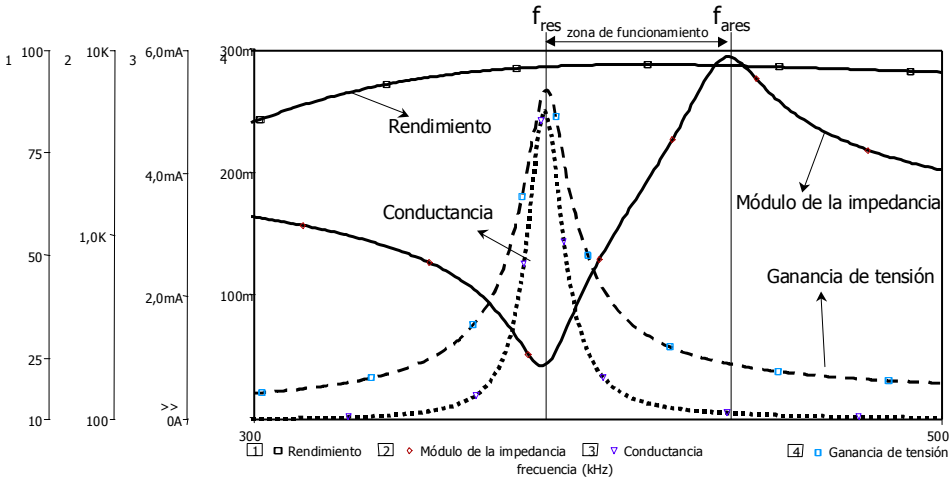


Figura 3.5. Valores de las diferentes características eléctricas del TP alrededor de la frecuencia de resonancia.

En el capítulo 1, se ha descrito el comportamiento eléctrico y mecánico básico de los TPs. Sin embargo, es necesario conocer en detalle ciertos aspectos del TP para satisfacer las especificaciones eléctricas y mecánicas que dicho componente debe cumplir dentro de la aplicación seleccionada.

La figura 3.5 representa las características eléctricas del TP en el entorno de la frecuencia de resonancia del modo principal de vibración seleccionado (modo

espesor). Estas magnitudes son la impedancia de primario, la conductancia de primario, la ganancia de tensión y el rendimiento del TP.

La zona de trabajo del TP está situada en frecuencias superiores a la de resonancia debido a que el rendimiento es constante e independiente de la frecuencia. No obstante, como se ha mostrado previamente en el capítulo 2, para las muestras analizadas, el rendimiento diminuye drásticamente a partir de la frecuencia de antiresonancia. Por lo tanto, **el margen de frecuencias de trabajo del TP está situado entre las frecuencias de resonancia y antiresonancia del modo seleccionado.**

Además de la dependencia de las propiedades del TP con la frecuencia, todas las magnitudes eléctricas que definen el comportamiento eléctrico dependen fuertemente de la carga resistiva en el secundario del TP. Especialmente importante es la influencia sobre el rendimiento del TP. En la figura 3.6, se muestra dicha dependencia y se observa que hay una carga resistiva (15 Ω en este caso particular) para la cual se obtiene el máximo rendimiento en todo el margen de frecuencias de trabajo. Por lo tanto, para obtener una transferencia de energía eficiente, es necesario que el dispositivo trabaje con la **carga que proporciona el máximo rendimiento**, que, a lo largo de este trabajo se denominará **carga óptima**.

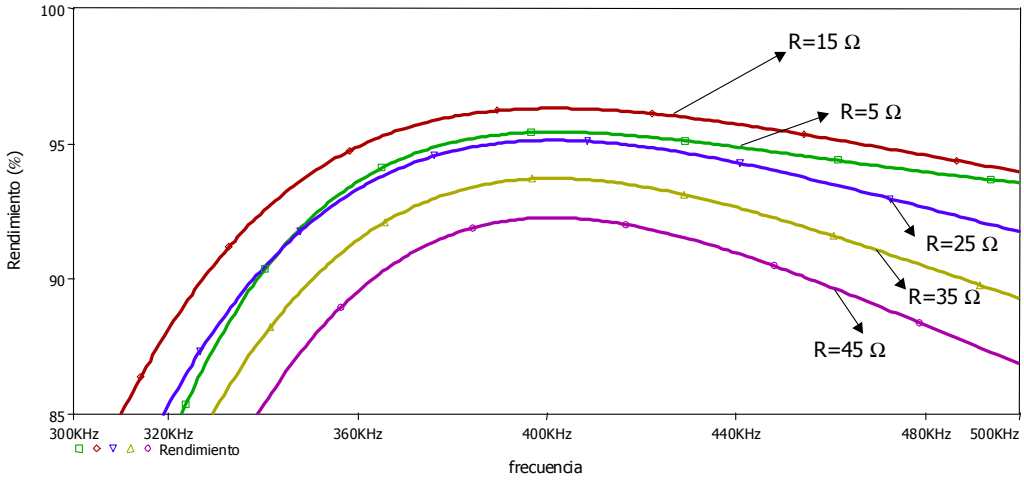


Figura 3.6. Rendimiento del TP en función de la carga resistiva en el secundario (R).

A continuación se describen de forma detallada las características eléctricas y mecánicas del TP considerando la carga óptima del componente en la zona de operación seleccionada.

- ***RENDIMIENTO.***
  La curva de rendimiento se mantiene aproximadamente constante en el margen de frecuencias de funcionamiento.

- ***COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO ELECTROMECÁNICO EFECTIVO (K_{EFF}).***

  Como ya se expuso en el capítulo 1 (epígrafe 1.3.2), este parámetro representa la cantidad de energía que se convierte a partir de la energía suministrada. Dado que influye de manera cuadrática en la densidad de potencia del dispositivo ($P_{dens} \propto \varepsilon \cdot k_{eff}^2 \cdot f$), se debe maximizar el valor de este parámetro para maximizar la densidad de potencia del TP.

  Este parámetro, tal como recoge la expresión (1.3) del capítulo 1, se evalúa como la distancia entre la frecuencia de resonancia (f_{res}), mínimo local de la impedancia del primario, y de antiresonancia (f_{ares}), máximo local de la impedancia de primario, del modo de vibración seleccionado:

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{f_{ares}^2 - f_{res}^2}{f_{ares}^2}}$$

- ***CONDUCTANCIA***

  Este parámetro es muy importante para determinar si el TP es capaz de transferir una determinada potencia a la carga.

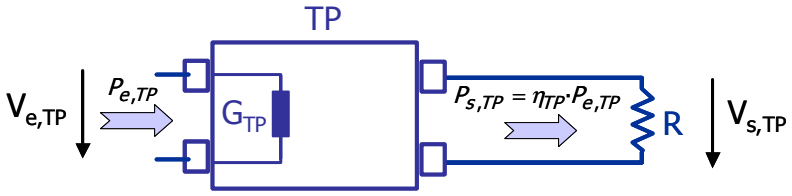


Figura 3.7. Relación de la conductancia del primario con la potencia transferida a la carga y la tensión de entrada del TP.

Por un lado, dado que el rendimiento es constante en el margen de frecuencias de trabajo, la potencia de entrada es aproximadamente igual a la de salida del TP.

Por otro lado, para obtener una determinada potencia de entrada, la expresión (3.1) nos relaciona el valor de conductancia del TP (G_{TP}) que necesitamos para una determinada tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$).

$$P_{e,TP} = G_{TP} \cdot V_{e,TP}^2 \qquad (3.1)$$

El valor de G_{TP} varía con la frecuencia y la carga de salida, por lo tanto, nos permite regular la variación de la tensión de entrada y de la carga de salida del convertidor CC / CC.

Teniendo en cuenta la variación de G_{TP} con la frecuencia representada en la figura 3.5, un incremento de la tensión de entrada requiere un aumento de la frecuencia para disminuir el valor de G_{TP} y mantener constante la potencia de salida del TP.

La figura 3.8 representa la curva de G_{TP} considerando los tres casos más importantes de carga: carga nominal, cortocircuito y circuito abierto. Para el caso

de carga nominal, tal como se ha expuesto anteriormente, se precisa un incremento de la frecuencia para mantener constante la tensión de salida (camino del punto A al punto B).

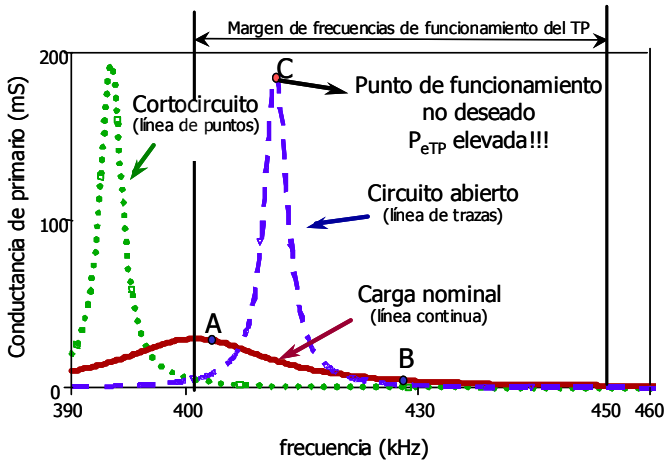


Figura 3.8. Variación de la conductancia de primario con la carga.

La figura 3.9 representa la evolución de la G_{TP} al producirse un cambio en la carga del convertidor. Si el convertidor CC/CC se encuentra en un punto de operación como el A y la carga de salida se reduce bruscamente (R_L aumenta) el sistema evoluciona hasta el punto A', puesto que el control del convertidor todavía no ha detectado el cambio de las condiciones a la salida. El sistema debe evolucionar a un punto de operación (D) con la misma conductancia que la inicial puesto que la tensión de entrada del convertidor no ha variado ($P=G_{TP}\cdot V_e^2$).

Por lo tanto, la tensión de salida al pasar al punto A' se incrementa, puesto que la conductancia del TP es mayor que la inicial. Cuando el control del convertidor se da cuenta de que la tensión de salida es mayor que la de referencia, incrementa la frecuencia para reducir la tensión de salida, de acuerdo a la ley de control del TP. Pero, en esta nueva curva, la tensión de salida se incrementa al aumentar la frecuencia desde el punto A' al C, máximo de la conductancia del primario para esa carga. Por lo tanto, la tensión de salida aumenta en lugar de disminuir hasta el valor especificado.

Además, si se alcanza el punto C, la conductancia de entrada puede ser muy elevada y, por lo tanto, la potencia de entrada también puede ser muy elevada, puesto que la tensión de entrada es constante. Esto significa que el TP se puede destruir porque no es capaz de manejar una potencia tan elevada.

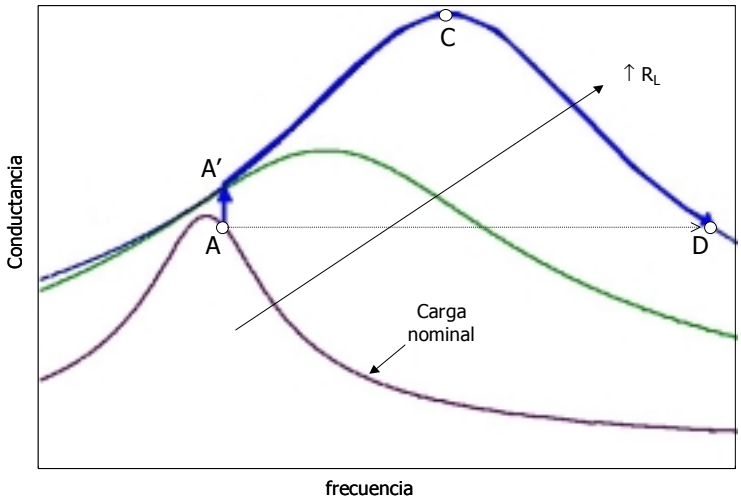


Figura 3.9. Evolución de G_{TP} al producirse un cambio de carga del sistema.

Este análisis en el dominio de la frecuencia, coincide con el análisis en el dominio del tiempo, tal como se muestra en la figura 3.10. Al producirse un cambio en la carga del convertidor, la tensión de salida en el punto A' ($V_{A'}$) es mayor que la tensión de referencia (V_A). El control del convertidor detecta esta situación en el instante (t_0) e incrementa la frecuencia de conmutación de acuerdo a la ley de control del TP.

Sin embargo, la tensión de salida aumenta entre los instantes de tiempo t_0 y t_1, a pesar del incremento de frecuencia, debido al cambio de la pendiente del TP entre los puntos A' y C como se mostró en la figura 3.9. Por último, el sistema evoluciona correctamente a partir del instante de tiempo t1 debido a que la pendiente del TP es la correcta a partir del punto C.

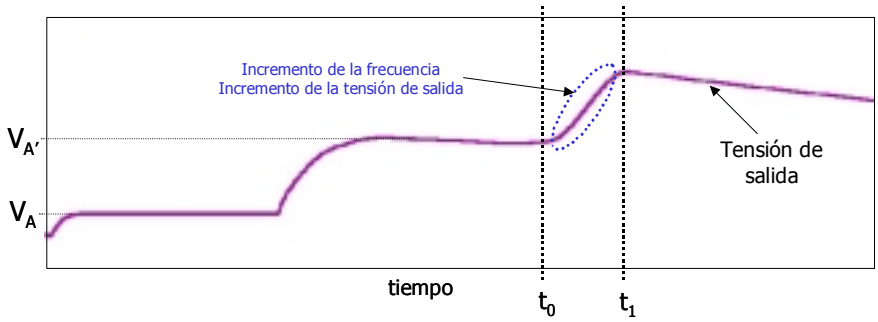


Figura 3.10. Evolución de la tensión de salida del convertidor CC/CC cuando se produce un cambio en la carga.

Por lo tanto, el control debe consistir en tomar datos adicionales que permitan detectar este cambio de funcionamiento.

El máximo de la conductancia de entrada se produce en las proximidades de la frecuencia de resonancia. Como se mostrará posteriormente en el epígrafe 3.1.1, en las proximidades de la frecuencia de resonancia, la fase de la impedancia de entrada del componente cambia bruscamente tomando un carácter capacitivo puro (-90 º). Por lo tanto, una medida de la fase permitiría detectar el cambio de la pendiente de la curva de la conductancia. Una vez detectado el cambio de funcionamiento, se podría optar por invertir la ley de control en esta zona, o bien por incrementar bruscamente la frecuencia para evitar esta zona de funcionamiento del convertidor CC/CC.

Por último, otra solución posible es utilizar un control simple en frecuencia y limitar el rango de frecuencias de operación del convertidor CC/CC para que opere a partir de la frecuencia de resonancia de la condición de mínima carga.

- ***DESPLAZAMIENTO Y TENSIÓN MECÁNICOS.***

Por un lado, para el modo de vibración considerado, existen puntos del dispositivo (zona próxima a la mitad del espesor) donde la magnitud del desplazamiento es prácticamente nula (figura 3.11). Por tanto, debemos usar un método de sujeción que permita fijar el componente a la PCB en dichos puntos para no penalizar el comportamiento del TP.

Por otro lado, una forma de aumentar el valor de k_{eff}, consiste en situar los electrodos de primario en los puntos de máxima tensión mecánica. El análisis detallado de este aspecto se mostrará en el epígrafe 3.4, donde se estudia la influencia de la distribución de los electrodos.

La figura 3.11 muestra que el valor de tensión mecánica máxima se obtiene en el punto medio del espesor. Por lo tanto, el primario y el secundario deben estar situados próximos a esta zona de la estructura para recibir el mayor nivel de tensión mecánica.

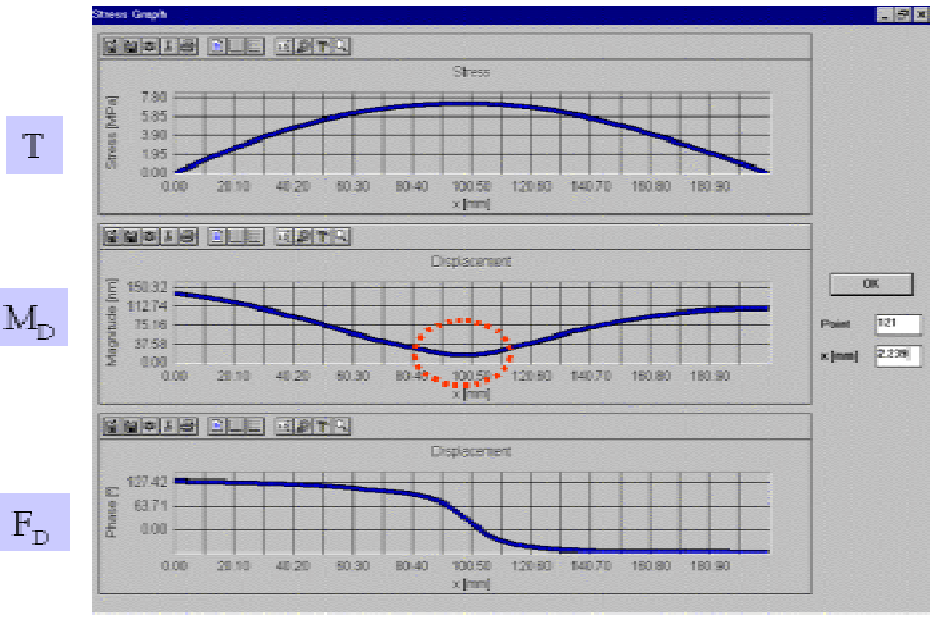


Figura 3.11. Distribución de desplazamiento (módulo (M_D) y fase (F_D)) y tensión (T) mecánicos a lo largo del espesor del TP.

RESUMEN

*La **zona de operación del TP** está situada entre la **frecuencia de resonancia del modo de funcionamiento seleccionado**. En esta zona, el TP es capaz de transferir potencia porque presenta una ganancia de tensión significativa. Además la transferencia de energía es eficiente ya que el rendimiento es elevado.*

*Si se producen **cambios en la tensión de entrada**, una manera simple de regular dichos cambios en el convertidor CC/CC es variar la frecuencia. Como la variación de la conductancia del Transformador Piezoeléctrico en función de la frecuencia es muy elevada se necesitan pequeños cambios en la frecuencia del convertidor para regular amplios rangos de tensión de entrada. Además, el rendimiento se mantiene aproximadamente constante en el margen de frecuencias de funcionamiento.*

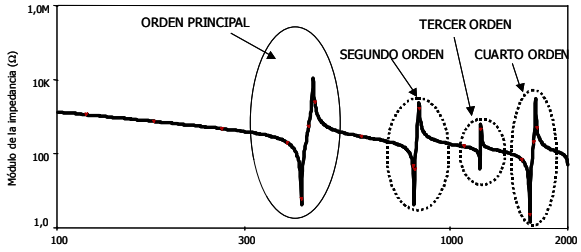
*Para regular **variaciones en la carga de salida del convertidor**, es necesario añadir un **control de la fase de la impedancia de entrada adicional al control en frecuencia** debido a que se produce un cambio en la variación de la conductancia del primario del TP con la frecuencia en la zona de frecuencias de trabajo.*

3.1.1 Características eléctricas necesarias para gobierno con tensiones cuadradas

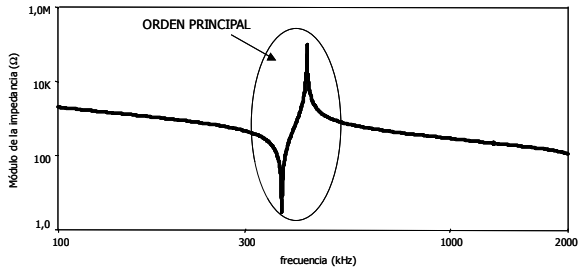
Hasta ahora, se han expuesto las características eléctricas que deben analizarse para diseñar un TP para ser gobernado con tensiones de entrada sinusoidales. A continuación se va a proponer un método para trabajar con tensiones cuadradas con transiciones suaves (ZVS). El TP debe ser diseñado para proporcionar la energía necesaria para obtener ZVS y para trabajar con tensiones de gobierno que posean frecuencias distintas a la fundamental.

- ***ÓRDENES DE VIBRACIÓN SUPERIORES***

  En el capítulo 1 se mostró que el TP posee distintos órdenes de vibración pertenecientes al modo espesor. Los órdenes de vibración están situados en frecuencias que son múltiplos del primer orden de vibración seleccionado.



a. Todos los órdenes de vibración



b. Sin órdenes de vibración superiores.

Figura 3.12. Módulo de la impedancia de primario con el secundario en vacío. Comparación de un diseño con todos los órdenes de vibración (a) y un diseño sin órdenes de vibración superiores (b).

Recordamos que las formas de tensión cuadrada poseen, además de la frecuencia fundamental, armónicos que están situados en las mismas frecuencias de los órdenes superiores de vibración del TP. Por lo tanto, es necesario eliminar dichos órdenes de vibración y evitar la influencia de los armónicos de la tensión de

entrada. En caso contrario, el TP vibraría de manera distinta a la seleccionada penalizando su comportamiento.

Reducir la influencia de los armónicos superiores es equivalente a que el módulo de la impedancia de primario correspondiente a dichos modos sea muy alta.

La figura 3.12 compara el módulo de la impedancia de primario de un diseño que posee todos los órdenes de vibración y otro en el que se han eliminado los armónicos superiores.

- ***FASE DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA***

Para ilustrar cómo se pueden alcanzar condiciones de (ZVS) se va a considerar una estructura inversora en medio puente, que es la que se utiliza habitualmente, tal como se expuso en el capítulo 1, y el modelo de Mason del TP. La figura 3.13 representa la topología completa del convertidor CC / CC considerada.

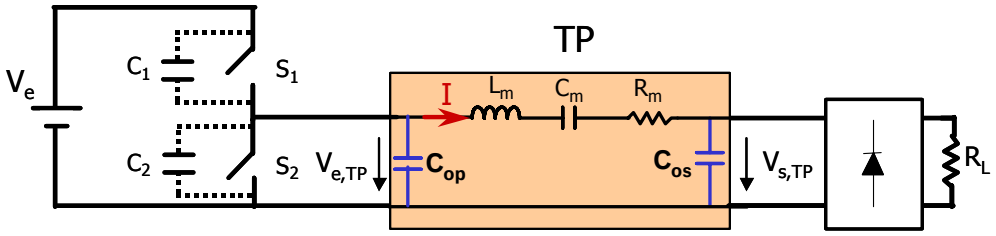


Figura 3.13. Topología considerada del convertidor CC/CC.

De manera adicional, los interruptores de la etapa inversora poseen unas capacidades que se cargan al abrir el interruptor y se descargan al cerrarlo.

Las elevadas frecuencias de funcionamiento y los elevados valores de las capacidades del TP (del orden de nF) hacen que la carga y descarga de estos condensadores suponga un problema de cierta importancia debido a que la energía que se maneja es considerable.

La carga o descarga brusca de los condensadores provoca picos de corriente en la entrada del TP y en los interruptores del puente inversor que producen un descenso drástico del rendimiento del convertidor CC / CC.

Por un lado, los picos de corriente de entrada en el TP provocan un descenso considerable del rendimiento del TP tal como se mostrará posteriormente mediante medidas experimentales.

Por otro lado, las conmutaciones bruscas incrementan las pérdidas de conmutación de los interruptores del medio puente dando lugar a una penalización adicional del rendimiento del convertidor CC / CC.

Por lo tanto, es necesario que la transición de la tensión en la entrada ($V_{e,TP}$) y en la salida ($V_{S,TP}$) del TP sea suave para obtener un funcionamiento adecuado del TP y reducir las pérdidas de conmutación del convertidor CC / CC.

Para ello, la energía necesaria para cargar y descargar los condensadores del TP y de los interruptores debe ser almacenada en la rama resonante serie (L_m) del TP.

Se va a analizar en detalle el proceso de conmutación de la tensión de entrada del TP. La figura 3.14 representa la tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) en función de la señal de control de los interruptores y la corriente de la rama serie del TP (I).

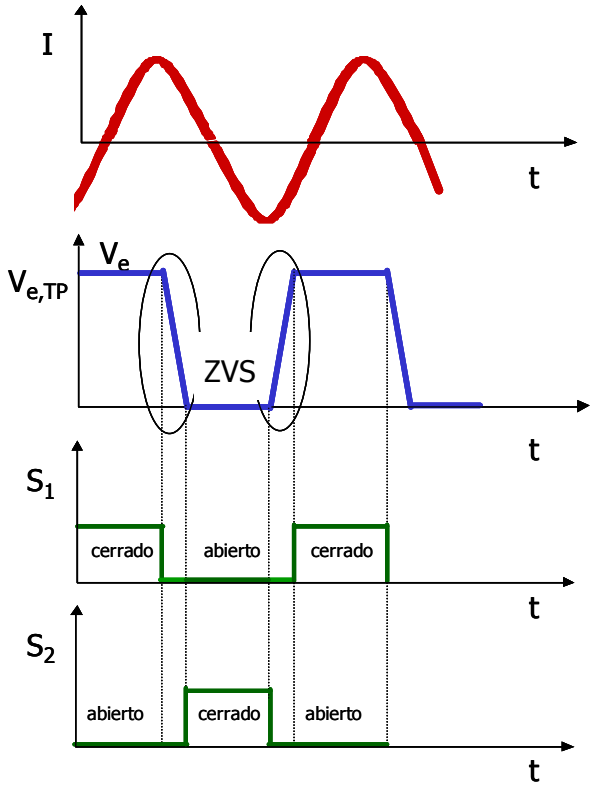


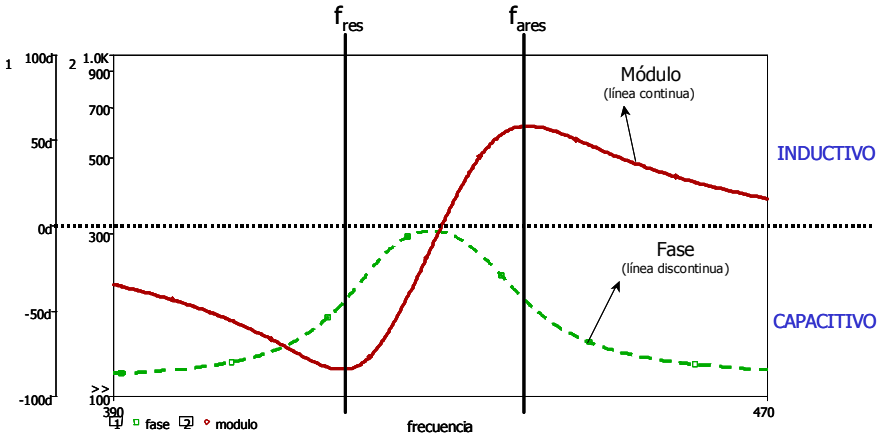
Figura 3.14. Condiciones de conmutación suave.

Para obtener transiciones suaves de $V_{e,TP}$, la corriente I debe estar retrasada respecto a $V_{e,TP}$. De esta forma, durante los tiempos muertos de los interruptores, esta corriente permite, si es suficientemente grande, cargar y descargar la energía almacenada en el condensador de primario (C_{OP}) y en los condensadores de los interruptores (C_1 y C_2). La capacidad equivalente (C_{eq}) que hay que considerar viene dada por la expresión (3.2):

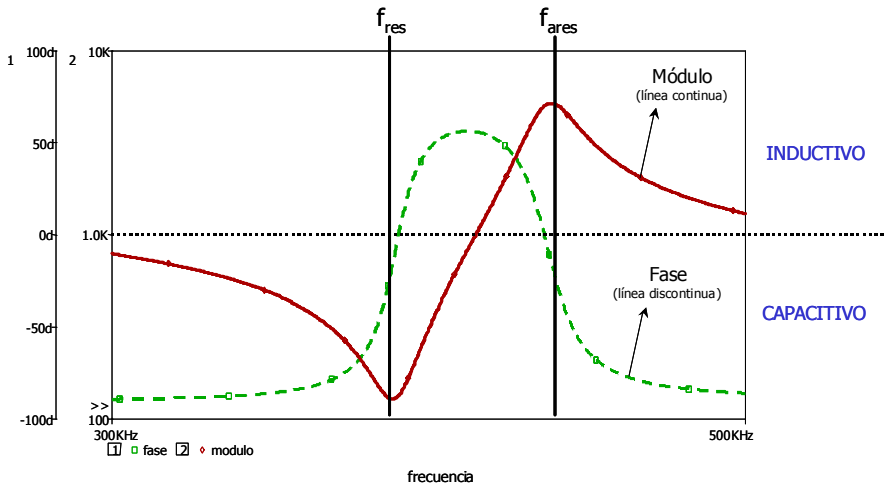
$$C_{eq} = C_1 + C_2 + C_{OP} \qquad (3.2)$$

La mayoría de los autores proponen un método analítico, basado en el modelo de Mason, para evaluar si se alcanza la condición de ZVS ([7],[33],[72]).

Otra opción consiste en realizar una simulación con el modelo. En esta Tesis, se ha optado por esta segunda opción para verificar la condición de ZVS debido a que es muy complejo determinar con el modelo considerado una condición analítica.
La figura 3.15 muestra el módulo y la fase de la impedancia de primario de dos diseños diferentes del TP. Se observa que el diseño de la figura 3.15.a posee un carácter capacitivo en todo el margen de frecuencias, mientras que el diseño de la figura 3.15.b posee un carácter inductivo en casi todo el margen de frecuencias entre f_{res} y f_{ares}.



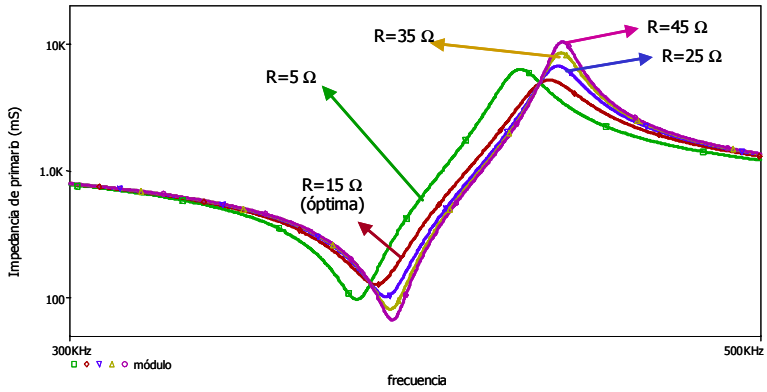
a. Sin carácter inductivo.



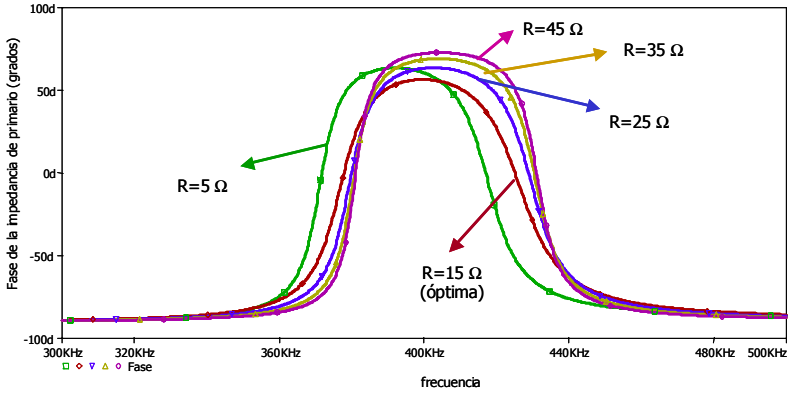
b. Con carácter inductivo.

Figura 3.15. Módulo y fase de la impedancia de primario con la carga óptima del TP. Comparación de un diseño sin (a) y con (b) carácter inductivo.

Además, es importante hacer notar (figura 3.15) que esta magnitud cambia bruscamente en las proximidades de la frecuencia de resonancia (f_{res}) y antiresonancia (f_{ares}), tomando un valor puramente capacitivo (-90º). Esto puede dar lugar a pérdida del carácter inductivo y por tanto, de la condición de ZVS al aproximarnos a dichas frecuencias.



a. módulo.



b. fase.

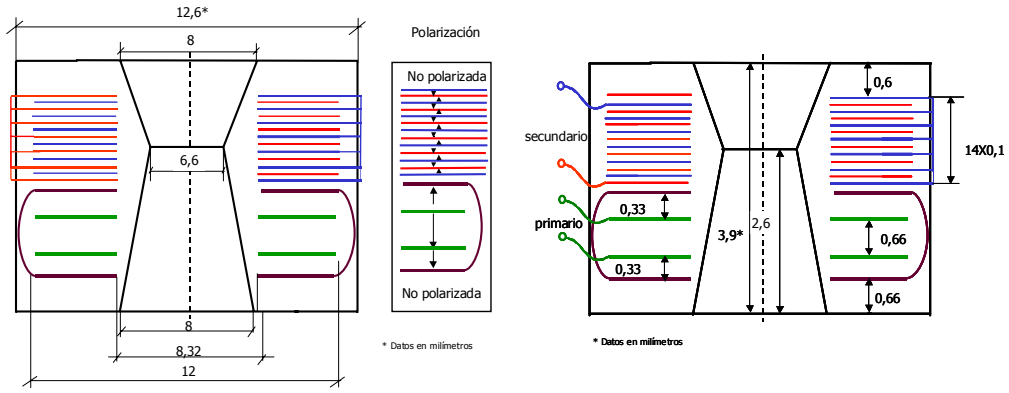
Figura 3.16. Módulo y fase de la impedancia de primario del TP para diferentes cargas resistivas (R).

La figura 3.16 muestra la variación del módulo y la fase de la impedancia de primario con la carga resistiva de salida. Las conclusiones obtenidas son:

- Una disminución de la frecuencia de resonancia (mínimo de impedancia) y la frecuencia de antiresonancia (máximo de la impedancia) al disminuir la carga resistiva de salida.
- Un aumento del carácter inductivo del TP al variar (aumentar o disminuir) la carga resistiva de salida de la óptima del TP, que en este caso particular es de 15 Ω.
- Un aumento del carácter inductivo comparado con el obtenido con la carga óptima provoca una reducción del rendimiento del TP debido al aumento de la energía reactiva pero mejora la condición de ZVS. Este aspecto será estudiado y cuantificado a lo largo de este capítulo.

3.1.2 Validación experimental

A continuación se han validado las características eléctricas del TP en el punto de funcionamiento. Para ello, se ha utilizado una muestra, perteneciente a una diseño denominado *A*, cuyas dimensiones se describen en la figura 3.17. Como ya se comentó previamente, la forma geométrica considerada en este trabajo de investigación es un anillo.



a. Vista frontal *b. Vista lateral*

Figura 3.17. Dimensiones del diseño A.

El diseño *A* consta de un primario con 3 capas de 660 µm de espesor en la capa central y 330 µm en las otras dos capas. Posee 14 capas de secundario de 100 µm de espesor. Por último, en ambos lados de la estructura hay una capa no polarizada que permite ajustar el espesor total. La polarización de las distintas capas se muestra en la parte derecha de la figura 3.17.a.

Primero vamos a determinar la carga resistiva óptima, definida como aquella para la cual el rendimiento del TP presenta un valor máximo. Para ello se ha llevado a cabo un análisis del TP en condiciones sinusoidales (figura 3.18).

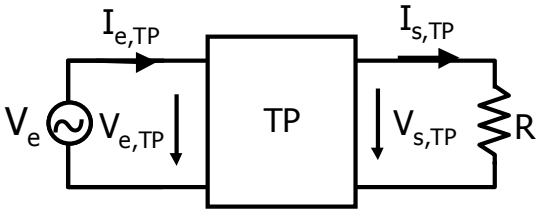


Figura 3.18. Ensayo de gran señal del TP con tensión sinusoidal y carga resistiva.

El análisis de la HEF del diseño A se representa en la figura 3.19. Se observa que existe un modo espurio próximo a la frecuencia del modo fundamental (409 kHz).

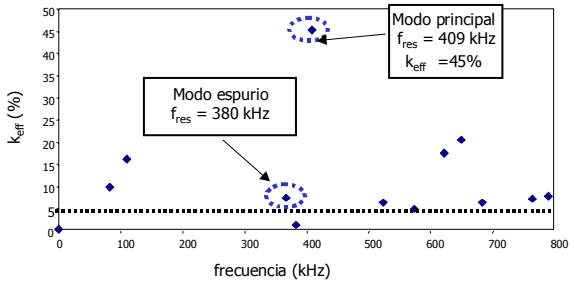


Figura 3.19. Valor de acoplamiento electromecánico (k_{eff}) del diseño A en función de la frecuencia.

Mediante el modelo 1D cuyos parámetros se han calculado según el proceso descrito en el capítulo 2, se ha obtenido (figura 3.20) que el rendimiento máximo corresponde a una carga de 5,5 Ω. El valor máximo del rendimiento obtenido mediante la simulación para dicha carga es de 98,1%.

En la figura 3.21, se representan el módulo ($|Z_{TP}|$) y la fase ($\angle Z_{TP}$) de la impedancia de primario y la conductancia del TP (G_{TP}) obtenidas mediante simulación. Tal como se dedujo previamente, se observa que la fase de la impedancia de primario es mínima y por lo tanto la energía reactiva es mínima para la carga óptima (5,5 Ω).

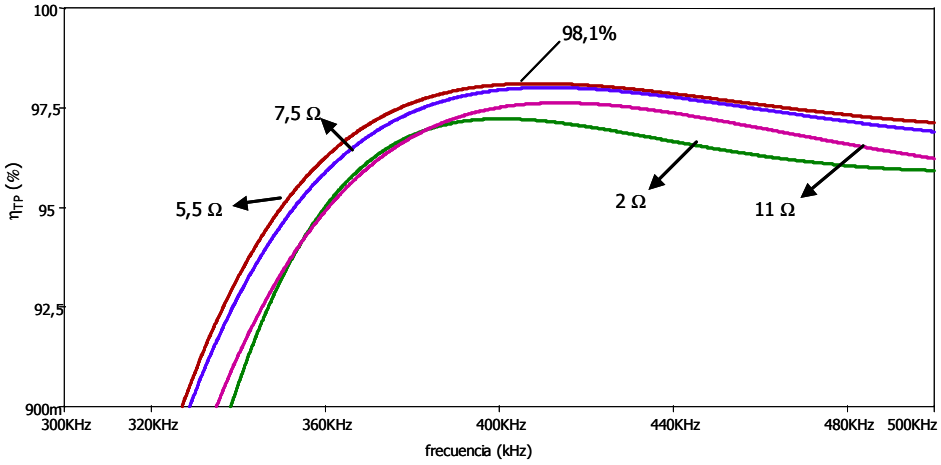


Figura 3.20. Simulación del rendimiento del diseño A (η_{TP}) en función de la frecuencia y de diferentes cargas resistivas (R). Tensión de entrada sinusoidal y carga resistiva.

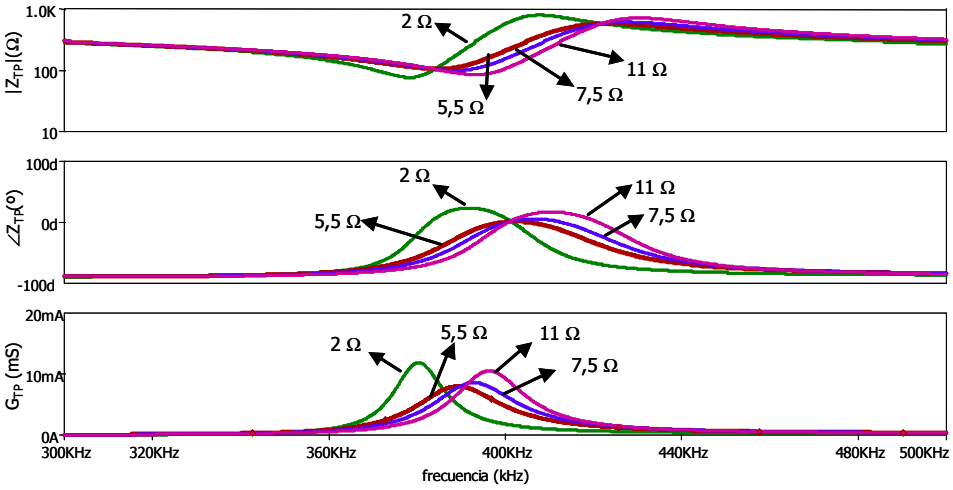


Figura 3.21. Módulo ($|Z_{TP}|$), fase ($\angle Z_{TP}$) de la impedancia de entrada y conductancia (G_{TP}) de entrada del TP en función de la carga resistiva (R).

El TP ha sido evaluado con diferentes resistencias de carga. Las características eléctricas en función de la frecuencia cambian con la carga del TP. Así, el máximo de rendimiento dentro del rango de frecuencias de funcionamiento es diferente para cada carga. Por ello, para evaluar cuál es la carga óptima se ha seleccionado para cada carga la frecuencia correspondiente al máximo rendimiento. En dicha frecuencia se ha

incrementado la tensión de entrada hasta alcanzar la máxima potencia que el componente es capaz de manejar.

Por un lado, la figura 3.22 representa el rendimiento del TP medido experimentalmente con distintas cargas resistivas de salida (R) en función de la potencia de salida. Se observa que el modelo predice con bastante exactitud cuál es el valor de la carga óptima (5,5 Ω) y **el valor del rendimiento del modelo** (98%) que es un punto **mayor que el medido experimentalmente** (97%). Es normal que haya discrepancias dado que el modelo está considerando la estructura ideal sin tener en cuenta los electrodos ni las soldaduras de conexión de los cables externos.

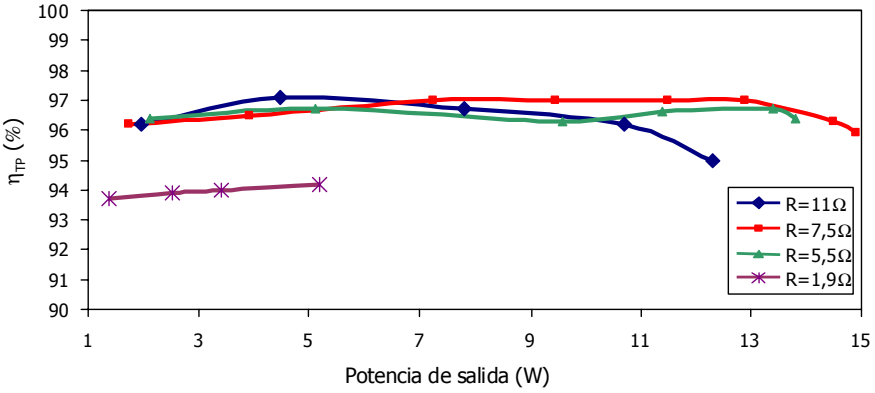


Figura 3.22. Medida del rendimiento del TP en función de la potencia de salida y de la resistencia de carga (R). Ensayo con tensión sinusoidal y carga resistiva.

Por otro lado, en la figura 3.23, se representa la curva del rendimiento de la muestra medida, en función de la frecuencia para una carga de 5,5 Ω y una potencia de salida de 1W. La frecuencia de resonancia y antiresonancia de la muestra con la carga óptima se sitúa entre 404 kHz y 449 kHz, tal como se mostrará después. El intervalo de frecuencias de medida está situado entre una frecuencia superior a la de resonancia del modo de vibración seleccionado y una frecuencia superior a la antiresonancia. Se comprueba experimentalmente que la forma del rendimiento es plana en frecuencias situadas entre la resonancia y la antiresonancia. Sin embargo, se produce un decremento importante del rendimiento en frecuencias superiores a la antiresonancia (449 kHz).

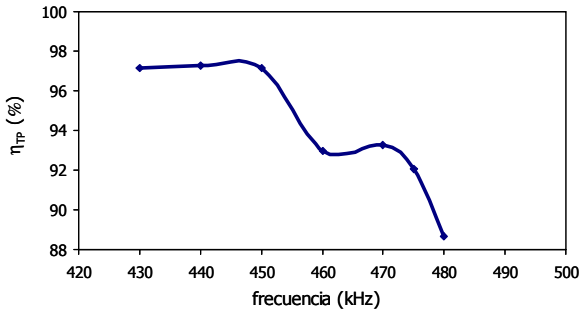


Figura 3.23. Medida del rendimiento del TP (η_{TP}) en función de la frecuencia con carga resistiva óptima (5,5 Ω.) y para potencia de salida (1 W). Ensayo con tensión sinusoidal y carga resistiva.

La figura 3.24, la figura 3.25 y la figura 3.26, muestran la variación del módulo y la fase de la impedancia de primario y la conductancia de primario de la muestra con distintas cargas resistivas en el secundario del TP. Se observa que hay un modo espurio cercano a la frecuencia de resonancia del punto de funcionamiento tal como predecía la simulación con la HEF. Esto influye sobre las características de la curva sobre todo al bajar la carga resistiva de salida, dado que la frecuencia de resonancia con estas cargas está más próxima a la frecuencia del modo espurio.

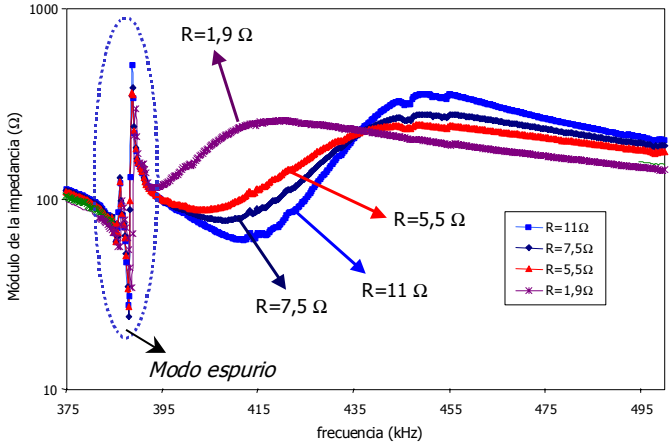


Figura 3.24. Medida del módulo de la impedancia de primario del TP en función de la frecuencia y de la resistencia de carga (R).

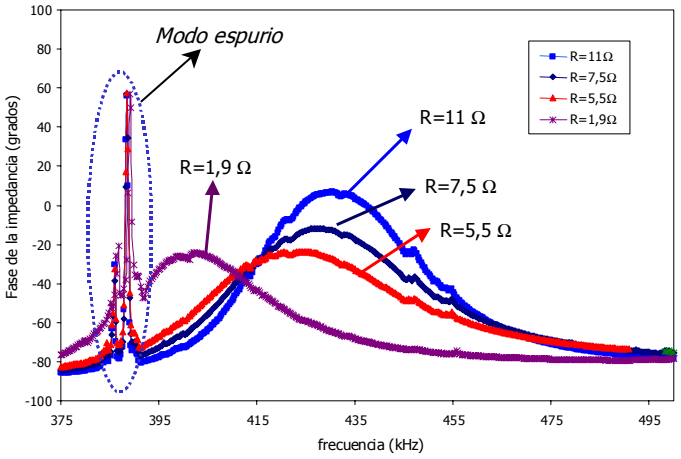


Figura 3.25. Medida de la fase de la impedancia de primario del TP en función de la frecuencia y de la resistencia de carga (R).

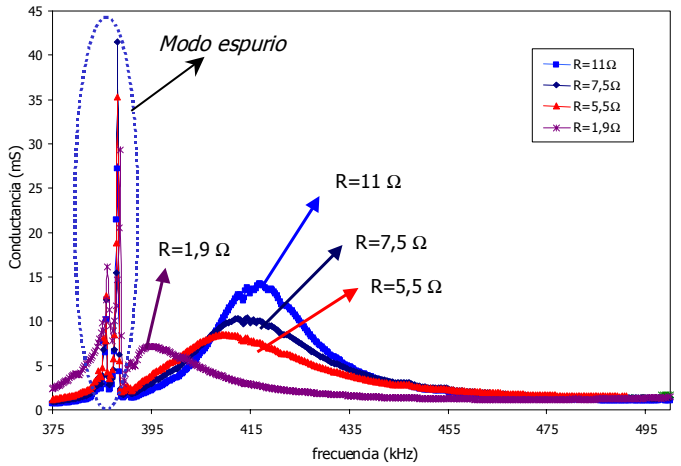


Figura 3.26. Medida de la conductancia del TP en función de la frecuencia y de la resistencia de carga (R).

La tabla 3.1 resume las características más importantes obtenidas de la medida en pequeña señal de la muestra.

TABLA 3.1. MEDIDA DE LAS CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DE LA MUESTRA A PARA DIFERENTES CARGAS.

R (Ω)	f_{res} (kHz)	f_{ares} (kHz)	Fase máxima (grados)	G_{max} (mS)
1,9	393,8	420	-23,6	7,1
5,5	404	449	-24,7	8,4
7,5	409	450	-11,8	10,4
11	411,7	451	6,6	14

Estos resultados permiten validar todos los aspectos que predicen los modelos respecto al funcionamiento del TP:

- Las frecuencias de resonancia y antiresonancia del TP disminuyen al disminuir la resistencia de carga (R).
- La fase de la impedancia de primario del TP aumenta para cargas resistivas (R) distintas de la carga óptima (R=5,5 Ω).
- La conductancia de primario del TP aumenta al aumentar la carga resistiva (R) respecto de la óptima (R=5,5 Ω).

Por último, se ha analizado la influencia de la carga sobre el comportamiento del TP comparando medidas y simulaciones. **Al aumentar la carga respecto de la óptima se obtiene un mayor desfase entre la tensión de entrada y la corriente de entrada del TP**. Esto implica la existencia de **mayor energía reactiva** con cargas resistivas mayores que la óptima, y por lo tanto una **disminución del rendimiento del TP.**

Sin embargo, este mayor desfase entre $V_{e,TP}$ e $I_{e,TP}$, implica una mejora del carácter inductivo y por tanto, la capacidad del TP de obtener ZVS en la entrada del TP.

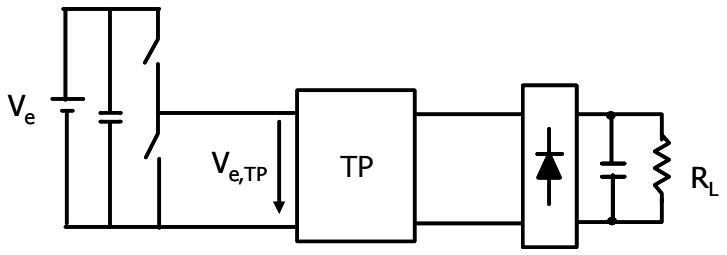


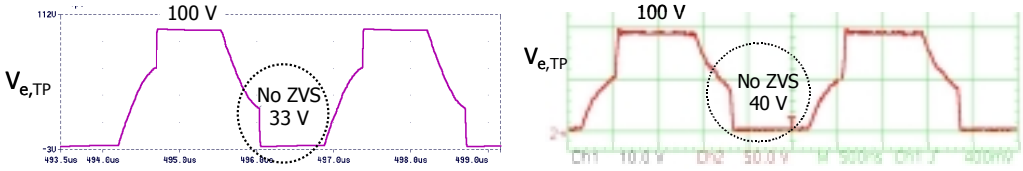
Figura 3.27. Topología del convertidor CC/CC. Condiciones de tensión no sinusoidales.

Se ha realizado un análisis, tanto con simulación como con medidas, con el convertidor CC/CC (figura 3.27) para evaluar cómo mejora la condición de ZVS al aumentar el carácter inductivo del TP.

Para la carga R_L óptima, la tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) no alcanza condiciones de ZVS (figura 3.28). Sin embargo, para una carga de salida R_L mayor que la óptima (50 Ω) se obtienen condiciones de ZVS en la entrada del TP, tal como se muestra en la figura 3.29.

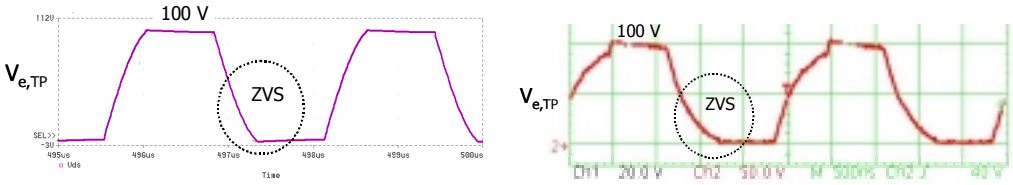
Sin embargo, el descenso del rendimiento del TP, limita la capacidad de potencia de la aplicación (de 10 W a 6 W en este caso particular).

Como consecuencia, al aumentar la carga, se puede obtener una conmutación suave de la tensión de entrada (ZVS) debido a un aumento de la energía reactiva.



a. Simulaciones *b. Medidas*

Figura 3.28. Tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) con la carga óptima (5,5 Ω). Potencia de salida = 10 W.



a. Simulaciones *b. Medidas*

Figura 3.29. Tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) con carga distinta de la óptima (50 Ω). Potencia de salida = 6 W.

RESUMEN

El gobierno del TP con ondas de tensión cuadradas con conmutación suave requiere un diseño adecuado del mismo.

Por un lado, el TP debe reducir la influencia de los armónicos de la tensión de entrada mediante la reducción de los órdenes de vibración superiores.

Por otro lado, el TP debe manejar la energía suficiente para que se alcancen las conmutaciones suaves de la tensión en la entrada y en la salida. Para ello, una condición necesaria pero no suficiente es que el TP posea un carácter inductivo con la carga óptima. Esto supone una disminución del rendimiento del TP debido al aumento de la energía reactiva en el componente.

3.2 Límites de operación del Transformador Piezoeléctrico

Los Transformadores Piezoeléctricos tienen restricciones en los **valores máximos de tensión (T) y elongación (S) mecánicas y de densidad de carga eléctrica (D) y campo eléctrico (E) aplicado** tal como se analiza en [10]. Según estos autores el valor de tensión mecánica máxima es el más restrictivo.

Sin embargo, otro efecto importante que hay que tener en cuenta, es el **límite en el incremento de temperatura interna** del componente que se produce como consecuencia de las pérdidas del dispositivo.

Los valores límite dependen del material del que está constituido el componente. Los valores límites del material (Pz26) utilizado en este trabajo de Tesis, proporcionados por el fabricante, son los siguientes:

- Tensión mecánica máxima (30 kHz): 20 MPa.
- Campo eléctrico máximo: 2 kV / mm.
- Temperatura de Curie: 330ºC.

A continuación, se va a realizar una descripción de la influencia de estos límites del material sobre las dimensiones del TP. Análisis que luego será utilizado en el proceso de diseño del TP.

- ***TENSIÓN MECÁNICA MÁXIMA***

  En el caso del modo de funcionamiento seleccionado en esta Tesis, la máxima tensión mecánica se produce en la mitad del espesor de la estructura.

  Mediante el modelo 1D, se puede obtener el esfuerzo mecánico en dicho punto ya que la tensión eléctrica en los nodos mecánicos representa la fuerza mecánica existente en dicho nodo según la analogía entre las variables eléctricas y mecánicas expuesta en el capítulo 2 (epígrafe 2.2.1.2). Si se divide el valor de la fuerza mecánica entre el área del TP, obtenemos la tensión mecánica del TP.

  Es necesario comprobar para cada diseño que el valor máximo de tensión mecánica no supera el valor límite del material.

- ***CAMPO ELÉCTRICO MÁXIMO***

  El límite del **campo eléctrico** que el dispositivo puede soportar sin que se degraden sus propiedades, está relacionado con el que es necesario aplicar para que el **material cerámico adquiera la polarización adecuada**. Se debe asegurar mediante diseño que **el espesor de las capas del dispositivo es el mínimo necesario para no sobrepasar este límite** y evitar que el material se despolarice. Este es el dato de campo eléctrico proporcionado por el fabricante y que ha sido mostrado previamente.

  Por otro lado, la magnitud del campo eléctrico aplicado produce un incremento de las pérdidas dieléctricas y en consecuencia un aumento de la temperatura interna

del TP. Por lo tanto, es necesario limitar la magnitud de pérdidas dieléctricas para no alcanzar la máxima temperatura interna del material.

Para una mejor comprensión de este concepto se va a considerar el modelo de Mason del TP. En el tipo de aplicaciones en las que se centra este trabajo de investigación, las tensiones más altas, y por tanto los campos eléctricos más elevados, se aplican en el primario del TP. Según se expuso en el capítulo 2, las pérdidas dieléctricas vienen representadas por una resistencia en paralelo (R_{el}) con el condensador de primario (C_{op}).

La tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) es una señal cuadrada de valor máximo de tensión V_e (figura 3.30). Las pérdidas dieléctricas del TP ($Perd_d$) se evalúan, en función de la tensión eficaz de entrada ($V_{e,ef}$) y de la resistencia de pérdidas dieléctricas (R_{el}) según la expresión (3.3):

$$Perd_d = \frac{V_{e,ef}^2}{R_{el}} = \frac{V_e^2}{2 \cdot R_{el}} \qquad (3.3)$$

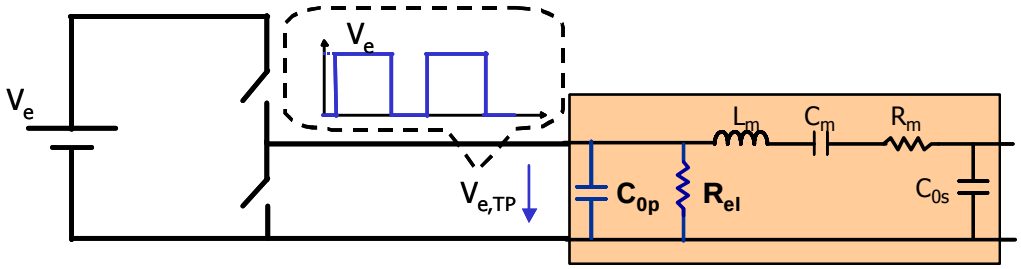


Figura 3.30. Tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$). Análisis de las pérdidas dieléctricas del TP.

Cuanto menor sea el valor de R_{el}, mayores son las pérdidas. Por lo tanto, si el convertidor trabaja con valores de tensión de entrada (V_e) elevados, hay que limitar el valor mínimo de R_{el}. El valor de esta resistencia (R_{el}) es inversamente proporcional al valor del C_{op}, tal como se expuso en el capítulo 2 (expresión (2.28)). Es decir, cuanto mayor sea el valor de C_{op}, menor será el valor de R_{el}. En consecuencia, **hay que limitar el valor máximo de C_{op}.**

Para reducir el valor de la capacidad de primario existen tres posibilidades: disminuir el área de electrodo, disminuir el número de electrodos de primario, y aumentar la distancia entre electrodos. Teniendo en cuenta que el objetivo es maximizar la densidad de potencia y minimizar el coste del TP, la mejor opción es reducir el área y el número de electrodos de primario y después, si fuera necesario aumentar el espesor de primario.

- ***TEMPERATURA MÁXIMA***

  Existe un máximo de temperatura recomendada por el fabricante para el material que constituye el piezoeléctrico ($Temp_{max}$), denominada Temperatura de Curie. Si el material alcanza dicha temperatura pierde todas las propiedades piezoeléctricas porque se produce un cambio de la estructura del cristal.

  Teniendo en cuenta cuál es el rendimiento del TP funcionando dentro del convertidor (η_{TP}) y la temperatura del ambiente exterior ($Temp_{amb}$) que rodea al piezoeléctrico podemos calcular la resistencia térmica máxima (R_{th}) que permite que el TP no alcance temperaturas superiores a la máxima según la expresión (3.4) donde $\Delta T=Temp_{max}-Temp_{amb}$.

$$\Delta T = R_{th}\cdot\left(\frac{1}{\eta_{TP}} - 1\right)\cdot P \qquad (3.4)$$

Figura 3.31. Cálculo del incremento de temperatura del TP.

  La R_{th} depende del área externa del TP. Dado que el espesor del TP viene fijado por la frecuencia de funcionamiento, para aumentar el área externa del TP, hay que aumentar el área transversal del TP.

  Para evaluar si es necesario un aumento del área debido a que el dispositivo no sea capaz de trabajar con la potencia de la aplicación, se debe evaluar el aumento de temperatura que se produce mediante una HEF [29] o mediante medidas. En este análisis deben considerarse las condiciones finales, empaquetamiento y fijación, a las que el dispositivo va a estar sometido, puesto que el incremento de temperatura será mayor que el producido por el funcionamiento del componente de forma aislada. En este trabajo de investigación no se ha realizado un estudio térmico del TP.

Del análisis de los límites anteriores se puede concluir que:

- El **espesor mínimo de una capa del TP viene determinado** por el límite más restrictivo entre estos dos:
  - **Campo eléctrico aplicado para la polarización del material.**
  - **Valor de las pérdidas dieléctricas del TP como consecuencia del campo eléctrico aplicado.**
- El **área mínima del dispositivo viene determinada** por el **máximo incremento de temperatura interna del TP debido a las pérdidas del componente**.

3.2.1 Modelado del efecto de la temperatura

La temperatura desempeña un papel fundamental en el comportamiento del TP. El componente está transfiriendo energía eléctrica mediante vibración mecánica. Debido

a las pérdidas que presenta el TP en el proceso, se produce un incremento de la temperatura en el dispositivo. Este efecto de variación de la temperatura produce un cambio en las características del material y por tanto en el comportamiento del piezoeléctrico.

Las propiedades físicas del material del TP varían con la temperatura según datos proporcionados por el fabricante. En el modelo se pueden considerar las variaciones de todas las propiedades físicas con la temperatura. Sin embargo, uno de los factores que más contribuye a las pérdidas del dispositivo es la tangente de pérdidas dieléctricas, tan δ_e.

La figura 3.32 muestra la variación de esta propiedad con la temperatura para distintos tipos de materiales PZT proporcionados por el fabricante. Como se puede observar la tangente de pérdidas dieléctricas se incrementa con la temperatura.

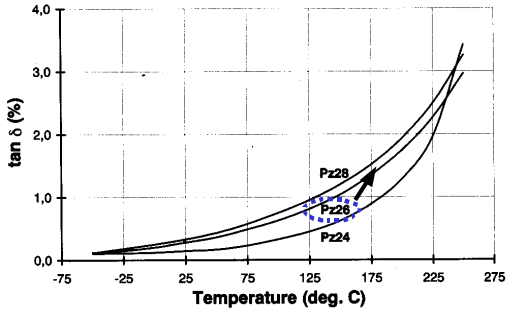
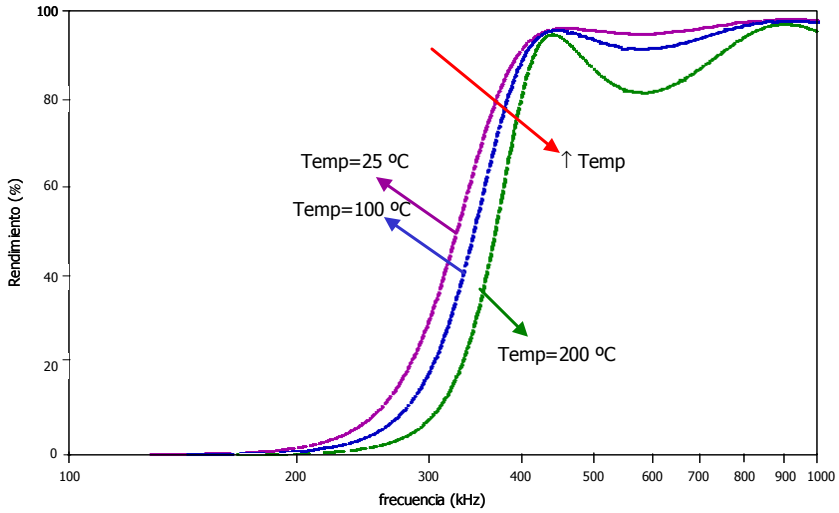


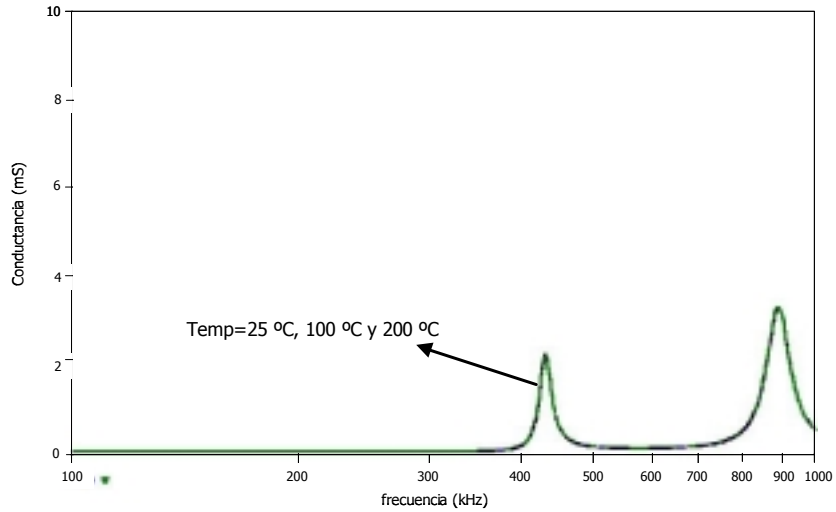
Figura 3.32. Tanδ_e frente a la temperatura en grados Celsius.

Se ha implementado en el modelo la variación de este parámetro con la temperatura.

Para tener en cuenta este efecto, la temperatura se define como un parámetro global del modelo y la propiedad anteriormente mencionada se define como una función dependiente de la temperatura. Para aproximar la dependencia de las variables con la temperatura se ha utilizado una curva exponencial, $y = a \cdot e^{bT}$. Es importante hacer notar que la variable T es la temperatura interna del TP, no la temperatura ambiente.



a. Rendimiento



b. Conductancia de primario

Figura 3.33. Datos de simulación del rendimiento (a) y de la conductancia de primario (b) en función de la frecuencia considerando tanδ_e variable con la temperatura (Temp).

Las curvas exponenciales obtenidas han sido usadas para modificar la propiedad concreta en el modelo 1D de acuerdo con la curva. Se pueden realizar análisis

paramétricos en función de la temperatura para evaluar cómo afecta este factor a las propiedades eléctricas del TP.

Si se considera la influencia de la temperatura en la tangente de pérdidas dieléctricas, la figura 3.33 muestra que el rendimiento del TP disminuye al aumentar la temperatura mientras que la conductancia de primario del TP no se ve modifificada. El descenso del rendimiento se debe a que las pérdidas dieléctricas se incrementan cuando aumenta la temperatura ya que el valor de $\tan\delta_e$ aumenta al incrementarse la temperatura.

A medida que aumenta la temperatura, disminuye el rendimiento y esto hace que la temperatura del TP aumente más, lo que provoca que el componente no sea capaz de funcionar bajo esas condiciones. Por lo tanto, **el TP alcanza** lo que se denomina **el límite térmico de funcionamiento**.

3.2.2 Validación experimental del efecto de la temperatura

Mediante un ensayo de gran señal, en condiciones sinusoidales (figura 3.18), sobre una de las muestras disponibles, que posee sólo una capa de primario y otra de secundario, se ha evaluado en condiciones reales el efecto de la temperatura. Se han realizado medidas sucesivas del rendimiento del TP en intervalos de tiempo que permitan un aumento de la temperatura interna debido al incremento de las pérdidas.

Los datos correspondientes a dichas medidas se muestran en la tabla 3.2. Como se puede deducir, el rendimiento de la muestra va disminuyendo a medida que pasa el tiempo y por tanto la temperatura interna del TP se incrementa.

TABLA 3.2. EFICIENCIA A DIFERENTES TEMPERATURAS EN LA FRECUENCIA DE RENDIMIENTO MÁXIMO (504 KHZ) Y CON LA CARGA ÓPTIMA..

Tiempo	$V_{e,TP}$ (V)	$P_{e,TP}$ (W)	$V_{S,TP}$ (V)	$P_{S,TP}$ (W)	η_{TP} (%)
Instante Inicial	37,96	1,525	27,1	1,407	92,23
1 minuto después	37,84	1,572	27,3	1,414	91,53
2 minutos después	37,8	1,626	27,37	1,457	90,82

Además, se han realizado medidas sobre una muestra perteneciente a el diseño A (figura 3.17) para determinar a qué es debido este incremento de la temperatura. En la tabla 3.3, se resumen los datos obtenidos de las medidas, correspondientes al ensayo en gran señal bajo condiciones sinusoidales (figura 3.18) para diferentes cargas de salida (R). Se ha evaluado el valor de la potencia de salida del TP ($P_{s,TP}$) para el cuál se detecta el límite térmico del TP (descenso progresivo del rendimiento).

TABLA 3.3. DATOS DE GRAN SEÑAL CON DIFERENTES RESISTENCIAS DE CARGA.

R (Ω)	frec (kHz)	$V_{e,TP}$ (Vef)	$I_{e,TP}$ (Ief)	$V_{S,TP}$ (rms)	$I_{S,TP}$ (rms)	$P_{e,TP}$ (W)	$P_{S,TP}$ (W)	Pérdidas (W)	η_{TP} (%)
11	435	45,1	0,247	11	0,95	11,11	10,7	0,4	96,2
11	***435***	***47,2***	***0,275***	***11,9***	***1,015***	***12,9***	***12,3***	***0,6***	***95***
7,5	435	50	0,259	9,54	1,25	12,5	12,2	0,3	97,7
7,5	***435***	***54***	***0,319***	***11***	***1,44***	***16,85***	***16,3***	***0,53***	***96***
5,5	425	42,3	0,304	7,9	1,402	11,8	11,4	0,4	96,6
5,5	***425***	***43,9***	***0,354***	***8,73***	***1,532***	***14,3***	***13,8***	***0,5***	***96,4***
1,9	420	45,2	0,199	3,05	1,656	5,51	5,187	0,323	94,2
1,9	***420***	***49***	***--***	***--***	***1,826***	***6,91***	***6,387***	***0,523***	***92***

Podemos obtener como conclusión que **el sobrecalentamiento del TP** e**s debido a la máxima potencia que el TP es capaz de disipar**. Se observa en la tabla 3.3 que el límite de pérdidas del TP, para esta muestra particular, se encuentra alrededor de 500 mW. Dependiendo de la carga, el rendimiento es diferente y el límite térmico se alcanza en condiciones diferentes de $V_{e,TP}$ e $I_{e,TP}$.

RESUMEN

Al diseñar el TP hay que tener en cuenta que existen unos límites de funcionamiento del mismo. Estos límites son el campo eléctrico, la tensión mecánica y la temperatura interna máximos que puede soportar el material.

La variación de la temperatura modifica el comportamiento del TP, penalizando el rendimiento del componente a medida que aumenta la temperatura. Como consecuencia del aumento de las pérdidas el material alcanza lo que se ha denominado límite térmico. De ahí, que para manejar la potencia necesaria, hay que garantizar un volumen mínimo que permita disipar las pérdidas que se producen. Como la frecuencia determina el espesor total del TP, hay que garantizar un área mínima.

Por lo tanto, ***el área mínima necesaria será aquella que permita disipar las pérdidas del TP.***

El campo eléctrico aplicado debe ser inferior al campo aplicado en la polarización para que el material no se despolarice. Además, se produce un aumento de las pérdidas dieléctricas al aumentar la magnitud del campo eléctrico aplicado.

Por lo tanto, ***el grosor necesario de las capas del TP debe garantizar que no se despolarice el material y al mismo tiempo que las pérdidas dieléctricas no sean excesivas.***

3.3 Análisis de sensibilidad para la obtención de reglas de diseño

El empleo de modelos no sólo permite elaborar un diseño del dispositivo que cumple las especificaciones eléctricas y mecánicas de la aplicación previa construcción del mismo. Además, permite realizar un análisis de sensibilidad para cuantificar cómo afectan los distintos parámetros constructivos del TP a las propiedades eléctricas del dispositivo.

Mediante este análisis basado en los modelos 1D se pretende proporcionar unas guías de diseño de los distintos parámetros constructivos del TP para obtener los parámetros eléctricos del mismo requeridos para la aplicación. Por lo tanto, en este análisis no se tienen en cuenta los efectos sobre dimensiones diferentes a la principal.

Se debe recordar que la influencia de la forma externa en los parámetros del modelo 1D se tiene en cuenta a través del ajuste de los parámetros de este modelo con el valor de k_{eff} obtenido a través de la simulación de elementos finitos, garantizando además la hipótesis de 1D necesaria para la validez del análisis del TP mediante este modelo analítico.

La variación de los parámetros constructivos tiene una gran influencia en el comportamiento del componente. Desafortunadamente, todos los parámetros deben ser considerados simultáneamente debido a que la variación de cualquier parámetro geométrico afecta a varios parámetros eléctricos a la vez.

Gracias a la automatización proporcionada por la herramienta de ayuda al diseño implementada (epígrafe 2.3.3) se puede analizar, de forma rápida, la variación de las propiedades eléctricas en función de los parámetros constructivos.

En los apartados siguientes se van a mostrar las influencias de los distintos parámetros físicos del dispositivo en las propiedades eléctricas. **Con las conclusiones obtenidas de este análisis de sensibilidad se extraerá un conjunto de recomendaciones de diseño** para distintas especificaciones eléctricas de la topología del convertidor CC/CC, siendo válidos los resultados para el modo de funcionamiento y orden de vibración seleccionados.

Se ha tomado como referencia (aparece sombreado en cada tabla) el diseño A descrito previamente en este mismo capítulo (figura 3.17) y se han variado los distintos parámetros constructivos (figura 3.34): área, capa extra de primario (b_p) y de secundario (b_s), espesor del aislante (e_a), espesor (e_p) y número de capas (n_p) de primario y espesor (e_s) y número de capas (n_s) de secundario.

La variación de cada parámetro se ha realizado manteniendo constante el resto.

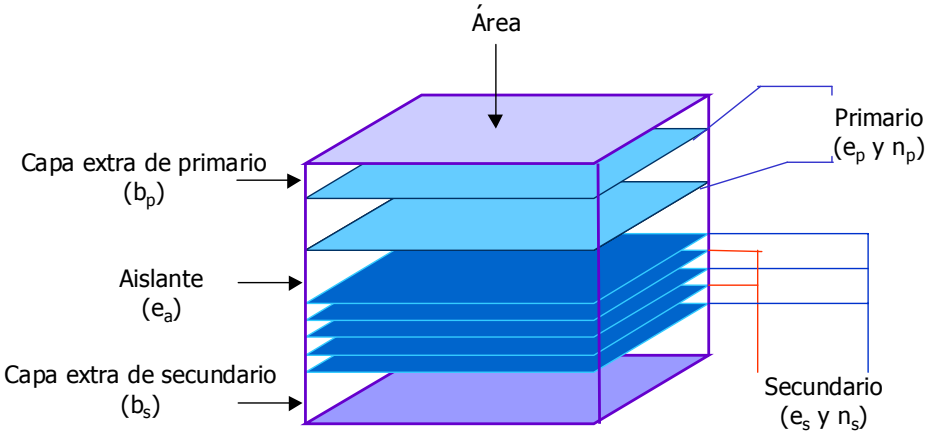


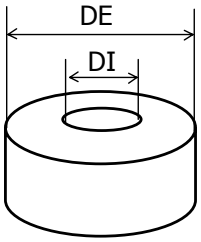
Figura 3.34. Parámetros constructivos considerados en el análisis de sensibilidad.

Se ha evaluado la influencia sobre las características eléctricas descritas en el epígrafe 3.1: la resistencia equivalente óptima del TP (R_{opt}), la conductancia máxima (G_{max}) y el carácter inductivo. Además, se han controlado parámetros importantes en el diseño del TP, tales como el rendimiento (η_{TP}) y el valor de coeficiente de acoplamiento efectivo (k_{eff}).

3.3.1 Influencia del área

En este análisis, el parámetro que se ha modificado es el área transversal a la dirección principal del modo de vibración que es el espesor del dispositivo.

Se recuerda que, en esta Tesis, la forma geométrica exterior considerada es un anillo. Por lo tanto, tal como se muestra en la figura 3.35, la variación del área implica una variación de los diámetros externo (DE) e interno (DI) del TP. En este análisis, sólo se considera la dimensión principal. De ahí que no se realice ninguna mención de las dimensiones de cada uno de los diámetros.



$$\text{Área} = \pi \cdot \frac{DE^2 - DI^2}{4}$$

Figura 3.35. Variación del área transversal.

En la tabla 3.4, se resumen las características eléctricas más importantes. Se puede concluir que **cuanto mayor es el área**:

- **Menor es la resistencia equivalente óptima, Ropt.**
- **Mayor es la conductancia máxima, Gmax.**
- **La relación de variación es similar con ambas magnitudes y la variación de la magnitud eléctrica es proporcional a la variación del parámetro geométrico.**
- **El valor de k_{eff} y de η_{TP} se mantienen constantes respecto al caso de referencia, siendo sus valores de 43% y 98% respectivamente.**

TABLA 3.4. INFLUENCIA DEL ÁREA.

Área (mm^2)	Ropt (Ω)	$Ropt_{ref}/Ropt$	Gmax (mS)	$Gmax_{ref}/Gmax$	η_{TP}(%)	k_{eff} (%)
60	**9,195**	**1**	**9,857**	**1**	**98**	**42,8**
80	6,743	1,364	13,324	1 / 1,352	97,99	42,8
100	5,394	1,705	16,654	1 / 1,69	97,99	42,8
120	4,495	2,046	19,985	1 / 2,027	97,99	42,8
180	2,997	3,068	29,979	1 / 3,041	97,99	42,8

3.3.2 Influencia del número de capas de secundario

Este análisis ha consistido en el aumento del número de capas del secundario (n_s) manteniendo el espesor de la capa de secundario. Para mantener el espesor total constante, se ha variado el espesor de la capa extra del secundario (figura 3.36). El máximo número de capas de secundario sin cambiar el espesor es de 20.

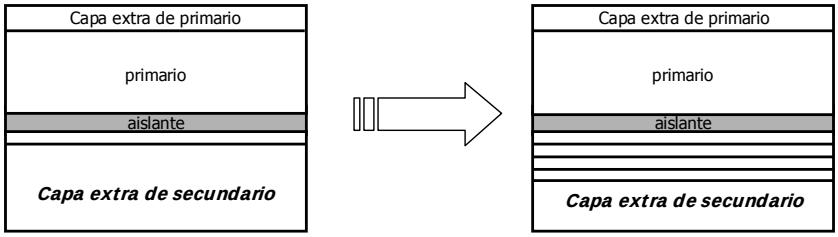


Figura 3.36. Variación del número de capas de secundario.

TABLA 3.5. INFLUENCIA DEL NÚMERO DE CAPAS DE SECUNDARIO.

n_s	Ropt (Ω)	$Ropt_{ref}/Ropt$	Gmax (mS)	$Gmax_{ref}/Gmax$	η_{TP}(%)	k_{eff} (%)
1	79,5	1 / 8,65	66,75	1 / 6,77	86,5	39,6
5	19,98	1 / 2,173	17	1 / 1,725	96,6	41
8	14,26	1 / 1,55	12,25	1 / 1,243	97,5	42,4
10	12,2	1 / 1,327	11	1 / 1,116	97,8	42,4
12	10,1	1 / 1,098	9,99	1 / 1,013	97,97	43,3
14	**9,195**	**1**	**9,857**	**1**	**98**	**42,8**
16	8,049	1,142	9,802	1,006	98	42,8
18	6,309	1,457	9,927	1 / 1,007	97,9	42,4
20	6,232	1,474	10,459	1 / 1,061	97,8	41,9

El resumen del análisis se muestra en la tabla 3.5 y se puede concluir que **el incremento del número de capas de secundario:**

- **Reduce la resistencia equivalente óptima (Ropt). La variación de la R_{opt} es casi proporcional a la variación del parámetro geométrico.**
- **No se aprecian grandes variaciones en el valor de conductancia máxima (G_{max}) salvo cuando el número de capas de secundario es muy diferente respecto al caso de referencia. En este caso se produce un aumento notable del valor de G_{max}.**
- **El η_{TP} y el valor de k_{eff} permanecen prácticamente constantes salvo cuando se produce una disminución importante del número de capas respecto al caso de referencia dando lugar a un descenso importante del η_{TP} y del valor de k_{eff}.**

3.3.3 Influencia del espesor de las capas de secundario

En este caso se ha variado el espesor de secundario (e_s), manteniendo constante el número de capas de secundario (14 capas). Para mantener el espesor constante, se ha variado el espesor de la capa extra de secundario.

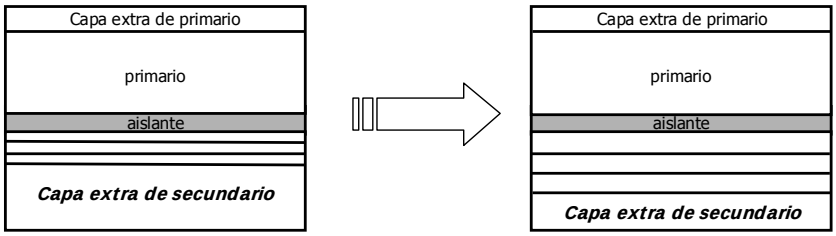


Figura 3.37. Variación del espesor de las capas de secundario.

De la tabla 3.6 se puede concluir que cuanto **menor** es el **espesor de las capas de secundario**:

- **Menor es la resistencia equivalente óptima.**
- **Mayor es la conductancia máxima.**
- **La variación de la R_{opt} es mayor que la variación de la conductancia máxima.**
- **Si disminuimos mucho el espesor de la capa de secundario, el η_{TP} disminuye.**

TABLA 3.6. INFLUENCIA DEL ESPESOR DE LA CAPA DE SECUNDARIO.

e_s (mm)	Ropt (Ω)	$Ropt_{ref}$/Ropt	Gmax (mS)	$Gmax_{ref}$/Gmax	η_{TP}(%)	k_{eff} (%)
94	**9,195**	**1**	**9,857**	**1**	**98**	**42,8**
66	5,96	1,543	10,904	1 / 1,106	97,8	42,8
33	2,516	3,655	17,263	1 / 1,751	96,5	41

3.3.4 Influencia del espesor de las capas de primario

En este análisis se ha realizado una variación del espesor de las distintas capas de primario. Se recuerda que la estructura de primario consiste en una capa principal y dos capas denominadas flotantes, que pertenecen al primario y que permiten reducir el espesor del aislante. Para mantener el espesor total, se ha variado el espesor de la capa extra de primario.

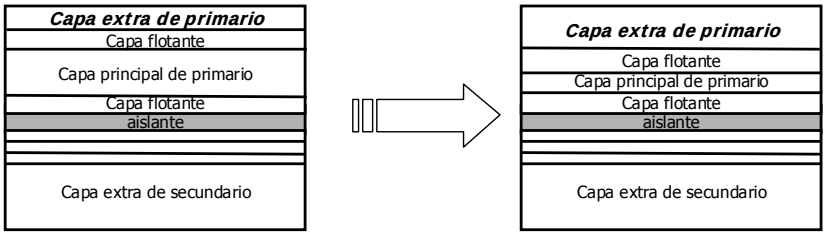


Figura 3.38. Variación del espesor de primario.

En tabla 3.7, se muestran los resultados del primer análisis, consistente en variar el espesor de la capa principal de primario (e_p). Se puede concluir que **cuanto más pequeño es el espesor de primario:**

- **Mayor es la conductancia máxima.**
- **La resistencia equivalente óptima no se ve afectada por este parámetro.**
- **El rendimiento permanece prácticamente constante. El valor de keff varía ligeramente, teniendo un punto de máximo en el caso de referencia.**

TABLA 3.7. INFLUENCIA DEL ESPESOR DE LA CAPA PRINCIPAL DE PRIMARIO.

e_p (mm)	Ropt (Ω)	$Ropt_{ref}/Ropt$	Gmax (mS)	$Gmax_{ref}/Gmax$	η_{TP}(%)	k_{eff} (%)
1,378	9,172	1,003	5,678	1,736	98	39,6
1	9,394	1 / 1,022	8,163	1,208	97,9	42,4
0,694	**9,195**	**1**	**9,857**	**1**	**98**	**42,8**
0,5	9,101	1,01	10,815	1 / 1,097	98	41,9
0,347	9,177	1,002	11,57	1 / 1,174	98,1	40,1
0,3	9,338	1 / 1,016	11,884	1 / 1,206	98,1	39,6

En la tabla 3.8, se muestra el resultado del segundo análisis en el que se ha variado el espesor de ambas capas flotantes (e_f). De los resultados obtenidos, se puede deducir que las conclusiones son las mismas que con el espesor de la capa principal de primario.

TABLA 3.8. INFLUENCIA DEL ESPESOR DE LA CAPA FLOTANTE.

e_f (mm)	Ropt (Ω)	$Ropt_{ref}/Ropt$	Gmax (mS)	$Gmax_{ref}/Gmax$	η_{TP}(%)	k_{eff} (%)
0,689	9,593	1 / 1,043	6,612	1,491	98	41
0,5	9,017	1,02	8,357	1,179	98	42,8
0,347	**9,195**	**1**	**9,857**	**1**	**98**	**43,3**
0,3	9,048	1,016	10,164	1 / 1,031	98	42,4
0,2	9,192	1,0003	11,043	1 / 1,12	98,1	40,5

3.3.5 Influencia del número de capas de primario

En este análisis particular, el caso de referencia se ha cambiado para poder incrementar el número de capas de primario (n_p). El espesor de la capa de primario ha sido reducido a 0,347 mm. De manera análoga al epígrafe anterior se ha variado el espesor de la capa extra de primario para mantener el espesor constante.

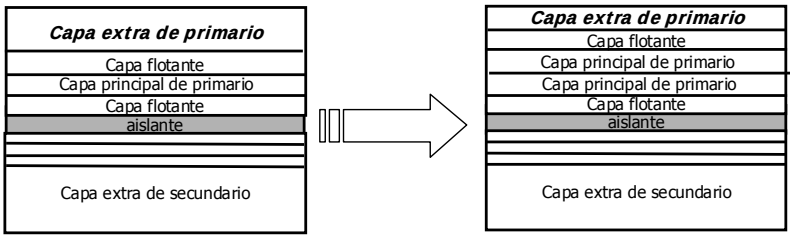


Figura 3.39. Variación del número de capas de primario.

De la tabla 3.9, podemos concluir que:

- **Un incremento del número de capas de primario produce un incremento de la conductancia máxima. La proporción de esta variación es mayor con el número de capas impares.**
- **La resistencia equivalente no es afectada por este parámetro.**
- **El rendimiento permanece constante.**
- **El valor de k_{eff} se incrementa ligeramente al incrementar el número de capas de primario. El valor de k_{eff} es mayor con el número de capas de primario impar.**

TABLA 3.9. INFLUENCIA DEL NÚMERO DE CAPAS DE PRIMARIO.

np	Ropt (Ω)	$Ropt_{ref}/Ropt$	Gmax (mS)	$Gmax_{ref}/Gmax$	η_{TP}(%)	k_{eff} (%)
1	**9,177**	**1**	**11,572**	**1**	**98,1**	**40**
2	9,617	1 / 1,048	10,929	1,059	98,2	37,5
3	9,194	1 / 1,002	33,375	1 / 2,884	97,96	41,9
4	9,681	1 / 1,055	28,219	1 / 2,439	98	38,6

3.3.6 Influencia del espesor de la capa de aislante

Se ha variado el espesor de aislante (e_a). Para mantener el espesor total, hemos variado el espesor de las capas extras de primario y secundario de la misma forma.

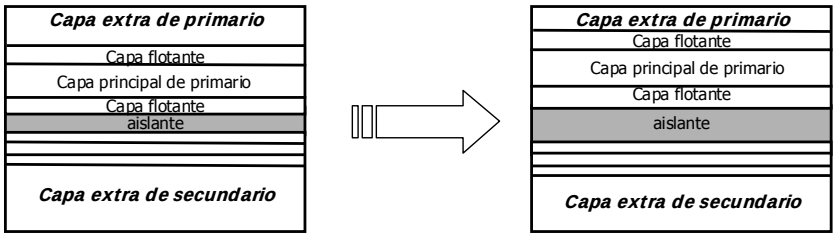


Figura 3.40. Variación del espesor del aislante.

TABLA 3.10. INFLUENCIA DEL ESPESOR DEL AISLANTE.

e_a (mm)	Ropt (ohms)	$Ropt_{reff}/Ropt$	Gmax (mS)	$Gmax_{reff}/Gmax$	η_{TP} (%)	k_{eff} (%)
0,069	**9,195**	**1**	**9,857**	**1**	**98**	**43,3**
0,369	8,6	1,069	10,17	1 / 1,032	97,7	40,5
0,669	7,56	1,216	10,17	1 / 1,032	97,4	37,5
0,969	7,1	1,295	10,465	1 / 1,062	96,8	34,2
1,3	6,93	1,327	10,64	1 / 1,079	95,7	28,9

De la tabla 3.10, podemos concluir que **aumentar el espesor del aislante**:

- **Disminuye la resistencia equivalente óptima.**
- **No afecta al valor de la conductancia máxima.**
- **Disminuye el valor del rendimiento.**
- **Disminuye apreciablemente el valor del acoplamiento efectivo.**

3.3.7 Influencia del espesor total

En este caso, el espesor total (e) se ha cambiado mediante la variación del espesor de las capas extras de primario y secundario. Esta variación se ha realizado en la misma proporción en la capa extra de primario y secundario (figura 3.41).

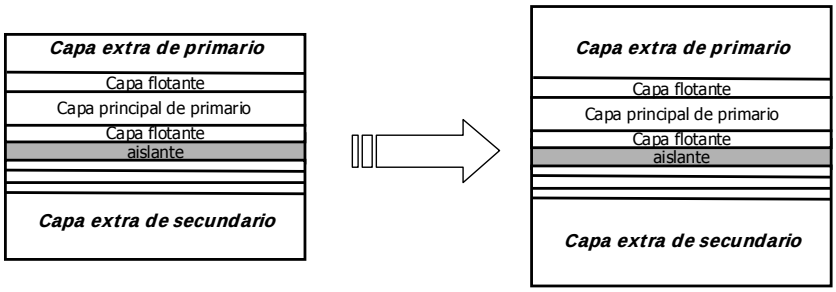


Figura 3.41. Variación del espesor total del TP.

De la tabla 3.11, podemos concluir que:

- **Cuanto mayor es el espesor total del TP, mayor es la resistencia equivalente óptima.**
- **Cuanto mayor es el espesor total del TP, menor es la conductancia máxima.**
- **El rango de variación de la R_{opt} y de la G_{max} es similar.**
- **El rendimiento y el valor de k_{eff} apenas se ven afectados.**

TABLA 3.11. INFLUENCIA DEL ESPESOR TOTAL.

e (mm)	Ropt (ohms)	$Ropt_{ref}$/Ropt	Gmax (mS)	$Gmax_{ref}$/Gmax	η_{TP} (%)	k_{eff} (%)
5,091	11,679	1 / 1,27	7,63	1,292	97,95	41,5
4,691	10,558	1 / 1,48	8,322	1,184	97,99	42,4
4,091	**9,195**	**1**	**9,857**	**1**	**98**	**42,8**
3,491	7,601	1,21	11,935	1 / 1,211	97,94	42,8
3,091	6,429	1,43	13,789	1 / 1,399	97,8	41,9

3.3.8 Mejora de la condición de conmutación suave (ZVS)

Un parámetro eléctrico de gran importancia en el funcionamiento del TP dentro de la topología del convertidor CC / CC es la capacidad del TP para proporcionar ZVS tanto a los interruptores de la etapa inversora como a su entrada.

Se han variado las distintas dimensiones del TP a excepción de la longitud total y el espesor del aislante. En cada caso, el espesor total y la proporción entre primario y secundario se han mantenido constantes. Para ello se ha variado el espesor de la capa extra de primario, si se varía el primario, o el espesor de la capa extra de secundario, si se varía el secundario.

TABLA 3.12. ANÁLISIS DE LAS CONDICIONES DE CONMUTACIÓN SUAVE (ZVS).

Area (mm^2)	n_p	e_p (mm)	n_s	e_s (mm)	ZVS(%)
59	**1**	**0,694**	**14**	**0,094**	**77**
100	1	0,694	14	0,094	80,8
59	1	0,694	**10**	0,094	84
59	1	**0,347**	**10**	0,094	75
59	**3**	**0,347**	**10**	0,094	86,8
59	1	0,694	14	**0,120**	77,9

Se ha evaluado la condición de conmutación suave mediante simulación considerando el gobierno con una señal de tensión cuadrada y carga resistiva en la salida del TP. Para ello, se ha considerado la misma tensión de entrada y la misma condición de potencia y carga resistiva de salida.

De la tabla 3.12, podemos concluir que:

- **Los parámetros que afectan al ZVS son:**
  - El espesor de primario: cuanto mayor es el espesor de primario, mejor es el ZVS.
  - El número de capas de primario: cuanto mayor es el número de capas de primario mejor es el ZVS.
  - El número de capas de secundario: cuanto menor es el número de capas de secundario mejor es el ZVS.
  - El área: cuanto mayor es el área mejor es el ZVS.
- **Los parámetros que no afectan al ZVS son:**
  - El espesor de las capas de secundario.

3.3.9 Reglas de diseño

En la tabla 3.13, se muestra de forma resumida cómo afecta cada uno de los parámetros constructivos a las características eléctricas del TP para el modo de funcionamiento seleccionado.

TABLA 3.13. RESUMEN DE LA INFLUENCIA DE LOS PARÁMETROS CONSTRUCTIVOS.

Parámetro (incremento)	Ropt	Gmax	η_{TP}	k_{eff}	ZVS
↑ Área	Disminuye	Aumenta	Constante	Constante	Mejora
↑ n_s	Disminuye	Constante	Constante	Constante,	Empeora
↑ e_s	Aumenta	Disminuye	Constante	Constante	Constante
↑ e_p	Constante	Disminuye	Constante	Pasa por un máximo	Mejora
↑ n_p	Constante	Aumenta	Constante	Ligero aumento	Mejora
↑ e_a	Disminuye	Constante	Disminuye	Disminuye	--
↑ e	Aumenta	Disminuye	Constante	Constante	--

Este análisis de sensibilidad realizado proporciona las siguientes **guías de diseño,** suponiendo que el nivel de potencia de la aplicación es el mismo.

- **Para obtener un diseño del TP válido para una aplicación con baja tensión de entrada debemos incrementar el área del dispositivo.**

  Si no deseamos aumentar demasiado el tamaño del dispositivo podemos efectuar las siguientes modificaciones en el diseño:

  - Reducir el espesor de las capas de primario.
  - Incrementar el número de capas de primario.

  Todos los efectos geométricos anteriormente mencionados aumentan la capacidad del primario, lo que produce un aumento de la conductancia de primario (G_{TP}) y por tanto la necesidad de aplicar menores tensiones de entrada para transmitir la misma potencia ($P=G_{TP}\cdot V_e^2$).

- P**ara obtener un diseño del TP válido para una aplicación con baja tensión de salida, debemos incrementar el área del dispositivo.**

  Si no se desea aumentar demasiado el tamaño del dispositivo podemos efectuar las siguientes modificaciones en el diseño:

  - Reducir el espesor de las capas de secundario.
  - Incrementar el número de capas de secundario.

  Todos los efectos geométricos anteriormente mencionados aumentan la capacidad del secundario, lo que implica una reducción de la impedancia de salida del dispositivo y por tanto una menor carga equivalente óptima del dispositivo (R_{opt}).

- **Para obtener un diseño del TP que permita mejorar la condición de ZVS, debemos aumentar el número de capas de primario.**

Si no se desea aumentar el coste del dispositivo debemos:

- Incrementar el espesor de las capas de primario
- Reducir el número de capas de secundario. No obstante en este caso se produce una penalización del tamaño porque es necesario aumentar el área del TP como se detallará posteriormente en el epígrafe 3.5.

- **Para obtener un diseño del TP con mejor rendimiento y coeficiente de acoplamiento debemos reducir el espesor de la capa de aislante.**

3.4 Influencia de la distribución de los electrodos: entrelazado de electrodos

En el epígrafe anterior, se ha realizado un análisis de sensibilidad de los parámetros constructivos correspondientes a la dirección principal de vibración. En este estudio falta por incluir la influencia de la distribución de los electrodos de primario y secundario. **El estudio detallado de las características eléctricas que proporciona la distribución de los electrodos constituye una de las aportaciones más importantes de esta Tesis.**

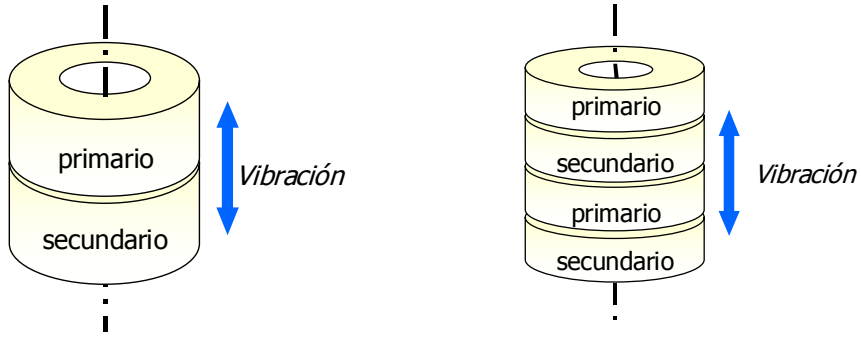
Como resultado de este estudio **se propone una nueva forma de distribuir los electrodos, denominada entrelazado de electrodos,** que permite diseñar el TP para eliminar la red de adaptación de impedancias de entrada.

3.4.1 Descripción del concepto de entrelazado de electrodos

En el capítulo 1 (epígrafe 1.3.1) se describió el principio de funcionamiento del TP. Por un lado, el primario se comporta como un actuador que convierte la energía eléctrica en mecánica y el secundario realiza las funciones de un sensor convirtiendo dicha energía mecánica en eléctrica. A partir de esta idea de TP, se obtiene una distribución de los electrodos basada en agrupar los electrodos de primario y secundario en partes de la estructura totalmente diferenciadas. A este tipo de distribución de electrodos se le ha denominado estructura convencional (figura 3.42.a).

El entrelazado de electrodos se basa en disponer los electrodos de una parte del transformador entre los electrodos de la otra parte del mismo tal como se muestra en la figura 3.42.b.

Algunos autores han utilizado esta distribución particular de los electrodos en otros modos de vibración distintos del modo espesor como son el modo longitudinal [16] y el modo contorno o radial [63]. Sin embargo, ninguno de ellos realiza un análisis de las ventajas e inconvenientes que esta nueva estructura proporciona al convertidor CC / CC.



a. Estructura convencional. *b. Con entrelazado.*

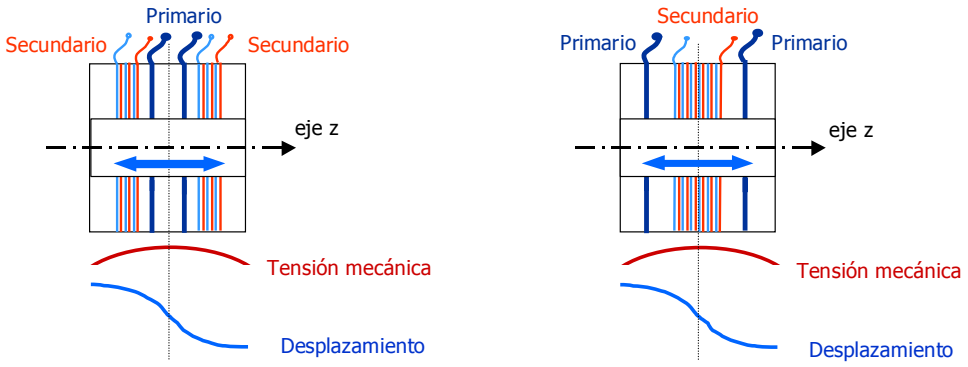
Figura 3.42. Distribución de los electrodos de primario y secundario del TP: estructura convencional (a) y con entrelazado (b).

Es conveniente recordar que el tipo de aplicaciones consideradas demandan una estructura multicapa en secundario, debida a la baja impedancia de salida que se requieren (de unas decenas de ohmios). De las distintas configuraciones posibles que se obtienen al aplicar el entrelazado de los electrodos de primario y secundario, se han seleccionado dos tipos de estructuras:

- **Entrelazado de Tipo I.**
  El primario está situado entre el secundario del TP (figura 3.43.a).
- **Entrelazado de Tipo II.**
  El secundario está situado entre el primario del TP (figura 3.43.b).

El motivo de la elección de estos dos tipos de entrelazado es que permiten optimizar dos características muy importantes en el diseño de los TPs: el valor de k_{eff} y la existencia de órdenes de vibración distintos del principal.

Por un lado, se desea maximizar el valor de k_{eff}. Se recuerda que este parámetro evalúa cómo de eficiente es la conversión de energía eléctrica en mecánica (epígrafe 1.3.2). La energía mecánica, generada en el primario o recibida en el secundario, es mayor cuanto mayor es el valor de tensión mecánica. Por lo tanto, **la maximización del valor de k_{eff} se consigue colocando los electrodos, de primario y de secundario, en los puntos de máxima tensión mecánica**. Para el modo y orden de vibración seleccionado, la máxima tensión mecánica se encuentra en la mitad del espesor del dispositivo.



a. Tipo I *b. Tipo II*

Figura 3.43. Entrelazado de electrodos de tipo I y II.

Por otro lado, colocar los electrodos de primario en posiciones simétricas respecto a la distribución de tensión mecánica de un modo de vibración, permite eliminar dicho modo de vibración. Los órdenes de vibración superiores al primer modo de vibración, segundo y tercer orden, deben eliminarse para evitar la influencia de los armónicos superiores de la tensión de entrada, debido al gobierno con una tensión cuadrada en lugar de sinusoidal.

En concreto, el tipo de estructuras de entrelazado seleccionado permite eliminar los armónicos pares de la tensión de entrada, debido a la simetría de la estructura del primario respecto a la mitad del espesor.

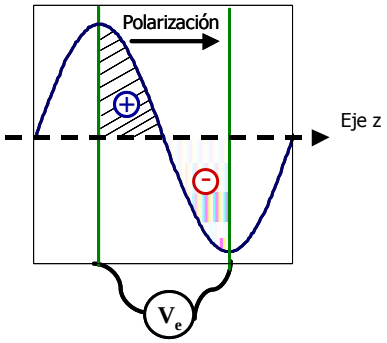


Figura 3.44. Eliminación del segundo orden de vibración.

La figura 3.44 representa la eliminación del segundo orden de vibración del TP debido a que la integral de la tensión mecánica entre los electrodos de primario es nula.

Se va a ilustrar este concepto mediante el análisis con el modelo 1D de una estructura simple que consiste en una única capa de primario y otra de secundario.

Para el caso de una estructura convencional, se ha analizado el incremento de k_{eff} y la variación del segundo y tercer orden de vibración al desplazar el primario a regiones de mayor tensión mecánica. Comparando la impedancia de primario de la estructura convencional (figura 3.45) y la estructura convencional modificada (figura 3.46), se puede concluir que se ha producido un incremento de la k_{eff} del 35% al 40% porque los electrodos de primario están situados en una zona de mayor tensión mecánica, aunque los órdenes de vibración superiores no se han reducido debido a que no hay simetría respecto a la distribución de la tensión mecánica ni del segundo ni del tercer orden.

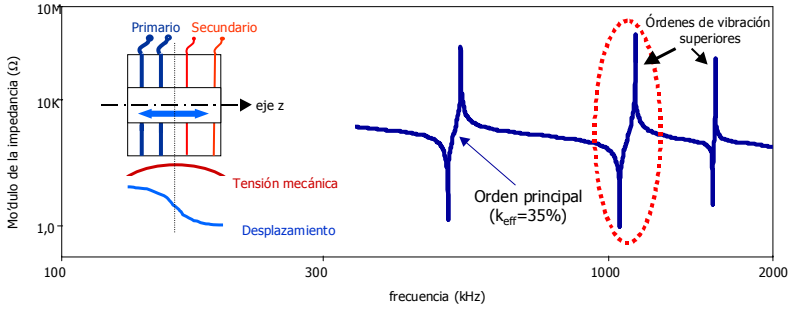


Figura 3.45. Módulo de la impedancia de primario con el secundario en vacío. k_{eff} y órdenes de vibración del modo fundamental de la estructura convencional.

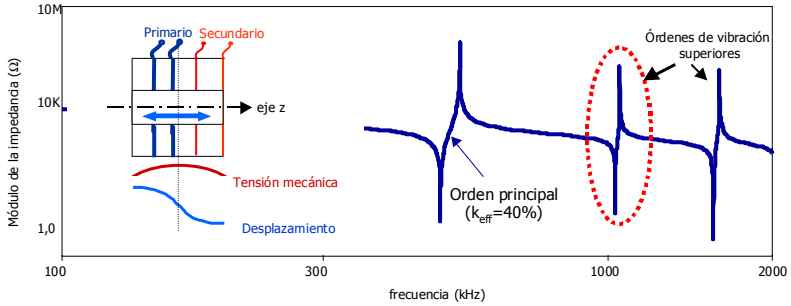


Figura 3.46. Módulo de la impedancia de primario con el secundario en vacío. k_{eff} y órdenes de vibración del modo fundamental de la estructura convencional modificada.

Sin embargo, el uso de entrelazado de electrodos permite incrementar el valor de k_{eff} entre un 40% y un 50% dependiendo del tipo de entrelazado utilizado. Además, debido a la simetría se ha eliminado el segundo orden de vibración (ver figura 3.47 y figura 3.48).

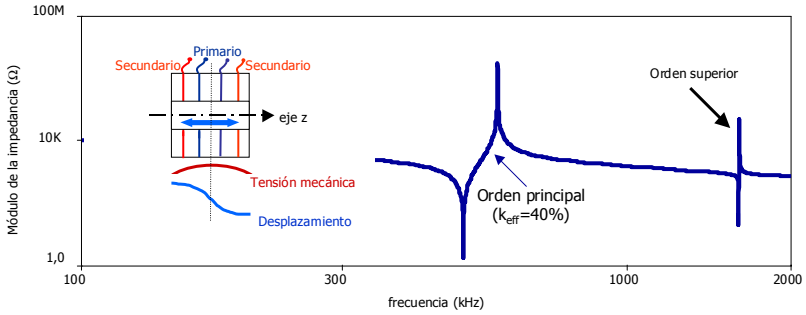


Figura 3.47. Módulo de la impedancia de primario con el secundario en vacío. k_{eff} y órdenes de vibración del modo fundamental de la estructura con entrelazado tipo I.

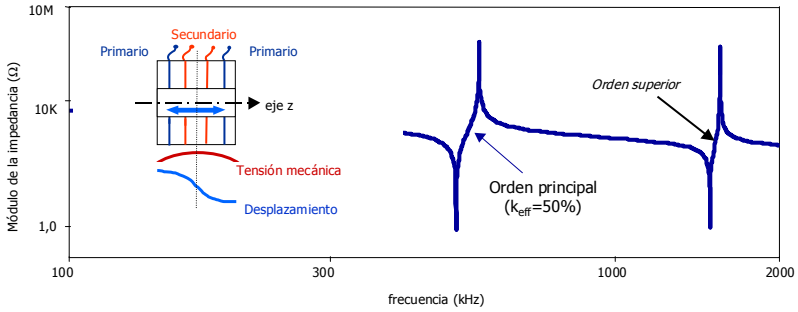


Figura 3.48. Módulo de la impedancia de primario con el secundario en vacío. k_{eff} y órdenes de vibración del modo fundamental de la estructura con entrelazado tipo II.

Las tendencias del análisis de sensibilidad así como las reglas de diseño obtenidas para el resto de los parámetros constructivos estudiados en el epígrafe 3.3 no se ven influenciadas por la distribución de electrodos, tal como se mostrará en el epígrafe 3.5.2.

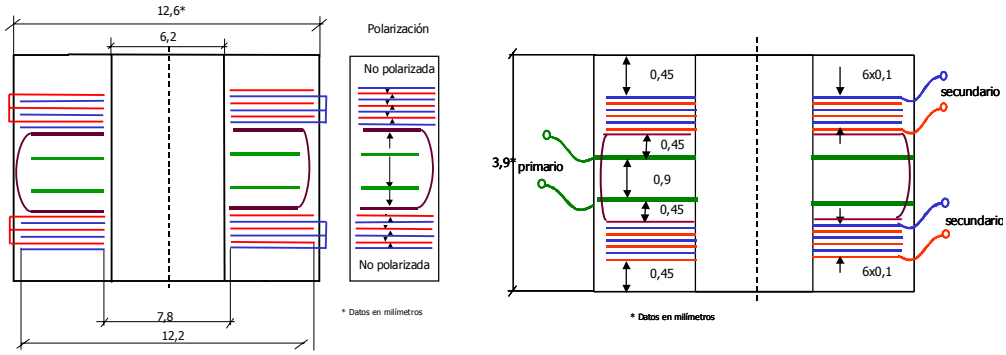
3.4.2 Características de las estructuras con entrelazado

Una vez analizado el concepto mediante una estructura simple, se van a estudiar mediante simulación, las ventajas que proporciona, al convertidor CC/CC, el entrelazado de electrodos respecto a la estructura convencional.

Se han considerado tres diseños de cada una de las estructuras a comparar: convencional, entrelazado tipo I y entrelazado tipo II.

La estructura convencional se corresponde al diseño A, descrito en epígrafes precedentes (figura 3.17). Las estructuras con entrelazado se describen a continuación y se van a denominar a partir de ahora, diseño B, para la que posee el entrelazado de tipo I y diseño C, para la que posee entrelazado de tipo II.

Las dimensiones geométricas y la descripción de la estructura vertical del diseño de tipo B, se proporcionan en la figura 3.49.



a. Vista frontal *b. Vista lateral*

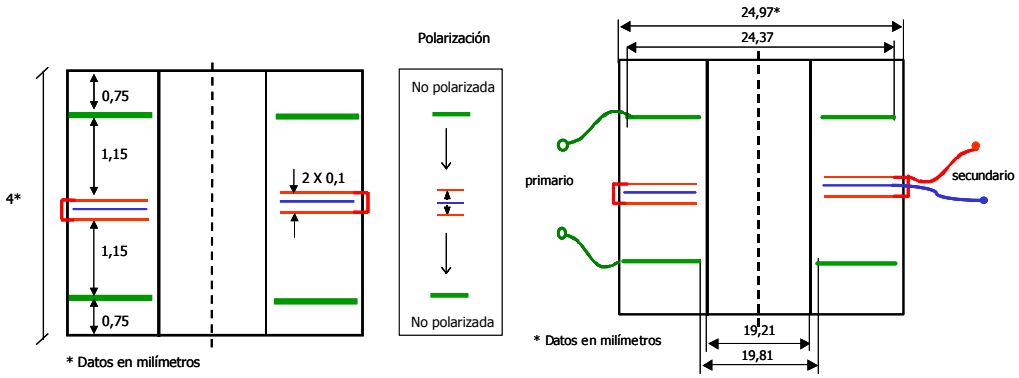
Figura 3.49. Descripción del diseño B.

Los diseños A y B poseen características geométricas muy similares salvo la distribución de los electrodos. Las diferencias fundamentales son: el área de electrodo y el número de capas de secundario. El diseño B posee un área de electrodo superior (69 mm^2 frente a 59 mm^2), aunque el diámetro externo es igual que el diseño A y por lo tanto el volumen ocupado por el TP es el mismo. En cuánto al número de capas de secundario, la estructura B, posee menor número de electrodos (12 en lugar de 14), lo que implica un menor coste.

Por último, el diseño C, correspondiente al entrelazado de tipo II, se describe en la figura 3.50.

Por un lado, el área de electrodo es alrededor de 3 veces más que la de los diseños A y B (200 mm^2), siendo además el diámetro externo el doble del diámetro de los diseños A y B, lo que implica el doble de volumen del TP puesto que la altura es similar.

Por otro lado, el diseño C posee la mitad de electrodos de primario (2 en lugar de 4) y un número de electrodos de secundario (2 electrodos) significativamente inferior comparado con los otros dos diseños. Esto supone una disminución del coste del TP.



a. Vista frontal. *b. Vista lateral*

Figura 3.50. Descripción del diseño C.

La resistencia óptima del diseño A es 5,5 Ω tal como se mostró en el epígrafe 3.1. De forma análoga al diseño A se ha obtenido, mediante simulación, que los diseños B y C tienen una carga óptima de 5 Ω y 14 Ω respectivamente.

Mediante la comparación de estos tres diseños, desde el punto de vista de las características eléctricas descritas en el epígrafe 3.1, se van a exponer las principales ventajas que proporciona el entrelazado de electrodos.

A. REDUCCIÓN DE ÓRDENES DE VIBRACIÓN SUPERIORES

La figura 3.8 representa el módulo de la impedancia de primario, con el secundario en vacío, de cada uno de los diseños considerados. El entrelazado de electrodos, gracias a la simetría en la posición de los electrodos de primario con relación a la distribución de tensión mecánica, permite eliminar órdenes de vibración superiores.

Así, los diseños con entrelazado eliminan el segundo orden de vibración en comparación con las estructuras convencionales.

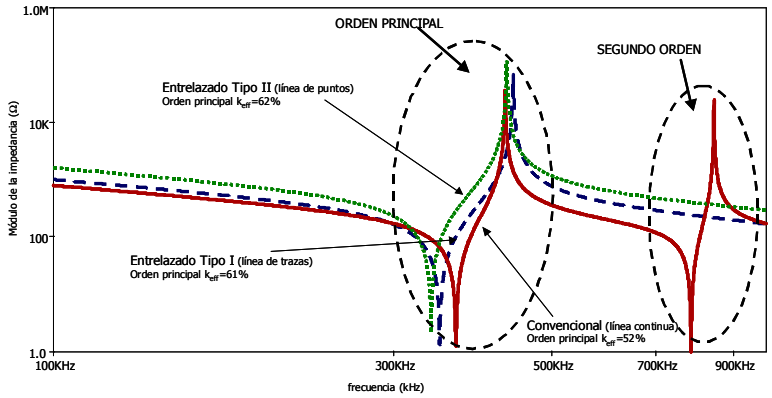


Figura 3.51. Datos de simulación del módulo de la impedancia de primario con circuito abierto en el secundario. Comparación de los órdenes de vibración y el valor de k_{eff} de las estructuras convencional y con entrelazado.

B. MAYOR COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO ELECTROMECÁNICO (K_{EFF}).

En la figura 3.51, se observa que el valor de k_{eff} del orden de vibración principal es mayor con entrelazado de electrodos (62% para entrelazado tipo I y 61% entrelazado tipo II) que con la estructura convencional (52%), debido a que los electrodos se encuentran situados en la zona central, que es la de mayor tensión mecánica.

C. BUEN COMPORTAMIENTO INDUCTIVO.

Como ya se analizó en el epígrafe 3.1, el carácter inductivo del TP con la carga óptima es una condición necesaria para alcanzar la condición de conmutación suave de la tensión a la entrada del TP.

Un comportamiento inductivo del TP indica que la fase de la impedancia de primario es mayor de cero grados en el margen de frecuencias de funcionamiento. Como se puede observar en la figura 3.52, la fase de la impedancia de primario es mayor de cero grados para las especificaciones con entrelazado de electrodos en casi todo el margen de frecuencias de funcionamiento, mientras que el diseño con la estructura convencional presenta una fase de la impedancia menor y en un margen de frecuencias muy estrecho, dentro de la zona de frecuencias de funcionamiento. Por lo tanto, **el entrelazado de electrodos mejora el comportamiento inductivo del TP**.

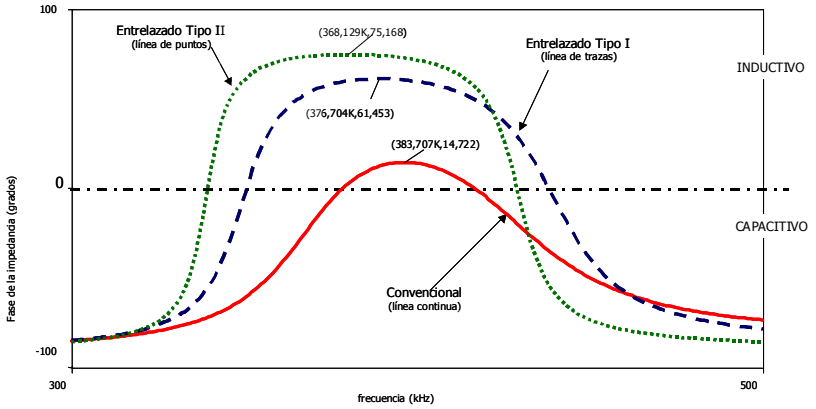


Figura 3.52. Datos de simulación de la fase de la impedancia de primario con la carga óptima de cada diseño. Comparación del comportamiento inductivo de las estructuras convencional y con entrelazado.

Sin embargo, el TP presenta peor rendimiento debido a que maneja mayor energía reactiva como consecuencia del aumento de la fase de la impedancia de primario. En la figura 3.53 se observa que el diseño con la estructura convencional posee un rendimiento mayor (98,5%) que los diseños con entrelazado de tipo I y II (97,3% y 94,7% respectivamente).

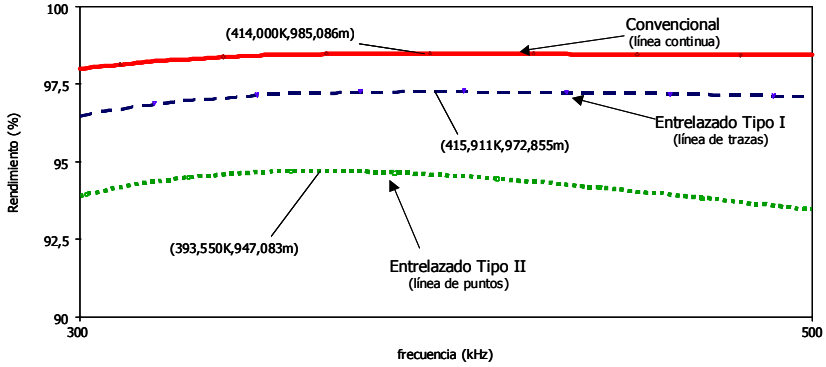


Figura 3.53. Datos de simulación del rendimiento con la carga óptima de cada diseño. Comparación del comportamiento inductivo de las estructuras convencional y con entrelazado.

D. MAYOR MARGEN DE VARIACIÓN DE LA TENSIÓN DE ENTRADA

En el epígrafe 3.1, se ha expuesto (expresión (3.2)) que la característica eléctrica que nos proporciona para una potencia dada, el valor y la variación de tensión de entrada del convertidor CC / CC, es la conductancia de primario del TP (G_{TP}).

La figura 3.54 muestra la gráfica de G_{TP} entre la frecuencia de resonancia y antiresonancia, zona de operación del TP tal como se analizó en el epígrafe 3.1.

Además, se proporciona la variación de G_{TP} de cada uno de los diseños. El diseño A proporciona una variación de la tensión de entrada (V_e) de 1:2,7, mientras que los diseños con entrelazado, diseños B y C, proporcionan una variación de V_e mayor, de 1:7 y 1:13,7 respectivamente

Por lo tanto, la variación de tensión de entrada del convertidor CC/CC es mayor aplicando entrelazado de electrodos que con las estructuras convencionales.

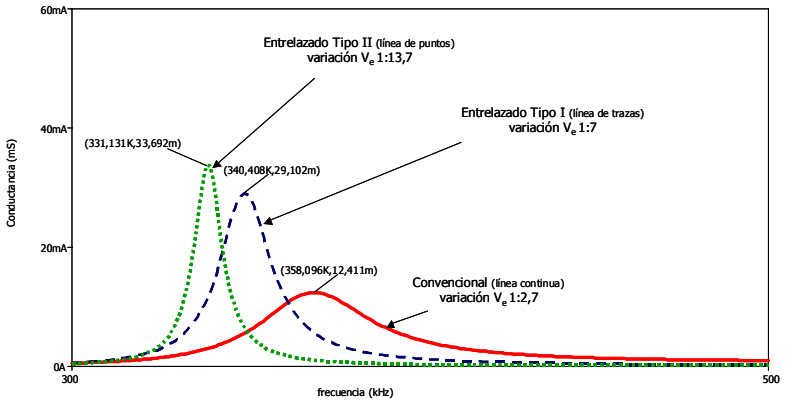


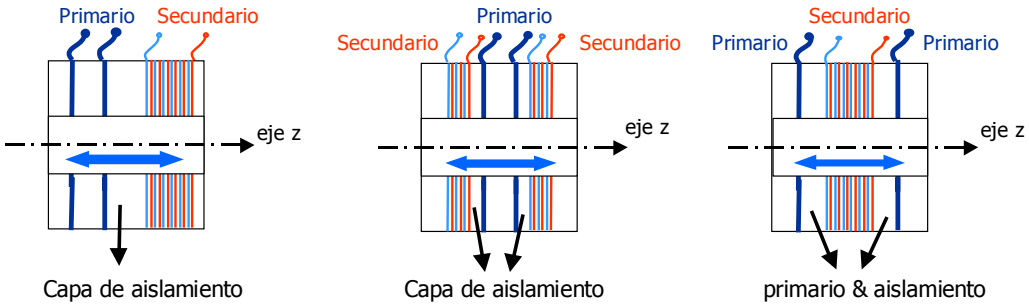
Figura 3.54. Datos de simulación de la conductancia de primario con la carga óptima en el secundario. Comparación de la variación de V_e de las estructuras convencional y con entrelazado.

Del análisis de sensibilidad, se obtiene que a medida que el espesor de primario es más grande el valor de G_{TP} es menor. Por tanto, las especificaciones con entrelazado del tipo I son más apropiadas para aplicaciones con baja tensión de entrada, porque permiten una mayor reducción del espesor de primario. Sin embargo, las especificaciones con entrelazado de tipo II son adecuadas para aplicaciones de alta tensión de entrada, que requieren menores valores de G_{TP}.

Además de estas ventajas generales, las estructuras con entrelazado de tipo II proporcionan otras ventajas adicionales:

E. ELIMINACIÓN DE LA CAPA DE AISLAMIENTO ELÉCTRICO

Las estructuras convencionales (figura 3.55.a) y las de entrelazado de tipo I (figura 3.55.b) requieren una capa extra entre primario y secundario para proporcionar aislamiento eléctrico. A medida que esta capa es mayor, la disminución del rendimiento es mayor tal como se desprende del análisis de sensibilidad.



a. Convencional *b. Entrelazado Tipo I* *c. Entrelazado Tipo II*

Figura 3.55. Aislamiento eléctrico.

En el caso de las estructuras con entrelazado de tipo II (figura 3.55.c), el propio primario sirve como aislante, ya que el material del que está formado el TP no es conductor eléctrico, y por lo tanto, no se necesita incluir otra capa adicional para proporcionar aislamiento eléctrico entre primario y secundario. Por lo tanto, las estructuras con entrelazado de tipo II permiten mejorar las características del TP.

F. MAYORES TENSIONES DE ENTRADA

En el epígrafe 3.2 se estableció como límite de operación del material el campo eléctrico aplicado como consecuencia del aumento de las pérdidas dieléctricas del material. Debido a este hecho, para tensiones de entrada elevadas se debe aumentar el espesor de primario, de forma que no se supere el máximo campo eléctrico permitido.

Las estructuras con entrelazado de tipo II permiten tensiones de entrada del convertidor CC/CC más elevadas ya que el espesor de primario puede ser mayor que con las estructuras convencionales y con entrelazado de tipo I.

3.4.3 Validación experimental

Para la validación de las características mencionadas en el epígrafe 3.4.2 se dispone de una muestra del diseño A (estructura convencional), otra de la B (entrelazado de tipo I) y otra de la C (entrelazado de tipo II), que se denominarán respectivamente muestras A, B y C.

La figura 3.56 representa el módulo de la impedancia de primario de las distintas muestras con el secundario en vacío.

La estructura convencional posee un segundo orden mayor que las estructuras con entrelazado porque presenta un valor menor del módulo de la impedancia en dicho modo y el valor de k_{eff} es elevado (26%). La muestra C con entrelazado de tipo II, ha

eliminado por completo el segundo orden. Sin embargo, la muestra con entrelazado de tipo I (muestra B) no ha eliminado el segundo orden como predecía el modelo aunque lo ha reducido respecto a la estructura convencional ya que el modulo de la impedancia es superior y el valor de k_{eff} es inferior (15%). Esto puede ser debido a que los electrodos de primario, por tolerancias de fabricación, no están dispuestos exactamente de forma simétrica respecto a la distribución mecánica.

Por tanto, podemos concluir que **las estructuras con entrelazado permiten minimizar el efecto de los armónicos pares de la tensión de entrada**, al minimizar los órdenes de vibración pares del modo de vibración seleccionado.

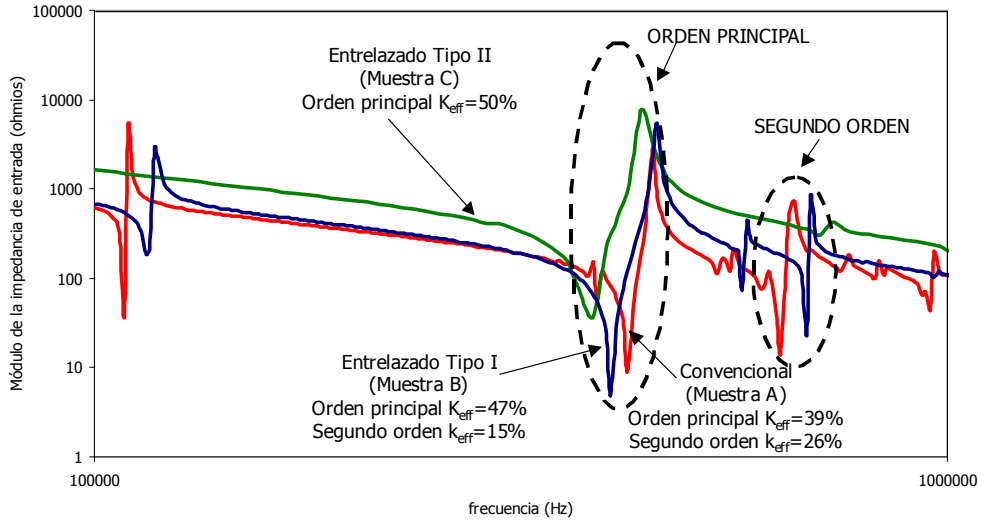


Figura 3.56. Módulo de la impedancia de primario con el secundario en vacío. Comparación de los órdenes de vibración de las muestras A, B y C.

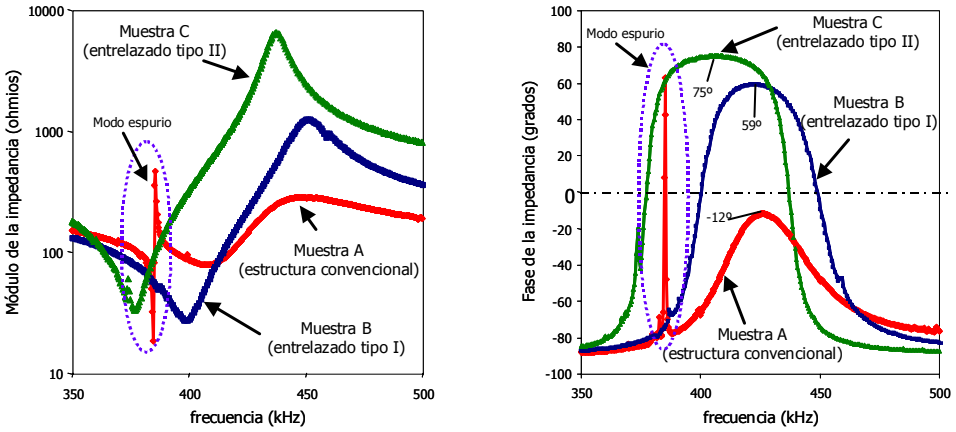
Además, el valor de k_{eff} de la muestra con estructura convencional (muestra A) es menor (39%) que el de las muestras con entrelazado, muestra B (47%) y C (50%).

Se han analizado las características eléctricas en pequeña señal de las tres muestras con la resistencia óptima de cada una de ellas. Se recuerda que el valor de la carga óptima de la muestra A es 5,5 Ω, mientras que el de las muestras B y C es 5 y 14 Ω, respectivamente.

La figura 3.57 representa el módulo y la fase de la impedancia de primario de cada muestra con su carga óptima en el margen de frecuencias correspondiente al punto de trabajo. La muestra A posee una frecuencia de resonancia y antiresonancia de 410 kHz y 450 kHz respectivamente. Por su parte, las frecuencias de resonancia y

antiresonancia de la muestra B son 400 kHz y 451 kHz. Por último, las frecuencias de resonancia y antiresonancia de la muestra C se sitúan en 377 kHz y 437 kHz.

Además, se puede observar que existe, en la muestra A (sin entrelazado), un modo espurio (en 380 kHz), muy cerca de la frecuencia de resonancia del modo de funcionamiento de la muestra (410 kHz).



a. Módulo de la impedancia *b. Fase de la impedancia*

Figura 3.57. Módulo (a) y fase (b) de la impedancia de primario de las muestras A, B y C con su carga óptima.

Por otro lado, **las muestras con entrelazado** (muestras B y C), **presentan comportamiento inductivo con la carga óptima** en casi todo el margen de frecuencias de funcionamiento (fase máxima 59º y 75º respectivamente), **mientras que la muestra sin entrelazado** (muestra A) **posee un comportamiento capacitivo** en todo el margen de frecuencias (fase máxima -12º).

Teniendo en cuenta la expresión (3.1), de la medida de la conductancia de primario (G_{TP}) de cada una de las muestras (figura 3.58) podemos concluir que la muestra A (sin entrelazado), para la misma potencia de salida, debe ser utilizada para valores de tensiones más altos que la muestra B (con entrelazado tipo I) y la muestra C (con entrelazado tipo II), debido a que posee menores valores de G_{TP}. Así, la muestra A posee un valor máximo de G_{TP} de 10 mS y las muestras con entrelazado, muestras B y C, poseen un valor máximo de G_{TP} de 35,6 mS y 30,2 mS respectivamente.

Además, la variación de G_{TP} nos proporciona la variación de tensión de entrada en el margen de frecuencias correspondiente al punto de operación seleccionado. La muestra A proporciona una variación de la V_e de 1:2,5, mientras que la variación de la V_e con las muestras con entrelazado es de 1:6,5, para el de tipo I, y 1:13,8, para el de tipo II. Estos valores son próximos a los predichos por el modelo (figura 3.54).

Por lo tanto, las muestras con entrelazado (muestras B y C) proporcionan mayor margen de variación de la tensión de entrada del convertidor CC / CC.

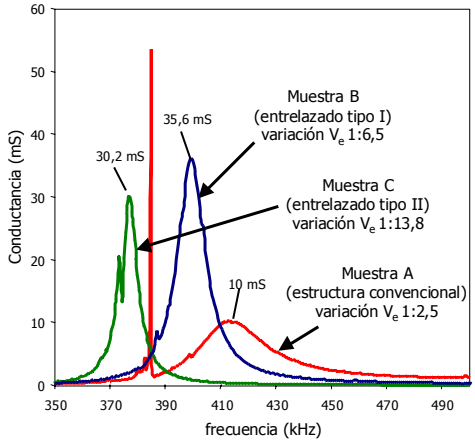
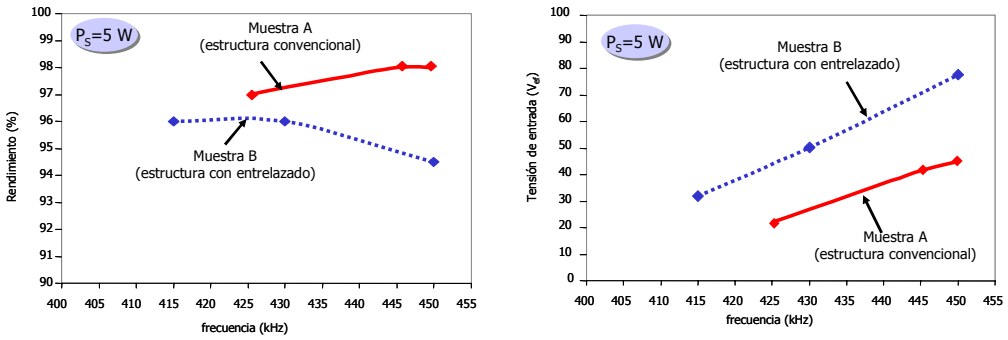


Figura 3.58. Conductancia de primario de las muestras A, B y C.

Por lo tanto, se puede concluir que los modelos predicen de forma precisa las características diferenciales de las muestras con y sin entrelazado de electrodos, establecidas en el epígrafe 3.4.2.

A continuación, se muestran las medidas experimentales con mayor nivel de potencia de salida para poder evaluar la influencia del entrelazado sobre el rendimiento y la capacidad de proporcionar ZVS.

Debido a problemas de fabricación, que serán detallados posteriormente, con el primer lote de muestras correspondientes a la estructura con entrelazado de tipo II no se ha realizado la validación experimental de esta estructura con mayores niveles de potencia de salida.



a. Rendimiento *b. Tensión de entrada*

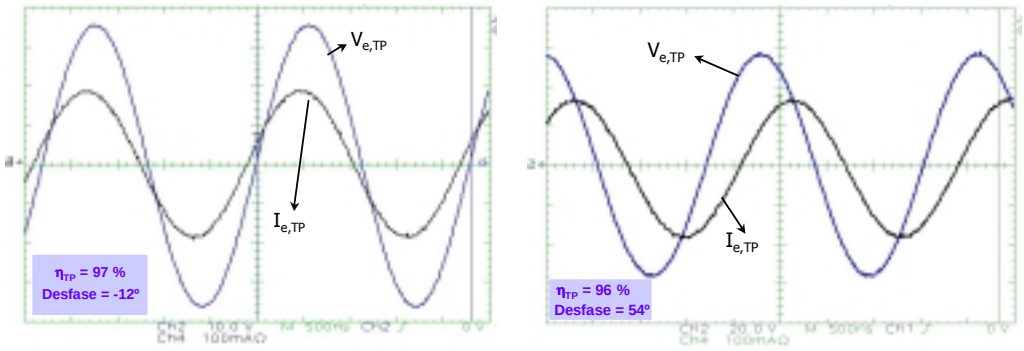
Figura 3.59. Medida del rendimiento y de la variación de la tensión de entrada en condiciones sinusoidales con la carga óptima y en el margen de frecuencias correspondientes al punto de operación seleccionado. Comparación de la estructura convencional (Muestra A) con la estructura con entrelazado (Muestra B).

La figura 3.59 muestra la medida del rendimiento y la variación de la tensión de entrada de las muestras A y B. La medida ha sido realizada en condiciones sinusoidales, con la carga óptima de cada muestra y con 5 W de potencia de salida.

Debido al descenso del rendimiento en las proximidades de la frecuencia de resonancia, la variación de frecuencias de funcionamiento está comprendida entre una frecuencia 15 kHz superior a la frecuencia de resonancia y la frecuencia de antiresonancia. De esta forma no se ha limitado la capacidad de potencia de las muestras, aunque si se reducido la variación de la tensión de entrada.

Por una parte, **la muestra con entrelazado** (muestra B) **presenta un rendimiento menor** (96% frente al 97%). Sin embargo, el rendimiento de la muestra sigue siendo **suficientemente elevado y** lo suficientemente **plano** para el tipo de aplicaciones en estudio, tal como se mostrará en el capítulo 5.

Por otra parte, **la variación de tensión de entrada de la muestra con entrelazado** (muestra B) **es mayor que con la muestra sin entrelazado** (muestra A). En la figura 3.59.b, se puede ver que la muestra A permite una variación de la tensión de entrada de 1:2 mientras que la muestra B permite una variación de 1:2,5.

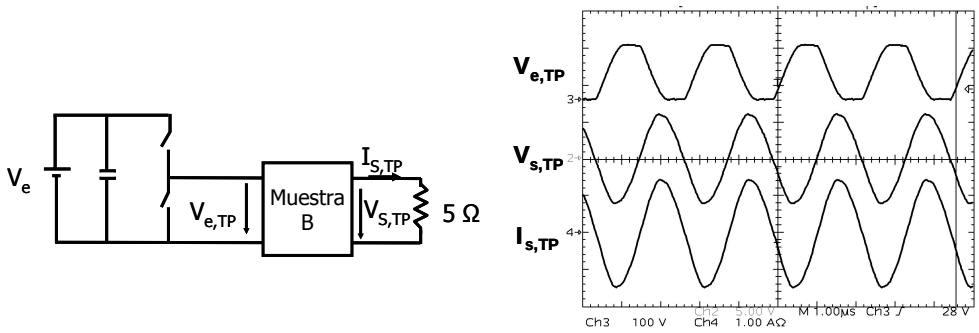


a. Muestra A. Sin entrelazado *b. Muestra B. Con entrelazado*

Figura 3.60. Medida del rendimiento y del desfase entre la tensión ($V_{e,TP}$) y la corriente ($I_{e,TP}$) de entrada del TP con condiciones sinusoidales y con la carga óptima. Comparación de la muestra con estructura convencional (muestra A) y la muestra con estructura con entrelazado (muestra B).

El menor rendimiento de la muestra con entrelazado es debido a la mayor energía reactiva que maneja. Para ilustrar este aspecto, de las medidas realizadas previamente se va a analizar en detalle el punto de frecuencia correspondiente a la máxima fase de la impedancia de primario. Se puede observar en la figura 3.60 que la muestra sin entrelazado (muestra A) presenta un comportamiento capacitivo (a) porque la tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) está retrasada respecto de la corriente de entrada del TP ($I_{e,TP}$), mientras que la muestra con entrelazado (muestra B) posee un carácter inductivo (b) ya que la tensión de entrada ($V_{e,TP}$) adelanta a la corriente de entrada ($I_{e,TP}$).

No obstante, **esta energía reactiva adicional permite obtener condiciones de ZVS en los interruptores y el TP** ($V_{e,TP}$), tal como se puede apreciar en la figura 3.61. La medida realizada corresponde a un ensayo con tensión de entrada cuadrada ($V_{e,TP}$) y condiciones sinusoidales en la salida ($V_{S,TP}$ e $I_{S,TP}$) del TP.



a. Gobierno con forma de tensión de entrada cuadrada.

b. Formas de onda.

Figura 3.61. Formas de onda de la tensión de entrada ($V_{e,TP}$) y de la tensión ($V_{s,TP}$) y corriente de salida ($I_{s,TP}$). Gobierno con tensión cuadrada en la entrada del TP. Muestra B. Potencia de salida (P_s) 5 W y carga óptima de salida (5 Ω).

Por último, se ha evaluado la penalización del convertidor CC/CC en tamaño como consecuencia de no diseñar el TP para proporcionar ZVS.

Para ello, se ha realizado el ensayo mostrado en la figura 3.62. Este ensayo consiste en un gobierno mediante una señal de tensión cuadrada y considerando la carga óptima (R_{OPT}) a la salida.

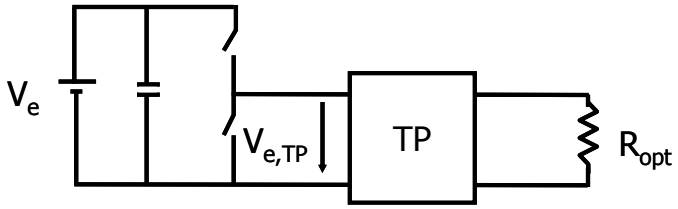
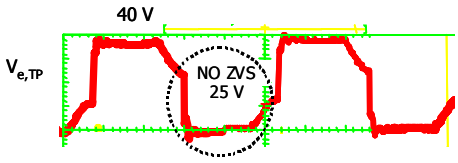


Figura 3.62. Gobierno del TP con tensión de entrada cuadrada sin componentes magnéticos.

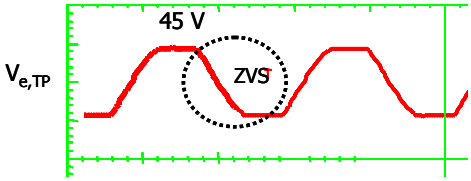
Como se puede ver en la figura 3.63.a, el rendimiento de la muestra A se reduce más de 10 puntos (del 97% al 84%) cuando la tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) presenta una conmutación brusca de 25 V, que supone más de un 50% de la tensión de entrada (V_e), que es de 40 V. Por lo tanto, **la conmutación brusca de tensión reduce significativamente el rendimiento del TP (η_{TP}).**

De ahí, que sea **necesario añadir una red de adaptación de impedancias de entrada que posee una bobina**. Esta bobina suministra la energía necesaria para evitar las conmutaciones bruscas de tensión en la entrada y permite un funcionamiento adecuado del TP. Los detalles de la configuración y diseño de la red de adaptación de impedancias se mostrarán en el capítulo 4.



V_e (V)	$P_{e,TP}$ (W)	η_{TP} (%)
40	1,8	84

a. Muestra A. Conmutación brusca



V_e (V)	$P_{e,TP}$ (W)	η_{TP} (%)
45	2	93

b. Muestra B. Conmutación suave

Figura 3.63. Medida de la tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) con gobierno con una forma de tensión cuadrada. Comparación de las estructuras convencional (muestra A) y con entrelazado (muestra B).

Por otro lado, como se puede observar en la figura 3.63.b, la muestra con entrelazado (muestra B) permite alcanzar ZVS en la tensión de entrada del TP. Por lo tanto, **la estructura con entrelazado permite diseñar el TP para que suministre la energía necesaria para alcanzar ZVS**. Sin embargo, **el gobierno con una tensión cuadrada con transiciones suaves reduce** 3 puntos **el rendimiento del TP** comparado con el gobierno sinusoidal (del 96% al 93%).

Para estimar la influencia de la red de adaptación de impedancias de entrada en el tamaño del convertidor CC / CC, se han diseñado dos convertidores, con las muestras A y B, para la misma variación de tensión de entrada (1:2) y la misma potencia de salida (3 W). Las especificaciones elegidas son las mejores que se pueden obtener con las dos muestras seleccionadas. La reducción de potencia de 5 W a 3 W se debe a la penalización del rendimiento del TP, como consecuencia del gobierno del TP con formas de tensión cuadrada a la entrada en el caso de la muestra B. El análisis del convertidor se realizará con más detalle en el capítulo 6.

El convertidor diseñado con la muestra A, necesita una red de adaptación de impedancias, que está constituida por una bobina. El tamaño de esta bobina, que es un núcleo (E6.3 / 2.9 / 2) de material 3F4 de Ferroxcube, se ha seleccionado para optimizar el volumen del convertidor CC / CC.

La **eliminación de la bobina de la red de adaptación**, con la muestra con entrelazado, supone una **reducción del volumen del convertidor** de un 40%. La reducción se debe sobre todo, a la disminución de la altura del convertidor en un 69% (de 5,8 mm a 4 mm). Además, se produce un ahorro de área de un 9% (de 300 mm^2 a 272 mm^2).

Por lo tanto, la técnica de entrelazado permite optimizar las aplicaciones basadas en TPs porque elimina los componentes magnéticos adicionales, aumentando la densidad de potencia del convertidor CC / CC.

RESUMEN

El entrelazado de electrodos proporciona ventajas respecto a las estructuras convencionales, tales como, reducción de los órdenes de vibración superiores, mayores valores de k_{eff}, mejor comportamiento inductivo, mayores márgenes de variación de tensión de entrada, eliminación de la capa de aislante y capacidad de soportar mayores niveles de tensión de entrada sin penalizar excesivamente el rendimiento ni el tamaño del TP.

De todas las ventajas obtenidas, la mejora del carácter inductivo es la más importante ya que permite minimizar e incluso eliminar el componente magnético adicional de la red de adaptación de impedancias de entrada que se requiere para el gobierno con tensión de entrada cuadrada. Es decir, que el tamaño del convertidor puede reducirse con una penalización del rendimiento, aunque manteniendo unos rendimientos elevados para las aplicaciones en estudio.

3.5 Procedimiento de diseño de un Transformador Piezoeléctrico

Una vez conocidas las características y los límites de funcionamiento del TP en el punto de operación seleccionado, así como la variación de las propiedades eléctricas con los parámetros constructivos del TP, se van a establecer los pasos necesarios para definir todas las dimensiones del TP para una aplicación determinada.

Primeramente se van a establecer los objetivos de diseño y posteriormente se expondrán los distintos pasos que hay que seguir para alcanzar dichos objetivos. Para ello, se va a desarrollar un ejemplo guiado de diseño de un TP para una aplicación dentro del campo de estudio seleccionado.

3.5.1 Objetivos de diseño

Dado que el TP se va a diseñar para una aplicación determinada, su diseño se va a basar en identificar las **especificaciones eléctricas** que el TP debe cumplir en dicha aplicación. Por otro lado, la fijación es crítica debido al modo de funcionamiento de este tipo de dispositivo. Se debe tener en cuenta que el TP debe ser situado en la placa, o *PCB* en terminología anglosajona, para ser integrado con el resto de los componentes de la topología del convertidor CC/CC. Este aspecto constituye la **especificación mecánica** del TP dentro de la topología del convertidor CC/CC.

Tal como se expuso al principio de este capítulo (epígrafe 3.1), el convertidor CC/CC consta de una etapa inversora que transforma la tensión de entrada continua en la tensión alterna necesaria para gobernar el TP. De la misma forma, es necesaria una etapa rectificadora que transforme la tensión alterna de salida del TP en la tensión continua que hay que aplicar a la carga. No obstante, las tensiones alternas obtenidas,

tanto del inversor, como de la etapa rectificadora, son señales cuadradas que producen elevados picos de corriente en la entrada y en la salida del TP. Estos picos de corriente provocan un descenso drástico del rendimiento del TP, como se ha mostrado en el epígrafe 3.4.3. Por lo tanto, es necesario diseñar el TP para proporcionar condiciones de conmutación suave (ZVS) en la entrada y en la salida del TP.

Para establecer el proceso de diseño del TP, se va a considerar el esquema de bloques del convertidor CC / CC propuesto en este trabajo de Tesis, representado en la figura 3.64.

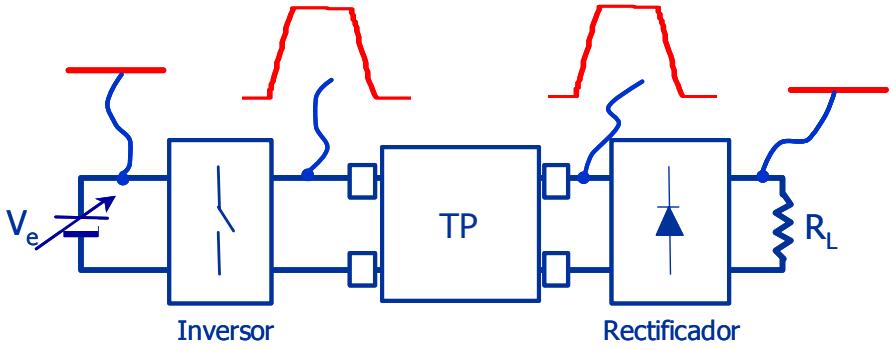


Figura 3.64. Diagrama de bloques de la topología del convertidor CC/CC propuesta.

Por lo tanto, los *objetivos de diseño* del TP, teniendo en cuenta que se pretende optimizar el convertidor CC / CC, pueden resumirse en los siguientes:

- **Selección de la frecuencia de operación de la topología del convertidor.**
  La elección de este parámetro es un compromiso entre las pérdidas de conmutación de la topología del convertidor CC / CC y la reducción del tamaño del TP. Así, mientras que el tamaño del TP disminuye con la frecuencia de funcionamiento, las pérdidas de conmutación del resto de dispositivos del convertidor CC / CC se incrementan al aumentar la frecuencia.
- **Adaptación del TP a las condiciones de entrada del convertidor CC/CC.**
  El TP debe transferir la potencia necesaria a la carga (R_L) para todo el margen de variación de la tensión de entrada (V_e). Además, el TP debe proporcionar ZVS en la tensión de entrada y reducir la influencia de los armónicos que contiene la forma de tensión de la entrada.
- **Adaptación del TP a las condiciones de salida del convertidor CC/CC.**
  La influencia de la carga sobre todas las magnitudes eléctricas que definen el comportamiento del TP, convierte a este parámetro en clave a la hora de diseñar el

componente. En concreto, para la maximización del rendimiento del TP, se le debe diseñar para que trabaje con su carga óptima.

Análogamente a lo que sucede en la entrada, el TP debe proporcionar ZVS en la tensión de salida del TP.

- **Fijación del TP a la PCB.**

  Los TPs son unos dispositivos que transforman energía mecánica en eléctrica. Por lo tanto, las condiciones mecánicas a las que se ven sometidos son determinantes en su funcionamiento. El TP tiene que ser fijado a la *PCB* donde están situados los componentes del convertidor CC/CC. El método de fijación seleccionado no debe afectar al comportamiento del TP, debe proporcionar un fácil acceso a sus terminales eléctricos y permitir la evacuación de calor del TP.

Todos los objetivos anteriores deben cumplirse teniendo en cuenta que se deben **controlar las siguientes características del TP**:

- **Máximo rendimiento del TP** para poder obtener el mayor rendimiento en el convertidor CC/CC. Además, dado que el objetivo es obtener la máxima densidad de potencia, se deben minimizar las pérdidas para reducir el volumen necesario de TP.
- **Máximo coeficiente de acoplamiento efectivo (k_{eff})** para obtener la mayor densidad de potencia posible del TP.
- **Capacidad de potencia suficiente del TP** para que sea capaz de transmitir la potencia de la aplicación **sin sobrepasar los límites de funcionamiento** descritos en el apartado 3.2 (campo eléctrico máximo, tensión mecánica máxima y temperatura máxima).

3.5.2 Etapas de diseño

En este epígrafe, se exponen los pasos que hay que dar para establecer los distintos grados de libertad del TP que permitan cumplir los objetivos de diseño.

Los grados de libertad del TP son: la forma geométrica externa, el espesor total, el número y espesor de las capas, la distribución de electrodos, el material y el método de fijación del TP.

Para realizar la descripción del proceso de diseño se va a desarrollar un ejemplo que ayuda a una mejor comprensión de los distintos pasos de dicho proceso.

La aplicación seleccionada es un cargador de la batería de un teléfono móvil con las siguientes especificaciones:

- **Tensión de entrada: 86 V_{ef}-265 V_{ef} (50 Hz - 60 Hz)**
- **Tensión de salida: 12 V**
- **Potencia de salida: 8,4 W**

Las especificaciones seleccionadas, así como las características del prototipo desarrollado se analizarán con más detalle en el capítulo 5. En este capítulo sólo se va a realizar el diseño del TP para dichas especificaciones.

3.5.2.1 Paso 1: Selección de la topología del convertidor y determinación de las especificaciones eléctricas del TP

La topología del convertidor CC/CC se selecciona de acuerdo con las características de la aplicación. Esto es equivalente a la elección de la etapa inversora y de la etapa rectificadora en función del nivel de potencia y el valor y el margen de variación de las tensiones de entrada y salida.

La figura 3.65 muestra la topología del convertidor CC/CC seleccionada para las especificaciones del ejemplo.

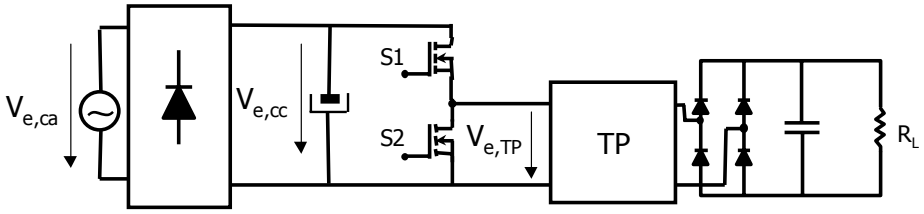


Figura 3.65. Topología del convertidor CC/CC seleccionada para la aplicación.

Por un lado, en el capítulo 1 (epígrafe 1.4) se concluyó que la topología inversora del convertidor CC/CC que más habitualmente se utiliza para estos niveles de potencia y este amplio rango de tensiones de entrada es un convertidor *medio puente*.

Por otro lado, la figura 3.66 muestra los distintos rectificadores considerados para las aplicaciones en estudio [32].

Para los valores de potencia y tensión de salida de la aplicación se ha seleccionado un rectificador de doble onda.

La elección de este rectificador se debe a dos motivos. Por un lado, no requiere ningún tipo de elemento magnético. Por otro lado, de entre los rectificadores que no tienen magnéticos, proporciona al TP la R_{eq} mayor. Esto supone un menor tamaño y coste del TP, tal como se desprende de las reglas del análisis de sensibilidad del epígrafe 3.3 ya que se necesita menor área y número de electrodos de secundario. Además, este rectificador proporciona buenos rendimientos del convertidor CC/CC para los valores de tensión y corriente de salida de la aplicación, como se mostrará en el capítulo 5.

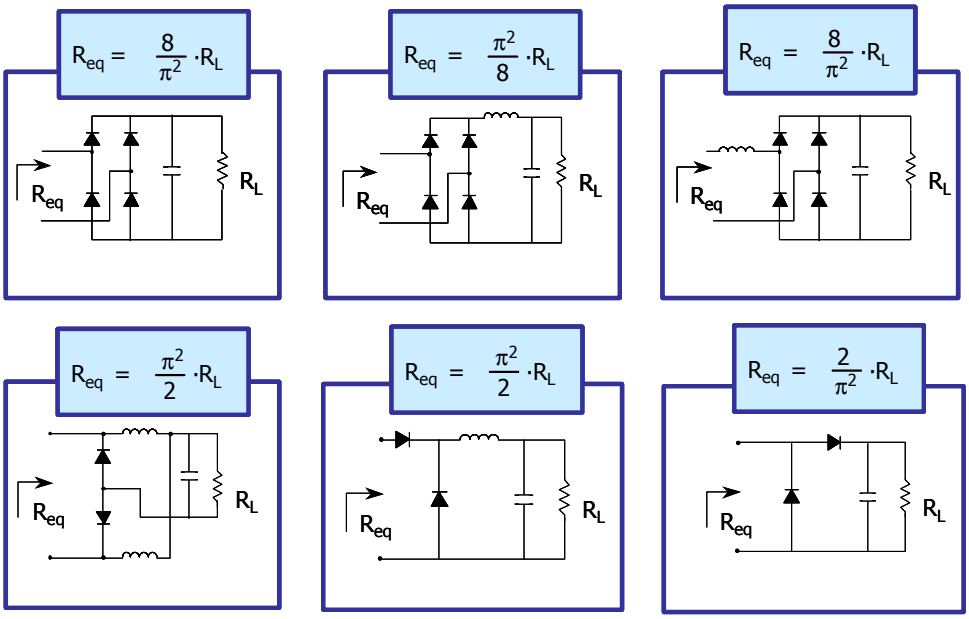


Figura 3.66. Resistencias equivalentes de los distintos tipos de rectificadores considerados.

Una vez seleccionada la topología del convertidor, podemos obtener las características eléctricas necesarias del TP descritas en el epígrafe 3.5.1.

El primer paso es establecer las especificaciones eléctricas de la aplicación según las características de la topología del convertidor CC/CC. Puesto que la descripción de las características del TP se ha realizado en el dominio de la frecuencia, es necesario calcular un circuito equivalente de la topología del convertidor en función de la frecuencia.

Debido a que el TP es un sistema resonante, se puede realizar un análisis de la topología del convertidor mediante el primer armónico de la tensión de entrada, tal como se analiza en [52].

La tensión cuadrada en la entrada del TP puede ser sustituida por una señal sinusoidal correspondiente al primer armónico de tensión. El rectificador de salida y la carga resistiva (R_L) pueden ser sustituidos por una resistencia equivalente (R_{eq}). Dependiendo del tipo de rectificador que se utilice, el factor por el que hay que multiplicar a R_L es diferente tal como se recoge en la figura 3.66.

En este capítulo, el objetivo es el diseño del TP, de modo que los aspectos relativos al resto de elementos de la topología del convertidor CC/CC se mostrarán en los capítulos posteriores.

Por lo tanto, se puede sustituir la topología del convertidor CC/CC por el sistema equivalente que se muestra en la figura 3.67.

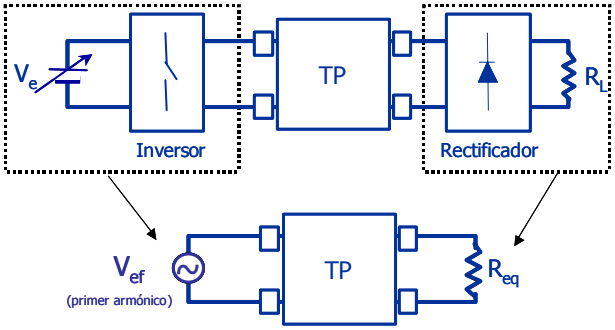


Figura 3.67. Convertidor equivalente de la topología del convertidor CC/CC.

Con este sistema equivalente, podemos definir el valor de la **resistencia equivalente del TP** (R_{eq}) y el valor de **conductancia de primario del TP** (G_{TP}) necesarios para la aplicación. Estas magnitudes constituyen las especificaciones eléctricas del TP **considerando condiciones sinusoidales**.

Para el caso particular considerado, la resistencia de carga (R_L), toma un valor de:

$$R_L = \frac{V_S^2}{P_S} = \frac{12^2}{8{,}4} = 17\Omega \qquad (3.5)$$

Según la figura 3.66, la R_{eq} vista por el TP es:

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_L = 14\Omega \qquad (3.6)$$

Para determinar la potencia de entrada del TP ($P_{e,TP}$) se debe establecer un valor del rendimiento del conjunto del TP y del rectificador (η) dentro de la topología del convertidor CC/CC que sea razonable para la aplicación:

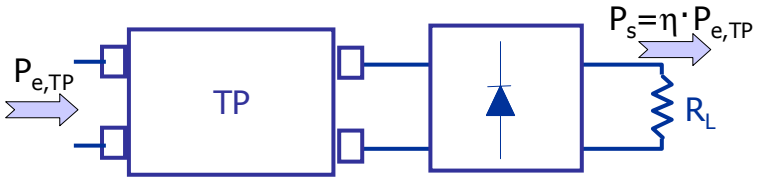
$$P_{e,TP} = \frac{P_s}{\eta} \qquad (3.7)$$

Por otro lado, la potencia de entrada al TP está relacionada con la conductancia de primario y el valor eficaz del primer armónico de la tensión de entrada a través de la expresión (3.2).

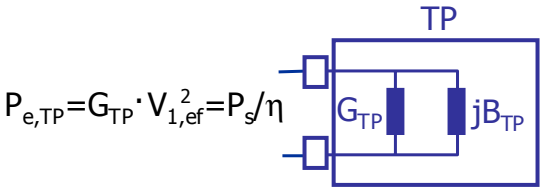
Por lo tanto, el valor de conductancia del TP (G_{TP}) necesario viene determinado por la expresión:

$$G_{TP} = \frac{P_s}{\eta \cdot V_{1,ef}^2} \qquad (3.8)$$

El cálculo de G_{TP} se resume en la figura 3.68.



(a)



(b)

Figura 3.68. Cálculo de la conductancia del TP.

Para obtener el valor de G_{TP}, se debe calcular el primer armónico de la tensión de entrada.

Según la figura 3.65, la tensión alterna de entrada ($V_{e,ca}$), es rectificada y mediante un condensador obtenemos una tensión continua con un cierto rizado que depende del valor del condensador de entrada. Por lo tanto, suponiendo un valor del condensador suficientemente elevado, el valor de la tensión continua ($V_{e,cc}$) obtenida en la entrada del puente inversor está próxima a:

$$V_{e,cc} = \sqrt{2} \cdot V_{e,ca} \qquad (3.9)$$

La tensión en la salida del medio puente es una señal cuadrada de la frecuencia de resonancia del TP que varía entre 0 V y $V_{e,cc}$ y con un ciclo de trabajo d. Mediante la transformada de Fourier podemos obtener los valores de tensión de los distintos armónicos de la señal descrita. El valor eficaz del armónico de orden k ($V_{k,ef}$) viene dado por:

$$V_{k,ef} = \sqrt{2}\,\frac{\sin(k\pi d')}{k\pi}\cdot V_{e,cc} \qquad (3.10)$$

Si se considera el ciclo de trabajo del 50%, es decir d es igual a 0,5, los armónicos de orden par se cancelan y el valor eficaz del primer armónico (k=1) de la tensión de salida del medio puente ($V_{1,ef}$) es:

$$V_{1,ef} = \sqrt{2}\,\frac{\sin(\frac{1\cdot\pi}{2})}{1\cdot\pi}\cdot V_{e,cc} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\cdot V_{e,cc} \qquad (3.11)$$

Siendo el valor de pico ($V_{1,p}$):

$$V_{1,p} = \frac{2}{\pi}\cdot V_{e,cc} \qquad (3.12)$$

Por lo tanto, según la expresión (3.8) para esta aplicación particular los valores de G_{TP} necesarios deben variar entre 0,33 mS y 3,2 mS. Para ello, se ha establecido un rendimiento del TP y del rectificador (η) en el conjunto del convertidor, de un 88%. Para estimar este valor de rendimiento se han tomado como referencia los datos obtenidos en un prototipo realizado cuyos resultados se muestran en el capítulo 5.

Resumiendo, el TP debe poseer un valor de carga resistiva óptima de 14 Ω y un margen de variación de G_{TP} entre 0,33 mS y 3,2 mS.

3.5.2.2 Paso 2: Diseño de la estructura en la dirección principal de vibración

Mediante el modelo propuesto y con ayuda de un simulador eléctrico (PSpice), se establecen los distintos grados de libertad del TP en la dirección principal de vibración. Estos parámetros son todos los enumerados en el principio de este epígrafe, a excepción de la forma geométrica externa y la fijación. Para la obtención de las características eléctricas del TP, se va a emplear la herramienta de ayuda al diseño descrita en el capítulo 2 (epígrafe 2.3.3).

Para este apartado del proceso de diseño, se recurrirá a las reglas de diseño obtenidas en el epígrafe 3.3.9. En concreto, los resultados del análisis de sensibilidad muestran que las dimensiones geométricas influyen en varias propiedades eléctricas. Debido a este hecho, pueden ser necesarias varias iteraciones en el proceso de diseño hasta llegar a la estructura óptima que cumpla todas las especificaciones eléctricas.

En todo momento, se debe buscar el caso de mayor rendimiento del TP y el mayor valor de k_{eff}, así como no sobrepasar los límites de operación descritos en el epígrafe 3.2.

A. SELECCIÓN DEL MATERIAL

Los parámetros del modelo dependen del material piezoeléctrico, por lo tanto, es necesario seleccionar previamente el material más adecuado.

En el capítulo 1, se analizaron los tipos de materiales más habituales empleados para este tipo de aplicaciones. Existen dos tipos distintos de materiales: los de la familia PZT (Titanato zirconato de plomo) y los de la familia Pb Ti O_3 (Titanato de plomo). Las características de cada tipo, así como los motivos de la elección de la familia PZT, fueron expuestos en el capítulo 1.

Dentro de la familia de los materiales seleccionados, PZT, debemos escoger el que posea un alto valor de permitividad dieléctrica (ε), ya que la expresión de la densidad de potencia ($P_{dens} \propto \varepsilon \cdot f \cdot k_{eff}^2$) depende proporcionalmente de dicho parámetro. Además, debe poseer un elevado valor de acoplamiento electromecánico para el modo de vibración seleccionado (k_{33}) puesto que indica cómo de eficiente es la conversión de energía eléctrica y mecánica de dicho modo de vibración. Por último, debe poseer bajas pérdidas dieléctricas (reducidos valores de tan δ_e) y mecánicas (elevados valores de Q) para obtener mayor rendimiento en el TP.

En esta Tesis, no se ha realizado una comparación de los distintos tipos de materiales PZT existentes sino que se ha empleado el material recomendado por el fabricante para este tipo de aplicaciones (PZ 26).

Una vez que se ha seleccionado el material, se pueden evaluar las características eléctricas del TP.

B. ESPESOR TOTAL

La selección de la frecuencia de conmutación del convertidor CC/CC (f_s) nos determina el espesor total del dispositivo (E). Según se mostró en el capítulo 2 (tabla 2.3), el espesor puede calcularse de manera aproximada según la expresión:

$$E = \frac{1}{2 \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{c_{33}^{\ D}}{\rho}} \qquad (3.13)$$

donde c_{33}^{D} y ρ son propiedades del material.

Es decir, cuanto mayor sea f_s menor será E y por lo tanto, menor será el tamaño del TP. No obstante, las pérdidas del resto de componentes del convertidor aumentan. Por lo tanto, el valor de f_s debe establecerse como un compromiso del tamaño del TP y de las pérdidas del convertidor. En esta Tesis, no se ha realizado un análisis para determinar cuál es la frecuencia óptima de funcionamiento del convertidor CC/CC.

Se ha seleccionado un espesor de 4 mm, dado que es el espesor de las muestras desarrolladas y es el máximo permitido por el fabricante. Como consecuencia, f_s es aproximadamente de 432 kHz:

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-3}} \cdot \sqrt{\frac{9{,}091 \cdot 10^{10}}{7600}} = 432{,}3kHz \qquad (3.14)$$

C. ÁREA

Hay que seleccionar inicialmente un área de electrodo, también denominada área transversal porque se sitúa perpendicular a la dirección principal de vibración.

Este área viene determinada por la potencia que el TP debe para transferir a la carga y por cómo de eficiente es la transferencia de esa potencia (rendimiento del TP). Además, este área debe incrementarse ya que el TP debe manejar energía reactiva para proporcionar condiciones de conmutación suave en la tensión de entrada.

Se va a realizar una estimación del área externa mínima necesaria en función del límite térmico del TP, según se expuso en el epígrafe 3.2. Así el área mínima viene determinada en función del rendimiento del TP (η_{TP}), la potencia (P) de la aplicación (8,4 W) y el incremento de temperatura interna del TP permitido:

$$\Delta T = \frac{1}{h \cdot A} \cdot \left(\frac{1}{\eta_{TP}} - 1 \right) \cdot P \qquad (3.15)$$

donde h se denomina coeficiente de película cuyo valor, tomado de hojas de catálogo, es 15 $W/m^2 \cdot C$ y A es el área externa del TP. Esta área externa comprende el área superior e inferior del TP y el área lateral del TP.

Así, para un TP optimizado para gobierno con tensiones sinusoidales con un rendimiento del 98% y suponiendo un ΔT máximo de 60°C, el área mínima transversal necesaria es de 47 mm^2 aproximadamente. Si consideramos un TP optimizado para proporcionar conmutaciones suaves, y por lo tanto con un rendimiento menor como consecuencia del mayor manejo de energía reactiva (94%), el área mínima transversal necesaria es de 198 mm^2 aproximadamente.

Teniendo en cuenta estos datos hemos tomado un área inicial de 60 mm^2 que es superior a la mínima necesaria considerando un TP trabajando con tensiones sinusoidales.

D. SELECCIÓN DE LA DISTRIBUCIÓN DE ELECTRODOS

Se ha seleccionado el entrelazado de electrodos frente a la estructura convencional porque, según se mostró en el epígrafe 3.4, permite optimizar las características del convertidor CC / CC.

Para las características de la aplicación considerada, debido a los elevados valores de la tensión de entrada, se ha seleccionado el entrelazado de tipo II, porque permite obtener una mayor separación de los electrodos de primario. Además, permite eliminar la capa de aislante, lo que proporciona mayor rendimiento tal como se obtuvo en las reglas de diseño.

E. NÚMERO DE CAPAS (N_S) Y ESPESOR DE LAS CAPAS DE SECUNDARIO (E_S)

Dado que uno de los objetivos es obtener el mayor rendimiento posible del TP, hay que diseñar el TP para que la carga equivalente impuesta por la topología del convertidor CC / CC (R_{eq}) coincida con la óptima del TP (R_{opt}).

Normalmente el valor de la R_{eq} del tipo de aplicaciones en estudio es pequeño (de decenas de ohmios). Según las reglas de diseño (epígrafe 3.3.9), si se desea maximizar la densidad de potencia se necesita aumentar el número de capas de secundario o reducir el espesor de la capa de secundario.

Es importante recordar que cuanto mayor sea el número de electrodos, mayor coste tiene el TP.

Los objetivos que se persiguen en esta aplicación son obtener el menor tamaño posible con el menor coste posible. Por lo tanto, la estructura inicial consta de una capa tanto en primario como en secundario (n_p=1; n_s=1). El espesor de secundario es el mínimo posible y el de primario el necesario para obtener el espesor total (E) seleccionado en el epígrafe B.

El límite de fabricación es de 100 µm de espesor de capa. Para este espesor, teniendo en cuenta la restricción de campo eléctrico máximo (campo de polarización del material) de 2 kV / mm, la tensión máxima a la salida puede ser de 200 V que es superior a la tensión máxima de salida de la aplicación (12 V). De ahí que la condición más restrictiva sea, en este caso, la impuesta por el límite de fabricación.

Por tanto, el primer caso que hay que analizar es el mostrado en la figura 3.69.

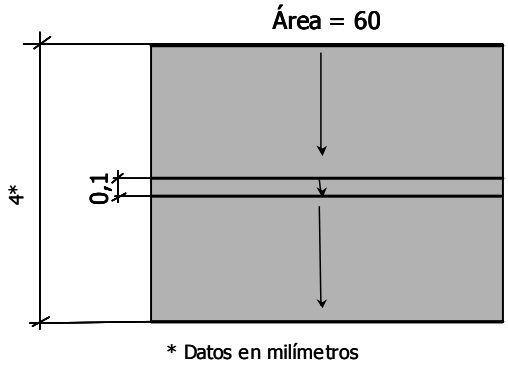
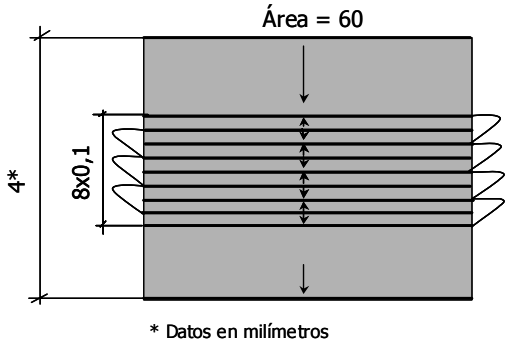


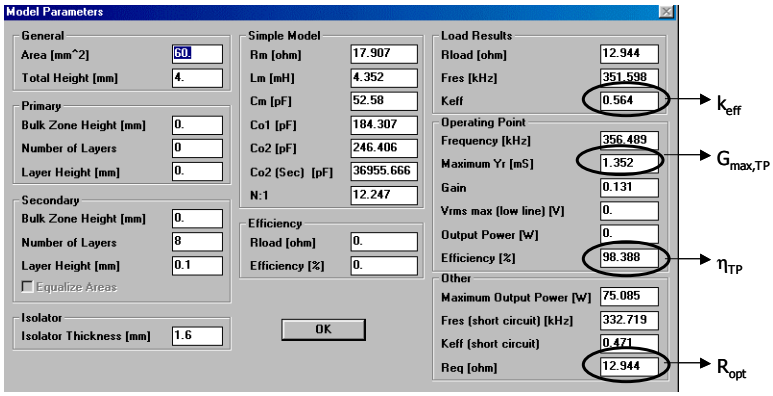
Figura 3.69. Ajuste de R_{eq}. Número y espesor de capas de secundario.

La R_{opt} de la estructura representada en la figura 3.69 es de 106 Ω, que es mayor que el valor de R_{eq} especificado (14 Ω). Por lo tanto, hay que añadir más capas de secundario para reducir el valor de R_{opt}. Si la R_{opt} del TP hubiese sido inferior a la R_{eq} especificada, se habría aumentado el espesor de la capa de secundario.

Para mantener el espesor total constante, se varía el espesor de primario.



a. descripción



b. características

Figura 3.70. Estructura geométrica (a) y características eléctricas (b) para obtener la resistencia equivalente especificada (R_{eq}).

Para el caso particular del ejemplo, en que la R_{eq} es de 14 Ω, se necesitan 8 capas en secundario de 100 µm de espesor. Además, se muestra en la figura 3.70, que el η_{TP} y el valor de k_{eff} son suficientemente elevados, tomando un valor superior al 98,4% y al 56% respectivamente.

F. NÚMERO DE CAPAS (N_P) Y ESPESOR DE PRIMARIO (E_P). ADICIÓN DE CAPAS INACTIVAS (B_P)

Debemos dotar al TP de un valor de conductancia que permita transferir la potencia necesaria para el margen de valores de tensiones de entrada del convertidor CC / CC.

El diseño obtenido (figura 3.70) posee una conductancia máxima ($G_{max,TP}$) de 1,35 mS que es inferior a la especificada (3,2 mS).

De la misma forma que antes, imponemos como restricciones primero el tamaño y después el coste del TP. Por lo tanto, según las reglas de diseño (epígrafe 3.3.9), se va a reducir el espesor del primario para conseguir la conductancia de primario especificada. Para mantener el espesor total del dispositivo se añaden dos capas extras, a ambos lados del primario, para conservar la simetría de la estructura.

Por un lado, la capa de primario no puede ser menor que la impuesta por el límite de fabricación (100 μm).

Por otro lado, tal como se expuso en el epígrafe 3.2, el espesor de primario está determinado por el límite más restrictivo entre el campo eléctrico de polarización del material y el máximo campo eléctrico debido a las pérdidas dieléctricas.

La tensión de entrada del TP (V_e,TP) es una tensión cuadrada entre 0 y el valor de la tensión de entrada (V_e). El caso más desfavorable de campo eléctrico es el de máxima V_e. En este caso particular, la tensión máxima es de 373 V. De acuerdo con este valor de V_e, el espesor mínimo de la capa de primario, para que no se alcance el campo de polarización del material, es de 187 μm.

Por último, evaluamos el mínimo espesor debido a las pérdidas dieléctricas.

Las pérdidas que se producen en el TP son de dos tipos, mecánicas y dieléctricas. El valor máximo de pérdidas dieléctricas se debe establecer en función de las pérdidas totales que el TP es capaz de disipar. En el caso de las muestras analizadas con un volumen similar al considerado el límite de pérdidas máximas totales es de 500 mW aproximadamente.

En este paso del proceso de diseño se va a establecer un espesor mínimo de primario suponiendo que todas las pérdidas del TP son de tipo dieléctrico. Posteriormente, se debe comprobar mediante simulación con el convertidor si las pérdidas totales del TP son menores que las máximas permitidas. En caso contrario se debe rediseñar el TP para reducir las pérdidas dieléctricas y por lo tanto las pérdidas totales del TP.

Las pérdidas dieléctricas máximas se producen para la tensión eficaz máxima aplicada al TP (V_{emax}). Por lo tanto, la resistencia de pérdidas dieléctricas mínima (R_{elmin}) es:

$$R_{elmin} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{emax}^2}{P_{erd_{dmax}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{373^2}{0{,}500} = 139k\Omega \qquad (3.16)$$

y por lo tanto, según (2.28), la capacidad de primario máxima (C_{opmax}) es:

$$C_{opmax} = \frac{\varepsilon'^{S}_{33}}{\varepsilon''^{S}_{33} \cdot R_{el} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{res}^{cc}} = \frac{6{,}188 \cdot 10^{-9}}{1{,}856 \cdot 10^{-11} \cdot 139 \cdot 10^{3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 332 \cdot 10^{3}} = 1{,}15nF \qquad (3.17)$$

En consecuencia, el espesor de primario mínimo es aquel que proporciona una capacidad de primario máxima de 1,15 nF.

La estructura inicial que se va a analizar es la que se muestra en la figura 3.71, que corresponde al caso de una capa de primario con el espesor mínimo de primario determinado con los límites de operación del campo eléctrico exceptuando el de las pérdidas dieléctricas (187 µm).

Se observa en la figura 3.71, que con una sola capa de primario, es posible obtener el valor de conductancia especificado (3,2 mS). Sin embargo, el valor de la capacidad de primario (C_{01}) es mayor que el máximo establecido debido a las pérdidas dieléctricas.

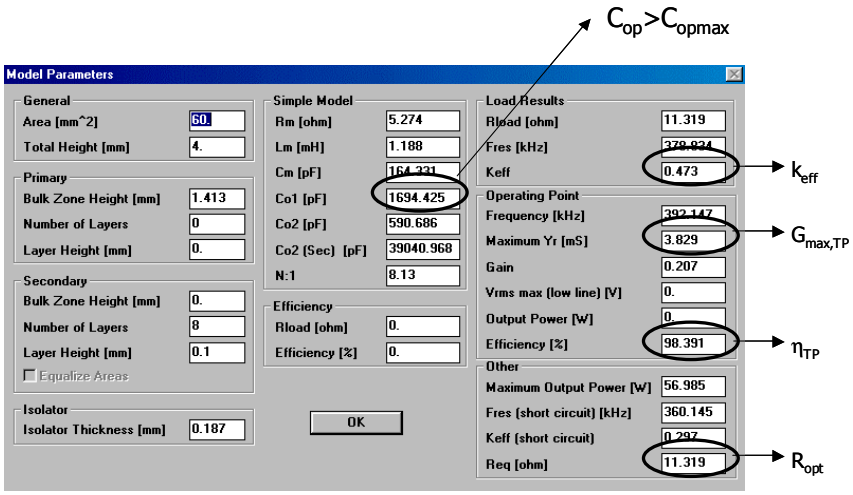


Figura 3.71. Ajuste del valor de conductancia necesario. Espesor de capa de primario.

Por lo tanto, se debe aumentar el espesor de primario para reducir la capacidad del primario del TP hasta el valor máximo permitido. Se ha aumentado el espesor al máximo posible que permita obtener la conductancia especificada ($G_{max,TP}$) y al mismo tiempo no supere el valor de capacidad máxima permitido.

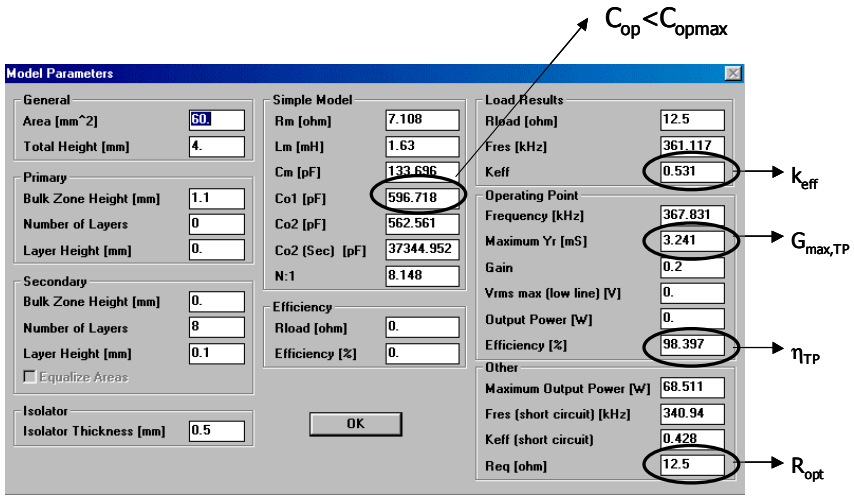


Figura 3.72. Ajuste del valor de conductancia necesario. Espesor de capa de primario. Diseño TP1.

La figura 3.72 muestra el **diseño TP1** obtenido después de aumentar el espesor de primario. Se observa que cumple todos los requisitos de las especificaciones. Por un lado, se dispone de $G_{max,TP}$ necesaria (3,24 mS) y de la R_{opt} (12,5 Ω) muy próxima a la R_{eq} especificada (14 Ω). Por otro lado, el diseño del TP posee elevados valores de η_{TP} (98,4%) y de k_{eff} (53%).

Si no se encontrase un valor de espesor de primario adecuado, sería necesario aumentar el área del dispositivo para obtener la $G_{max,TP}$ especificada. La variación del área implica una iteración del proceso de diseño a partir del apartado C.

- ***FORMA DE GOBIERNO DEL TP***

Una vez determinadas las características eléctricas que verifican las especificaciones del convertidor CC/CC considerando condiciones sinusoidales en el TP, debemos tener en cuenta la forma de gobierno del TP.

En el caso de considerar un gobierno del TP con una tensión de entrada sinusoidal, el diseño vertical de capas quedaría terminado. No obstante, sería necesario añadir una red de adaptación de impedancias que permitiera obtener dicha tensión sinusoidal. El diseño de esta red de impedancias se detallará en el capítulo 4.

En el caso de considerar una señal cuadrada de tensión, los dos factores que hay que tener en cuenta son la **capacidad de proporcionar conmutación suave** de la tensión de entrada y la **eliminación de modos de vibración distintos del modo espesor (modos espurios) y de órdenes de vibración superiores del orden de vibración seleccionado** que puedan ser excitados por los armónicos de la tensión de entrada.

La eliminación de modos de vibración espurios debe analizarse mediante la HEF debido a que se producen en otras direcciones distintas al modo de vibración principal. En este paso del proceso de diseño, en el que sólo se tienen en cuenta la dirección principal, se analiza exclusivamente la influencia del segundo y tercer orden de vibración del modo espesor, debido a que se corresponden con los armónicos más importantes de la tensión de entrada.

En el convertidor CC/CC del ejemplo, la tensión de salida de la etapa inversora sólo posee los armónicos impares ya que el ciclo de trabajo es del 50%. Por lo tanto, **el armónico que más importancia tiene sobre el diseño del TP es el tercero.**

- *Eliminación del tercer armónico de la tensión de entrada*

Reducir la influencia de este armónico, implica conseguir que la impedancia de primario sea muy alta, o de manera equivalente, que la conductancia de primario del tercer orden de vibración del TP con la carga óptima sea muy pequeña comparada con la del modo fundamental.

Para la eliminación del tercer armónico, la estructura del primario debe ser simétrica respecto a la distribución de tensiones mecánicas correspondiente al tercer orden de vibración.

Por lo tanto, se debe elegir convenientemente el espesor de las capas extras no polarizadas.

La figura 3.73 representa una estructura vertical simplificada del diseño de TP considerado para el ejemplo. Se ha representado la distribución de la tensión mecánica, correspondiente al tercer orden de vibración, a lo largo del espesor del TP (eje z). Si los electrodos de primario abarcan un espesor igual a (4/6) del espesor total, las áreas rayada y punteada son iguales cancelándose el tercer armónico de la tensión de entrada, debido a que la integral de la tensión mecánica es nula.

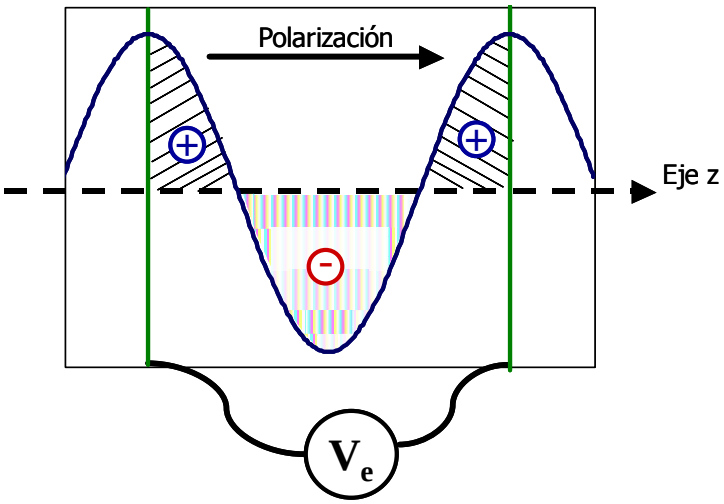


Figura 3.73. Eliminación del tercer armónico de la tensión de entrada al TP. Estructura del TP simplificada.

Además, en este caso particular, los electrodos de secundario se encuentran entre los electrodos de primario. Debido a este hecho, la posición de los electrodos de primario debe ser modificada para conseguir que la integral de la tensión mecánica del tercer orden de vibración se anule. Tal como se muestra en la figura 3.74, se debe reducir el espesor de primario una magnitud igual al espesor total de secundario.

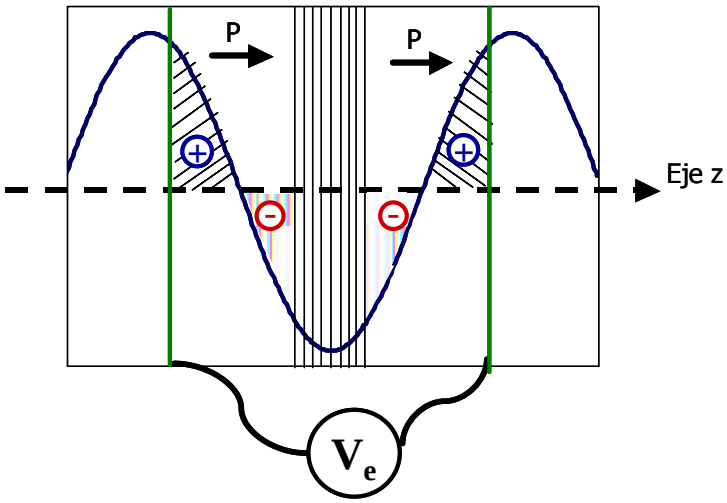


Figura 3.74. Eliminación del tercer armónico de la tensión de entrada al TP. Diseño TP1.

Para el ejemplo considerado, el espesor total es de 4 mm. Por lo tanto, el espesor de primario debe ser de 2,66 mm (4/6 de 4 mm) menos 0,8 mm del secundario (8 capas de 0,1 mm), es decir, 1,86 mm. Por lo tanto, el espesor total de la capa extra debería de ser de 2,14 mm (4 mm– 1,86 mm). Al estar repartida simétricamente se debe disponer una capa de 1,07 mm a cada lado.

El diseño de la figura 3.72, con un espesor de cada capa extra de 1,1 mm, posee un valor del tercer armónico nulo porque el valor de la conductancia de primario con la carga óptima en el secundario es nulo tal como se observa en la figura 3.75. Este análisis confirma el cálculo teórico del espesor de la capa extra realizado previamente.

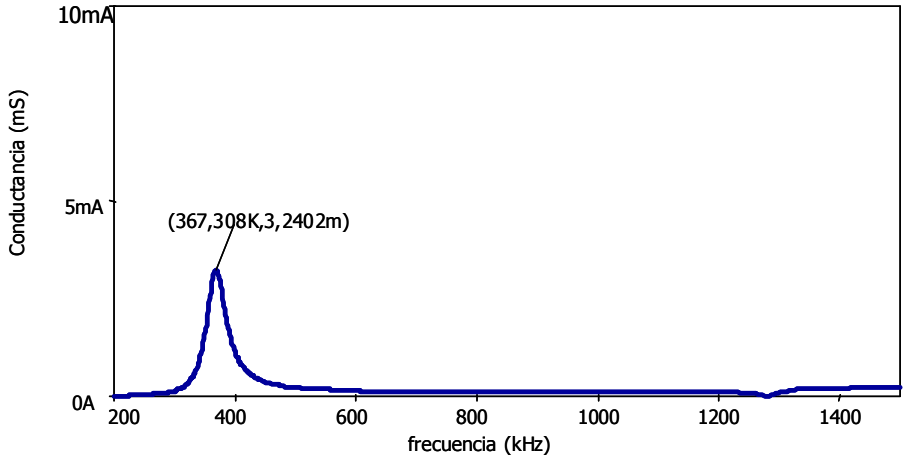


Figura 3.75. Conductancia de primario con la carga optima (14 Ω) en secundario. Eliminación del tercer armónico.

- ***Condición de conmutación suave (ZVS) en la tensión de entrada del TP***

En el epígrafe 3.1, se analizaron en detalle el proceso de obtención de ZVS y las características eléctricas que debe poseer el TP para poder alcanzar ZVS en la tensión de entrada del TP.

No obstante, antes de realizar la simulación, se puede evaluar cualitativamente el diseño del TP desde el punto de vista del carácter inductivo que posee con la carga nominal tal como se expuso en el epígrafe 3.1. Tal como se mostró en el epígrafe 3.1, el carácter inductivo con la carga nominal es una condición necesaria aunque no suficiente para que el TP proporcione condiciones de ZVS.

La figura 3.76 proporciona las características en pequeña señal del diseño TP1 con la carga nominal en el margen de frecuencias del modo de funcionamiento. Se observa que posee un reducido carácter inductivo porque la fase máxima de la impedancia de

primario es de 3,9°. Además, la fase es superior a cero grados en un margen muy estrecho entre la frecuencia de resonancia y antiresonancia.

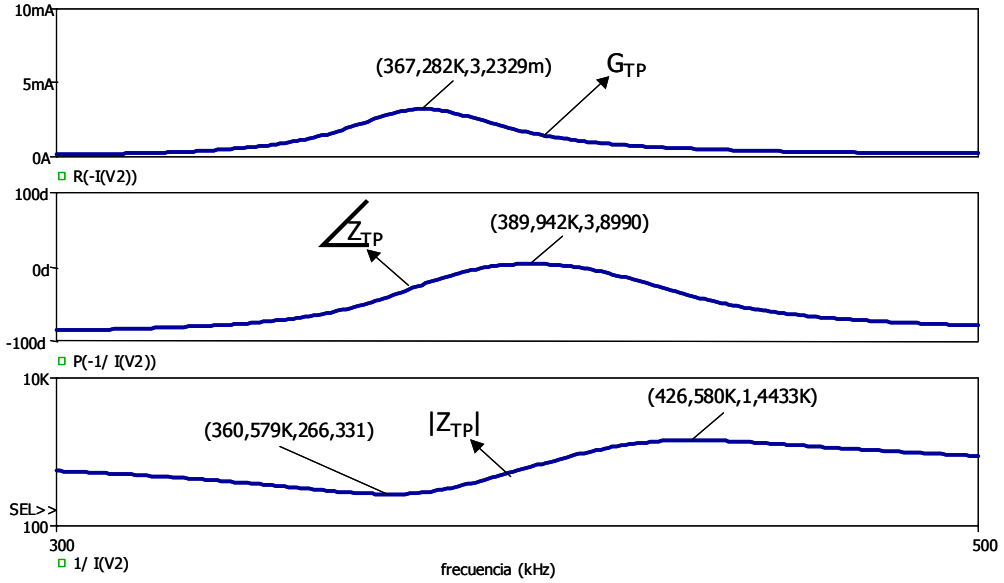


Figura 3.76. Módulo ($|Z_{TP}|$), fase ($\angle Z_{TP}$) y conductancia (G_{TP}) del diseño TP1 en el modo principal de funcionamiento.

Para mostrar que el carácter inductivo no es suficiente para obtener condiciones de ZVS, se va a realizar una simulación del diseño TP1 con gobierno mediante una tensión cuadrada.

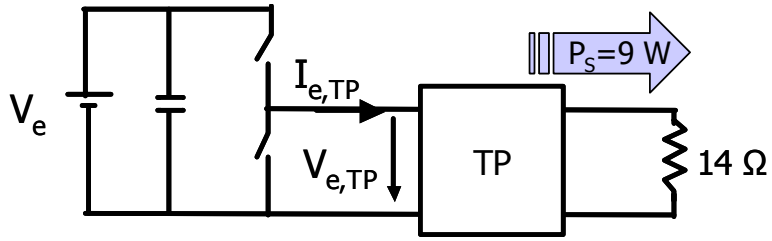


Figura 3.77. Gobierno del TP con tensión de entrada cuadrada.

La figura 3.77 representa las condiciones de la simulación realizada. La tensión en la entrada del TP ($V_{e,TP}$) es una señal cuadrada, mientras que en la salida del TP se consideran condiciones sinusoidales, colocando la carga equivalente del convertidor (14 Ω).

La frecuencia de conmutación de la topología es la correspondiente a la de la máxima fase de la impedancia de primario (390 kHz) y un valor de tensión de entrada continua (V_e) suficiente (175 V) para obtener la potencia especificada en la carga. Dado que no se ha incluido el rectificador de salida, el nivel de potencia de salida (P_s) es superior (9 W) a la potencia de salida especificada (8,4 W).

La figura 3.78 representa los resultados de la simulación con el diseño TP1. Se observa que no se obtienen condiciones de ZVS en $V_{e,TP}$, puesto que se obtienen 50 V de conmutación brusca que provocan elevados picos de la corriente de entrada del TP ($I_{e,TP}$).

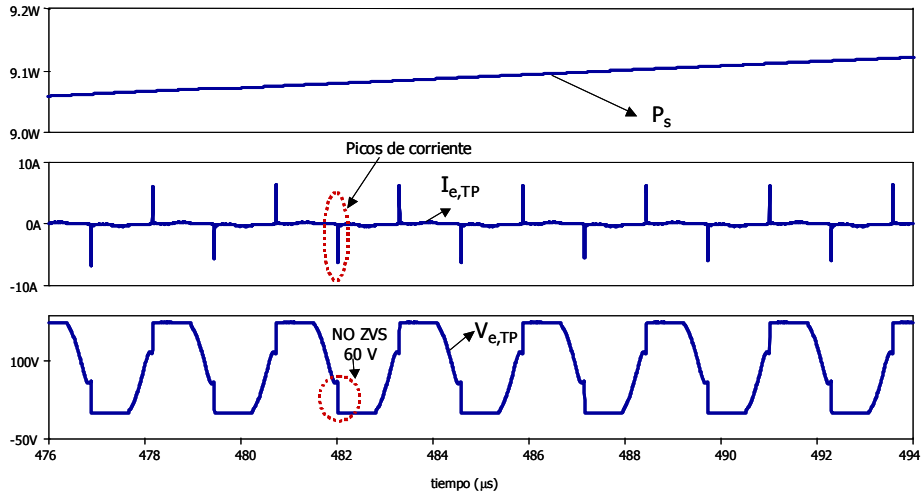


Figura 3.78. Tensión de entrada ($V_{e,TP}$), Corriente de entrada ($I_{e,TP}$) y potencia de salida (P_S). Tiempo muerto 400 ns.

Según las reglas de diseño (epígrafe 3.3.9), para aumentar el carácter inductivo del TP, se puede aumentar el espesor o el número de capas de primario, o bien reducir el número de capas de secundario.

De nuevo, se va a considerar la restricción en el diseño del tamaño y el coste del TP.

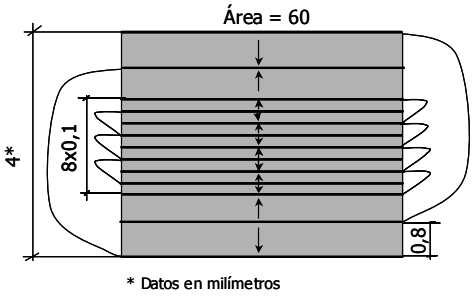
Por un lado, reducir el número de capas de secundario, reduce el coste del dispositivo. Sin embargo, en este caso, penaliza el tamaño del dispositivo. Esto es debido a que al disminuir el número de capas de secundario aumenta la R_{eq}. Por lo tanto, se necesita disminuir el valor de la R_{eq} mediante el aumento del área, puesto que el espesor de capa de secundario seleccionado es el mínimo posible.

Por otro lado, al aumentar el espesor de primario se debe reducir el espesor de la capa extra, si no se desea reducir el número de capas de secundario. Sin embargo, esta variación plantea dos problemas en el diseño del TP. Por un lado, tal como se

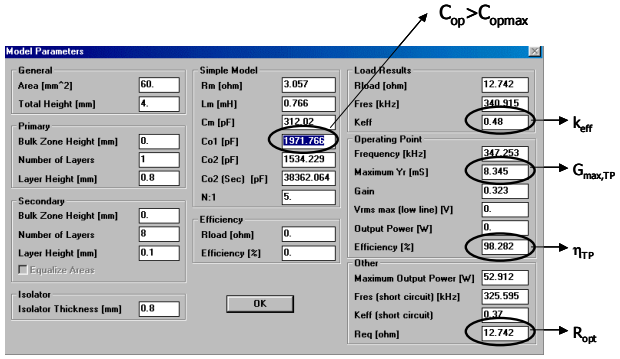
desprende del análisis de sensibilidad (tabla 3.13), al aumentar el espesor de primario se reduce el valor de $G_{max,TP}$ y para alcanzar la $G_{max,TP}$ especificada sería necesario aumentar el área del TP. Por otro lado, al variar el espesor de la capa extra aumenta la influencia del tercer armónico de la tensión de entrada.

Por lo tanto, buscando como objetivo el tamaño antes que el coste del TP, se ha aumentado el número de capas de primario para aumentar el carácter inductivo del TP.

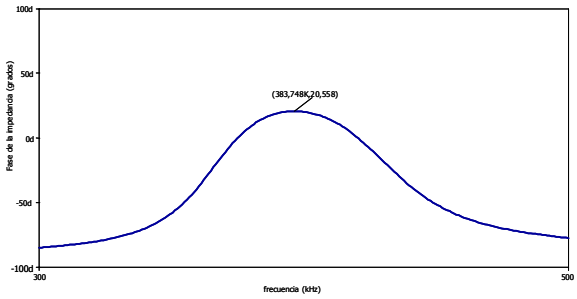
La figura 3.79 muestra la descripción (a) del nuevo diseño obtenido así como sus características eléctricas (b). Se observa que se consigue aumentar el carácter inductivo del TP ya que aumenta la fase de la impedancia de primario con la carga óptima (c). Sin embargo, el valor de la capacidad de primario (C_{o1}) es superior al máximo permitido (1,15 nF) según las pérdidas dieléctricas incluso con el mayor espesor de primario posible obtenido al eliminar la capa extra. Por lo tanto, no es posible aumentar el número de capas de primario y es necesario penalizar el tamaño del TP para conseguir condiciones de ZVS.



a. Descripción.



b. Características eléctricas



c. Fase de la impedancia de primario con la carga óptima

Figura 3.79. Descripción, características eléctricas y fase de la impedancia de primario con la carga óptima aumentando el número de capas de primario del diseño TP2.

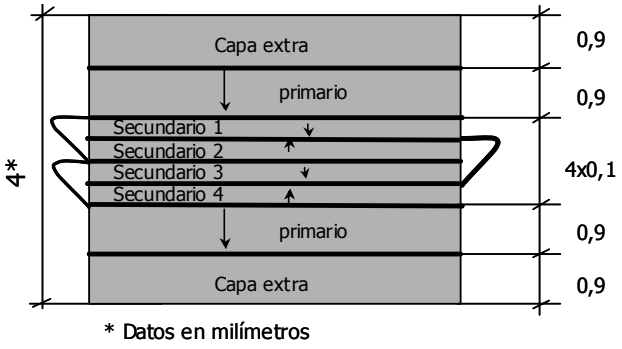
Por lo tanto, se decide **aumentar el espesor de primario** a costa de **reducir el número de capas de secundario**. Ambas variaciones, implican una mejora del carácter inductivo, tal como indican las reglas de diseño, aunque implican un **aumento del área del TP.**

Los cambios de los parámetros constructivos suponen una nueva iteración de los pasos iniciales (C a F) del proceso de diseño.

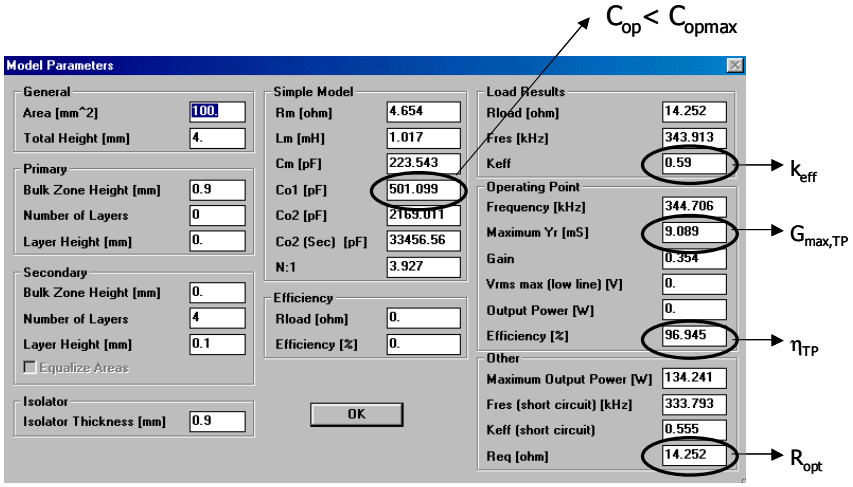
Se ha reducido el número de capas del secundario a cuatro. Como consecuencia, para obtener la R_{opt} coincidente con la R_{eq} especificada, ha sido necesario aumentar el área del componente. Por último, se ha ajustado el espesor de la capa extra para anular el tercer armónico.

La figura 3.80 muestra las características del diseño final obtenido (TP2). Comparando este diseño con el anterior (TP1) se observa que se ha reducido el número de capas de secundario a la mitad aumentando el área, y por tanto el volumen del TP, un 67%.

Por otro lado, cumple las especificaciones eléctricas de R_{eq} (14,52 Ω), $G_{max,TP}$ (9 mS) con elevados valores de η_{TP} (96,9%) y de k_{eff} (59%), tal como se muestra en la figura 3.80.b.



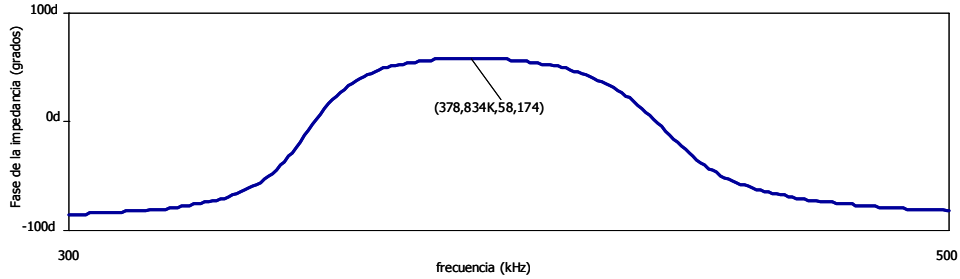
a. Descripción



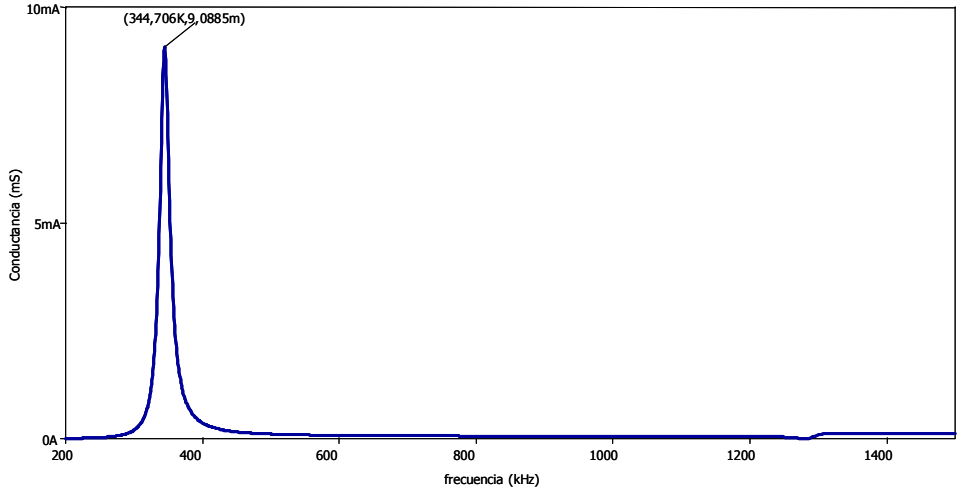
b. Características eléctricas

Figura 3.80. Descripción y características eléctricas del diseño TP2.

Además, la figura 3.81.a muestra que el diseño TP2 proporciona un carácter inductivo bastante elevado ya que el desfase máximo es de 58° en un margen amplio dentro de las frecuencias de funcionamiento. Además, se elimina la influencia del tercer armónico de la tensión de entrada debido a que la conductancia de primario con la carga óptima del tercer orden de vibración es prácticamente nula (Figura 3.81.b).



a. Fase de la impedancia de primario.



b. Conductancia de primario.

Figura 3.81. Descripción y características eléctricas generales del diseño TP2.

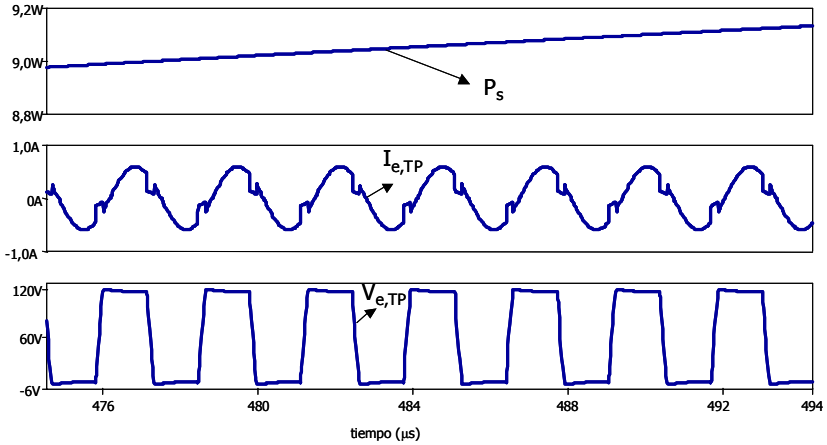
Como el carácter inductivo es condición necesaria pero no suficiente para que se alcance ZVS, se ha realizado una simulación con el diseño TP2 en las condiciones más desfavorables.

Por un lado, dichas condiciones se producen con valores de tensión de entrada elevados porque se necesita más energía para cargar y descargar el condensador equivalente de entrada. Tal como se expuso en el 3.1, este condensador de entrada equivalente se obtiene a partir de las capacidades entre drenador y fuente de cada MOSFET del puente inversor y el condensador de primario del TP. Por otro lado, según se comentó en el epígrafe 3.1, la fase de la impedancia de primario del TP disminuye en las proximidades de las frecuencias de resonancia y antiresonancia. Por lo tanto, al disminuir el carácter inductivo puede provocar la pérdida de condiciones

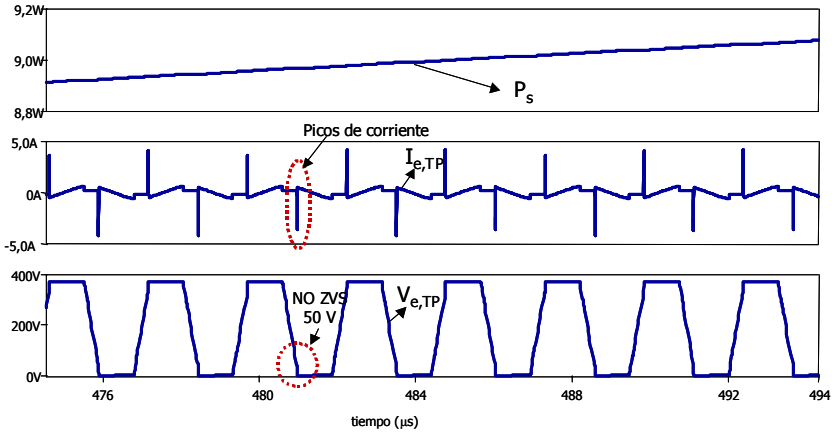
de conmutación suave en las cercanías de estas dos frecuencias. Teniendo en cuenta la expresión (3.1) y considerando un control en frecuencia, la frecuencia mínima corresponde a la menor tensión de entrada y la frecuencia máxima a la mayor tensión de entrada.

Por lo tanto, se van a analizar dos casos, el de mínima tensión de entrada (85 V_{ef}) y el de máxima tensión de entrada (264 V_{ef}). En la figura 3.82, se representan, la potencia de salida (P_s), la corriente ($I_{e,TP}$) y la tensión de entrada ($V_{e,TP}$) del TP obtenidas mediante simulación con la topología del convertidor CC / CC considerada en la figura 3.77. Se observa que se obtiene la condición de ZVS para la menor de las tensiones, pero no se alcanza dicha condición para la mayor de las tensiones.

Se puede aumentar el tiempo muerto entre el disparo de cada uno de los MOSFETs (de 400 ns a 500 ns) para alcanzar la condición de ZVS para la mayor de las tensiones. Sin embargo, esta opción no es adecuada porque no se alcanza ZVS para la menor de las tensiones. Esto es debido a que al sobrepasar el tiempo necesario para la descarga del condensador equivalente de entrada, éste comienza a cargarse de nuevo. De forma que, al producirse la conmutación, el condensador no está completamente descargado, y se produce un pico de corriente.



a. Ve=85 V_{ef}



b. Ve=265 V_{ef}

Figura 3.82. Tensión de entrada ($V_{e,TP}$), corriente de entrada ($I_{e,TP}$) y potencia de salida (P_S) del TP con gobierno con tensión de entrada cuadrada. Tiempo muerto = 400 ns. Diseño TP2.

La condición de ZVS se alcanza hasta con tensiones de entrada de 210 V_{ef}, tal como se muestra en la figura 3.83.

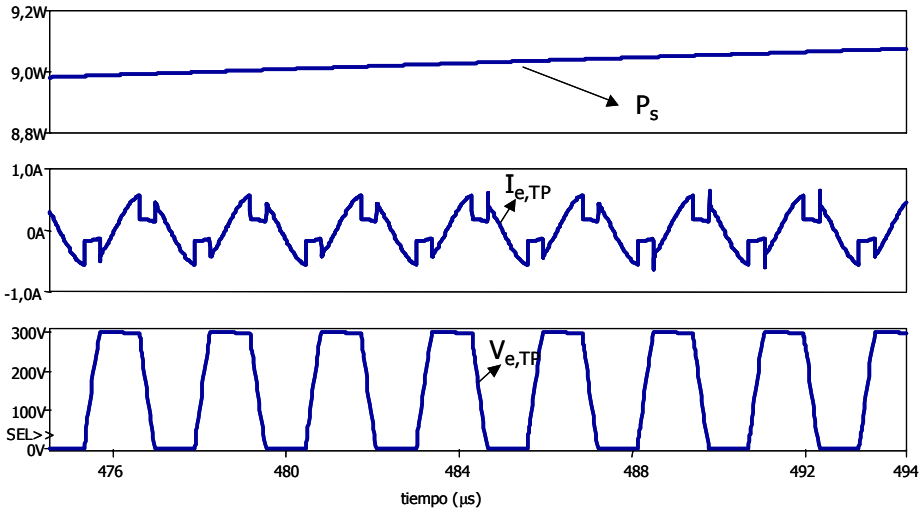
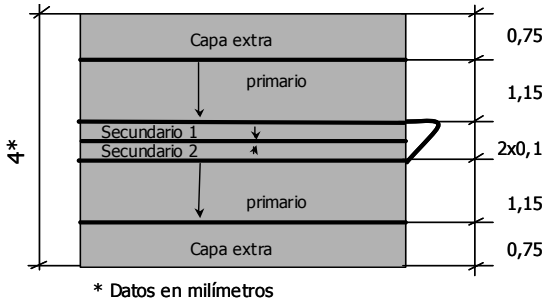


Figura 3.83. Tensión de entrada ($V_{e,TP}$), Corriente de entrada ($I_{e,TP}$) y potencia de salida (P_S) del TP con gobierno con tensión de entrada cuadrada de valor 210 V_{ef}. Tiempo muerto = 400 ns. Diseño TP2.

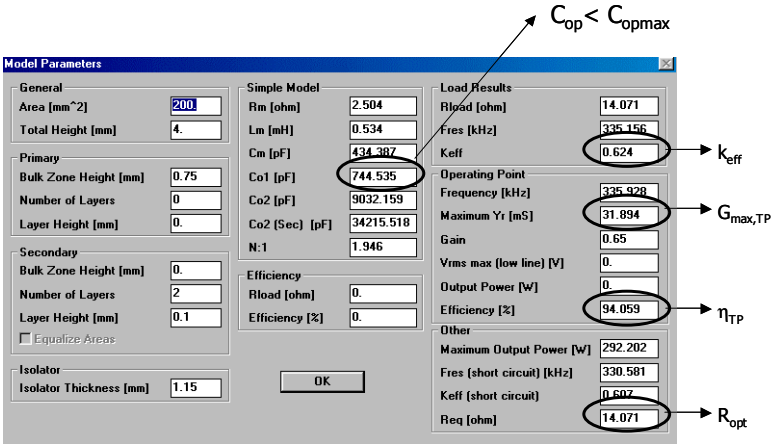
Por lo tanto, debemos modificar la estructura para obtener ZVS en todo el margen de tensiones de entrada.

Se ha procedido de manera análoga que en el caso del diseño TP2. Es decir, se ha reducido el número de capas de secundario y se ha aumentado el área. Por último, se ha ajustado el espesor de la capa extra para eliminar el tercer armónico. El diseño final obtenido, diseño TP3, es el que se muestra en la figura 3.84.

La conductancia de primario (31,9 mS) y la R_{eq} (14,07 Ω) del diseño TP3, cumplen las especificaciones de la aplicación. El valor de k_{eff} es 3 puntos superior al del diseño TP2 (62% frente a 59%). Sin embargo, el rendimiento disminuye casi 3 puntos (de 96,9% a 94%) y el área, y por tanto el volumen, se ha duplicado respecto al diseño TP2.



a. Descripción



b. Características eléctricas

Figura 3.84. Descripción y características eléctricas del diseño TP3.

Respecto al tercer armónico de la tensión de entrada, la figura 3.85 muestra que su efecto es nulo al ser el valor de la conductancia de primario, prácticamente despreciable.

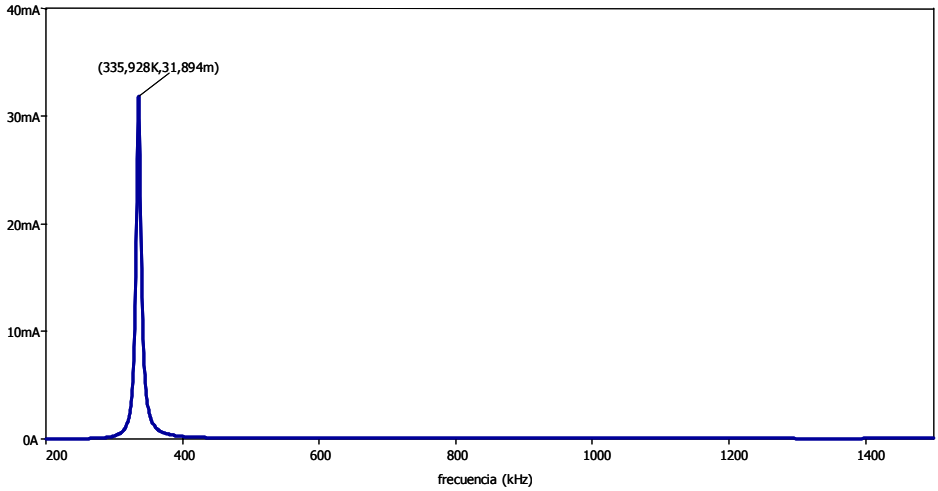
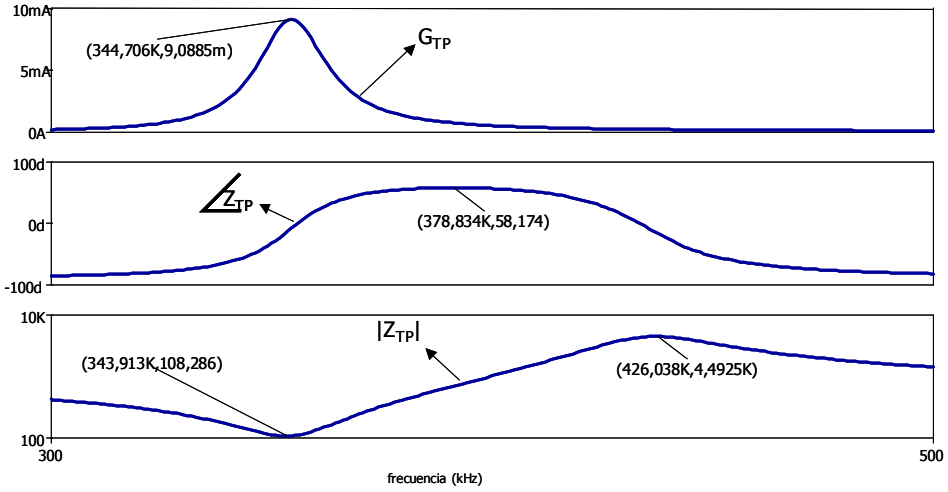
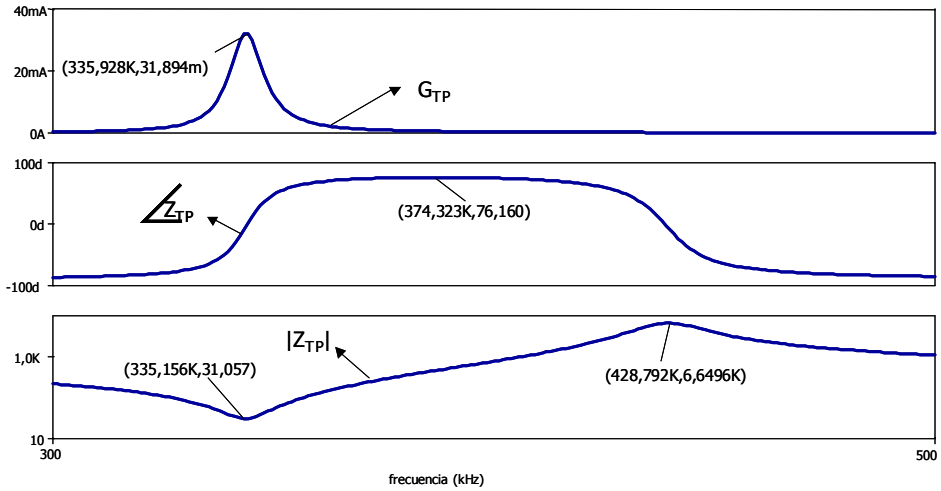


Figura 3.85. Conductancia de primario del diseño TP3 con la carga óptima. Cancelación del tercer armónico.

En la figura 3.86 se representan las características en pequeña señal más significativas de los diseños TP2 (a) y TP3 (b): la conductancia (G_{TP}), la fase de la impedancia ($\angle Z_{TP}$) y el módulo de la impedancia ($|Z_{TP}|$) de primario del TP. Se observa que el carácter inductivo del diseño TP3 es mucho mejor que el del diseño TP2, ya que el valor máximo de la fase es 76° frente a los 58° del diseño previo. Además, la curva de fase de la impedancia de primario se mantiene prácticamente plana en el margen de frecuencias situado entre la resonancia y la antiresonancia del orden de vibración principal.



a. Diseño TP2

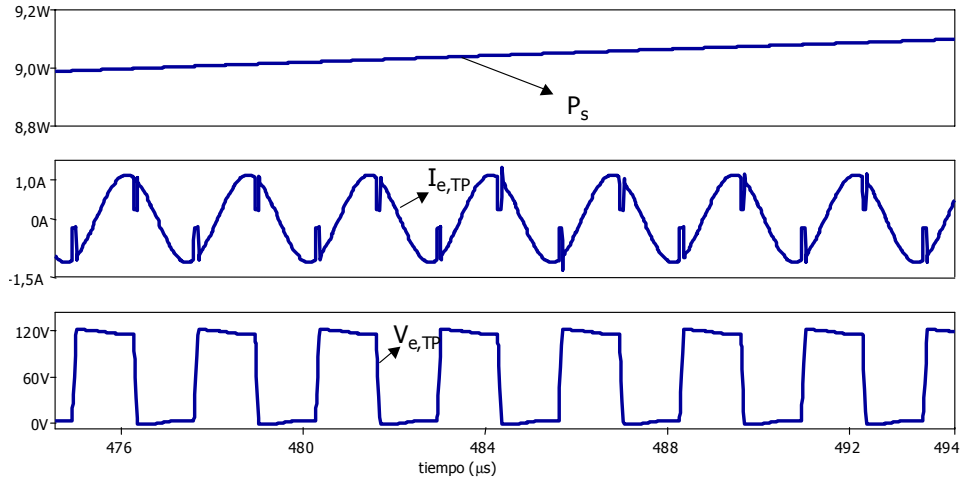


b. Diseño TP3

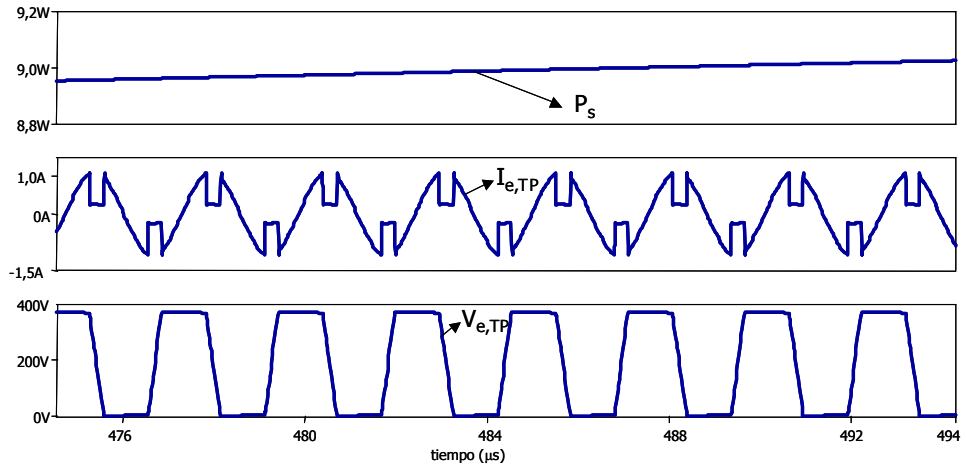
Figura 3.86. Comparación de las características en pequeña señal de los diseños TP2 y TP3 con la carga óptima (14 Ω).

Para comprobar si se alcanza ZVS se han analizado mediante simulación (figura 3.77), los casos más desfavorables desde el punto de vista del ZVS descritos anteriormente. La figura 3.87 representa la potencia de salida (P_s), la corriente de entrada ($I_{e,TP}$) y la

tensión de entrada ($V_{e,TP}$) en los dos casos. Se observa que se alcanza ZVS para ambos casos.



a. Ve=85 V_{ef}



b. Ve=265 V_{ef}

Figura 3.87. Tensión de entrada ($V_{e,TP}$), corriente de entrada ($I_{e,TP}$) y potencia de salida (P_S) del TP con gobierno con tensión de entrada cuadrada. Tiempo muerto=400 ns. Diseño TP3.

Por último, se han evaluado las pérdidas totales del TP mediante simulación dentro del convertidor CC / CC con la tensión de entrada máxima (265 V_{ef}) y para obtener la

potencia especificada de salida (8,4 W). El rendimiento del TP dentro del convertidor CC / CC es de un 90%, siendo las pérdidas totales del TP 1,12 W.

Aunque las pérdidas totales son mayores que las establecidas inicialmente (500 mW), es razonable suponer que el diseño obtenido es capaz de disiparlas debido al incremento del área transversal (de 60 mm^2 a 200 mm^2) y por tanto del área externa respecto al diseño inicial.

G. COMPROBACIÓN DE LOS LÍMITES DE OPERACIÓN DEL TP DISEÑADO

Una vez realizado el diseño del TP en la dirección principal, es necesario comprobar que las dimensiones cumplen con los límites de funcionamiento del material del TP descritos en el epígrafe 3.2.

Los límites relativos al campo eléctrico, ya se han tenido en cuenta a la hora de establecer el espesor de secundario (apartado E) y el de primario (apartado F).

La segunda restricción es el límite de tensión mecánica máxima. Hay que verificar que el valor de la tensión mecánica no supera en ningún punto de la estructura el valor máximo de tensión mecánica del material. Teniendo en cuenta que la tensión máxima, en el caso del modo seleccionado, se produce en la mitad del espesor, solamente es necesario comprobar la tensión en dicho punto.

Gracias a la analogía entre las variables mecánicas y eléctricas en el modelo empleado, basado en líneas de transmisión (capítulo 2), se puede obtener el valor de la fuerza mecánica en el punto medio de la estructura a través de la tensión eléctrica en el nodo mecánico correspondiente. Dividiendo por el área transversal, obtenemos el valor de la tensión mecánica.

Se ha realizado una simulación con el diseño final obtenido (TP3) en las condiciones más desfavorables para la tensión mecánica correspondientes al mayor valor de tensión de entrada, 265 V_{ef}.

Para ello, se ha considerado el circuito equivalente de la topología del convertidor (figura 3.67). Se ha aplicado en la entrada del TP una tensión sinusoidal de 237 V de amplitud, que corresponde al valor de pico del primer armónico para la máxima tensión de entrada (265 V_{ef}). Los resultados de la simulación se muestran en la figura 3.88. Se observa que el valor de la tensión mecánica en el punto medio de la estructura es de 8,5 MPa. El dato que se posee del fabricante es que la tensión mecánica máxima para el material empleado es de 20 MPa para 30 kHz. No se dispone de datos por parte del fabricante para la frecuencia de trabajo, por tanto, con los datos disponibles, se puede afirmar que el diseño no supera los límites de tensión mecánica máxima.

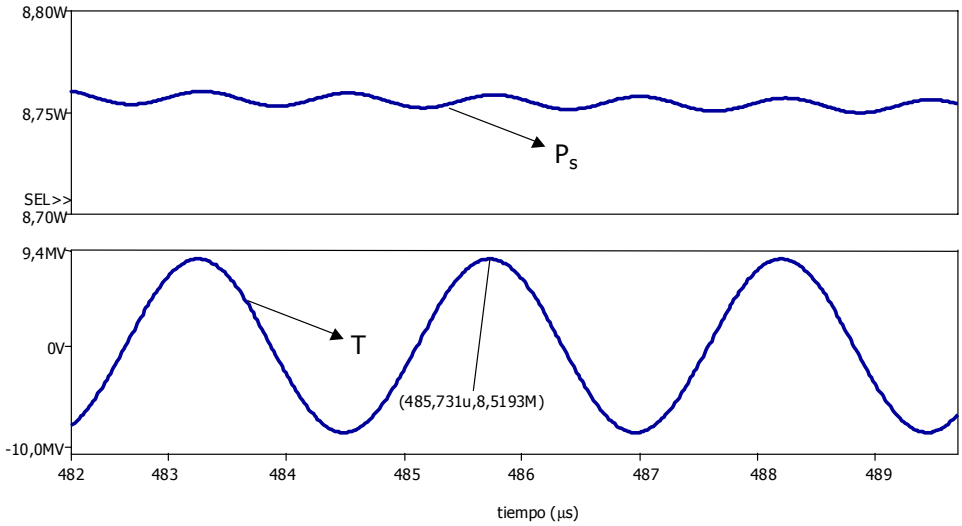


Figura 3.88. Tensión mecánica en la mitad del espesor (T). Tensión de entrada 265 V_{ef}.

Por último, sería necesario realizar un análisis térmico mediante medidas o mediante la HEF del TP con el resto de componentes del convertidor para determinar si el componente capaz de trabajar con la potencia máxima de la aplicación.

RESUMEN

En este paso del proceso de diseño (figura 3.89), se obtiene la estructura del TP a lo largo de la dirección principal de funcionamiento. Mediante el modelo analítico 1D, se determina el material, el espesor, el número de capas, espesor de cada capa, distribución de los electrodos y área del dispositivo que proporcionen al TP las características eléctricas necesarias requeridas por el convertidor CC/CC.

Por un lado, la carga óptima del TP debe coincidir con la carga equivalente de la topología del convertidor para obtener un rendimiento elevado del TP. La conductancia debe ser la necesaria para transmitir la potencia especificada para la tensión de entrada. Por otro lado, se deben considerar las restricciones propias de la topología del convertidor seleccionada. Así, la forma de gobierno con una señal de tensión cuadrada, requiere garantizar condiciones de ZVS y reducir la influencia de los armónicos de orden superior de la forma de tensión de entrada.

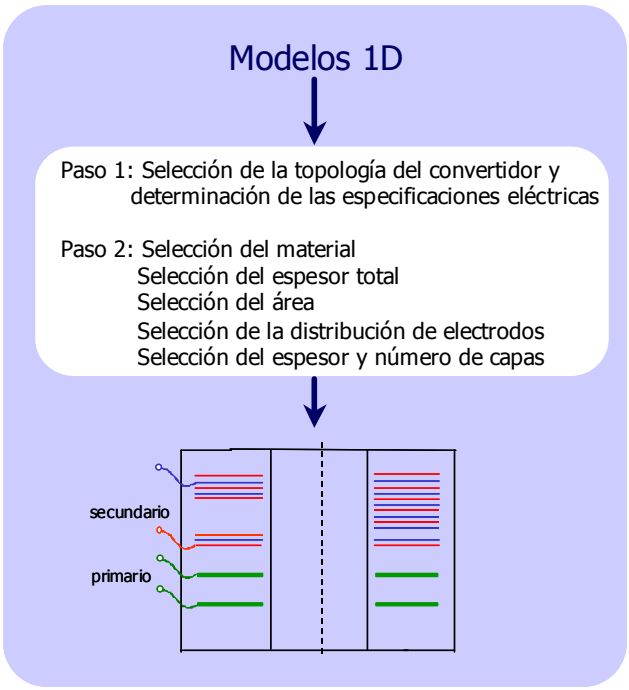


Figura 3.89. Diseño de la estructura en la dirección principal del modo principal de vibración mediante los modelos 1D.

> *Los parámetros constructivos del TP deben elegirse para proporcionar valores del rendimiento y de k_{eff} razonablemente altos y sin sobrepasar los límites de funcionamiento del TP.*

3.5.2.3 Paso 3: Selección de la forma geométrica externa y sus dimensiones

Una vez realizado el diseño en la dimensión principal, el siguiente paso es seleccionar la geometría exterior.

En este trabajo de investigación se ha considerado como forma geométrica un anillo. Por tanto, el objetivo es seleccionar el diámetro externo (ϕ_{ext}) e interno (ϕ_{int}) apropiados manteniendo el área constante.

Los diámetros apropiados serán aquellos que permitan cumplir los siguientes objetivos:

- **Eliminar los modos espurios en las proximidades del modo fundamental de vibración** para garantizar que el TP vibre en el modo de vibración seleccionado en el intervalo de frecuencias de funcionamiento.

- **Maximizar el valor del coeficiente de acoplamiento efectivo (k_{eff})** para maximizar la densidad de potencia. ya que la densidad de potencia depende del cuadrado de k_{eff} ($P_{dens} \propto \varepsilon \cdot k_{eff}^2 \cdot f$).

Para obtener la información del valor de la k_{eff}, así como de la existencia de modos espurios de vibración, se realiza el análisis con la HEF, puesto que como ya se expuso en el capítulo 2, permite tener en cuenta direcciones distintas a la principal.

El proceso que debe realizarse para una correcta selección de los diámetros consiste en **obtener el menor diámetro externo posible** para optimizar el tamaño, y por tanto, maximizar la densidad de potencia del TP.

Por ello, tal como se muestra en la figura 3.90, se puede empezar con una estructura sin agujero (ϕ_{int} = 0 mm) y el diámetro externo necesario para obtener el área transversal deseada. Si existen modos espurios, se debe aumentar progresivamente el tamaño del agujero interno y por tanto del agujero externo hasta que se eliminen los modos espurios de la zona de funcionamiento. El incremento del diámetro interno puede ser al principio más grande y cuando se detecte la reducción de los modos espurios se pueden realizar incrementos más pequeños de los diámetros hasta conseguir eliminarlos.

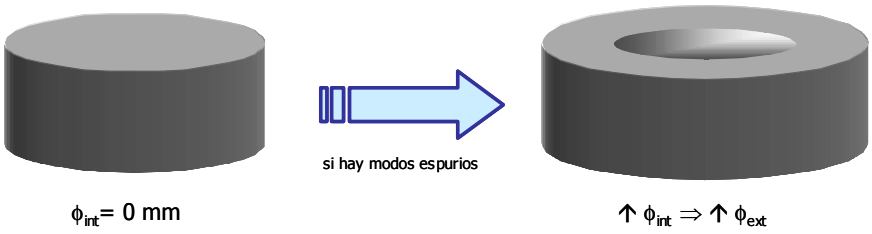
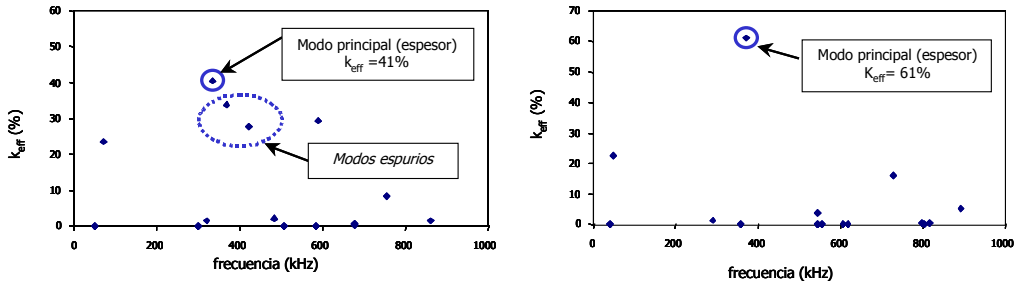


Figura 3.90. Proceso de selección de los diámetros externo e interno.

La figura 3.91 muestra la influencia de la selección de los diámetros en el valor de k_{eff} y la existencia de modos espurios. Se han considerado dos casos de distribución del área del diseño obtenido en el paso anterior del proceso de diseño (diseño TP3).

Por un lado, el diseño TP3a con un ϕ_{ext} de 19,73 mm y con un ϕ_{int} de 11,61 mm, presenta modos espurios cerca de la frecuencia de funcionamiento. Como consecuencia de este hecho, el valor de k_{eff} del modo fundamental, se reduce a un 41%. Sin embargo, el diseño TP3b con un ϕ_{ext} de 24,97 mm y un ϕ_{int} de 19,21 mm, permite eliminar los modos espurios en las proximidades de la frecuencia de funcionamiento obteniéndose un valor de k_{eff} del modo fundamental de un 61%, notablemente superior al valor del diseño TP3a. Por lo tanto, los diámetros adecuados son los correspondientes al diseño TP3b.



a. TP3a *b. TP3b*

Figura 3.91. Influencia de la selección de los diámetros en el valor de k_{eff} y en los modos espurios.

Dentro de la selección de la geometría, además de la distribución del área puede resultar interesante, como se verá después para la fijación, **añadir biseles en la forma geométrica**. Además, los biseles también modifican los modos espurios tal como se mostrará posteriormente en este mismo capítulo (epígrafe 3.5.3).

3.5.2.4 Paso 4: Análisis de tolerancias geométricas de fabricación

Un aspecto muy importante a tener en cuenta es que el diseño del TP debe ser insensible a las tolerancias geométricas proporcionadas por el fabricante. Es decir, al variar las dimensiones según las tolerancias especificadas por el fabricante, no deben aparecer modos espurios en las proximidades del modo de funcionamiento seleccionado que produzcan un mal funcionamiento del TP.

Las tolerancias geométricas proporcionadas por el fabricante son de ±5% en el espesor total y de un ±3% en los diámetros.

Como ejemplo de la influencia de las tolerancias de fabricación, se ha realizado una variación del –5% en el espesor y del +3% en el diámetro interior del diseño TP3b. Como se mostrará posteriormente en el epígrafe 3.5.3, este tipo de variación, menor altura que la especificada y mayor diámetro interno, se ha obtenido en una de las muestras fabricadas.

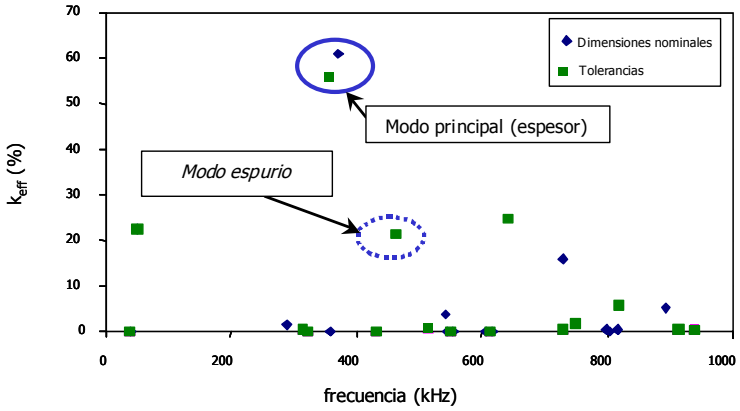


Figura 3.92. Influencia de las tolerancias geométricas en el valor de k_{eff} y en los modos espurios.

En la figura 3.92, se muestra cómo influyen estas variaciones respecto al caso de dimensiones nominales. Se observa que al considerar las tolerancias geométricas se produce una reducción del valor de k_{eff} del modo fundamental (de un 61% a un 57%) como consecuencia de la aparición de un modo espurio en las proximidades de la frecuencia del modo fundamental cuya k_{eff} es del 20%.

Por lo tanto, si una vez seleccionados los diámetros en el paso 3, aparecen modos espurios, al aplicar las tolerancias de fabricación, debemos modificar los diámetros internos y externos (o los biseles introducidos), hasta que el diseño sea insensible a dichas tolerancias.

En caso de que no se pueda obtener un diseño que no sea afectado por las tolerancias de fabricación, se debe indicar al fabricante aquella dimensión que sea crítica en el diseño.

3.5.2.5 Paso 5: Diseño de la fijación

La fijación del TP a la placa donde están situados el resto de los componentes es uno de los aspectos más críticos, porque la vibración del TP puede ser perturbada, modificando su funcionamiento. Los problemas más importantes que pueden producirse son la aparición de modos espurios o la disminución del valor de k_{eff} al no permitir la vibración natural del TP.

El método de fijación seleccionado debe cumplir las siguientes características:

- **No alterar la vibración del TP.** Por lo tanto, el punto de fijación óptimo es la zona situada en la mitad del espesor del TP donde se sitúa teóricamente el punto de desplazamiento nulo para el modo de vibración seleccionado.

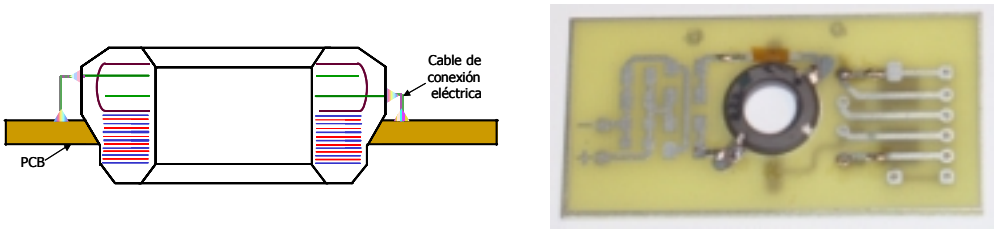
- **Proporcionar un camino de evacuación de calor al TP.** Al existir un área de contacto del TP con la PCB puede proporcionar un camino de evacuación al calor y permitir aumentar la capacidad de potencia del TP.
- **Posibilitar un fácil acceso a los terminales eléctricos del TP**. Este aspecto es importante para el proceso de fabricación del convertidor.

A continuación se describen los distintos métodos de fijación que han sido analizados. Estos métodos se han comparado respecto a las características anteriores.

A. MEDIANTE BISELES EXTERNOS.

Dotando al TP de la forma externa adecuada podemos situarlo en la PCB mediante un *agujero,* tal como se muestra en la figura 3.93.

La ventaja de este tipo de fijación es su sencillez, puesto que no necesita incluir elementos adicionales. Sin embargo, requiere un diseño adecuado del bisel externo, de forma que no introduzca modos espurios.



a. Descripción de la fijación *b. Aspecto final*

Figura 3.93. Fijación mediante la forma externa del TP.

Además, la accesibilidad a los terminales eléctricos no es fácil. Según normas proporcionadas por el fabricante para la correcta soldadura, es necesario que ésta sea perpendicular a la superficie de soldadura, con una cantidad de estaño adecuada y en unas determinadas condiciones de temperatura. Dado que la conexión externa del electrodo es una *línea de plata pintada* a lo largo del espesor del TP, la soldadura se convierte en un proceso laborioso y complejo.

B. MEDIANTE UN TORNILLO DE PLÁSTICO O UN CLIP METÁLICO

En este caso, el TP está en contacto con la placa a través de una de sus superficies (figura 3.94), aumentando la evacuación de calor a través de la PCB tal como se mostrará posteriormente en el epígrafe 3.5.3. La evacuación de calor podría aumentarse si en la superficie de contacto con la placa se añade un material conductor térmico. Este aspecto no se ha evaluado en esta Tesis.

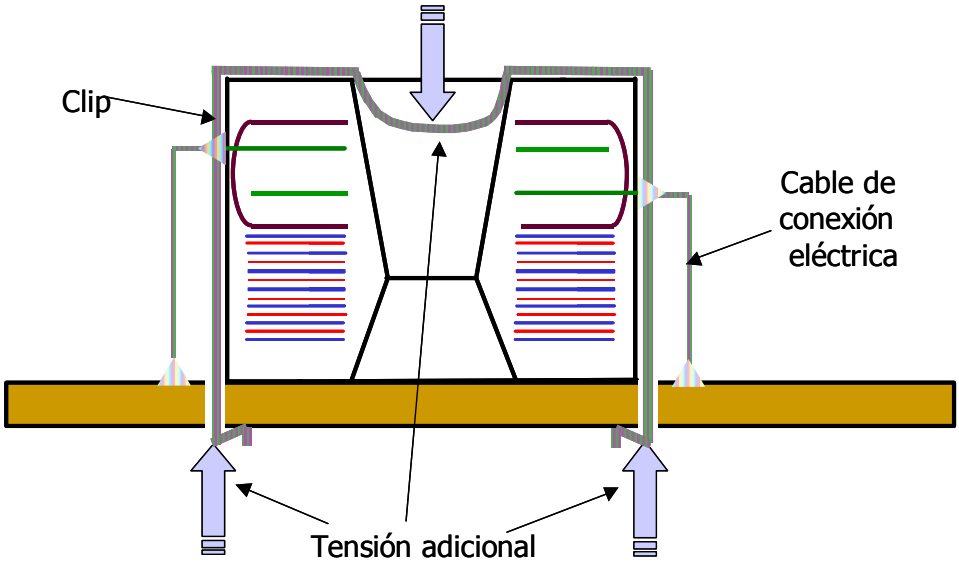


Figura 3.94. Descripción de la fijación mediante clip metálico.

Como desventaja respecto al caso anterior, presenta la necesidad de incluir elementos adicionales de sujeción. Para fijar el TP a la PCB se emplea o bien un tornillo de plástico (figura 3.95.a), o bien un clip metálico (figura 3.95.b). Ambos sistemas aprovechan el agujero interno del TP como punto de apoyo en la estructura lo que da lugar a una tensión mecánica adicional. Hay que tener cuidado de que esta tensión mecánica no modifique el comportamiento del TP.

a) Tornillo de plástico. *b) Clip metálico.*

Figura 3.95. Fijación mediante tornillo o clip.

Esta fijación, según datos de la empresa ALCATEL, ofrece ventajas desde el punto de vista de la producción del convertidor. Así en el caso de la fijación mediante un clip metálico, existen clips estándar en el mercado y el coste del montaje es muy bajo para

una producción en serie debido al bajo coste del clip (25 céntimos de euros por pieza) y la facilidad del montaje.

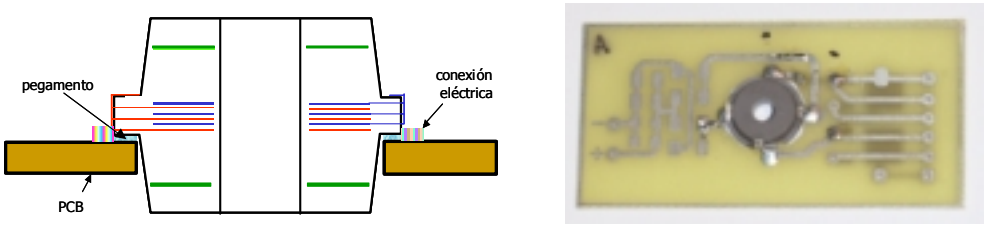
Por último, el tipo de conexión externa de los electrodos es similar que en el tipo de fijación anterior. Por lo tanto, el acceso a los electrodos es complicado.

C. MEDIANTE LA INCLUSIÓN DE UN ANILLO DE FIJACIÓN

En esta Tesis **se propone, de manera original, incluir una anillo de fijación** de forma que se optimicen todas las características buscadas en la fijación.

La zona óptima para colocar este anillo, desde el punto de vista del comportamiento del TP, es la zona central del espesor del TP, que es la de menor desplazamiento del TP (teóricamente nulo). Para sujetar el TP a la PCB a través del anillo de fijación se utiliza un pegamento conductor térmico que permite por una parte proporcionar fijación mecánica y por otra facilitar la evacuación de calor (figura 3.96).

Con este método, se pierde capacidad de evacuación de calor respecto al método anterior, puesto que ahora el área de contacto del TP con la PCB es menor. Sin embargo, se proporciona una mejor accesibilidad de los terminales eléctricos. Tal como se muestra en la figura 3.96.a las conexiones externas están situadas sobre el anillo de fijación, lo que facilita su soldadura a la PCB.



a. Descripción de la fijación. *b. Aspecto final*

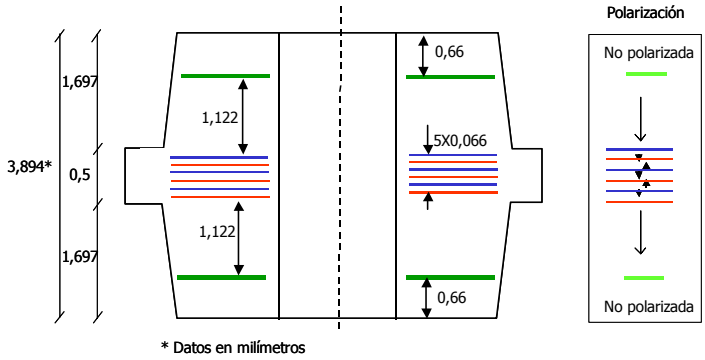
Figura 3.96. Fijación mediante una anillo de fijación.

3.5.3 Validación experimental

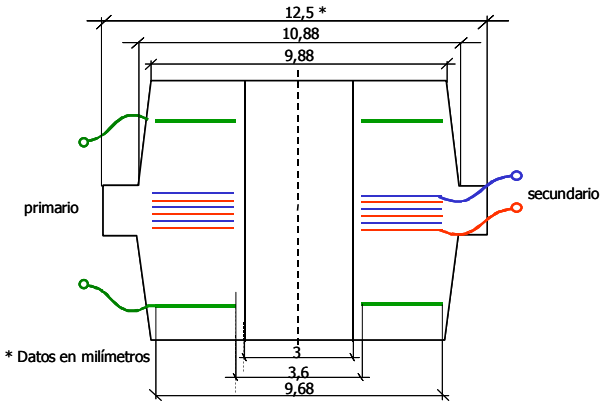
Los pasos 1 y 2 del proceso de diseño hacen uso de los modelos 1D. La validación del análisis con este tipo de modelos se ha realizado a lo largo de este capítulo (epígrafe 3.1 y 3.4) con diferentes muestras.

Por lo tanto, en este epígrafe, se va a realizar la validación experimental del análisis con la HEF relativo a los pasos 3, 4 y 5. Para ello, se ha empleado una muestra correspondiente al primer lote de fabricación del diseño C (figura 3.97), que se ha descrito en el epígrafe 3.4.2 (figura 3.50).

Problemas de fabricación, que se describen a continuación, dieron lugar a un segundo lote de fabricación que se describió en el epígrafe 3.4 en el que se realizaron algunos cambios en el diseño.



a. Vista frontal

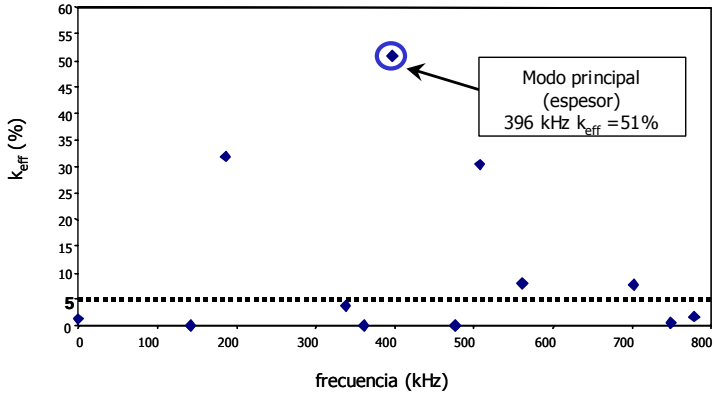


b. Vista lateral

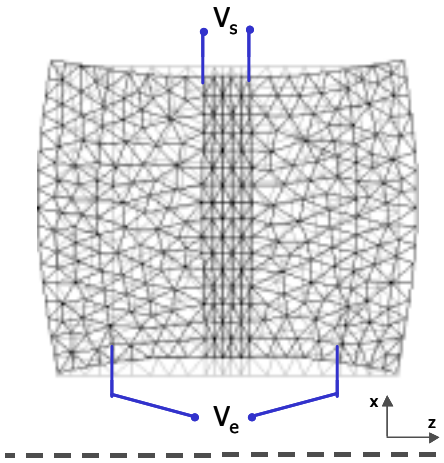
Figura 3.97. Descripción de la muestra del diseño C diseñada para el convertidor de fijación mediante anillo de fijación.

De manera resumida se observa que el primer lote de fabricación del diseño C posee una estructura externa diferente debido a que fue diseñado específicamente para la fijación del tipo C, con anillo de fijación. Por otro lado, la distribución de electrodos es la misma, entrelazado de tipo II, aunque el número de capas de secundario es mayor y el espesor de dichas capas es menor. Como consecuencia de este hecho los espesores del primario y la capa extra son también distintos. El espesor de la capa extra se ha

seleccionado para eliminar el efecto del tercer armónico. No obstante, el diseño ha sido realizado para las mismas especificaciones eléctricas descritas en el epígrafe 3.5.2.



a. Valor de k_{eff}



b. Desplazamiento en la frecuencia de resonancia

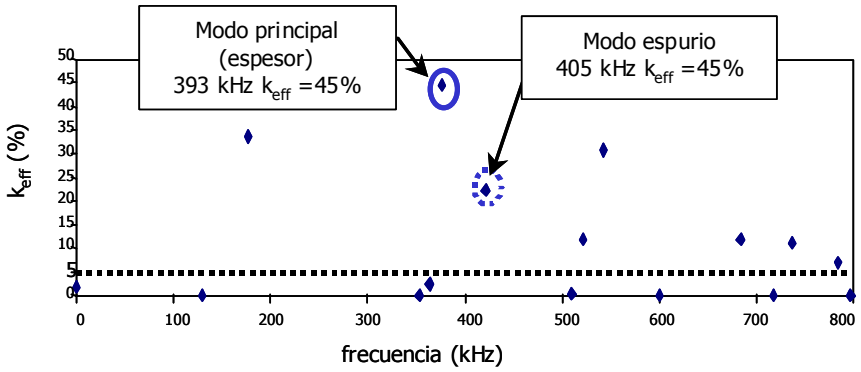
Figura 3.98. Valor de k_{eff} de los distintos modos de vibración y desplazamiento en la frecuencia de resonancia correspondiente al modo espesor del diseño C sin bisel ni anillo de fijación.

Para poder estudiar la influencia de la forma geométrica externa, el primer análisis realizado considera el diseño C sin el bisel, y sin el anillo de fijación. Dada la simetría de la estructura sólo es necesario analizar, mediante la HEF, un cuarto de la estructura.

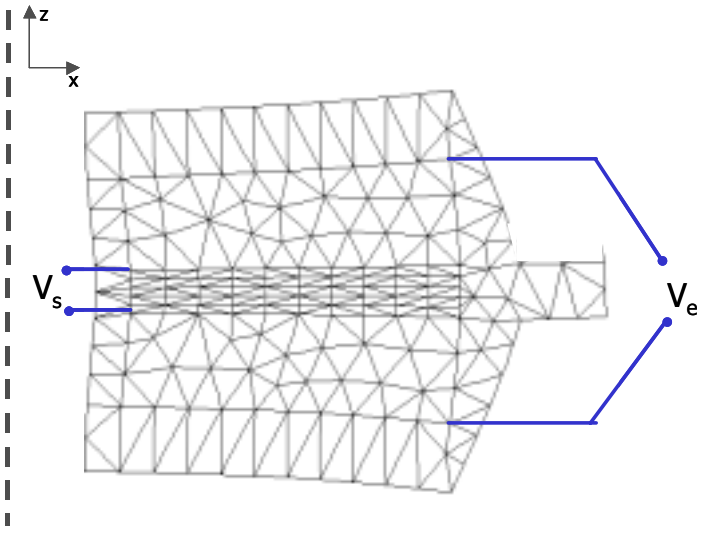
En la figura 3.98, se representan el valor de k_{eff} de los distintos modos de vibración y el desplazamiento de la estructura en la frecuencia de resonancia del modo principal

de vibración (modo espesor). Se observa que el modo principal de vibración está situado en 396 kHz y posee un valor elevado de k_{eff} (51%). Además, el valor de la k_{eff} de los modos próximos es muy pequeño (menor del 5%).

En un segundo análisis, al añadirle el anillo de fijación con el bisel, aparecen modos de vibración espurios en las proximidades del modo fundamental ya que tienen un valor de k_{eff} más elevado (22%) tal como se muestra en la figura 3.99. Como consecuencia el valor de k_{eff} del modo fundamental disminuye de un 51% a un 45%.



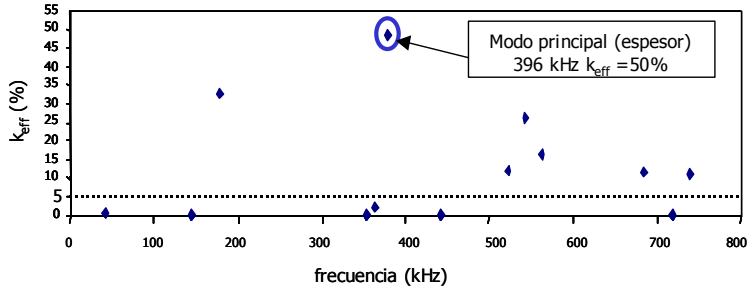
a. Valor de k_{eff}



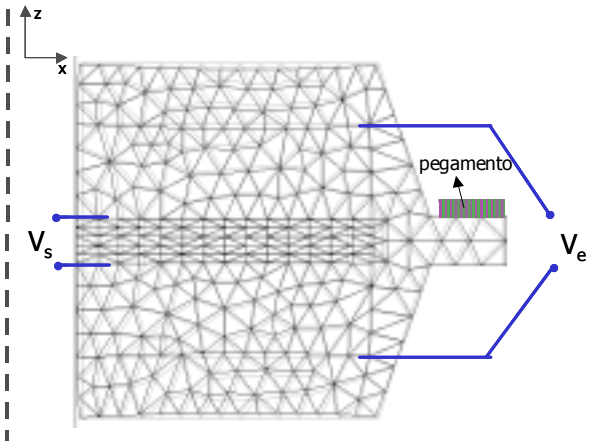
b. Desplazamiento en la frecuencia de resonancia

Figura 3.99. Valor de k_{eff} de los distintos modos de vibración y desplazamiento en la frecuencia de resonancia correspondiente al modo espesor del diseño C con bisel y anillo de fijación libre.

En un tercer análisis se ha considerado la sujeción del anillo de fijación a la PCB mediante un pegamento conductor térmico comercial (LOCTITE). La figura 3.100 muestra la eliminación del modo de vibración espurio próximo ya que el valor de la k_{eff} se ha reducido a un 1%. Debido a este hecho, el valor de k_{eff} del modo fundamental es de nuevo elevado (50%) y el desplazamiento de la estructura en el modo espesor es adecuado.



a. Valor de k_{eff}



b. Desplazamiento en la frecuencia de resonancia.

Figura 3.100. Valor de k_{eff} de los distintos modos de vibración y desplazamiento en la frecuencia de resonancia correspondiente al modo espesor del diseño C con bisel y anillo de fijación con pegamento.

Sin embargo, debido a las tolerancias de fabricación descritas en el paso 4 del proceso de diseño, el espesor de la muestra se ha reducido un 8,6 %, de 3,894 mm a 3,558 mm (figura 3.101). Se ha distribuido este error de manera uniforme a lo largo de las capas de la muestra. Es decir, se ha disminuido el espesor de todas las capas en la misma proporción para obtener el espesor real de la muestra.

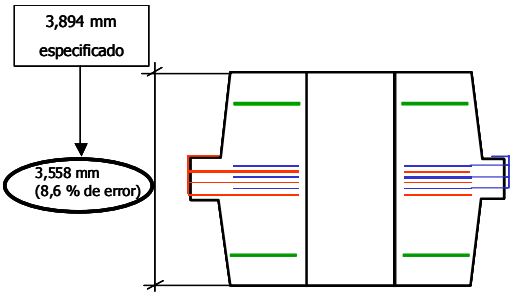
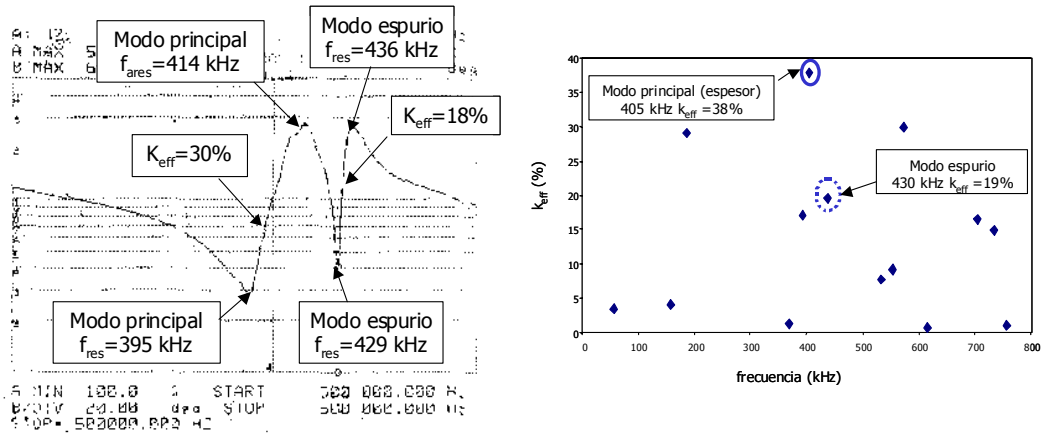


Figura 3.101. Disminución del espesor de la muestra como consecuencia de las tolerancias de fabricación.

Las medidas de la impedancia con el secundario en vacío considerando la influencia de la fijación (figura 3.102.a), reflejan la existencia de un modo de vibración espurio en 430 kHz con un valor de k_{eff} del 18%, Este modo espurio perturba al modo de vibración fundamental, que se encuentra en 395 kHz, reduciendo el valor de k_{eff} a un 30%.



a. Medidas *b. Simulaciones*

Figura 3.102. Modos de vibración de la muestra C con pegamento y apoyada en la PCB a través del anillo de fijación. Comparación entre medidas y simulaciones.

Estos resultados han sido validados con un análisis a través de la HEF. Mediante este análisis se consigue (figura 3.102.b) que el modo de vibración principal esté situado en 405 kHz y el valor de k_{eff} es sólo de un 38%. Esto es debido a la existencia de un modo espurio en 430 kHz, con un valor de k_{eff} del 19%.

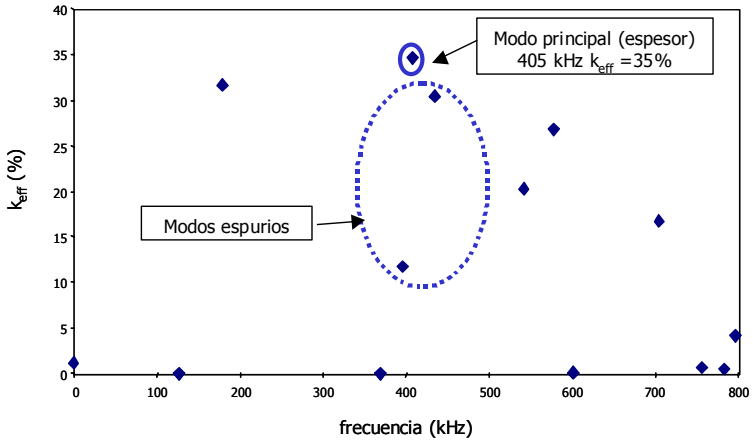
Se ha analizado mediante la HEF cuál es la causa de la aparición de este modo espurio. Para ello, se han estudiado los dos casos siguientes: la eliminación del anillo de fijación y la eliminación de los biseles.

La figura 3.103 proporciona los modos de vibración del diseño C eliminando el anillo de fijación. Se observa que ha aumentado el valor de k_{eff} del modo de vibración espurio a valores próximos al modo de vibración fundamental, 30%. Esta circunstancia ha producido el descenso del valor de k_{eff} del modo de vibración fundamental de un 38% a un 35%.

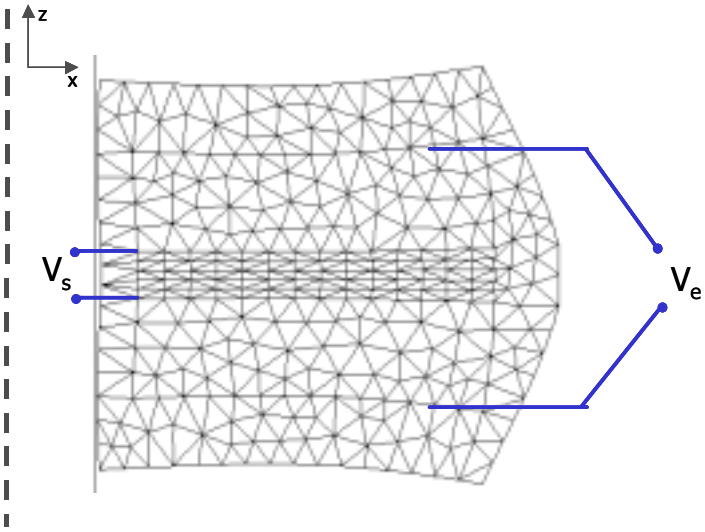
La figura 3.104 muestra los modos de vibración del diseño C con la estructura sin bisel y sin anillo de fijación. El modo de vibración espurio ha disminuido su valor a un 16% lo que ha hecho aumentar el valor de k_{eff} del modo fundamental a un 46%.

Por lo tanto, de los resultados de los dos análisis anteriores (figura 3.103 y figura 3.103), se puede concluir que los biseles influyen en la existencia de modos espurios. Por lo tanto, a la hora de seleccionar la geometría (paso 3) se pueden incluir para eliminar modos espurios.

Además, se observa que debido a la disminución del espesor de la muestra respecto al especificado en un porcentaje mayor al proporcionado por el fabricante (8,6% en lugar de 5%), el diseño presenta modos espurios en la proximidad del modo de funcionamiento seleccionado.

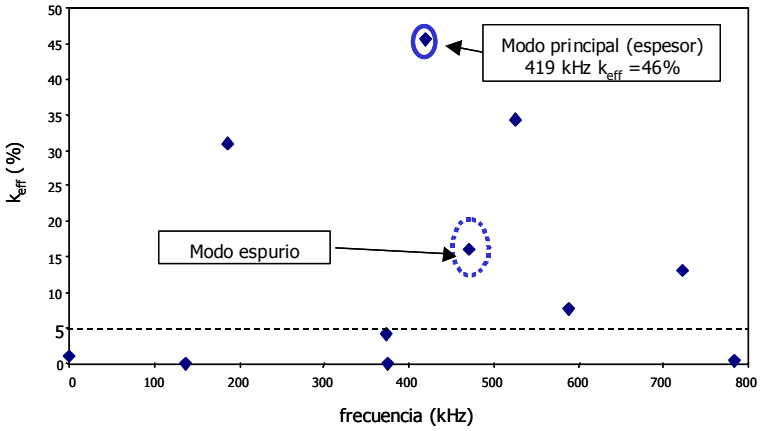


a. Valor de k_{eff}

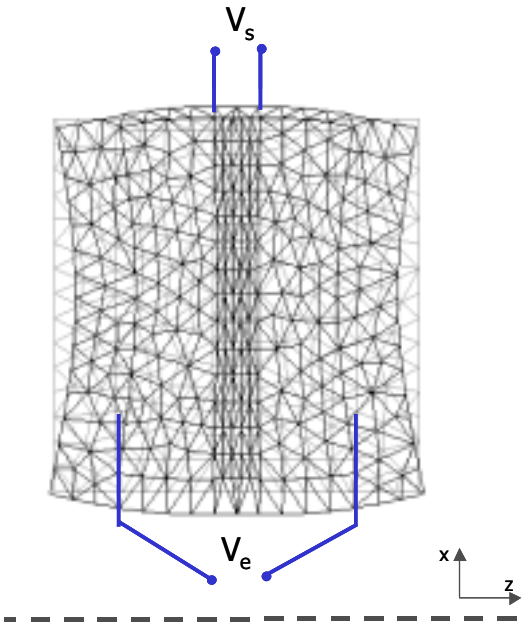


b. Desplazamiento en la frecuencia de resonancia

Figura 3.103. Valor de k_{eff} en función de la frecuencia y desplazamiento en la frecuencia de resonancia correspondiente al modo espesor del diseño C con bisel y sin el anillo de fijación.



a. Valor de k_{eff}

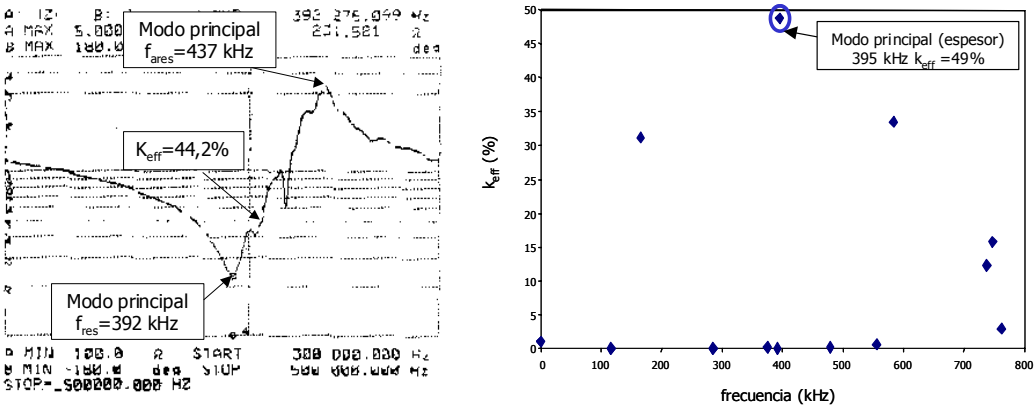


b. Desplazamiento en la frecuencia de resonancia

Figura 3.104. Valor de k_{eff} en función de la frecuencia y desplazamiento en la frecuencia de resonancia correspondiente al modo espesor del diseño C sin bisel ni anillo de fijación.

Si se incrementa el valor del diámetro interno de la muestra de 3 mm a 3,6 mm, tanto con las medidas como con las simulaciones (figura 3.105), se consigue eliminar los

modos espurios próximos al modo principal de vibración (392 kHz). Debido a este hecho, el valor de k_{eff} del modo fundamental se incrementa de forma apreciable tanto en las medidas (de 30% a 44,2%) como en las simulaciones (de 38% a 49%).



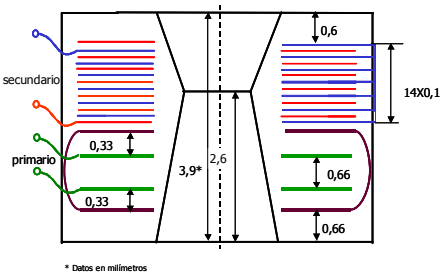
a. Medidas *b. Simulaciones*

Figura 3.105. Medidas y simulaciones de la muestra C con la fijación mediante una anillo de fijación y pegamento e incrementando el diámetro interno de 3 mm a 3,6 mm.

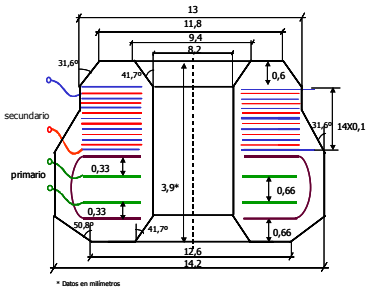
Como consecuencia de los problemas de tolerancias geométricas de fabricación descritos previamente, no se ha podido evaluar la influencia de la fijación propuesta mediante anillo de fijación en la capacidad de potencia de la muestra. Sin embargo, se puede concluir, que la principal desventaja de este tipo de fijación es la mayor complejidad en el diseño de la forma exterior. No obstante, de los tipos de fijación analizados es el único que permite un fácil acceso a los terminales eléctricos.

Por lo tanto, se van a comparar los tipos de fijación A y B, descritos en el paso 5, respecto a las características buscadas en la fijación. Estas características son la no alteración de la vibración del TP, la capacidad de evacuar calor del TP y la facilidad de conexión eléctrica de los terminales del TP.

Para la validación de las características de funcionamiento de ambos métodos de fijación se ha considerado el diseño A descrito en el epígrafe 3.1. Se han construido dos muestras del diseño A con la misma estructura interna y diferente forma geométrica externa para poder comparar los tipos de fijación A y B. Una de las muestras tiene los biseles internos (figura 3.106.a), mientras que la otra posee biseles externos (figura 3.106.b) para ser colocado en un agujero realizado en la PCB, tal como se describía en el tipo de fijación A.

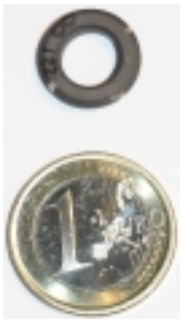


Descripción

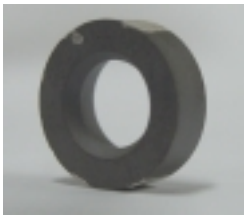


Descripción

Tamaño.

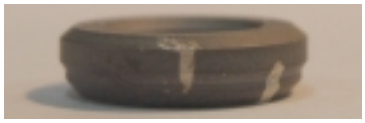


Tamaño.



Forma geométrica externa.

a. Con biseles internos.



Forma geométrica externa

b. Con biseles externos.

Figura 3.106. Descripción del diseño A. Dos formas geométricas externas, con biseles internos (a) con biseles externos (b).

Para comprobar que la fijación no altera la vibración de la muestra, se han medido las características en pequeña señal de la muestra apoyada en la PCB (Figura 3.107).

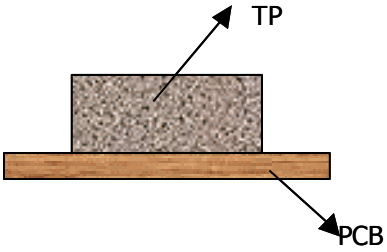
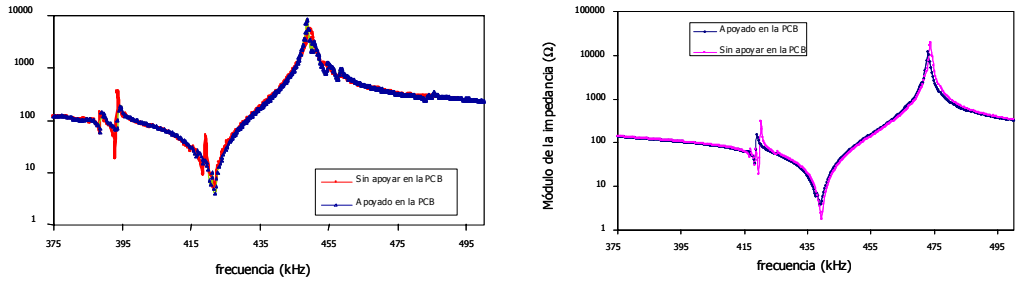


Figura 3.107. Ensayo del TP apoyado en la PCB.

En la figura 3.108 se comparan las medidas de ambos tipos de muestras, con bisel interno y con bisel externo, sin apoyar y apoyando la muestra sobre la PCB. Se puede concluir que no se modifican las características de pequeña señal de la muestra.



a. Con biseles internos. *b. Con biseles externos.*

Figura 3.108. Medida del módulo de la impedancia de primario con el secundario en circuito abierto. Comparación de los casos de TP sin apoyar y apoyado en la PCB.

El siguiente ensayo consiste en cuantificar y comparar el aumento de la capacidad de potencia de la muestra como consecuencia del contacto con la PCB.

Se ha medido la muestra con biseles internos (figura 3.106.a) sin apoyar en la placa (sólo sujeta mediante cuatro puntos de soldadura) y apoyada en la placa. Las condiciones de la medida son tensiones sinusoidales en la entrada y en la salida con la carga óptima de la muestra (5,5 Ω), que es aquella que proporciona el máximo rendimiento. El análisis se ha hecho a una frecuencia constante (430 kHz) correspondiente a la del máximo rendimiento del TP para dicha carga. De esta forma, se garantiza que la muestra está en las mejores condiciones desde el punto de vista de la capacidad de potencia.

De los resultados obtenidos (figura 3.109) se puede concluir que **al apoyar la muestra en la PCB, el nivel de capacidad de potencia de la muestra aumenta** (de 13 W a 17 W). Esto es debido a que la cantidad de potencia que el TP es capaz de disipar

aumenta (de 500m W a 650 mW en este caso particular) como consecuencia del contacto con la PCB.

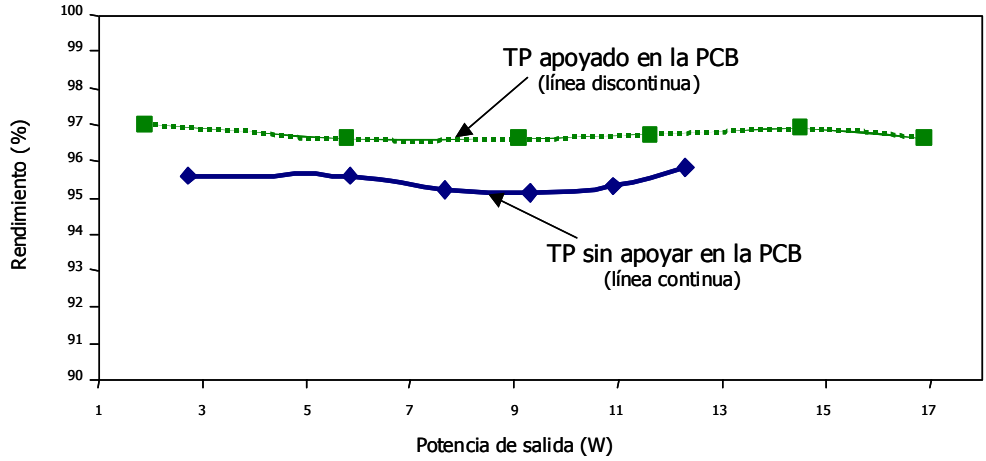


Figura 3.109. Rendimiento del TP en función de la potencia de salida. Comparación de la capacidad de potencia con el TP sin apoyar y apoyado en la PCB.

Para evaluar la fijación del tipo A, mediante la forma geométrica exterior, se ha utilizado la muestra con biseles externos (figura 3.106.b) y se ha comparado la capacidad de potencia de la muestra apoyada en placa con la fijación a través del bisel externo.

De forma análoga al caso anterior, se ha realizado un ensayo con condiciones sinusoidales con la carga óptima (5,5 Ω) y en la frecuencia de máximo rendimiento (455 kHz). Con la muestra apoyada en la PCB obtenemos un nivel de potencia de 12 W, mientras que apoyada en el bisel lateral la capacidad de potencia de la muestra es de 9W siendo en ambos casos el rendimiento de un 96%. La capacidad de la muestra mediante el contacto a través del bisel externo es de 330 mW, mientras que con la muestra apoyada en la placa aumenta hasta 450 mW.

Las diferencias en términos de rendimiento y frecuencias de funcionamiento de ambas muestras, se debe a las distintas características geométricas externas de ambas muestras.

Por lo tanto, desde el punto de vista de la disipación de potencia, el mejor tipo de fijación es el B (muestra apoyada en la PCB). La mayor superficie de contacto permite mayor aumento de la disipación de potencia que con el apoyo de la PCB mediante un bisel externo. En este caso particular, al apoyar la muestra en la PCB la potencia disipada aumenta 120 mW respecto a la fijación mediante el contacto a través del bisel externo (método A).

Además, la fijación mediante el bisel externo de la muestra es más complicada desde el punto que no necesita biseles o capas de fijación que ayudan a la aparición de modos espurios.

Este tipo de fijación se ha implementado con éxito en uno de los prototipos desarrollados que se describirán en el capítulo 5.

RESUMEN

La HEF nos permite determinar la forma geométrica externa del dispositivo (figura 3.110) teniendo como objetivos básicos de diseño la eliminación de los modos espurios y la maximización del valor de k_{eff}. Además, el funcionamiento del dispositivo debe ser insensible a la aparición de modos espurios como consecuencia de las tolerancias geométricas de fabricación.

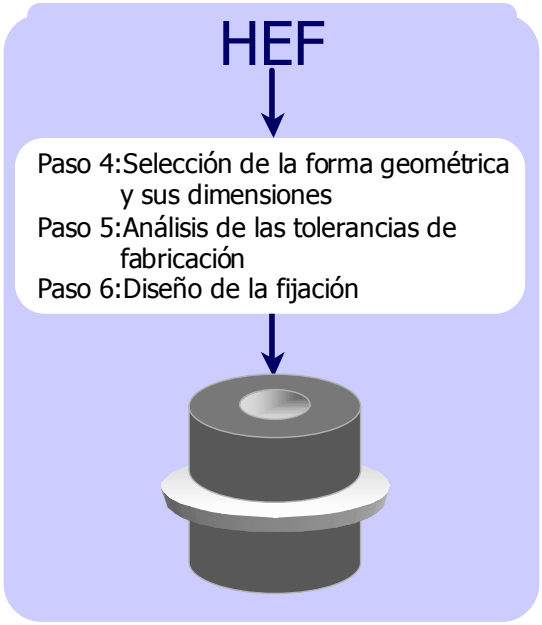


Figura 3.110. Diseño de la forma geométrica externa mediante la HEF.

Un aspecto muy importante en el proceso de diseño es la fijación del TP a la PCB. De los distintos métodos de fijación analizados, el mejor desde el punto de vista de ayuda a la disipación de potencia es el que utiliza un clip externo. Sin embargo, presenta el inconveniente de una difícil accesibilidad a los terminales eléctricos del TP. Por ello, aunque no se ha podido evaluar la capacidad de disipación de potencia, se propone de manera original, la inclusión de un anillo de fijación que permite facilitar la conexión eléctrica del TP. Las desventajas de este tipo de

fijación son una menor evacuación de calor y un diseño más complejo de la geometría externa.

3.6 Conclusiones

En este capítulo se expone la **aportación central de esta Tesis** que consiste en proponer una **nueva metodología de diseño de los Transformadores Piezoeléctricos** (TPs). En concreto, se propone un diseño del TP que tiene en cuenta la optimización del convertidor CC/CC. Es decir, se penaliza el tamaño y el rendimiento del TP debido a que se tienen en cuenta las restricciones de la topología del convertidor CC/CC donde el TP va a ser incluido.

De esta forma, se pretende aprovechar al máximo las ventajas proporcionadas por este tipo de tecnología frente a los componentes magnéticos utilizados hasta ahora. Entre estas ventajas, la más importante es el aumento de la densidad de potencia de aplicaciones de baja potencia y baja tensión de salida, objeto de estudio de este trabajo.

El desarrollo del nuevo procedimiento de diseño ha requerido:

- **Estudiar las características eléctricas y mecánicas de la zona de funcionamiento del TP.**
- **Conocer los límites de funcionamiento del dispositivo**. Uno de los límites más importantes es el incremento de la temperatura interna del dispositivo como consecuencia de las pérdidas que se producen en el mismo. Se ha implementado de en el modelo 1D la influencia de la temperatura sobre las propiedades del material de forma que es posible evaluar el cambio del comportamiento del TP al trabajar con mayores niveles de potencia.
- **Realizar un análisis de sensibilidad**, mediante los modelos 1D, **para establecer, de manera original, unas guías de diseño de los parámetros constructivos en la dirección principal de vibración del TP.**

De entre todos los parámetros constructivos**, se ha realizado, de forma original, un análisis de la influencia de la distribución de los electrodos**. El entrelazado de electrodos de primario y secundario ha permitido optimizar las características proporcionadas por este tipo de componentes a las aplicaciones en estudio. De entre las ventajas obtenidas (mayor valor del coeficiente de acoplamiento efectivo (k_{eff}), reducción de la influencia de los armónicos de la tensión de entrada, mayor margen de variación de la tensión de entrada, eliminación de la capa de aislante y capacidad de soportar mayores niveles de tensión de entrada), la más importante es la mejora del carácter inductivo que permite eliminar el componente magnético adicional incluido en la red de adaptación de la impedancia de primario. Aunque se produce una penalización del rendimiento del TP, este se mantiene suficientemente alto para las aplicaciones en estudio.

Por último, **se ha establecido de manera original un procedimiento de diseño del TP**. Para ello, son necesarios los modelos analíticos y las HEF descritos en el capítulo anterior. Los pasos de este proceso de diseño, son los siguientes:

(1) Selección de la topología del convertidor y determinación de las especificaciones eléctricas del TP.

(2) Diseño de la estructura del TP a lo largo de la dirección principal de vibración que comprende la determinación de las siguientes características del TP:

- Material
- Espesor total
- Área
- Distribución de electrodos
- Número y espesor de capas de secundario
- Número y espesor de capas de primario. Adición de capas extras

(3) Selección de la forma geométrica externa y sus dimensiones.

(4) Análisis de las tolerancias geométricas de fabricación.

(5) Diseño de la fijación.

Se han evaluado la fijación del TP y **se ha propuesto de manera original el empleo de un anillo de fijación**. Este tipo de fijación, aunque no se ha podido evaluar experimentalmente debido a problemas de tolerancias en las dimensiones de la muestra que provocaban la existencia de modos espurios, permitiría optimizar todas las características deseadas de la fijación. La simulación con las herramientas de elementos finitos muestra que no se altera la vibración del TP. Así mismo, por comparación con otros tipos de sujeción, se ha constatado que el anillo, debido al contacto que realiza con la PCB, aumenta la capacidad de potencia de la muestra. Por último, se facilita la accesibilidad a los terminales eléctricos del TP ya que los puntos de conexión están situados sobre el propio anillo de fijación.

Aunque este procedimiento se ha establecido mediante el estudio de un modo de funcionamiento muy concreto, el modo espesor, y una forma geométrica externa determinada, un anillo, **la metodología empleada es aplicable a cualquier tipo de forma geométrica externa y modo de vibración de TP.**

Los distintos aspectos de este proceso de diseño han sido validados experimentalmente mediante medidas sobre distintas muestras.

CAPÍTULO 4

Contribución al gobierno de los Transformadores Piezoeléctricos

4 CONTRIBUCIÓN AL GOBIERNO DE LOS TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS

4.1 COMPARACIÓN DE LAS DISTINTAS FORMAS DE GOBIERNO DEL TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO

4.1.1 Inductancia serie
4.1.2 Inductancia paralelo
4.1.3 Sin componentes magnéticos

4.2 GOBIERNO SUBARMÓNICO

4.2.1 Descripción del concepto.
4.2.2 Requisitos de diseño del TP para gobierno subarmónico.
4.2.3 Validación experimental.

4.3 CONCLUSIONES

CAPÍTULO 4

4 *Contribución al gobierno de los Transformadores Piezoeléctricos*

El funcionamiento de un Transformador Piezoeléctrico (TP) depende enormemente de cómo sea gobernado. La frecuencia de conmutación de los interruptores de la etapa inversora (f_s) viene determinada por la zona de frecuencias de funcionamiento del dispositivo (f_{TP}). Esta zona se encuentra situada entre la frecuencia de resonancia y antiresonancia del modo de vibración seleccionado (figura 4.1), donde el rendimiento del dispositivo es suficientemente alto, tal como se analizó en el capítulo 3.

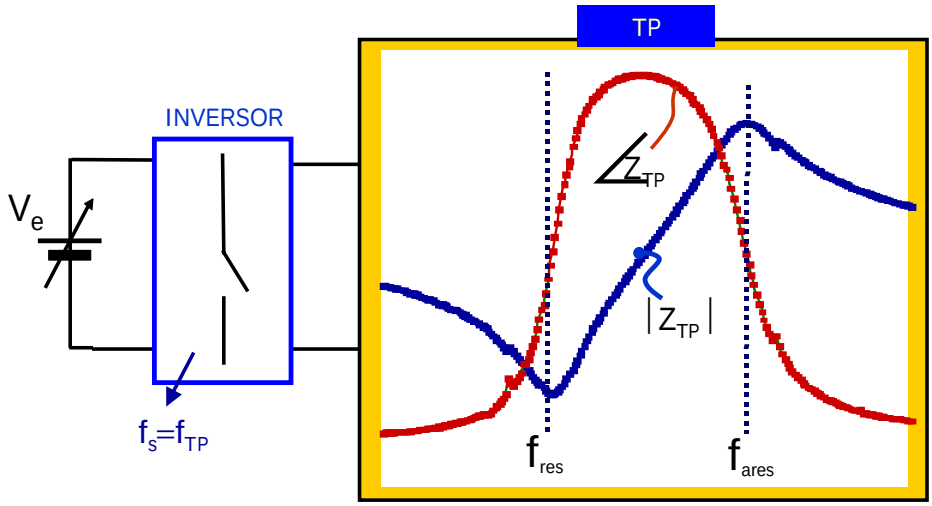


Figura 4.1 Zona de frecuencias de funcionamiento del TP.

Por un lado, la forma óptima de gobernar el dispositivo es mediante una forma de tensión sinusoidal de la frecuencia de funcionamiento del dispositivo porque de esta forma se obtienen las mayores densidades de potencia del TP. Sin embargo, generar esta forma de onda sinusoidal no es óptimo desde el punto de vista de la topología de potencia porque implica añadir elementos magnéticos. Es decir, es necesario incluir una red de adaptación de impedancia entre la etapa inversora y el TP. Tal como se mostró en el capítulo 3, el gobierno con una tensión cuadrada con transiciones suaves

es posible con un diseño adecuado del TP. Esta opción es óptima desde el punto de vista del convertidor CC/CC ya que permite eliminar la red de adaptación de impedancias del convertidor.

En este capítulo, el objetivo que se persigue es comparar las ventajas e inconvenientes de las distintas formas de gobierno del TP desde el punto de vista de las prestaciones del convertidor CC/CC en el que se encuentra el TP.

Para realizar la comparación de las distintas alternativas, se ha sustituido la etapa de salida del convertidor CC/CC por una resistencia equivalente (figura 4.2). De esta forma, se pueden comparar las distintas soluciones con independencia de la salida.

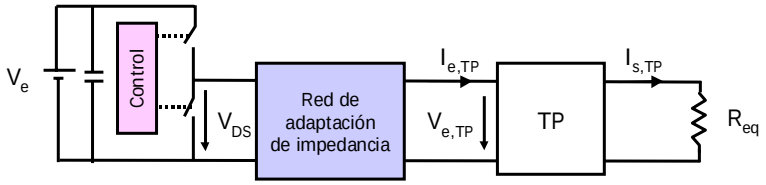


Figura 4.2. Topología de convertidor analizada.

4.1 Comparación de las distintas formas de gobierno del Transformador Piezoeléctrico

La etapa inversora en *medio puente* genera una tensión cuadrada que no puede ser aplicada directamente al TP, tal como se analizó en el capítulo 3, sino que se deben garantizar condiciones de conmutación suave (ZVS). Además, la obtención de ZVS permite incrementar el rendimiento del convertidor al reducir las pérdidas de conmutación de los interruptores que son importantes debido a su alta frecuencia de funcionamiento (alrededor de 400 kHz).

Para gobernar el TP con una forma de tensión cuadrada con transiciones suaves o una onda sinusoidal se necesita añadir una red de adaptación de impedancia de entrada entre la etapa inversora y el propio TP, salvo en el caso que el TP esté diseñado para proporcionar la energía necesaria para obtener ZVS.

La impedancia vista por el conjunto de interruptores en configuración de medio puente (Z_e) es el parámetro que nos permite diseñar apropiadamente la red de adaptación de impedancia (figura 4.3). En concreto, los parámetros clave de diseño son:

- $\angle \mathbf{Z_e}$: la fase de la impedancia de entrada que tiene en cuenta el comportamiento inductivo.

- **G_e**: conductancia de entrada que tiene en cuenta la potencia transferida a la carga resistiva de salida para una tensión de entrada dada según se expuso en el capítulo 3.

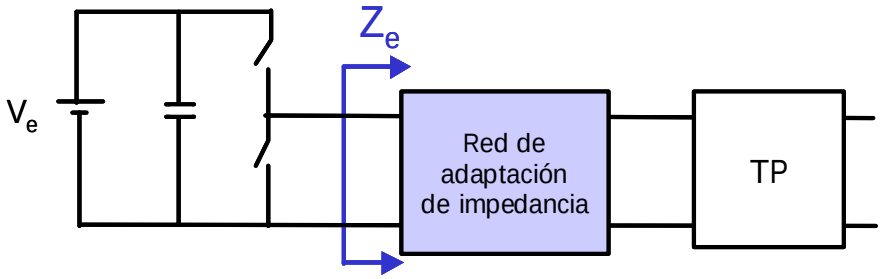
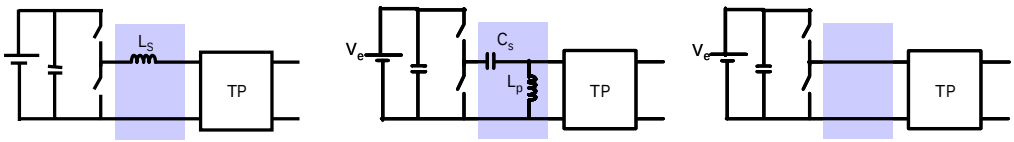


Figura 4.3. Diseño de la red de adaptación de impedancia de entrada.

Para seleccionar las redes adecuadas hemos establecido un compromiso entre la complejidad de la red y la disminución de eficiencia del TP. En la figura 4.4 se muestran las redes consideradas que se denominan según la colocación de la impedancia del elemento magnético que constituye la red en relación con el TP. Así se tiene, la red denominada inductancia serie (figura 4.4.a), la denominada como inductancia paralelo (figura 4.4.b) y la red sin componente magnético (figura 4.4.c).



a. Inductancia serie *b. Inductancia paralelo* *c. Sin componente magnético.*

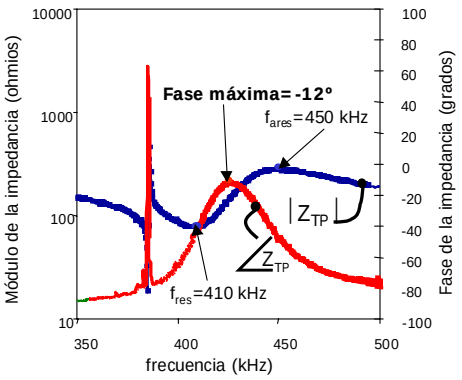
Figura 4.4. Redes de adaptación de impedancia de entrada.

Las estructuras de inductancia serie e inductancia paralelo han sido ampliamente utilizadas en la literatura como técnicas para un gobierno adecuado del TP [37]. Aunque han sido comparadas desde el punto de vista del rendimiento del convertidor CC / CC [65], en este capítulo se realiza una comparación tanto desde el punto de vista del diseño del TP y de la red de adaptación de impedancias como de las características del convertidor en términos de tamaño, rendimiento y aplicabilidad.

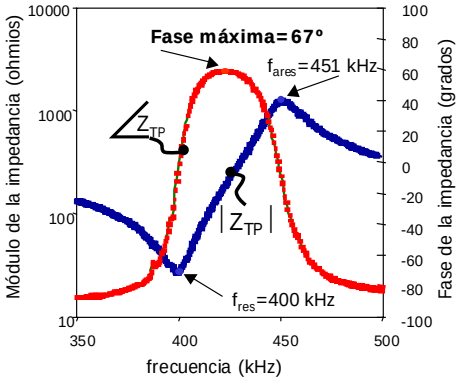
Para poder gobernar el TP con una forma de onda sinusoidal, debemos utilizar la topología de inductancia en serie. Sin embargo, para un gobierno con forma de onda cuadrada con conmutaciones suaves tendremos que utilizar la topología con una inductancia en paralelo. Si el TP es capaz de proporcionar las condiciones de conmutación suave, es decir, posee un buen comportamiento inductivo, podemos

eliminar la red de adaptación de impedancias. Es configuración se ha denominado como red sin componentes magnéticos.

A continuación, se van a analizar las características de cada una para poder realizar un análisis comparativo que nos permita seleccionar la más adecuada en función de la aplicación.



Muestra A. Mal comportamiento inductivo



Muestra B. Buen comportamiento inductivo

Figura 4.5. Medidas del módulo y fase de la impedancia de primario de cada muestra con la carga óptima.

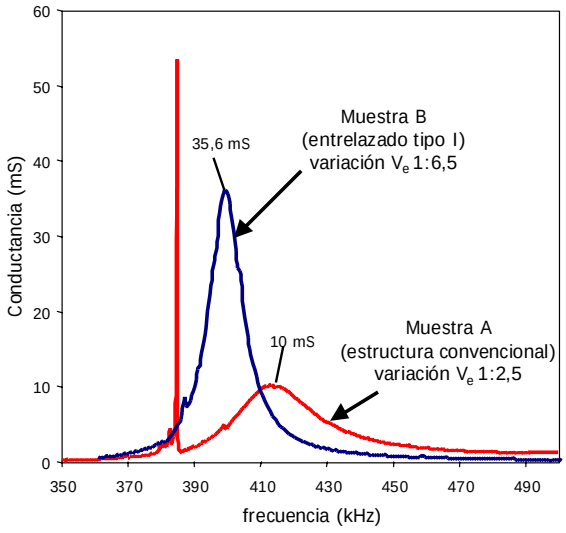


Figura 4.6. Medidas de la conductancia del primario de cada muestra con la carga óptima.

Para analizar las características de cada estructura, se van a utilizar dos muestras de TP, denominadas como *A* y *B*, cuyos diseños se describieron en el capítulo 3. La característica diferencial más importante de ambas muestras es el comportamiento inductivo. Como se comentó anteriormente, este aspecto es uno de los parámetros decisivos del diseño de la red de adaptación de impedancia de entrada.

La medida de la impedancia del primario del TP, módulo y fase, de ambas muestras con su carga óptima se muestra en la figura 4.5. La figura 4.6 representa la conductancia del primario de ambas muestras con su carga óptima en el punto de funcionamiento.

El área del electrodo de la muestra B (69 mm^2) es superior al de la muestra A (59 mm^2), aunque el diámetro externo es igual (12,6 mm). Como la altura de ambas muestras es igual (3,9 mm), el volumen real ocupado por ambas muestras es el mismo. Las características eléctricas de ambas muestras se resumen en la tabla 4.1.

TABLA 4.1. CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DE LAS MUESTRAS.

Muestra	f_{res} (kHz)	f_{ares} (kHz)	R_{opt} (Ω)	k_{eff}(%)	Variación V_e	Fase máxima (grados)	η_{TP} (%)
A	410	450	5,5	39	1:2,5	-12	97
B	400	451	5	47	1:6,5	67	96

De los datos de la tabla, se puede deducir que la muestra B posee mejor comportamiento inductivo que la muestra A. Sin embargo, el rendimiento de la muestra B es suficientemente alto (96%) aunque tenga que manejar mayor cantidad de energía reactiva. La menor capacidad de la muestra B es debida por una parte a la mayor energía reactiva que dicha muestra debe manejar y que provoca un descenso del rendimiento del TP. También es debida por otra parte a las diferentes condiciones de medida, ya que en esta muestra la conexión eléctrica a los electrodos se ha realizado por contacto y no por soldadura debido al método particular de fijación considerado mediante tornillo de plástico.

Además, el margen de variación de la tensión de entrada es mayor con la muestra B que la A, debido a que la variación de G_{TP} es mayor con dicha muestra.

En el capítulo 2 se mostró la disminución del rendimiento en las proximidades de la frecuencia de resonancia y en frecuencias superiores a la de antiresonancia para el tipo de muestras consideradas. Por lo tanto, para no limitar la capacidad de potencia de las muestras, se ha considerado un margen de frecuencias de operación entre 15 kHz superiores a la frecuencia de resonancia y la frecuencia de antiresonancia.

Además, se ha seleccionado un nivel de potencia para cada muestra de forma que no esté en las proximidades del límite de pérdidas máximas disipadas de cada una de las

muestras. En el caso de la muestra A el nivel de potencia considerado son 5 W y en el caso de la muestra B son 3 W.

El nivel de potencia seleccionado para cada muestra y el margen de variación de frecuencias establecen la variación de tensión de entrada del convertidor CC/CC que es posible obtener con el TP.

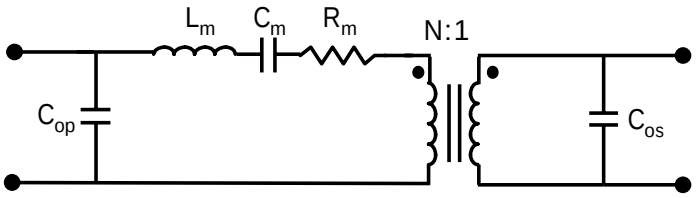


Figura 4.7. Estructura del modelo de Mason.

Para la posterior comparación con las medidas del convertidor, se ha utilizado el modelo de Mason (figura 4.7) obtenido a partir de las medidas de la muestra cuyos parámetros de recogen en la tabla 4.2.

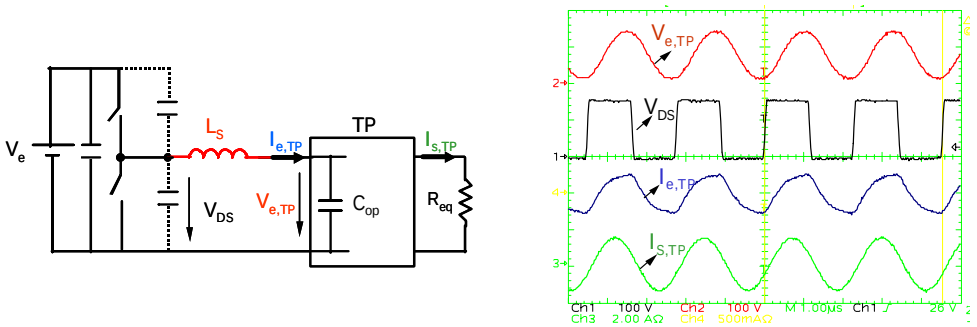
TABLA 4.2. PARÁMETROS DEL MODELO DE MASON PARA LOS DISEÑOS A Y B CONSIDERANDO EL AJUSTE A MEDIDAS.

Diseño	C_{op} (nF)	L_m (mH)	C_m (pF)	R_m (Ω)	N	C_{os} (nF)	R_{el} (kΩ)
A	2,8	0,518	322	2,3	6,897	90	44
B	1,88	0,32	514	1,1	3,28	98	70

4.1.1 Inductancia serie

Esta estructura consta de una inductancia en serie con la impedancia de entrada del TP. Mediante el uso de esta estructura se aplica una tensión sinusoidal a la entrada del TP y por lo tanto se maximiza su rendimiento.

Las principales formas de onda de tensión y corriente de la topología con inductancia serie están representadas en la figura 4.8. La tensión de los interruptores (V_{DS}) que conforman el medio puente presenta ZVS, y al mismo tiempo la tensión ($V_{e,TP}$) y la corriente de entrada ($I_{e,TP}$) al TP es sinusoidal.



a. Topología *b. Formas de onda*

Figura 4.8. Topología y formas de onda de la tensión de entrada ($V_{e,TP}$), de la corriente de entrada ($I_{e,TP}$) y de la corriente de salida ($I_{s,TP}$) del TP para la estructura con bobina serie.

Las características fundamentales de esta red de adaptación de impedancias se enumeran a continuación.

A. *DISEÑO RESTRINGIDO*

La inductancia serie (L_S) forma un filtro paso bajo junto con la capacidad de entrada del TP (C_{op}). Este filtro permite eliminar los armónicos, distintos del fundamental, de la forma de onda de tensión obtenida en la salida de la etapa inversora. Consecuentemente, se aplica en la entrada del TP una tensión sinusoidal correspondiente al primer armónico de la forma de onda cuadrada que se obtiene a la salida del *medio puente*. Por lo tanto, existe un valor mínimo de inductancia serie que asegura una tensión sinusoidal a la entrada del TP.

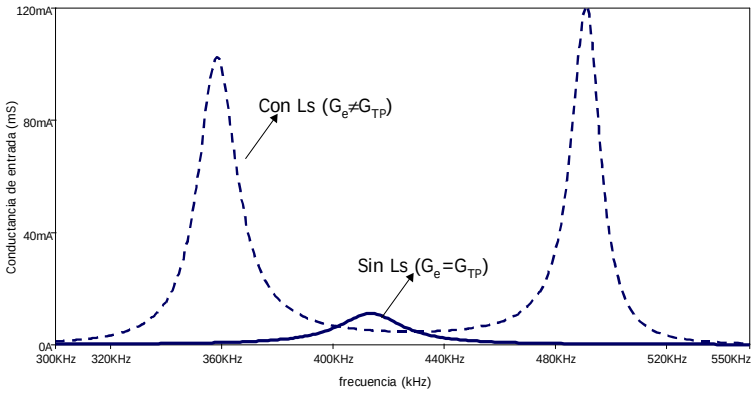
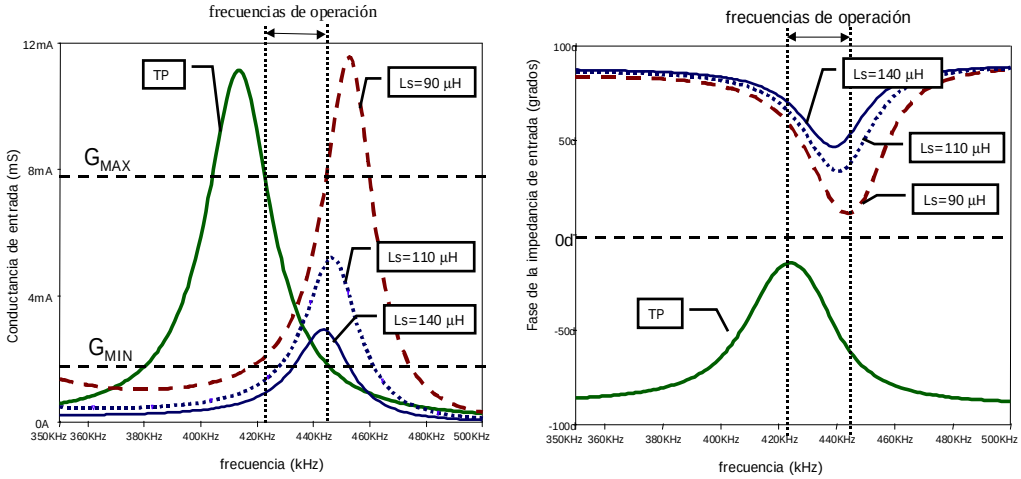


Figura 4.9. Modificación de la conductancia de entrada (G_e) al introducir una inductancia en serie (L_s)

Debido al hecho de que la inductancia está en serie con el TP, afecta al valor de conductancia de entrada (G_e) dando lugar a dos nuevos máximos de la conductancia de entrada tal como se muestra en la figura 4.9.

Por lo tanto, se debe seleccionar aquella inductancia que, proporcionando tensión sinusoidal a la entrada, además permita transferir la potencia especificada.



a. Conductancia de entrada *b. Fase de la impedancia de entrada*

Figura 4.10. Selección del valor de L_s para la muestra A.

En la figura 4.10.a, se puede observar que la conductancia del diseño A, para su carga óptima, varía entre 7,8 mS (G_{MAX}) y 1,9 mS (G_{MIN}) dentro de las frecuencias de funcionamiento del dispositivo. Gobernando el TP directamente, sin añadir ninguna red, la tensión de entrada podría variar entre 59 V y 118 V (margen de variación de 1:2) para transferir una potencia a la salida del TP de 5W. Para conseguir mantener las especificaciones de entrada y potencia mencionadas, el valor adecuado de la inductancia debería ser de aproximadamente 90 µH, que permite obtener la misma variación de la tensión de entrada y además nos proporciona el comportamiento inductivo adecuado para conseguir ZVS en los interruptores del inversor (figura 4.10.b). Por otro lado, esta bobina nos permite obtener una tensión y corriente de entrada sinusoidal en el TP (figura 4.11).

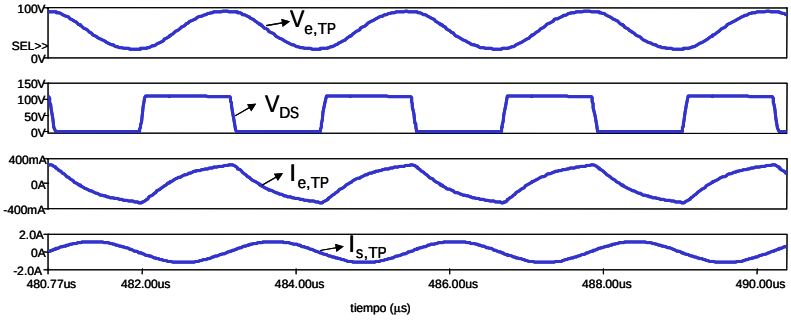


Figura 4.11. Datos de simulación de la tensión drenador-fuente de los MOSFETs, de la corriente ($I_{e,TP}$), tensión de entrada ($V_{e,TP}$) y tensión de salida del TP. Diseño A para L_s = 90 µH. V_e=118 V. Frecuencia = 425 kHz. R_{eq}=5,5 Ω. Potencia de salida = 5 W.

Sin embargo, si seleccionamos otros valores de inductancia de entrada como por ejemplo 140 µH, aunque conseguimos un comportamiento inductivo adecuado, no conseguimos cumplir las especificaciones de potencia y tensión de entrada debido a que los valores de conductancia de entrada son menores a los proporcionados por el TP.

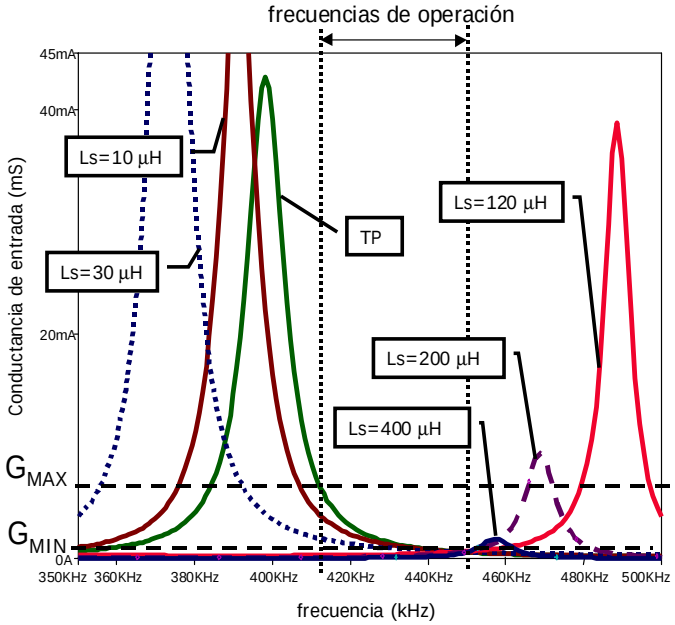


Figura 4.12. Selección del valor de L_s para el diseño B.

Si ahora se considera el diseño de L_s para la muestra B, que es la que posee buen carácter inductivo, se puede observar que la variación de conductancia del TP en las frecuencias de funcionamiento del dispositivo es de 6,36 mS (G_{MAX}) y 0,67 mS (G_{MIN}). Por tanto, gobernando el TP sin ninguna red de adaptación podríamos variar la tensión de entrada entre 50 V y 152 V (variación de la tensión de entrada de 1:3) para transferir una potencia de 3W.

En la figura 4.12, se puede ver cómo varía la conductancia de entrada (G_e) en función del valor de la inductancia serie (L_s).

Aunque el valor de inductancia de 10 µH resultaría adecuado desde el punto de vista de la conductancia de entrada, no permite obtener formas sinusoidales de la tensión ($V_{e,TP}$) y la corriente de entrada ($I_{e,TP}$), tal como muestran las simulaciones (figura 4.13).

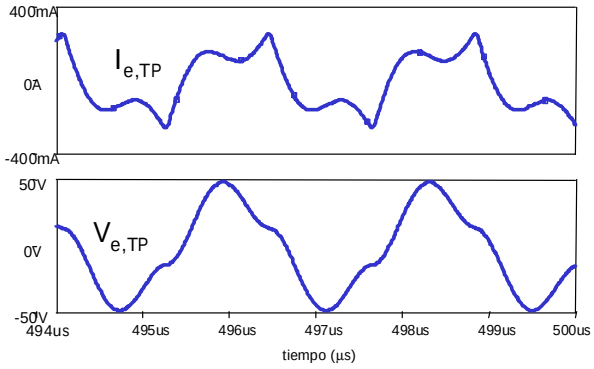


Figura 4.13. Datos de simulación de la corriente ($I_{e,TP}$) y tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) del diseño B para L_s=10 µH.

Se observa que no es posible encontrar un valor de inductancia que permite alcanzar los valores de conductancia de G_{TP} para transferir la potencia a la carga con los valores de tensión de entrada especificados.

B. *CAMBIO DE LA LEY DE CONTROL.*

La colocación de una bobina en serie afecta drásticamente al aspecto de la curva de conductancia de entrada (G_e) vista por la etapa inversora tal como se muestra en la figura 4.14. La conductancia de entrada (G_e), cuando no hay inductancia serie, es la conductancia del TP (G_{TP}). Se recuerda que el convertidor debe trabajar en las frecuencias de funcionamiento fijadas por el TP, es decir, entre la frecuencia de resonancia (f_{res}) y antiresonancia (f_{ares}) del modo de vibración seleccionado.

Por un lado, la inductancia serie varía los valores de G_{TP}, lo que puede modificar los valores de tensión de entrada tal como se analizará en el apartado C.

Por otro lado, la inductancia serie puede modificar la variación de G_e con la frecuencia en el intervalo de frecuencias de funcionamiento. Se recuerda que la ley de control de la topología está relacionada con la variación de G_{TP} con la frecuencia según se expuso en el capítulo 3 ($P = G_{TP} \cdot V_e^2$). Un incremento de la frecuencia respecto de la de conmutación implica un incremento de la tensión de entrada porque el valor de G_{TP} disminuye. Sin embargo, al añadir la inductancia serie, un incremento de la frecuencia implica una disminución de la tensión de entrada porque G_e aumenta con la frecuencia.

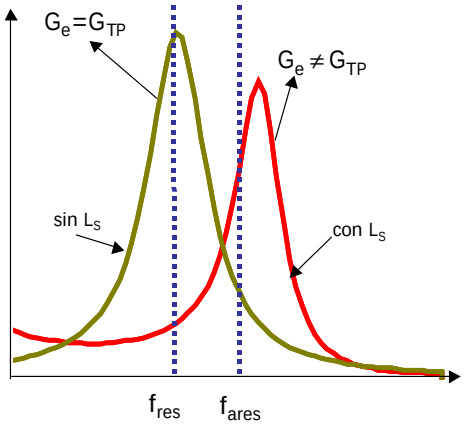


Figura 4.14. Conductancia de entrada con y sin bobina serie (L_s) en el punto de operación.

C. *LIMITACIÓN DE LA VARIACIÓN DE LA TENSIÓN DE ENTRADA.*

En algunos casos, no siempre es posible encontrar una inductancia serie que permita cumplir las especificaciones de potencia y tensión de entrada. El motivo de esta restricción en el diseño es la variación de conductancia vista por el TP al introducir la inductancia serie. Por ejemplo en el caso del diseño B, el valor más adecuado para garantizar condiciones sinusoidales de tensión de entrada y cumplir las especificaciones es de 30 µH. Este valor de inductancia serie implica una reducción del margen de variación de la tensión de entrada de 1:3 (50 V – 152 V) a 1:1,6 (95 V – 152 V) con 3 W de potencia, lo que restringe la aplicabilidad del dispositivo.

D. *INCREMENTO DE LA ENERGÍA REACTIVA.*

La bobina serie afecta a la fase de la impedancia de entrada ($\angle \mathbf{Z_e}$), dando lugar a un incremento de energía reactiva en el convertidor. Esta energía permite a los interruptores del *medio puente* alcanzar ZVS pero por otro lado penaliza al rendimiento del convertidor.

Para cuantificar este efecto se ha medido el rendimiento de la muestra A con una bobina serie de 110 µH. Se observa que la variación de la tensión de entrada del convertidor CC/CC (87V a 154V) difiere de la que se puede obtener con el TP (59V-118V) debido a la modificación de los valores de la conductancia de entrada respecto a la del TP con este valor de inductancia (figura 4.10).

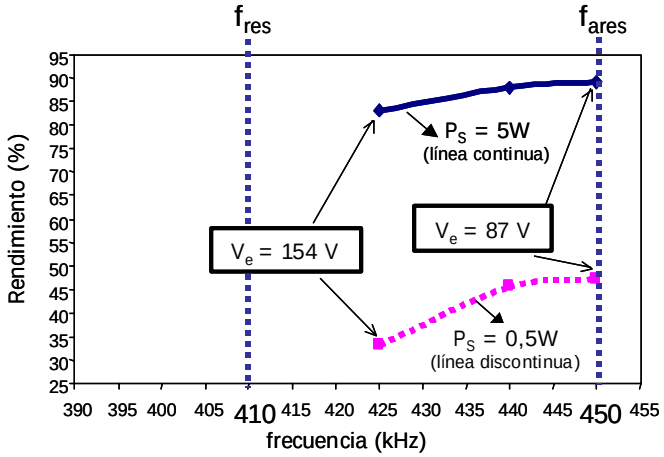


Figura 4.15. Medida del rendimiento del convertidor para carga máxima (5 W) y carga mínima (0,5 W). Muestra A. L_s = 110 µH. R_{eq} = 5,5 Ω (carga óptima).

La figura 4.15 muestra cómo penaliza la energía reactiva el rendimiento del convertidor cuando disminuye la carga de salida de 5 W a 0,5 W.

Para mostrar con mayor nivel de detalle cómo afecta la variación de la energía reactiva, al introducir la inductancia en serie, en las características del convertidor, se van a analizar los dos puntos extremos del margen de funcionamiento del convertidor: V_e = 87 V y V_e = 154 V.

En el punto de mayor tensión de entrada (tabla 4.3) la corriente máxima por la bobina (I_{Lmax}) es similar con 5W que con 0,5W de potencia de salida (P_S) ya que la fase de la impedancia de entrada ($\angle Z_e$) es alta (alrededor de 80º) en dichas frecuencias (425 kHz). Esta fase tan elevada produce una mayor energía reactiva que hace empeorar el rendimiento de los interruptores debido al aumento de las pérdidas en conducción (η_{INV}).

Por otro lado, tal como se mostró en el capítulo 3, al aumentar la carga resistiva del TP respecto de la óptima (de 5,5 Ω a 70,6 Ω) se produce un descenso del rendimiento del TP (η_{TP}). Por lo tanto, la disminución de la potencia de salida penaliza el rendimiento del convertidor (η).

TABLA 4.3. REGULACIÓN DE CARGA CON L_S=110 μH.MEDIDAS EXPERIMENTALES CON LA MUESTRA A. V_E = 154V.

R_{eq} (Ω)	frecuencia (kHz)	Tensión en el encendido (V)	∠Z_e (grados)	P_s (W)	η_{INV} (%)	I_{Lmax} (A)	η_{TP} (%)	η (%)
5,5	425	0	71	5	86	0,364	96	83
70,6	425	0	87	0,5	44	0,360	75	33

TABLA 4.4. REGULACIÓN DE CARGA CON L_S=110 μH. MEDIDAS EXPERIMENTALES CON LA MUESTRA A. V_E = 87 V.

R_{eq} (Ω)	frecuencia (kHz)	Tensión en el encendido (V)	∠Z_e (grados)	P_s (W)	η_{INV} (%)	I_{Lmax} (A)	η_{TP} (%)	η (%)
5,5	450	0	23	5	93	0,191	96	89
70,6	450	0	12,4	0,5	60	0,037	79	47

Sin embargo, con tensiones de entrada menores (tabla 4.4) y por tanto frecuencias mayores (450 kHz), la inductancia serie incrementa menos la fase de la impedancia de entrada y por tanto la cantidad de energía reactiva en los interruptores es menor en estas condiciones. De hecho, la corriente máxima que atraviesa la bobina es 5 veces más pequeña con 0,5 W que con 5 W.

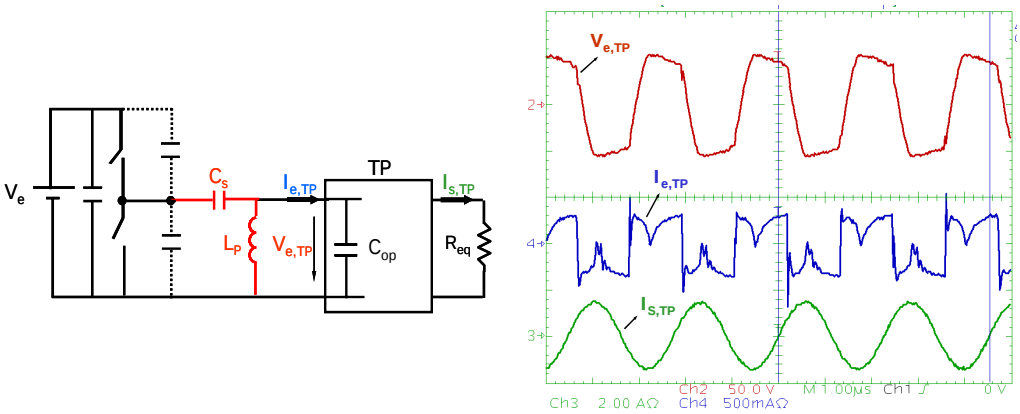
Por otro lado, el rendimiento del TP (η_{TP}) se ve penalizado de manera análoga al caso anterior debido a la variación de la carga resistiva en la salida del TP respecto de la óptima (de 5,5 Ω a 70,6 Ω).

Por lo tanto, la disminución de rendimiento del convertidor (η) es menor a esta frecuencia.

4.1.2 Inductancia paralelo

La estructura correspondiente a la inductancia paralelo consiste en un condensador en serie (C_s) y una inductancia en paralelo (L_p) con el TP. Las formas de onda de la tensión y corriente con esta estructura están representadas en la figura 4.16.

La tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) es cuadrada con conmutaciones suaves, gracias a la energía que maneja la inductancia L_p. El condensador serie es necesario para eliminar el valor medio de tensión de L_p, pero no afecta al valor de la conductancia vista por el *medio puente* si su valor es adecuado como se mostrará posteriormente. La inductancia, al estar en paralelo con el TP, tampoco afecta a la conductancia de entrada (G_e). Por tanto, esta estructura no afecta al valor de la G_e y se verifica que G_e=G_{TP}.



a. Topología. *b. Formas de onda.*

Figura 4.16. Topología y formas de onda de la tensión de entrada ($V_{e,TP}$), de la corriente de entrada ($I_{e,TP}$) y de la corriente de salida ($I_{s,TP}$) del TP para la estructura con bobina paralelo.

Las características que presenta esta estructura se muestran a continuación.

A. GRADO DE LIBERTAD EN EL DISEÑO.

El valor mínimo de inductancia paralelo (L_p) se toma teniendo en cuenta que la frecuencia de resonancia entre la bobina paralelo y el condensador serie esté lo suficientemente alejada de la región de frecuencias de funcionamiento. La figura 4.17 muestra la variación de la conductancia de entrada al disminuir el valor de L_p. Se observa que si el valor de L_p disminuye demasiado, el pico correspondiente a la resonancia entre C_s y L_p se encuentra demasiado próximo a la frecuencia de funcionamiento y modifica la conductancia de entrada.

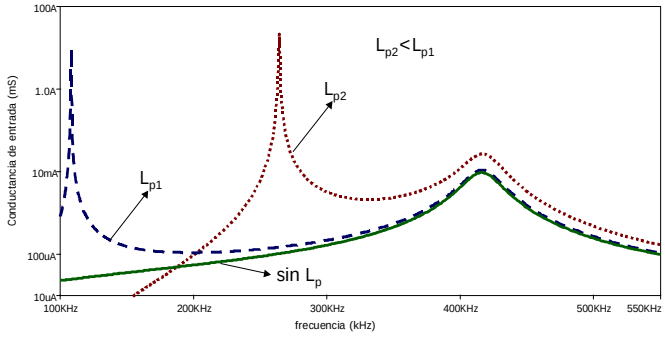
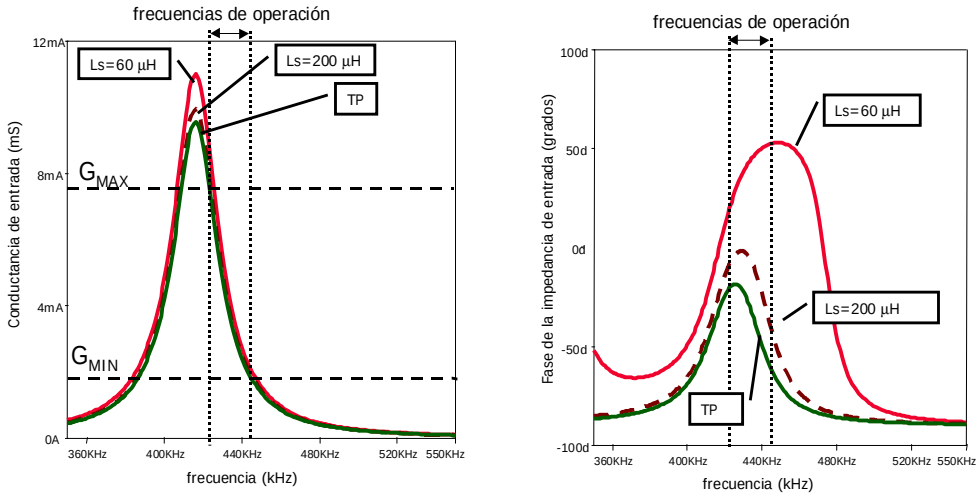


Figura 4.17. Variación de la conductancia de entrada en función del valor de L_p.



a. Conductancia de entrada. *b. Fase de la impedancia de entrada.*

Figura 4.18. Selección del valor de Lp para el diseño A.

En este caso, el valor de la inductancia paralelo solo modifica la fase de la impedancia de entrada ($\angle \mathbf{Z_e}$) y sólo produce cambios apreciables de la conductancia de entrada (G_e) en la frecuencia de resonancia tal como se muestra en la Figura 4.18. Pero dado que el convertidor no opera en estas frecuencias, dichos cambios se consideran despreciables. Por lo tanto, hay un grado de libertad en el diseño, ya que sólo debemos seleccionar el valor de L_p necesario para proporcionar conmutaciones suaves de la tensión de entrada del TP.

Se ha seleccionado un valor de L_p que permita cumplir las mismas especificaciones de tensión de entrada y potencia que el TP. Para el diseño A, el valor adecuado de inductancia es de 60 µH.

Por un lado, esta inductancia permite obtener una variación de la tensión de entrada entre 58 V y 118 V (1:2) igual al que se obtiene con el TP.

Por otro lado, permite suministrar condiciones de conmutación suave a la entrada del TP (figura 4.18). Se recuerda que el carácter inductivo es una condición necesaria pero no suficiente, por tanto, se necesita realizar una simulación para evaluar si se obtiene ZVS (figura 4.19).

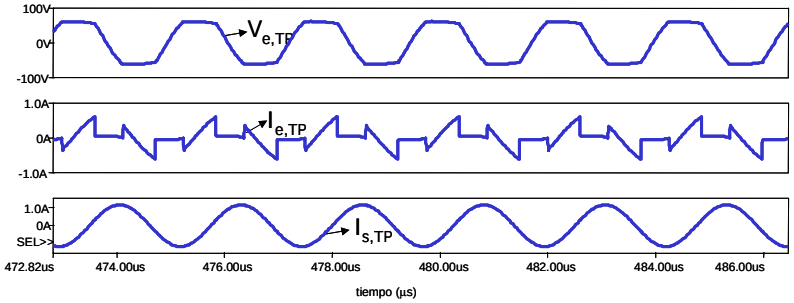
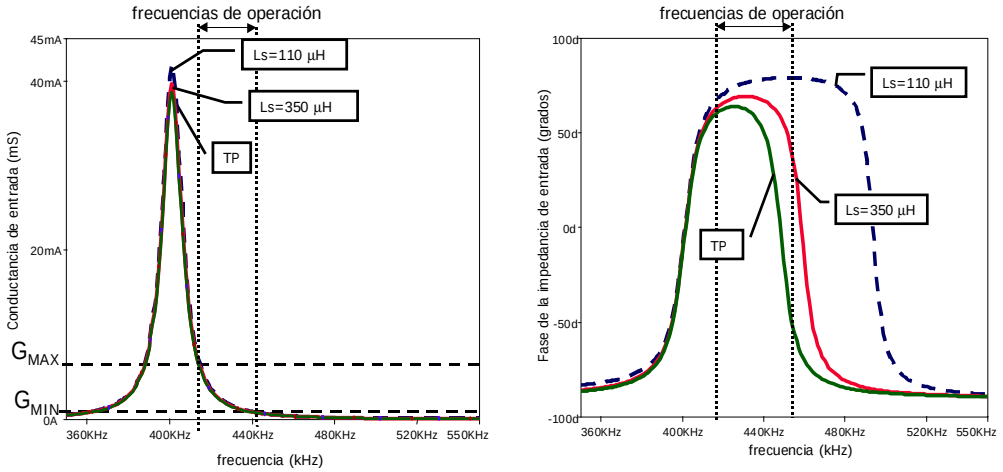


Figura 4.19. Datos de simulación de la corriente ($I_{e,TP}$), tensión de entrada ($V_{e,TP}$) y tensión de salida del TP. Diseño A para C_s=33 nF y L_p = 60 µH. V_e=118 V. Frecuencia = 445 kHz. Potencia de salida = 5 W.



a. Conductancia de entrada.

b. Fase de la impedancia de entrada.

Figura 4.20. Diseño de la bobina paralelo (L_p) para el diseño B.

Para el caso de la muestra B, que posee buen carácter inductivo, la inductancia deberá almacenar menos energía que con la muestra A para suministrar ZVS en la entrada del TP y en la salida del medio puente y por lo tanto su tamaño será menor. El valor adecuado de inductancia paralelo es de 110 µH tal como se muestra en la figura 4.21.

Se observa que la inductancia necesaria para la muestra B (110 µH) es mayor que la de la muestra A (60 µH). Esto significa que el valor de la corriente por la bobina es menor y por lo tanto menor el valor de la energía reactiva que maneja ($E_L = 0{,}5 \cdot L_p \cdot I_L^2$).

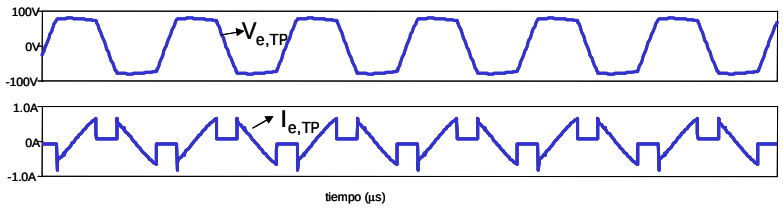


Figura 4.21. Datos de simulación la corriente ($I_{e,TP}$) y tensión de entrada ($V_{e,TP}$) del TP. Diseño B para C_s=33 nF y L_p = 110 µH. V_e=152 V. Frecuencia = 450 kHz. Potencia de salida = 3 W.

B. *MANTIENE LA LEY DE CONTROL Y MARGEN DE VARIACIÓN DE LA TENSIÓN DE ENTRADA.*

Como la estructura de bobina paralelo no afecta a la conductancia de entrada, no produce ningún cambio ni sobre la ley de control del TP, ni del margen de variación de la tensión de entrada.

C. *AUMENTO DE LA ENERGÍA REACTIVA.*

La bobina paralelo aumenta la fase de la impedancia de entrada ($\angle Z_e$) y esto produce un incremento de la energía reactiva que afecta al rendimiento del convertidor aunque permite proporcionar la energía necesaria para obtener ZVS en la entrada del TP.

El inconveniente de esta estructura es que la energía reactiva suministrada por la bobina paralelo se mantiene constante independientemente de la carga. Esto produce una penalización muy importante del rendimiento del convertidor a baja carga.

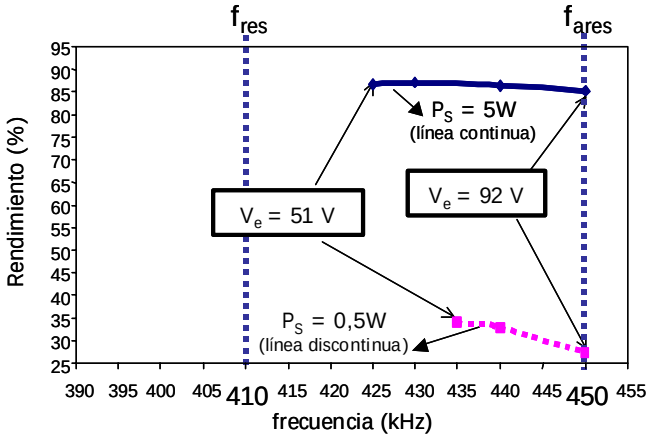


Figura 4.22. Medida del rendimiento del convertidor CC/CC en función de la carga de salida. Muestra A con C_S = 33 nF y Lp = 60 µH.

La figura 4.22 representa el rendimiento del convertidor con la bobina paralelo seleccionada (60 µH) para la muestra A para dos cargas de salida distintas (5 W y 0,5 W).

Por un lado, se observa que los valores de tensión de entrada del convertidor CC / CC obtenidos en medidas son similares (51 V – 92 V) a los del modelo (59 V – 118 V). Por otro lado, se puede observar cómo la energía reactiva produce una reducción del rendimiento del convertidor CC / CC al cambiar la carga respecto de la óptima.

Se van a comparar la estructura de bobina serie y bobina paralelo desde el punto de vista del aumento de energía reactiva al variar la carga. Para ello se han comparado (tabla 4.5 y tabla 4.4), ambas redes de adaptación de impedancias en las mismas condiciones de operación: f_s = 450 kHz y V_e aproximadamente igual a 90 V.

TABLA 4.5. REGULACIÓN DE CARGA CON LP. MEDIDAS EXPERIMENTALES CON LA MUESTRA A (CS= 33 NF Y LP=60 µH).V_E= 92 V.

R_{eq} (Ω)	frecuencia (kHz)	Tensión en el encendido (V)	$\angle Z_e$ (grados)	P_s (W)	η_{INV} (%)	I_{Lmax} (A)	η_{TP} (%)	η (%)
5,5	450	0	52	5	94	0,36	91	85
70,6	450	0	85	0,5	65	0,4	42	27

Por un lado, el rendimiento del TP (η_{TP}) es menor con L_p que con L_s debido al gobierno con una señal cuadrada en lugar de con una señal sinusoidal. Este hecho penaliza el rendimiento del convertidor CC / CC al considerar una inductancia serie en lugar de una inductancia paralelo. De manera análoga a la estructura con inductancia serie se produce un descenso del rendimiento del TP al variar la carga resistiva de salida (70,6 Ω) respecto a la carga óptima (5,5 Ω).

Por otro lado, se observa que la corriente máxima por la bobina (I_{Lmax}) es incluso menor con 5W que con 0,5W de potencia de salida (P_S) debido a que la fase de la impedancia de entrada ($\angle Z_e$) se incrementa hasta 80°. Esta fase tan elevada produce una mayor energía reactiva que hace empeorar el rendimiento de los interruptores debido al aumento de las pérdidas en conducción (η_{INV}). Como consecuencia la penalización del rendimiento del convertidor CC / CC al cambiar la carga sea mayor con la inductancia paralelo (de 85% a 27%) que con la inductancia serie (de 89% a 47%).

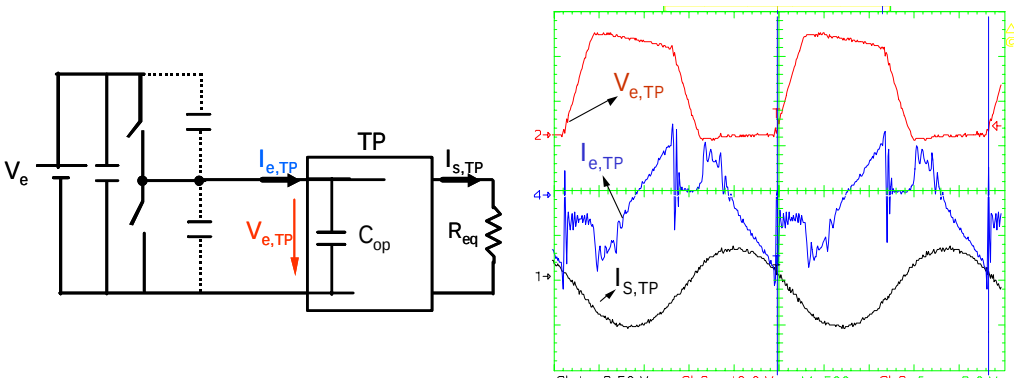
Es importante destacar que el tamaño de ambas bobinas es igual (núcleo RM4), debido a que la energía que manejan es la misma al ser la corriente máxima prácticamente igual en ambas (I_{Lmax} = 0,36 A).

4.1.3 Sin componentes magnéticos

Esta estructura permite eliminar el uso de los componentes magnéticos y por tanto el TP debe ser capaz de manejar la energía reactiva necesaria para suministrar condiciones de conmutación suave en la entrada del mismo.

En este caso, tanto la fase de la impedancia y la conductancia vista por el medio puente coinciden con la fase de la impedancia y la conductancia del primario del TP. Es decir, se cumple que $\angle Z_e = \angle Z_{TP}$ y $G_e = G_{TP}$.

Las formas de onda de tensión de entrada ($V_{e,TP}$) y corriente de entrada ($I_{e,TP}$) del TP con esta estructura se muestran en la figura 4.23. Al igual que en la estructura anterior, con bobina paralelo, la forma de tensión de entrada del TP es una forma de onda cuadrada con conmutaciones suaves.



a. Topología. *b. Formas de onda.*

Figura 4.23. Topología y formas de onda de la tensión de entrada ($V_{e,TP}$), de la corriente de entrada ($I_{e,TP}$) y de la corriente de salida ($I_{s,TP}$) del TP para la estructura sin componente magnético.

Las características propias de esta estructura se exponen a continuación.

A. *DISEÑO DEL TP PARA ZVS.*

La fase de la impedancia de entrada ($\angle Z_e$) es la del TP, por tanto el TP debe ser diseñado para proporcionar el comportamiento inductivo necesario para alcanzar ZVS en la entrada del dispositivo. Esto implica una mayor complejidad en el diseño del TP como se expuso en el capítulo 3 (epígrafe 3.5).

Por tanto, de las dos muestras consideradas para realizar el análisis, la muestra B, con buen carácter inductivo es la única válida para usar este tipo de estructura.

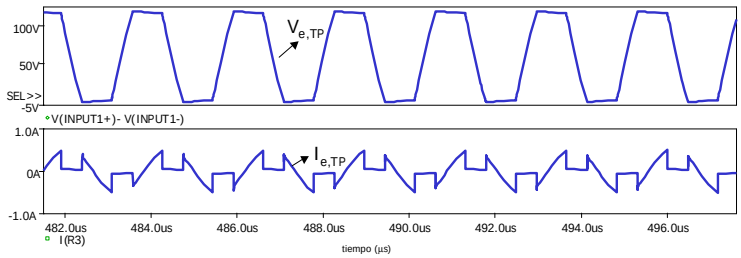


Figura 4.24. Datos de simulación la corriente ($I_{e,TP}$) y tensión de entrada ($V_{e,TP}$) del TP. Diseño B sin componentes magnéticos V_e=118 V. Frecuencia = 428 kHz. R_{eq}=5Ω. Potencia de salida = 3 W.

B. LA LEY DE CONTROL NO SE VE MODIFICADA.

Como en esta estructura no se añade ningún elemento entre el medio puente y el TP, la conductancia de entrada (G_e) es coincidente con la del TP (G_{TP}). Debido a esta circunstancia, la ley de control no se ve afectada.

C. REDUCCIÓN DEL MARGEN DE VARIACIÓN DE TENSIÓN DE ENTRADA

La variación de la fase de la impedancia del TP ($\angle Z_{TP}$) en el margen de frecuencias de funcionamiento hace que el TP no sea capaz de proporcionar condiciones de conmutación suave de la tensión de entrada (ZVS) en todo el margen de frecuencias de funcionamiento, situado entre la resonancia y la antiresonancia. En la figura 4.5 se recoge cómo la fase de la impedancia del TP disminuye en las proximidades de la resonancia y al antiresonancia hasta perder el carácter inductivo.

El estrechamiento de la zona de frecuencias de funcionamiento depende del valor de las tensiones de entrada del convertidor CC/CC. En la antiresonancia se producen las mayores tensiones de entrada de trabajo debido a que el valor de la conductancia de entrada disminuye a medida que nos acercamos a dichas frecuencias. Cuanto mayor sea el valor de tensión de entrada mayor es la energía necesaria para obtener ZVS y por lo tanto mayor será la reducción del margen de variación de la tensión de entrada.

Se han comparado las características del convertidor diseñado con la muestra B para el caso de utilizar la estructura sin componente magnético y la estructura con una bobina paralelo de 110 µH capaz de proporcionar el comportamiento inductivo necesario al TP que permita suministrar condiciones de ZVS en todo el margen de frecuencias de trabajo.

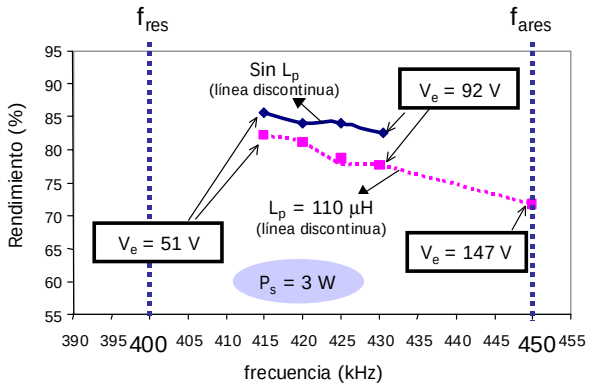


Figura 4.25. Comparación del rendimiento del convertidor entre la configuración de inductancia paralelo y sin componente magnético. Muestra B. (R_{eq}=5 Ω).

En la figura 4.25, se compara el margen de variación de tensión de entrada del convertidor obtenido con ambas configuraciones, con bobina paralelo y sin componentes magnéticos, para la muestra B con su carga resistiva equivalente óptima (5 Ω) y una potencia de salida de 3 W. La estructura sin componente magnético reduce la variación de tensión de entrada de 1:3 a 1:1,8 debido a que la disminución de la fase de la impedancia del TP en las proximidades de la antiresonancia provoca la pérdida de ZVS en la entrada del TP y por tanto, la disminución drástica del rendimiento del TP.

El caso de la alternativa sin componente magnético puede ser considerado como la estructura de bobina paralelo con el valor de inductancia infinito.

D. REDUCCIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA.

Como se puede observar en la figura 4.25, el rendimiento del convertidor (η) es menor con la inductancia paralelo que con la estructura sin componentes magnéticos. Esto es debido al aumento de la energía reactiva provocado por la inductancia paralelo. Esta energía reactiva aumenta las pérdidas en conducción de los interruptores de la etapa inversora.

E. REDUCCIÓN DEL TAMAÑO DEL CONVERTIDOR.

Al utilizar una configuración sin componentes magnéticos se reduce el tamaño del convertidor.

Para una muestra con buen comportamiento inductivo se debe establecer un compromiso entre el margen de variación de la tensión de entrada y tamaño del convertidor. De manera que si lo que buscamos es optimizar el tamaño debemos penalizar alguna de las otras características.

RESUMEN

En este epígrafe, se han comparado las características de las distintas formas de gobierno del TP.

Si el diseño del TP no proporciona conmutaciones suaves de la tensión (ZVS) en la entrada del TP en todo el margen de variación de tensión de entrada, es necesario añadir una red de impedancias constituida por una inductancia serie (L_s) o una inductancia paralelo (L_p).

La L_s permite un gobierno sinusoidal del TP pero limita la transferencia de potencia ya que está en serie con el TP y modifica el valor de la conductancia de entrada.

La L_p no afecta a la conductancia de entrada por lo que siempre se puede encontrar un valor adecuado que permita transferir la potencia necesaria en la aplicación. El problema es el incremento de energía reactiva del convertidor necesario para proporcionar ZVS a la entrada del TP que es independiente de la carga del convertidor dando lugar a una penalización del rendimiento del convertidor al disminuir la carga.

Si el TP está diseñado para proporcionar ZVS en todo el margen de variación de entrada, se pueden eliminar los componentes magnéticos adicionales de la topología del convertidor CC/CC.

4.2 Gobierno subarmónico

La frecuencia de la etapa inversora del convertidor CC/CC está determinada por la frecuencia de funcionamiento del TP. Esta frecuencia se establece como compromiso entre las pérdidas de conmutación de los dispositivos que forman la topología de potencia y el tamaño del TP. Por lo tanto, para mejorar el rendimiento de la topología sería conveniente reducir la frecuencia. No obstante, esto penalizaría el tamaño del TP ya que la frecuencia de funcionamiento del TP es inversamente proporcional al espesor del componente. Dado que nuestro objetivo es la maximización de la densidad de potencia, la reducción de la frecuencia es una alternativa que no se considera adecuada.

Sin embargo, si la frecuencia de conmutación de los interruptores de la etapa inversora es inferior a la frecuencia de resonancia del TP se pueden alcanzar ambos objetivos: disminuir las pérdidas de conmutación del convertidor CC/CC y por otro no penalizar el tamaño del TP. Por un lado, los interruptores que forman la etapa inversora conmutan a una frecuencia notablemente inferior reduciendo sus pérdidas de conmutación. Por otro lado, si la señal de tensión de entrada posee un armónico de

la frecuencia de resonancia del TP no es necesario penalizar el tamaño del componente.

A esta forma de gobierno con una frecuencia inferior a la fijada por el modo de vibración del TP, se le ha denomina ***gobierno subarmónico***. Este concepto **es una de las aportaciones de esta Tesis.**

4.2.1 Descripción del concepto.

El gobierno subarmónico consiste en aplicar una forma de tensión cuadrada en el primario del TP cuya frecuencia fundamental (f_{TP}/n) sea inferior a la del modo de funcionamiento del componente (f_{TP}) donde el TP transfiere la energía eficientemente.

Una manera fácil de conseguir esta condición es usar una forma de onda cuadrada de frecuencia tres veces inferior a la fundamental ($f/3$). El TP puede ser diseñado para trabajar a una frecuencia f ya que la forma de onda anterior contiene un tercer armónico que puede ser usado para gobernar al TP como se muestra en la figura 4.26.

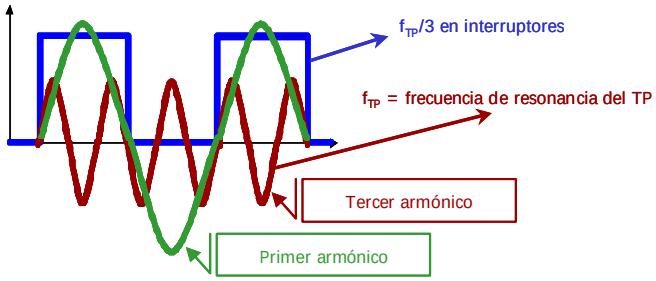


Figura 4.26. Primer y tercer armónico de una forma de onda cuadrada.

Teniendo en cuenta la descripción del concepto, el gobierno subarmónico no puede ser aplicado con una forma de onda sinusoidal a la entrada. Por tanto, sólo puede ser aplicado con las topologías de bobina paralelo y sin componente magnético que se han descrito en el epígrafe 4.1.

Las principales **ventajas del gobierno subarmónico** son las siguientes:

- Se **reducen las pérdidas de conmutación** de los interruptores de la etapa inversora al trabajar a una frecuencia inferior.
- **Se pueden utilizar circuitos integrados comerciales** que incluyen los interruptores, el *driver* y el oscilador debido a que se ha reducido la frecuencia de conmutación de los interruptores (de 440 kHz a 147 kHz).

Sin embargo este concepto presenta una serie de **inconvenientes:**

- **El TP maneja mayor cantidad de energía reactiva**. La energía que se transfiere a la carga es un tercio de la que maneja el TP durante el tiempo en que la tensión de entrada está aplicada en el primario del TP (figura 4.27).

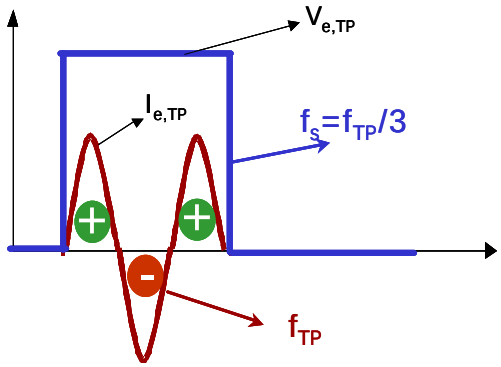


Figura 4.27. Energía manejada por el TP en un ciclo de conmutación.

- **Si el TP no es diseñado para proporcionar ZVS, se debe añadir una inductancia en paralelo**.

4.2.2 Requisitos de diseño del TP para gobierno subarmónico.

En este epígrafe se pretende mostrar cómo se modifican los requisitos de diseño del TP respecto a los mostrados en el capítulo 3 para aplicar el concepto de gobierno subarmónico descrito previamente.

➢ ***CAPACIDAD DE MANEJAR ENERGÍA REACTIVA***

El rendimiento del TP debe ser suficientemente alto de forma que se maneje eficientemente el aumento de energía reactiva en el TP. El descenso del rendimiento del TP supone un incremento del tamaño del TP para poder disipar el aumento de pérdidas del TP.

➢ ***MAYOR CONDUCTANCIA DE ENTRADA***

Al excitar el TP con un armónico distinto del fundamental, el valor necesario de la conductancia de entrada aumenta de forma notable.

En concreto, si se gobierna al TP con el tercer armónico de la tensión de entrada, el valor eficaz de la tensión de entrada aplicada al TP es 3 veces menor. Por lo tanto, la conductancia necesaria para transmitir la misma potencia es 9 veces mayor que en el caso del gobierno a la frecuencia fundamental de acuerdo a la expresión mostrada en el capítulo 3 que relaciona la potencia con la conductancia del TP y el valor eficaz de la tensión de entrada ($P=G_{TP}\cdot V_{ef}^2$).

Esto supone, según las reglas de diseño obtenidas en el capítulo 3 (epígrafe 3.3.9), que se debe aumentar el área, reducir el espesor de primario o aumentar el número de capas de primario. Por lo tanto, este tipo de gobierno no es adecuado con bajas tensiones de entrada debido a los elevados valores de conductancia necesarios.

- ***DISEÑO PARA OBTENER CONMUTACIONES SUAVES DE LA TENSIÓN DE ENTRADA (ZVS)***

Se recuerda que el gobierno subarmónico requiere una forma de tensión cuadrada. Es decir, de las distintas formas de gobierno analizadas anteriormente sólo es posible utilizar la estructura de inductancia paralelo o la denominada sin componentes magnéticos. Por lo tanto, es necesario proporcionar ZVS al TP y a los interruptores de la etapa inversora para obtener un rendimiento adecuado del convertidor CC / CC.

4.2.3 Validación experimental.

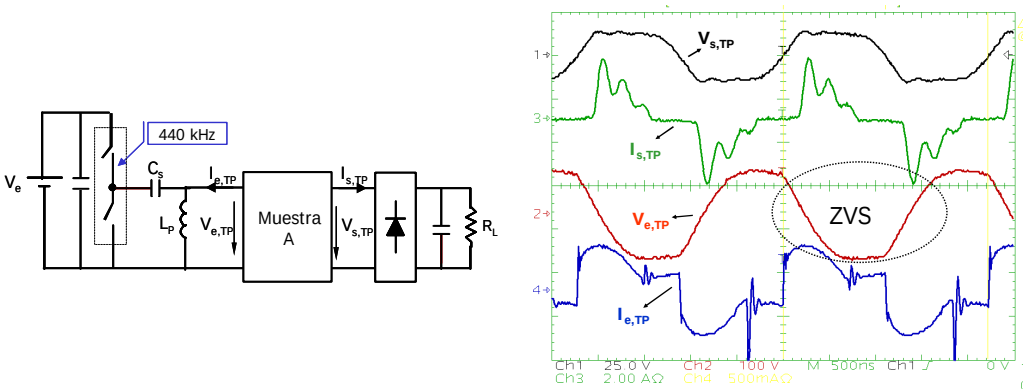
La validación de las características de este concepto debería realizarse comparando un diseño de un TP para gobierno a la frecuencia fundamental con un diseño para gobierno subarmónico. Las especificaciones de diseño de ambos TPs deberían ser las mismas.

Puesto que no se dispone de una muestra diseñada según los criterios expuestos en el epígrafe 4.2.2, hemos de validar el concepto de gobierno subarmónico mediante una muestra correspondiente al diseño A (anexo I).

Para poder evaluar este nuevo concepto de gobierno subarmónico se han construido dos convertidores CC / CC con la muestra mencionada anteriormente. La frecuencia de gobierno de unos de ellos es la del TP, f_{TP} (figura 4.28) y la frecuencia de gobierno del otro es tres veces inferior a la del TP, $f_{TP} / 3$ (figura 4.29).

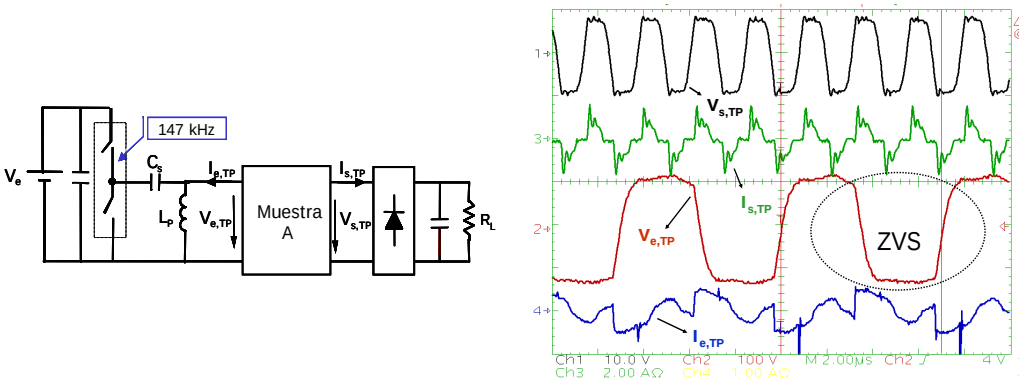
Ambos convertidores tienen la misma etapa rectificadora y la misma carga (R_L = 17 Ω). La etapa de salida es un rectificador de doble onda en puente con un filtro por condensador.

Para proporcionar condiciones de conmutación suave (ZVS) en la entrada del TP, ambos convertidores necesitan una red de adaptación de impedancias con una configuración de inductancia en paralelo (condensador serie C_s, e inductancia en paralelo L_p). El valor de C_s es de 33 nF en ambos casos, mientras que el valor de L_p es de 73 μH para el convertidor gobernado a f_{TP} y 250 μH para el convertidor gobernado a $f_{TP} / 3$. El valor de la inductancia para el gobierno subarmónico es tres veces superior para asegurar que el rizado de corriente en ambas bobinas es el mismo.



V_e (V)	P_S (W)	V_S (V)	η_{TP} (%)	η_{RECT} (%)	η (%)
200	9	12	94	91	75

Figura 4.28. Medidas experimentales con gobierno a la frecuencia de resonancia del TP. Muestra A.



V_e (V)	P_S (W)	V_S (V)	η_{TP} (%)	η_{RECT} (%)	η (%)
240	3	7	83	86	59

Figura 4.29. Medidas experimentales con gobierno subarmónico. Muestra A.

En la figura 4.28 y la figura 4.29, se presentan las formas de onda de la tensión de entrada ($V_{e,TP}$) y salida ($V_{s,TP}$) del TP, así como las formas de la corriente de entrada ($I_{e,TP}$) y corriente de salida ($I_{s,TP}$) del mismo en dos condiciones distintas de ensayo.

En el primer caso, figura 4.28, la tensión de entrada al convertidor es de 200 V, la potencia entregada a la carga son 9 W y el control del convertidor se realiza a la frecuencia fundamental del TP. En el segundo caso, figura 4.29, la tensión de entrada es de 240 V, la potencia entregada a la carga son 3 W y el control del convertidor se realiza a una frecuencia tres veces inferior.

En primer lugar se comprueba que la frecuencia de trabajo del TP es, en ambos casos la misma. Independientemente de la frecuencia de conmutación del convertidor, el TP trabaja a 440 kHz (su frecuencia fundamental).

Como la muestra no ha sido específicamente diseñada para aplicar el concepto de gobierno subarmónico, la potencia que es capaz de transmitir se ve reducida respecto al gobierno a la frecuencia fundamental del TP. Esto se debe al descenso del rendimiento del TP (η_{TP}) como consecuencia del aumento de la energía reactiva. El rendimiento que se obtiene con gobierno a la frecuencia fundamental es del 94 %. Este se reduce hasta un 90% con gobierno subarmónico. Finalmente y debido al calentamiento de la muestra sólo es posible obtener un rendimiento del 83%. Esto provoca una disminución drástica de la capacidad de potencia de la muestra (de 9 W a 3 W), por lo cual la tensión de entrada en el segundo ensayo (figura 4.30) hubo de reducirla a 240 V.

Otra característica que también penaliza esta topología si no se realiza un correcto diseño del TP es el tamaño de la bobina paralelo. Como se puede observar en la figura 4.30, la frecuencia de la corriente de la bobina paralelo (I_L) es tres veces inferior con gobierno subarmónico.

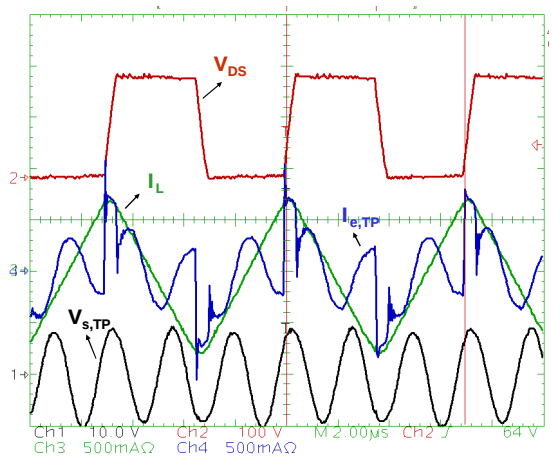


Figura 4.30. Gobierno con cuadrada a $f_{TP}/3$= 147 kHz. Medidas experimentales con la muestra A. Con la configuración de inductancia paralelo (C_s = 33 nF y L_p = 250 µH) y la carga óptima (5,5 Ω).

Por otro lado, el circuito oscilador, el *driver* y ambos MOSFETs han podido ser integrados en un circuito comercial (IR51HD420), con el consiguiente ahorro de tamaño y coste.

El concepto de gobierno subarmónico ha sido validado mediante la construcción de un prototipo de laboratorio. Sin embargo, las características del convertidor

obtenido no son competitivas con un gobierno a la frecuencia de resonancia del TP debido a que el diseño del TP no es el adecuado, penalizando el rendimiento y la capacidad de potencia del convertidor.

RESUMEN

El gobierno subarmónico permite disminuir las pérdidas de conmutación de los interruptores de la etapa de potencia debido a la disminución de la frecuencia de gobierno de los mismos.

El TP para gobierno subarmónico debe ser diseñado para manejar mayor energía reactiva, proporcionar mayor valor de conductancia comparado con el diseño del TP para gobierno a la frecuencia fundamental.

Debido al gobierno a una frecuencia de trabajo inferior a la del TP, se produce un aumento de la energía reactiva en el TP que produce una disminución de su rendimiento.

Esta forma de gobierno sólo se puede aplicar con gobierno mediante señales cuadradas de tensión. Por lo tanto, es necesario diseñar el TP para proporcionar condiciones de conmutación suave en la tensión de entrada del TP.

El TP está gobernado por un armónico superior de la tensión de entrada. Por lo tanto, para un mismo diseño de TP, la conductancia necesaria para obtener la misma potencia de salida, con gobierno subarmónico, es superior a la necesaria con gobierno a la frecuencia fundamental del TP.

En resumen, aunque el diseño del TP para gobierno subarmónico penaliza su tamaño y rendimiento, obtenemos en contrapartida una ventaja adicional que es la reducción del tamaño del control debido al empleo de circuitos compactos comerciales, con la consecuente disminución en su coste.

4.3 Conclusiones

En este capítulo se han comparado las diversas alternativas que existen para gobernar el TP. Para realizar el estudio, se han considerado dos diseños del TP cuya característica diferencial más importante es su comportamiento inductivo.

Las principales conclusiones obtenidas de este estudio son las siguientes:

- **Desde el punto de vista del TP,** la mejor opción en términos de tamaño, rendimiento y complejidad en el diseño es la configuración con inductancia serie. No obstante, no siempre es posible encontrar un valor de inductancia serie que permita cumplir las especificaciones de potencia y tensión de entrada de la aplicación. Esto es debido a que la inductancia está en serie con el TP y limita la transferencia de potencia.

- **Desde el punto de vista del convertidor,** la mejor opción es la eliminación de la red de adaptación de impedancias (configuración sin componentes magnéticos). Sin embargo, el diseño del TP está penalizado en tamaño, rendimiento y complejidad, dado que está gobernado con una señal cuadrada en lugar de sinusoidal y debe manejar mayor cantidad de energía reactiva para suministrar ZVS al TP y a los interruptores de la etapa inversora del convertidor CC/CC.
- **Si el TP posee un mal comportamiento inductivo, la estructura con inductancia serie es la más adecuada** porque el rendimiento del convertidor es menor con la inductancia paralelo en condiciones de baja carga. En el caso de un **TP con buen comportamiento inductivo,** aunque no el suficiente para suministrar ZVS en todo el margen de tensión de entrada y potencia especificados, la configuración con la **inductancia paralelo es la alternativa más adecuada**, debido a que la energía reactiva manejada por la inductancia es menor, dando lugar a una menor penalización del rendimiento del convertidor en condiciones de baja carga.

En este capítulo se ha propuesto y validado, de forma original, el gobierno subarmónico de los interruptores de la etapa inversora. Este concepto permite reducir la frecuencia de conmutación de los interruptores siendo los armónicos de orden superior de la tensión a la salida de la etapa inversora los que gobiernan el TP. Por lo tanto, el TP sigue trabajando de forma adecuada con una frecuencia lo suficientemente elevada. La reducción de la frecuencia de gobierno permite reducir las pérdidas de conmutación y utilizar circuitos compactos para el oscilador, el *driver* y los interruptores, disminuyendo el tamaño y el coste del control del convertidor.

El gobierno subarmónico, no obstante, **requiere que el TP maneje mayor energía reactiva y tenga una mayor conductancia** que si gobernamos el TP con una señal de tensión de su frecuencia de resonancia**.** La mayor energía reactiva penaliza el rendimiento y el tamaño del componente. **Además, debe proporcionar ZVS en la tensión de entrada** ya que esta forma de gobierno, **sólo se puede aplicar con señales de tensión cuadrada**, es decir, con las configuraciones de bobina paralelo y sin componente magnético.

CAPÍTULO 5

Consideraciones sobre la aplicabilidad de los Transformadores Piezoeléctricos

5 CONSIDERACIONES SOBRE LA APLICABILIDAD DE LOS TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS

5.1 CARGADOR DE BATERÍAS PARA TELÉFONOS MÓVILES

5.2 MÓDULOS DE ALIMENTACIÓN DE TARJETAS DE TELECOMUNICACIÓN.

5.2.1 Análisis de la rectificación síncrona autoexcitada.
5.2.2 Diseño del convertidor

5.3 CONCLUSIONES

CAPÍTULO 5

5 Consideraciones sobre la aplicabilidad de los Transformadores Piezoeléctricos

En este capítulo se va a realizar un análisis comparativo de aplicaciones basadas en Transformadores Piezoeléctricos (TPs) con aplicaciones con componentes magnéticos dentro del campo de aplicación seleccionado en esta Tesis. La primera de las aplicaciones es un cargador de baterías para teléfonos móviles y la segunda es un convertidor de tarjeta.

En el primer caso se exponen los resultados obtenidos por la empresa ALCATEL con un prototipo realizado con el diseño A. En el segundo, se ha realizado la comparación mediante el diseño del convertidor, debido a que no se disponía de muestras de diseños específicos para la aplicación.

Aunque la comparación realizada es parcial y no homogénea ha permitido realizar ciertas valoraciones sobre las ventajas e inconvenientes que presenta el empleo de TPs en este tipo de aplicaciones.

5.1 Cargador de baterías para teléfonos móviles

El convertidor CA/CC de la aplicación de referencia (figura 5.1) está realizado con una topología de retroceso (*flyback* en terminología anglosajona). La potencia de la aplicación son 4,5 W. La frecuencia de conmutación del convertidor es de 100 kHz, lo que permite utilizar circuitos integrados que incluyen el *driver*, el control y el MOSFET (TOPSwicth), siendo los elementos más voluminosos y pesados de la topología de potencia el transformador magnético y el condensador de entrada.

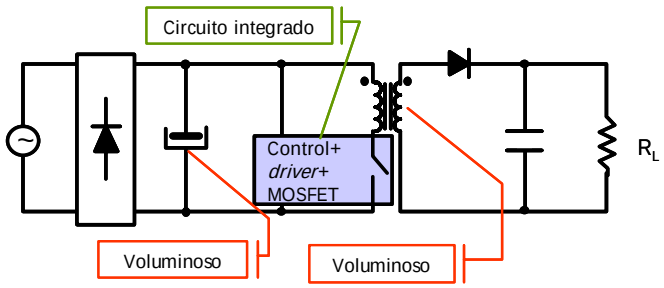


Figura 5.1. Topología del convertidor de referencia con componentes magnéticos.

El convertidor CA / CC desarrollado con TPs está para una potencia de salida de 8,4 W con las siguientes especificaciones:

- **Rango de tensión de entrada alterna: 86 V_{ef} – 130 V_{ef}.**
- **Tensión de salida continua: 12 V**
- **Corriente de salida: de 0 a 700 mA**
- **Rendimiento mayor del 75 %**
- **Cumplimiento de la norma EN 55022 (Clase B)**
- **Tamaño menor que 20 cm^3 y peso menor que 100 g**

La topología considerada para el desarrollo del convertidor basado en TPs es la que se muestra en la figura 5.2.

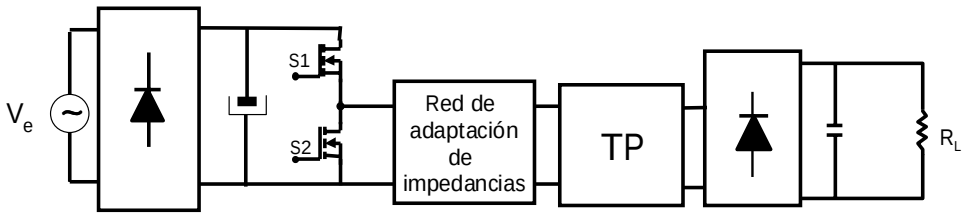


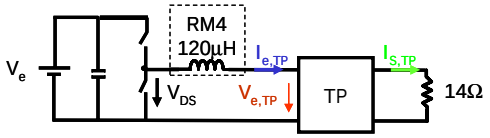
Figura 5.2. Topología completa del convertidor basado en TPs.

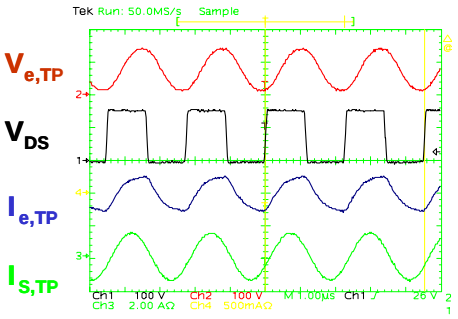
Para el desarrollo del convertidor se ha empleado una muestra correspondiente al diseño A. Tal como se ha descrito en el capítulo 3, el TP empleado presenta una elevada densidad de potencia (43 W / cm^3) debido a que ha sido optimizado para obtener el máximo rendimiento (97%) en condiciones sinusoidales. Es decir, no se ha diseñado para obtener conmutaciones suaves de la tensión de entrada (ZVS).

Para obtener condiciones de conmutación suave es necesario emplear una red de adaptación de impedancias de entrada. La red seleccionada es una inductancia serie

de 120 µH. Este valor de inductancia permite obtener tensión y corriente de entrada sinusoidales en el TP así como proporcionar conmutaciones suaves en los MOSFETs de la etapa inversora según muestran las medidas experimentales de la figura 5.3.

Esta bobina se ha realizado con un núcleo RM4 (322 mm^3) que es similar al del TP (351 mm^3).

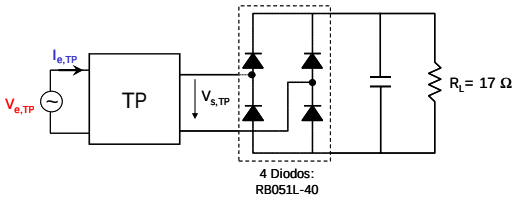


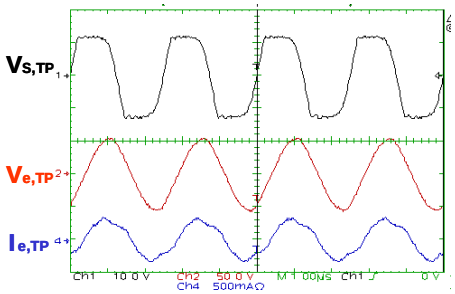


V_e (V)	P_S (W)	η_{TP} (%)	η (%)
145	7,1	96,8	85,4

Figura 5.3. Formas de onda de la tensión drenador-fuente del MOSFETs de la etapa inversora (V_{DS}), tensión de entrada ($V_{e,TP}$), corriente de entrada ($I_{e,TP}$) y corriente de salida ($I_{s,TP}$) del TP. Gobierno con tensión cuadrada con una inductancia serie (120 µH) y con carga resistiva en la salida (14 Ω).

Para la etapa rectificadora de salida se ha seleccionado un rectificador de doble onda. Este rectificador no tiene componentes magnéticos y al mismo tiempo permite obtener un rendimiento suficientemente alto del TP y por lo tanto del conjunto del TP y de la etapa rectificadora de salida (86,5%), ya que se obtienen transiciones suaves de la tensión de salida del TP ($V_{s,TP}$) tal como se muestra en la figura 5.4





P_S (W)	V_S (V)	η (%)
8,5	12	86,5

Figura 5.4. Formas de onda de la tensión de entrada ($V_{e,TP}$), corriente de entrada ($I_{e,TP}$) y corriente de entrada ($I_{e,TP}$) del TP. Gobierno con tensión sinusoidal y con rectificador de doble onda (R_L= 17 Ω).

En este trabajo no se va a mostrar el diseño detallado de los distintos componentes del convertidor, sino que lo que se pretende es proporcionar los resultados comparativos entre la aplicación con componentes magnéticos de referencia y el prototipo final del

cargador de baterías que ha sido desarrollado por la empresa ALCATEL en el marco del proyecto europeo TRAMST [36].

Las conclusiones más importantes del prototipo desarrollado son las siguientes:

- El TP tiene una densidad de potencia de 43 W/cm^3, que es alrededor de 4 veces más que el transformador magnético de alta frecuencia del cargador realizado con componentes magnéticos cuyo tamaño de núcleo es un E18 (figura 5.5).

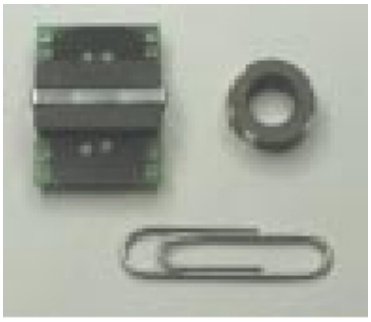


Figura 5.5. Comparación del tamaño del transformador magnético (4,5 W) y piezoeléctrico (15 W). El diámetro externo del TP es 13 mm.

- El tamaño del cargador basado en TPs es de 3,3 cm x 4,4 cm x 1,4 cm (AnchoxLongitudxAltura=20 cm^3), que es aproximadamente una caja del tamaño de la clavija de un enchufe, como se muestra en la figura 5.6. Este tamaño es superior al del convertidor de referencia (13,25 cm^3). No obstante, se recuerda que la aplicación de referencia ha sido desarrollada para la mitad de potencia (4,5 W). Como consecuencia se obtiene una mayor densidad de potencia en el convertidor basado en TPs (0,42 W/cm^3) que en el desarrollado con componentes magnéticos (0,34 W/cm^3).

  En la figura 5.6.b se han destacado los elementos más importantes de la topología de potencia del convertidor CA/CC (figura 5.2) tales como el condensador de entrada, los MOSFETs de potencia, la bobina resonante de entrada y el TP.

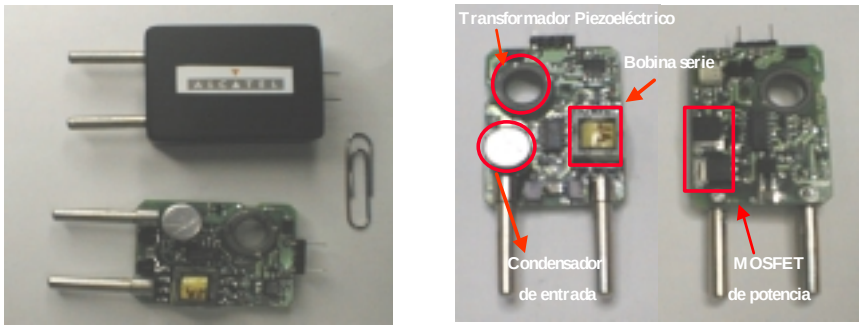
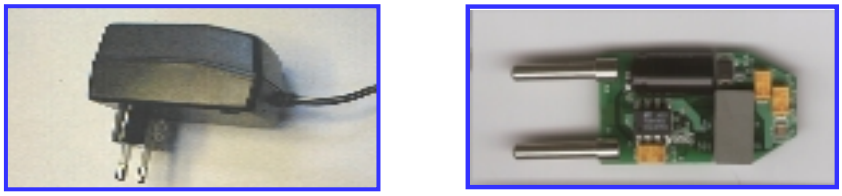


Figura 5.6. Prototipo final del cargador de batería basado en TPs.

- El peso del cargador de baterías es inferior a 20 gramos, que es 10 veces menos que un cargador de baterías convencional desarrollado con un regulador lineal (figura 5.7.a) y la mitad del cargador de referencia desarrollado con un transformador magnético para la mitad de potencia (figura 5.7.b).

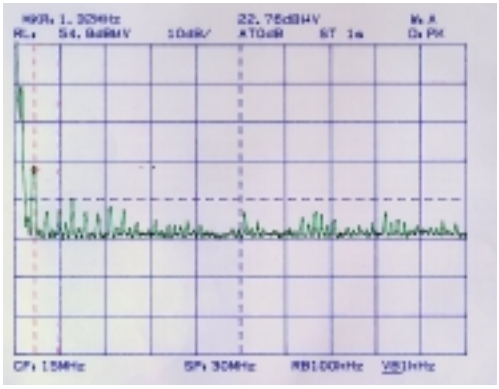


a) Regulador lineal *b) Convertidor conmutado*

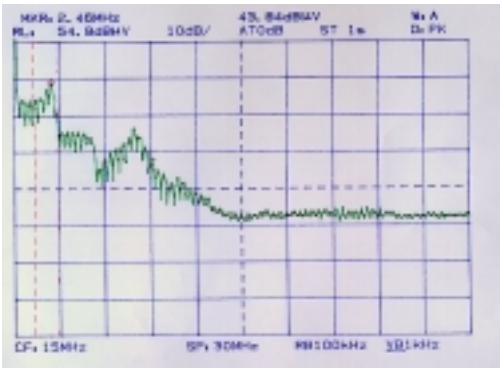
Figura 5.7. Cargadores de baterías existentes en la actualidad.

- Una ventaja muy importante que proporcionan los Transformadores Piezoeléctricos es la reducción del ruido radiado, debido a que la energía se transfiere mediante vibración mecánica. En la figura 5.8 se muestra la comparación de esta característica, realizada por ALCATEL, entre el TP y el transformador magnético del convertidor de referencia.

  Se ha detallado, para ambos tipos de transformadores, la zona de frecuencias donde se producen los mayores niveles de emisión de ruido. Esta medida confirma el buen comportamiento del TP en términos de ruido radiado ya que el nivel de ruido máximo del TP (22,76 dBμV) es menor que el nivel de ruido máximo del transformador magnético (43,84 dBμV).



a) Transformador Piezoeléctrico



b) Transformador magnético

Figura 5.8. Comparación de la medida de la emisión de campo cercano del TP (a) y del transformador magnético (b) del convertidor de referencia.

Sin embargo, la bobina resonante serie necesaria en la red de adaptación de impedancia de entrada incrementa el ruido radiado (43,23 dBµV) hasta niveles próximos al transformador magnético del convertidor de referencia (figura 5.9).

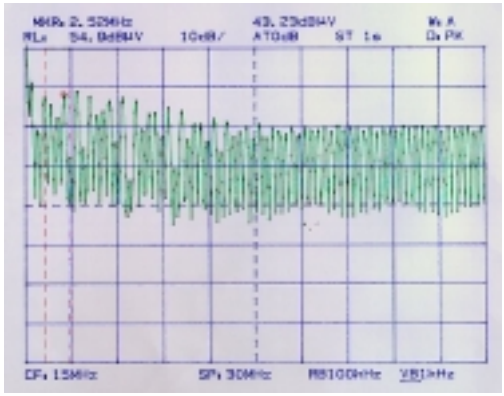


Figura 5.9. Medida de ruido electromagnético de la bobina resonante serie.

- El rendimiento del cargador para condiciones de carga máxima (8,4 W) se muestra en la figura 5.10. El rendimiento obtenido es superior al 75 % en todo el margen de variación de la tensión de entrada siendo de un 76 % para la tensión de entrada nominal (140 $V_{e,cc}$ correspondientes a 110 $V_{e,ca}$).

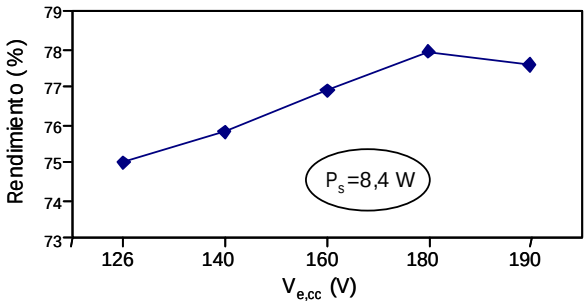


Figura 5.10. Rendimiento del cargador de baterías basado en TPs.

Por último, las características del cargador de baterías para teléfonos móviles desarrollado se resumen en la tabla 1. Se han comparado las propiedades del cargador desarrollado con TPs (8,4 W) con un cargador lineal (50 Hz) y con el cargador conmutado de alta frecuencia (100 kHz) tomado como convertidor de referencia.

Del prototipo realizado se desprende que la tecnología es muy prometedora en términos de tamaño y peso. El diseño realizado no ha sido fabricado por la empresa ALCATEL, debido a que el coste es superior (al no existir circuitos integrados que incluyan el control, el *driver* y el MOSFET a 400 kHz), y a la incertidumbre respecto al sistema de fijación del TP.

Resultaría interesante desarrollar un prototipo del convertidor con el diseño C propuesto en el capítulo 3, ya que aunque penaliza el tamaño y el rendimiento del TP permite eliminar todos los componentes magnéticos del convertidor.

TABLA 1. COMPARACIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS DE DISTINTOS CARGADORES.

	Cargador lineal	Cargador con transformador magnético	Cargador con TP
Rendimiento (%)	64	81	76
Volumen (cm^3)	315 (9x5x7)	13,25 (5x2,65x1)	20 (3,3x4,4x1,4)
Peso (g)	260	38	18,7
Regulación estática (%)	± 4,5	± 2,9	± 1,36
Rizado de la tensión de salida (V)	1,85	0,09	0,06
Densidad de potencia (W/cm^3)	0,03	0,34	0,42

5.2 Módulos de alimentación de tarjetas de telecomunicación.

Las especificaciones del convertidor CC/CC son las que se indican a continuación, que se corresponden con la aplicación comercial de referencia descrita con más detalle en el epígrafe 5.2.2:

- **Tensión de entrada continua: 18 V-72V**
- **Tensión de salida continua: 5 V**
- **Corriente continua de salida: 2 A**
- **Potencia de salida: 10 W**

Para esta aplicación no se construyeron muestras del TP, por lo que la comparación se hace mediante el diseño de la etapa de potencia del convertidor CC/CC.

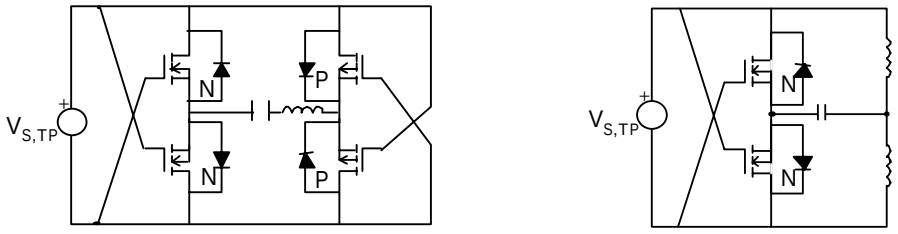
Las **bajas tensiones de salida** de esta aplicación suponen la obtención de un bajo rendimiento usando diodos como dispositivos rectificadores debido a las elevadas pérdidas en conducción en los diodos. El **empleo de la técnica de rectificación síncrona** [65] reduce dichas pérdidas mediante el uso de MOSFETs pero el control de los mismos puede hacer inapropiado este esquema. En esta Tesis, sólo se han considerado los casos de rectificación síncrona, en la cual el control del dispositivo no se realiza de manera externa, sino con señales provenientes de la propia topología. A este tipo de rectificación síncrona se le denomina **autoexcitada**.

Previamente al diseño del convertidor se va a realizar un análisis del empleo de la rectificación síncrona autoexcitada, tanto desde el punto de vista de las características del rectificador como del diseño del TP.

5.2.1 Análisis de la rectificación síncrona autoexcitada.

La rectificación síncrona autoexcitada sólo puede aplicarse a los rectificadores que posean una bobina debido a que en este caso, el TP impone la tensión a la entrada del rectificador tal como se mostrará a continuación. Esto permite gobernar los MOSFETs que forman parte del rectificador de salida sin necesidad de incluir un circuito de control adicional. Así, de los rectificadores considerados en el capítulo 3, podemos aplicar rectificación síncrona en el de onda completa y media onda con bobina de salida y en el doblador de corriente.

En la figura 5.11, se muestran los esquemas eléctricos de rectificación síncrona autoexcitada correspondientes al rectificador de doble onda con bobina de salida y al doblador de corriente. Se observa que en el rectificador de doble onda se necesita combinar MOSFETs de canal N y P para obtener un esquema simple de rectificación síncrona.



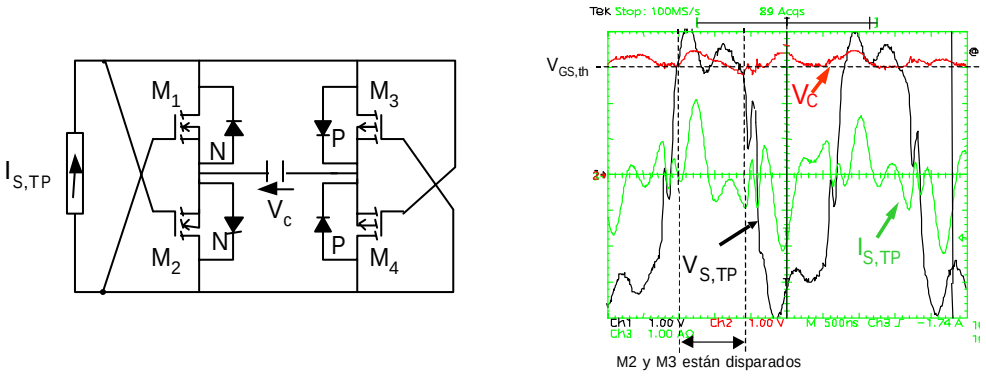
a. Rectificador de doble onda con bobina de salida *b. Rectificador doblador de corriente*

Figura 5.11. Esquemas eléctricos de rectificación síncrona autoexcitada.

Sin embargo, no es posible aplicar esta técnica en el rectificador de doble onda sin bobina de salida, debido a que en este caso el TP impone la corriente a la entrada del rectificador y no la tensión. Cuando la tensión en la salida del TP ($V_{s,TP}$) alcanza la tensión umbral de los MOSFET, el condensador de salida establece la tensión de salida del TP en dicha tensión umbral. Por tanto, la rectificación síncrona solo funciona alrededor de la tensión umbral del MOSFET.

En la figura 5.12.b se muestran las medidas experimentales con el rectificador de doble onda aplicando la técnica de rectificación síncrona autoexcitada correspondiente al esquema eléctrico de la figura 5.12.a. Como se puede observar los MOSFETs M2 y M3 se disparan cuando la tensión de salida (V_c) alcanza la tensión umbral ($V_{GS,th}$) y no se

apagan hasta que la tensión de salida (V_C) disminuye por debajo de su tensión umbral ($V_{GS,th}$).



a. Esquema eléctrico *b. Formas de onda*

Figura 5.12. Esquema eléctrico (a) y formas de onda de la tensión de salida del TP ($V_{s,TP}$), corriente de salida del TP ($I_{s,TP}$) y de salida (V_C) para el rectificador de doble onda con rectificación síncrona autoexcitada.

En este epígrafe se van a comparar el rectificador doblador de corriente y el de doble onda con los siguientes objetivos:

- **Validar y cuantificar experimentalmente el concepto de rectificación síncrona autoexcitada.**
- **Comparar el diseño del TP en términos de tamaño y rendimiento para ambos tipos de rectificadores.**

La tabla 2 muestra la comparación, obtenida mediante simulación, de los rectificadores adecuados para baja tensión de salida y que permiten la aplicación de rectificación síncrona autoexcitada: el rectificador de media onda con bobina y el doblador de corriente. Además se ha considerado el rectificador de doble onda ya que es interesante desde el punto de vista del convertidor debido a la eliminación de la bobina. Aunque se necesiten dos elementos rectificadores más que el de media onda, la baja resistencia equivalente del de media onda (0,5 Ω) penaliza notablemente el tamaño del TP y por ello no se considera como una opción válida para esta aplicación.

TABLA 2. COMPARACIÓN OBTENIDA MEDIANTE SIMULACION DE LOS RECTIFICADORES PARA UNA TENSIÓN DE SALIDA DE 5 V Y POTENCIA DE SALIDA DE 10 W.

Tipo	Número de rectificadores	Energía de la bobina (μJ)	$I_{S,TP}$ (A_{ef})	R_{EQ} (Ω)
Media onda con bobina	2	69	1,414	12
Doblador de corriente	2	20	1	12
Doble onda	4	--	2,22	2

De los datos de la tabla se deduce que el rectificador doblador de corriente es un rectificador más adecuado que el de media onda con bobina de salida porque la corriente de salida del TP es menor ($I_s/2$) y el tamaño de la bobina de salida es inferior al ser menor la energía que maneja para obtener el mismo rizado (10%) de la corriente de salida (I_s). Desde el punto de vista del TP, los mejores rectificadores son el rectificador de media onda con bobina de salida y el doblador de corriente, ya que proporcionan la resistencia equivalente más grande al TP, lo que implica un área menor y menor número de electrodos de secundario del componente.

- ***VALIDACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONCEPTO DE RECTIFICACIÓN SÍNCRONA***

El esquema empleado para realizar las medidas con los distintos rectificadores es el mostrado en la figura 5.13.

Para las medidas hemos utilizado una muestra correspondiente al diseño *A* que no ha sido específicamente diseñada para la aplicación descrita pero que permite evaluar las características de la rectificación síncrona.

Esta muestra tiene un rendimiento del 97% en condiciones de tensión sinusoidales y su carga resistiva equivalente optima es de 5,5 Ω.

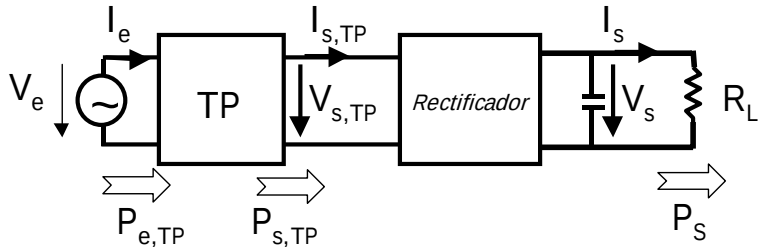
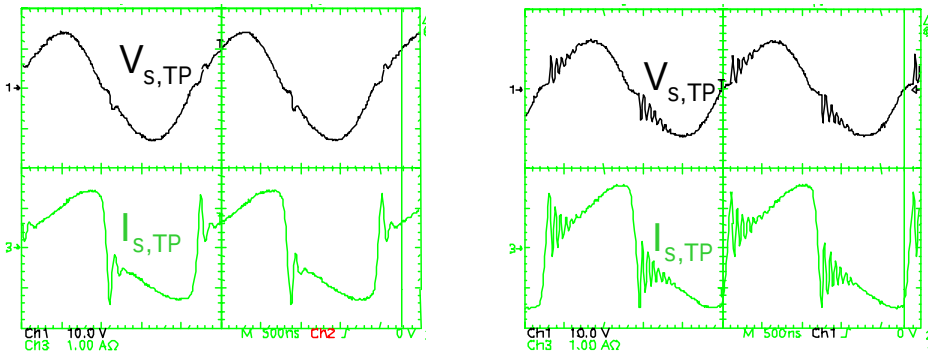


Figura 5.13. Topología considerada para evaluar el rectificador.

Primeramente, se ha validado el uso del esquema de rectificación síncrona con el rectificador doblador de corriente según el esquema de la figura 5.11.b.

La forma de tensión ($V_{S,TP}$) y corriente de salida ($I_{S,TP}$) del TP se muestran en la figura 5.14. La tensión es sinusoidal, mientras que la corriente varía entre el valor positivo y

negativo de la corriente de salida (I_s). La corriente de salida del TP tiene un gran rizado que depende del valor de la inductancia de salida. Sin embargo, en la corriente de salida (I_s) el rizado es menor debido al efecto de cancelación de rizado de este rectificador.



*a. MOSFETs SI4410DY(**SO-8**)* *b. MOSFETs SI6802DQ (**TSSOP-8**)*

Figura 5.14. Medida de la tensión ($V_{S,TP}$) y corriente de salida ($I_{S,TP}$) del TP. Doblador de corriente con rectificación síncrona autoexcitada.

Se han evaluado las características de este rectificador con dos tipos de MOSFETs diferentes: uno de ellos tiene baja resistencia en conducción y alta capacidad, además de un mayor tamaño (SI4410DY; encapsulado SO-8), y otro, con mayor resistencia en conducción, menor capacidad y menor tamaño (SI6802DQ; encapsulado TSSOP-8).

La inductancia seleccionada es de 5 μH para cada bobina que han sido integradas en un único núcleo LP E14.

Se han realizado medidas con una tensión de salida (V_s) de 5 V y una tensión inferior de 3,3 V para evaluar la influencia de las pérdidas del rectificador con baja tensión de salida. Los resultados de las medidas se muestran en la tabla 3 y la tabla 4. La frecuencia de funcionamiento es 435 kHz, que es la que presenta el máximo rendimiento para la muestra considerada.

De los datos de la tabla 3 y tabla 4 podemos concluir que el rendimiento del TP no se ve prácticamente afectado por el doblador de corriente. El rendimiento del TP para 5V es algo menor debido a que la resistencia equivalente vista por el TP (16 Ω) es distinta de la óptima mientras que con 3,3 V la resistencia equivalente es próxima a la óptima del TP (7,5 Ω).

El rendimiento del rectificador es mayor (1,5 puntos con una tensión de 3,3 V) con los MOSFETs de mayor tamaño, debido a la disminución de las pérdidas, como consecuencia de una menor resistencia en conducción.

TABLA 3. COMPARACIÓN DE LOS MOSFETS CON EL DOBLADOR DE CORRIENTE PARA V_S=5 V. R_L=3,3 Ω.

MOSFET	Ve (V_{ef})	Ie (A_{ef})	$P_{e,TP}$ (W)	$P_{s,TP}$ (W)	Vs (V)	Is (A)	Ps (W)	Pérdidas rectificadores (mW)	η_{TP} (%)	η_{rect} (%)	η (%)
SO-8	30	0,825	7,75	7,46	5	1,34	6,73	730	96	90	86,8
TSSOP-8	30	0,945	8,13	7,86	5	1,4	7	860	96	89,6	86,6

TABLA 4. COMPARACIÓN DE LOS MOSFETS CON EL DOBLADOR DE CORRIENTE PARA V_S=3,3 V. R_L=1,5 Ω

MOSFET	Ve (V_{ef})	Ie (A_{ef})	P_{eTP} (W)	P_{sTP} (W)	Vs (V)	Is (A)	Ps (W)	Pérdidas rectificadores (mW)	η_{TP} (%)	η_{rect} (%)	η (%)
SO-8	35	1,032	7,29	7,15	3,3	1,95	6,4	750	97	89,5	88
TSSOP-8	33	1,083	7,48	7,335	3,3	1,96	6,5	835	97	88	86,5

La única diferencia en el funcionamiento del rectificador con ambos tipos de MOSFETS es la resonancia que aparece en la tensión ($V_{s,TP}$) y corriente ($I_{s,TP}$) del TP con los MOSFETs de menor tamaño, debido al efecto de las mayores capacidades (figura 5.14.b). Sin embargo, este efecto no influye ni en rendimiento del TP ni en el de la etapa rectificadora.

Por lo tanto, la selección de unos u otros MOSFETs dependerá de las consideraciones de tamaño, coste y rendimiento de la aplicación.

El uso de la rectificación síncrona implica un incremento de coste en el rectificador debido al empleo de dispositivos MOSFETs. Por ello, vamos a evaluar las prestaciones de este rectificador empleando tanto diodos como MOSFETs.

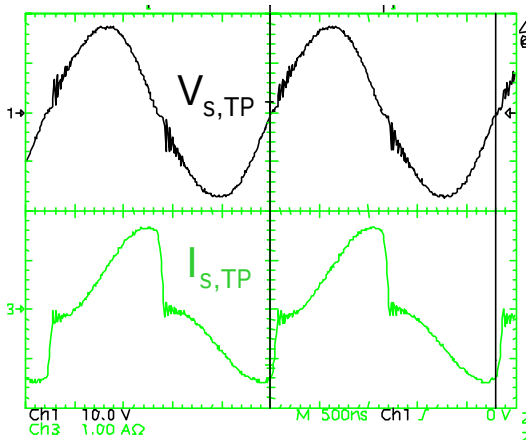


Figura 5.15. Medida de la tensión ($V_{S,TP}$) y corriente de salida ($I_{S,TP}$) del TP. Doblador de corriente con diodos (RB051L-40).

Comparando las formas de onda de la corriente y la tensión a la salida del TP (figura 5.14 y figura 5.15), se observa que la baja capacidad de los diodos evita los picos de de la corriente en la salida del TP. Sin embargo, estos picos de corriente, al menos con el nivel de corriente considerado en este caso, no afectan al rendimiento del TP tal como se muestra a continuación.

En la tabla 5 se proporciona la comparación en términos de rendimiento del doblador de corriente con diodos y con MOSFETs. Como se puede observar, el rendimiento del TP no se ve afectado. Sin embargo, el rendimiento del rectificador es mayor (86,8 frente a 84,3) con el uso de rectificación síncrona (RS).

TABLA 5. RECTIFICACIÓN SÍNCRONA VERSUS DIODOS CON V_S=5V Y R_L=3,3 Ω. DOBLADOR DE CORRIENTE.

Rectificador	Ve (Vrms)	Ie (Arms)	PeTP (W)	PsTP (W)	Vs (V)	Is (A)	Ps (W)	Pérdidas rectificadores (mW)	η_{TP} (%)	η_{rect} (%)	η (%)
RS(SO-8)	30	0,825	7,75	7,46	5	1,34	6,73	733	96	90	86,8
Diodos	28	0,985	8,3	8,115	5	1,4	7	1100	96	86	84,3

No obstante, el rectificador doblador de corriente requiere un componente magnético. Por lo tanto, conviene comparar estos resultados con un rectificador de doble onda ya que permite eliminar los componentes magnéticos de la etapa de salida.

La tensión (V_{TP}) y la corriente de salida (I_{TP}) del TP con el rectificador de doble onda se muestran en la figura 5.16. Como se puede observar, la tensión de salida del TP es cuadrada y varía entre el valor positivo y negativo de la tensión de salida. Por su parte, la corriente de salida tiene picos de corriente correspondientes a la carga del condensador de salida.

Se ha comparado el rendimiento del rectificador doblador de corriente (DC) y el de doble onda (DO) para las mismas condiciones de tensión y corriente de salida. Se ha colocado en la salida una resistencia de carga idéntica (5 Ω), lo que supone que la resistencia equivalente vista por el TP es distinta según el rectificador. De ahí que la frecuencia de funcionamiento para cada rectificador sea distinta y se haya seleccionado la óptima para el TP según su carga equivalente. Para el doblador de corriente la frecuencia óptima es 425 kHz y para el rectificador de doble onda es 435 kHz.

De los datos de la tabla 6, se puede concluir que la diferencia en el rendimiento del rectificador no es muy significativa (0,6 puntos). Sin embargo, el rendimiento del TP es menor con el rectificador de doble onda que con el rectificador doblador de corriente debido a que la forma de onda de tensión ($V_{s,TP}$) y corriente ($I_{s,TP}$) en la salida

del TP están más próximas a las condiciones sinusoidales en el caso del doblador de corriente (figura 5.15) que en el caso del rectificador de doble onda (figura 5.16).

Por lo tanto, el rectificador de doble onda penaliza el rendimiento tanto del convertidor como del TP, sin embargo, permite eliminar los componentes magnéticos del convertidor.

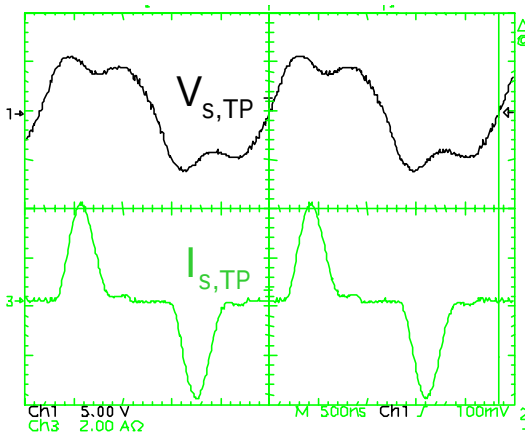


Figura 5.16. Medida de la tensión ($V_{S,TP}$) y corriente de salida ($I_{S,TP}$) del TP. Rectificador de doble onda.

TABLA 6. COMPARACIÓN DEL RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE Y EL DE DOBLE ONDA. V_S= 5V.

Rectificador con diodos	Ve (Vrms)	Ie (Arms)	PeTP (W)	PsTP (W)	Vs (V)	Is (A)	Ps (W)	Pérdidas rectificadores (mW)	η_{TP} (%)	η_{rect} (%)	η (%)
DO	37,8	1,62	5,99	5,474	5	0,94	4,7	774	91	85,9	78,1
DC	21,5	0,823	5,69	5,435	5	0,93	4,7	735	96	86,5	82,5

- ***DISEÑO DEL TP***

Analizando el circuito equivalente de la topología (figura 5.17), según se expuso en el capítulo 3, se obtiene que la variación de la conductancia del TP para poder transferir la potencia de la aplicación (10 W) debe ser de 9,75 mS y 169 mS, dependiendo de la tensión de entrada (18 V-72 V). El valor de la resistencia equivalente (R_{eq}) depende del rectificador seleccionado.

Los principales problemas del diseño de un TP para esta aplicación son: bajas tensiones de entrada, amplio margen de variación de la tensión de entrada (1:4) y baja tensión de salida.

En primer lugar, los **bajos valores de tensión de entrada** de la aplicación (18 V) necesitan elevados valores de conductancia (169 mS). Esta característica hace que el empleo del gobierno subarmónico no sea adecuado en términos de tamaño y coste ya

que requiere un valor de conductancia más elevado tal como se mostró en el capítulo 4. Se recuerda que para obtener elevados valores de conductancia se debe aumentar el área, reducir el espesor de primario o incrementar el número de electrodos de primario.

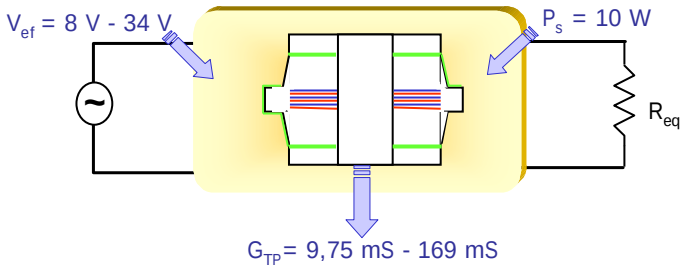


Figura 5.17. Especificaciones eléctricas del TP para el convertidor de tarjeta.

En segundo lugar, el **amplio margen variación de la tensión de entrada** requiere grandes variaciones de la conductancia de entrada. Se va a emplear la técnica del entrelazado de electrodos ya que proporciona mayores márgenes de variación de conductancia de entrada que la estructura convencional (epígrafe 3.4).

Los **bajos valores de la tensión de salida** requieren el empleo de la rectificación síncrona para no penalizar excesivamente el rendimiento del rectificador. No obstante, requieren el empleo de componentes magnéticos. Por lo tanto, se han realizado dos diseños para cada uno de los rectificadores considerados, el rectificador doblador de corriente y el de doble onda.

En la figura 5.18 se muestran las características del Diseño D obtenidas a partir del modelo 1D propuesto en el capítulo 2 (programa PTmodel). Se ha diseñado para un rectificador doblador de corriente, ya que la carga resistiva equivalente del TP no es demasiado baja (12 Ω) y por tanto el área del dispositivo no tiene que ser muy grande.

Sin embargo, como se puede observar en la figura 5.19, el descenso de la carga equivalente necesaria con el rectificador de doble onda (4 Ω) produce un aumento elevado del tamaño del TP. Así el diseño E, para el rectificador de doble onda, tiene un área 2,6 veces más grande que el diseño D (de 80 mm^2 a 210 mm^2).

Además, como se ve en la figura 5.18 y en la figura 5.19, el diseño E, para el rectificador de doble onda, tiene casi el doble de pérdidas dieléctricas que el diseño F debido a que la capacidad del primario del TP (C_{OP}) es 1,5 veces mayor como consecuencia del aumento del área del componente. Así, para 72 V de tensión de entrada las pérdidas dieléctricas del diseño G, considerando una tensión de entrada cuadrada, son 609 mW, mientras que las pérdidas dieléctricas del diseño F son 922 mW.

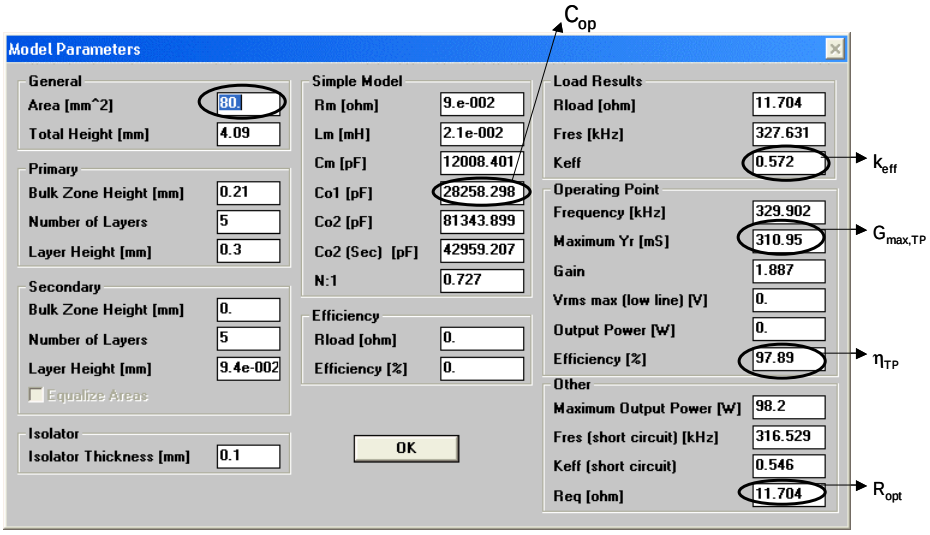


Figura 5.18. Características del diseño D para el rectificador doblador de corriente.

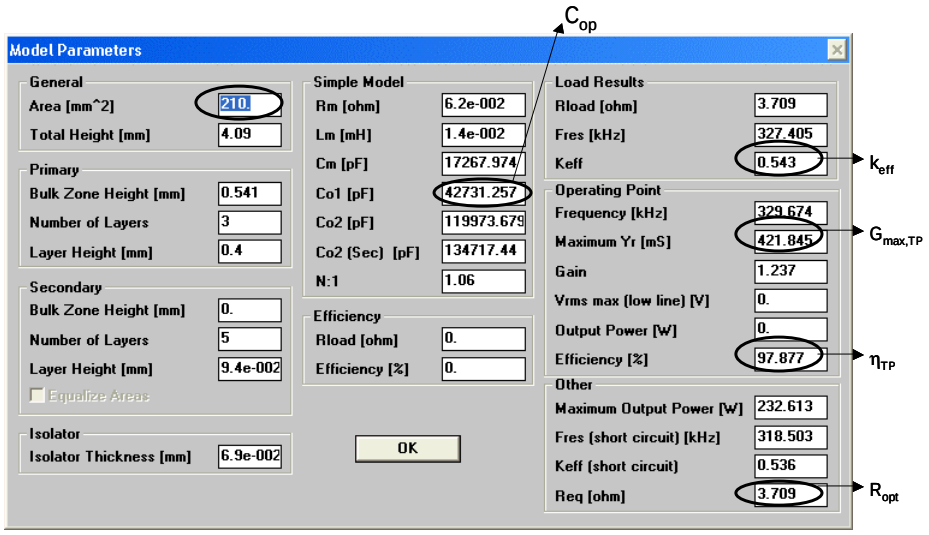
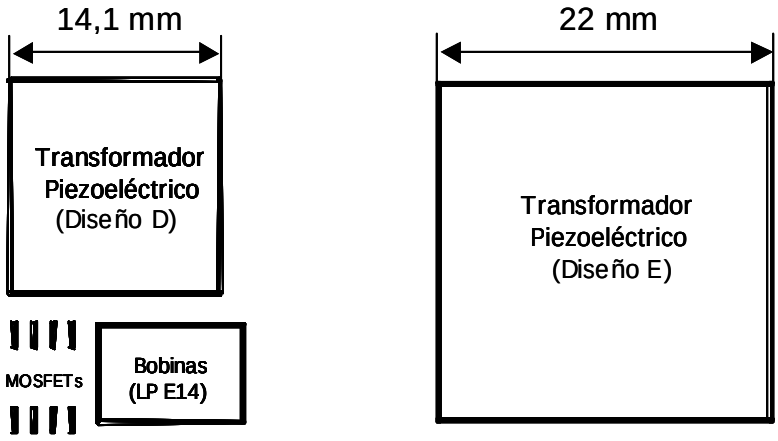


Figura 5.19. Características del diseño E para el rectificador de doble onda.

En definitiva, el rectificador de doble onda no es adecuado para este tipo de aplicaciones debido a que:

- El tamaño del TP es 2,6 veces más grande con el rectificador de doble onda que con el doblador de corriente. Según se puede apreciar en la figura 5.20 el tamaño del

TP para el rectificador de doble onda es mayor que el tamaño conjunto de la etapa rectificadora y del TP para el rectificador doblador de corriente. Se ha estimado que el área ocupada por el TP en la PCB es la correspondiente a un cuadrado cuyo lado es el del diámetro exterior del TP. Además, los distintos componentes de la etapa rectificadora y el propio TP se han representado a una escala mayor.



a. Doblador de corriente *b. Doble onda*

Figura 5.20. Comparativa del tamaño de la etapa rectificadora y del TP con ambos tipos de rectificadores.

- El TP presenta menor rendimiento con el rectificador de doble onda debido a que la tensión a la salida es cuadrada, mientras que con el doblador de corriente es sinusoidal.

5.2.2 Diseño del convertidor

Teniendo en cuenta las consideraciones del epígrafe anterior, para el diseño del convertidor hemos utilizado el diseño D, correspondiente al rectificador doblador de corriente.

Las características en pequeña señal del Diseño F se muestran en la figura 5.21. Entre la frecuencia de resonancia (329 kHz) y la frecuencia de antiresonancia (391 kHz), la variación de tensión de entrada que se puede conseguir para las especificaciones dadas es de 1:5,44.

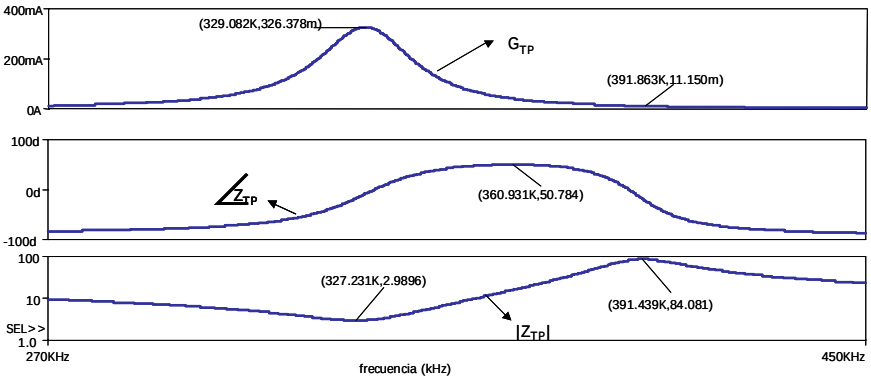


Figura 5.21. Características eléctricas del diseño F.

Para alcanzar la variación de tensión especificada (1:4), el rango de frecuencias de trabajo está situado aproximadamente entre 340 kHz (18 V) y 392 kHz (72 V).

La máxima fase de la impedancia de entrada del dispositivo es cercana a 50º. No obstante, para alcanzar las condiciones de conmutación suave en todo el rango de frecuencias de funcionamiento, se necesita añadir una red de adaptación de impedancia de entrada. Debido al carácter inductivo de la muestra, la opción de bobina paralelo ha resultado la más adecuada tal como se expuso en el capítulo 4 (epígrafe 4.2.2).

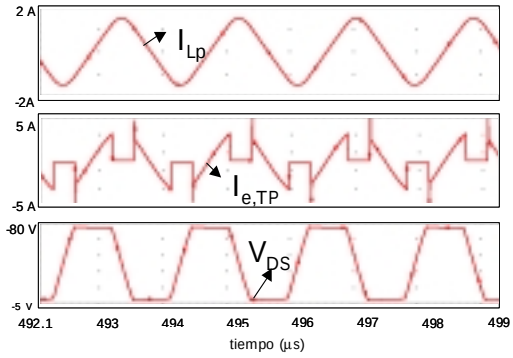


Figura 5.22. Datos de simulación con el diseño F con tensión cuadrada de entrada y resistencia equivalente en la salida (R_{eq}=7,5 Ω). V_e= 72 V y P_s= 10 W. Corriente en la bobina paralelo (I_{Lp}), corriente de entrada del TP ($I_{e,TP}$), tensión drenador-fuente del MOSFET M_2 (V_{DS}).

En la figura 5.22 se observa que, añadiendo una bobina en paralelo de 15 µH se alcanzan condiciones de conmutación suave en la tensión drenador-fuente de los MOSFETs (V_{DS}) y en el propio TP. La corriente máxima que atraviesa la bobina es

alrededor de 1 A, lo que supone una energía de 7,5 μJ. El rendimiento del convertidor, sin considerar el rectificador de salida, se mantiene prácticamente constante alrededor del 94 % en todo el margen de frecuencias de trabajo.

Por último, se enumeran el resto de los elementos de la etapa de potencia del convertidor para poder evaluar el tamaño y el rendimiento del convertidor total (figura 5.23).

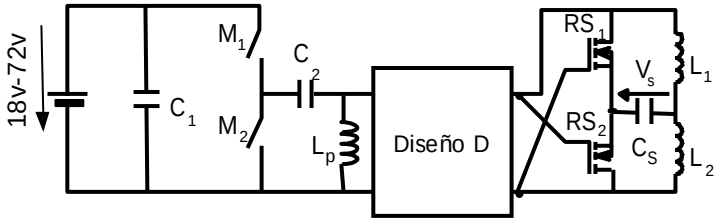


Figura 5.23. Topología del convertidor CC/CC basado en TPs.

Los MOSFETs de la etapa inversora están dentro del mismo encapsulado (S0-8, Si4980DY). Las pérdidas de los interruptores estimadas mediante simulación con el modelo de la muestra son de 200 mW. Estas pérdidas no son muy elevadas gracias a que los MOSFETs alcanzan condiciones de conmutación suave, reduciendo las pérdidas de conmutación.

El condensador de entrada, C_1, y el condensador C_2, tienen un valor de 220 nF y permiten soportar 100 V de tensión. El encapsulado de cada condensador es un 1812 del fabricante AVX.

El diseño de la bobina L_p, (15 μH) se ha realizado tomando el tamaño como característica prioritaria sobre las pérdidas del dispositivo. El núcleo utilizado es muy pequeño (E6.3/2.9/2) siendo las pérdidas de los conductores 70 mW y las del núcleo 80 mW.

Los dos MOSFETs necesarios en el rectificador doblador de corriente se encuentran dentro del mismo encapsulado (SO-8, SI4410DY). Ambas bobinas de salida están en el mismo núcleo (E6.3/2.9/2). Las pérdidas del rectificador doblador de corriente medidas son de 1,1 W.

Teniendo en cuenta los datos de simulación de la etapa de entrada y los datos procedentes de las medidas del rectificador, el rendimiento estimado del convertidor total es de un 83 %. En la tabla 7 se detalla el rendimiento estimado de las diferentes etapas del convertidor.

TABLA 7. RENDIMIENTO ESTIMADO DE LAS DIFERENTES ETAPAS DE LA TOPOLOGÍA DE POTENCIA.

	Etapa de entrada	TP	Etapa rectificadora	Convertidor
Rendimiento (%)	97	95	90	83

En la figura 5.24, se representa el tamaño del convertidor basado en TPs. Se muestran todos los componentes de la etapa de potencia con una escala mayor. Los componentes de la etapa de control se colocarán en la parte inferior de la PCB ya que el espacio estimado es razonable para colocar toda la circuitería de control. La altura del convertidor viene determinada por la altura de las bobinas de entrada y salida (6 mm) más la altura de la PCB (2 mm) y la altura de los componentes de control (2 mm), dando como resultado una altura total de 10 mm. Aunque el tamaño de las bobinas es menor al representado, el área considerada es mayor debido a que se ha considerado también el espacio para ser soldada en la PCB.

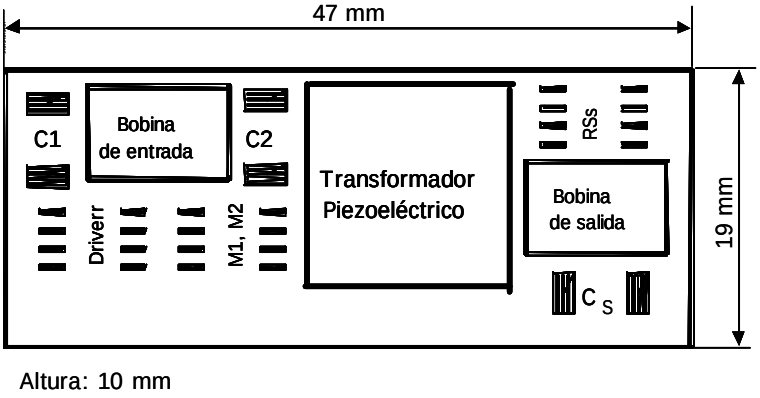


Figura 5.24. Tamaño estimado de los elementos de la etapa de potencia del convertidor CC/CC basado en TPs considerando el rectificador doblador de corriente.

El volumen estimado del convertidor total con TPs (figura 5.24) es de 8930 mm^3 y por tanto la densidad de potencia es de 1,1 W/cm^3.

A continuación se va a comparar el tamaño y el rendimiento con el convertidor de referencia.

El convertidor comercial seleccionado para la comparación es el CXA10 de *Artesyn Technologies.* Es un convertidor con topología de avance (*forward* en terminología anglosajona) con enclavamiento activo y rectificación síncrona. Las especificaciones de este convertidor son:

- **Rango de tensión de entrada continua: 18 V – 72 V**

- **Tensión de salida continua: 5 V**
- **Corriente de salida: 2 A**
- **Potencia de salida: 10 W**
- **Frecuencia de conmutación: 400 kHz**
- **Rendimiento: 81%.**
- **Tamaño: 50,8 mm x 25,4 mm x 10 mm = 12900 mm³.**
- **Densidad de potencia: 0,77 W/cm³.**

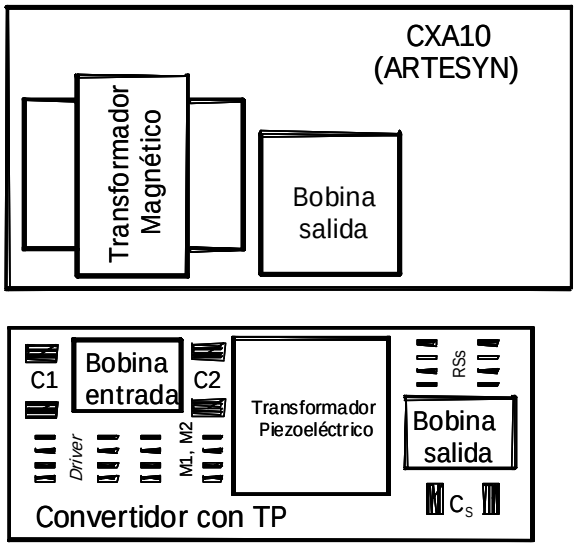


Figura 5.25. Comparación de tamaño entre un convertidor con TP y un convertidor comercial con componentes magnéticos (CXA10).

El rendimiento de la etapa de potencia del convertidor con TP es un 83 %, por lo que al incluir las pérdidas debidas al control, las diferencias de rendimiento entre los dos convertidores serán mínimas.

En cuanto al tamaño, las diferencias son mayores. Ambos convertidores tienen la misma altura (10 mm). Sin embargo, el volumen del convertidor con TP es un 30 % menor que el desarrollado con componentes magnéticos.

En la figura 5.25, se muestra el tamaño de ambos convertidores. A pesar de la alta frecuencia de funcionamiento del convertidor comercial (400 kHz), ambos componentes magnéticos (bobina de salida y transformador) tienen un tamaño

elevado. Así, el área de PCB que cubren el transformador y la bobina en el convertidor comercial es un 40 % mayor que el área que ocupada por el TP, la bobina de entrada y la bobina de salida, tal como se muestra en la tabla 8.

TABLA 8. ESTIMACIÓN DEL TAMAÑO DE LOS COMPONENTES MAGNÉTICOS Y EL TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO DE AMBOS CONVERTIDORES.

	Área Transformador (mm^2)	Área Bobina de entrada (mm^2)	Área Bobina de salida (mm^2)	Área total (mm^2)
CXA10	357 (20 x 18)	0	159 (12,6 x 12,6)	516
Convertidor con TPs	199 (14,1 x 14,1)	66 (9,7 x 6,8)	66 (9,7 x 6,8)	330

Podemos concluir que el convertidor basado en TPs presenta unas características bastante prometedoras, ya que el rendimiento es similar y el tamaño del convertidor es un 30% menor.

5.3 Conclusiones

En este capítulo se ha realizado una valoración de la aplicabilidad del uso de TPs en dos aplicaciones particulares en las que el empleo de los Transformadores Piezoeléctricos (TPs) puede resultar ventajoso por las características de alta densidad de potencia buscada.

La primera de las aplicaciones seleccionadas es un cargador de baterías para teléfonos móviles.

Las ventajas principales que proporciona el convertidor basado en TPs frente al convertidor basado en componentes magnéticos tomado como referencia es la reducción considerable del peso (mitad de peso) y la mayor densidad de potencia (0,42 frente a 0,34 W/cm^3). Esto se debe a que la densidad de potencia del TP es 4 veces mayor que la del transformador magnético.

Sería conveniente realizar un nuevo prototipo con el diseño C propuesto en el capítulo 3 para eliminar los componentes magnéticos de la topología del convertidor CC/CC, y obtener ventajas más significativas.

La segunda aplicación seleccionada es un *convertidor de tarjeta*. Las bajas tensiones de salida hacen recomendable el uso de etapas rectificadoras con bobina de salida porque proporcionan menor tamaño del TP y mayor rendimiento del convertidor.

Se ha estimado que se consiguen reducciones del tamaño del convertidor de un 30% y por tanto mayores densidades de potencia (1,1 W/cm^3) que las aplicaciones

comerciales actuales desarrolladas con componentes magnéticos (0,77 W/cm^3) con un rendimiento similar al comercial.

Los análisis realizados en este capítulo muestran que los TPs pueden aportar ventajas respecto a los componentes magnéticos, en aplicaciones que en principio no son las mejores para utilizar esta tecnología.

Las ventajas obtenidas no han sido suficientes como para justificar la sustitución de la tecnología por otra en la fabricación de estos convertidores. Aún así, pensamos que sigue existiendo margen de mejora en el diseño y aplicabilidad de estos dispositivos.

CAPÍTULO 6

Convertidor CC/CC con Transformador Piezoeléctrico y sin componentes magnéticos adicionales

6 CONVERTIDOR CC/CC CON TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO Y SIN COMPONENTES MAGNÉTICOS ADICIONALES

6.1 ANÁLISIS DEL TRANSFORMADOR PIEZOELÉCTRICO

6.1.1 Validación de las características del componente
6.1.2 Validación de las características del convertidor

6.2 DESCRIPCIÓN DE LA TOPOLOGÍA DE POTENCIA

6.3 CARACTERÍSTICAS DEL PROTOTIPO CONSTRUIDO.

6.4 CONCLUSIONES

CAPÍTULO 6

6 Convertidor CC/CC con Transformador Piezoeléctrico y sin componentes magnéticos adicionales

En el capítulo 5 se han analizado las características de dos aplicaciones realizadas con Transformadores Piezoeléctricos (TPs), comparándolas con la solución comercial existente basada en el uso de transformadores magnéticos. La conclusión general obtenida de dicha comparación es que para obtener una aplicación con TPs competitiva comparada con las aplicaciones comerciales desarrolladas con magnéticos es conveniente eliminar todos los elementos magnéticos del convertidor CC/CC. De esta forma, se aprovecharían todas las ventajas que proporcionan los TPs frente a los transformadores magnéticos (mayor densidad de potencia, reducción del nivel de EMI, altas ganancias de tensión y altas tensiones de aislamiento).

Por ello, el objetivo en este capítulo es validar el empleo de TPs en un convertidor CC/CC en una aplicación de baja tensión de salida sin componentes magnéticos adicionales.

Dada la muestra disponible, correspondiente al diseño B, que proporciona un comportamiento inductivo adecuado para eliminar los componentes magnéticos de la topología de potencia, y el interés industrial en los convertidores de baja tensión de salida, se ha elegido una topología como la que se muestra en la figura 6.1.

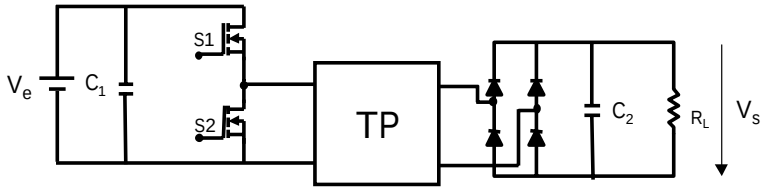


Figura 6.1. Topología de la etapa de potencia sin componentes magnéticos.

La muestra considerada posee una capacidad de potencia máxima de 6 W en condiciones de tensión sinusoidales debido a las pérdidas máximas que puede disipar (250 mW). Esta capacidad de potencia se reduce al incluir el TP dentro de la topología de potencia debido al descenso del rendimiento como consecuencia del gobierno con señales de tensión cuadradas con transiciones suaves.

Por un lado, para un convertidor con tensión de entrada constante la potencia de salida obtenida es de 3 W y la carga resistiva del convertidor (R_L) debe ser aproximadamente de 7 Ω para que la carga equivalente vista por el TP sea próxima a su carga óptima (5 Ω). En consecuencia, la tensión de salida del convertidor (V_S) es de 4,6 V.

Por otro lado, si el objetivo es maximizar el margen de variación de la tensión de entrada del convertidor, la capacidad de potencia de la aplicación disminuye a 1 W y la carga resistiva del convertidor (R_L) debe ser aproximadamente de 10 Ω. En consecuencia, la tensión de salida del convertidor (V_S) es de 3V.

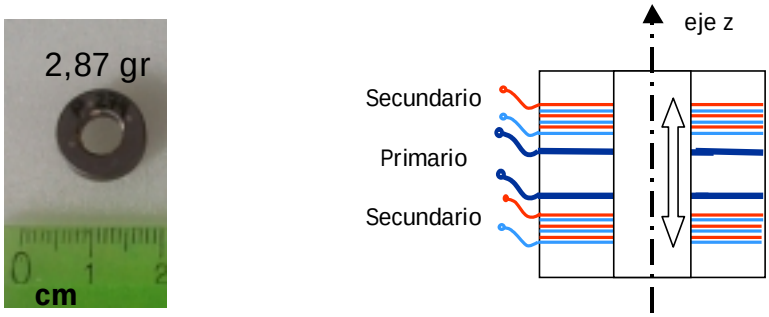
La baja tensión de salida y el rectificador de doble onda penalizan notablemente el rendimiento de la aplicación obtenida.

6.1 Análisis del Transformador Piezoeléctrico

Tal como se expuso en el capítulo 3 (epígrafe 3.1) para gobernar el Transformador Piezoeléctrico con tensiones cuadradas es necesario diseñar el TP con comportamiento inductivo. Por lo tanto, para construir el convertidor, se ha seleccionado una muestra correspondiente al diseño B, que utiliza la técnica del entrelazado de electrodos de primario y secundario.

A continuación, se resumen las características más importantes de la muestra empleada:

- La forma geométrica externa es un anillo (figura 6.2.a). El área de electrodo de la muestra es de 69 mm^2 y el espesor de 3,9 mm para ajustar una frecuencia de resonancia de 400 kHz siendo el volumen de la muestra de 368 mm^3.
- La muestra tiene una distribución de electrodos de primario correspondiente a la técnica del entrelazado de electrodos del Tipo I, que implica situar los electrodos de primario entre los del secundario (figura 6.2.b).
- Para fijar la muestra a la placa se ha empleado el sistema de fijación mediante tornillo de plástico que se describió en el capítulo 3. Este sistema no modifica el funcionamiento del dispositivo y permite fijarlo a la placa. Debido a que en la muestra proporcionada los electrodos se encuentran en el interior del orificio, no ha sido posible realizar la conexión eléctrica mediante soldadura sino por contacto. Esta circunstancia puede ser una de las razones de la disminución de la capacidad de potencia de la muestra respecto a las muestras evaluadas en el capítulo 3 sin entrelazado de electrodos.



a. Forma geométrica externa. *b. Distribución de electrodos.*

Figura 6.2. Forma geométrica externa y distribución de electrodos de la muestra.

A continuación se van a analizar las características de la muestra empleada tanto a nivel de componente como al ser integrada en el resto del convertidor.

Para validar este análisis se va a emplear el modelo propuesto en el capítulo 2 considerando el cálculo de parámetros y sin considerar las tolerancias de fabricación.

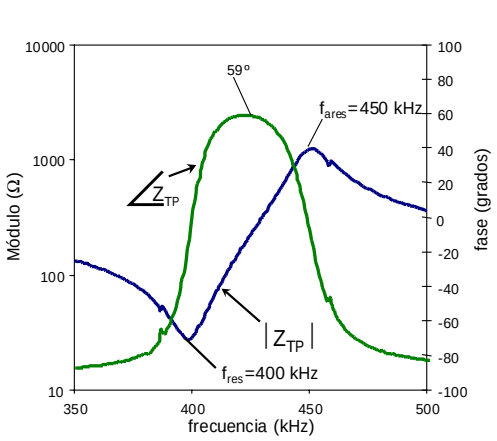
6.1.1 Validación de las características del componente

En este epígrafe se van a describir las características eléctricas del TP tanto en pequeña señal (impedancia, conductancia, carácter inductivo) como en gran señal (rendimiento y capacidad de potencia). .

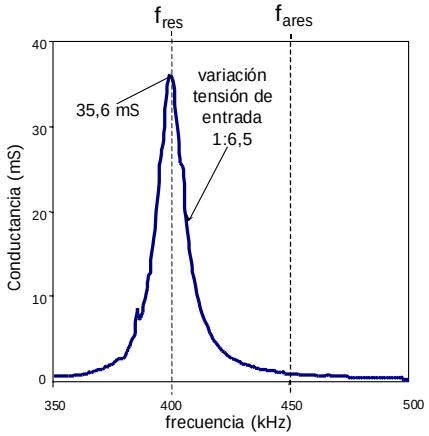
- ***CARACTERÍSTICAS EN PEQUEÑA SEÑAL***

La carga resistiva óptima de la muestra, que es la que proporciona el máximo rendimiento del TP, es de 5 Ω. Las características de pequeña señal de la muestra con la carga óptima se muestran en la figura 6.3. Como se puede observar, el margen de frecuencias de funcionamiento se encuentra entre 400 kHz y 450 kHz, que se corresponden con las frecuencias de resonancia y antiresonancia del TP respectivamente, dando lugar a un valor de k_{eff} bastante elevado (47 %). Por otro lado, la variación de G_{TP} con la frecuencia dentro del margen de frecuencias de funcionamiento, permite trabajar con un amplio margen de variación de la tensión de entrada (1:6,5).

Tal como se mostró en el capítulo 2, con el modelo (figura 6.4) se obtienen frecuencias de funcionamiento inferiores a las de las medidas y un valor de conductancia del TP (G_{TP}) máxima inferior a la de la medida (23,2 mS en lugar de 35,1 mS).

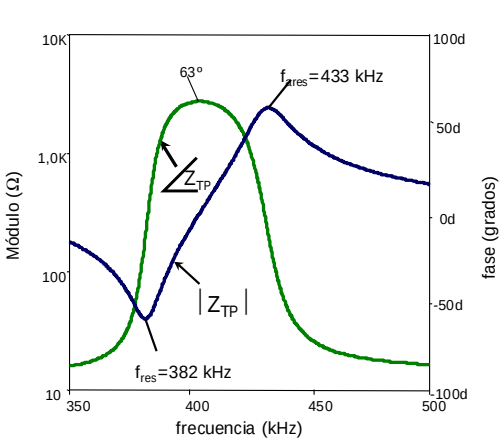


a. Módulo ($|Z_{TP}|$) y fase($\angle Z_{TP}$) de la impedancia

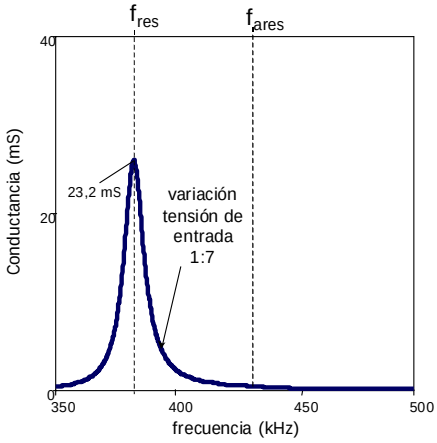


b. Conductancia

Figura 6.3. Medidas de pequeña señal de la muestra con la carga óptima (R=5 Ω) en el margen de frecuencias de funcionamiento.



a. Módulo ($|Z_{TP}|$) y fase($\angle Z_{TP}$) de la impedancia



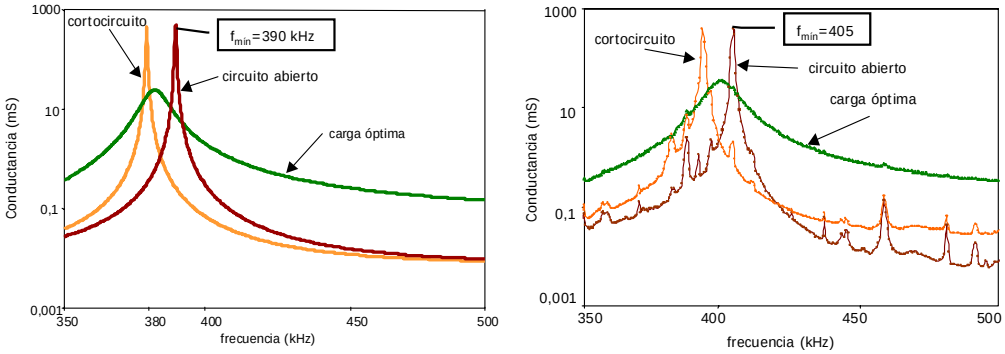
b. Conductancia

Figura 6.4. Resultados de simulación de pequeña señal del diseño B con la carga óptima (5 Ω) en el margen de frecuencias de funcionamiento.

Sin embargo, el carácter inductivo y la variación de G_{TP} es de un orden de magnitud similar. Por un lado, la muestra tiene una fase máxima de 59° mientras que el modelo tiene una fase máxima de 63°. Por otro lado, mientras en la muestra obtenemos una variación de 1:6,5, en el modelo tenemos una variación de 1:7.

También se ha evaluado la variación de G_{TP} con la carga, dado que es un aspecto importante a tener en cuenta en el diseño del control del convertidor.

La Figura 6.5 representa la variación de la G_{TP} obtenida mediante medidas y simulaciones. En la figura 6.5.a se observa que al producirse una variación de la carga resistiva nominal (5 Ω) a una carga resistiva muy elevada (circuito abierto) el máximo de la curva de conductancia se desplaza a frecuencias superiores (390 kHz) de la frecuencia de resonancia de la carga óptima (382 kHz). Este cambio de G_{TP} con la carga es similar en las medidas. Al cambiar la carga resistiva de la nominal a circuito abierto, el máximo de la curva de G_{TP} se desplaza de 400 kHz a 405 kHz. Por lo tanto, se produce un cambio de la pendiente de G_{TP} en la zona de frecuencias de funcionamiento correspondiente a la frecuencia de resonancia y antiresonancia de la carga nominal.



a. Simulaciones *b. Medidas*

Figura 6.5. Variación de la conductancia del diseño B con la carga.

Para evitar este cambio de pendiente de G_{TP} se puede implementar un control de fase adicional tal como se expuso en el capítulo 3. También se puede implementar un control simple en frecuencia limitando el margen de frecuencias de operación, situando la frecuencia mínima ($f_{mín}$) en la frecuencia de resonancia de la condición de circuito abierto. En este caso, se ha optado por esta segunda opción.

Esta solución es adecuada desde el punto de vista del convertidor CC/CC ya que en las zonas próximas a la frecuencia de resonancia se produce un descenso de la fase de la impedancia del TP que impide alcanzar condiciones de conmutación suave de la tensión de entrada.

No obstante, se ha evaluado cuánto se reduce la variación de la tensión de entrada del componente.

La reducción del margen de frecuencias con el modelo es de 8 kHz, lo que supone una reducción del margen de la tensión de entrada de 1:7 a 1:5. Se observa que la reducción del margen de frecuencias de trabajo de la muestra es similar al obtenido con el modelo (5 kHz), dando lugar a una reducción del margen de variación de las tensiones de entrada de 1:6,5 a 1:5.

Por lo tanto, **el precio que se paga por implementar un método de control simple basado en la variación de la frecuencia de conmutación es una reducción del margen de variación de tensiones de entrada** como consecuencia de la reducción del margen de frecuencias de operación del TP.

- ***CARACTERÍSTICAS EN GRAN SEÑAL***

Una vez conocidas las características eléctricas de componente, se va a realizar un análisis del rendimiento de la muestra. Para ello, se ha realizado un análisis de la muestra con la carga óptima (R_{opt}) y con tensión de entrada sinusoidal (figura 6.6). Mediante este análisis se ha evaluado el rendimiento (η_{TP}), la capacidad de potencia y el margen de variación de la tensión de entrada ($V_{e,TP}$) del TP.

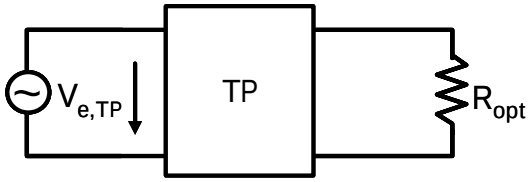


Figura 6.6. Análisis del TP con la carga óptima y tensión de entrada sinusoidal.

La figura 6.7 representa el rendimiento de la muestra obtenido mediante simulación con los modelos propuestos en el margen de frecuencias de trabajo. Se observa que el rendimiento pasa por un máximo (95,7%) y se mantiene prácticamente plano en todo el margen de frecuencias de funcionamiento.

En las medidas realizadas sobre la muestra, tal como se puede observar en la figura 6.8.a, la curva de rendimiento del TP (η_{TP}) tiene características muy similares a la obtenida con el modelo a excepción de las frecuencias próximas a la resonancia. Así, el η_{TP} se mantiene bastante plano y el valor del rendimiento suficientemente alto, pasando por un valor óptimo del 96 %, mientras que en la zona cercana a la frecuencia de resonancia se produce una disminución del rendimiento en mayor proporción que la que predice el modelo.

Es importante destacar que la muestra tiene una capacidad de potencia de 6 W con una eficiencia de un 96 % con tensión de entrada constante. Sin embargo, como consecuencia del descenso del rendimiento, sobre todo, en frecuencias próximas a la resonancia (92%), se reduce la capacidad de potencia del TP. Por lo tanto, se debe

establecer un compromiso entre el margen de variación de la tensión de entrada y la capacidad de potencia del TP.

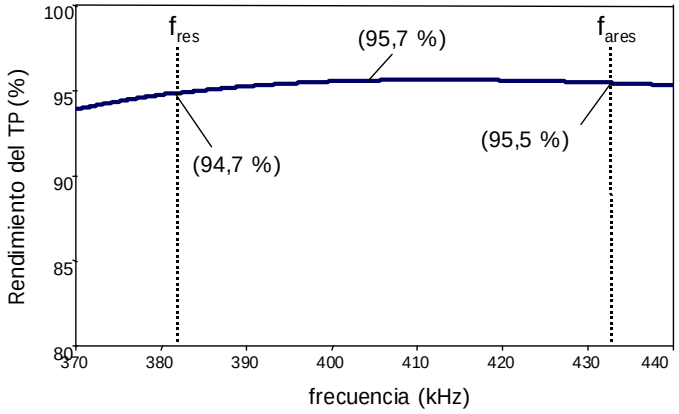
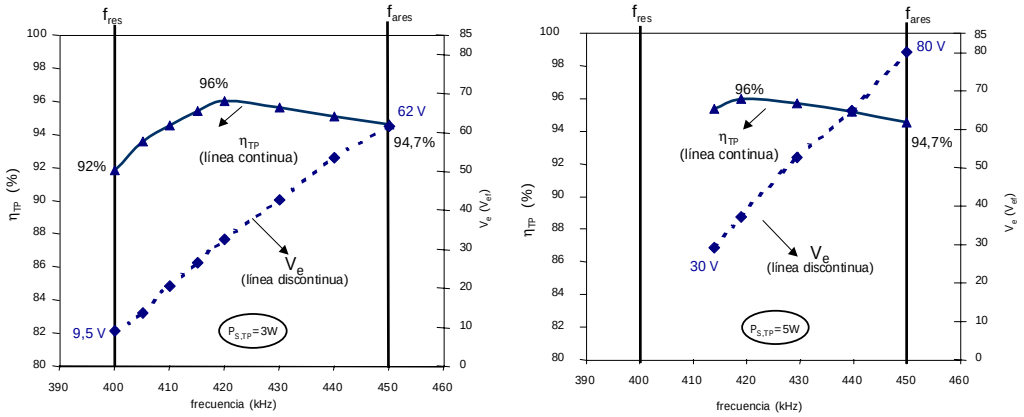


Figura 6.7. Simulación del rendimiento del TP en la zona de frecuencias de operación del convertidor. Condiciones de tensión de entrada y salida sinusoidales.



a. Potencia de salida 3W *b. Potencia de salida 5 W*

Figura 6.8. Medida del rendimiento del TP (η_{TP}) y de la variación de tensión de entrada (V_e) de la muestra con la carga óptima ($R_{opt}=5\Omega$) y tensión de entrada sinusoidal.

Para obtener un amplio margen de tensión de entrada del convertidor CC/CC se debe trabajar en todo el margen de frecuencias de operación, reduciendo la capacidad de potencia del TP. Por ejemplo, la muestra es capaz de transferir 3 W con condiciones sinusoidales y con un rango de variación de la tensión de entrada desde 9,5 V_{ef} a 62 V_{ef}, es decir de 1:6,5, tal como indicaban las medidas de pequeña señal. Por lo tanto, la

gran variación de la tensión de entrada limita la capacidad de potencia de la aplicación, debido a la disminución de rendimiento del TP en las proximidades de la frecuencia de resonancia. Por el contrario, si se desea mantener una elevada capacidad de potencia de la muestra, debemos restringir el margen de frecuencias de funcionamiento, es decir, reducir el margen de variación de la tensión de entrada. En la figura 6.8.b muestra cómo podemos mantener una potencia de 5 W con un rango de tensión de entrada de 1:2,8 (30 V_{ef} a 80 V_{ef}).

Por lo tanto, **el coste de obtener un amplio margen de variación de entrada es la reducción de la capacidad de potencia del TP**. Esta reducción se debe a la disminución de rendimiento de la muestra en las proximidades de la frecuencia de resonancia.

Del **análisis del componente se pueden extraer las siguientes conclusiones**:

- Implementar un único control en frecuencia reduce el margen de frecuencias de funcionamiento y por tanto el margen de variación de tensiones de entrada (de 1:6,5 a 1:5).
- El diseño del TP con carácter inductivo para proporcionar ZVS penaliza el rendimiento del TP, aunque se mantiene suficientemente alto con tensiones sinusoidales (96%).
- Existe un compromiso entre el margen de variación de tensión de entrada y la capacidad de potencia del TP debido a la disminución del rendimiento en las proximidades de la frecuencia de resonancia en la muestra analizada.
- La máxima capacidad de potencia del TP (6 W) se obtiene con tensión de entrada constante correspondiente a la frecuencia de máximo rendimiento (96%).
- El mayor margen de variación de la tensión de entrada se obtiene trabajando en toda la zona de frecuencias de funcionamiento, es decir, entre la resonancia y la antiresonancia del modo de vibración seleccionado. Para esta muestra en particular este margen es de 1:6,5 con una capacidad de potencia de 3 W.

6.1.2 Validación de las características del convertidor

Una vez obtenidas las características del componente, se va a evaluar el rendimiento, la capacidad de potencia y el margen de variación de tensión de entrada que es posible alcanzar con el TP al incluirlo en la topología de convertidor CC / CC.

➢ ***SIN RECTIFICADOR***

El primer análisis que se va a realizar consiste en el gobierno del TP mediante forma de tensión cuadrada y con la resistencia equivalente vista por el TP (R_{eq}) en la salida, tal como se representa en la figura 6.9.

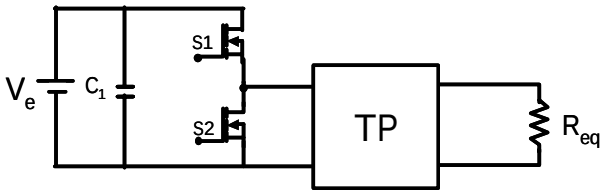


Figura 6.9. Gobierno del TP con tensión cuadrada en la entrada y la resistencia equivalente (R_{eq}) en la salida.

Como consecuencia del gobierno con señal cuadrada, en lugar de senoidal, es necesario que el TP maneje la energía necesaria para proporcionar conmutaciones suaves en la tensión de entrada (ZVS).

En la figura 6.10 se muestran los datos de simulación con una carga R_{eq} coincidente con la óptima del TP (5 Ω). La frecuencia de conmutación de los interruptores de la etapa inversora es de 400 kHz y la tensión de entrada máxima (94 V). Se observa que el TP es capaz de proporcionar ZVS en la tensión de entrada ($V_{e,TP}$). El coste del gobierno con tensión cuadrada, con conmutaciones suaves, es la disminución del valor del rendimiento de 1,7 puntos respecto a condiciones de tensión sinusoidales (de 95,7 % al 94 %).

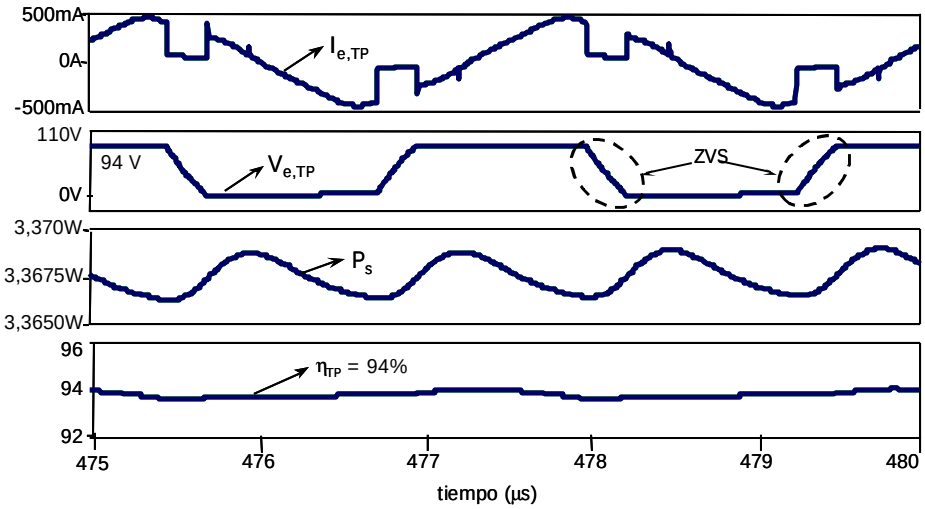


Figura 6.10. Formas de onda de la corriente de entrada ($I_{e,TP}$), de la tensión de entrada (V_{eTP}), de la potencia de salida (P_s) y del rendimiento (η_{TP}) del TP obtenidas mediante simulación. Gobierno con tensión cuadrada y sin rectificador. Ve = 94 V. Frecuencia = 405 kHz. R_{eq} = 5 Ω.

En la figura 6.11 se muestran los resultados obtenidos en las medidas. Se puede observar que se produce un decremento del rendimiento del TP de 2 puntos (de 96 % a 94 %), orden de magnitud similar al que predecía el modelo.

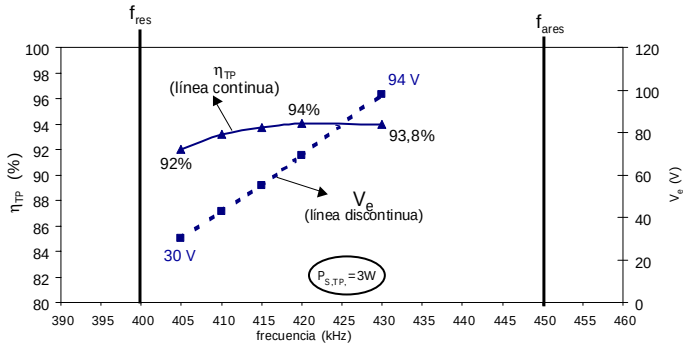
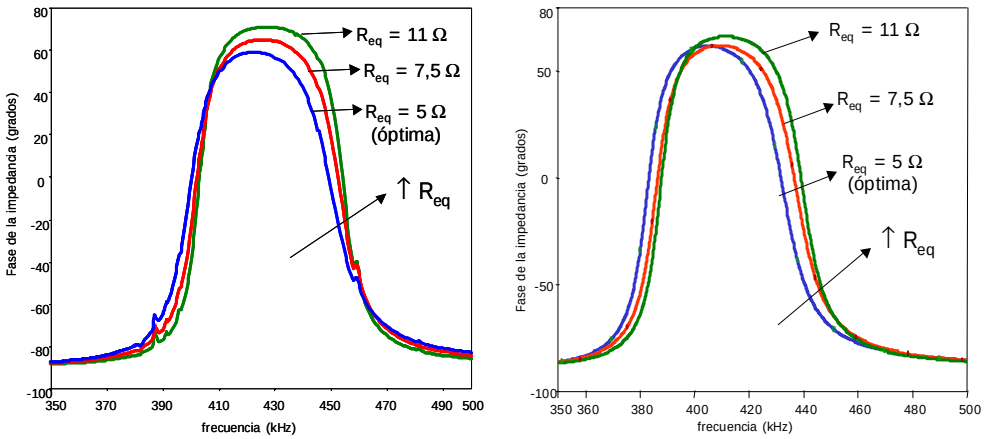


Figura 6.11. Medida del rendimiento del TP (η_{TP}) y de la variación de tensión de entrada (V_e) del convertidor. Gobierno con tensión de entrada cuadrada y sin rectificador de salida (R_{eq} = 5 Ω).

Para una tensión de entrada constante, la capacidad de potencia de la muestra disminuye alrededor de 1,5 W al aplicar una tensión de entrada cuadrada (de 6 W a 4,5 W) debido al descenso del rendimiento del 96% al 94%. Sin embargo, se observa que el margen de variación de la tensión de entrada del TP ha disminuido considerablemente respecto a condiciones sinusoidales (de 1:6,5 a 1:3,1).

Se recuerda que la obtención de ZVS en la entrada del TP depende del carácter inductivo del componente. La fase de la impedancia decrece a medida que nos aproximamos a las frecuencias de resonancia y antiresonancia. Esto es lo que limita el margen de frecuencias de trabajo como consecuencia de la existencia de conmutaciones bruscas al disminuir el carácter inductivo. La mayor reducción de frecuencias de trabajo tiene lugar en el lado de la frecuencia de antiresonancia, debido a que en dichas frecuencias se dan las condiciones más desfavorables para la obtención de ZVS. Las tensiones de entrada son mayores en dichas frecuencias, de acuerdo con la ley de control del TP, y en consecuencia el TP debe manejar más energía para conseguir ZVS.

Es importante hacer notar el hecho de que cuando cambia la carga respecto de la óptima, el rendimiento del TP disminuye porque aumenta la cantidad de energía reactiva. Sin embargo, el aumento de esta energía reactiva proporciona un mejor carácter inductivo tanto en medidas como en simulaciones, tal como se muestra en la figura 6.12. Se observa que las simulaciones predicen un menor aumento del carácter inductivo del que se obtiene en las medidas.



a. Medidas *b. Simulación*

Figura 6.12. Fase de la impedancia de primario en función de la carga resistiva en el secundario en el punto de funcionamiento del TP.

La figura 6.13 muestra los datos correspondientes a la simulación de gobierno mediante onda cuadrada con la carga óptima (5 Ω). Se observa que, para una tensión de entrada de 75 V y una potencia de salida de 1W, tenemos 4,24 V de conmutación brusca de la tensión de entrada ($V_{e,TP}$). El descenso del rendimiento del TP (η_{TP}), como consecuencia de no existir ZVS, es de alrededor de un punto y medio (de 94% a 92,5%).

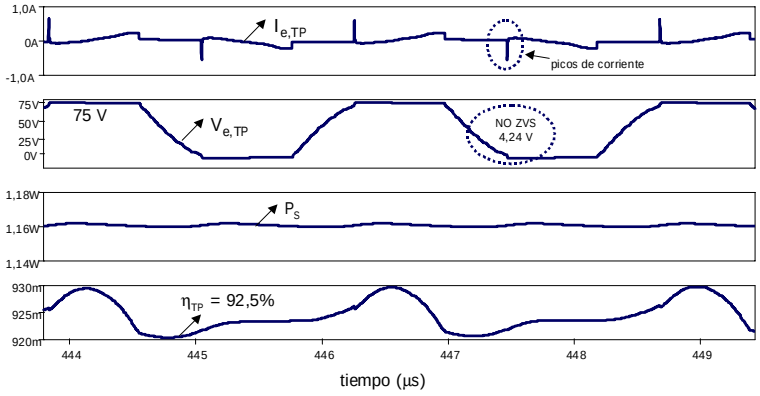


Figura 6.13. Formas de onda de la corriente de entrada ($I_{e,TP}$), de la tensión de entrada (V_{eTP}), de la potencia de salida (P_s) y del rendimiento (η_{TP}) del TP obtenidas mediante simulación. Gobierno con tensión cuadrada y sin rectificador. Ve = 75 V. Frecuencia = 413 kHz. R_{eq} = 5 Ω.

Sin embargo, si se aumenta la resistencia de carga a 8 Ω respecto de la óptima, se obtiene ZVS, aunque el valor de η_{TP} disminuye muy ligeramente (de un 94 % a un 93,8%) debido al aumento de la energía reactiva, tal como se muestra en la figura 6.14.

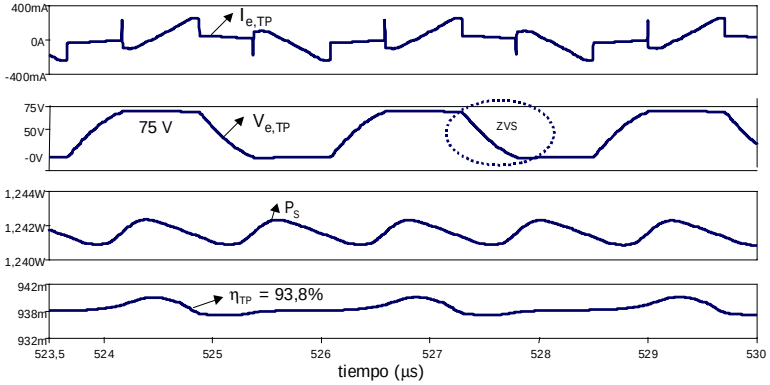


Figura 6.14. Formas de onda de la corriente de entrada ($I_{e,TP}$), de la tensión de entrada (V_{eTP}), de la potencia de salida (P_s) y del rendimiento (η_{TP}) del TP obtenidas mediante simulación. Gobierno con tensión cuadrada y sin rectificador. Ve = 75 V. Frecuencia = 413 kHz. R_{eq}= 8 Ω.

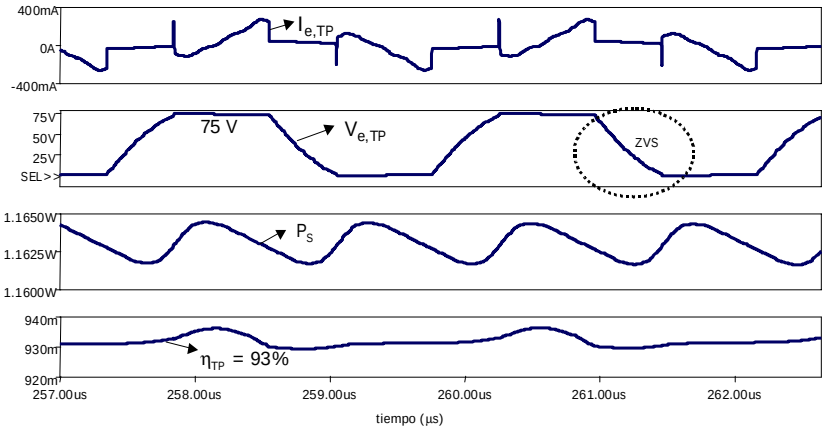


Figura 6.15. Formas de onda de la corriente de entrada ($I_{e,TP}$), de la tensión de entrada (V_{eTP}), de la potencia de salida (P_s) y del rendimiento (η_{TP}) del TP obtenidas mediante simulación. Gobierno con tensión cuadrada y sin rectificador. Ve = 75 V. Frecuencia = 413 kHz. R_{eq}= 11 Ω.

Por lo tanto, **hay que buscar un compromiso entre la obtención de ZVS y el η_{TP} a la hora de aumentar la carga respecto a la óptima**. Así en la figura 6.15, se muestra como el η_{TP} de la muestra desciende aproximadamente 1 punto (de 94 % a 93%) al variar la carga de 5 Ω, carga óptima, a 11 Ω.

Se ha realizado un análisis similar mediante medidas sobre la muestra. En la tabla 1, se muestra el rendimiento del TP (η_{TP}) medido para distintas resistencias de carga (R_{eq}) y la misma potencia de salida (1 W).

TABLA 1. MEDIDA DEL RENDIMIENTO DEL TP (η_{TP}) PARA DISTINTAS RESISTENCIAS DE CARGA. FRECUENCIA 435 KHZ.

R_{eq} (Ω)	V_e (V)	P_s,TP (W)	η_{TP} (%)	Tensión en el encendido (V)
5	77	0,98	90	7
7,5	75,1	1,12	93,2	0
11	76	0,95	91	0

Se observa que se producen conmutaciones bruscas de la tensión de entrada (7 V) con la carga resistiva óptima de magnitud similar a las simulaciones. Sin embargo, la reducción del rendimiento del TP es de 3 puntos (de 94 % a 90%), superior al que predecían las simulaciones.

Conviene destacar, por lo tanto, que el TP es muy sensible a la pérdida de la condición de conmutación suave (ZVS).

Se recuerda que el modelo sólo tiene en cuenta los órdenes superiores del armónico principal. Por lo tanto, al producirse conmutaciones bruscas, los armónicos de la tensión de entrada aumentan y pueden influir sobre otros modos de vibración que se producen a mayor frecuencia y que el modelo no tiene en cuenta.

Además, al aumentar el valor de la carga resistiva de salida (de 5 Ω a 7,5 Ω), se consigue alcanzar la condición de conmutación suave (ZVS) considerando tensiones de entrada y niveles de potencia similares. Sin embargo, si se aumenta demasiado la resistencia (11 Ω) el rendimiento del TP (η_{TP}) se reduce (91 %). Este descenso de η_{TP} es mayor que el que predice el modelo. Esto es debido al menor aumento de la energía reactiva obtenido con el modelo.

Por tanto, se puede aumentar el margen de frecuencias donde se alcanza ZVS, variando la carga respecto de la óptima (de 5Ω a 7,5 Ω) sin penalizar excesivamente el rendimiento tal como se muestra en la figura 6.16. Se observa que al aumentar la carga de 5 Ω a 7,5 Ω no se producen cambios significativos en el rendimiento (de 94% a 93,5%) y, por tanto se mantiene la capacidad de potencia (3 W). Esto permite aumentar el margen de frecuencias de funcionamiento y, por tanto, el margen de variación de tensión de entrada (de 1:3,1 a 1:4).

El valor de la mínima tensión de entrada es diferente con ambas cargas de salida (de 30 V disminuye a 27 V) debido al mayor valor de G_{TP} para 7,5 Ω que para 5 Ω en dicha frecuencia.

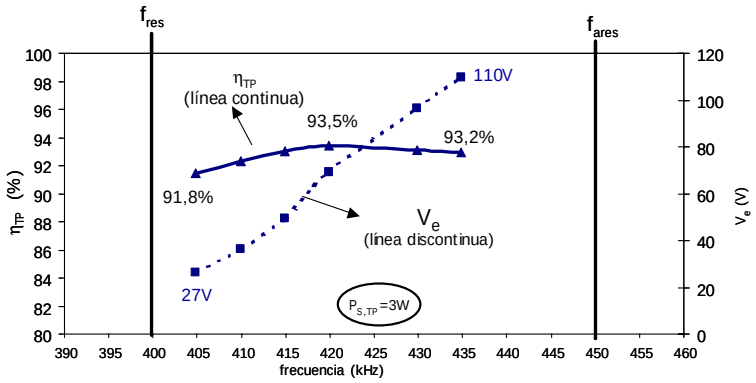


Figura 6.16. Medida del rendimiento del TP (η_{TP}) y de la variación de tensión de entrada (V_e) de la muestra. Gobierno con tensión de entrada cuadrada y sin rectificador de salida (R_{eq} = 7,5 Ω).

- ***CON TENSIÓN SINUSOIDAL DE ENTRADA Y CON RECTIFICADOR***

El siguiente análisis realizado ha consistido en cuantificar el margen de variación de la tensión de entrada, la capacidad de potencia y el rendimiento del TP al incluir el rectificador a la salida del TP.

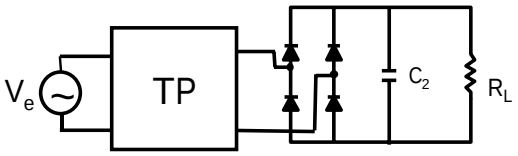


Figura 6.17. Gobierno del TP con tensión sinusoidal y con rectificador de doble onda en la salida..

Al añadir el rectificador y considerando una carga de 7 Ω, lo que implica una carga equivalente vista por el TP de 5 Ω (carga óptima), se reduce el rendimiento del TP (de 96% a 94,5%) debido a que ya no se aplican formas de tensión sinusoidales a la salida del TP, sino formas cuadradas de tensión. Debido a esto para una tensión de entrada constante se puede obtener una potencia de salida de 5 W en lugar de 6 W.

Por otro lado, se ha medido el margen de variación de la tensión de entrada y el rendimiento del TP obtenido al incluir el rectificador (Figura 6.17). Para ello, se ha considerado una carga de 10 Ω, lo que implica una carga equivalente vista por el TP de 7,5 Ω que se ha elegido anteriormente para obtener mejores condiciones de conmutación suave.

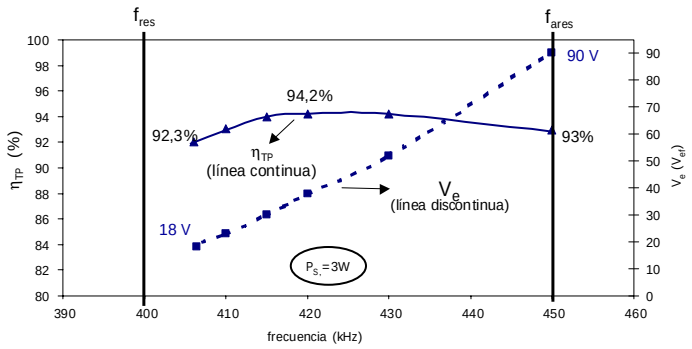


Figura 6.18. Medida del rendimiento del TP (η_{TP}) y de la tensión de entrada (V_e). Gobierno con tensión sinusoidal y con rectificador en la salida (R_L = 10 Ω). Potencia de salida 3W.

Como consecuencia de la disminución del rendimiento del TP al incluir el rectificador, se produce una reducción del margen de frecuencias de funcionamiento en las proximidades de la resonancia. Esto produce una disminución del margen de variación de la tensión de entrada de 1:6,5 a 1:5.

- ***GOBIERNO CON TENSIÓN CUADRADA Y RECTIFICADOR A LA SALIDA***

Por último, se ha evaluado el rendimiento del TP y el margen de variación de la tensión de entrada considerando el convertidor CC / CC completo.

Para una tensión de entrada constante que se corresponde a la frecuencia de máximo rendimiento (92,5%) se obtiene una potencia de 3,2 W de salida con un rendimiento del 73%.

Sin embargo, para mantener un amplio margen de tensión de entrada (1:3,75), se ha reducido la capacidad de potencia del TP de 3 W a 1W (figura 6.19). Este descenso de la capacidad de potencia se debe al descenso del rendimiento en las proximidades de la frecuencia de resonancia (89%).

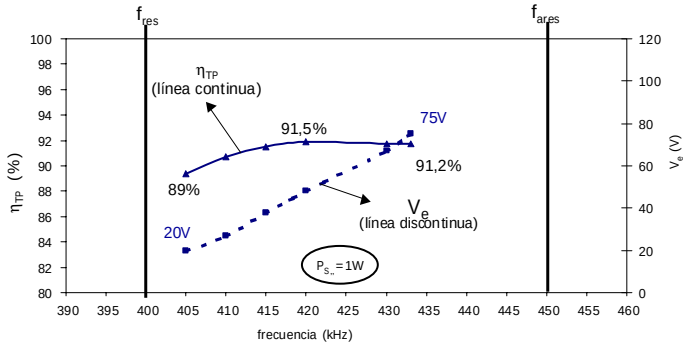


Figura 6.19. Medidas del rendimiento del TP (η_{TP}) y de la variación de tensión de entrada del convertidor CC/CC (V_e) dentro de la etapa de potencia (R_L=10 Ω).

La figura 6.20 representa las formas de onda obtenidas mediante simulación para una potencia de salida de 1W considerando una tensión de entrada de 75 V. Comparando la figura 6.20 y la figura 6.14, se puede concluir que el rendimiento del TP ha disminuido un punto (del 93,8% al 92,5%) al incluir el rectificador. Esta disminución del rendimiento es inferior a la que se obtiene con las medidas (del 93,5% al 91,5%).

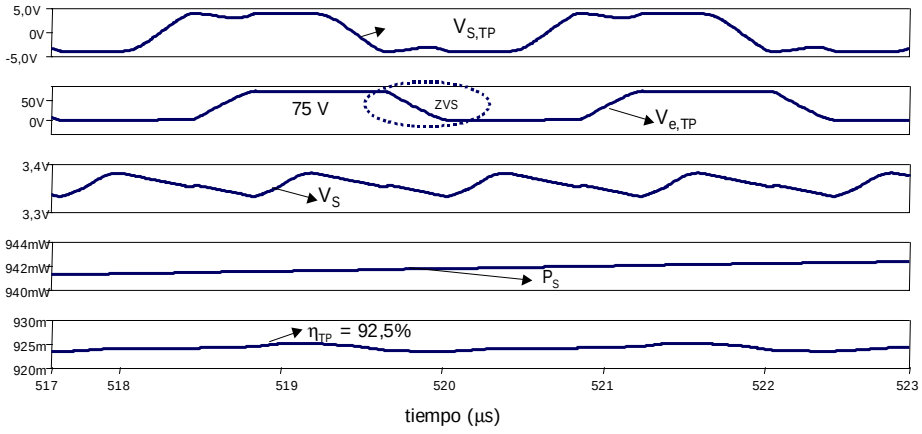


Figura 6.20. Formas de onda de la tensión de salida del TP (V_{sTP}), de la tensión de entrada (V_{eTP}) y de la tensión de salida (V_{sTP}) del TP. Simulación con la topología completa del convertidor CC/CC. V_e= 75 V y R_L=10Ω.

Por último, se va a evaluar la regulación de carga del convertidor que, como se expuso en el epígrafe 3.1, está ligada a la variación del comportamiento del TP con la carga.

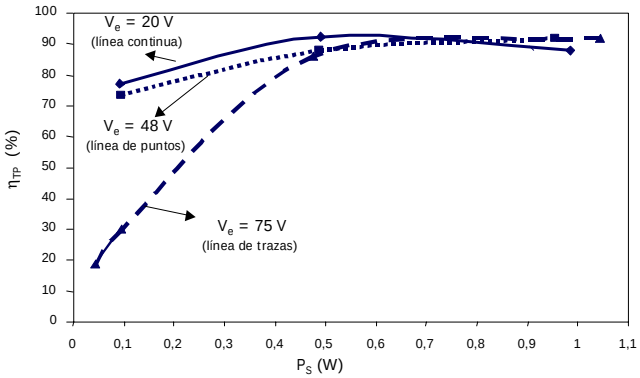
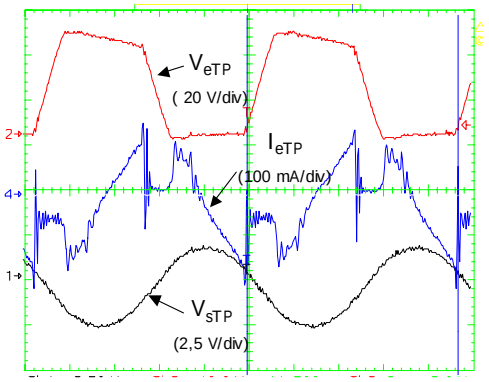


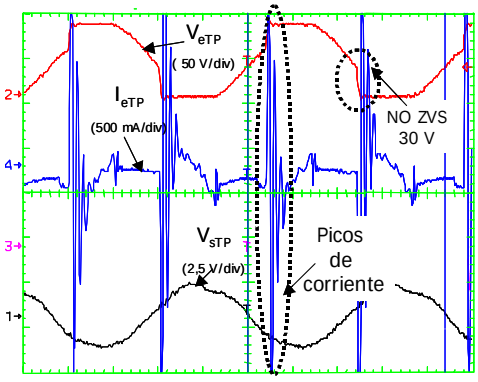
Figura 6.21. Medida del rendimiento del TP (η_{TP}) en función de la potencia de salida del convertidor CC/CC.

En la figura 6.21 se muestra la variación del rendimiento del TP en función de la potencia de salida. El rendimiento del TP disminuye a medida que disminuimos la potencia de salida. Esta disminución es comparativamente mayor en tensiones superiores a 48 V y potencias inferiores a 0,5 W. La razón de esta disminución brusca del rendimiento, es debida a que el TP no es capaz de alcanzar ZVS con potencias de salida tan bajas y tensiones de entrada tan elevadas.

Esto es debido a que la condición de ZVS depende, no sólo del carácter inductivo que suministre el TP, sino también de la magnitud de la corriente de entrada al TP. Cuanto menor sea la corriente, menor es la energía que maneja el TP.



a. Condición de circuito abierto. Ve=48 V

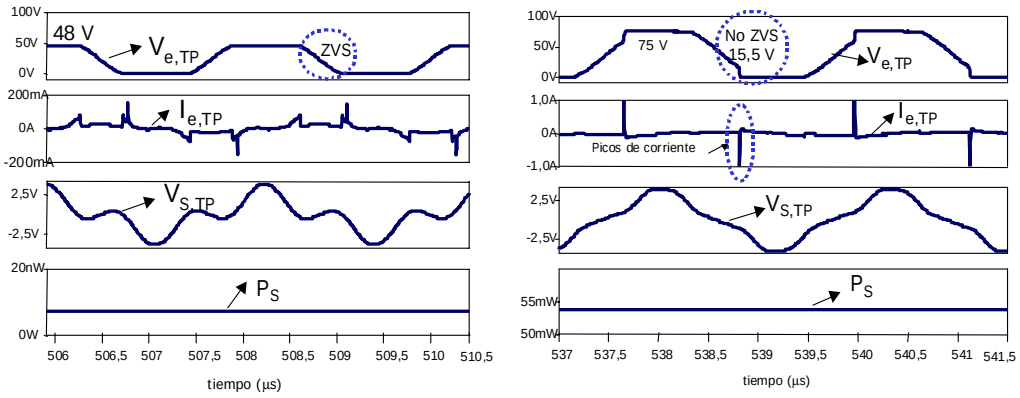


b. Psalida = 50 mW. Ve=75 V

Figura 6.22. Medida de las formas de onda de la tensión de entrada (V_{eTP}), de la corriente de entrada (I_{eTP}) y de la tensión de salida (V_{sTP}) del TP considerando el convertidor CC/CC completo.

En la figura 6.22.a se observa cómo para una tensión de entrada de 48 V, el TP es capaz de trabajar en condiciones de circuito abierto a la salida porque el dispositivo alcanza condiciones de conmutación suave. Sin embargo, al aumentar la tensión de entrada (75 V), el TP no puede proporcionar ZVS en dichas condiciones. Las conmutaciones bruscas de tensión se producen un descenso muy importante del rendimiento del TP que impide trabajar en vacío con esta tensión de entrada. Para ilustrar este fenómeno, en la figura 6.22.b se muestra la tensión y la corriente de entrada del TP en unas condiciones de carga próximas al funcionamiento en vacío del convertidor CC/CC (50 mW). Se observa que se producen conmutaciones bruscas de la tensión de entrada del TP del orden de 30 V que causan elevados picos de corriente en la entrada del TP y por lo tanto un descenso del rendimiento del TP.

Estos resultados se pueden predecir también mediante las simulaciones con el modelo 1D implementado. Así, en la figura 6.23 se muestra cómo el TP es capaz de trabajar sin carga con tensiones de entrada de 48 V (a) debido a que se obtiene ZVS en la $V_{e,TP}$. Sin embargo, al aumentar la tensión de entrada, el TP no dispone de energía suficiente para proporcionar ZVS para condiciones de baja carga de salida (50 mW).



a. Condición de circuito abierto. Ve=48 V

b. Psalida = 50 mW. Ve=75 V

Figura 6.23. Resultados de simulación de las formas de onda de la tensión de entrada (V_{eTP}), de la corriente de entrada (I_{eTP}) y de la tensión de salida (V_{sTP}) del TP considerando el convertidor CC/CC completo.

Además, se observa que la tensión de salida aparece distorsionada en las simulaciones como consecuencia de la influencia del tercer armónico que es mayor en el modelo implementado que en las medidas tal como se analizó en el capítulo 2.

En definitiva, **del análisis del TP dentro del convertidor CC/CC, se puede concluir que**:

- El gobierno del TP con una tensión cuadrada penaliza el rendimiento del TP (de 96% a 94%). Como consecuencia del menor rendimiento, la capacidad de potencia del componente se ve penalizada respecto al gobierno sinusoidal (de 6 W a 4,5 W).
- El carácter inductivo del TP, condición necesaria para obtener ZVS, disminuye en las proximidades de las frecuencias de resonancia y antiresonancia. Esto da lugar a una reducción del margen de frecuencias de funcionamiento y por tanto del margen de variación de la tensión de entrada cuando se gobierna el TP con una tensión de entrada cuadrada en lugar de sinusoidal. La reducción es mayor en las frecuencias próximas a la antiresonancia debido a las mayores tensiones de entrada que requieren mayor energía del TP para proporcionar ZVS. En este caso, el máximo margen de tensión de entrada cuando el TP es gobernado con señal cuadrada es de 1:3,1, con una potencia de salida de 3 W.
- Si la carga resistiva del convertidor es mayor que la óptima del TP, aumenta la energía reactiva en el TP y mejora el ZVS. No obstante, se produce un descenso del rendimiento del TP, siendo necesario establecer un compromiso entre la mejora del ZVS y el descenso del rendimiento al variar la carga. En este caso, variar la carga de 5 Ω a 7,5 Ω permite aumentar el rango de tensión de entrada a 1:3,75, sin penalizar la capacidad de potencia de la muestra (3 W), ya que el rendimiento apenas varía (de un 94 a un 93,5%).
- Al añadir el rectificador en la salida del TP, el rendimiento del componente disminuye (de un 94% a un 92,5%). Esto da lugar a un nuevo descenso de la capacidad de potencia del TP. Se puede obtener una potencia de salida de 3,2W con un rendimiento del 73% para una tensión de entrada constante. Si deseamos mantener el rango de tensión de entrada (1:3,75) la potencia de la muestra se reduce a un 1 W con un rendimiento del 60%.
- El convertidor es capaz de trabajar con condiciones de carga muy próximas a las de vacío (50 mW).

6.2 Descripción de la topología de potencia

En este epígrafe se realiza un breve análisis para la correcta selección de los componentes de la topología del convertidor.

La frecuencia de conmutación de los interruptores de la etapa inversora es muy elevada ya que viene determinada por la frecuencia de funcionamiento del TP. Esta frecuencia se ha elegido, por diseño del TP (4 mm de espesor), entre 400 kHz y 450 kHz. La condición de conmutación suave de la tensión es necesaria para obtener un

buen comportamiento del TP e incrementar el rendimiento del convertidor al reducir las pérdidas de conmutación de los interruptores de la etapa inversora.

Los interruptores más adecuados para el margen de frecuencias de funcionamiento (400 kHz) y el nivel de potencia de la aplicación (menor de 10 W) son los dispositivos de tipo MOSFET. La etapa inversora consta de dos MOSFETS que se encuentran dispuestos en una configuración de *medio puente*.

La figura 6.24 representa la tensión de entrada del TP ($V_{e,TP}$) y las tensiones entre puerta y fuente de los MOSFETs de la etapa inversora. Los MOSFETs se disparan y apagan alternativamente con un pequeño tiempo muerto, durante el cual, tanto la capacidad del MOSFET (entre el terminal de drenador y el de fuente) como la capacidad de entrada del TP se deben cargar y descargar para producir conmutación suave de $V_{e,TP}$. Por lo tanto, se deben seleccionar MOSFETs con pequeños valores de capacidad.

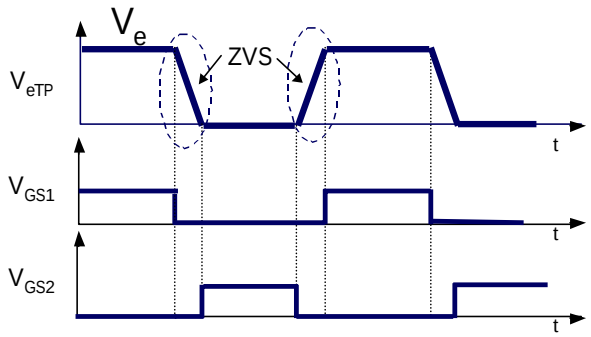


Figura 6.24. Tensión de entrada del TP (V_{eTP}) y tensiones puerta fuente de los MOSFETs (V_{GS1} y V_{GS2}) de la etapa inversora.

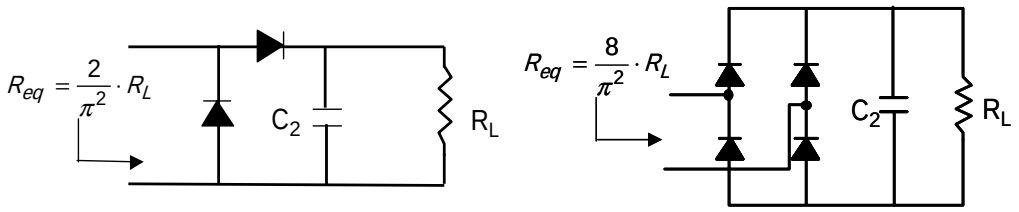
En cuanto al rectificador de salida, existen dos posibles configuraciones de las consideradas (capítulo 3) que carecen de elementos magnéticos a la salida: rectificador de media onda (figura 6.25.a) y rectificador de doble onda (figura 6.25.b).

El rendimiento del convertidor es menor con el rectificador de doble onda que con el de media onda debido a que la intensidad de salida circula simultáneamente por dos de los diodos.

La carga resistiva equivalente del rectificador (R_{eq}) debe ser lo más próxima posible a la carga óptima del TP para no penalizar excesivamente el rendimiento de este último. Para la muestra seleccionada, la carga equivalente óptima es de 5 Ω. Esto implica que con el rectificador de media onda, para obtener una potencia de salida de 3 W,

debemos colocar una resistencia equivalente de 25 Ω con lo que la tensión de salida debería de ser de 8,7 V, valor muy superior a la baja tensión de salida buscada.

Por este motivo, se ha seleccionado el rectificador de doble onda en lugar del de media onda.



a. Media onda *b. Onda completa*

Figura 6.25. Esquemas de rectificadores sin elementos magnéticos.

Debido a las elevadas frecuencias de funcionamiento, es necesario seleccionar dispositivos rectificadores que trabajen adecuadamente a altas frecuencias. Además la caída en conducción de estos dispositivos debe ser pequeña para reducir las pérdidas del rectificador e incrementar el rendimiento del convertidor.

Por último, el condensador de salida (C_2) se añade para filtrar los armónicos de alta frecuencia de la tensión de salida (V_S) y disminuir el rizado de tensión de salida.

6.3 Características del prototipo construido.

Con la muestra descrita en el epígrafe 6.1 y con la topología descrita en el epígrafe 6.2 se ha construido un prototipo de laboratorio. Las especificaciones de la aplicación obtenida son las siguientes:

- Rango de tensión de entrada: 20 V – 75 V de tensión continua.
- Tensión de salida: 3 V de tensión continua.
- Carga de salida: 50 mW (0,015 A) – 1 W (0,33 A).

Las especificaciones descritas no coinciden con ninguna aplicación comercial actual que permita evaluar las ventajas proporcionadas por los TPs frente a aplicaciones desarrolladas con componentes magnéticos. La selección de las mismas se ha realizado en función de las mejores condiciones de funcionamiento de la muestra disponible que permitan validar el uso de los TPs sin incluir ningún componente magnético en el convertidor CC / CC, objetivo de este capítulo.

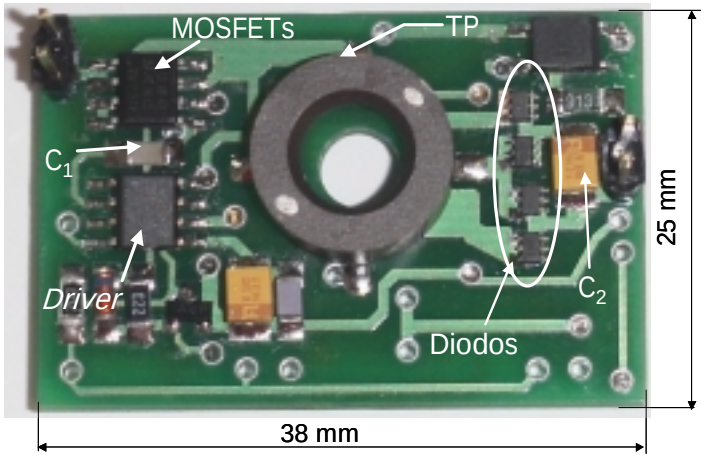
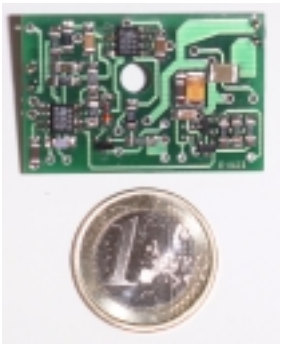


Figura 6.26. Componentes de la topología de potencia.

b. vista superior



c. vista inferior

Figura 6.27. Prototipo del convertidor.

En la figura 6.26 y en la figura 6.27 se muestra el prototipo del convertidor construido. En la figura 6.26 se han destacado los distintos elementos de la etapa de potencia, así como las dimensiones del convertidor, cuyo tamaño es (AnchuraxLongitudxAltura) 38x25x7 mm^3. Para mostrar con mayor detalle el TP, se ha eliminado en la figura el tornillo de fijación. Es importante destacar que el objetivo de este convertidor es desarrollar un convertidor sin componentes magnéticos. En este prototipo preliminar, los componentes tales como resistencias y condensadores de la parte del circuito de control, así como la tecnología de la placa (capa de doble cara) no han sido optimizados en cuanto al tamaño.

Teniendo en cuenta las especificaciones anteriormente mencionadas, la selección de los distintos componentes de la topología de potencia son:

- **Los interruptores de la etapa inversora son MOSFETs**. Ambos MOSFETs se encuentran en el mismo empaquetamiento SO-8 (ancho = 5 mm, largo = 6 mm, alto = 1,75 mm). La máxima tensión drenador-fuente es de 80 V que es algo superior a la máxima tensión que deben bloquear dichos MOSFETs (75 V). La resistencia de conducción es de 75 mΩ, lo que proporciona menores pérdidas en conducción. La máxima corriente de drenador es de 3,7 A, que es bastante superior a la máxima corriente que soportan los MOSFETs en la aplicación (80 mA). La capacidad parásita de cada MOSFET es bastante pequeña (150 pF) para conseguir condiciones de conmutación suave.
- **Para el rectificador de salida se han elegido cuatro diodos rectificadores**. El empaquetamiento de cada dispositivo rectificador es un SOT-666 (ancho = 1,7 mm, largo = 1,7 mm, alto = 0,6 mm). La tensión de caída en conducción es bastante pequeña (0,3 V) lo que proporciona bajas pérdidas en conducción. Además, son capaces de trabajar adecuadamente a las altas frecuencias (400 kHz) requeridas por la aplicación.
- El **condensador de entrada (C_1)** tiene un empaquetamiento 1210 (ancho = 2,5 mm, largo = 3 mm, alto = 1 mm) y el valor de la capacidad es de 220 nF para una tensión máxima de 100 V. **El condensador de salida (C_2)** está formado por dos condensadores: un condensador de tántalo de 100 μF y un condensador cerámico de 20 μF para filtrar la alta frecuencia. El tamaño del condensador de tántalo es el correspondiente a un empaquetamiento de tipo C (ancho = 3,2 mm, largo = 6mm, alto = 2,6 mm) y el tamaño del condensador cerámico corresponde a un empaquetamiento de tipo 1210. Ambos condensadores soportan una tensión máxima de 6,3 V que es superior a la de salida (3 V).

A continuación se muestran las características estáticas del convertidor más importantes: el rendimiento y la regulación de la tensión de entrada y de la carga de salida.

El rendimiento del convertidor es bastante plano y su valor es de aproximadamente un 60 % en todo el rango de trabajo como se muestra en la figura 6.28. Es razonable, puesto que difícilmente se podrían conseguir rendimientos más elevados en un convertidor CC / CC de 3,3 V con 4 diodos en su etapa rectificadora.

Por último, la figura 6.29 representa el rendimiento de la etapa de potencia en función de la potencia de salida para las tensiones de entrada máxima (75 V), mínima (20 V) e intermedia (48 V). Se observa que el descenso del rendimiento es mayor con baja carga de salida para la tensión de entrada más alta. Esto es debido a que el TP no es capaz de proporcionar ZVS en estas condiciones de operación del convertidor y se produce un descenso mayor de su rendimiento y de los MOSFETs del inversor debido al

aumento de las pérdidas de conmutación. Nótese que el convertidor puede trabajar prácticamente en vacío (P_S = 50 mW).

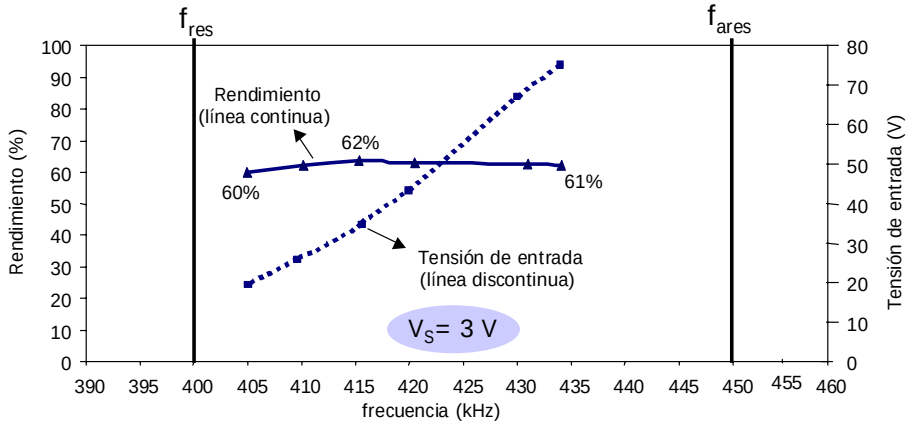


Figura 6.28. Medida del rendimiento y de la tensión de entrada de la etapa de potencia con la carga máxima (1 W).

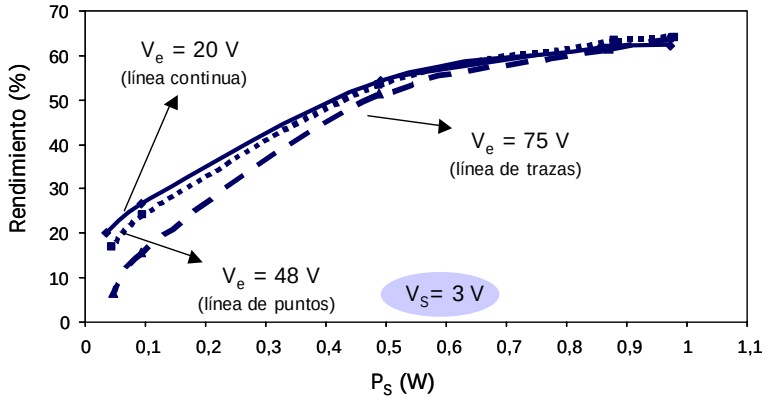


Figura 6.29. Medidas del rendimiento de la etapa de potencia en función de la potencia de salida (P_S) para diferentes tensiones de entrada (V_e).

Por último, se ha implementado un lazo de control de la tensión de salida del convertidor basado en TPs. En la figura 6.8 se muestra la variación de la tensión de salida del convertidor ante un escalón de carga entre condiciones de máxima (1W) y media carga (0,5 W). Se observa que la respuesta transitoria del convertidor CC / CC es adecuada, ya que se obtiene una incremento de la tensión de salida del 1,5 % (22 mV).

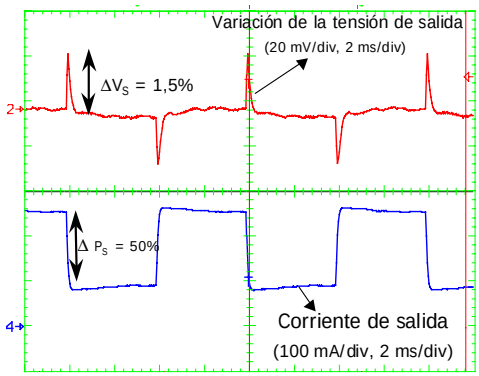


Figura 6.30. Respuesta transitoria del convertidor CC/CC.

En resumen, **del prototipo construido se pueden extraer las siguientes conclusiones**:

- Se ha validado el empleo de Transformadores Piezoeléctricos sin añadir componentes magnéticos adicionales.
- Al no poseer ningún componente magnético se reduce el EMI del convertidor.
- El convertidor obtenido es de bajo perfil (7 mm aproximadamente sin considerar el empaquetamiento).
- Es capaz de trabajar en condiciones muy próximas a vacío (50 mW).
- La dinámica es adecuada ya que se obtiene una variación de tensión de salida del 1,5% (± 22 mV) ante un escalón de media a máxima carga.
- Su bajo rendimiento (60%) se debe al amplio margen de variación de la tensión de entrada (1:3,75) y las características de potencia (1 W) y tensión de salida (3 V) de la aplicación desarrollada.

6.4 Conclusiones

En este capítulo se ha validado el empleo de Transformadores Piezoeléctricos (TPs) en un convertidor CC / CC de baja tensión de salida sin el empleo de ningún componente magnético.

Las conclusiones más importantes relativas al empleo de TPs sin elementos magnéticos son las siguientes:

- **Un diseño adecuado del TP permite la eliminación de los elementos magnéticos de la topología**. El empleo del entrelazado de electrodos permite que el TP maneje la energía necesaria para proporcionar conmutaciones suaves en su tensión de

entrada, conservando el rendimiento suficientemente alto con tensiones sinusoidales (96%).

- **El precio de trabajar con un amplio margen de variación de entrada**, independientemente de trabajar en condiciones sinusoidales o no, **es una reducción de la capacidad de potencia del TP** debido a la disminución del rendimiento del TP en frecuencias próximas a la resonancia en el tipo de TPs considerados.
- **El gobierno con tensión cuadrada reduce el margen de variación de tensión de entrada y la capacidad de potencia del TP respecto al gobierno con una tensión sinusoidal.**

  Por una parte, se produce una penalización del rendimiento del TP al gobernarlo con tensiones cuadradas tanto en la entrada como en la salida.

  Por otra parte, la fase de la impedancia de entrada disminuye en las proximidades de la frecuencia de resonancia y antiresonancia del modo de vibración seleccionado. Si el TP no posee carácter inductivo no es capaz de proporcionar ZVS en la entrada del TP. Por lo tanto, el margen de frecuencias de funcionamiento debe restringirse dando lugar a una disminución de la variación de la tensión de entrada del convertidor. La mayor reducción del margen de frecuencias de funcionamiento se produce en las proximidades de la frecuencia de antiresonancia del TP debido a que las tensiones de entrada son más elevadas.
- Se ha implementado un lazo de control de la tensión de salida que permite obtener una **regulación dinámica adecuada** del convertidor.

Todos estos aspectos han sido validados mediante el modelo 1D obtenido en el capítulo 2.

Debido a la ausencia de elementos magnéticos se reduce drásticamente el ruido electromagnético inducido (EMI), tal como se mostró en el capítulo 5. El convertidor obtenido es de bajo perfil (7 mm aproximadamente sin considerar el empaquetamiento).

Para un amplio rango de la tensión de entrada del convertidor CC/CC (1:3,75) el rendimiento del convertidor es de un 60% y la potencia de salida de la aplicación es de 1W. Sin embargo, para una tensión de entrada constante es posible mejorar la potencia (3,2 W) y el rendimiento de la aplicación (73%).

CAPÍTULO 7

Conclusiones

7 CONCLUSIONES

7.1 APORTACIONES DEL PRESENTE TRABAJO

7.2 SUGERENCIAS PARA TRABAJOS FUTUROS

CAPÍTULO 7

7 Conclusiones

El trabajo realizado en esta Tesis doctoral se centra en el diseño de fuentes de alimentación conmutadas con Transformadores Piezoeléctricos (TPs). El objetivo es aprovechar las ventajas de los TPs: alta densidad de potencia, alta ganancia de tensión, reducido nivel de ruido electromagnético (EMI) y elevado nivel de aislamiento eléctrico. Dentro de todas las aplicaciones en que estos factores son importantes, en esta Tesis se han seleccionado fuentes CA/CC y CC/CC de baja tensión de salida y baja potencia (10 W) debido a que es un sector en el que esta tecnología es prometedora.

Hasta ahora, la estrategia de diseño de las aplicaciones desarrolladas estaba basada en la optimización de la densidad de potencia del TP, es decir, obtener el mínimo tamaño posible del TP. Para ello, el TP debe ser gobernado con señales sinusoidales a frecuencias cercanas a la de resonancia puesto que de esta forma se obtienen los mejores rendimientos. Sin embargo, esto requiere añadir componentes magnéticos adicionales en la entrada y en la salida del TP, lo que reduce las ventajas del uso de este tipo de componentes. En particular, se penalizan las características del convertidor en términos de densidad de potencia y de reducción de nivel de interferencias electromagnéticas (EMI).

No obstante, existe otra estrategia de diseño que consiste en aplicar señales de tensión cuadradas con transiciones suaves a la entrada y a la salida del TP. Aunque en esta Tesis se propone esta estrategia como clave para obtener una convertidor competitivo basado en TPs, también se han realizado diseños optimizados para gobierno sinusoidal. De esta forma se han podido evaluar las ventajas de utilizar una u otra estrategia.

En esta Tesis se han considerado estructuras multicapa vibrando a lo largo del espesor del dispositivo y con una geometría externa en forma de anillo.

Se ha realizado un estudio comparativo con dos aplicaciones particulares dentro del campo de aplicación seleccionado, un cargador de baterías para teléfonos móviles y un *convertidor de tarjeta*. Los resultados obtenidos demuestran la viabilidad del uso de

los TPs y permiten pronosticar resultados ventajosos frente a los transformadores magnéticos en determinadas aplicaciones con diseños adecuados del TP.

Las conclusiones más importantes en cuanto al uso de TPs se resumen a continuación.

A. DISEÑO OPTIMIZADO PARA GOBIERNO CON TENSIONES SINUSOIDALES

- Se ha obtenido un rendimiento del TP del 97% con una capacidad de potencia de 15 W. La densidad de potencia es de 43 W/cm^3, aproximadamente 4 veces la que se obtiene con un transformador magnético equivalente.
- Se ha participado en el desarrollo de un convertidor para un cargador de baterías de teléfonos móviles con rango de tensión de entrada americano (86 V_{ef}-130 V_{ef}), potencia de salida de 8,4 W y tensión de salida de 12 V. El convertidor basado en TPs permite obtener una densidad de potencia de 0,42 W/cm^3 y un peso de 19 gramos. La densidad de potencia es similar a la obtenida con un cargador de baterías desarrollado con componentes magnéticos (0,34 W/cm^3) para la mitad de potencia (4,5 W). Además, el peso del cargador desarrollado con TPs es la mitad del que utiliza componentes magnéticos (38 gramos). La principal desventaja del convertidor basado en TPs es la necesidad de incluir una bobina, con lo que se dificulta reducir el nivel de EMI. En el caso concreto de la aplicación anterior el tamaño de esta bobina (322 mm^3) es similar al del TP (351 mm^3).
- Si gobernamos el TP con una tensión cuadrada, en lugar de sinusoidal, las conmutaciones bruscas de la tensión de entrada del TP disminuyen notablemente el rendimiento del TP y por tanto su capacidad de transferir potencia. Por ejemplo, en un caso particular evaluado, en el que se producían conmutaciones bruscas de la tensión de entrada a 25 V, el rendimiento del TP disminuye 13 puntos respecto a condiciones sinusoidales (de un 97% a un 84%), mientras que el descenso del rendimiento del TP con tensiones cuadradas con conmutaciones suaves es sólo de 3 puntos respecto a condiciones sinusoidales (de un 97% a un 94%).

B. DISEÑO OPTIMIZADO PARA GOBIERNO CON TENSIONES CUADRADAS CON CONMUTACIONES SUAVES

Se han considerado dos casos. Por un lado, un convertidor con tensión de entrada constante trabajando a la frecuencia óptima de funcionamiento del TP, en la que éste presenta el máximo rendimiento. Por otro lado, un convertidor trabajando con amplio margen de variación de la tensión de entrada y frecuencia variable. No se han comparado las características con una aplicación con componentes magnéticos, sino que el objetivo de este análisis es validar y comparar las prestaciones de ambos convertidores.

➢ ***CONVERTIDOR CON TENSIÓN DE ENTRADA CONSTANTE***

- Diseñar el TP para trabajar con transiciones de tensión suaves y poder eliminar los componentes magnéticos de la topología del convertidor CC/CC disminuye el rendimiento y la capacidad de potencia del TP. No obstante, en el caso particular de las muestras consideradas, con un diseño adecuado del TP se ha conseguido un rendimiento suficientemente alto (96%). La capacidad de potencia de la muestra es de 6 W, siendo el tamaño del TP (368 mm^3), similar al diseñado para gobierno sinusoidal. La menor capacidad de potencia de esta muestra (6 W), comparada con la optimizada para gobierno con tensiones sinusoidales (15 W), no sólo se debe a las diferencias de rendimiento de ambas muestras, sino también a las diferentes formas de conexionado eléctrico. En el caso de la muestra diseñada para gobierno con tensiones cuadradas, la conexión a los electrodos se ha realizado mediante contacto y no mediante soldadura. Ello es debido a que, para la evaluación de un sistema particular de fijación mediante un tornillo de plástico, la conexión a los electrodos está situada en el interior del anillo.
- Existe una penalización del rendimiento del TP si consideramos etapas rectificadoras sin componentes magnéticos en la salida, debido a que la tensión de salida no es sinusoidal. Como consecuencia, se produce una disminución del rendimiento (de 96% a 94,5%) y de la capacidad de potencia del TP (de 6 W a 5 W), respecto a condiciones de tensión sinusoidales.
- El gobierno con tensiones cuadradas y transiciones suaves en la entrada del TP produce una penalización del rendimiento del componente (de 96% a 94%). Como consecuencia, se produce una disminución de la capacidad de potencia respecto a condiciones sinusoidales (de 6 W a 4,5 W). No obstante, esta disminución del rendimiento y de la capacidad de potencia es menor que con conmutaciones bruscas en la entrada del TP. Así, con 7 V de conmutación brusca en la tensión de entrada del TP el rendimiento de la muestra disminuye de un 94% a un 90%.
- En resumen, se ha conseguido desarrollar un convertidor sin componentes magnéticos con una potencia de salida de 3,2 W y un rendimiento del 73%.

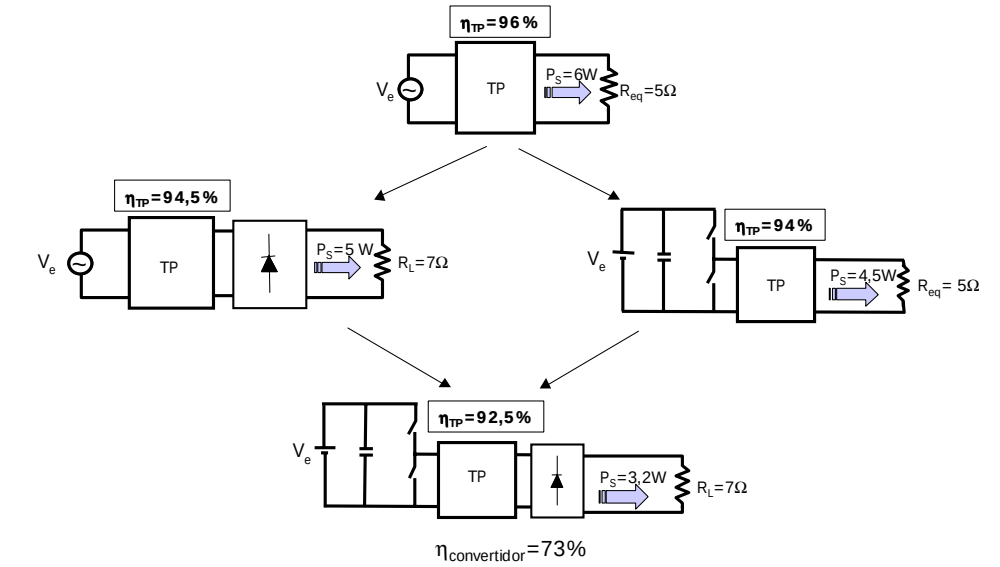
➢ ***CONVERTIDOR CON AMPLIO MARGEN DE VARIACIÓN DE LA TENSIÓN DE ENTRADA***

- Las muestras analizadas poseen un rendimiento elevado entre la frecuencia de resonancia y la de antiresonancia. En las frecuencias inferiores a la de resonancia y las superiores a la de antiresonancia la disminución del rendimiento es importante con lo que se reduce la capacidad de potencia de la muestra.
- Para obtener el máximo margen de variación de la tensión sinusoidal de entrada (1:6,5), se debe trabajar entre la frecuencia de resonancia y antiresonancia limitando la potencia de salida a 3 W. Para trabajar con mayores

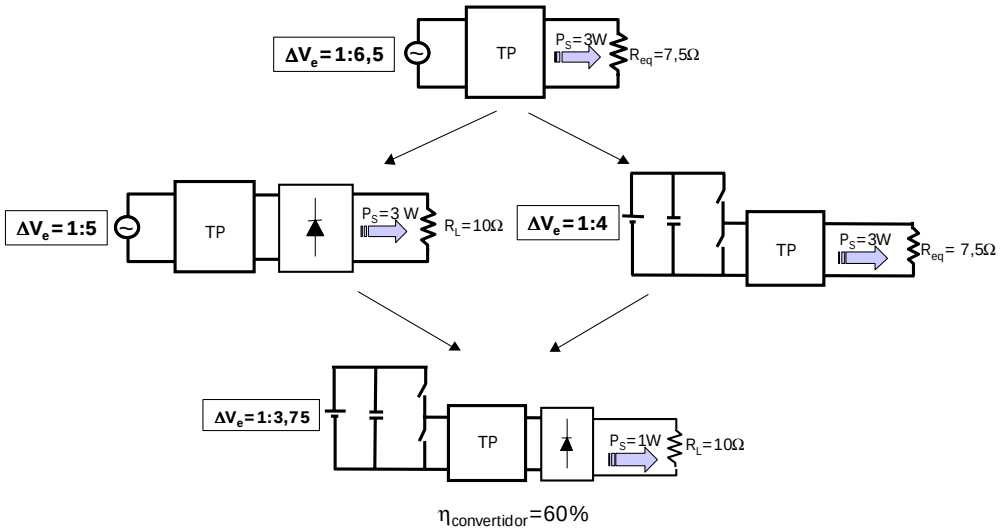
potencias de salida (mayor rendimiento en el TP) se debería acotar el margen de frecuencias próximas a la de resonancia, pero causaría una reducción del margen de variación de la tensión de entrada.

- Al introducir la etapa rectificadora se produce una disminución del margen de variación de tensión de entrada (de 1:6,5 a 1:5) respecto a condiciones sinusoidales como consecuencia de la disminución del rendimiento del TP.
- Al gobernar el TP con una tensión cuadrada, en lugar de sinusoidal, también se produce una disminución del margen de variación de la tensión de entrada, debido a la pérdida de condiciones de conmutación suave de dicha tensión en las frecuencias próximas a la de antiresonancia (de 1:6,5 a 1:4). Esto es debido a la disminución del carácter inductivo del TP en las proximidades de dicha frecuencia. Como consecuencia el TP no maneja la energía necesaria para proporcionar las condiciones de conmutación suave.
- En el convertidor CC/CC completo, basado en TPs, para obtener un margen amplio de variación de la tensión de entrada (1:3,75), ha sido necesario penalizar la capacidad de potencia de la muestra respecto a condiciones sinusoidales (de 3 W a 1 W). Además, el rendimiento total del convertidor disminuye notablemente respecto al convertidor con tensión de entrada constante (de un 73% a un 60%). Este bajo rendimiento se debe a las características del rectificador elegido (de doble onda), la baja tensión de salida (3 V), y la baja potencia de salida (1 W).

En la figura 7.1 se muestra de forma gráfica y resumida lo expuesto anteriormente para el caso B correspondiente al diseño optimizado para gobierno con tensiones de entrada cuadradas con conmutaciones suaves.



a. Tensión de entrada constante



b. Amplio margen de variación de la tensión de entrada.

Figura 7.1. Convertidor CC/CC basado en un Transformador Piezoeléctrico sin componentes magnéticos para tensión de entrada constante (a) y amplio margen de variación de la tensión de entrada (b). Diseño de TP optimizado para proporcionar ZVS.

7.1 Aportaciones del presente trabajo

La principal aportación del presente trabajo de Tesis consiste en el desarrollo de una nueva metodología de diseño de los TPs, basada en la adaptación de los modelos existentes y orientada a la optimización del convertidor CC/CC.

El primer paso en el desarrollo de esta nueva metodología ha sido la modificación del **modelado del TP** en el que se aporta lo siguiente:

- ***Procedimiento de modelado (epígrafe 2.3.1)***

  Se ha establecido un procedimiento para calcular los parámetros del modelo eléctrico a lo largo de la dirección de vibración principal (modelos 1D), válido para las estructuras multicapa consideradas. En este procedimiento se puede emplear la información dada por las herramientas de elementos finitos (HEF) o la suministrada por las medidas realizadas sobre el propio TP. Con el modelo 1D obtenido es posible la simulación del convertidor CC/CC, teniendo ya en cuenta los efectos de la geometría del TP.

Una vez que se dispuso de un modelo válido para las estructuras seleccionadas, el segundo paso consistió en establecer cómo es el **diseño del TP**. En este aspecto las aportaciones son las siguientes:

- ***Análisis de sensibilidad para la obtención de reglas de diseño (epígrafe 3.3)***

  La relación analítica entre los parámetros físicos del TP a lo largo de la dirección principal de vibración (área, número y espesor de las capas, distribución de electrodos) y los parámetros necesarios para su diseño (resistencia equivalente, conductancia de entrada, capacidad de proporcionar conmutación suave, rendimiento y valor de acoplamiento electromecánico (k_{eff})) es extremadamente compleja y difícil de cuantificar con el modelo 1D de las estructuras multicapa consideradas.

  Para obtener dicha relación se ha realizado, con el modelo 1D, un análisis de sensibilidad de los parámetros físicos. Este análisis ha permitido establecer unas reglas de diseño adecuadas y eficientes del TP.

- ***Entrelazado de electrodos (epígrafe 3.4)***

  Se ha propuesto una nueva distribución interna de los electrodos, consistente en situar los electrodos de primario entre los electrodos de secundario. Esta disposición proporciona mejores características eléctricas que la distribución de electrodos convencional, pues aumenta el valor de acoplamiento electromecánico (k_{eff}), reduce la influencia de los armónicos superiores de la tensión de entrada, proporciona mayores márgenes de variación de la tensión

de entrada, permite eliminar la capa de aislante y posibilita alcanzar mayores niveles de tensión de entrada.

La ventaja más importante es que permite diseñar el TP con un rendimiento suficientemente alto para manejar la energía necesaria y obtener conmutación suave de la tensión de entrada. Esto posibilita reducir e incluso eliminar los componentes magnéticos de la topología del convertidor CC/CC.

- ***Procedimiento de diseño (epígrafe 3.5)***

Se ha establecido un procedimiento de diseño para el tipo de estructuras analizadas, es decir, para estructuras multicapa en forma de anillo y funcionando en modo espesor. Como punto de partida de este procedimiento se toman las especificaciones eléctricas del convertidor y se establecen las dimensiones físicas del TP que permiten cumplir dichas especificaciones.

- ***Sujeción mediante un anillo de fijación (epígrafe 3.5.2)***

Del análisis de distintos tipos de fijación del TP sobre la placa donde están situados el resto de los componentes del convertidor CC/CC, se deduce que el contacto del TP con la placa permite aumentar la capacidad de potencia del componente ya que proporciona un camino de evacuación del calor.

Se ha propuesto un nuevo método de sujeción. Este consiste en un anillo de fijación realizado con el mismo material y formando parte del propio TP.

Por un lado, las simulaciones muestran que este método no altera la vibración del TP. Se ha diseñado una muestra con este tipo de fijación, aunque debido a las tolerancias de fabricación, la altura de la muestra es distinta de la especificada, dando lugar a la aparición de modos espurios. Como consecuencia no se ha podido cuantificar experimentalmente el aumento de capacidad de potencia con este tipo de fijación, aunque de los estudios previos sí se puede afirmar que este aumento existe como consecuencia del contacto de la placa. Por último, con este método de fijación se facilita el acceso a los terminales eléctricos ya que los puntos de contacto se encuentran situados en el anillo de fijación.

El último paso para la optimización del convertidor es el **diseño del convertidor CC/CC**. En relación con este tema, las aportaciones de este trabajo de investigación se enumeran a continuación:

- ***Estudio comparativo de las distintas formas de gobierno del TP (epígrafe 4.2)***

El gobierno del TP con tensiones sinusoidales es la mejor opción en términos de tamaño, rendimiento y complejidad del diseño del TP. Sin embargo, requiere una **inductancia en serie** entre la etapa inversora y el TP que en general limita la transferencia de potencia del TP.

El gobierno con una tensión de entrada cuadrada requiere diseñar el TP con comportamiento inductivo para poder manejar la energía necesaria que proporciona conmutaciones suaves de la tensión de entrada. Esto supone una penalización del rendimiento del TP pero permite optimizar el convertidor CC / CC ya que es posible eliminar los componentes magnéticos.

Si el TP, a pesar de su carácter inductivo, no permite obtener conmutación suave de la tensión de entrada en los márgenes de variación de tensión de entrada y carga especificados, ésta se puede alcanzar con una **inductancia en paralelo** en la entrada del TP.

- ***Gobierno subarmónico (epígrafe 4.3)***

Esta forma de gobierno del TP permite disminuir la frecuencia de operación de la etapa inversora del convertidor sin disminuir la frecuencia de trabajo del propio TP.

Las ventajas de esta forma de gobierno son la reducción de las pérdidas de conmutación de la etapa inversora y la utilización de circuitos comerciales integrados para su control, que reducen el tamaño y el coste de la circuitería de control del convertidor.

Sin embargo, esta forma de gobierno, penaliza el rendimiento y el tamaño del TP como consecuencia del aumento de la energía reactiva. Además, requiere diseñar el TP con mayores valores de la conductancia de entrada que el gobierno a la frecuencia de resonancia del TP. También es necesario diseñar el componente de forma que sea capaz de manejar la energía necesaria para suministrar conmutaciones suaves de la tensión de entrada, ya que el gobierno subarmónico sólo puede ser aplicado con tensiones cuadradas en la entrada del TP.

- ***Estudio de las características de una aplicación sin componentes magnéticos (capítulo 6)***

Se ha realizado un prototipo de laboratorio cuyo objetivo ha sido validar la eliminación de los componentes magnéticos de la topología del convertidor CC / CC gracias al diseño del TP según la metodología de diseño propuesta.

Este prototipo ha permitido mostrar la viabilidad del uso de TPs sin componentes magnéticos. Por lo tanto, somos partidarios de continuar el estudio con nuevos diseños específicos para cada aplicación.

Las aportaciones de esta Tesis doctoral se encuentran publicadas en las referencias [1],[39],[40],[45]-[49].

7.2 Sugerencias para trabajos futuros

De los trabajos realizados, se desprenden una serie de actividades que permitirían completar el análisis. En opinión de la autora, algunos de los temas que se sugieren podrían tener entidad suficiente para ser abordados en futuros trabajos de investigación.

- ***Extensión de la metodología de diseño del TP a otras aplicaciones***

  La metodología de diseño propuesta en este trabajo de investigación está desarrollada para aplicaciones de baja tensión de salida. Sería muy interesante evaluar esta metodología en aplicaciones de alta tensión de salida, tales como los balastos para lámparas fluorescentes, en las que actualmente se está estudiando el empleo de los TPs.

- ***Adaptación del procedimiento de diseño a otros modos de vibración y formas geométricas***

  El procedimiento de diseño del TP se ha particularizado para una forma geométrica externa concreta: un anillo, y un determinado modo de vibración: modo espesor. Sin embargo, sería interesante extenderlo a otros modos de vibración y a otras formas geométricas que se emplean en otro tipo de aplicaciones. De esta manera podríamos seleccionar la mejor de las opciones en cuanto a forma geométrica y a modo de vibración.

- ***Estudio térmico del TP***

  El volumen del TP viene fijado por el incremento de temperatura interna máxima permitida. Aunque se ha realizado un análisis mediante el modelo 1D en el epígrafe 3.2.1 para estudiar cuál es la influencia de la temperatura en las características del TP, es necesario llevar a cabo un análisis térmico mediante la HEF para determinar el incremento de temperatura y así poder optimizar el tamaño del TP de forma que se consiga la máxima densidad de potencia del convertidor CC/CC.

- ***Comparación de los distintos tipos de materiales piezoeléctricos***

  En esta Tesis no se han estudiado los distintos tipos de materiales PZT disponibles.

  Por un lado, dadas las diferentes características de tensión a las que están sometidos el primario y el secundario de la estructura, podría resultar interesante construir cada uno de los lados del TP con un material diferente, si la tecnología del fabricante lo permitiese.

  Por otro lado, sería interesante realizar un estudio comparativo con un material piezoeléctrico anisotrópico que reduce los modos espurios de

vibración. De esta forma, aunque su densidad de potencia es menor, jugando con la geometría del TP podría conseguirse un volumen menor.

- ***Optimización del método de fijación***

La fijación del TP es un aspecto básico en el diseño del convertidor CC/CC. Se han evaluado varios métodos de sujeción del TP a la placa y se ha propuesto un nuevo método que consiste en un anillo de fijación.

En futuros trabajos se podría seguir desarrollando el tipo de sujeción propuesto en orden a optimizar la evacuación de calor del TP y facilitar sus técnicas de fabricación.

- ***Desarrollo de una aplicación con gobierno subarmónico***

Aunque se ha validado el concepto, no se ha definido una aplicación en la cual resultaría apropiado el uso del gobierno subarmónico frente al gobierno a la frecuencia de resonancia del TP. La selección de una aplicación adecuada y el diseño de una muestra específica permitiría evaluar la aplicabilidad de este nuevo concepto.

- ***Modelado dinámico de la etapa de potencia***

En esta Tesis, no se ha realizado el modelado de la dinámica del convertidor CC/CC basado en TPs. Sería interesante, para realizar un diseño óptimo del lazo de control, obtener la función de transferencia de la etapa de potencia del convertidor.

- ***Desarrollo de una aplicación comercial sin componentes magnéticos***

La comparación de aplicaciones comerciales realizadas con componentes magnéticos ha llevado a la conclusión de que, para obtener un convertidor competitivo basado en TPs es conveniente eliminar los componentes magnéticos de la topología del convertidor.

Aunque se ha realizado un diseño de TP para conseguir este propósito en una de las aplicaciones propuestas (cargador de baterías para teléfonos móviles), no se ha dispuesto de muestras adecuadas para construir un convertidor. El desarrollo de este convertidor permitiría comparar el empleo de TPs frente a los componentes magnéticos.

REFERENCIAS

[1] Alou, P.; Cobos, J.A.; Sanz, M.; Prieto, R.; Uceda, J.; Rivas, M.; Navas, J.; *"Subharmonic driving: a new concept to drive piezoelectric transformers in power converters"* Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), vol. 1, pp. 487 -491, Marzo, 2001.

[2] Baker, E. M., *"Design of Radial Mode Piezoelectric Transformers for Lamp Ballast Applications"*, Master of Science del Instituto Politécnico de Virginia, Estados Unidos, Mayo, 2002.

[3] Ballato, A. *"Modeling Piezoelectric and Piezomagnetic devices and structures via equivalent networks"*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 48, nº 5, pp. 1189 -1240, Septiembre 2001.

[4] Berlincourt, D.A., Curran, D. R. y Jafle, H., *"Piezoelectric and piezomagnetic materials and their function in transducers"*, Physical Acoustics, vol 1, pt. A, capítulo. 3, pp. 169-270, Ed. New York, Academic Press, 1964.

[5] Bishop, R.P., *"Multilayer Piezoelectric Transformer"*, US Patent Nº 5,834,882, Noviembre 1998.

[6] Bove, T., Wolny, W., Ringgaard, E., Brebol, K., *"New Type of Piezoelectric Transformer with very high power density"* Proceedings of the 12th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics (ISAF)., vol 1, pp. 321 -324, 2000.

[7] Bronstein, S., Ben-Yaakov, S. *"Design Considerations for achieving ZVS in a Half-Bridge Inverter that drives a Piezoelectric Transformer with no series inductor"*, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp. 409-414, Junio 2002.

[8] Cady, W. G. *"Piezoelectricity"*. McGraw-Hill, 1946.

[9] Chung, J. H., Lee, S. M., Lee, M. M. O., Moon, Y. H. *"High Power 30W and high efficiency 80% Piezoelectric Transformers for EB"*. The First IEEE Asia Pacific Conference on ASIC, (AP-ASIC), pp.: 131 -134, 23-25, Agosto, 1999.

[10] Flynn, A. M., Sanders, S.R. *"Fundamental Limits on Energy Transfer Circuit Considerations for Piezoelectric Transformers"*, IEEE Power Specialist Electronics Conference (Pesc), pp 1463-1471, 1998.

[11] Gonnard, P., Perrin, V., Briot, R., Guyomar, D., Albareda, A. *"Characterization of the Piezoelectric Ceramic Mechanical Nonlinear Behavior"*, Proceedings of IEEE ISAF'98, 1998.

[12] Gue, W. J, Liu, R., *"A study of Volume and Weight versus frecuency for High-Frequency Transformers"*, IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC) pp. 1123-1129, Junio, 1993.

[13] Hamamura, S.; Kurose, D.; Ninomiya, T.; Yamamoto, M. *"Piezoelectric transformer AC-DC converter over a worldwide range of input voltage by combined PWM and PFM control"* IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 1., pp. 416 -421, Junio, 2001.

[14] Hanisch, T.; Kartashev, I.; Guldner, H.; Lehnert, K.; "*Nonpermanent excitation of piezoelectric transformers*" VIII IEEE International Power Electronics Congress (CIEP), pp. 239 -244, 20-24 Octubre, 2002.

[15] Hemsel, T., Littmann, W, Wallascheck, J., "*Piezoelectric Transformers-State of the art and development trends*" IEEE Ultrasonics Symposium pp. 645-648, 2002.

[16] Hu, J., Fuda, Y., Katsuno, M., Yoshida, T. "*A study on the rectangular-bar-shaped multilayer piezoelectric transformer using length extensional vibration transformer*" Japanese Journal of applied Physics, vol. 38, parte 1, No. 5B, pp 3208-3212, Mayo, 1999.

[17] Hu, J. "*Analyses of the temperature field in a bar-shaped piezoelectric transformer operating in longitudinal vibration mode*", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 50, Issue: 6, pp. 594 -600, Junio, 2003.

[18] Hwang, L.H.; Yoo, J.H.; Kim, J.R.; Jang, E.S.; Lee, C.S.; Cho, M.T.; Kim, J.S., *"A study on the T5 fluorescent lamp ballast used contour vibration mode piezoelectric transformer using a one-chip microcontroller",* Proceedings of the 13th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics (ISAF), pp. 287 –290, 28 Mayo - 1 Junio, 2002.

[19] Ikeda, T., "*Fundamentals of piezoelectricity*", Oxford Science Publications, 1990.

[20] Inoue, T., Ohnishi, O., Ohde, N. "*Thickness mode vibration Piezoelectric Transformer*" US Patent Nº 5,118,982, Junio 1992.

[21] Ivensky, G., Bronstein, S., Ben-Yaakov, S "*Analisys and Design of a Piezoelectric Transformer AC/DC converter in a Low Voltage Application*", IEEE Power Specialist Electronics Conference (Pesc´02), vol. 2 , pp. 409 -414, 23-27 Junio, 2002.

[22] Ivensky, G., Zafrany, I., Ben-Yaakov, S. "*Generic Operational Characteristics of Piezoelectric Transformers*", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, nº 6, pp. 1049-1057, Noviembre, 2002.

[23] Ivensky, G., Bronstein, S., Ben-Yaakov, S., "*A comparison of AC/DC Piezoelectric Transformer converters with Current Doubler and Voltage Doubler Rectifiers*", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp. 365-270, Junio 2003.

[24] Iula, A., Lamberti, N., Pappalardo, M. "*An Approximated 3-D Model of cylinder-shaped Piezoceramic Elements for transducer design*", IEEE Transactions on ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol 45, nº4, Julio 1998.

[25] Jiménez, B., "*Materiales piezoeléctricos: formas de presentación, ventajas y desventajas en las aplicaciones*" Boletín de la Sociedad de Cerámica y Vidrio, vol. 34, pp. 272-276, 1995.

[26] Joo, H-W; Lee, C-H, Jung, H-K "*Analysis of piezoelectric transformer by using finite element method and equivalent-circuit considering load variation*" IEEE Ultrasonics Symposium, vol: 1, pp:459 – 462, Octubre, 2001.

[27] Joo, H. W.; Lee, C. H.; Rho, J. S.; Jung, H. K.; *"Identification of material constants for piezoelectric transformers by three-dimensional, finite-element method and a design-sensitivity method"* IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, , vol. 50 Issue: 8 , pp. 965 -971, Agosto, 2003.

[28] Kakehashi, H.; Hidaka, T.; Ninomiya, T.; Shoyama, M.; Ogasawara, H.; Ohta, Y. *"Electronic Ballast using Piezoelectric Transformers for Fluorescent Lamps*", IEEE Power Electronics Specialists Conference, (PESC), vol.1, pp. 29 -35, 1998.

[29] Kanayama, K. "*Thermal Analysis of Piezoelectric Transformer*", IEEE Ultrasonics symposium, pp 901-904, 1998.

[30] Leach, W. M. *"Controlled-Source Analogous Circuits and SPICE Models for piezoelectric transducers"*, IEEE Transactions on ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol 41, nº 1, pp. 60-66, Enero, 1994.

[31] Lee, J.S.; Lee, Y.H.; Chai, H.I.; Yoon, M.S.; Lim, K.J. *"The characteristics of New Piezoelectric Ballast for Fluorescent T8 Lamp"* IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Proceedings. (ISIE 2001), vol.2, Páginas: 947 -951.

[32] Lin, C. Y., *"Design and analysis of piezoelectric transformer converters"*, Tesis del Instituto Politécnico de Virginia, Estados Unidos, 1997.

[33] Lin, R. L., Lee, F. C., Baker, E. M., Chen, D.Y., *"Inductor-less piezoelectric transformer electronic ballast for linear fluorescent lamp"* IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, (APEC) vol.2, pp.: 664 -669. 2001.

[34] Lin, R. L.*"Piezoelectric Transformer Characterization and Application of Electronic Ballast"* Instituto Politécnico de Virginia, Noviembre, 2001.

[35] Mancic, D., Radmanovic, M. *"Piezoceramic ring loaded on each face: a three-dimensional approach"*, Electronic Journal, Technical acoustics 2, pp. 1.1-1.7, Febrero, 2002.

[36] Navas, J., Bove, T., Cobos, J.A., Nuño, F., Brebol, K., *"Miniaturised Battery Charger Using Piezoelectric Transformers"*, IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), vol 1, pp. 492 -496, 2001.

[37] Ninomiya, T.; Shoyama, M.; Zaitsu, T.; Inoue, T.; *"Zero-voltage-switching techniques and their application to high-frequency converter with piezoelectric transformer"* Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994 (IECON), vol. 3, 5-9, pp. 1665 -1669, Septiembre,1994.

[38] Ohnishi, O.; Kishie, H.; Iwamoto, A.; Sasaki, Y.; Zaitsu, T.; Inoue, T.; *"Piezoelectric ceramic transformer operating in thickness extensional vibration mode for power supply"* IEEE Ultrasonics Symposium, vol. 1, pp. 483-488, Octubre 1992.

[39] Oliver, J.A.; Prieto, R.; Sanz, M.; Cobos, J.A.; Uceda, J., *"1D modeling of multi-layer piezoelectric transformers"* IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 4 , pp. 2097 -2102, Junio, 2001.

[40] Prieto, R.; Sanz, M.; Cobos, J.A.; Alou, P.; Garcia, O.; Uceda, J., *"Design considerations of multi-layer piezoelectric transformers"* Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), vol. 2, pp. 1258 -1263, Marzo, 2001.

[41] Prieto, M.J., Díaz, J., Martín, J.A., Nuño, F., *"A very simple DC/DC converter using Piezoelectric transformer"*, IEEE Apply Power Electronic Conference (APEC), pp 1755-1760, 2001.

[42] Püttmer, A., Hauptmann, P., Lucklum, R., Krause, O., Henning, B. *"Spice Model for Lossy Piezoceramic Transducer"* IEEE Transactions on Ultrasonic, Ferroelectric and Frequency Control, vol. 44, nº 1, pp.60-66, Enero, 1994.

[43] Redwood, M. *"Transient Performance of a Piezoelectric Transducer"*, Journal of Acoustical Society of America, vol. 33, nº 4, pp. 527-536, 1961.

[44] Rosen, C. A., *"Ceramic Transformers and Filters"*, Proceedings of Electronic Computer Symposium, pp. 205-211, 1956.

[45] Sánchez, A. M., Sanz, M., Oliver, J.A.,Prieto, R., Cobos, J.A., Uceda, J., *"Aplicación de los métodos numéricos al diseño de un Transformador Piezoeléctrico"*, V Congreso de Métodos Numéricos en Ingeniería, Madrid, Junio 2002.

[46] Sánchez, A.M.; Sanz, M.; Prieto, R.; Oliver, J.A.; Cobos, J.A., *"Mixed analytical and numerical design method for piezoelectric transformers"* IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist (PESC), vol. 2 , pp. 841 -846, Junio, 2003.

[47] Sanz, M.; Alou, P.; Prieto, R.; Cobos, J.A.; Uceda, J., *"Comparison of different alternatives to drive piezoelectric transformers"* Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), vol. 1, pp. 358 -364, Marzo, 2002.

[48] Sanz, M.; Alou, P.; Oliver, J.A.; Prieto, R.; Cobos, J.A.; Uceda, J.; *"Interleaving of electrodes in piezoelectric transformers"* IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC) vol. 2, pp. 567 -572, Junio, 2002.

[49] Sanz, M.; Alou, P.; Soto, A.; Prieto, R.; Cobos, J.A.; Uceda, J.; *"Magnetic-less converter based on piezoelectric transformers for step-down DC/DC and low power application"* Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), vol. 2 , pp. 615 -621, Febrero, 2003.

[50] Sasaki, Y., Yamamoto, M., Ochi, A., Inoue, T., Takakashi, S., *"Small Multilayer Piezoelectric Transformers with High Power Density-Characteristics of Second and Third Mode Rosen Type Transformers"* Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 38, pp. 5598-5602, 1999.

[51] Smidt, P.J.M.; Duarte, J.L. *"Powering Neon lamps through Piezoelectric Transformers"*. Power Electronics Specialists Conference, (PESC), vol.1, pp.: 310 -315, 1996.

[52] Steigerwald, R.L., *"A comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies"* IEEE Transactions on power electronics, vol. 3, nº 2, Abril, 1988.

[53] Sung-Jin Choi; Kyu-Chan Lee; Cho, B. *"Design of Fluorescent Lamp Ballast with PFC using a Power Piezoelectric Transformer"*. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, (APEC) vol.2, pp.: 1135 -1139, 1998.

[54] Tsuchiya, T., Kagawa, Y., Wakatsuki, N., Okamura, H., *"Finite Element Simulation of Piezoelectric Transformers"*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 48, nº 4, pp. 872 -878, Julio, 2001.

[55] Uchino, K. , Hirose, S., *"Loss Mechanisms in Piezoelectrics: How to measure different losses separately"*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectric and Frequency Control, vol. 48, nº 1, pp. 307-321, Enero 2001.

[56] Vasic, D.; Costa, F.; Sarraute, E.; *"A new method to design piezoelectric transformer used in MOSFET and IGBT gate drive circuits"* IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist (PESC)., vol. 1 , pp. 307 -312 June 15-19, 2003.

[57] Wells, E., *"Comparing magnetic and piezoelectric transformer approaches in CCFL applications."* Analog Applications Journal (www.ti.com/sc/analogapps).

[58] Wojcik, G.L., Vaughan, D.K. D.K., Abboud, N., Mould, J. Jr., *"Electromechanical modeling using explicit time-domain finite elements"* IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 1107 -1112 , 1993.

[59] www.cedrat.com / software / atila / atila.htm.

[60] www.noliac.com

[61] www.transoner.com

[62] www.toko.co.jp

[63] Yamamoto, M., Sasaki, Y., Ochi, A., Inoue, T., Hamamura, S., *"Step-Down Piezoelectric Transformer for AC-DC Converters"* Japanese Journal of applied Physics, vol 40, parte 1, No. 5B, pp 3637-3642, Mayo, 2001.

[64] Yamamoto, M., Sasaki, Y., Y., Inoue, T., Ochi, A., Hamamura, S., *"Piezoelectric transformer for 30W output AC-DC converters"* Applications of Ferroelectrics, 2002. ISAF 2002. Proceedings of the 13th IEEE International Symposium, pp. 347 –350, Mayo 28 - Junio 1, 2002.

[65] Yamane, T., Hamamura, S., Zaitsu, T., Ninomiya, T., Shoyama, M., Fuda, Y., *"Efficiency improvement of piezoelectric-transformer DC-DC Converter"*, IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC), pp. 1255-1261, 1998.

[66] Yoo, J.-H.; Lee, Y.-W.; Hwang, S.-M.; Yoon, H.-S.; Jeong, H.-S.; Kim, J.-S.; Yoo, C.-S.; *"Piezoelectric properties of PNW-PMN-PZT ceramics for high power piezoelectric transformer"* Proceedings of the 2000 12th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics, 2000 (ISAF), vol. 1 , pp.: 495 -498, 21 July-2, Agosto, 2000.

[67] Yoo, J-H, Hwang, S-M, Min, S-K., Yoon, K-H, Suh, S-J, Kim, J-S., *"High power piezoelectric transformer for driving a 28 W Fluorescent Lamp"*. Proceedings of the IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics, (ISAF), vol. 2, pp. 709 -712, 2001.

[68] Zaitsu, T., Inoue, T., Ohnishi, O., Iwamoto, A., *"2 MHz power converter with piezoelectric ceramic transformer"*, IEE Intelec Proceedings, pp 430-437, 1992.

[69] Zaitsu, T., Shigehisa, T., Shoyama, M., Ninomiya, T, *"Piezoelectric Transformer Converter with Frequency Control*", INTELEC´95, pp. 175-180, Octubre, 1995.

[70] Zaitsu, T., Shigehisa, T., Shoyama, M., Ninomiya, T., *"Piezoelectric Transformer Converter with PWM control"*, IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC), pp. 279-283, 1996.

[71] Zaitsu, T., Fuda, Y., Okabe, Y., Ninomiya, T., Hamamura, S., *"New Piezoelectric Transformer Converter for AC-DC adapter"*, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition Proceedings, (APEC), vol. 2, pp. 568-572, 1997.

[72] Zaitsu, T.: *"Power Conversion using piezoelectric transformer"*, Tesis de la Universidad de Kyushu, Fukuoka, Japón, 1997.

[73] Zelenka, J. "Piezoelectric resonators and their applications". Ed. Elsevier, 1986.

ANEXOS

I. DESCRIPCIÓN DE LOS DISEÑOS DE TRANSFORMADORES PIEZOELÉCTRICOS UTILIZADOS

II. DEFINICIÓN DE LA MATRIZ DE LA HERRAMIENTA DE ELEMENTOS FINITOS

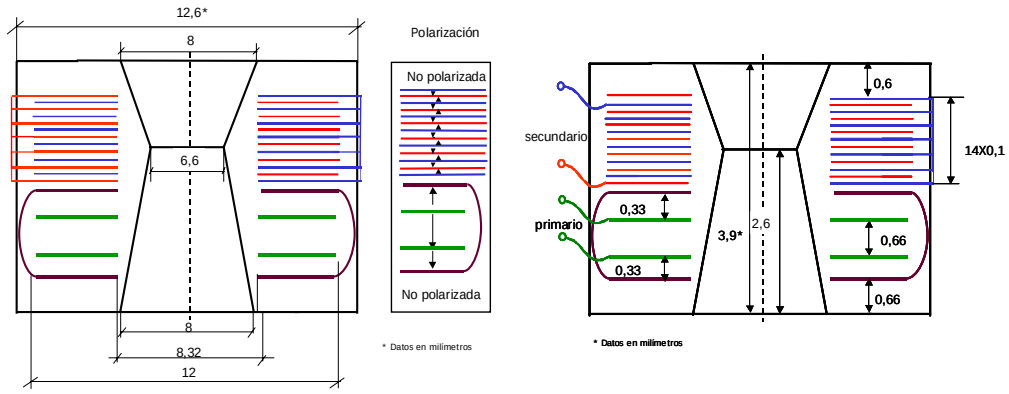
Anexo I

I. Descripción de los diseños de Transformadores Piezoeléctricos utilizados

A lo largo de esta Tesis doctoral se va a hacer uso de varios diseños, cuyas características se describen a continuación. La descripción de los diseños, que se proporciona en este anexo, se refiere solamente a las dimensiones geométricas, disposición de capas y polarización eléctrica de las mismas.

Todos los diseños considerados en esta Tesis doctoral presentan unas características geométricas comunes. Todas poseen la misma forma geométrica externa, un anillo y el mismo espesor, 4 mm. Los diseños son estructuras multicapa, es decir, están formados por varias capas en primario o en secundario. El modo de vibración en todos ellos se produce a lo largo del espesor del dispositivo. Además, el material empleado es el mismo, Pz26.

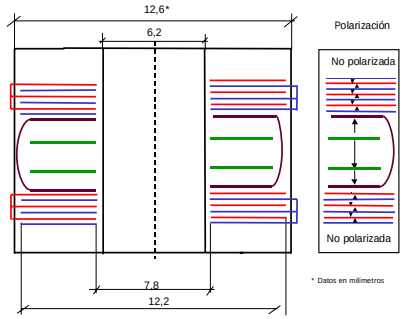
- ***DISEÑO A***



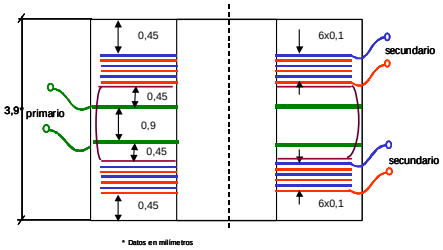
a. Vista frontal

b. Vista lateral

➢ DISEÑO B



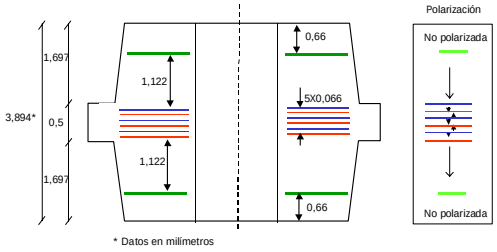
a. Vista frontal



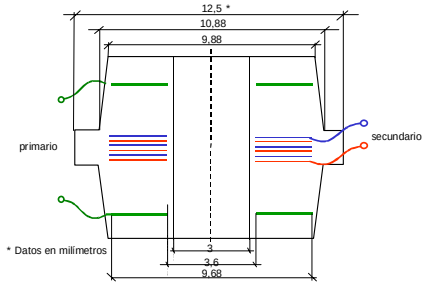
b. Vista lateral

➢ DISEÑO C

- **Previo**

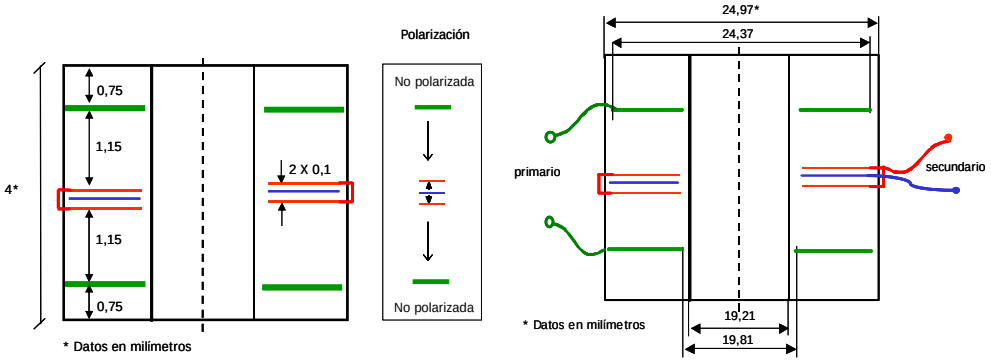


a. Vista frontal.



b. Vista lateral

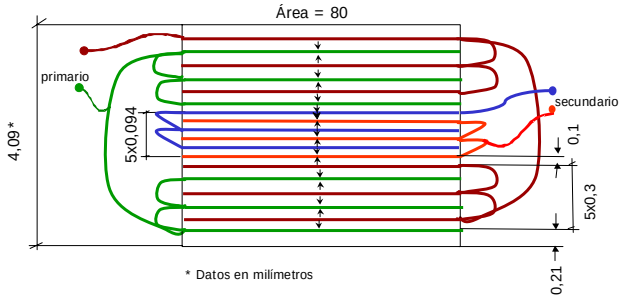
- **Final**



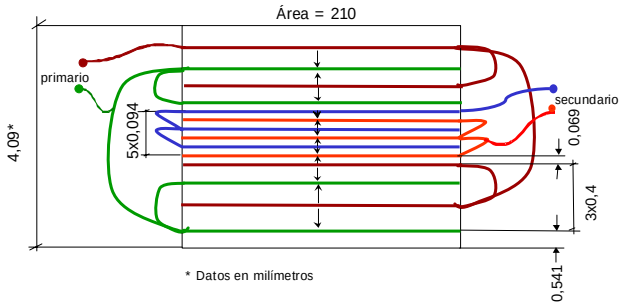
a. Vista frontal. *b. Vista lateral*

Los diseños que se muestran a continuación han sido realizados sólo en cuanto a las dimensiones y distribución de electrodos a lo largo de la dirección principal de vibración.

➢ ***DISEÑO D***



➢ ***DISEÑO E***



Anexo II

II. Definición de la matriz de la herramienta de elementos finitos

La matriz de propiedades para un material piezoeléctrico con pérdidas posee la estructura que se muestra en la tabla 1. La matriz está formada por las distintas propiedades físicas que definen las ecuaciones de la piezoelectricidad. Estas propiedades son: ρ, densidad del material, s, la compliancia elástica, d que es el coeficiente de carga piezoeléctrico y ε que es la permitividad dieléctrica.

Las características del material dependen de la dirección del campo aplicado, del desplazamiento eléctrico, de la tensión y elongación mecánica. Por lo tanto, las propiedades del material están afectadas de superíndices e subíndices que indican esta información.

Las pérdidas del material se introducen mediante la consideración de coeficientes complejos de la característica del material. Para el cálculo de las pérdidas de tipo mecánico el fabricante proporciona el factor de calidad mecánico (Q_m):

$$\frac{1}{Q_m} = -\frac{s_{ij}^{E''}}{s_{ij}^{E'}}$$

Para el cálculo de las pérdidas dieléctricas se dispone de la tangente de pérdidas dieléctricas a 1 kHz de frecuencia.

$$\tan\delta = -\frac{\varepsilon_{ij}^{S''}}{\varepsilon_{ij}^{S'}}$$

No se han evaluado las pérdidas piezoeléctricas porque no se dispone de datos por parte del fabricante.

Teniendo en cuenta el sistema cristalográfico del material empleado la matriz anterior se puede simplificar. Así, la matriz del material presenta un aspecto final como se muestra en la tabla 2.

TABLA 1. MATRIZ DE PROPIEDADES DEL MATERIAL EN LA HEF.

0	0	ρ	0	0	0
$s_{11}^{E'}$	$s_{12}^{E'}$	$s_{13}^{E'}$	$s_{14}^{E'}$	$s_{15}^{E'}$	$s_{16}^{E'}$
$s_{21}^{E'}$	$s_{22}^{E'}$	$s_{23}^{E'}$	$s_{24}^{E'}$	$s_{25}^{E'}$	$s_{26}^{E'}$
$s_{31}^{E'}$	$s_{32}^{E'}$	$s_{33}^{E'}$	$s_{34}^{E'}$	$s_{35}^{E'}$	$s_{36}^{E'}$
$s_{41}^{E'}$	$s_{42}^{E'}$	$s_{43}^{E'}$	$s_{44}^{E'}$	$s_{45}^{E'}$	$s_{46}^{E'}$
$s_{51}^{E'}$	$s_{52}^{E'}$	$s_{53}^{E'}$	$s_{54}^{E'}$	$s_{55}^{E'}$	$s_{56}^{E'}$
$s_{61}^{E'}$	$s_{62}^{E'}$	$s_{63}^{E'}$	$s_{64}^{E'}$	$s_{65}^{E'}$	$s_{66}^{E'}$
$d_{11}^{'}$	$d_{12}^{'}$	$d_{13}^{'}$	$d_{14}^{'}$	$d_{15}^{'}$	$d_{16}^{'}$
$d_{21}^{'}$	$d_{22}^{'}$	$d_{23}^{'}$	$d_{24}^{'}$	$d_{25}^{'}$	$d_{26}^{'}$
$d_{31}^{'}$	$d_{32}^{'}$	$d_{33}^{'}$	$d_{34}^{'}$	$d_{35}^{'}$	$d_{36}^{'}$
$\varepsilon_{11}^{S'}$	$\varepsilon_{12}^{S'}$	$\varepsilon_{13}^{S'}$	0	0	0
$\varepsilon_{21}^{S'}$	$\varepsilon_{22}^{S'}$	$\varepsilon_{23}^{S'}$	0	0	0
$\varepsilon_{31}^{S'}$	$\varepsilon_{32}^{S'}$	$\varepsilon_{33}^{S'}$	0	0	0
$s_{11}^{E''}$	$s_{12}^{E''}$	$s_{13}^{E''}$	$s_{14}^{E''}$	$s_{15}^{E''}$	$s_{16}^{E''}$
$s_{21}^{E''}$	$s_{22}^{E''}$	$s_{23}^{E''}$	$s_{24}^{E''}$	$s_{25}^{E''}$	$s_{26}^{E''}$
$s_{31}^{E''}$	$s_{32}^{E''}$	$s_{33}^{E''}$	$s_{34}^{E''}$	$s_{35}^{E''}$	$s_{36}^{E''}$
$s_{41}^{E''}$	$s_{42}^{E''}$	$s_{43}^{E''}$	$s_{44}^{E''}$	$s_{45}^{E''}$	$s_{46}^{E''}$
$s_{51}^{E''}$	$s_{52}^{E'}$	$s_{53}^{E''}$	$s_{54}^{E''}$	$s_{55}^{E''}$	$s_{56}^{E''}$
$s_{61}^{E''}$	$s_{62}^{E''}$	$s_{63}^{E''}$	$s_{64}^{E''}$	$s_{65}^{E''}$	$s_{66}^{E''}$
$d_{11}^{''}$	$d_{12}^{''}$	$d_{13}^{''}$	$d_{14}^{''}$	$d_{15}^{''}$	$d_{16}^{''}$
$d_{21}^{''}$	$d_{22}^{''}$	$d_{23}^{''}$	$d_{24}^{''}$	$d_{25}^{''}$	$d_{26}^{''}$
$d_{31}^{''}$	$d_{32}^{''}$	$d_{33}^{''}$	$d_{34}^{''}$	$d_{35}^{''}$	$d_{36}^{''}$
$\varepsilon_{11}^{S''}$	$\varepsilon_{12}^{S''}$	$\varepsilon_{13}^{S''}$	0	0	0
$\varepsilon_{21}^{S''}$	$\varepsilon_{22}^{S''}$	$\varepsilon_{23}^{S''}$	0	0	0
$\varepsilon_{31}^{S''}$	$\varepsilon_{32}^{S''}$	$\varepsilon_{33}^{S''}$	0	0	0

TABLA 2. MATRIZ DE PROPIEDADES PARA UN MATERIAL PZT.

0	0	ρ	0	0	0
$s_{11}^{E'}$	$s_{12}^{E'}$	$s_{13}^{E'}$	0	0	0
$s_{12}^{E'}$	$s_{11}^{E'}$	$s_{13}^{E'}$	0	0	0
$s_{13}^{E'}$	$s_{13}^{E'}$	$s_{33}^{E'}$	0	0	0
0	0	0	$s_{44}^{E'}$	0	0
0	0	0	0	$s_{44}^{E'}$	0
0	0	0	0	0	$2\cdot(s_{11}^{E'}-s_{12}^{E'})$
0	0	0	0	$d_{15}^{'}$	0
0	0	0	$d_{15}^{'}$	0	0
$d_{31}^{'}$	$d_{31}^{'}$	$d_{33}^{'}$	0	0	0
$\varepsilon_{11}^{S'}$	0	0	0	0	0
0	$\varepsilon_{11}^{S'}$	0	0	0	0
0	0	$\varepsilon_{33}^{S'}$	0	0	0
$s_{11}^{E''}$	$s_{12}^{E''}$	$s_{13}^{E''}$	0	0	0
$s_{12}^{E''}$	$s_{11}^{E''}$	$s_{13}^{E''}$	0	0	0
$s_{13}^{E''}$	$s_{13}^{E''}$	$s_{33}^{E''}$	0	0	0
0	0	0	$s_{44}^{E''}$	0	0
0	0	0	0	$s_{44}^{E''}$	0
0	0	0	0	0	$2\cdot(s_{11}^{E''}-s_{12}^{E''})$
0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0
$\varepsilon_{11}^{S''}$	0	0	0	0	0
0	$\varepsilon_{11}^{S''}$	0	0	0	0
0	0	$\varepsilon_{33}^{S''}$	0	0	0

En la tabla 3, se recogen las propiedades proporcionadas por el fabricante necesarias para la obtención de la matriz.

TABLA 3. PROPIEDADES DEL MATERIAL PZ26 PROPORCIONADAS POR EL CATÁLOGO DEL FABRICANTE

Características	Símbolo	Valor
Constante *dieléctrica* relativa (1 kHz)	K_{11}^T	1190
Constante *dieléctrica* relativa (1 kHz)	K_{33}^T	1330
Factor de disipación *dieléctrica* (1 kHz)	$\tan\delta$	$3 \cdot 10^{-3}$
Coeficiente de acoplamiento *electromecánico*	k_{33}	0,68
Coeficiente *piezoeléctrico* de carga	$-d_{31}$	$128 \cdot 10^{-12}$ C / N
Coeficiente *piezoeléctrico* de carga	d_{33}	$328 \cdot 10^{-12}$ C / N
Coeficiente *piezoeléctrico* de carga	d_{15}	$327 \cdot 10^{-12}$ C / N
compliancia *elástica*	s_{11}^E	$13 \cdot 10^{-12}$ m²/ N
compliancia *elástica*	$-s_{12}^E$	$4{,}35 \cdot 10^{-12}$ m²/ N
compliancia *elástica*	$-s_{13}^E$	$7{,}05 \cdot 10^{-12}$ m²/ N
compliancia *elástica*	s_{33}^E	$19{,}6 \cdot 10^{-12}$ m²/ N
compliancia *elástica*	s_{44}^E	$33{,}2 \cdot 10^{-12}$ m²/ N
Factor de calidad mecánico	Q_m	>1000
Densidad	ρ	7700 kg / m³