

Proyecto Fin de Carrera

Elección de la frecuencia óptima de diseño para un sistema de calentamiento por inducción doméstico

Autor:

Máximo Pérez García

Director y ponente:

Diego Puyal Puente y Sergio Llorente Gil

**Escuela de Ingeniería y Arquitectura
2013**

Agradecimientos

Aprovecho este espacio para expresar mi gratitud a las personas que han colaborado en este proyecto, las que me han acompañado durante su consecución y las que en mayor o menor medida han hecho de mi estancia en el centro de competencia de inducción una muy agradable experiencia.

Primero a mi director, Diego Puyal, por su esfuerzo, comprensión e impecable trato, por todos los conocimientos que me ha transmitido y su gran predisposición a la enseñanza, excelente profesional y mejor persona.

A todos los compañeros que han colaborado en el proyecto por prestarme su ayuda y compartir sus conocimientos, entre ellos Oscar Gracia, Pablo Hernández, Cristina Díez, David Valeau, Chema de la Cuerda, Sergio Llorente, Alberto Jimeno, Carlos Calvo, Fernando Gutiérrez y demás compañeros involucrados en el proyecto.

Y por último pero no menos importante a todos los compañeros con los que he compartido tiempo, experiencias, puesto de trabajo y muy buenos momentos, entre ellos Oscar Pallares, David Cros, Alberto Pérez, David Paesa, Alberto Ballester, Daniel Moros, Pablo Martínez, Manolo Almolda, Myriam Blanco, y todos los becarios que han pasado por el centro.

A todos ellos, y a los que se me ha olvidado mencionar, gracias.

Índice

1. Justificación y antecedentes	1
1.1. Motivación y necesidad del proyecto	1
1.2. Objetivos del proyecto	1
1.3. Planificación del proyecto	2
2. Introducción	3
2.1. Calentamiento por inducción	3
2.2. Estado de la técnica	4
2.3. Modelo eléctrico equivalente	6
3. Análisis de la influencia de la frecuencia de resonancia en las etapas de potencia	7
4. Análisis de criterios para la selección de frecuencia	10
4.1. Escenarios de diseño planteados	11
4.2. Análisis de resultados (potencia, eficiencia y pérdidas)	13
4.2.1. Consideraciones técnicas y limitaciones prácticas	13
4.2.2. Análisis de resultados del escenario 1	15
4.2.3. Análisis de resultados del escenario 2	16
4.2.4. Análisis de resultados del escenario 3	18
4.3. Resumen	20
4.4. IGBT's en simulación	21
4.5. Efectos de la cuantización del condensador de resonancia	23
5. Resultados experimentales	25
5.1. Aplicaciones de control y monitorización	25
5.2. Ensayos térmicos sin envolvente y <i>setup</i> experimental	27
5.2.1. Inductores empleados	27
5.2.2. Características específicas del ensayo	28
5.2.3. Comparativa a distintas frecuencias de resonancia	29
5.2.4. Comparativa entre IGBT's	30
5.2.5. Comparación con diferentes separaciones inductor-recipiente	32
5.3. Ensayo de trabajo en condiciones realistas y <i>setup</i> experimental	33
5.3.1. Inductores empleados	34
5.3.2. Comparativa entre recipientes, modos de ventilación e inductores	35
5.4. Ensayos de EMC	37
6. Conclusiones	40
7. Futuras mejoras y líneas de investigación	42
Bibliografía	43

ANEXOS

A1. ZVS y pérdidas

Inversor resonante serie y operación ZVS	A1.1
Modelado de las pérdidas en los semiconductores	A1.2
Eficiencia electrónica	A1.4

A2. Código del programa de simulaciones

Funciones empleadas para la simulación	A2.1
Main (SC_123)	A2.1
Busca_C2	A2.7
Modelo_carga_1	A2.8
Busca_C22_acc	A2.9
Calcula	A2.11
Interpola	A2.12
Buscaf_P	A2.14

A3. Resultados de las simulaciones

Curvas de potencia eficiencia y pérdidas	A3.1
Análisis de resultados del escenario 1	A3.1
Análisis de resultados del escenario 2	A3.5
Análisis de resultados del escenario 3	A3.9
Comparativa entre escenarios de diseño	A3.12
Comparativa de IGBT's en el escenario escogido	A3.13

A4. Ensayos térmicos sin envolvente

Comparativas en ensayos térmicos sin envoltentes	A4.1
IGBT 1 con carga <i>Zenith</i> resonante a 20 kHz y 30 kHz	A4.1
IGBT 2 con carga <i>Zenith</i> resonante a 20 kHz y 30 kHz	A4.2
Carga <i>Zenith</i> resonante a 20 kHz con IGBT 1 e IGBT 2	A4.3
Carga <i>Zenith</i> resonante a 30 kHz con IGBT 1 e IGBT 2	A4.4
Carga <i>Silit</i> resonante a 30 kHz con IGBT 2 y tres <i>gap</i>	A4.5

A5. Ensayos térmicos con envolvente

Comparativas en ensayos térmicos con envolvente	A5.1
Comparativa respecto al modo de regulación de potencia	A5.1
Influencia de los modos de ventilación forzada	A5.2
Comparativa entre inductores con diferente resonancia	A5.3

A6. Código del programa de muestreo y almacenamiento de variables

Código para el muestreo continuo: temperatura y potencia	A6.1
--	------

A7. Instrumental

Instrumentación empleada	A7.1
--------------------------	------

Acrónimos:

IH	plataforma de inducción del segmento medio del mercado.
MPX	plataforma de inducción de bajo coste.
EMC	siglas de <i>ElectroMagnetic Compatibility</i> .
PFC	siglas de <i>Power Factor Correction</i> .
ZVS	siglas de <i>Zero Voltage Switching</i> .
ZCS	siglas de <i>Zero Current Switching</i> .
IGBT	siglas de <i>Isolated Gate Bipolar Transistor</i> .
rms	siglas de <i>root mean square</i> (valor eficaz).
<i>gap</i>	separación entre inductor y recipiente.
FP	siglas de factor de potencia.
PCB	siglas de <i>Printed Circuit Board</i> (placa de circuito impreso).
SW	<i>switch</i> (interruptor, refiriéndose a ambos IGBT en el inversor).
PULS	abreviatura de potencia <i>pulsada</i> o <i>instantánea</i> .
BOOST	abreviatura de potencia <i>booster</i> .
NOM	abreviatura de potencia <i>nominal</i> .
Zen.	abreviatura referente al recipiente tipo <i>Zenith</i> .
Sil.	abreviatura referente al recipiente tipo <i>Silit</i> .
Hack.	abreviatura referente al recipiente tipo <i>Hackman</i> .

Resumen

Este proyecto se enmarca dentro de las tareas de pre-desarrollo de la nueva generación de productos denominada IH6.2, cuyas conclusiones condicionan prácticamente todo el diseño posterior, tanto de la electrónica como de los inductores. Se pretende analizar las ventajas e inconvenientes competitivos o de coste de un cambio de paradigma en lo relativo a la frecuencia de trabajo, concretamente en el rango frecuencial de 20 kHz a 30 kHz, cuyos resultados afectan a los productos del segmento medio (IH) y bajo (MPX).

Se han realizado simulaciones de la topología electrónica con diferentes modelos numéricos de cargas y varios modelos de interruptores de potencia (IGBT's), bajo el marco de tres posibles escenarios de diseño, para evaluar los resultados de eficiencia electrónica a las nuevas frecuencias de conmutación y también preseleccionar IGBT, incluyendo la posibilidad de compatibilizar inductores entre ambas plataformas.

Para completar el estudio se ha sometido a la electrónica de ambas plataformas, a dos tipos de ensayos de uso, con el objetivo de evaluar las prestaciones de la encimera y poder observar en qué medida cambian las condiciones de trabajo de diferentes partes de ésta, como son el filtro de red, el puente de diodos y los propios IGBT's.

1. Justificación y antecedentes

La tecnología electrónica aplicada al calentamiento por inducción doméstico ha evolucionado desde sus orígenes en los años 70 hasta la actualidad, alcanzando cierto grado de madurez. Aunque la mayoría de las encimeras comercializadas actualmente comparten la misma topología electrónica inversora (el semipunto resonante serie), existen multitud de dispositivos electrónicos con los que poder conformarla.

Este proyecto se desarrolla dentro del marco de colaboración existente entre el Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones de la Universidad de Zaragoza y la empresa BSH Electrodomésticos España (Bosch and Siemens Home Appliances Group). Actualmente, fruto de dicha colaboración se han realizado más de 50 proyectos fin de carrera, 10 tesis doctorales y numerosas patentes.

1.1. Motivación y necesidad del proyecto

Partiendo de trabajos previos surgidos de dicha colaboración, este proyecto tiene el propósito de colaborar en las tareas de pre desarrollo de la nueva generación de productos, denominada IH6.2 y cuyas conclusiones condicionan prácticamente todo el diseño posterior tanto de la electrónica como de los inductores. Se pretende analizar las ventajas e inconvenientes de un cambio de paradigma en lo relativo a la frecuencia de trabajo, cuyos resultados afectarán a los productos de segmento medio (IH) y a la plataforma de bajo coste, a la que nos referiremos en adelante como Multiplex o MPX.

Más allá del diseño electrónico, es evidente que multitud de elementos que influyen notablemente en la eficiencia de la encimera, como es el caso de las ferritas que incluye el inductor, la multitud de recipientes que pueden emplearse, o la separación entre inductor y recipiente por ejemplo. Se reparará en este último caso debido al interés existente en disminuir la temperatura del inductor aumentando la separación inductor recipiente, y además poder observar en qué medida cambian las condiciones de trabajo para la electrónica.

1.2. Objetivos y alcance del proyecto

Será principalmente analizar las ventajas competitivas o de coste por trabajar a frecuencias por debajo de las empleadas en las plataformas actuales, más concretamente 20 kHz respecto a 30 kHz. Para ello se medirá la eficiencia de la encimera actual y tratar de mejorarla mediante diversos prototipos, definiendo varias figuras de mérito tales como las pérdidas eléctricas del inversor, la eficiencia global, el rendimiento electrónico y las prestaciones de la encimera en condiciones reales de funcionamiento de la etapa.

Entre esas ventajas competitivas está el tener más variedad de dispositivos disponibles en el mercado y facilitar su adecuación a la aplicación, simplificando los procesos de selección, homologación, etc.

Como objetivo secundario se evaluará desde el punto de vista del inductor la posibilidad de compatibilidad ente plataformas con menores restricciones en la elección de la frecuencia de trabajo (por debajo de los 30 kHz), en concreto los inductores de 145 mm y de 180 mm, para reducir costes, planteándose en torno a tres posibles escenarios de diseño.

También se desea cuantificar la incidencia del incremento de la separación inductor-recipiente en la eficiencia electrónica y en las prestaciones del producto, realizándose ensayos de uso comparativos.

1.3 Etapas del proyecto

Las etapas de las que consta el proyecto son:

- Simulación de la etapa electrónica para la elección del número de espiras óptimo para los inductores mencionados atendiendo a diferentes criterios.
- Realización de ensayos de funcionamiento para la evaluación de las prestaciones y eficiencia de la etapa con diferentes inductores y varios IGBT.
- Realización de ensayos de funcionamiento con diferentes cargas respecto a la separación existente entre inductor y recipiente.
- Medición de la inmunidad EMC con la nueva frecuencia de resonancia.

2. Introducción

2.1 Calentamiento por inducción

El fenómeno se basa en la inducción electromagnética que puede resumirse en que toda variación en una corriente eléctrica tiene asociada la aparición un campo magnético y viceversa. Tanto un transformador, un motor de AC como una cocina de inducción se basan ésta propiedad física, pero empleando la corriente inducida para diferentes propósitos.

En el caso del calentamiento por inducción se hace necesario que el material a calentar sea conductor y es conveniente que tenga propiedades ferromagnéticas. Existen principalmente dos fuentes que lo originan, las corrientes que se inducen en el recipiente (corrientes de Foucault, figura 2.1) que quedan confinadas en él y se disipan a través del material produciendo calor por efecto Joule, y por otra parte, todo flujo magnético alterno que atraviesa un elemento ferromagnético conlleva una histéresis magnética (figura 2.2) que provoca pérdidas debido a los procesos de imanación-desimanación relacionados con la expansión y contracción de los dominios magnéticos del material.

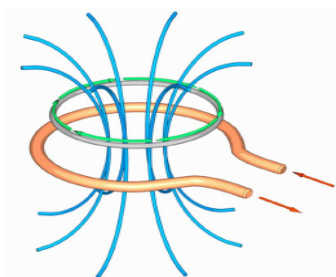


fig. 2.1 Líneas de flujo magnético (azul) creadas por la corriente (rojo) que circula por una espira (salmón) induciendo una corriente (verde) en una espira (gris).

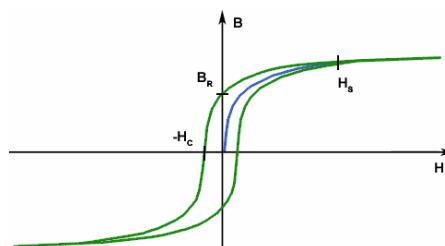


fig. 2.2 Ciclo de histéresis magnética generado al excitar con un flujo magnético alterno un material ferromagnético

Las pérdidas de potencia en este caso son directamente proporcionales al área de la curva de histéresis, y ésta depende del tipo de material, denominándose *duros* los que tienen un área ancha, y *blandos* los estrechos. En la inducción doméstica, los materiales empleados son fundamentalmente ferromagnéticos ligeramente blandos, y la estructura constructiva típica se puede apreciar en la figura 2.3.

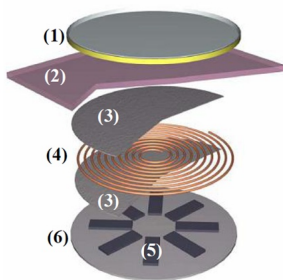


fig. 2.3 Elementos del conjunto inductor-recipiente: (1) recipiente, (2) vidrio cerámico, (3) aislante eléctrico, (4) devanado, (5) ferritas, (6) apantallamiento.

2.2 Estado de la técnica

La tecnología electrónica aplicada al calentamiento por inducción doméstico ha evolucionado desde sus orígenes en los años 70 hasta la actualidad, consolidándose la misma topología electrónica inversora, el semipunto resonante serie (figura 2.4) para excitar al inductor con una corriente de frecuencia y ciclo de trabajo variables (figura 2.5) [1], [2] y [3].

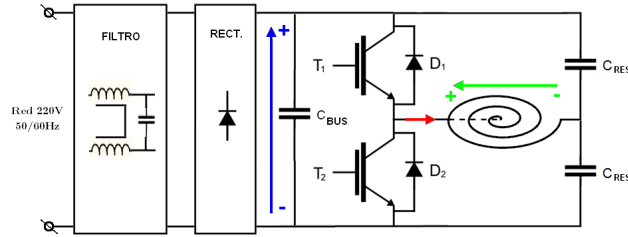


fig. 2.4 Inversor resonante serie y sus componentes principales.

Debido a que los componentes electrónicos de potencia están en continuo desarrollo y mejora, se pueden emplear técnicas de control más precisas con bajas pérdidas, y en la topología que se contempla, la técnica adecuada es la conmutación a tensión nula o ZVS dado el carácter inductivo de la carga, operando siempre por encima de la frecuencia de resonancia de la carga, y siendo el IGBT el dispositivo típico empleado.

Esta conmutación se da en el paso a ON de los dispositivos gracias a la topología y su control, y se intenta aproximar en el paso a OFF mediante el uso de condensadores de *snubber*.

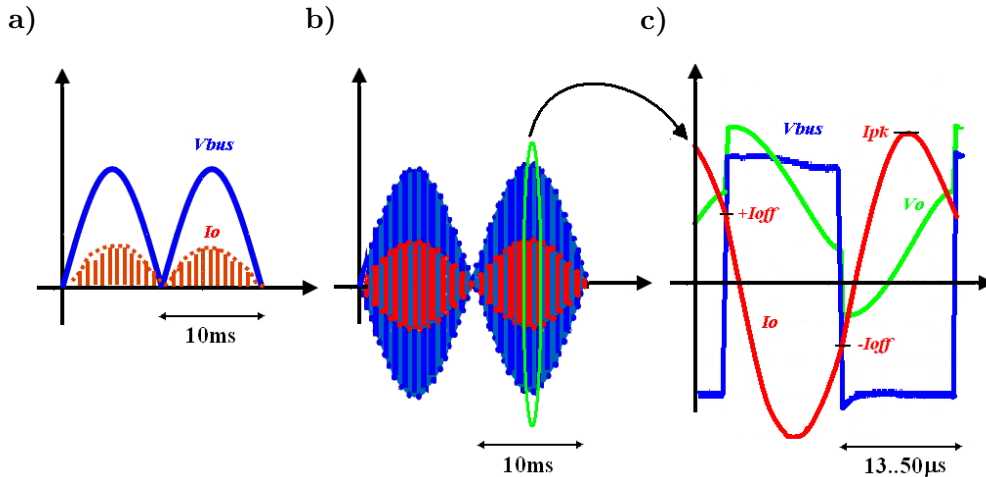


fig. 2.5 Formas de onda presentes en el inversor resonante con conmutación ZVS. A) a la salida del rectificador, B) en el inductor y C) detalle de los valores presentes en el pico de red: tensión rectificada del bus - V_{bus} (azul) vista por la carga, tensión en el inductor V_o (verde) y corriente de salida del inversor I_o (rojo)

A la hora de implementar esta topología para una encimera doméstica, se ha planteado la inclusión de configuraciones multiplexoras de relés entre inversor y carga, dando lugar a la plataforma de bajo coste MPX (figura 2.6), que permite en un momento dado tanto la paralelización de inversores como el reparto temporal de potencia (figura 2.7) para dos inductores operando simultáneamente.

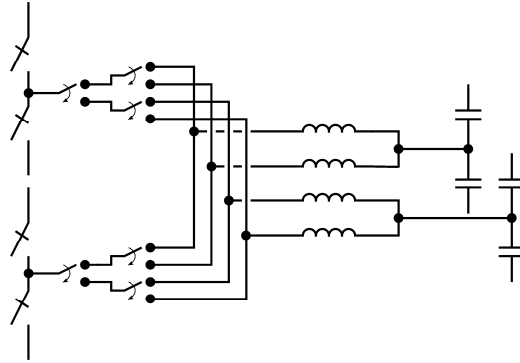


fig. 2.6 Esquema de la topología Multiplex con dos inversores, seis relés y cuatro inductores en el que se están paralelizando los dos inversores para alimentar al primer inductor.

Esta plataforma permite el empleo de un solo inversor para entregar potencia a dos inductores, sin embargo implica diferencias en la operación respecto a la plataforma IH que han de tenerse en cuenta para poder equipararla en prestaciones a ésta y por tanto hacerla competitiva.

En la plataforma IH cada inductor puede entregar una potencia máxima denominada *booster* con inversor dedicado. En el caso de los inductores empleados en MPX operar con tres o cuatro cargas simultáneamente a una potencia equiparable, requiere el reparto temporal del inversor, como se ilustra en la figura 2.7, de una potencia mayor, denominada potencia *pulsada* o *instantánea*. Por tanto, las cargas empleadas en MPX deben tener menor impedancia en resonancia. Además, el compartir condensador impone una restricción importante a la hora del diseño de inductores compatibles en ambas plataformas en cuanto a la eficiencia.

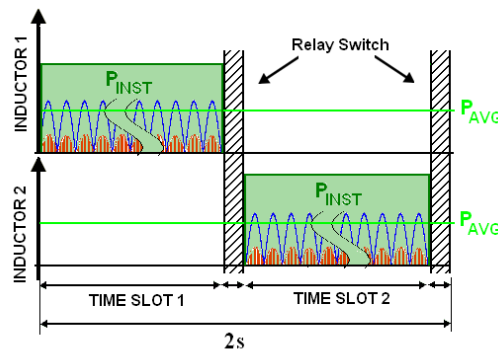


fig. 2.7 Reparto temporal de la potencia máxima (potencia *pulsada*) entre dos inductores en una ventana de 2 segundos.

2.3 Modelo eléctrico equivalente

El modelo eléctrico simplificado del conjunto inductor-recipiente es el de la conexión serie de una resistencia e inductancia equivalentes, y su valor es muy dependiente de multitud de factores tales como la amplitud de la corriente, el tipo de recipiente y su colocación, la frecuencia de excitación, la temperatura, la geometría, etc., [4].

En este proyecto se va a emplear una simplificación del modelo de manera que R_{eq} y L_{eq} se deriven de un modelo adimensional dependiente de la frecuencia y el número de espiras; sólo válido para un material y construcción de recipiente y geometría de inductor determinados.

Los modelos proporcionados para los inductores objeto de estudio, 145 mm y 180 mm, se han obtenido mediante elementos finitos para dos inductores planos de espiras equiespaciadas, a una distancia de 6 mm de un recipiente tipo *Zenith*, ya que a pesar de ser tipo *sándwich*, es muy lineal (R y L respecto a la amplitud de la corriente) y porque es generalmente el recipiente de diseño por proporcionar la mayor impedancia en resonancia (alcanzabilidad en potencia) y resonar a la menor frecuencia (límite inferior de operación de la etapa). En la figura 2.8 se puede apreciar el proceso de simplificación y en c) se puede contemplar el modelo numérico empleado en la simulación para el inductor de 145 mm.

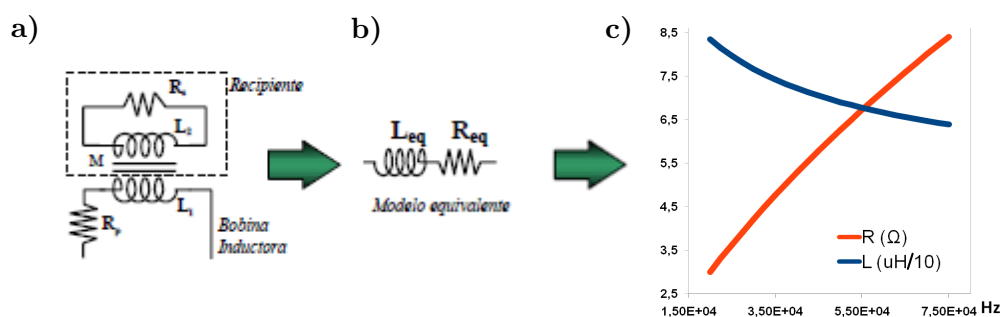


fig. 2.8 Modelado de la carga inductor recipiente: A) modelo eléctrico del acoplo inductivo, B) resistencia e inductancia equivalentes, C) modelo numérico de la carga en función de la frecuencia de conmutación (inductor de 145 mm, resonancia a 30 kHz, recipiente *Zenith* y separado de éste unos 6 mm por aire y cristal vitrocerámico).

3 Análisis de la influencia de la frecuencia de resonancia en las etapas de potencia

Con estas herramientas se puede llegar a un cálculo apriorístico del inductor, y la carga RLC, que puede ser la semilla para plantear simulaciones más complejas con mayor número de parámetros variables.

El circuito RLC supone en condiciones normales una carga compleja de segundo orden, cuya respuesta en frecuencia se caracteriza por un pico de potencia a la frecuencia de resonancia dado que la impedancia es la mínima (anexo 1). Dado el tipo de conmutación ZVS, la operación de la etapa tendrá lugar a frecuencias por encima y potencias por debajo, por lo que primero hay que determinar la potencia máxima y la frecuencia de resonancia.

En la figura 3.1 se puede ilustrar la alcanzabilidad en potencia según el número de espiras y frecuencia de resonancia con un FP ~ 0.5 , obtenida empleando los modelos mencionados para el inductor de 145 mm con recipiente *Zenith*. Por tanto, el condensador ajustará la frecuencia de resonancia. Aunque este valor puede variar mucho en la operación real de la cocina dada toda la posible casuística del acoplo inductor-recipiente, como puede verse en la figura 3.2.

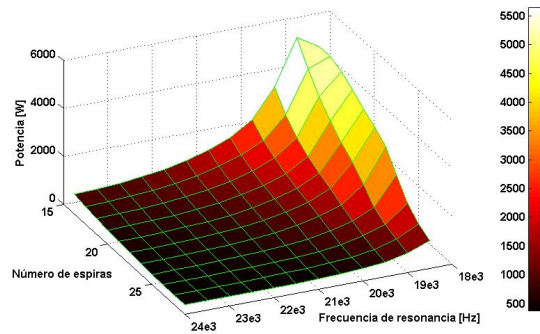


fig. 3.1 Puntos de operación de máxima potencia para el modelo de inductor de 15 cm con recipiente *Zenith* para cada frecuencia de resonancia y número de espiras

Es por eso que se hace imprescindible determinar un recipiente tipo que sea considerado criterio de diseño para la potencia a la que se quiera dimensionar. En la figura 3.3 se representa cualitativamente la característica potencia-frecuencia de este recipiente en color verde, que se corresponde con *Zenith*, y cómo cambia al sustituirlo por otro como pudiera ser *Hackman*, *Silit*, o cualquier otro. Ocurre que la frecuencia de resonancia crece (disminuye la parte inductiva de la carga) y la potencia disponible en resonancia también (disminuye la impedancia). Con este criterio de diseño, se asegura que cualquier otro recipiente podrá alcanzar la misma potencia máxima a una frecuencia de operación siempre mayor y por tanto dentro de la zona ZVS.

La característica de potencia también depende de la temperatura, pero en este proyecto no se ha pretendido testear a los inductores en ese sentido, en simulación no se contempla dada la complejidad y no disponibilidad de modelos, y en los ensayos no se alcanzan temperaturas críticas en el inductor, sino en los dispositivos de conmutación, que son el objeto de estudio.

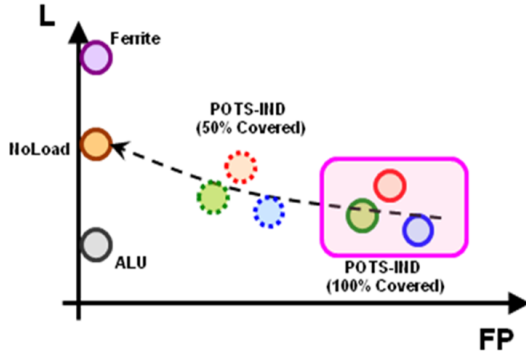


fig. 3.2 Puntos de operación de y sus homólogos, en función de la superficie abarcada por el inductor bajo el recipiente

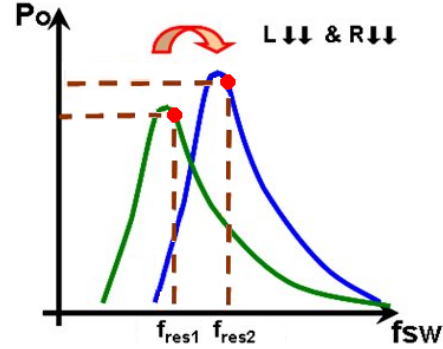


fig. 3.3 Variación de la respuesta en frecuencia al cambiar de recipiente *Zenith* a otro cualquiera

Determinada una configuración para el inductor (número de espiras, frecuencia de resonancia, potencia máxima en la frecuencia menor de la zona ZVS), es necesario disponer de los dispositivos (IGBT's en este caso) adecuados para el manejo de la potencia en todo el rango frecuencial.

Las pérdidas de potencia en estos dispositivos se pueden descomponer en dos, las asociadas a las caídas óhmicas en conducción y a las ocasionadas por las conmutaciones no ideales (en nuestro caso las de *turn-off*, anexo 1). Las pérdidas en conmutación dependen además de la frecuencia de la corriente de corte, el valor del condensador de *snubber* y las características del IGBT como son la cola de corriente, la velocidad, etc.

Así, la selección del IGBT debe hacerse de acuerdo al compromiso entre pérdidas de conducción-conmutación para una tecnología dada. Hay que tener en cuenta que en la aplicación, los IGBT regulan (variando frecuencia, ciclo de trabajo, etc...) y por tanto, en un uso típico éste pasa por todas las situaciones de operación p.ej. en un ensayo de *worst case*.

En nuestro caso lo habitual será trabajar con corrientes eficaces de alrededor de 40 A_{rms}, tensiones de pico de 325 V y frecuencias superiores a 30 kHz. Sin embargo actualmente, se plantea la necesidad de estudiar las ventajas e inconvenientes de operar a frecuencias menores, ya que si por un lado se reducen las pérdidas por conmutación, por otro, aumenta la dificultad del filtrado, la intensidad de flujo magnético y elementos resonantes (aumentar el tamaño de las ferritas), la posibilidad de ruido acústico, etc...

El empleo de simulaciones de la etapa puede proporcionar información útil para evaluar el comportamiento y preseleccionar más adecuados IGBT, aunque un modelado térmico que complemente la simulación sería aconsejable, no se ha abordado en este proyecto. En este sentido, y para compensar este hecho, se han realizado en primer lugar simulaciones con una preselección de modelos de IGBT, y posteriormente ensayos de uso con prototipos de inductores y los dos mejores IGBT respecto a eficiencia electrónica.

Someter una encimera a un ensayo de uso es otro indicador para evaluar más adecuadamente las prestaciones de la etapa electrónica, donde se puede medir la evolución térmica de los dispositivos así como la potencia que están entregando. La prueba o ensayo que se realice deberá poder ser representativa del punto de operación que estemos, así que se ha dispuesto de prototipos de inductores ajustados a determinadas frecuencias.

4. Análisis de criterios para la selección de la frecuencia

Desde el punto de vista de versatilidad sería idóneo que un mismo inductor pudiera emplearse para ambas plataformas, IH y Multiplex. En principio, sólo bastaría que un determinado inductor alcanzase la potencia máxima en IH a la menor frecuencia permitida, y emplearlo con diferente condensador de resonancia en MPX.

La consecuencia negativa de dicha compatibilidad es el desajuste en resonancia, es decir, para entregar la misma potencia en MPX se requiere más corriente eficaz en la carga dado el régimen pulsante de la potencia, teniendo que sobredimensionar el inductor incrementando el coste, aumentando su propio calentamiento (y por tanto obteniendo peores resultados en fritura) y por tanto mayor corriente por IGBT y relés. Además como en la plataforma MPX, dos inductores comparten condensador de resonancia, será complicado posibilitar el funcionamiento óptimo de ambos inductores excepto cuando sean iguales. La disposición de los inductores en la plataforma MPX para cuatro quemadores se refleja en la figura 4.1, resaltando los que comparten el condensador de resonancia.

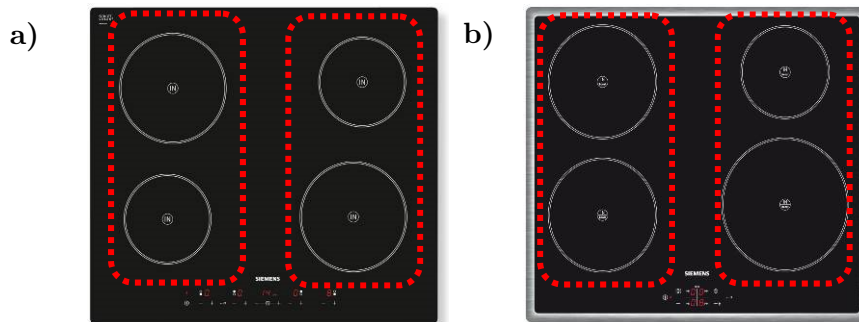


fig . 4.1 Disposición de los quemadores de la plataforma MPX con cuatro zonas de cocción, donde se indica cuales comparten condensador de resonancia, A) 18-15 15-18, y B) 18-18 15-21

Por tanto la compatibilidad será posible penalizando en eficiencia al inductor en una de las plataformas, y esta penalización será mayor cuanto mayor sea la diferencia entre potencias máximas para IH y MPX. El problema será mayor para el inductor pequeño, de hecho, actualmente existen dos inductores diferentes de 15cm para Multiplex y para IH, como vemos en la tabla 4.1, en la que se definen las nuevas potencias objetivo para la nueva gama IH6.2.

En este apartado se va a estudiar, por simulación, qué influencia tiene en la eficiencia electrónica las resultantes frecuencias de conmutación en todo el rango de operación de la etapa, planteado un total de tres escenarios para estudiar la posibilidad de compatibilización de inductores, la eficiencia a bajas frecuencias, la combinación de inductores que mejor se ajuste a criterios de eficiencia y la selección más adecuada de condensador de resonancia atendiendo al error debido a la cuantificación de éste en valores discretos de la serie E12 para su elección. Serán figuras de mérito la proximidad

de la curva de potencia al punto de operación deseado, las pérdidas en los dispositivos y el mejor ajuste los valores de los condensadores de resonancia.

TABLA 4.1.
NUEVAS POTENCIAS DEFINIDAS PARA IH6.2

Parámetro	Inductor 15 cm	Inductor 18 cm
Potencia <i>pulsada</i> (Multiplex)	3600 W en combinación con 21 cm 3200 W en combinación con 18 cm	3600 W en combinación con 18 cm 3200 W en combinación con 15 cm
Potencia <i>Booster</i>	2500 W	3100 W
Potencia <i>Nominal</i>	1400 W	1800 W

4.1 Escenarios de diseño planteados

La búsqueda de inductores se va a limitar a dos tamaños 15 cm y 18 cm. La manera en que vamos a variar el diseño para una geometría fija (inductor plano con espiras equiespaciadas) es en el número de espiras y en el valor del condensador de resonancia, fijando una frecuencia de resonancia para la máxima potencia objetivo. Las condiciones de partida que son comunes en simulación a los tres escenarios de diseño contempladas en el modelo y la simulación se reflejan en la tabla 4.2.

TABLA 4.2.
CONDICIONES COMUNES DE DISEÑO

La tensión de red es 230 Vrms .
Existe una separación constante de 4 mm de cristal y 2 mm de aire entre la base del recipiente y la superficie del inductor.
El modelo eléctrico de la carga se corresponde con el recipiente Zenith .

Los escenarios de diseño plantean alternativas topológicas que se enuncian a continuación estableciendo una plataforma como criterio de diseño para los inductores, es decir, maximizando la eficiencia, y ajustando la otra en consecuencia.

Escenario 1:

En IH, se impone la máxima eficiencia para potencia *booster* a diferentes frecuencias de resonancia comprendidas entre 20 kHz y 30 kHz con un salto de 1 kHz entre ellas con un único condensador de resonancia. Para la plataforma MPX al inductor previo se le ajusta un condensador mayor para alcanzar la potencia *pulsada*. En este escenario se penalizará en eficiencia a la plataforma MPX en potencias por debajo de la *pulsada*, comparada con IH. Dadas las frecuencias de diseño es posible la aparición de ruido acústico en la plataforma MPX.

Escenario 2:

En IH, se establece la máxima eficiencia entregando potencia *nominal* a 30 kHz y mediante la adición de otro condensador conmutado con relé se alcanzará la potencia *booster*, con la máxima eficiencia a la frecuencia que resulte. Para MPX, con el inductor previo se ajustará un condensador para alcanzar la potencia *pulsada*. En este caso penalizamos en eficiencia a la plataforma MPX y en coste a la IH al incorporar más componentes. Las frecuencias que resulten del cambio de condensador pueden producir ruido acústico tanto en IH para *booster* como en MPX para *pulsada*.

Es un escenario hipotético planteado para analizar posibles ventajas ya que penalizar en coste a la plataforma IH incluyendo un relé y condensadores en aras de la compatibilidad no es rentable.

Escenario 3:

En IH, se establece la máxima eficiencia entregando potencia *booster* a 30 kHz con un único condensador de resonancia. En MPX, el mismo inductor conserva el condensador previamente calculado para potencias iguales y por debajo, y mediante relé se incrementa para alcanzar la potencia *pulsada* con eficiencia máxima. No se penaliza en eficiencia a ninguna de las dos plataformas pero si en coste a la plataforma MPX al incorporar condensador y relés adicionales. También es posible la aparición de ruido acústico en MPX al resultar en frecuencias de operación menores de 30 kHz para potencia *pulsada*.

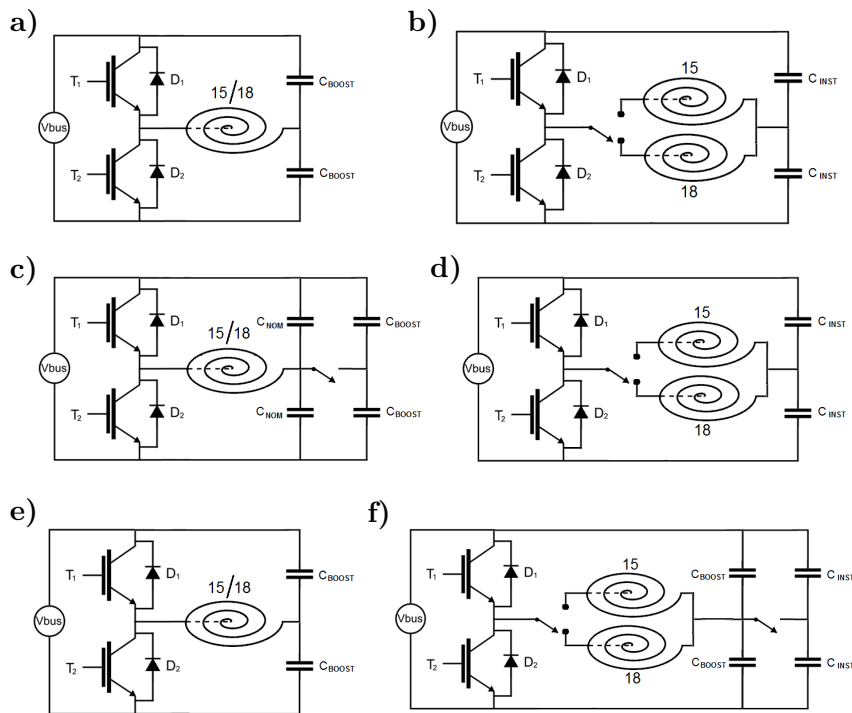


fig . 4.2 A) topología IH para el escenario 1, B) topología MPX para el escenario 1, C) topología IH para el escenario 2, D) topología MPX para el escenario 2, E) topología IH para el escenario 3, F) topología MPX para el escenario 3.

La exploración por simulación de los diferentes escenarios de diseño, ha consistido en la explotación del modelo implementado en MATLAB del inversor en semipunto a través de las ecuaciones diferenciales que determinan el estado y evolución de las tensiones y corrientes presentes en la etapa, con un modelo RL de la carga dependiente de la frecuencia, el número de espiras para los dos tamaños de inductor de 15 cm y 18 cm.

También se cuenta con el modelo de varios IGBT, entre ellos, uno de los empleados actualmente en las encimeras con el que se realizarán todas las simulaciones descritas (IGBT1) y si es posible poder seleccionar alguna solución viable dentro de los escenarios, establecer comparaciones. El tipo de modelado de IGBT, así como la secuencia de operaciones que se han seguido para elegir el número de espiras y el condensador se explica en los anexos A1 y A2, respectivamente, con ayuda del código escrito con MATLAB.

Dado que una posterior discretización en el valor del condensador hará que los resultados no sean los óptimos a potencia máxima, se relega también para el final de este capítulo, la búsqueda del condensador de serie comercial que mejor se ajuste y que pueda alojarse en la placa de circuito impreso (PCB en delante de sus siglas en inglés).

4.2 Análisis de resultados (potencia, eficiencia y pérdidas)

Para poder evaluar los resultados de las simulaciones se ha centrado la observación en la comparación de varios parámetros de funcionamiento a un conjunto de potencias de operación: *pulsada*, *booster*, *nominal* y 800 W. Dichos parámetros son: **rango de frecuencias** de operación en los máximos de potencia a proporcionar (entre IH y MPX), **pérdidas** en los IGBT, magnitud del **condensador** de resonancia, número de **espiras** (por limitaciones de espacio) y **corriente** eficaz de operación. El cálculo de las pérdidas no incluye al rectificador.

4.2.1 Consideraciones técnicas y limitaciones prácticas.

Existe una limitación en el número de espiras máximo debido al espacio disponible, sobretodo en el inductor de 180 mm, que consta de una espira de transición para mejorar la distribución térmica en el recipiente y permitir alojar una NTC auxiliar necesaria en determinadas prestaciones de cocinado asistido, viéndose afectado si el empaquetamiento de las espiras es elevado. El máximo número de espiras para este inductor se va a establecer en 21 ya que actualmente tiene 18 pero puede albergar alguna más ya que se va a rediseñar el soporte del devanado y la pared que separa las espiras se va a reducir de 1 a 0.8 mm, ganando espacio para una o dos espiras más, y además a ambos lados de la NTC sobran 5mm. El inductor actualmente empleado en MPX de 145 mm se observa en la figura 4.3 y el de 180 mm, empleado en IH y MPX, en la figura 4.4.

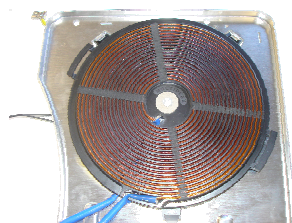


fig . 4.3 Inductor de 145 mm de 18 espiras específico para la plataforma Multiplex



fig . 4.4 Inductor de 180 mm de 18 espiras ambivalente en IH6 y Multiplex

Para 145 mm se va a limitar a 21 espiras, aunque puede que el espacio disponible sea insuficiente ya que actualmente alberga 18 en MPX y 20 en IH. La separación entre espiras también se reducirá en este inductor, y puede que se gane sitio para dos más. Sin embargo, se considera que la sección óptima del conductor, para los nuevos modelos a menor frecuencia de trabajo, no variará sustancialmente respecto a la actual, y que en todo caso debiera ser mayor dado que los requerimientos de potencia para el nuevo inductor son mayores que los actuales, limitando aun más la ocupación de las espiras para ambos inductores.

Otra consideración tenida en cuenta para la realización de las simulaciones ha sido que la corriente de corte mínima para entregar potencia *booster* sea de 20 A en IH, porque en una operación real de la cocina, tiene preferencia la paralelización de los inversores siempre que sea posible. En Multiplex, sin embargo, la corriente de corte suficiente para la potencia *pulsada* se establece en 10 A porque no es posible paralelización de inversores en esa condición de trabajo, aunque cuando solo opera un inductor también se paraleliza. La consideración se tiene en cuenta por la influencia del condensador de *snubber*, que dobla su valor, y porque es, en cada caso, el mínimo valor probado que hace trabajar a la etapa en la zona ZVS con las menores pérdidas por conmutación, o máxima eficiencia (anexo 1).

Además se ha observado experimentalmente, que en entre 20 kHz y 30 kHz, y de manera más acusada entre 22 kHz y 25.5 kHz, determinados recipientes producen un molesto ruido con una carga activa, que es imprescindible evitar, y cuya fenomenología es diferente del ruido de intermodulación cuando dos inversores a distinta frecuencia están activos en la misma placa, de modo que se resaltarán las soluciones cuyas frecuencias de trabajo para cualquiera de las potencias objetivo, se hallen en dicho intervalo. Respecto al rango audible debido a la operación del inversor se establece por debajo de los 18 kHz, desechando soluciones que resulten en esas frecuencias.

Cabe decir que tanto la corriente eficaz y las pérdidas en MPX para potencia *pulsada* no son directamente comparables entre ambas plataformas. Para comparar los requerimientos por carga debería ponderarse por la ranura temporal en multiplexación (figura 2.7). Para obtener las pérdidas totales de un inversor habría que combinar las dos cargas involucradas, sus valores instantáneos y la duración de ambas ranuras temporales. Por tanto, solo son comparables los valores no multiplexados (*booster*,...). Con todas estas premisas se pasa a presentar y analizar los resultados obtenidos.

4.2.2 Análisis de resultados del escenario 1.

Para el inductor de 145 mm se han seleccionado tres soluciones equivalentes en relación a la eficiencia electrónica, que se muestran en la fig. A3-1 y la tabla A3-1 de los anexos, de las cuales se ha optado por la que se resume en la tabla 4.3 por corresponderse con la menor frecuencia de operación.

Los resultados elegidos proporcionan la potencia *booster* en IH, por debajo de los 30 kHz y la potencia *pulsada* en MPX por encima del rango audible. Tomando 18 kHz como límite superior de dicho rango, quedan dos posibilidades: 21 y 22 espiras. Con este número de espiras, las condiciones de operación son similares: tienen la misma corriente de corte para cada potencia objetivo, la misma corriente eficaz y aproximadamente las mismas pérdidas en los IGBT, sin embargo, para 21 espiras se trabaja a menor frecuencia y con menor valor de condensador de resonancia.

TABLA 4.3.

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN PARA EL INDUCTOR DE 21 ESPIRAS DE 15 CM

NIVEL DE POTENCIA	IH			MPX			
	BOOST (2500 W)	NOM. (1400 W)	800 W	PULS (3600 W)	BOOST (2500 W)	NOM (1400 W)	800 W
Frecuencia	28630	36650	48670	19150	<u>23400</u>	29890	41110
I de corte	20.44	26.56	21.63	9.07	32.29	31.43	24.05
I rms	24.81	16.83	11.38	34.83	26.82	18.21	12.14
Perdidas SW	55.16	38.42	25.98	80.28	63.02	42.02	27.5
Condensador resonancia	896 nF			1480 nF			

Aunque atendiendo a la eficiencia, en la fig. A3-2, se observa una ligera mejora al aumentar el número de espiras, siendo preferible ir al mayor número de espiras que queda. Entonces el objetivo consiste en maximizar el número de espiras sin que la frecuencia de trabajo resultante para la máxima potencia alcance el rango audible y que el valor del condensador de resonancia requerido para MPX no sea excesivamente alto, ya que cuanto menor sea éste menor será su coste y el área de PCB utilizada.

Para el inductor de 180 mm, las posibilidades que se ajustan a los márgenes de frecuencia previamente mencionados son las que se muestran en la tabla 4.4. Las curvas de potencia y eficiencia son las figuras A3-3 y A3-4 respectivamente.

La mejor posibilidad para este tamaño es un inductor de 21 espiras y que tenga la resonancia a 21 kHz. Además el empleo de condensador común para la pareja de inductores 15-18 no modifica sus condiciones de trabajo, siendo factible el emplear ambos inductores en las dos plataformas.

TABLA 4.4.
RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN PARA EL INDUCTOR DE 21 ESPIRAS DE 18 CM

NIVEL DE POTENCIA	IH			MPX			
	BOOST (3100 W)	NOM (1800 W)	800 W	PULS (3600 W)	BOOST (3100 W)	NOM (1800 W)	800 W
Frecuencia [Hz]	22840	28470	41010	19030	21140	25920	38040
I de corte [A]	19.74	31.66	24.01	10.52	28.04	34.42	25.08
I rms [A]	30.16	21.10	12.22	34.91	31.02	21.88	12.57
Perdidas SW [W]	68.92	48.94	13.82	80.74	73.26	51.18	28.32
Condensador resonancia	1150 nF			1430 nF			

Las soluciones halladas en este escenario satisfacen todas las condiciones de diseño, incluso es posible la compatibilidad. Sin embargo, hay que hacer notar que puede ser probable que el espacio no sea suficiente para contener las espiras y que haya que cambiar el arrollamiento (dos espiras juntas, p.ej.) o desechar la compatibilidad y no penalizar la eficiencia.

4.2.3 Análisis de resultados del escenario 2.

En este escenario de diseño, la plataforma IH dispone de un condensador extra, conmutado mediante relé, para incrementar su valor y desplazar la curva de potencia aumentando la alcanzabilidad a una resonancia menor. En concreto, el condensador inicial debe proporcionar la potencia nominal, ajustándose a la mínima corriente de corte, en torno a 30 kHz, y el incremento de condensador ha de posibilitar que se alcance la potencia *booster* a una frecuencia no inferior al límite audible.

La figura 4.5 muestra curvas de potencia-frecuencia obtenidas tras simulación, para inductores de 15 cm de 18 a 22 espiras y diferentes condensadores de resonancia. Según los resultados, para alcanzar la potencia nominal en este inductor (1400 W), con suficiente corriente de corte (20 A) y tener la resonancia en 30 kHz, es necesario empezar con 22 espiras, lo cual empeora mucho las posibilidades de este escenario.

Conforme disminuye el número de espiras el condensador necesario para resonar a 30 kHz es mayor, elevando la curva de potencia, por tanto incrementando la potencia máxima y empeorando el diseño por la eficiencia. Idealmente 22 espiras supone trabajar a 37 kHz para potencia nominal (paralelizando inversores con 20 A de corriente de corte, extremo izquierdo del tramo verde) y mediante el incremento de condensador trabajar en 26 kHz entregando potencia *booster*, sin embargo, el condensador necesario para alcanzar la potencia *pulsada* hace que la frecuencia de trabajo se vaya a 17 kHz, desechando el diseño por invadir el rango audible.

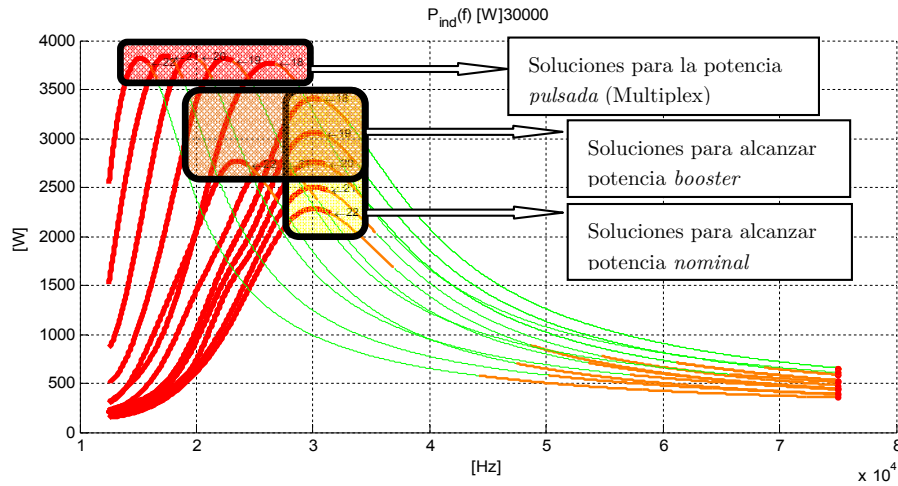


fig . 4.5 Resultados de la simulación para los tres inductores optimizados de 15 cm El segmento verde es el intervalo frecuencial que se corresponde con la zona ZVS ($I_{\text{off}} > 20$ A, naranja $10 \text{ A} < I_{\text{off}} < 20$ A)

De modo que si se decide empeorar la eficiencia en *nominal* se hará en la menor medida posible, acudiendo a un número menor de espiras, 21, donde se puede apreciar que la frecuencia para dar la potencia *pulsada* es 19 kHz, justo en la frontera, y el incremento de condensador para la alcanzar *booster* en IH no es sustancial (tabla 4.5).

TABLA 4.5.
CONDENSADORES PARA EL INDUCTOR DE 15 CM
(ESCENARIO 2)

Nº de espiras	C_R nominal	C_R booster	Incremento	C_R pulsada
18	894 nF	894 nF	0%	1130 nF
19	802 nF	802 nF	0%	1300 nF
20	724 nF	724 nF	0%	1490 nF
21	657 nF	815 nF	24%	1680 nF
22	599 nF	910 nF	52%	1870 nF

Con 20 espiras o menos el inductor está claramente sobredimensionado para potencia *nominal*, donde la corriente de corte está muy por encima de 20 A, aumentando las pérdidas por conmutación, como se puede apreciar en la tabla A3-3, aunque a favor de esta opción está el hecho de que no se necesita utilizar un relé en el banco de condensadores resonantes. De manera que si es posible albergarlas, 21 espiras es la solución más eficiente para este inductor bajo las condiciones de este escenario pero con la penalización en coste comentada.

Repitiendo el mismo proceso para el inductor de 18 cm, se muestran los resultados de posibles soluciones en las figuras A3-7 y A3-9, y tabla A3-4. En la tabla A4-7 se presenta una posible solución con 21 espiras y 19 kHz para potencia *pulsada*, pero dado el compromiso de espacio se pasa a 18 espiras ya que existe posibilidad de

ruido acústico para alguna de las potencias objetivo con 19 y 20 espiras. Por lo que la primera solución posible está alejada casi 10 kHz de lo deseado (tabla 4.7).

TABLA 4.6.
RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN PARA EL INDUCTOR DE 21 ESPIRAS DE 15 CM

NIVEL DE POTENCIA	IH			MPX			
	BOOST (2500 W)	NOM. (1400 W)	800 W	PULS (3600 W)	BOOST (2500 W)	NOM (1400 W)	800 W
Frecuencia [Hz]	29110	41610	54340	19140	23440	29930	41140
I de corte [A]	19.32	23.52	20.12	9.46	32.2	31.4	24.04
I rms [A]	24.36	16.04	10.91	34.83	26.8	18.21	12.14
Perdidas SW [W]	54.44	36.2	25.04	80.18	62.96	42.02	27.5
Condensador resonancia	856 nF	657 nF			1480 nF		

En esta solución no sería necesario el relé en IH. La compatibilidad del inductor entre plataformas queda descartada por la diferencia existente entre los condensadores empleados para MPX por los inductores, 916 nF y 1480 nF. Sin embargo sería posible en caso de poder alojar 21 espiras en este último como se podrá apreciar en el anexo 3.

TABLA 4.7.
RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN PARA EL INDUCTOR DE 18 ESPIRAS DE 18 CM

NIVEL DE POTENCIA	IH			MPX			
	BOOST (3100 W)	NOM. (1800 W)	800 W	PULS (3600 W)	BOOST (3100 W)	NOM (1800 W)	800 W
Frecuencia [Hz]	33330	41370	60200	29050	31830	39250	57960
I de corte [A]	24.15	33.13	24.43	14.21	26.72	34.13	24.94
I rms [A]	30.51	23.4	12.34	34.62	31.05	21.82	12.51
Perdidas SW [W]	69.4	61	41.76	81.76	78.68	61.48	41.74
Condensador resonancia		845 nF			961 nF		

4.2.3 Análisis de resultados del escenario 3.

En este caso la gama Multiplex integra un condensador y un relé extra para poder alcanzar con el mismo inductor la potencia pulsada. Es por tanto, en este escenario donde la compatibilidad puede descartarse de entrada, ya que por definición comercial, en encimeras Multiplex pueden verse compartiendo inversor diferentes parejas de inductores como 15-18, 15-21 y 18-18 entregando la potencia *pulsada* con el mismo condensador. Por tanto, se ha de haber sobredimensionado alguno de ellos y esta solución no será válida mientras los inductores de 15 cm y 18 cm tengan potencias *booster* muy distintas y en MPX se trabaje con condensador común.

En este escenario habría que ajustar el condensador variable para la mayor exigencia de valor de condensador de la pareja de inductores, así que el que requiere menor condensador trabaja entregando potencia *pulsada* alejado de su resonancia.

Siguiendo con la batería de simulaciones y las mismas directrices, se ha encontrado para el inductor de 145 mm y para 180 mm las soluciones de las tablas 4.8 y 4.9, respectivamente.

TABLA 4.8.
INDUCTOR DE 20 ESPIRAS DE 15 CM

NIVEL DE POTENCIA	MPX	MPX & IH		
	PULS (3600 W)	BOOST (2500 W)	NOM (1400 W)	800 W
Frecuencia [Hz]	21840	33610	43400	57480
I de corte [A]	11.85	17.9	25.6	21.13
I rms [A]	34.74	24.48	16.56	11.20
Perdidas SW [W]	80.52	54.08	38.56	26.48
Condensador resonancia	1330 nF	724 nF		

En el inductor de 18 cm, con 18 espiras, ha resultado una frecuencia para *pulsada* bastante lejos de lo deseado, ya que la pequeña diferencia entre *pulsada* y *booster* en este tamaño de inductor, resulta también en pequeña diferencia para las frecuencias de trabajo. Por otro lado, el condensador de resonancia extra sería de 117 nF (que se podría implementarse con una pareja de 56 nF), pero sería insuficiente para el inductor de 15 cm cuando compartan inversor.

TABLA 4.9.
INDUCTOR DE 18 ESPIRAS DE 18 CM

NIVEL DE POTENCIA	MPX	MPX & IH		
	PULS (3600 W)	BOOST (3100 W)	NOM (1400 W)	800 W
Frecuencia [Hz]	28910	33330	41370	60200
I de corte [A]	14.94	24.15	33.13	24.43
I rms [A]	34.7	30.51	21.4	12.34
Perdidas SW [W]	81.28	72.6	53.54	30.98
Condensador resonancia	961 nF	845 nF		

4.3 Resumen

La compatibilidad de ambos inductores, con la máxima eficiencia es posible dentro de las condiciones del escenario 1 si es posible alojar 21 espiras en cada uno, dado que el condensador compartido en MPX para la combinación 15-18 es prácticamente similar. Con 20 espiras, la solución también es satisfactoria aunque a frecuencias mayores.

TABLA 4.10.
RESUMEN DE RESULTADOS PARA LOS ESCENARIOS PLANTEADOS

Scenario	\emptyset	# Espiras	ω_{res}	$f_{\text{min IH}}$	$f_{\text{min MPX}}$	C_{IH}	C_{MPX}	
1	150 mm	21	25 kHz	28.6 kHz	19.2 kHz	896 nF	1480 nF	☺
		20	28 kHz	32.2 kHz	21.8 kHz	815 nF	1320 nF	☺
	180 mm	21	21 kHz	22.8 kHz	19.1 kHz	1150 nF	1430 nF	☺
		20	24 kHz	26.1 kHz	21.8 kHz	1010 nF	1260 nF	☺
2	150 mm	21	30 kHz	29.1 kHz	19.1 kHz	856 nF	1480 nF	☺
	180 mm	18	30 kHz	33.3 kHz	29.1 kHz	845 nF	961 nF	☺
		21	30 kHz	22.6 kHz	19.1 kHz	1180 nF	1440 nF	☺
3	150 mm	20	30 kHz	33.6 kHz	21.8 kHz	724 nF	1330 nF	☺
	180 mm	18	30 kHz	33.3 kHz	28.9 kHz	845 nF	961 nF	☺

En el escenario 2, el requerimiento de máxima eficiencia para *nominal* hace que sea muy difícil la compatibilización. Para el inductor de 15 cm se ha encontrado la misma solución que en el escenario 1, aunque con frecuencia de resonancia superior. Con 18cm tendríamos dos posibilidades, la más eficiente con 21 espiras y otra menos eficiente y que impide la compatibilidad del otro inductor, con 18 espiras.

Descartando la compatibilidad interplataforma en el escenario 3, además de que las soluciones encontradas en él para el inductor de 18 cm conllevan frecuencias mínimas de 29 kHz, no se aprecia mejora sustancial respecto a la situación tecnológica actual. Con el inductor de 15 cm se ha encontrado una solución viable con 20 espiras similar a la hallada en el escenario 1, de modo que se deshecha.

En la figura 4.6 se puede observar el valor de la eficiencia electrónica (excluyendo al filtro y puente de diodos) que puede alcanzarse en cada rango de potencias de trabajo con el inductor de 15 cm en las mejores soluciones de todos los escenarios. Se aprecia claramente que el escenario de diseño 2 mejora en eficiencia a los demás, pero sólo en IH, en MPX la más eficiente es la solución de 22 espiras del escenario 1, así como en IH a potencias superiores a *booster*, pero en *pulsada* operaba en el rango audible. Lo mismo puede constatarse para el inductor de 18 cm.

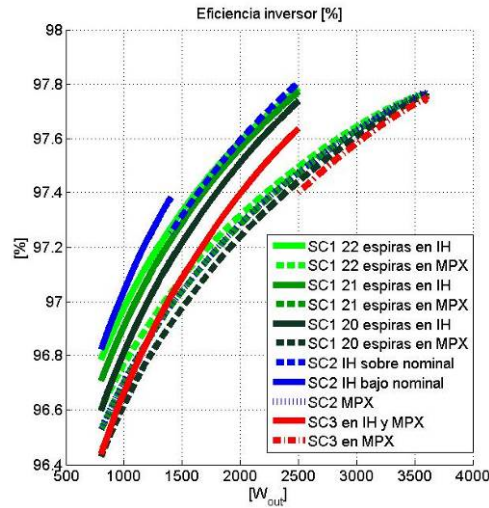


fig . 4.6 Eficiencia del inversor en las soluciones de todos los escenarios para el inductor de 15 cm

Es cierto que la diferencia entre las curvas no es lo suficiente como para ser criterio decisivo, pero esto se debe a que el modelo de IGBT empleado en la simulación es de muy bajas pérdidas y no contempla los efectos térmicos ni pérdidas de segundo orden que en un ensayo real serían determinantes. En lo que respecta a eficiencia, por simulación, quedaría por observar si existe correspondencia con la realidad, comparando los resultados de varias curvas de eficiencia con diferentes IGBT y un ensayo de funcionamiento con las mismas condiciones iniciales y de contorno. Si bien se han descartado los escenarios 2 y 3, puede que, en un futuro estudio aparezcan diferencias exclusivamente en eficiencia y que sea éste criterio KO suficiente, debiendo someterse a ensayos de funcionamiento.

De manera que podemos continuar explotando el modelo del inversor para intentar encontrar algún IGBT que mejore en eficiencia al que hemos modelado.

4.4 IGBT's en simulación

El objeto de este apartado es el de preseleccionar un IGBT bueno en conducción para trabajar a más baja frecuencia candidato a reemplazar al empleado actualmente y con cuyo modelo se han obtenido los resultados de las simulaciones precedentes.

Las pérdidas por conmutación permanecen prácticamente constantes en todo el rango de frecuencias de trabajo, según la figura 4.7, esto es debido a la curva de potencia, que a mayor frecuencia, menor potencia pero mayor corriente de corte, que es el factor del que dependen estas pérdidas. Sin embargo, esta correspondencia deja de ser lineal y no se cumple para todos los recipientes. Si se han de plantear ensayos de funcionamiento habrá que observar que dispersión producen en las pérdidas el empleo de varios recipientes.

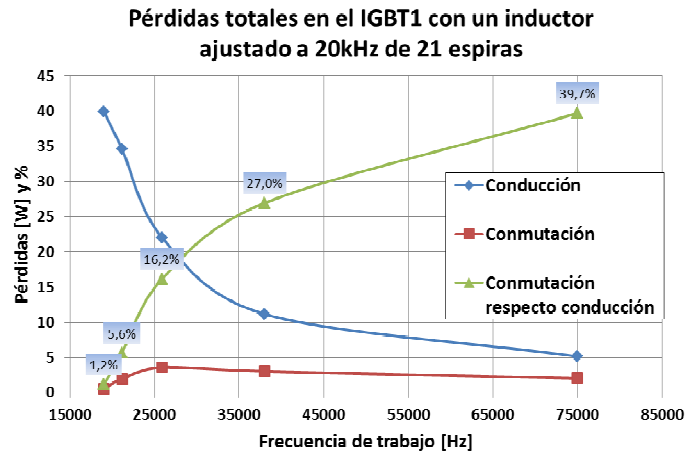


fig . 4.7 Distribución real de las pérdidas del IGBT1 empleado en la simulaciones (~1% @ 20 kHz)

En la figura 4.8 se observa la característica DC de un conjunto de IGBT preseleccionados, donde el actual (*magenta*) se ve adecuado compararlo, por lo menos con el IGBT 2 y el IGBT 3, dada la menor tensión en directa; sin embargo, el aporte de las pérdidas por conmutación es decisivo.

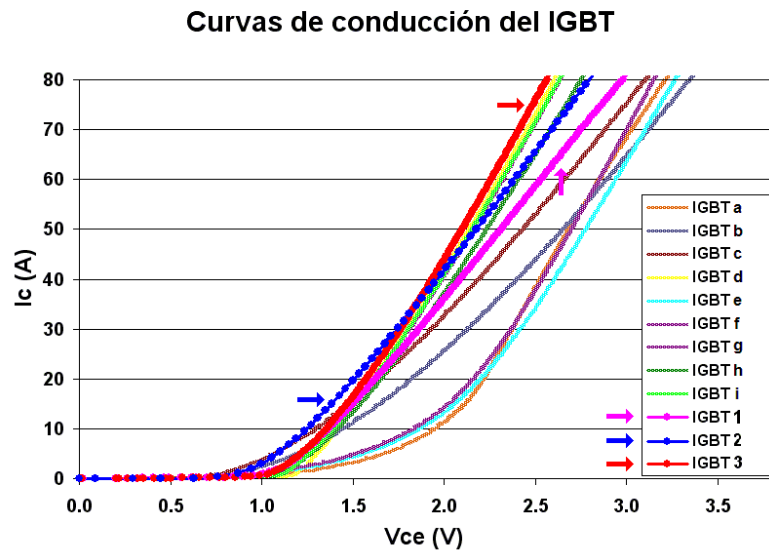


fig . 4.8 Diferentes características DC de IGBTs preseleccionados.

Tras simular con algunos de estos modelos, se ha obtenido el que parece mejorar en eficiencia al IGBT 1 en bajas frecuencias (máximas pérdidas en conducción) como muestra la figuras 4.9 y 4.10.

Las bajas frecuencias donde queremos comenzar nuestros ensayos de funcionamiento, pueden ser cruciales para inclinar la balanza a favor de IGBT 2, pero habrá que ver a lo largo del ensayo cómo evoluciona ya que se realizará un barrido en frecuencias, desde la máxima potencia hasta la de equilibrio térmico.

Debido a la gran cantidad de ensayos previstos, la dificultad y cantidad de tiempo que requiere la preparación y realización de éstos, en un principio no se han seleccionado más IGBT para establecer una comparación más exhaustiva, además de que por otras razones la empresa ha realizado estudios más amplios y representativos de una gran cantidad de IGBT candidatos poco antes, y el IGBT 1, empleado actualmente, es el mejor a frecuencias por encima de 30 kHz.

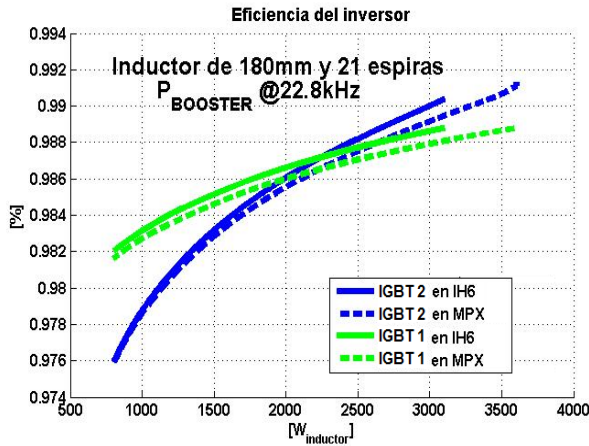


fig . 4.9 Eficiencia de un inversor alimentando al inductor de 18 cm del escenario 1

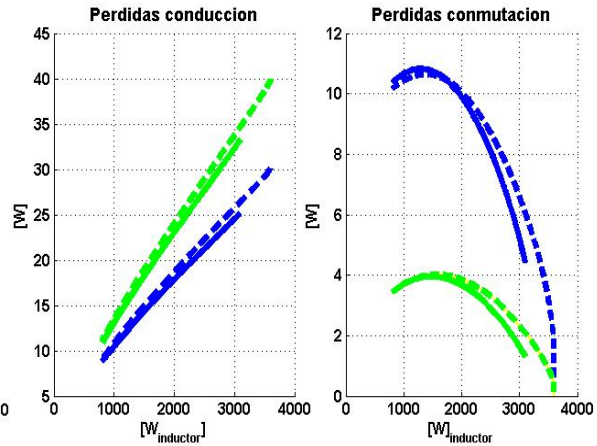


fig . 4.10 Reparto de las pérdidas por conmutación para cada potencia de trabajo.

Por lo que respecta al diodo en antiparalelo, sus pérdidas de conducción representan desde el 0.2% respecto a las del propio IGBT en resonancia, hasta alrededor del 30% a 75 kHz, según se ha obtenido por simulación. No se considera en el análisis ya que el margen de maniobra es pequeño y su influencia menor.

4.5 Efectos de la cuantización del condensador de resonancia

Una vez seleccionado el número de espiras y el condensador de resonancia, se va a representar la desviación en los resultados obtenidos debido a la discretización del condensador en elementos de la serie E12.

El condensador de resonancia se compone de parejas de condensadores idénticos para cada inductor, $C_R/2$ en paralelo en AC con $C_R/2$. También existe una limitación en el área de PCB dedicada a un máximo de 10 unidades, aunque tampoco convendría emplear sólo 2 porque tendrían individualmente mayores pérdidas, siendo componentes voluminosos alejados del estándar. El valor elemental hallado que cumple con las premisas y ajusta el valor aceptablemente es 150 nF (tabla 4.11).

TABLA 4.11.
 DISCRETIZACIÓN DEL CONDENSADOR DE RESONANCIA PARA EL ESCENARIO 1
 CON CONDENSADORES DE **150 nF**

	IH 150 mm	IH 180 mm	MPX 150 mm	MPX 180 mm
Valor exacto	896 nF	1150 nF	1480 nF	1430 nF
Valor obtenido más cercano	900 nF	1200 nF	1500 nF	1500 nF
Error absoluto	4 nF	50 nF	20 nF	70 nF
Error relativo	0.4%	4.2%	1.3%	4.6%
Pares de condensadores	3	4	5	5

5. Resultados experimentales

Para la completa evaluación de la etapa, tras un análisis de la eficiencia es necesario un análisis de las prestaciones a través de ensayos de funcionamiento que simulen el funcionamiento real de la cocina, y estudiar cómo afecta a la electrónica el hecho de operar a una frecuencia menor y con mayor separación inductor-recipiente. Estos ensayos se justifican porque eficiencia y prestaciones están relacionadas pero no son unívocas para una tecnología de IGBT dada, y en nuestro caso no está claro que la mejora en eficiencia debida a los IGBT vaya a redundar en una mejora de las prestaciones y por ello se han realizado estos ensayos de aplicación.

Las partes de la etapa electrónica objeto de estos ensayos son los IGBT's, el puente de diodos, y el filtro de red de entrada; su adecuación a otras frecuencias de trabajo es lo que en este apartado del proyecto tratará de esclarecerse a través de la interpretación de los resultados de dichos ensayos.

Por un lado, el estrés de la electrónica en diversas condiciones va a estudiarse en ensayos de funcionamiento de tipo térmico, en los que se realizará una regulación de potencia en función de la temperatura del componente (IGBT's y puente de diodos), que nunca deberá superar los 135 °C en carcasa, siendo figuras de mérito: la cantidad de tiempo que pueden permanecer entregando potencia máxima, la potencia con la que se alcanza el equilibrio térmico y la energía que han entregado al cabo de una hora.

Por otro lado, en lo que respecta al filtro, se estudiará la posible merma en su efectividad a las nuevas frecuencias de conmutación con un ensayo de norma de EMC.

5.1. Aplicaciones de control y monitorización

Para el establecimiento de las condiciones de operación de la encimera, se emplea una aplicación específica para PC, desarrollada en VisualBasic, denominada “bucle abierto” ya que no contempla ningún tipo de regulación. Con esta aplicación se puede manipular directamente el valor de los parámetros de funcionamiento como son la frecuencia, el ciclo de trabajo, el estado de los relés de configuración, la velocidad del ventilador,..., siendo los valores empleados los que aparecen en la tabla 5.1.

El registro continuo de la potencia, la energía absorbida, y la temperatura de los semiconductores, se lleva a cabo mediante una aplicación realizada con Matlab (figura 5.1) que captura una muestra de cada una de ellas a una tasa de un segundo durante una hora, y que permitirá una posterior comparación en las prestaciones de la etapa electrónica.

TABLA 5.1. PARÁMETROS DE FUNCIONAMIENTO REGULABLES

Parámetro	Rango de valores
Ciclo de trabajo	≤ 0.5
Carga del ventilador	0%, 50%, 100%
Conexión del Inversor 1 y/o 2	al inductor 1, 2, 3 ó 4
Frecuencia de conmutación	De 20 kHz a 75 kHz

El control de la potencia se ejercerá variando exclusivamente la frecuencia, manteniendo un ciclo de trabajo de 0,5, que será empleado en todos los ensayos para maximizar la potencia a cada frecuencia de conmutación (curva de potencia) e independizar de este parámetro al estudio.

En ambas plataformas puede seleccionarse la paralelización de los inversores, sin embargo, para los ensayos sin envoltorio se empleará solo una rama de inversores debido a que, la paralelización de inversores hace que el equilibrio térmico se alcance en tiempos superiores a una hora, e incluso postergar en la misma medida el inicio de la regulación; además de poder soportar todo el ensayo a máxima potencia en la mayoría de los casos.

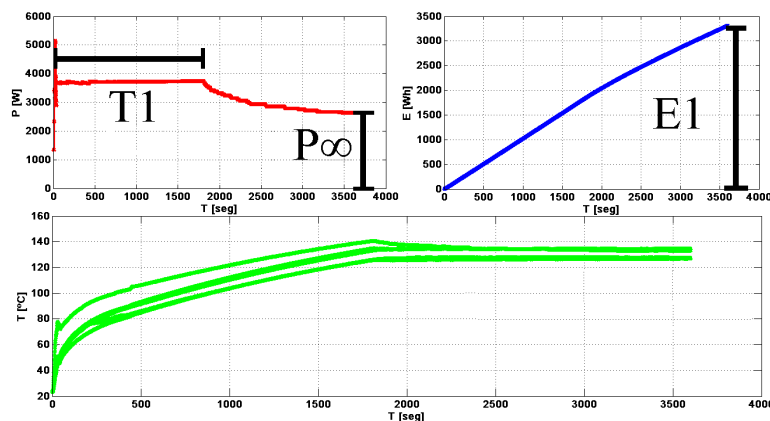


fig. 5.1. Ventana de monitorización en tiempo real de temperatura, potencia y energía.

Los ensayos realizados son aproximados pero en ellos se alcanza el equilibrio térmico en tiempos razonables, y las diferencias entre ensayos son de magnitud suficiente como para poder establecer comparaciones similares a las que se obtendrían en ensayos de *worst case* en los que se ensayaría la operación de la cocina en las peores condiciones posibles (encastrada en una encimera doméstica con un horno debajo para maximizar la temperatura ambiente y todos los quemadores entregando la máxima potencia).

En los ensayos de cajón cerrado emplearemos las dos ramas en paralelo, y también inversor dedicado cuando operen simultáneamente con dos cargas, debido principalmente a que la encimera trabaja de esta manera cuando está instalada. El ventilador se empleará en estos ensayos, operando a las dos velocidades posibles.

5.2. Ensayos térmicos sin envoltente y *setup* experimental

Los ensayos realizados con el circuito electrónico sin ninguna envoltente, evacuando el calor generado por convección natural sobre una mesa de laboratorio a una temperatura que podemos considerar constante de 20 °C (figura 5.2), han centrado sus objetivos en evaluar el comportamiento de dos tipos seleccionados de IGBT, la influencia, tanto del aumento la separación inductor-recipiente, como de las nuevas frecuencias de conmutación y de la efectividad del filtro EMC actual a las mismas.

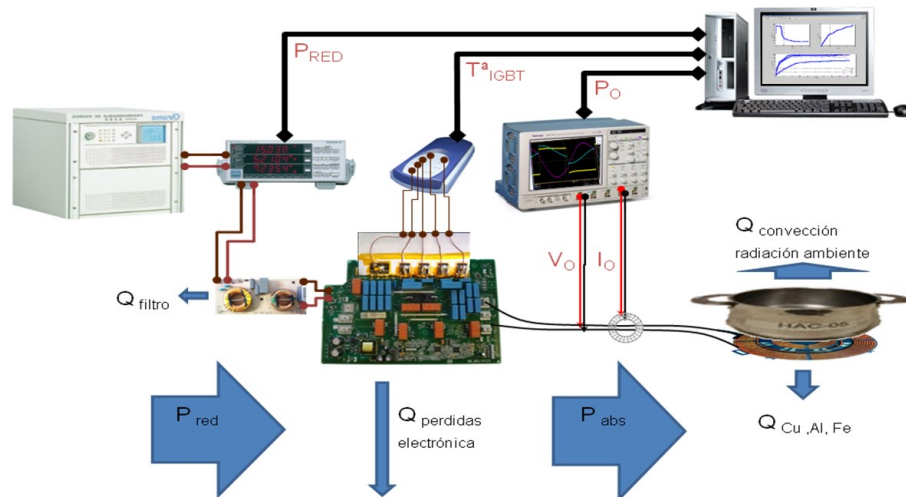


fig. 5.2. Conexionado y disposición para los ensayos sin envoltente

5.2.1. Inductores empleados

Se necesita disponer de inductores, que trabajando a las frecuencias seleccionadas, y con diferentes separaciones, puedan entregar la máxima potencia a un determinado recipiente en las mismas condiciones de conmutación, esto es, con la misma corriente de corte, para que los ensayos puedan ser comparables.

Serán empleados inductores *ad-hoc*, cuyo ajuste se ha realizado empíricamente para cada serie de ensayos, variando el número de espiras del inductor (del conjunto de la figura 5.3), el condensador serie y el gap, excepto para el inductor ajustado a 20 kHz, ya que se dispuso de un prototipo de silicato de calcio (figura 5.4) hasta conseguir las combinaciones de la tabla 5.2.

Los inductores seleccionados son de 210 mm de diámetro, ya que son del tamaño más pequeño que puede proporcionar 3700 W (*booster*), que es la máxima potencia que va a manejar un inversor, acentuando así las diferencias entre ensayos.



fig. 5.3. Conjunto de inductores "flexibles" para encontrar puntos de operación concretos.



fig. 5.4. Prototipo en silicato de calcio del inductor de 21 cm y 21 espiras, ajustado a booster a 20 kHz con recipiente *Zenith*.

Todos los inductores se han ajustado empleando el recipiente *Zenith*, manteniendo la frecuencia de conmutación constante durante todo el semiciclo de red (PFC y *jitter correction* deshabilitados), por lo que los valores de corriente de corte son los presentes en el pico de red.

TABLA 5.2.
BATERÍA DE ENSAYOS

Ensayo	P_{\max}	ω_{res}	Espiras	C_{res}	$I_{\text{turn off}}$	Separación	Q	FP
Comparativa de IGBT's	3700W	20 kHz	21	1440 nF	23 A	4 mm + 2 mm	-	-
		30 kHz	17	816 nF	22 A	4 mm + 2 mm	-	-
Comparativa a diferentes gap	3700W	30.3 kHz	15	1040 nF	21 A	3 mm	1.69	0.51
		30 kHz	17	816 nF	22 A	4 mm + 2 mm	2.43	0.38
		30 kHz	18	706 nF	22 A	4 mm + 6 mm	2.97	0.31

5.2.2. Características específicas del ensayo

Estos ensayos se realizarán para todos los recipientes representativos, donde:

a) Se emplean dos PCB de Multiplex, una con cada tipo de IGBT, operando sobre bancada.

b) La tensión de entrada suministrada por una fuente de alimentación estabilizada y regulada es de 230 V_{rms}.

c) Sólo trabajará un inversor, entregando a la carga 3700 W, y no se empleará ventilación forzada.

d) Se monitoriza simultáneamente la potencia consumida y la temperatura alcanzada por los IGBT, regulando la potencia de forma manual a través de un PC.

e) La medida de temperatura se realiza con termopares tipo K, posicionados lo más cerca del terminal de colector del IGBT (figura 5.5), porque es el punto más caliente y que mejor aproxima la temperatura real del semiconductor; y en el cuerpo del puente de diodos.

f) La temperatura y cantidad del agua al comienzo de los ensayos se procura similar: próxima a ebullición y alrededor de 3 litros.

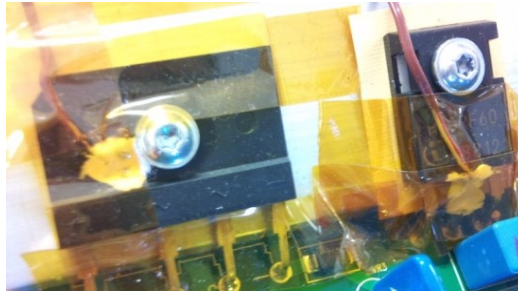


fig. 5.5. Detalle de la colocación del termopar en el puente de diodos y en el IGBT.

5.2.3. Comparativa a distintas frecuencias de resonancia

Vamos a evaluar el comportamiento del IGBT1 (empleado actualmente) a las frecuencias de 20 kHz y 30 kHz con todos los recipientes. La evolución de la potencia en el ensayo (figura 5.6), no deja lugar a dudas, el cambio a menor frecuencia resulta en una mejora sustancial de las prestaciones de la etapa: los tiempos de permanencia a potencia máxima se incrementan un promedio de 100%, la potencia entregada al estabilizarse térmicamente un 60% y el total de energía absorbida por la carga un 40% en el caso de los recipientes *Silit* y *Zenith*, y más de un 80% en *Hackman*, que es el recipiente que más frecuencia exige para entregar la misma potencia o que presenta su resonancia a la mayor frecuencia respecto de otros recipientes.

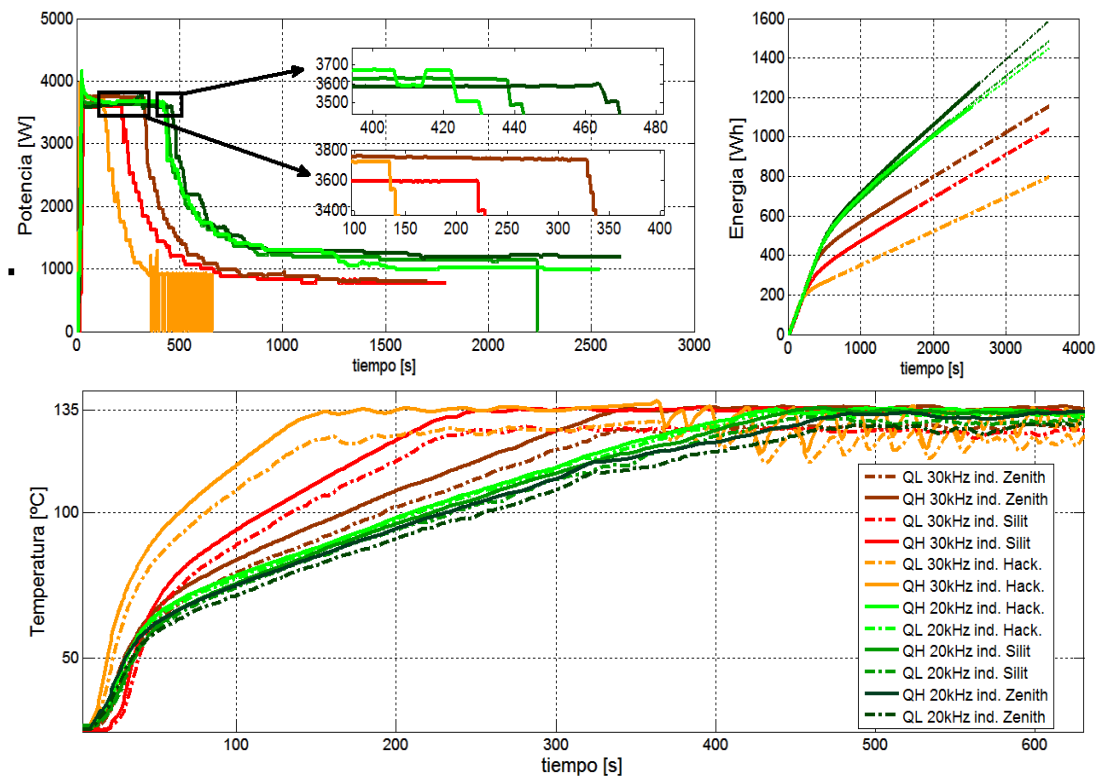


fig. 5.6. Datos obtenidos para seis ensayos con el mismo IGBT a las dos frecuencias de operación que se desean contrastar, 20 kHz en tonos verdes, y 30 kHz en tonos rojizos, con los tres recipientes representativos.

Se observa también que la dispersión en los resultados obtenidos con diferentes recipientes es menor a 20 kHz que a 30 kHz, lo cual se debe a que se reducen en un 33% el peso de las pérdidas de conmutación a esta frecuencia de trabajo (para el mismo IGBT) y porque a menor frecuencia las diferentes cargas representan un menor, o más acotado, espectro de valores RL, lo cual es deseable a la hora de realizar un control más sencillo y preciso.

TABLA 5.3.
IGBT ACTUAL, COMPARATIVA A DOS FRECUENCIAS DE RESONANCIA

			RECIPIENTE + LC SINTONIZADO A 20 KHz	RECIPIENTE + LC SINTONIZADO A 30 KHz	MEJORA
ZENITH	T1	[Min]	7.3	4.6	60%
	P ∞	[kW]	1.18	0.81	47%
	E1	[kWh]	1.59	1.15	38%
SILIT	T1	[Min]	7.2	3.7	95%
	P ∞	[kW]	1.14	0.74	55%
	E1	[kWh]	1.49	1.04	43%
HACKMAN	T1	[Min]	6.8	2.8	147%
	P ∞	[kW]	0.99	0.45	106%
	E1	[kWh]	1.45	0.67	82%

5.2.4. Comparativa entre IGBT's

Las gráficas comparativas de las figura 5.7 y 5.8 muestran la evolución en seis ensayos con el inductor ajustado a 20 kHz para los tres recipientes característicos y los dos IGBT's empleados. En tonos azules aparecen las evoluciones de potencia, energía y temperatura asociadas a la operación con el IGBT2 para los tres recipientes, y en tonos verdes las asociadas al IGBT1.

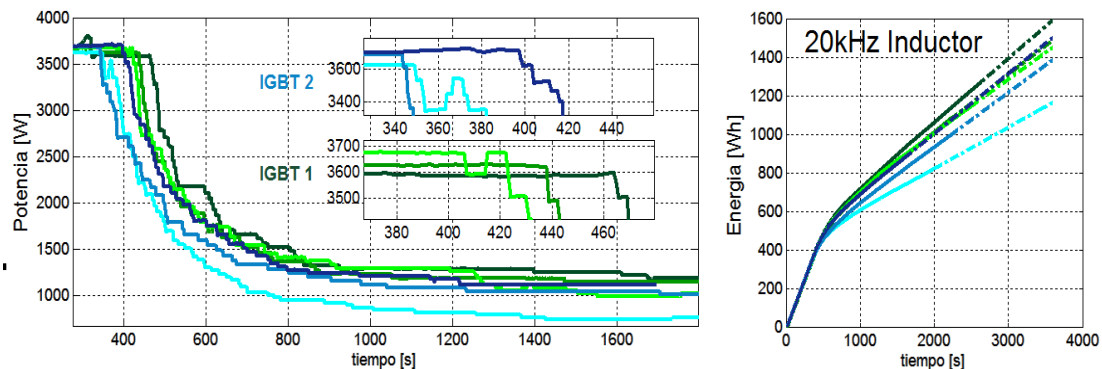


fig. 5.7. Datos de potencia y energía obtenidos para seis ensayos con el mismo inductor y dos IGBT preseleccionados, el empleado actualmente y un posible sustituto, con los tres recipientes característicos

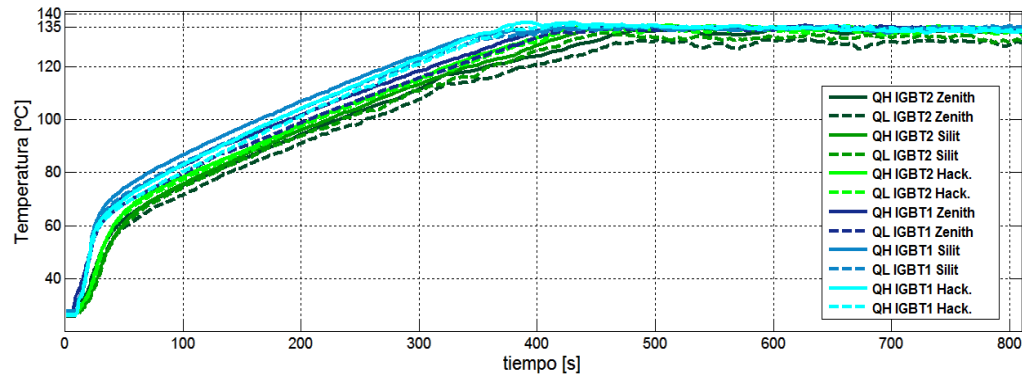


fig. 5.8. Evolución de la temperatura en los seis ensayos con el mismo inductor y dos IGBT preseleccionados, el empleado actualmente y un posible sustituto, con los tres recipientes característicos

Se puede observar que operando a la menor frecuencia el IGBT2, que es un IGBT sensiblemente más lento y con pérdidas de conducción similares al IGBT1 presenta similares prestaciones. Por tanto, la homologación de componentes es más sencilla ya que es menos exigente en el aspecto de la velocidad.

Se puede deducir también, que a 30 kHz las diferencias serán más abruptas, tal y como se aprecia en el anexo 4. Además se observa que en esta aplicación el peso de las pérdidas por conmutación en el IGBT2 sigue siendo un lastre a 20 kHz, si bien es con el recipiente *Zenith* con el que más próximos estamos de esta condición.

TABLA 5.4.
RESONANCIA A 20 kHz, COMPARATIVA ENTRE IGBT'S

			IGBT2	IGBT1	MEJORA
ZENITH	T1	Min.	6.3	7.3	16.7%
	P ∞	kW	1.11	1.20	8.1%
	E1	kWh	1.50	1.59	6%
SILIT	T1	Min.	5.4	6.9	28.2%
	P ∞	kW	1.01	1.14	12.9%
	E1	kWh	1.38	1.49	7.4%
HACKMAN	T1	Min.	5.5	6.5	19.2%
	P ∞	kW	0.75	1.03	37.3%
	E1	kWh	1.16	1.45	24.6%

En la gráfica de la figura 5.9 podemos observar una comparativa del total de los 12 ensayos realizados, donde se incluye el del IGBT2 operando a 30 kHz.

A pesar de que en simulación IGBT2 mostraba mejores resultados en eficiencia y pérdidas para altas potencias, este ensayo ha revelado que el IGBT1 se sigue comportando mejor a 20 kHz que éste.

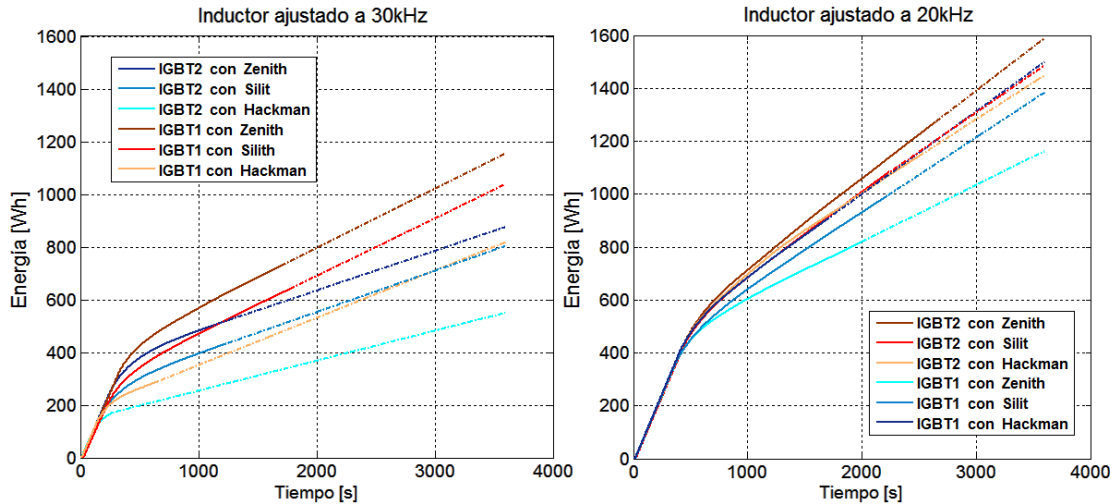


fig. 5.9. Evolución en la entrega de energía al inductor según el tipo de recipiente, frecuencia de resonancia del inductor e IGBT

5.2.5. Comparación con diferentes separaciones inductor-recipiente

Otra comparativa que cabe realizar, entre las posibilidades de estos ensayos, es la de cargas que compartiendo el mismo punto de operación, tienen diferentes factores de calidad Q . Con un factor de calidad alto, la curva es más estrecha y la regulación es más abrupta a potencias altas, pero también el rango frecuencial de trabajo es menor como se puede apreciar en la ilustración de la figura 5.10. La duda que se plantea es qué incidencia tendrá en las prestaciones de la cocina el aumentar la separación por las cuestiones mencionadas al inicio, así que se han realizado tres ensayos con tres separaciones diferentes 3 mm, 7 mm y 10 mm para los inductores de la tabla 5.2.

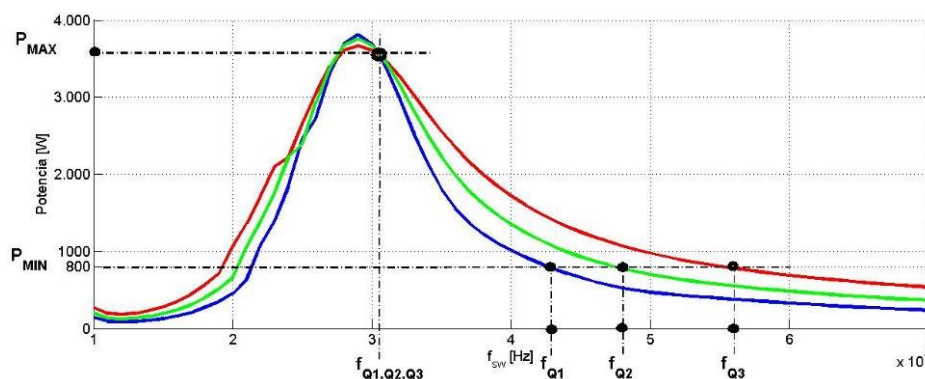


fig. 5.10. Tres curvas de potencia, que con diferente gap e inductor, comparten un mismo punto de operación a potencia máxima

Para lograr el mismo punto de operación para iniciar los ensayos con tres separaciones inductor-recipiente, se han reajustado las cargas en número de espiras y condensador de resonancia.

En el punto común la potencia se entrega en las mismas condiciones de frecuencia y corriente de corte, pero conforme se soliciten potencias menores la variación en frecuencia necesaria será diferente. Por ello el comienzo del inicio de la regulación deberá coincidir en los tres casos, y la potencia, experimentar una evolución diferente durante el ensayo. Para acentuar algo más las diferencias, el ensayo se realizará con frecuencia inicial de 30 kHz, empleando el IGBT2, ya que es peor en conmutación, y recipiente *Silit*.

A pesar de todo ello, en los resultados no se ha captado la influencia que suponen las cargas con diferente Q dado que la evolución de la potencia resulta muy similar en los tres (figura 5.11), o podríamos concluir que la diferencia de separación no supone sustancial efecto en la electrónica, aunque si en el inductor (diferente número de espiras con 3 mm de diferencia) y en el margen de regulación. Además a 20 kHz la diferencia será aún menor, por lo que no supondrá un problema para la electrónica.

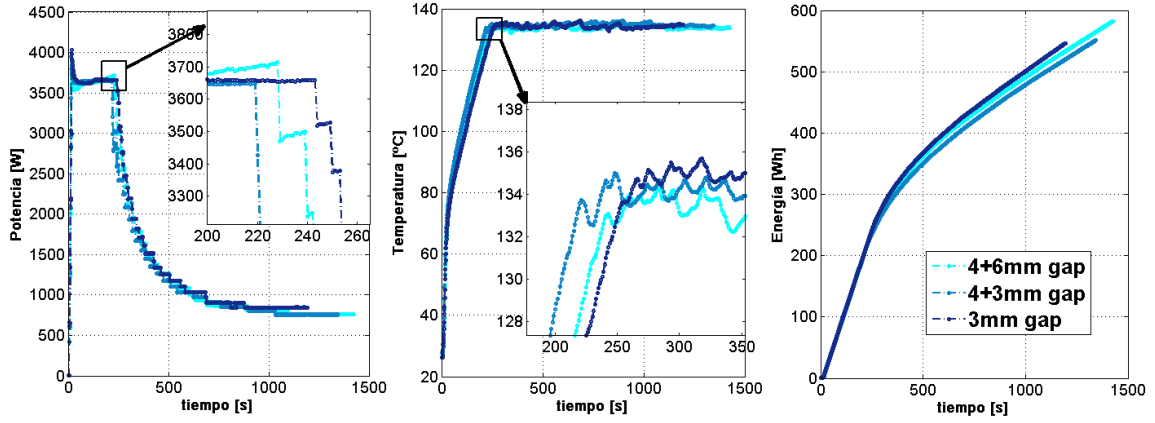


fig. 5.11. Evolución del ensayo con las tres cargas que difieren en el inductor, el gap y el condensador de resonancia, empleando el IGBT2 y recipiente tipo *Silit*.

5.3. Ensayo de trabajo en condiciones realistas y *setup* experimental

Aunque se hayan apreciado grandes diferencias en las prestaciones de la etapa al cambiar de frecuencia de trabajo, el hecho de descartar el IGBT “lento”, de los ensayos precedentes no se pueden extraer conclusiones determinantes, ya que las condiciones de operación de la etapa no son, en absoluto, realistas. En este sentido, se ha procedido a repetir los ensayos en cajón cerrado que se pueden considerar similares a los ensayos de *worst case* en los que se ha empleado una encimera de dos fuegos modificada para que trabajen los dos inversores de la PCB simultáneamente con dos cargas de 21 cm (figura 5.12).

Dicha encimera se ha encastrado en un cajón de madera, parcialmente sellado, donde se pretende replicar la situación habitual de empleo. Si bien comercialmente no existe este *layout* 21-21 y tampoco los 2 mm en el aumento de la separación previsto en

IH6.2, se ha tenido que modificar la encimera (además de los condensadores de resonancia, ya que trabajaremos a inversor dedicado y con una PCB de IH) teniendo en cuenta la optimización de la disposición de los recipientes y el ajuste de la envoltura al sellado.

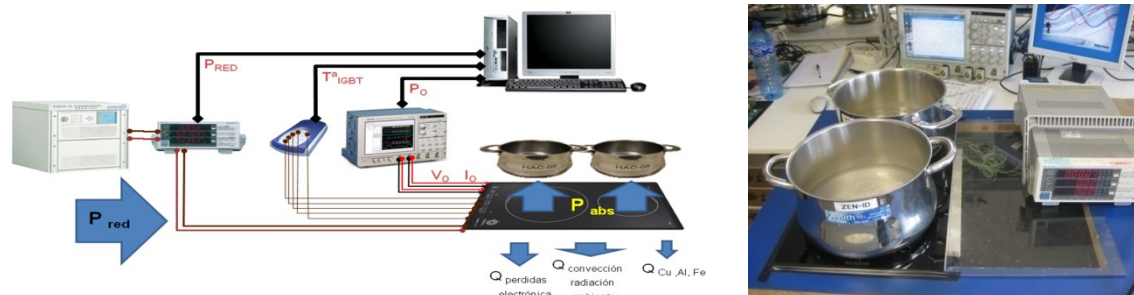


fig. 5.12. Esquema y fotografía del *setup* experimental con el que se han realizado los ensayos en cajón cerrado, con una encimera de dos fuegos modificada para albergar dos inductores de 21 cm y separación de 6 mm

Se emplearán todos los recipientes representativos pero no de manera sistemática. Los IGBT's no serán una variable pero si los modos de ventilación 0%, 50% y 100%. Las condiciones comunes a todos los ensayos se enumeran a continuación:

- a) Una plataforma de cocción opera gobernada por PC en bucle abierto, sin regulación automática de ningún tipo.
- b) Se monitoriza en tiempo real la potencia consumida y la temperatura alcanzada por los dispositivos de potencia, y se regula la potencia de forma manual a través de PC.
- c) La medida de temperatura se realiza con termopares tipo K, distribuidos de la misma manera que en la primera serie de ensayos.
- d) Los dos inversores operarán simultáneamente al comienzo, entregando en suma 3700 W a las cargas (1850 W x 2).
- e) La tensión de entrada suministrada por una fuente de alimentación estabilizada y regulada es de 230 V_{rms}.
- f) La temperatura y cantidad del agua al comienzo de los ensayos se procura similar: temperatura ambiental y alrededor de 3 litros.

5.3.1. Inductores empleados

Para la serie de ensayos realizados en cajón cerrado, se han empleado unos prototipos en silicato de calcio, resultado de un estudio realizado en paralelo por el departamento, que están ajustados a las frecuencias de 20 y 30 kHz (figura 5.13 a) y b)). Además se ha empleado también el inductor del mismo tamaño empleado actualmente en IH (figura 5.13 c)), ajustado a una frecuencia 30 kHz pero para una tensión nominal de trabajo de 215 V y que por tanto, está sobredimensionado para 230 V (en corriente) y no puede hacerse la comparativa directa con él.

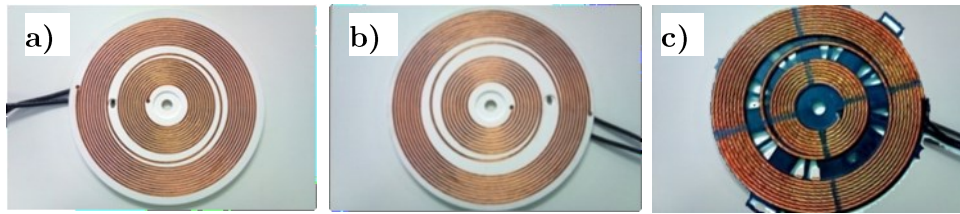


fig. 5.13. Inductores empleados A) 20 kHz, B) 30 kHz y C) 30 kHz a 215 V.

5.3.2. Comparativa entre recipientes, modos de ventilación e inductores

En el primer ensayo realizado con ventilador a plena carga e inductor de 20 kHz, se ha observado un rápido incremento de la temperatura del puente de diodos, hasta el punto que en un principio la regulación de potencia por temperatura se realizó en función de éste. En los demás ensayos con otras cargas, este comportamiento no se ha repetido por lo que se ha optado por repetirlos, dejando que superen 135 °C y regulando por IGBT. La sustancial diferencia en tiempos, potencias y temperaturas se observa en la figura A5-1 y A5-2, y puede ser motivo de rediseño térmico o redimensionado del puente de diodos.

Atendido el detalle, los resultados para ensayos con el mismo inductor y a diferentes velocidades del ventilador se muestran en la figura 5.14. El ventilador es controlado con dos niveles de tensión, al 50% y al 100% de su capacidad nominal. La evolución del ensayo respecto al recipiente es similar en los tres casos, y respecto a la ventilación denota el escaso control que se puede ejercer.

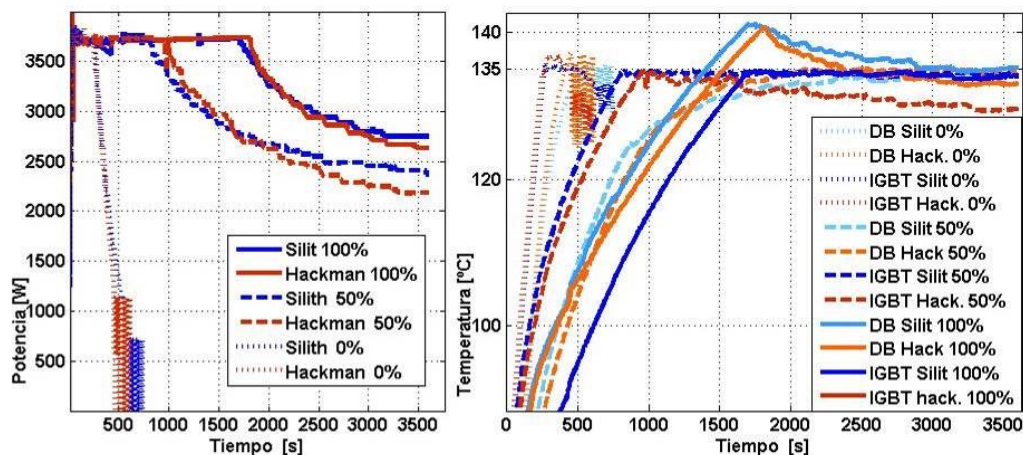


fig. 5.14. Influencia de la ventilación en ensayos de cajón cerrado con inductores de 20 kHz

Por último queda poner de manifiesto que incidencia tiene sobre la electrónica la frecuencia de resonancia del inductor. La última batería de ensayos (fig. 5.15) muestra una clara ventaja del inductor de 20 kHz sobre el resto, de hecho, respecto al tipo de recipiente, con este inductor la diferencia entre los resultados indica que la carga eléctrica es similar dada su evolución, aproximándose entre sí las características de las cargas y posibilitando un control más flexible.

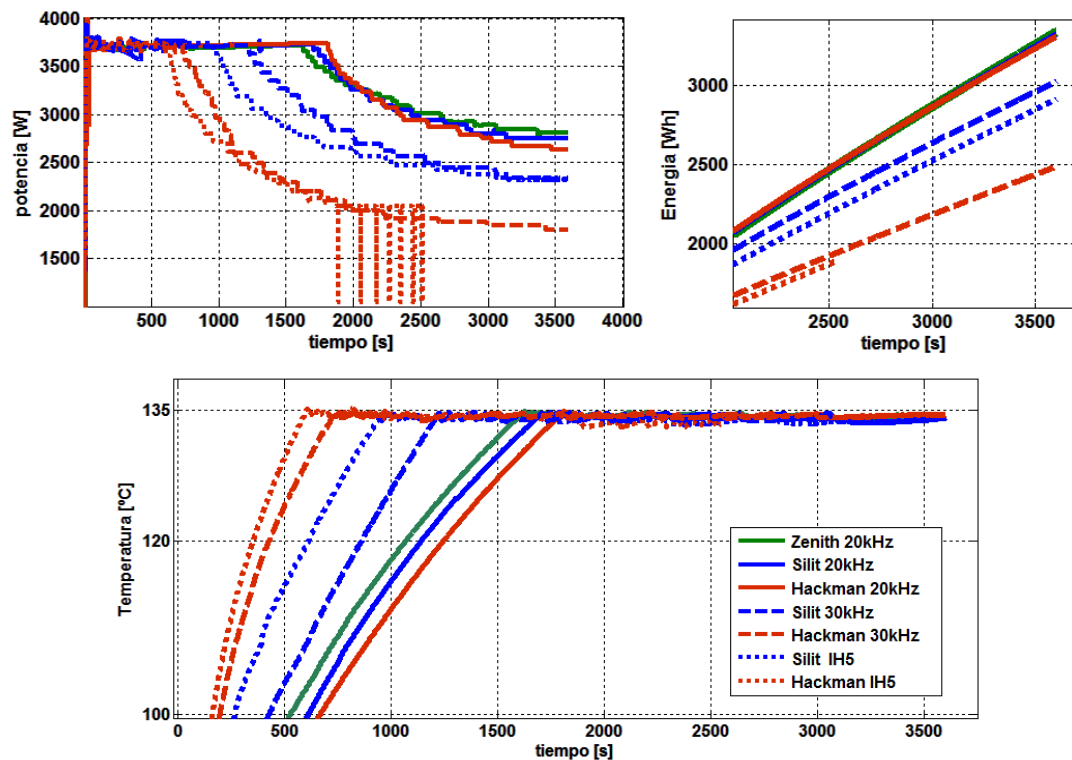


fig. 5.15. Influencia de la selección de la frecuencia de trabajo

El resumen de las tablas 5.5 y 5.6 ponen de manifiesto la magnitud, y sorprende la mejora que supone para el recipiente tipo *Hackman* respecto los demás el hecho de bajar de frecuencia de trabajo. Actualmente este recipiente es el más problemático por las frecuencias de trabajo que resultan, comenzando el ensayo con el inductor de IH en torno a 45 kHz para 3700 W.

TABLA 5.5.
RESULTADOS PARA LOS ENSAYOS CON LOS TRES INDUCTORES

	20 kHz PROTOTIPO			30 kHz PROTOTIPO		IH5 INDUCTOR	
	<i>Zenith</i>	<i>Silit</i>	<i>Hack</i>	<i>Silit</i>	<i>Hack</i>	<i>Silit</i>	<i>Hack</i>
Tiempo en 3700 W [min]	27.28	28.63	30.15	21.97	17.97	15.77	10.55
Potencia al cabo de una hora [kW]	2.81	2.74	2.63	2.46	1.88	2.32	1.5
Energía total absorbida [kWh]	3.33	3.32	3.31	3.14	2.74	2.91	2.38

TABLA 5.6.

MEJORA PARA CADA RECIPIENTE RESPECTO AL INDUCTOR ACTUAL IH5

	SILIT		HACKMAN	
	30 kHz	20 kHz	30 kHz	20 kHz
Tiempo en 3700 W	39%	82%	71%	187%
Potencia al cabo de una hora	6%	18%	25%	75%
Energía total absorbida	8%	14%	15%	39%

5.4. Ensayos de EMC

El cambio de frecuencia de trabajo influirá también en el filtro de entrada necesario. Dado que se pretende minimizar los costes de migración a menores frecuencias, la primera prueba consiste en examinar el filtro actual y realizar el ensayo de norma de EMC (EN 55011) cuando se consume la máxima potencia a 20 kHz, comparándolo con el límite permitido por ésta.

Atendiendo entonces a las bajas frecuencias, si el espectro registrado sobrepasa en exceso al que limita la norma, quizá sea necesario el rediseño del filtro (mayor núcleo => rediseño de PCB del filtro). En caso contrario, puede que con una modificación más económica, como un ligero incremento del número de espiras, se pueda seguir empleando la misma PCB.

Por esta razón se ha realizado el ensayo de EMC en la situación más desfavorable: trabajando a 20 kHz con el filtro actual y entregando la potencia máxima 3700 W con un solo inversor. En esas condiciones se ha obtenido la siguiente descomposición espectral de la potencia de entrada antes del filtro de la encimera.

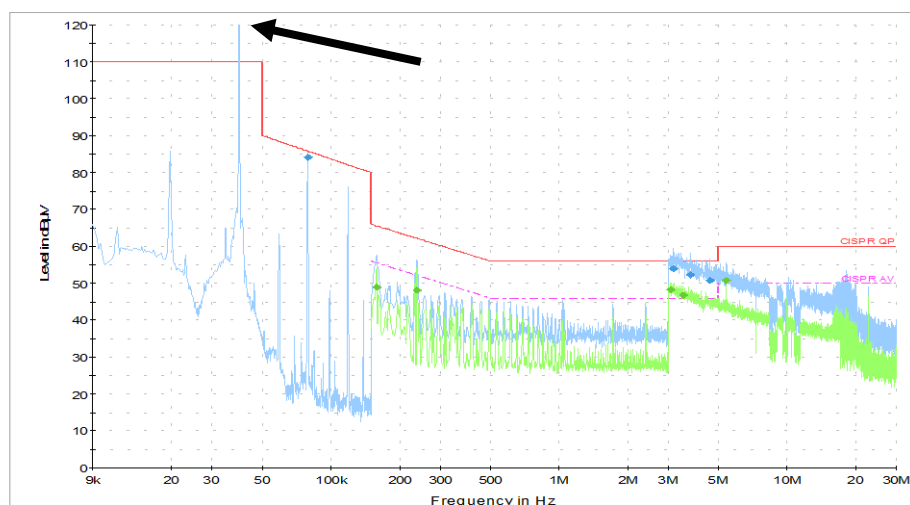


fig. 5.16. Resultado para un ensayo de norma EMC

Centrándonos en las frecuencias de interés, hay un pico que sobrepasa el límite de conducidas en 40 kHz, a una frecuencia que es el doble de la de operación de la etapa. En la operación real, el inversor no trabaja a frecuencia fija sino que para evitar la acumulación de energía en una sola banda, ésta varía durante el semiciclo de red. A esta técnica se la conoce como *jitter correction*, y se aplica como ilustra la gráfica siguiente para 20 y 30 kHz (se entiende simétrica de 5 a 10 ms).

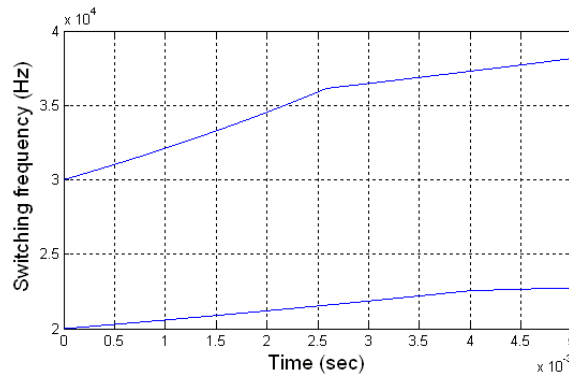


fig. 5.17. Frecuencia de conmutación a lo largo de la mitad del semiciclo de la tensión de red para diferentes frecuencias de conmutación 30 kHz (arriba) o 20 kHz (abajo) cuando se aplica la técnica de *jitter correction*.

Repitiendo por tanto el ensayo de norma, con esta técnica activa, el espectro obtenido se modifica de modo que cumple el ensayo y donde se observa el efecto comentado por el ensanchamiento y atenuación del pico de 40 kHz y sus réplicas. Se hace notar que este ensayo se ha realizado con la PCB, el conjunto inductor recipiente y el filtro cableados sobre una bancada de pruebas y conectados a los equipos de medida por lo que parte del espectro de alta frecuencia tampoco es del todo representativa.

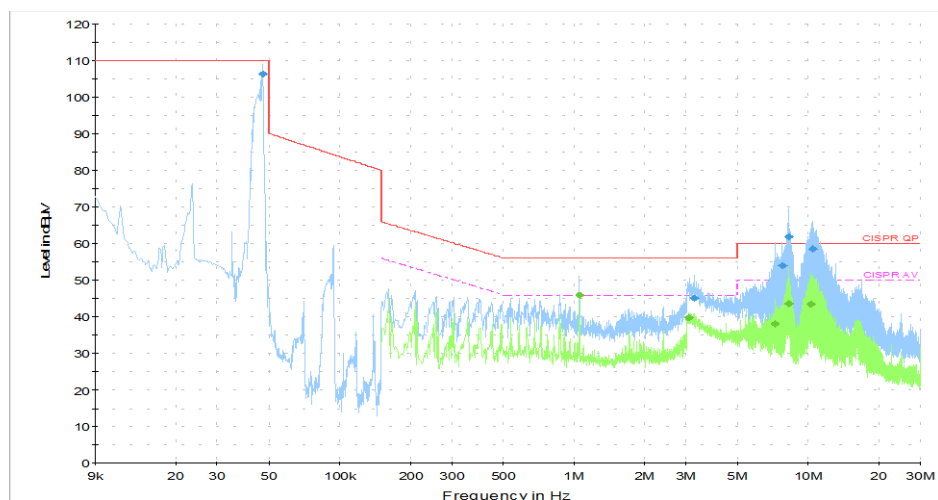


fig. 5.18. Resultado del ensayo de norma aplicando *jitter correction*.

Por tanto no se esperan cambios drásticos en el filtro de EMC en lo relativo a emisión conducida debido a la menor frecuencia de operación. No se han abordado otros ensayos de radiadas, inmunidad, etc., porque no tienen sentido en un prototipo de laboratorio.

6. Conclusiones

Respecto a las simulaciones realizadas, las soluciones halladas para el primer escenario satisfacen todas las condiciones de diseño, con inductores resonantes a 19.1 kHz en la plataforma Multiplex para alcanzar la potencia *pulsada* de 3600 W. Por tanto, es posible el empleo de los inductores de 15 cm y 18 cm en ambas plataformas por la sinergia entre plataformas en lo referente a éstos.

Sin embargo, hay que hacer notar que puede ser probable que el espacio no sea suficiente para alojar las espiras en la práctica. Actualmente el inductor de 15 cm tiene dos variantes para las dos plataformas, con 18 espiras para Multiplex y 20 en IH, de modo que si las soluciones halladas requieren 21 espiras y ha de ser capaz de alcanzar 3600 W, es probable que la sección del conductor tenga que ser mayor en Multiplex y que el alojamiento de las espiras no sea posible con la tecnología actual, debiendo emplear secciones rectangulares. En el inductor de 18 cm habrá que añadir tres espiras, pero este caso sería menos problemático dado el menor empaquetamiento que presentan actualmente las espiras.

Por otra parte, el IGBT empleado actualmente, que se había seleccionado para frecuencias de trabajo superiores, se muestra también adecuado a 20 kHz. Se deberá poner atención al puente de diodos por lo mencionado al inicio del apartado 5.1.3, dado el potencial cambio de paradigma en regulación, teniéndolo que hacer primero por puente de diodos en lugar de IGBT.

Los inductores resonantes a 20 kHz presentan una clara ventaja en eficiencia electrónica respecto a los demás. Se observa menor dispersión entre las frecuencias de trabajo de los recipientes representativos (cargas eléctricas más próximas entre sí), además, dado que las bajas potencias se obtendrán a frecuencias también menores, las pérdidas por conmutación se reducirán significativamente. Esto supone una gran ventaja con los recipientes *Hackman* ya que el margen de regulación de potencia que se exhibe en los inductores actuales es muy bajo, observándose frecuencias de resonancia en torno a 45 kHz, que devienen rápidamente en sobrecalentamiento de los semiconductores por las pérdidas de conmutación.

El aumento de la separación inductor-recipientes en 2 mm no ha mostrado diferencia sustancial en los ensayos térmicos para la electrónica, pero si la tendrá en cuanto a las temperaturas que alcance el inductor en la cocción con aceite, que le permitirán trabajar a menor temperatura, aliviando el estrés térmico de los devanados y las propias ferritas. Esto se traduce en mejores prestaciones y un probable ahorro de coste. El incremento del *gap* tiene su contrapartida ya que aumenta las pérdidas que se asocian a la transferencia de flujo debido a la absorción por parte aluminio y pérdidas en el ambiente, además de empeorar el factor de calidad Q , que lleva a un margen de regulación más estrecho entre la máxima y la mínima potencia.

En lo que al filtro de red de entrada respecta, no se espera que sean necesarios cambios significativos en lo referente a emisión conducida debido al nuevo rango de frecuencias como se ha observado en los resultados del ensayo de EMC.

A pesar de todas las ventajas que supone el trabajar a frecuencias más bajas, se ha tenido que dar marcha atrás debido a la imposibilidad de aislar el origen y condiciones que hacen que recipientes tipo *Zenith* emitan un ruido acústico molesto de cara al usuario, entorno a frecuencias de funcionamiento que van desde los 22 kHz hasta 25.5 kHz.

7. Futuras mejoras y líneas de investigación

Respecto las simulaciones, sería interesante ampliar el estudio de compatibilidad a más inductores, aunque para ello se debería de poder disponer de modelos precisos de un mayor número de recipientes que pueden estar involucrados entre ambas plataformas (210 mm, 180 mm + *bräter*, *vector*,...).

Es cierto que la dificultad en el intento de compatibilizar inductores viene dada por razones económicas y la topología empleada. Un relé conmutador de dos contactos pero con posición de reposo N.A/N.A, sería idóneo a la hora de alterar el valor del condensador y poder disponer de mayor flexibilidad.

También resultaría ventajoso un control lineal del ventilador, dado que podría aumentar su vida útil al no estar operando al 100% de manera permanente.

Como se ha mencionado, el *gap* inductor–recipiente se incrementará para reducir la transferencia de calor de éste último al inductor, y es un factor determinante en el diseño del inductor. El empeoramiento del FP y Q de la carga con mayor *gap* limita la separación, pero debería realizarse estudios térmicos y de *performance* con otras separaciones y hallar una solución de compromiso.

Bibliografía

- [1] J. Acero Acero “*Estudio teórico y experimental del calentamiento por inducción doméstico de cualquier material conductor*” Tesis Doctoral (PhD), Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones, Universidad de Zaragoza. Marzo 2005.
- [2] S. Llorente Gil, “*Simulación y comparación de etapas de potencia para cocinas de inducción*”, Proyecto Fin de Carrera, Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones, Universidad de Zaragoza, Febrero 2001.
- [3] Oscar Gracia Campos, “*Diseño de inversores con módulos de potencia aplicado al calentamiento por inducción doméstico*”. Proyecto Final de Carrera de Ingeniería de Telecomunicación, BSH – Universidad de Zaragoza, 2008.
- [4] Pablo J. Hernández, “*Análisis y diseño del sistema inductor en electrodomésticos de calentamiento por inducción*”. Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones, Universidad de Zaragoza, 2004.
- [5] David Valeau Martín, “*Optimización y diseño de un inversor resonante de carga variable para calentamiento por inducción doméstico*”. Proyecto Final de Carrera de Ingeniería de Telecomunicación, BSH – Universidad de Zaragoza, 2009.
- [6] N. Mohan, T. M. Underland y W. P. Robbins, “*Power Electronics. Converters, Applications, and Design*”. Nueva York: John Wiley & Sons, 1989.
- [7] Tektronix DPO7000 Digital Phosphor Oscilloscopes. User Manual.
- [8] MathWorks Team “MATLAB. The Language of technical Computing” MathWorks August 2008.
- [9] Yokogawa Electric Corporation PZ4000 Power Analyzer Communication Interface User’s Manual.
- [10] <http://www.fairchildsemi.com/>
- [11] <http://www.renesas.eu/>
- [12] <http://www.infineon.com/>
- [13] <http://www.ni.com/>
- [14] <http://www.tek.com/>
- [15] <http://www.wikipedia.com>
- [16] <http://www.picotech.com/>
- [17] <http://www.yokogawa.com/es/>
- [18] <http://www.chromaate.com/>