



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Control De La Temperatura En Sistemas
De Calentamiento Por Microondas

Tesis Doctoral

Elaborada por:

Pedro José Plaza González

Director:

Prof. José Manuel Catalá Civera

Valencia, Noviembre de 2015

Agradecimientos.

En primer lugar, deseo agradecer a mi director de tesis, José Manuel Catalá, el gran apoyo que me ha prestado durante todos estos años en los que hemos compartido momentos buenos y algunos no tan buenos. Su motivación ha sido imprescindible para llegar hasta aquí.

A Felipe quiero agradecerle su inquebrantable buen humor y su disposición a ayudarme en aquellos temas en los que flojeo.

También quiero agradecer su ayuda a mis compañeros Beatriz, Gabriel, Isidora, José Daniel, Miguel Ángel y Toni, con los que paso tantos buenos momentos.

De mi familia, quiero agradecer especialmente a mis padres Joaquín y María la oportunidad que me ofrecieron de estudiar una carrera universitaria, lo que para ellos supuso un gran esfuerzo económico. También estoy tremendamente agradecido a mis hermanos Joaquín y M^aCarmen por su apoyo durante todos estos años.

A mis hijos, Gabriel y Mar, quiero agradecerles su gran cariño y su comprensión cuando no hemos podido pasar juntos tanto tiempo como desearíamos.

A mi mujer, Ana, quiero agradecerle su amor y su gran dedicación a nuestra familia, de la que ella es el corazón indiscutible.

Resumen.

Los sistemas de tratamiento térmico de materiales utilizando energía de microondas vienen utilizándose durante más de 60 años. La técnica en el diseño e implementación de este tipo de sistemas ha avanzado enormemente durante este tiempo, pero el control preciso de la temperatura de los materiales sigue presentando muchas dificultades teóricas y prácticas.

Esta dificultad, en muchos casos, se presenta debido a que un correcto procesado por microondas de muchos materiales precisa de conocimientos en varias áreas técnicas, siendo la ingeniería de microondas sólo una de ellas. En muchas ocasiones es necesario combinar el conocimiento en esta área con conocimientos en tecnología de materiales, química, etc., para obtener una idea precisa de cómo ha de ser el proceso.

El objetivo de este trabajo es desarrollar un equipo experimental que permita el tratamiento por microondas de muestras de materiales, manteniendo en todo momento un gran control sobre la temperatura y energía absorbida, lo que permite obtener unos datos muy valiosos sobre la dinámica de procesado de los materiales con esta tecnología.

Con este objetivo, en un primer paso se han estudiado los diferentes tipos de aplicadores de microondas que se pueden utilizar, así como las técnicas de optimización de la distribución de temperatura aplicables a cada tipo de aplicador. Se han analizado las ventajas e inconvenientes que presentan los aplicadores multimodales, con un detallado estudio del

efecto de uniformización del campo eléctrico que producen los agitadores de modos, que es la técnica más usada para este propósito.

A continuación se han estudiado los efectos térmicos que ocurren sobre los materiales sometidos a un campo electromagnético de alta potencia. Los fenómenos de transmisión de calor, convección y cambio de fase han sido estudiados para analizar su influencia sobre la temperatura que alcanzan los cuerpos. El fenómeno de avalancha térmica tiene una gran importancia en el tratamiento de algunos materiales, sobre todo aquellos cuyas pérdidas dieléctricas crecen con la temperatura, por lo que ha sido analizado junto con las técnicas que pueden utilizarse para evitar su aparición. También se han revisado los diferentes tipos de sensores de temperatura y su aplicabilidad a los sistemas de microondas, con el resultado de elegir los sensores de temperatura por infrarrojos como la tecnología más indicada.

En los sistemas de calentamiento por microondas el incremento de temperatura de la muestra viene determinado por la potencia absorbida por el aplicador, y por tanto un control preciso de esta potencia es vital en el control de la temperatura. Es necesario destacar que los procesos de calentamiento por microondas son dinámicos, evolucionando según la muestra cambia de temperatura y propiedades. Por este motivo se han estudiado los diferentes mecanismos disponibles, destacando el trabajo realizado en el desarrollo de un sistema de adaptación de impedancias dinámico. Además se han analizado otras estrategias para regular la potencia absorbida, controlando diferentes parámetros como la potencia generada, la sintonización de la cavidad o el ancho de barrido de frecuencias.

Se han construido dos tipos de sistemas, uno basado en una cavidad monomodo sintonizable mecánicamente, y otro sistema cuya cavidad no es sintonizable, y precisa del uso de un generador de frecuencia variable. Ambos sistemas integran sensores de temperatura y el equipamiento necesario para medir la potencia entregada a la muestra en cada momento. Para el control del proceso se ha implementado un algoritmo

de control PID que permite el funcionamiento automatizado a lo largo de los ensayos.

Ambos equipos desarrollados se han utilizado para la realización de multitud de ensayos, sobre muestras de diferente naturaleza. Algunos de estos resultados se presentan en este trabajo, lo que permite poner de manifiesto el excelente funcionamiento de estos equipos y la valiosa información que proporciona sobre los materiales estudiados.

Para finalizar, se proponen unas líneas futuras de investigación para continuar el trabajo realizado hasta el momento.

Abstract.

Material heat processing systems using microwave energy have been used for more than 60 years. Design and implementation techniques have greatly evolved during this time, but a precise control in material temperature is still difficult to achieve due to theoretical and practical reasons.

This difficulty arises, in many cases, because a deep knowledge in several technical fields is needed in order to design the process properly, being microwave engineering only one of them. Usually it's necessary to combine knowledge in microwaves with material technology, chemistry, and other fields, in order to have a clear idea about how the process should be.

The main aim of this work is the development of experimental equipment that allows the heat treatment of material samples using microwave energy, while providing a great control over the sample temperature and the energy absorbed. Using such an equipment, very valuable data can be obtained for the process dynamics when using microwave technology.

With this objective in mind, in a first step different suitable types of microwave applicators have been studied, as well as several optimization techniques for the temperature distribution within the sample.

Advantages and disadvantages of multimodal applicators have been analyzed, and a detailed study about the effect of mode stirrers in the

field uniformity has been carried out, which is the more common technique for this aim.

A next step was the study of thermal effects in materials under high power electromagnetic fields. Heat transfer, convection and phase change phenomena have been studied in order to analyze their effect in the sample temperature.

The thermal runaway effect has a special importance in the processing of some materials, mainly when dielectric losses increase with temperature. This phenomenon has been analyzed, as well as some suitable techniques that can be used to avoid it, or at least to reduce its effects. Also, different types of temperature sensors have been reviewed to study its usability in microwave systems, and as a result infrared temperature sensors has been chosen as the more suitable technology.

In microwave heating systems the temperature increment in the sample is determined by the microwave power absorbed by the applicator, and for this reason an accurate control over this parameter is required for a good temperature control. It should be remarked that microwave heating processes are dynamic, evolving with the changes in material temperature and properties. For this reason, different procedures for absorbed power control has been analyzed, with highlight in the work carried out regarding the development of a dynamic impedance matching system.

Moreover, other strategies for absorbed power regulation have been studied, using different control parameters as the generated power, the cavity tuning or the frequency sweep span.

Two different systems have been developed. One is based on a tunable monomode cavity with a mechanic tuning system; the second is based on a non-tunable cavity and the use of a variable frequency generator. Both systems integrate temperature sensors and the equipment required to measure the power delivered to the sample. An automated process

control algorithm based on PID has been implemented, allowing autonomous working during the experiments.

Both developed systems have been used in a high number of experiments with different nature of samples. Some of these results are presented in this work, showing the excellent performance of the systems and the valuable information that can be obtained for the studied materials.

As a final point, several future research lines are proposed in order to continue the work developed up to now.

Resum.

Els sistemes de tractament tèrmic de materials utilitzant energia de microones s'han utilitzat durant més de 60 anys. La tècnica en el disseny i implementació d'este tipus de sistemes ha avançat enormement durant este temps, però el control precís de la temperatura dels materials continua presentant moltes dificultats teòriques i pràctiques.

Esta dificultat, en molts casos, es presenta pel fet que un correcte processat per microones de molts materials precisa de coneixements en diverses àrees tècniques, sent l'enginyeria de microones només una d'elles. Moltes vegades és necessari combinar el coneixement en aquesta àrea amb coneixements en tecnologia de materials, química, etc., per a obtindre una idea precisa de com ha de ser el procés.

L'objectiu d'este treball és desenvolupar un equip experimental que permeta el tractament per microones de mostres de materials, mantenint en tot moment un gran control sobre la temperatura i energia absorbida, la qual cosa permet obtindre unes dades molt valuoses sobre la dinàmica de processat dels materials amb esta tecnologia.

Amb este objectiu, en un primer pas s'han estudiat els diferents tipus d'aplicadors de microones que es poden utilitzar, així com les tècniques d'optimització de la distribució de temperatura aplicables a cada tipus d'aplicador. S'han analitzat els avantatges i inconvenients que presenten els aplicadors multimodals, amb un detallat estudi de l'efecte d'uniformització del camp elèctric que produïxen els agitadors de modes, que és la tècnica més usada per a aquest propòsit.

A continuació s'han estudiat els efectes tèrmics que ocorren sobre els materials sotmesos a un camp electromagnètic d'alta potència. Els fenòmens de transmissió de calor, convecció i canvi de fase han sigut estudiats per a analitzar la seua influència sobre la temperatura que aconseguixen els cossos. El fenomen d'allau tèrmica té una gran importància en el tractament d'alguns materials, sobretot aquells les pèrdues dielèctriques dels quals creixen amb la temperatura, per la qual cosa ha sigut analitzat junt amb les tècniques que poden utilitzar-se per a evitar la seua aparició. També s'han revisat els diferents tipus de sensors de temperatura i la seua aplicabilitat als sistemes de microones, amb el resultat de triar els sensors de temperatura per infrarojos com la tecnologia més indicada.

En els sistemes de calfament per microones l'increment de temperatura de la mostra ve determinat per la potència absorbida per l'aplicador, i per tant un control precís d'esta potència és vital en el control de la temperatura. És necessari destacar que els processos de calfament per microones són dinàmics, evolucionant segons la mostra canvia de temperatura i propietats. Per este motiu s'han estudiat els diferents mecanismes disponibles, destacant el treball realitzat en el desenrotllament d'un sistema d'adaptació d'impedàncies dinàmic. A més s'han analitzat altres estratègies per a regular la potència absorbida, controlant diferents paràmetres com la potència generada, la sintonització de la cavitat o l'ample d'agranat de freqüències.

S'han construït dos tipus de sistemes, un basat en una cavitat monomodo sintonizable mecànicament, i un altre sistema on la cavitat no és sintonizable, i precisa de l'ús d'un generador de freqüència variable. Ambdós sistemes integren sensors de temperatura i l'equipament necessari per a mesurar la potència entregada a la mostra en cada moment. Per al control del procés s'ha implementat un algorisme de control PID que permet el funcionament automatitzat al llarg dels assajos.

Ambdós equips desenrotllats s'han utilitzat per a la realització de multitud d'assajos, sobre mostres de diferent naturalesa. Alguns d'estos resultats es presenten en este treball, la qual cosa permet posar de manifest l'excel·lent funcionament d'estos equips i la valuosa informació que proporciona sobre els materials estudiats.

Per a finalitzar, es proposen unes línies futures d'investigació per a continuar el treball realitzat fins al moment.

Índice.

1. Introducción y objetivos.....	1
1.1. Calentamiento dieléctrico.....	2
1.2. Ventajas de la tecnología de microondas	6
1.3. Dificultades en la aplicación de la tecnología de microondas.....	8
1.4. Calidad del proceso en sistemas de microondas	9
1.5. Estructura y objetivos del trabajo	10
1.6. Referencias	14
2. Diseño de aplicadores microondas	15
2.1. Introducción	15
2.1.1. Aplicadores multimodo.....	15
2.1.2. Aplicadores monomodo	17
2.2. Campo eléctrico en aplicadores multimodo.....	18
2.2.1. Aplicadores multimodo con agitadores de modos	20
2.2.2. Validación experimental	35
2.3. Aplicadores monomodo	37
2.3.1. Distribución de campo eléctrico en aplicadores monomodo cilíndricos	38

2.3.2. Validación	44
2.4. Conclusiones	47
2.5. Publicaciones obtenidas	48
2.6. Referencias del capítulo.....	48
3. Modelado de los fenómenos térmicos y técnicas de medida de temperatura	51
3.1. Modelo de análisis térmico	52
3.1.1. Generación de calor	52
3.1.2. Condiciones de contorno térmicas	53
3.1.3. Modelo térmico de un conjunto de dieléctricos con generación de calor por microondas	57
3.2. Discretización FDTD	59
3.3. Avalancha térmica	72
3.4. Medida de la temperatura. Sensores	84
3.4.1. Sensores con contacto	84
3.4.2. Sensores infrarrojos	87
3.5. Resultados y conclusiones	95
3.6. Referencias	97
4. Control de la potencia aplicada	101
4.1. Control de la potencia del generador de microondas	103
4.2. Adaptadores de impedancia	105
4.3. Regulación de la potencia mediante ajustes en sintonía	117

4.4. Control de la potencia absorbida mediante barrido de frecuencias	120
4.5. Algoritmo automatizado de control de procesos	124
4.6. Resultados y conclusiones	127
4.7. Referencias	129
5. Equipo experimental desarrollado	131
5.1. Equipo de procesamiento de materiales basado en una cavidad monomodo sintonizable	132
5.2. Equipo de procesamiento de materiales basado en una cavidad monomodo estática y generador de barrido	143
5.3. Publicaciones a que ha dado lugar el trabajo	150
5.4. Referencias	150
6. Resultados experimentales	151
6.1. Materiales	151
6.2. Resultados experimentales	153
6.2.1. Resultados con cavidad sintonizable	153
6.2.2. Resultados con cavidad no sintonizable y generador de barrido .	159
6.3. Conclusiones	165
6.4 Referencias	165
7. Conclusiones y líneas de investigación futuras	168
7.1. Conclusiones	168
7.2. Líneas de investigación futuras	169

CAPÍTULO

1

Introducción y objetivos.

La energía microondas comienza a utilizarse como una forma de generar calor en los materiales a finales de los años 50. Aunque posiblemente el fenómeno de calentamiento dieléctrico a frecuencias de microondas ya había sido percibido con anterioridad, es el ingeniero de radar Percy Spencer y su equipo en la empresa Raytheon quienes realizan el primer desarrollo tecnológico.

A partir de entonces, esta técnica fue introduciéndose en ámbitos domésticos (hornos de microondas domésticos) y también en aplicaciones industriales, como en el sector textil, el vulcanizado de caucho, la industria del plástico, en el sector de alimentación, petroquímica e industria química en general, entre otros.

Las microondas son ondas electromagnéticas comprendidas en la banda de frecuencias entre los 300MHz y los 300GHz. En la figura 1 se muestran las principales bandas del espectro electromagnético, donde se ha resaltado la banda de microondas.

Para las aplicaciones de procesamiento de materiales por microondas las bandas utilizables son las denominadas ISM, que son bandas de uso libre con ciertas restricciones, y que están destinadas para aplicaciones

industriales, científicas y médicas. Las frecuencias más utilizadas son 915MHz, 2450MHz y 5.8GHz.

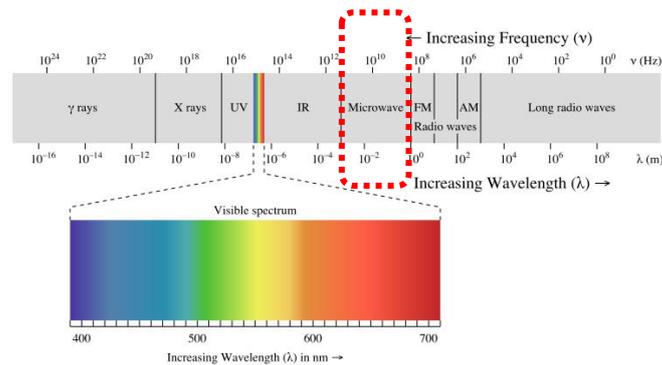


Figura 1.1: Espectro electromagnético.

Fuente: Wikimedia commons

1.1. Calentamiento dieléctrico.

Una característica de los materiales dieléctricos es su capacidad para almacenar carga eléctrica. En general, la aplicación de un campo eléctrico sobre un material dieléctrico produce un desplazamiento de las cargas sobre sus posiciones de equilibrio, dando como resultado una polarización neta.

Cuando el material al que se aplica el campo eléctrico es un conductor aparece un efecto denominado inducción de carga, por el que los electrones libres se desplazan en dirección opuesta a la del campo eléctrico aplicado. Como consecuencia aparece una acumulación de cargas positivas y negativas en superficies opuestas del conductor y que a su vez producen un campo eléctrico opuesto al aplicado, que compensa a éste. Este fenómeno, denominado apantallamiento, produce un campo eléctrico nulo en el interior del conductor.

En materiales dieléctricos las cargas tienen muy poca movilidad, ya que están fuertemente ligadas a la estructura del material, por lo que el

campo eléctrico aplicado produce un pequeño desplazamiento de las cargas sobre su posición de equilibrio, o bien la orientación de los dipolos. Las cargas internas siguen compensadas pero aparecen cargas superficiales a ambos lados del dieléctrico, produciéndose un efecto de apantallamiento parcial.

Son varios los mecanismos básicos que, por separado o conjuntamente, son los responsables de este fenómeno, siendo la frecuencia de variación del campo electromagnético el parámetro clave que marca la importancia relativa de cada mecanismo [Von Hippel, 1995]. Los mecanismos que producen este fenómeno son: polarización espacial de la carga (o iónica), polarización molecular, polarización atómica y polarización electrónica.

La capacidad de un material dieléctrico para polarizarse debido a un campo eléctrico aplicado (incluyendo los mecanismos de generación de carga mencionados) viene determinada por sus propiedades dieléctricas o permitividad relativa ε , directamente relacionadas con la distribución de cargas inducidas en el interior del dieléctrico a nivel atómico.

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon'(1 - \tan \delta) \quad (1.1)$$

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (1.2)$$

La permitividad es un parámetro complejo cuya parte real se denomina constante dieléctrica y la parte imaginaria factor de pérdidas dieléctricas, como aparece en la expresión (1.1).

La constante dieléctrica determina la cantidad de energía electrostática almacenada por unidad de volumen en el material para un determinado campo aplicado (de manera análoga a la carga almacenada en un condensador). La componente imaginaria de la permitividad representa la energía disipada en el material, en forma de calor, y por la que se produce una atenuación del campo aplicado. Habitualmente se expresa

de manera relativa a la constante dieléctrica en la forma de la tangente de pérdidas ($\tan \delta$). Entendido como un circuito eléctrico, la tangente de pérdidas sería el equivalente a la parte resistiva de la impedancia.

En dieléctricos que presentan cargas libres, todos los mecanismos de conductividad presentes a frecuencias de microondas (polarización espacial de carga y polarización molecular) pueden combinarse con los efectos de conducción, dando lugar a una permitividad efectiva según la expresión (1.3) [Metaxas y Meredith, 1983].

$$\varepsilon = \varepsilon' - j \left(\varepsilon'' + \frac{\sigma_c}{\omega \varepsilon_0} \right) = \varepsilon' - j \varepsilon''_{total} \quad (1.3)$$

En la figura 1.2 se observan las bandas de frecuencia aproximadas donde tiene más importancia cada fenómeno descrito, y cuyo efecto combinado determina el valor del factor de pérdidas ε''_{total} , y que en lo sucesivo denominaremos simplemente ε'' .

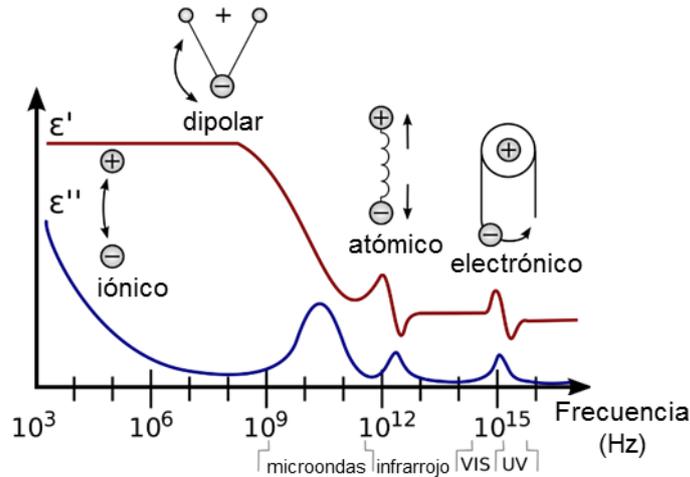


Figura 1.2: Mecanismos de calentamiento dieléctrico.

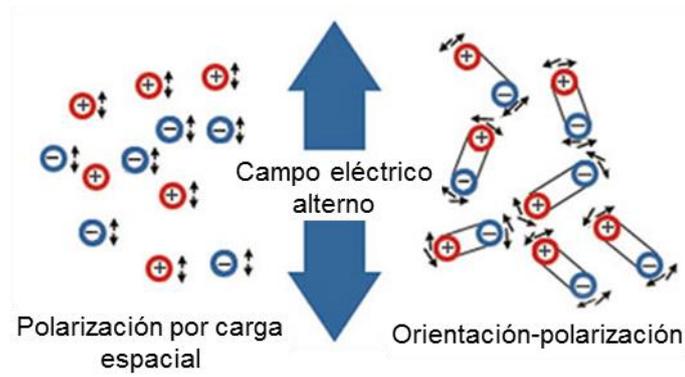


Figura 1.3: Polarización molecular.

Fuente: www.pueschner.com

A las frecuencias ISM típicas de microondas el efecto dominante es la polarización molecular (o dipolar), según el cual las moléculas que presentan cierta polaridad tienden a orientarse en la dirección del campo eléctrico. Puesto que el campo eléctrico es oscilante, las moléculas oscilan con el campo, colisionando unas con otras y produciéndose así un efecto de aumento de temperatura (por fricción molecular). El *calentamiento dieléctrico* es función de la rotación dipolar y de las otras contribuciones descritas.

La potencia medida disipada por unidad de volumen viene descrita por la expresión (1.4) [Metaxas y Meredith, 1983]:

$$P = \frac{1}{2} 2\pi f \epsilon_0 \epsilon'' \int_V \vec{E} \cdot \vec{E}^* dV \quad (1.4)$$

donde, en general, tanto el factor de pérdidas como el campo electromagnético variarán en el interior del cuerpo dieléctrico y el campo eléctrico se expresa en valores de pico. Si lo expresamos en función de la potencia por unidad de volumen o calor volumétrico Q_{gen} llegamos a la expresión:

$$Q_{gen} = 2\pi f \epsilon_o \epsilon'' |\vec{E}_{rms}|^2 \quad (1.5)$$

Como se observa en (1.5), el calor generado en el cuerpo es proporcional a la frecuencia, al factor de pérdidas del material que lo compone, y al cuadrado del campo eléctrico.

Esta absorción de energía genera calor interno que provoca en el material un incremento de temperatura, y puede llegar a dar lugar a una transformación de su estructura. Se puede producir así vaporización, reacciones químicas, fusión, reacciones de curado, etc. La transformación puede ser un proceso térmico, donde ésta se induce enteramente por la variación local de la temperatura, otro tipo de proceso en el que la presencia del campo electromagnético inicia la transformación de forma indirecta, o una combinación de ambas.

1.2. Ventajas de la tecnología de microondas.

El calentamiento dieléctrico se ha venido utilizando ampliamente en la industria, durante más de 60 años, como un medio de acelerar los procesos de tratamiento térmico de materiales, en los que en muchas ocasiones los procedimientos convencionales son lentos o ineficientes.

Debido a sus características inherentes, la energía de microondas puede proporcionar una importante mejora de la eficiencia y de la calidad del procesado, en particular para los materiales de baja conductividad térmica.

En los sistemas de calentamiento por microondas se convierte directamente la energía en calor sobre el material, produciendo generación de calor en todo el volumen de éste (calentamiento volumétrico). Esto presenta grandes ventajas en cuanto a eficiencia y

tiempos de procesado frente a otras tecnologías, donde el calor se transmite por conducción desde el exterior hacia el interior del material [Mujumdar,1995; Meredith, 1998].

Con las tecnologías convencionales de calentamiento (aire caliente, infrarrojos, combustión) toda la estructura del horno se mantiene a alta temperatura y por tanto aumentan las pérdidas térmicas, dando como resultado una eficiencia energética mejorable. Por el contrario, en los sistemas de microondas la energía se deposita directamente sobre el material, evitándose en gran medida estas pérdidas de calor y obteniéndose una alta eficiencia energética.

Puesto que el calentamiento se produce directamente en el volumen del material, el tratamiento térmico puede ser mucho más rápido que cuando la transmisión de calor se produce por conducción desde el exterior al interior del material. Esta ventaja es especialmente importante en el procesamiento de materiales de muy baja conductividad térmica, que mediante tecnologías convencionales pueden necesitar tiempos muy largos de calentamiento.

Otra ventaja importante es el fenómeno de calentamiento selectivo que ocurre en algunos procesos, del que el ejemplo típico es el calentamiento de agua dentro de un vaso de vidrio en un horno de microondas doméstico: el agua se calienta muy rápidamente, mientras que el vaso no. Este efecto ocurre igualmente en tipos de productos compuestos por varios materiales, algunos de los cuales son más absorbentes de la energía microondas que otros, por lo que el calentamiento de unos puede ser muy superior al de otros. Esto puede ser una gran ventaja en ciertas aplicaciones.

Otro ejemplo son las aplicaciones de secado, donde también se produce el efecto de calentamiento selectivo, y en este caso produce un fenómeno de igualamiento. Las zonas donde existe mayor humedad absorben microondas con mayor eficacia, lo que produce localmente un secado más intenso. Como resultado, la uniformidad en el secado es mayor, y por tanto mayor la calidad del producto del proceso [Monzó-Cabrera, 2002].

El procesado de materiales por microondas puede considerarse un proceso limpio, ya que utiliza únicamente energía eléctrica, en comparación con otros procesos donde se genera calor mediante combustión, generalmente de hidrocarburos. Esto permite la posibilidad de utilizar energías renovables para todo el proceso.

Los sistemas de tratamiento térmico convencionales necesitan en muchas ocasiones de tiempos de puesta en marcha considerablemente largos, del orden incluso de días, lo que en ciertas instalaciones obliga a su funcionamiento ininterrumpido y por tanto escasa flexibilidad en la producción. En cambio los sistemas de tratamiento térmico por microondas generalmente pueden ser puestos en marcha en cuestión de minutos, ya que no necesitan acondicionar térmicamente grandes estructuras. Esto permite ajustar el volumen de producción en planta de manera mucho más flexible.

Otra ventaja añadida es que, en general, permite un ahorro de espacio en las plantas de producción frente a otras tecnologías, ya que al ser el tratamiento térmico más rápido se necesita una menor longitud del sistema. Este es un factor económico de alto impacto en la industria.

Además, el control del proceso se realiza completamente de forma electrónica, mientras que por ejemplo los sistemas basados en combustión necesitan una regulación de otro tipo; y también frente a estos últimos, sobre todo los basados en la combustión de gas, presenta menores costes de implantación y mantenimiento.

1.3. Dificultades en la aplicación de la tecnología de microondas.

El uso de energía de microondas es una tecnología madura en muchos aspectos, pero su implantación en muchos sectores todavía no es tan importante como podría esperarse de sus muchas ventajas competitivas. Existen varias razones para ello.

En primer lugar, el diseño de sistemas de calentamiento por microondas es un problema complejo y que en muchos casos requiere el dominio de varios campos de conocimiento diferentes (problema multidisciplinar).

Los mecanismos de funcionamiento del calentamiento dieléctrico son poco conocidos en el ámbito industrial, lo que muchas veces produce un efecto de rechazo sobre una tecnología que no se comprende bien.

Las aplicaciones de procesado por microondas generalmente requieren de un diseño ‘a medida’ para cada proceso industrial, lo que limita enormemente la reutilización de equipos y diseños de unos procesos a otros. Por ello, los fabricantes de bienes de equipo necesitan contar con especialistas en el diseño de sistemas de microondas para cada nueva aplicación. En ocasiones, se intenta utilizar un equipo en una aplicación diferente para la que fue diseñado, lo que generalmente conduce al fracaso y produce la idea generalmente equivocada de que ‘las microondas no sirven para esta aplicación’.

A pesar de las dificultades que presenta el uso de la tecnología de microondas, sus ventajas son muy importantes, por lo que existe durante los últimos años un gran interés en varios sectores por la utilización de la energía de microondas. Por poner únicamente un ejemplo, el sector cerámico está buscando en la actualidad alternativas a los mecanismos tradicionales de fabricación de cerámicas, y la energía de microondas se ha propuesto como una de las mejores soluciones en varios de los procesos implicados.

1.4. Calidad del proceso en sistemas de microondas.

La calidad del proceso en un tratamiento térmico, como son los sistemas de calentamiento por microondas, viene definida principalmente por la uniformidad de la temperatura sobre el material irradiado. De poco sirve

tener un sistema con alta eficiencia energética si la calidad del producto es pobre debido a un procesado desigual.

El calor generado sobre la muestra, y por tanto su perfil de temperatura, viene definido en gran parte por los parámetros térmicos de los materiales involucrados en el proceso (calor específico y conductividad térmica), pero sin duda el factor determinante es la distribución de campo eléctrico, ya que el calor generado depende directamente de éste, tal como nos indica la expresión (1.4).

Una irregular distribución de campo eléctrico producirá una distribución de temperaturas igualmente irregular, con el consiguiente perjuicio en la calidad del proceso.

1.5. Estructura y objetivos y del trabajo.

La permitividad compleja del material y sus propiedades térmicas (conductividad térmica, calor específico, cambios de fase) desempeñan un papel esencial en la distribución de campo eléctrico y por tanto en la evolución y distribución de la temperatura (Kashyap y Wyslouzil, 1977; Meredith, 1988; Metaxas y Meredith, 1983), y por lo tanto deben tomarse en consideración.

Para determinados tipos de materiales, existe la necesidad de una mejor comprensión sobre la manera en que estos materiales interactúan con las microondas. Esto ocurre por ejemplo en muchas aplicaciones de alta temperatura, donde las propiedades y el comportamiento de los materiales no se conocen para todo el rango de temperaturas del proceso. También ocurre algo similar en la aplicación de microondas sobre materiales que no pueden considerarse dieléctricos, como es el caso de materiales semiconductores o partículas metálicas. En estos casos, es necesario estudiar la dinámica energética del proceso detalladamente para poder diseñar un tratamiento térmico adecuado.

Para este estudio energético resulta de gran interés el disponer de un equipo que permita realizar el tratamiento térmico de muestras de materiales, mientras que proporciona valores muy precisos de la temperatura del cuerpo y de la potencia absorbida en cada momento.

Surge así el objetivo principal de esta tesis de desarrollar un equipo experimental para el análisis energético de los procesos de calentamiento por microondas.

Como resumen de los objetivos secundarios que se plantean en el trabajo, se indican los siguientes:

- Diseño de aplicadores de microondas para el procesado de muestras de materiales, así como otras técnicas asociadas, con el objetivo de obtener un campo eléctrico lo más uniforme posible.
- Estudio de los fenómenos térmicos que aparecen en los materiales mientras son procesados por energía de microondas.
- Estudio sobre los sensores de temperatura más indicados para los procesos de tratamiento térmico por microondas.
- Análisis de las técnicas de control de potencia utilizables en los sistemas de calentamiento por microondas.
- Implementación de algoritmos automáticos de control, que en combinación con las técnicas de control, permitan la realización de ensayos de calentamiento de manera sencilla y fiable, con una alta repetitividad.

Para culminar estos objetivos se ha estructurado esta Tesis Doctoral en diferentes capítulos, agrupando en algunos casos los objetivos anteriores según afinidad temática.

En el capítulo 2 de este trabajo se describen técnicas de diseño de aplicadores, con el objetivo de obtener de un campo eléctrico lo más uniforme posible sobre la muestra. Una parte importante del trabajo se

ha dedicado al estudio de los agitadores de modos, analizando su efecto en la homogeneización del campo eléctrico.

Las técnicas de diseño para los aplicadores de calentamiento por microondas tienen como principal objetivo asegurar la uniformidad de temperatura en el material. Sin embargo, debido a las características intrínsecas de las cavidades multimodo, que son las más utilizadas a nivel industrial, la distribución del campo eléctrico muestra valores máximos y mínimos tanto dentro de los aplicadores como sobre la muestra, lo que como se ha comentado produce patrones de temperatura desiguales sobre esta última.

Para reducir este efecto indeseado se pueden aplicar varias técnicas, como el movimiento de la muestra (Kopyt y Celuch-Marcysiak, 2003; Metaxas y Meredith, 1983) o la utilización de agitadores de modos (Kashyap y Wyslouzil, 1977; con el fin de evitar ondas estacionarias y tratando de lograr distribuciones de campo eléctrico más uniformes.

El capítulo 3 se ha dedicado al siguiente objetivo, que es el estudio de los fenómenos termodinámicos asociados al calentamiento por microondas. Aquí se han desarrollado una serie de herramientas numéricas y métodos asociados. Se ha prestado especial atención a los mecanismos de interrelación entre el problema electromagnético y el térmico, que son debidos principalmente a la dependencia de los parámetros dieléctricos y térmicos con la temperatura.

Se ha descrito también en este capítulo la técnica de medida de temperatura mediante sensores de infrarrojos, que se considera la más indicada para las aplicaciones de microondas.

En el capítulo 4 se han descrito las principales técnicas que pueden utilizarse para el control de la potencia de microondas aplicada en sistemas de microondas. De entre las técnicas analizadas se han

seleccionado las más prometedoras para su implementación en los equipos experimentales.

En este capítulo también se ha incluido la descripción del algoritmo de control de procesos, en este caso un clásico algoritmo PID.

El capítulo 5 está dedicado a la descripción de los equipos experimentales desarrollados, en dos versiones, y que integran las técnicas descritas en los capítulos anteriores.

En el capítulo 6 se han documentado varios experimentos realizados utilizando diferentes tipos de materiales, lo que ha permitido validar el funcionamiento de los equipos diseñados y las técnicas propuestas.

Finalmente, en el capítulo 7 se exponen las conclusiones del trabajo realizado en esta Tesis Doctoral, así como las líneas futuras de trabajo que se planean llevar a cabo.

1.6. Referencias:

Balanis, C.A. “*Advanced Engineering Electromagnetics*”. John Wiley & Sons, USA (1989).

Kotlarchyk, M. “*Electromagnetic Radiation and Interactions with Matter*”. Encyclopedia of Imaging Science and Technology, edited J. Hornak, Wiley, p. 210, New York (2002).

Metaxas, A.C. and Meredith, R.J. “*Industrial Microwave Heating*”. Peter Peregrinus Ltd., London (1983).

Monzó-Cabrera, J. “*Estudio Del Secado Asistido Por Microondas En Los Materiales Laminares*”. Tesis doctoral (2002).

Pozar, D.M. “*Microwave Engineering*”. Ed. Wiley (1996).

Thuery, J. “*Microwaves: Industrial, Scientific and Medical applications*”. Artech House, Inc., Norwood MA (1992).

Von Hippel, A. “*Dielectric Materials And Applications*”. Artech House, Inc., Norwood Ma (1995).

CAPÍTULO

2

Diseño de aplicadores microondas.

2.1 Introducción

Cuando se aborda el diseño de un sistema de procesamiento de materiales por microondas, la primera y generalmente más importante cuestión que surge es el tipo de aplicador más indicado para el proceso.

Los aplicadores microondas son estructuras, en su mayor parte metálicas, que confinan la energía microondas en el volumen donde se ubica el material que se desea procesar. Estas estructuras se suelen subdividir en dos grupos básicos: aplicadores multimodo y aplicadores monomodo.

2.1.1. Aplicadores multimodo

Los aplicadores multimodo son estructuras metálicas (no tienen por qué ser resonantes) de un tamaño considerablemente superior a la longitud de onda, y que presentan en su interior múltiples zonas de máximos y mínimos de campo eléctrico. Estos patrones de campo eléctrico están generados por interferencia entre los múltiples modos presentes en su interior. El ejemplo más conocido es el horno microondas doméstico, como el mostrado en la figura siguiente.

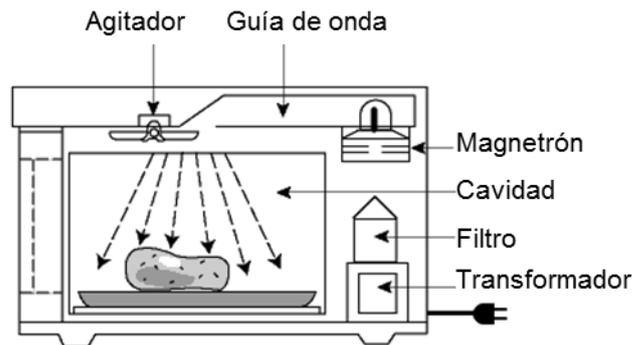


Figura 2.1. Microondas doméstico como ejemplo de aplicador multimodo.

Como ventajas más evidentes de este tipo de aplicadores, podemos mencionar que son sistemas polivalentes, al ser menos sensibles a las propiedades del material en su interior. También es importante indicar que permiten procesar tamaños de muestra generalmente más grandes que otros tipos de aplicadores. Son más sencillos de diseñar ya que, como se ha mencionado, su respuesta es menos dependiente del material que se introduce en su interior o a pequeñas variaciones en sus dimensiones.

La principal desventaja que presenta este tipo de aplicadores es la escasa uniformidad de campo eléctrico debido a la existencia de múltiples zonas de máximos y mínimos de campo. Si tenemos en cuenta el material, no suele ser posible encontrar soluciones analíticas sencillas para los campos en estas estructuras y en este caso las soluciones numéricas solamente son aproximadas. Otra importante desventaja es la dificultad de controlar de forma precisa la energía absorbida sobre el material, ya que generalmente es complicado mantener a lo largo del proceso una eficiencia energética elevada. El aplicador de microondas presenta una impedancia de carga que depende de qué material hay en su interior (y de su estado), lo que produce efectos de desadaptación de impedancias entre el generador y la carga, lo que reduce la transferencia de energía.

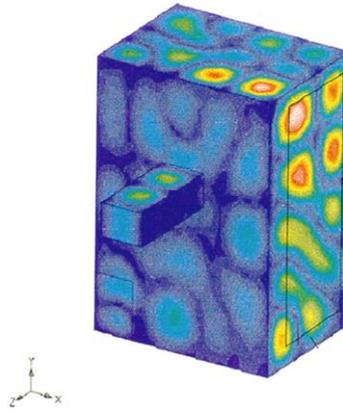


Figura 2.2. Ejemplo de la distribución de campo eléctrico (promediado en el tiempo) en el interior de un horno multimodo, donde se observan múltiples zonas de máximos y mínimos de campo.

2.1.2. Aplicadores monomodo.

Se denominan aplicadores monomodo aquellas estructuras cerradas de microondas donde solamente se excita (o se propaga) un modo electromagnético. Generalmente son estructuras de tamaño comparable a la longitud de onda.

Como ventajas se puede decir que en ellas se puede calcular de manera más precisa, incluso por técnicas analíticas, la distribución de campo eléctrico en la estructura e incluso el material, y por tanto es posible ubicar la muestra donde sea más interesante, que generalmente es donde el campo eléctrico es máximo y presenta un patrón más uniforme.

Como desventaja principal se debe mencionar la limitación importante en el tamaño del material que puede ser tratado. Otra desventaja es la necesidad de utilizar sistemas de ajuste, especialmente de sintonización, ya que incluso pequeñas variaciones en las propiedades de la muestra a lo largo de su procesado producirá una variación en el comportamiento del aplicador (cambio de la frecuencia de resonancia si el aplicador es una cavidad resonante).

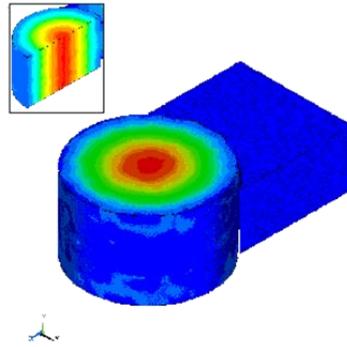


Figura 2.3. Ejemplo de la distribución de campo eléctrico en el interior de un aplicador monomodo.

2. 2. Campo eléctrico en Aplicadores Multimodo.

Si bien tradicionalmente se han utilizado mayoritariamente estructuras multimodo, tal y como se ha descrito anteriormente, este tipo de sistemas presentan de forma inherente dificultades para conseguir una distribución de campo eléctrico uniforme sobre el material procesado, dando lugar a gradientes de temperatura no deseados en diferentes zonas del material (los llamados “puntos calientes”), tal y como se aprecia en la figura 2.3.

Si analizamos la bibliografía, existen una serie de técnicas que pueden utilizarse para mejorar la uniformidad del campo eléctrico sobre la muestra, como es el propio movimiento de la muestra en el aplicador [Kopyt y Celuch-Marcysiak, 2003; Metaxas y Meredith, 1983] o la utilización de agitadores de modos (“*mode stirrer*”) con el fin de evitar ondas estacionarias tratando de lograr distribuciones de campo eléctrico más uniformes [Kashyap y Wyslouzil, 1997].

Por ejemplo, en [Pedreño-Molina et al., 2007] la muestra cambia de posición a lo largo del tiempo en el aplicador microondas. Con este movimiento se consigue el doble propósito de cambiar las condiciones de contorno electromagnéticas de la cavidad, lo que produce un cambio en la posición de máximos y mínimos de campo eléctrico; y por otro lado, el cambio de posición de la muestra también la hace transitar por diferentes zonas de campo eléctrico. Un ejemplo típico de esta

técnica es el horno doméstico de microondas, donde se utiliza un plato giratorio sobre el que se colocan los alimentos a calentar.

Esta técnica resulta interesante en muchas aplicaciones, y de hecho se utiliza de forma habitual en los sistemas donde los materiales circulan a lo largo del aplicador microondas (túneles de microondas). Sin embargo, no resulta igual de efectivo para todo tipo de materiales [Kopyt y Celuch-Marzysiak, 2003].

Los agitadores de modos son el método más ampliamente aceptado para mejorar la uniformidad de los patrones de calentamiento del material dieléctrico en aplicadores multimodo, evitando así los "puntos calientes" indeseados. Los agitadores de modos son elementos metálicos móviles que modifican las condiciones de contorno electromagnéticas dentro del aplicador de microondas, lo que resulta en un patrón de campo eléctrico no estacionario temporalmente sobre el material, que por lo tanto mejora la uniformidad de calentamiento [Chow-Ting-Chan y Reader, 2000; Kashyap y Wyslouzy, 1997].

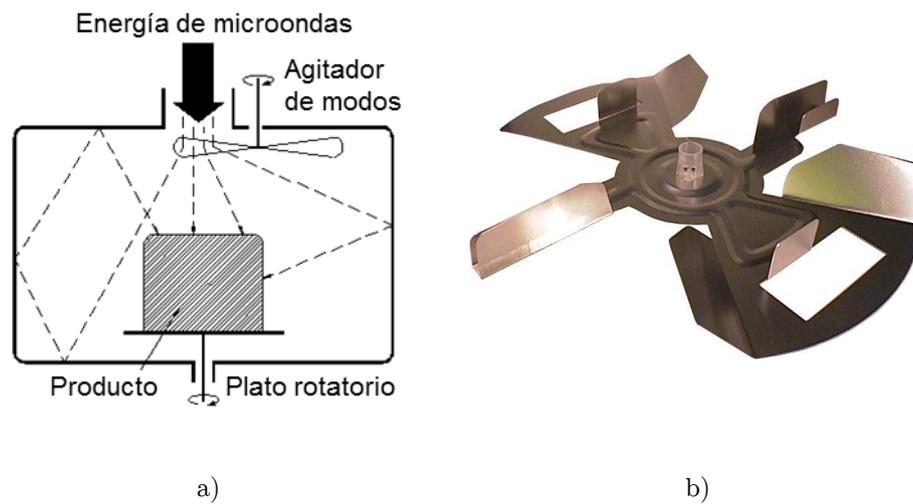


Figura 2.4. a) Colocación del agitador de modos (*mode stirrer*) en el interior de un aplicador multimodo. b) Ejemplo de agitador de modos.

2.2.1. Aplicadores multimodo con agitadores de modos

En el caso de los aplicadores multimodo, como se ha mencionado en el apartado anterior, el cálculo explícito de la distribución del campo electromagnético, y por lo tanto la absorción de energía por parte del material dieléctrico que se desea calentar, sólo puede calcularse para aplicadores con formas canónicas, vacíos o totalmente rellenos [Balanis, 1989].

Para aplicadores parcialmente rellenos, como es el caso general, para la resolución de las ecuaciones de Maxwell que relacionan los campos electromagnéticos con las condiciones de contorno que imponen las paredes metálicas y los materiales dieléctricos, es necesario aplicar técnicas numéricas para obtener la distribución espacial del campo electromagnético sobre el material.

Para resolver las ecuaciones de Maxwell en una cavidad multimodo, se pueden emplear varios métodos numéricos, siendo las técnicas más populares el método de elementos finitos (FEM) [Dibben y Metaxas 1994; Dibben y Metaxas 1996; Fu y Metaxas 1994] y el de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) [Ji 1993; Iskander et al. 1994; Sundberg et al. 1996; Yee 1966; Liu et al. 1994; Ma et al. 1995; Choi y Hofer 1986; Taflove y Hagness 1995]. Entre estos dos métodos, el FEM representa una técnica más ágil ya que los cálculos pueden realizarse para estructuras complejas y arbitrarias sin las restricciones del mallado rectangular utilizado en FDTD.

Aunque los agitadores de modos se utilizan ampliamente en aplicadores industriales, el cálculo de los campos excitados utilizando estas estructuras en cavidades multimodo no ha sido ampliamente estudiado. Esto ha llevado al diseño de aplicadores basados en la experiencia en lugar de en una profunda comprensión del problema electromagnético. Para superar las dificultades de diseño, muchos autores asumen la existencia de un campo eléctrico constante en el material o bien aplican una regla de diseño denominada ley de Lambert [Metaxas y Meredith, 1983] para calcular la distribución de campo dentro de la muestra, en lugar de la solución a partir de la formulación exacta del problema.

La ley de Lambert proporciona una estimación para el módulo del campo eléctrico $|\vec{E}(x)|$ en el interior del material según la distancia a la superficie, que tiene la siguiente forma general:

$$|\vec{E}(x)| \propto E_0 e^{-2\alpha x} \quad (2.1)$$

donde E_0 es el campo eléctrico incidente en la superficie del material, x es la distancia desde la superficie del material, y α es el factor de atenuación (Np/m), que depende de la permitividad del material [Metaxas y Meredith 1983].

Aunque el uso de la Ley de Lambert es muy popular para aplicaciones industriales, no resulta válida en muchos casos en los que las hipótesis que simplifican el problema real ya no se cumplen. Por tanto, se hace necesario un mecanismo para conocer o estimar de mejor manera la distribución resultante de campo eléctrico en el material, en cavidades multimodo con agitadores de modos.

Para entender mejor el efecto de los agitadores de modos sobre la distribución de campo eléctrico en un material, se ha utilizado el ejemplo que indica la geometría esquemática representada en la figura 2.5. El aplicador de microondas se representa como una caja metálica cerrada con algunas partes metálicas en el interior que están en continuo movimiento con el fin de establecer condiciones de contorno no uniformes. La muestra de material dieléctrico se sitúa en la parte inferior apoyada sobre lo que sería una bandeja.

La formulación matemática asociada con el estudio de estas estructuras de microondas es un problema de contorno con una fuente en el que las condiciones de contorno están cambiando con el tiempo debido al movimiento de los agitadores de modos.

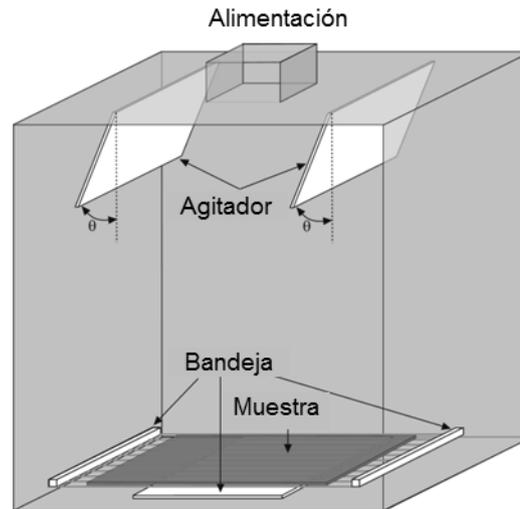


Figura 2.5. Geometría utilizada para el cálculo de la distribución de campo eléctrico en un aplicador multimodo con agitadores de modos.

Si suponemos que la velocidad de calentamiento del material procesado es lenta en comparación con el movimiento de los agitadores, la posición de los agitadores puede ser considerada fija en un periodo de tiempo determinado y, en consecuencia, el problema de este intervalo de tiempo específico puede resolverse en el dominio de la frecuencia con la ayuda de la ecuación de onda vectorial [Balanis, 1989]:

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{E} = 0 \quad (2.2)$$

donde \vec{E} es el vector de campo eléctrico en la cavidad multimodo, ω es la frecuencia angular, μ la permeabilidad y ϵ la permitividad del medio.

Este campo eléctrico depende de las condiciones de contorno del aplicador de microondas y por lo tanto depende de la posición del agitador. Pero, tal y como se acaba de mencionar, si la velocidad de los agitadores es lo suficientemente alta (es decir, 100-200 ciclos/min) en relación con la velocidad de calentamiento del material, podemos considerar un promedio del campo eléctrico de todas las

aportaciones de las diferentes posiciones de los agitadores. Se propone concretamente el uso de la media cuadrática de las contribuciones instantáneas de campo eléctrico. La siguiente ecuación muestra el cálculo del campo eléctrico promedio en la muestra $E_{mean}(x, y)$, obtenida a partir de un promedio lineal de la potencia absorbida:

$$E_{mean}(x, y) = \sqrt{\frac{\sum_i^N E_i^2(x, y)}{N}} \quad (2.3)$$

donde $E_i(x, y)$ es la distribución del campo espacial instantánea dentro de la muestra para la posición i de los agitadores de modo, y N representa el número de posiciones diferentes simuladas. Nótese que el problema tridimensional de la figura 2.5 se ha reducido a un problema bidimensional por simplicidad. La validez de la solución bidimensional así obtenida para el problema tridimensional original se mostrará posteriormente, mediante una validación experimental, pero se considera como adecuada para el propósito de este estudio.

Con el fin de resolver la distribución del campo eléctrico para cada intervalo de tiempo $E_i(x, y)$, la ecuación de Helmholtz (2.2) se ha resuelto mediante el uso de FEM reemplazado por su formulación variacional, de acuerdo con:

$$\iint_{\Omega} \left(\frac{1}{\mu} \nabla E \right) \nabla T d\Omega + \omega^2 \iint_{\Omega} \epsilon E T d\Omega = 0 \quad (2.4)$$

donde Ω es el dominio en el que el problema se define y T son las llamadas funciones de prueba.

Mediante la aplicación de las condiciones de contorno apropiadas para las paredes metálicas y la fuente de señal de la estructura, y aplicando (2.4) en

todos los elementos de la discretización, esta ecuación se puede transformar en un sistema lineal que puede resolverse fácilmente. En este estudio, se ha utilizado la función *Pdtool* incluida en MATLAB® para obtener el mallado del dominio y para determinar la distribución del campo eléctrico dentro de la cavidad multimodo y la muestra para cada una de las posiciones de los agitadores según el método FEM.

La herramienta para resolver ecuaciones diferenciales (PDE Toolbox) proporciona un entorno integrado de MATLAB® para la resolución de las ecuaciones diferenciales parciales en dos dimensiones espaciales y en el tiempo. La Toolbox PDE contiene varias herramientas de modo que el usuario puede definir un problema PDE [definición del tipo de problema en derivadas parciales, definición de regiones de dos dimensiones, condiciones de contorno, y los coeficientes de PDE], discretizar numéricamente y resolver las ecuaciones de PDE, producir una aproximación a la solución y, por último, visualizar los resultados. Para resolver la ecuación de onda utilizando el PDE Toolbox es necesario definir el problema como del tipo hiperbólico, y definir las condiciones de contorno asociadas con las paredes de la cavidad como del tipo Dirichlet, donde se debe especificar el valor del campo eléctrico tangencial a la pared [Mathworks, 2005].

En la figura 2.6 se puede observar un ejemplo de mallado realizado con la herramienta FEM pde toolbox de MATLAB®.

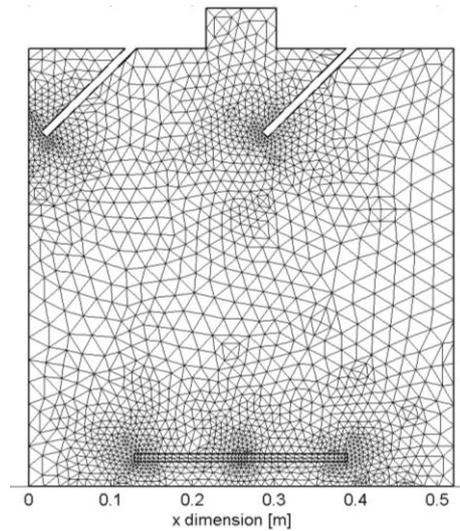


Figura 2.6. Mallado bidimensional obtenido mediante la PDE Toolbox de MATLAB® para aplicar el método FEM a la geometría de la figura 2.5.

El puerto de alimentación está situado en la pared superior del aplicador multimodo y consiste en una guía de onda WR-340, que se ha excitado con su modo dominante. En la Tabla 2.1 se muestran los parámetros empleados en las simulaciones, tales como dimensiones físicas de la cavidad multimodo, propiedades dieléctricas y térmicas del material dentro de la cavidad, y las posiciones consideradas para el movimiento de los agitadores de modos.

Un ejemplo visual de los resultados obtenidos puede verse en la figura 2.7, donde se muestra la distribución de campo eléctrico en la cavidad, para diferentes posiciones de los agitadores de modos (ángulo de inclinación $\theta = 36^\circ$, 25° , 16° , 1°). La muestra considerada es una lámina de permitividad $\varepsilon = 30 - j5$ y dimensiones $0.26\text{m} \times 0.39\text{m} \times 5\text{mm}$. Puede comprobarse cómo la posición de los máximos y mínimos de campo eléctrico es muy diferente dependiendo del ángulo de inclinación de los agitadores de modos. También se aprecia por los niveles de gris que la intensidad de campo dentro de la muestra es menor que en la cavidad debido a la energía reflejada en la interfaz dieléctrico-aire. (Nota: puntos con más intensidad, es decir color blanco se corresponden con valores de campo eléctrico más intenso y los valores oscuros con menor intensidad).

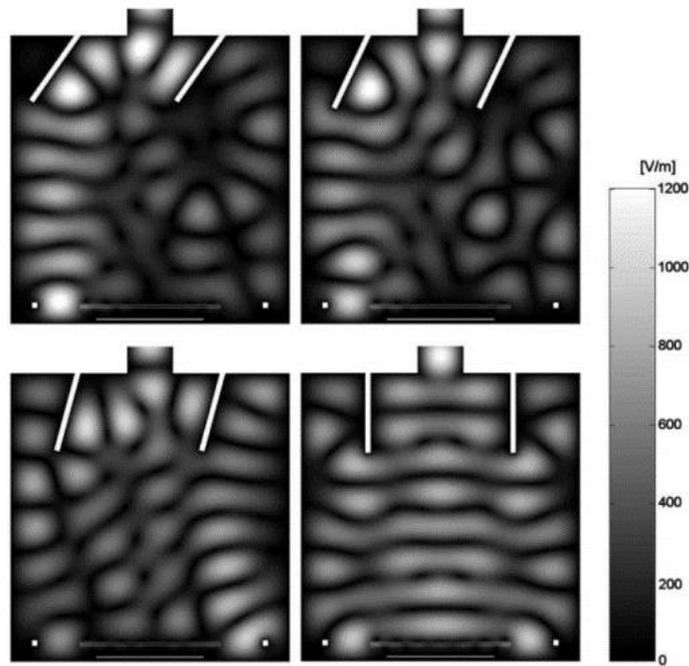


Figura 2.7. Intensidad de campo eléctrico para diferentes posiciones de los agitadores de modos.

En la figura 2.8 se muestra precisamente el campo eléctrico sobre la misma muestra (corte longitudinal) para las diferentes posiciones angulares (ϑ) de los agitadores de modos. Estas distribuciones podrían corresponder a las que se tendría si no hubiera agitadores de modos en el aplicador. Por tanto, como se puede apreciar en la figura, en cada caso, los diferentes perfiles de campo eléctrico darían lugar a patrones de calentamiento poco uniformes.

Tabla 2.1. Parámetros utilizados en las simulaciones

Símbolo	Parámetro	Valor
f	Frecuencia	2.45GHz
ρ	Densidad del material	1450 kg/m ³
c_p	Calor específico del material	1250 J/kg
k_t	Conductividad térmica del material	0.8 W/m ² C
E_{source}	Valor de pico del campo eléctrico (TE ₁₀)	1x10 ³ V/m
ϵ'	Constante dieléctrica del material	2, 15, 30
ϵ''	Factor de pérdidas del material	0.2, 2.5, 5
ϑ	Ángulo de los agitadores	De 45 ^o a -45 ^o
L	Longitud del material	0.26m x [0.13, 0.39]m
t	Anchura del material	2, 5, 10 mm
	Dimensiones de la cavidad multimodo	0.52 m x 0.54 m
	Dimensiones de los agitadores	0.01 m x 0.15 m

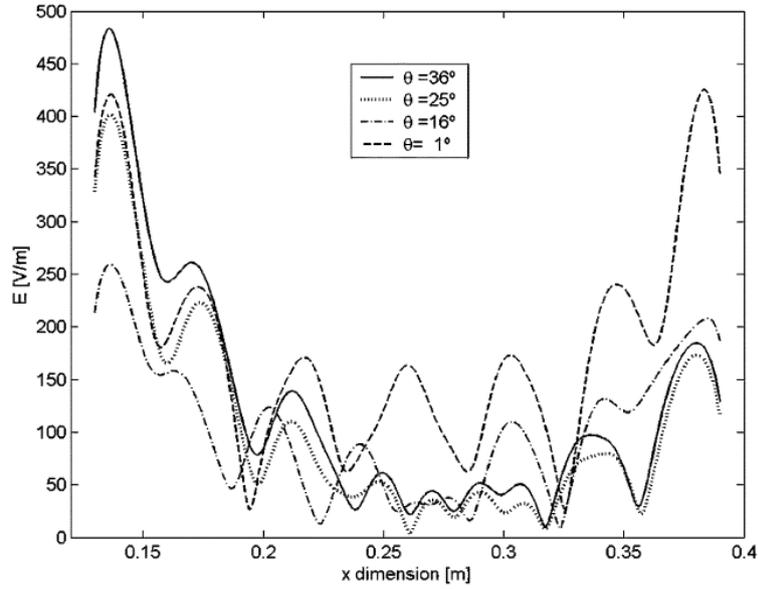


Figura 2.8. Intensidad de campo eléctrico sobre la muestra para diferentes posiciones de los agitadores de modos.

Para comprender la influencia de los agitadores de modos en la distribución espacial de campo eléctrico en el material, se ha calculado el campo eléctrico promedio en el material dieléctrico para diferentes posiciones de los agitadores. Para comparar este método con otros enfoques más convencionales, la ley de Lambert, dada por (2.1), se ha utilizado para calcular la distribución espacial del campo eléctrico en el material. También se han comparado los resultados con un campo eléctrico constante, con el fin de establecer la validez de las aproximaciones en lo referente a la absorción de energía dentro del dieléctrico.

La figura 2.9 muestra la distribución del campo eléctrico promedio calculado con (2.3) y (2.4) para 32 posiciones diferentes de los agitadores (desde -45° a 45°), en comparación con la distribución de campo proporcionada por la ley de Lambert y con un campo eléctrico constante. La comparativa se ha obtenido para diferentes valores de propiedades dieléctricas de la muestra (valores bajos, medios y altos de constante dieléctrica y pérdidas).

Se observa que para valores dieléctricos bajos ($\epsilon'=2$, $\epsilon''=0.2$) el campo eléctrico calculado es muy oscilante, mientras que para valores más altos ($\epsilon'=15$, $\epsilon''=2.5$ y $\epsilon'=30$, $\epsilon''=5$) se asemeja a la aproximación por la ley de Lambert. La explicación de este comportamiento es que en este último caso predomina la atenuación por la penetración dentro del material, que es el efecto modelado por la ley de Lambert.

De la figura 2.9, se puede deducir que la suposición de un campo eléctrico constante a lo largo de la muestra daría lugar a grandes errores tanto en los bordes como en el centro de la muestra. Por otro lado, la ley de Lambert no puede predecir correctamente las variaciones del campo eléctrico a lo largo del eje (asociada con las ondas estacionarias dentro del material), ya que proporciona un comportamiento promedio del campo dentro de la muestra. También se observa que la ley de Lambert subestima los valores de campo eléctrico en los bordes de la muestra. Para materiales con un factor de pérdidas dependiente de la temperatura, estas diferencias pueden conducir a grandes errores en las predicciones de temperatura en la aplicación real.

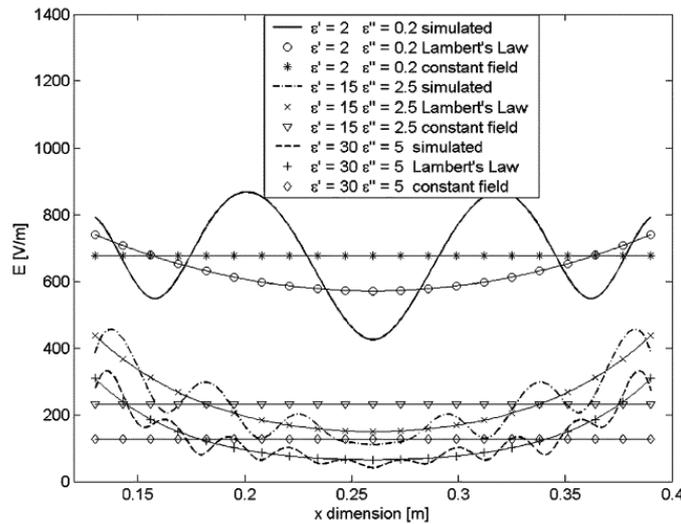


Figura 2.9. Distribución del campo eléctrico promedio calculado para 32 posiciones diferentes de los agitadores, en comparación con la ley de Lambert y por un campo eléctrico constante, sobre muestras con diferentes propiedades.

A partir de la figura 2.9, se puede afirmar que, a pesar de la utilización de los agitadores de modos, las distribuciones de campo obtenidas sobre el material están lejos de ser uniformes, independientemente de su permitividad.

Para corroborar los resultados obtenidos y buscar posibles soluciones para mejorar la uniformidad en el procesado de materiales, a continuación se analizan alternativas en la configuración de los agitadores de modos.

El primer ejemplo representado en la figura 2.10(a) consiste en dos placas metálicas verticales que se mueven de forma síncrona a lo largo de la horizontal (eje X). Para estudiar el efecto de la proximidad del agitador a la muestra, se han simulado varias posiciones (en el eje Y) de las láminas metálicas en movimiento. En la segunda configuración (figura 2.10(b)), el agitador está formado por dos láminas metálicas que realizan un movimiento angular síncrono. En este caso se han estudiado diferentes longitudes de los agitadores para evaluar nuevas influencias sobre la distribución de campo eléctrico dentro de la muestra.

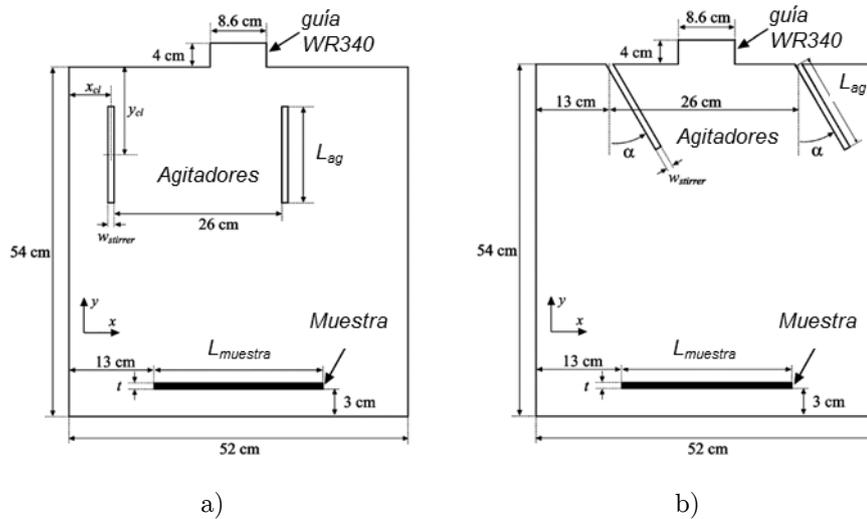


Figura 2.10. Diferentes configuraciones de agitadores de modos estudiadas.

A continuación, se muestran los resultados correspondientes a la primera configuración (figura 2.10 (a)) con las láminas metálicas en la parte superior de la cavidad multimodo (Posición I). La figura 2.11 muestra la distribución de campo eléctrico para cuatro posiciones en el eje X de los agitadores. Como era de esperar, se puede observar en la figura distribuciones de campo eléctrico muy diferentes dentro de la cavidad y en la muestra, producidas por el movimiento horizontal de las láminas metálicas.

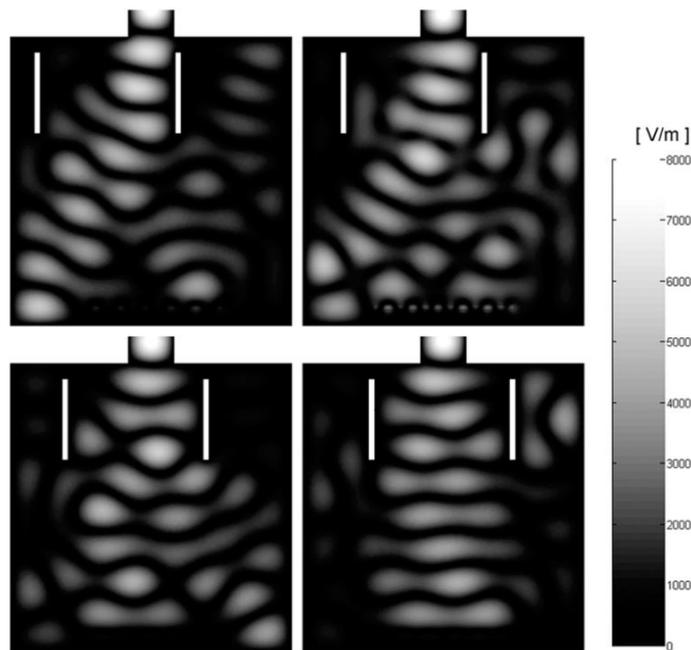


Figura 2.11. Intensidad de campo eléctrico para diferentes posiciones de los agitadores de modos.

La figura 2.12 muestra el campo eléctrico promedio en el centro del material dieléctrico para agitadores colocados en las posiciones I (parte superior de la cavidad), II (centro de la cavidad) y III (parte inferior de la cavidad, muy

próximos a la muestra) del eje Y, y para un promedio de 32 posiciones en el eje X.

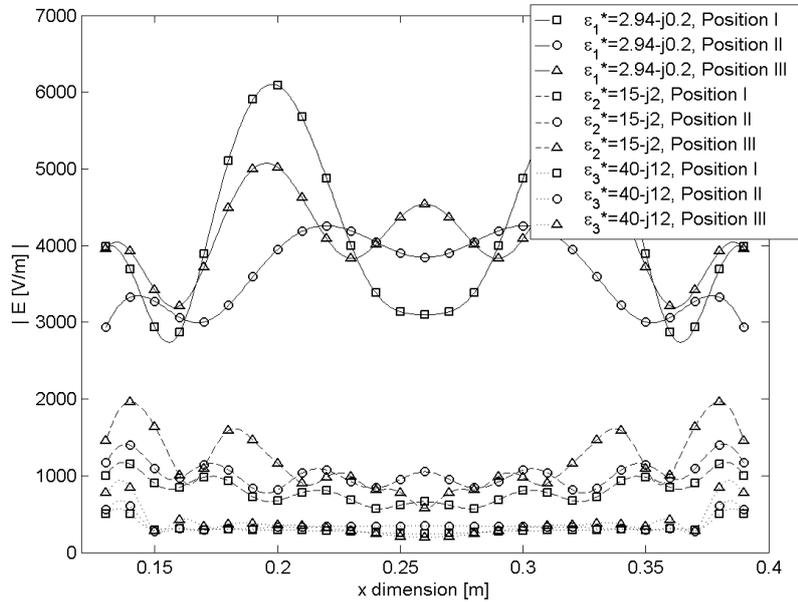


Figura 2.12. Distribución de campo eléctrico promedio en el centro del material en función de la permitividad del material y de la posición en el eje Y de los agitadores (Posiciones I, II y III: Parte superior, central e inferior de la cavidad respectivamente).

En estas simulaciones, la distribución de campo eléctrico para el material de menor permitividad es más uniforme para el agitador en la posición III (menor diferencia entre el máximo y mínimo de la magnitud del campo eléctrico). De esta comparación, se puede concluir que la configuración del agitador es de suma importancia para lograr la uniformidad de campo. En consecuencia, parece que para este tipo de dieléctricos es altamente recomendable colocar los agitadores lo más cerca posible a la muestra. Sin embargo, para dieléctricos de pérdidas medias y altas, el campo eléctrico sigue un patrón muy similar, lo que

parece indicar que la disposición de los agitadores no tiene tanta influencia en el patrón de uniformidad.

Para la configuración del agitador de modos que se ilustra en la figura 2.10(b), se evaluaron tres longitudes para las láminas metálicas, siendo 0.1m, 0.2m y 0.3m las longitudes I, II y III, respectivamente.

La figura 2.13 muestra la distribución de campo eléctrico en la cavidad multimodo para 4 ángulos diferentes de las láminas metálicas para la longitud III. Podemos apreciar en la figura 2.13 que los movimientos de los agitadores proporcionan de nuevo muy diferentes distribuciones espaciales de campo eléctrico, tanto en la cavidad como en la muestra.

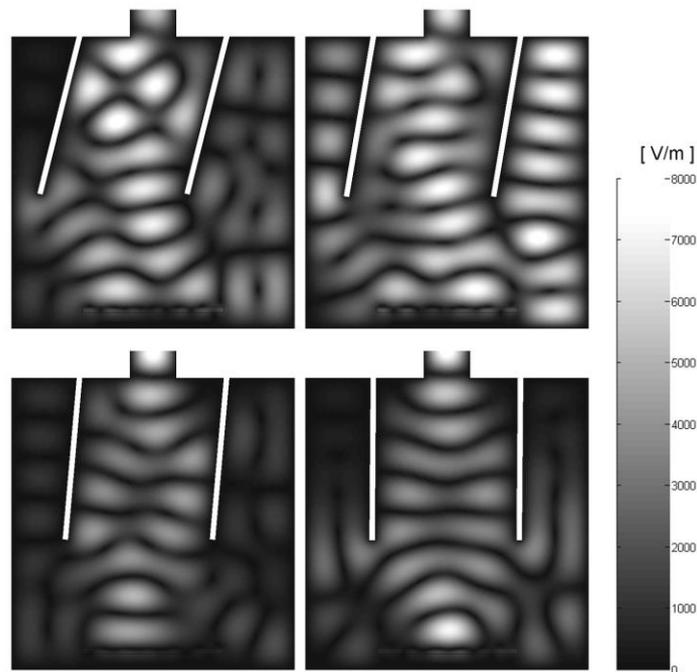


Figura 2.13. Intensidad de campo eléctrico para diferentes posiciones de los agitadores de modos.

La figura 2.14 representa la distribución del campo eléctrico promedio calculada en el centro de la muestra de material con permitividades bajas, medias y altas, para las tres longitudes de los agitadores.

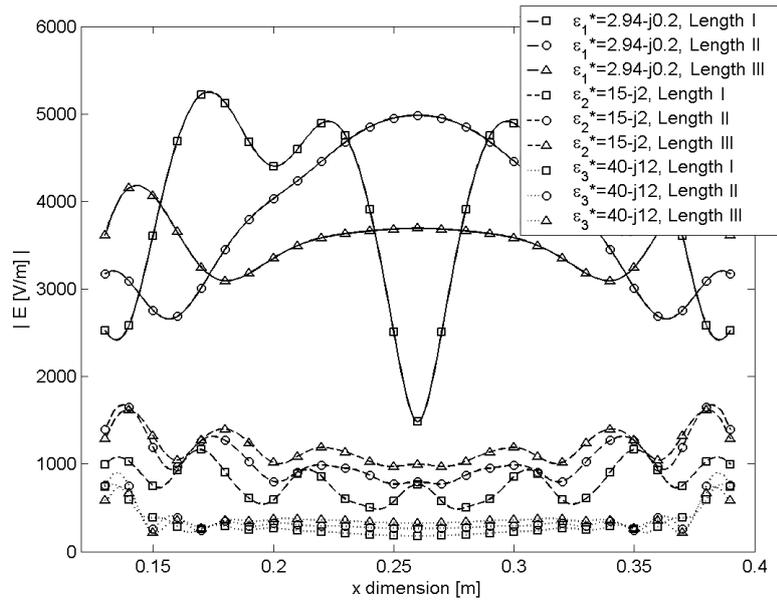


Figura 2.14. Distribución de campo eléctrico promedio en el centro del material en función de la permitividad del material y de longitud de los agitadores (Longitudes I, II y III: 0.1m, 0.2m y 0.3m respectivamente).

Cuando la permitividad es baja (tanto la constante dieléctrica como el factor de pérdidas), la distribución del campo eléctrico es muy diferente dependiendo de la longitud del agitador y también muy diferentes de los mostrados en la Fig. 2.12. Además, la uniformidad de campo es mejor para el agitador con una longitud III, lo que confirma que la uniformidad de la distribución del campo eléctrico se mejora colocando el agitador más cerca del material. Una vez más, se demuestra que el diseño agitador afecta enormemente en la distribución de campo eléctrico resultante.

Para dieléctricos de permitividades medias y altas, la distribución del campo eléctrico en la muestra sigue un patrón muy similar a la de las otras configuraciones de agitadores.

2.2.2. Validación experimental

Para validar los resultados numéricos, y poder evaluar la distribución de campo resultante sobre un material dieléctrico, se realizaron varios experimentos en una cavidad de microondas multimodo con dos agitadores laminares colocados en la pared superior, como se muestra en la figura 2.11. La cavidad estaba alimentada por un magnetrón a 2,45 GHz con una potencia nominal de salida desde 0 hasta 920 W. El dieléctrico era una lámina de arcilla de 10 mm de espesor, con una superficie de 0.26m x 0.12m y una permitividad de 28.77-j12.77, medida con un método propio de caracterización dieléctrica [Catalá-Civera et al. 2003].

La medida de la distribución de temperatura resultante en el material es una técnica ampliamente utilizada para la validación de la distribución espacial del campo eléctrico, debido a que ambas magnitudes están directamente relacionadas [Metaxas y Meredith, 1983]. De esta manera, no es necesario utilizar ningún tipo de sonda eléctrica dentro del aplicador, lo que podría introducir perturbaciones en la propia distribución del campo eléctrico. En este caso, para medir la distribución de temperatura después del proceso de irradiación, se utilizó una cámara térmica AGEMA VISION.

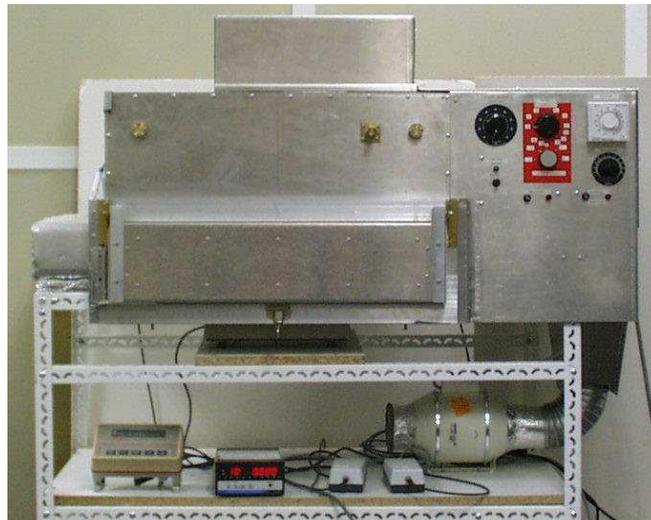


Figura 2.15. Aplicador multimodo utilizado para las pruebas de validación.

La temperatura simulada se ha obtenido a partir del campo eléctrico simulado mediante el uso de la expresión (1.5), que permite obtener el calor generado en cada punto del material, y a partir de éste la evolución de la temperatura. Se han despreciado los efectos de transferencia de calor por tratarse de un tratamiento a temperatura reducida y de corta duración.

La figura 2.16 muestra una imagen termográfica de la muestra de arcilla irradiada en la configuración del aplicador multimodo con los agitadores de modos descritos en la figura 2.11. La potencia de microondas suministrada por el generador fue de alrededor de 700W y el tiempo de irradiación fue de 1 min. De la figura podemos apreciar que los bordes de la muestra se calientan a un ritmo mayor que sus partes internas. Esto implica que la muestra ha recibido una mayor concentración de campo eléctrico alrededor de su perímetro que en el centro, lo que daría lugar a temperaturas más altas. La línea blanca punteada muestra el lugar (eje) en el que se ha tomado el perfil para la validación con las simulaciones numéricas descritas en el apartado 2.

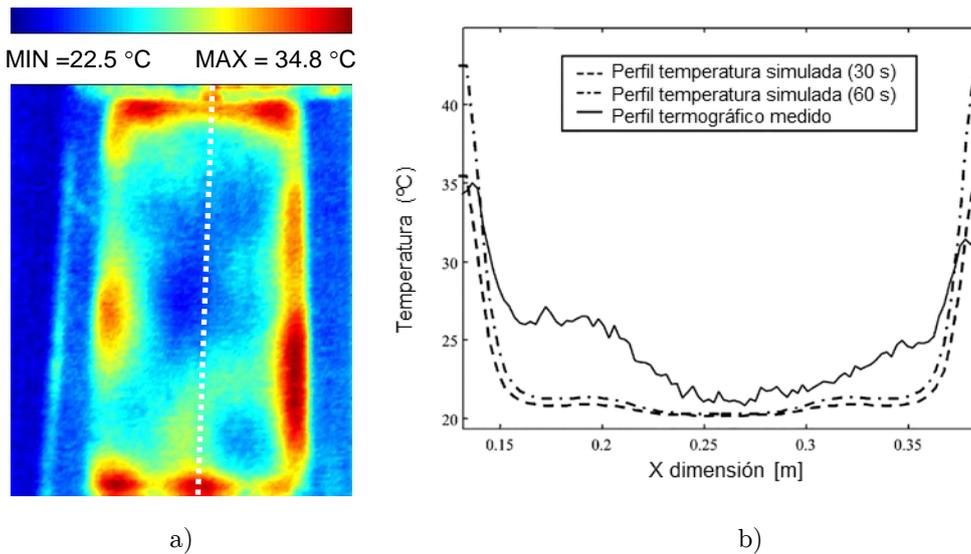


Figura 2.16. a) Termografía de la muestra de arcilla tomada tras 1 min de calentamiento en el aplicador multimodo con agitadores de modos. b) Comparación entre la variación de temperatura simulada y medida a lo largo de la muestra dieléctrica.

La Figura 2.16.b) muestra un buen ajuste de los datos experimentales y los simulados, principalmente en lo referente a la forma de las curvas obtenidas. Las diferencias en los valores de temperatura simulados y medidos se deben principalmente a conducción térmica, ya que existe un intervalo de tiempo desde que finaliza la irradiación con microondas hasta que se obtienen las imágenes termográficas. Además de validar el método numérico desarrollado, los resultados muestran que a pesar del movimiento de los agitadores de modos, los bordes de la muestra se calientan a una temperatura mucho más alta que la del centro de la muestra.

En general, los análisis realizados para el aplicador multimodo permiten concluir que todas las configuraciones muestran mayores intensidades de campo eléctrico en los bordes de la muestra sea cual sea la configuración de los agitadores de modos. La uniformidad en la distribución del campo eléctrico depende más fuertemente de la geometría y permitividad de la muestra que de la configuración del agitador. Por lo tanto, se puede concluir que con un aplicador multimodo es muy complicado lograr la uniformidad de campo eléctrico deseada y evitar así, por ejemplo, los puntos calientes o el sobrecalentamiento de los bordes.

2.3. Aplicadores Monomodo

Al contrario de lo que ocurre en los aplicadores multimodo, los aplicadores monomodo por lo general se pueden modelar analíticamente, y la distribución del campo electromagnético es bien conocida y es controlable. Los aplicadores monomodo son relativamente simples de construir y de adaptarse para conseguir la máxima eficiencia en la transferencia de la energía al material.

El volumen de la muestra es generalmente pequeño, sin embargo, esto da lugar a elevadas densidades de potencia, con el campo eléctrico altamente concentrado en el material. Por un lado, esto puede ayudar a procesar materiales de bajas pérdidas, pero por otro lado, pueden ocurrir fenómenos como formación de arco o la formación de plasma. Una forma de aumentar la cantidad de material es

recurrir a cavidades diseñadas para trabajar a una menor frecuencia, como por ejemplo pasar de utilizar 2450MHz a utilizar 915 MHz.

Es importante comentar que los aplicadores monomodo se desintonizan y desajustan durante el proceso de calentamiento debido a los cambios en las propiedades dieléctricas de los materiales con la temperatura. Esto implica que se deben utilizar métodos de adaptación mecánicos o eléctricos para mantener el aplicador sintonizado y evitar que se produzcan pérdidas de la energía durante el proceso de calentamiento debido a la desadaptación de la impedancia del aplicador.

Las formas canónicas más utilizadas para los aplicadores monomodo son la de sección rectangular y la cilíndrica. En general, el aplicador es una estructura metálica con un orificio en la pared superior por donde se inserta la muestra, generalmente colocada en el interior de un tubo o soporte. Por esa razón, la configuración cilíndrica es más ampliamente utilizada para calentamiento, debido a la simplicidad en el mecanizado de las muestras y en la posibilidad de encontrar tubos cilíndricos estándar en diversos materiales (pyrex, cuarzo, etc.) para colocar y contener las muestras en el interior del aplicador. El apartado siguiente se centrará por tanto en el estudio de la distribución de campo eléctrico en aplicadores cilíndricos, aunque expresiones similares pueden obtenerse en el caso de aplicadores con forma de paralelepípedo, comúnmente denominados aplicadores rectangulares.

2.3.1. Distribución del campo eléctrico en aplicadores monomodo cilíndricos

Analizando las expresiones de los campos electromagnéticos en cavidades cilíndricas [Catalá-Civera, 1999] podemos seleccionar la estructura y el modo resonante más adecuado, que permitirán situar la muestra en zonas de campo eléctrico máximo y lo suficientemente uniforme para poder calentarla de forma apropiada.

En general, los campos electromagnéticos en una cavidad cilíndrica y las frecuencias de resonancia (suponiendo paredes infinitamente conductoras) vienen dados por [Pozar, 1998]:

Modos TE_{mnp} ($m = 0,1,\dots$; $n = 1,2,\dots$; $p = 1,2,\dots$):

$$E_z = 0$$

$$E_\rho = B_{mn} \frac{\omega\mu}{k'_{c,mn}} \frac{m}{\rho} \sin(m\phi) J_m(k'_{c,mn}\rho) \sin(\beta_z z) \quad (2.1)$$

$$E_\phi = B_{mn} \frac{\omega\mu}{k'_{c,mn}} \cos(m\phi) J'_m(k'_{c,mn}\rho) \sin(\beta_z z)$$

$$H_z = -jB_{mn} \cos(m\phi) J_m(k'_{c,mn}\rho) \sin(\beta_z z)$$

$$H_\rho = -B_{mn} \frac{j\beta_z}{k'_{c,mn}} \cos(m\phi) J'_m(k'_{c,mn}\rho) \cos(\beta_z z) \quad (2.2)$$

$$H_\phi = B_{mn} \frac{j\beta_z}{k'_{c,mn}} \frac{m}{\rho} \sin(m\phi) J_m(k'_{c,mn}\rho) \cos(\beta_z z)$$

$$f_{u0,mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\left(\frac{P'_{mn}}{R}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (2.3)$$

Modos TM_{mnp} ($m = 0,1,\dots$; $n = 1,2,\dots$; $p = 0,1,\dots$):

$$E_z = A_{mn} \cos(m\phi) J_m(k_{c,mn}\rho) \cos(\beta_z z)$$

$$E_\rho = -A_{mn} \frac{\beta_z}{k_{c,mn}} \cos(m\phi) J'_m(k_{c,mn}\rho) \sin(\beta_z z) \quad (2.4)$$

$$E_\phi = A_{mn} \frac{\beta_z}{k_{c,mn}^2} \frac{m}{\rho} \sin(m\phi) J_m(k_{c,mn}\rho) \sin(\beta_z z)$$

$$\begin{aligned}
H_z &= 0 \\
H_\rho &= -A_{mn} \frac{j\omega\epsilon_0}{k_{c,mn}^2} \frac{m}{\rho} \sin(m\phi) J_m(k_{c,mn}\rho) \cos(\beta_z z) \\
H_\phi &= -A_{mn} \frac{j\omega\epsilon_0}{k_{c,mn}} \cos(m\phi) J'_m(k_{c,mn}\rho) \cos(\beta_z z)
\end{aligned} \tag{2.5}$$

$$f_{u0,mp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\left(\frac{P_{mn}}{R}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \tag{2.6}$$

siendo:

A_{mn} y B_{mn} unas constantes que dependen de la potencia incidente y del modo,

$$k_{c,mn} = \frac{P_{mn}}{R}, \quad k'_{c,mn} = \frac{P'_{mn}}{R},$$

P_{mn} , el cero n -ésimo de $J_m(x)$, sin tener en cuenta el cero en el origen si $m \neq 0$,

P'_{mn} , el cero n -ésimo de $J'_m(x) = \frac{\partial J_m(x)}{\partial x}$, sin tener en cuenta el cero del

origen si $m = 0$,

R , el radio de la cavidad, en metros,

h , la altura de la cavidad,

$k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 = k_{c,mn}^2 + \beta_z^2$, la constante de propagación en el espacio libre y en el vacío,

$\beta_z = \sqrt{k_0^2 - k_{c,mn}^2} = \frac{p\pi}{h}$, la constante de fase de un modo TE,

$$\beta_z = \sqrt{k_0^2 - k_{c,mn}^2} = \frac{p\pi}{h}, \text{ la constante de fase de un modo TM,}$$

ϵ_0 y μ_0 , la permitividad y permeabilidad del vacío, respectivamente.

Con las ecuaciones anteriores, es posible calcular y visualizar las posibles distribuciones del campo eléctrico en el interior de la cavidad, dependiendo del modo que se excite. Los principales modos resonantes son los que se muestran en la figura 2.17

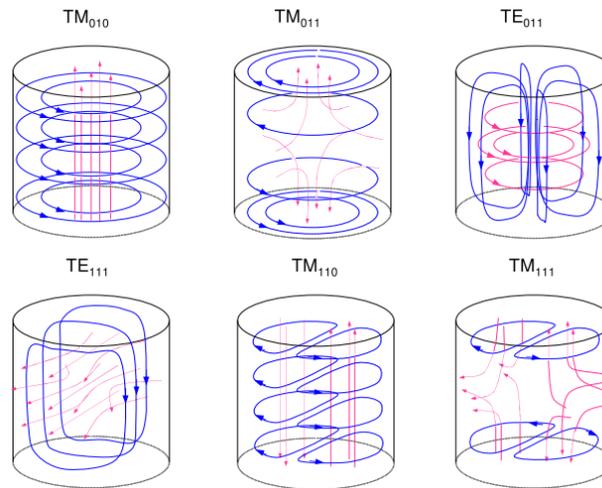


Figura 2.17: Principales modos resonantes en cavidad cilíndrica.

Teniendo en cuenta aquellas configuraciones que proporcionan una región de campo eléctrico lo suficientemente uniforme para situar una muestra de tamaño razonable se pueden seleccionar algunos modos específicos

En la figura 2.18 se muestra un aplicador cilíndrico en el que se ha insertado una muestra a través de un orificio en la parte superior. La muestra es cilíndrica y está contenida en un soporte también cilíndrico. Dentro del aplicador se puede ver la distribución de campo eléctrico de dos modos seleccionados: el TE_{111}

(izquierda) y el TM_{010} (derecha). En el caso del modo TE_{111} , el campo eléctrico posee un máximo en el centro de la cavidad, sin embargo presenta una zona de campo eléctrico uniforme suficientemente amplia como para calentar todo el volumen de la muestra. En el caso del modo TM_{010} , el campo eléctrico es máximo en la zona central de la cavidad, pero es uniforme en toda su altura. Tal y como muestra la figura, si las muestras poseen unas dimensiones adecuadas (existe una limitación tanto en radio como en altura), cualquiera de estos dos modos sería apropiado para calentarlas de forma uniforme.

Para alimentar el modo deseado, la energía puede aplicarse de varias formas. La forma más sencilla es la utilización de una sonda eléctrica (monopolo) situada en una zona en la que el campo eléctrico posea una cierta amplitud (sobre la pared lateral de la cavidad en la caso del modo TE_{111} , o en la pared inferior en el caso del modo TM_{010} , ver figura 2.18).

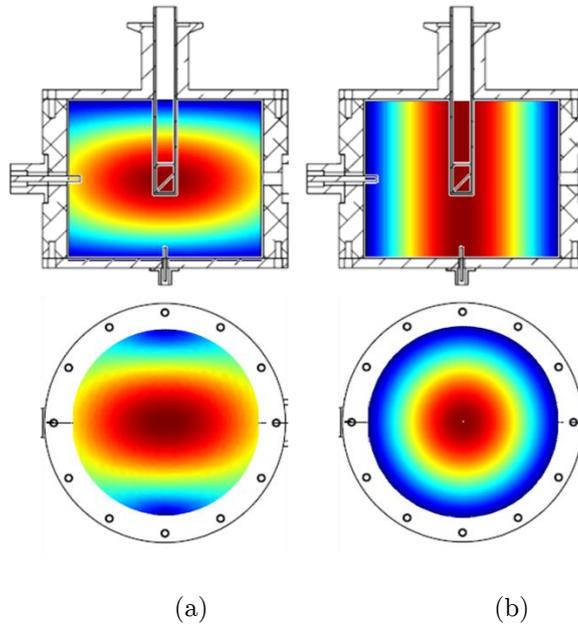


Figura 2. 18: Modos resonantes TE_{111} (a) y TM_{010} (b).

Las dimensiones de la cavidad (radio a y altura h) deben diseñarse de manera que el modo de trabajo resuene a la frecuencia de excitación (por ejemplo 2450MHz). Sin embargo, tal y como se ha comentado anteriormente, la frecuencia exacta de funcionamiento dependerá de las propiedades dieléctricas del material, y por tanto cambiará dinámicamente a lo largo del proceso de calentamiento, ya que en general las propiedades dieléctricas cambian con la temperatura [Metaxas y Meredith, 1983].

Puesto que para utilizar una cavidad de microondas monomodo en aplicaciones de calentamiento es necesario utilizar un generador de microondas que funcione a la misma frecuencia a la que resuena la cavidad, se pueden seguir dos estrategias diferentes:

- Utilizar un sistema de sintonización que permita ajustar la frecuencia de resonancia de la cavidad, lo que permitiría ajustarla a la frecuencia de trabajo del generador y compensar las variaciones a lo largo del proceso debido al cambio de temperatura.
- Utilizar un generador de microondas de frecuencia ajustable, lo que permite generar, en cada momento, la señal de potencia a la frecuencia necesaria para excitar el aplicador.

Para la utilización de un generador de frecuencia constante, como son los generadores basados en el uso de magnetrones, es necesario que el aplicador mantenga su frecuencia de resonancia en un valor muy próximo a la frecuencia de trabajo del magnetrón.

Puesto que la frecuencia de resonancia dependerá de las propiedades de la muestra introducida, no es posible utilizar estructuras 'estáticas', sino que es necesario utilizar algún tipo sistema de sintonización. Las estructuras de sintonización suelen consistir en elementos móviles que varían una o varias de las dimensiones del aplicador, de manera que la frecuencia de resonancia puede ajustarse, bajo ciertos límites.

En el caso del modo TM_{010} , el ajuste de la frecuencia de resonancia se realizaría modificando el radio de la cavidad, mientras que en el caso del modo TE_{111} , el ajuste se realizaría modificando dinámicamente la altura de la cavidad. Desde el punto de vista mecánico, esta última opción es mucho más sencilla de implementar. Por ello, el modo de trabajo TE_{111} resulta más conveniente para la realización de las pruebas de validación del aplicador monomodo.

2.3.2. Validación

En el caso del aplicador con sistema de sintonización, las dimensiones de la cavidad cilíndrica se han diseñado para que su frecuencia de resonancia, en ausencia de muestra, sea 2450MHz para una altura de la cavidad de $h=85\text{mm}$. Debido al efecto de reducción en la frecuencia de resonancia que ocurre cuando se introduce la muestra, esta altura debe reducirse desplazando la pared inferior, consiguiéndose sintonizar la cavidad a la frecuencia de trabajo del generador. El máximo rango de movimiento necesario para la sintonización, para las muestras estudiadas, es de unos 12mm.

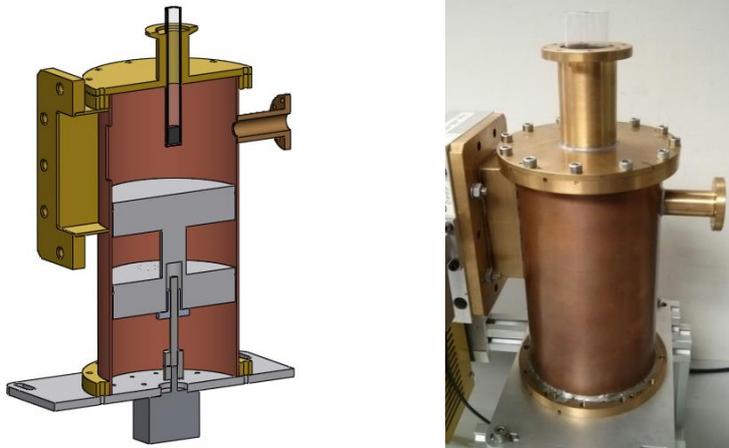


Figura 2.19: Cavidad monomodo con sintonizador mecánico.

Este proceso de sintonización debe realizarse de forma continua a lo largo del proceso de calentamiento, ya que al incrementarse la temperatura las propiedades de la muestra varían, y por tanto la perturbación en la frecuencia de resonancia. La figura 2.19 muestra el aplicador construido para las pruebas de validación.

El diseño propuesto se basa en la modificación de la altura de la cavidad resonante, mediante un mecanismo que mueve verticalmente la pared inferior de la cavidad. Es necesario mantener las condiciones de contorno en esa pared, lo que implica que el contacto metálico con las paredes laterales se mantenga perfectamente incluso mientras se produce el movimiento.

También se realizaron pruebas utilizando la otra posibilidad de diseño, consistente en una cavidad resonante de tamaño fijo (en la que no existe la posibilidad de sintonización) aplicando la energía de microondas mediante un generador de frecuencia variable. En este caso, la construcción de la celda es mucho más simple, ya que la complejidad del ajuste se traslada al generador.

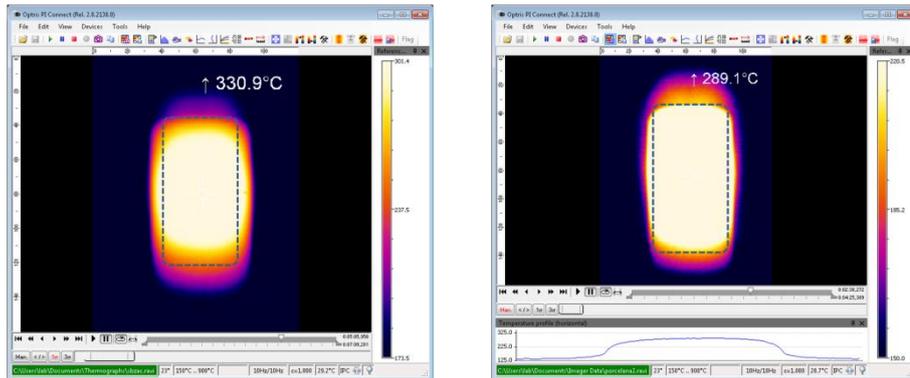


Figura 2.20: Cavidad monomodo sin mecanismos de sintonización.

La Figura 2.20 muestra la cavidad construida para realizar las pruebas de validación. La red de excitación seleccionada en este caso es una sonda eléctrica o monopolo situada en la pared lateral, que a efectos prácticos se ha implementado utilizando un conector coaxial tipo N.

Para validar la uniformidad en la distribución del campo eléctrico aplicado sobre las muestras, se realizaron pruebas de calentamiento y se registraron las distribuciones de temperatura resultantes sobre los materiales, de forma análoga al caso de los aplicadores multimodo. Se estudiaron varias muestras de diferentes materiales y con diferentes velocidades de calentamiento.

La figura 2.21 muestra dos termografías obtenidas en los dos aplicadores monomodo construidos. Se trata de una muestra cilíndrica de porcelana y otra de material refractario compuesto de alúmina y zircona. En ambos casos las muestras tienen 1cm de diámetro y 1.5cm de altura, colocadas en el interior de un soporte cilíndrico de cuarzo. La muestra de porcelana fue calentada en el aplicador de la figura 2.20 durante 4 minutos, aplicando una potencia de 30 W. La muestra de refractario fue calentada en el aplicador de la figura 2.19 durante 5 minutos, aplicando una potencia de 28 W.



a)

b)

Figura 2.21. Termografías obtenidas en las cavidades monomodo. a) Muestra de refractario calentado en el aplicador con sintonización. b) Muestra de porcelana calentada en el aplicador fijo.

En la figura anterior se aprecia que la distribución de temperatura es muy uniforme en todo el volumen de las muestras (el contorno de la muestra aparece con línea punteada). Como era de esperar, ambas presentan la misma distribución de temperatura, ya que en los dos aplicadores se utiliza el mismo modo de calentamiento. Estos resultados confirman la hipótesis de que los aplicadores monomodo permiten un mejor control de la distribución de temperatura en la muestra y su conveniencia a la hora de estudiar procesos de interacción microondas-materia.

2.4. Conclusiones

Tal y como se ha visto a lo largo del capítulo, la distribución de campo eléctrico en los aplicadores multimodo parcialmente rellenos no se puede modelar analíticamente y a pesar de todos los esfuerzos en el diseño o en la optimización (uso de agitadores, movimiento de la carga, etc.), persiste una inherente falta de homogeneidad en la distribución de temperatura obtenida en el material.

Las técnicas descritas en el capítulo, y básicamente los agitadores de modos, permiten mejorar la uniformidad del campo eléctrico sobre el material, pero por su propia naturaleza, en los aplicadores multimodo no es posible controlar de forma precisa y uniforme la energía aplicada sobre la muestra.

Por tanto, cuando es necesario un alto grado de control del proceso, es conveniente utilizar un aplicador monomodo. A este respecto, se han diseñado dos aplicadores adecuados para el tratamiento de pequeñas muestras dieléctricas que serán utilizados en capítulos posteriores para procesar muestras de material dieléctrico.

2.5. Publicaciones obtenidas

Los trabajos descritos en este capítulo han dado lugar a varias publicaciones internacionales, que se listan a continuación.

Pedro Plaza-González, Juan Monzó-Cabrera, José M. Catalá-Civera, and David Sánchez-Hernández. "Effect of Mode-Stirrer Configurations on Dielectric Heating Performance in Multimode Microwave Applicators". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53(5), 2005, pp. 1699-1706.

Pedro Plaza-González, Juan Monzó-Cabrera, José M. Catalá-Civera, and David Sánchez-Hernández. "A New Approach for the Prediction of the Electric Field Distribution in Multimode Microwave Applicators with Mode Stirrers". IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 40(3), 2004, pp. 1672-1678.

M.C. Nuño, Juan V. Balbastre, Pedro Plaza-González, Elías de los Reyes. "Design Guidelines for Applicators used in the Microwave Heating of High Losses Materials" 8th International Conference on Microwave and High Frequency Heating. Bayreuth, Germany. September 2001. ISBN: 3-00-008356-1

P. Plaza-González, J. Monzó-Cabrera, J.M. Catala-Civera, D. Sanchez-Hernandez
"A New Method for Analyzing Multimode-Microwave Heating Ovens with Mode Stirrers" 9th International Conference on Microwave and High Frequency Heating
Loughborough, UK, Septiembre-2003

2.6. Referencias

Balanis, C. A., *Advanced Engineering Electromagnetics*. New York. Wiley, (1989).

Catalá-Civera, J.M., "*Estudio de Estructuras Guiadas Monomodo para Aplicaciones de Caracterización Dieléctrica de Materiales y Curado de Compuestos Elastoméricos a Frecuencias de Microondas*", PhD. Tesis, Universidad Politécnica de Valencia (1999).

- Catalá-Civera, J. M. , Canós, A. J. , Peñaranda-Foix, F., de los Reyes, E. “*Accurate determination of the complex permittivity of materials with transmission reflection measurements in partially filled rectangular waveguides,*” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, pp. 16–24, (2003).
- Choi, D. H. and Hofer, W. J. R. “*The finite-difference-time-domain method and its application to eigenvalue problems,*” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-34, pp. 1464–1470, (1986).
- Chow-Ting-Chan, T. V., Reader, H. C. “*Understanding Microwave Heating Cavities*”. London, U.K.: Artech House, pp. 126–163, (2000).
- Dibben, D. C., Metaxas, A. C. “*Finite element analysis of multimode cavities with coupled electrical and thermal fields*”. Proc. 29th IMPI Microwave Power Symp., Chicago, IL, (1994).
- Dibben, D. C., Metaxas, A. C. “*Time domain finite element analysis of multimode applicators using edge elements,*” IEEE Trans. Magn., vol. 32, pp. 942–945, (1996).
- Fu, W. , Metaxas, A. C. “*Numerical prediction of three-dimensional power density distribution in a multi-mode cavity,*” J. Microw. Power Electromagn. Energy, vol. 29, pp. 65–77, (1994).
- Iskander, M. ,Smith, R. L. , Andrade, A. O. M., Kimrey Jr., H., Wal L. M., “*FDTD simulation of microwave sintering of ceramics in multimode cavities,*” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 42, pp. 793–800, (1994).
- Jia, X. “*Experimental and numerical study of microwave power distributions in a microwave heating applicator,*” J. Microw. Power Electromagn. Energy, vol. 28, pp. 25–31, (1993).
- Kashyap, S. C. and Wyslouzyl, W. “*Methods for improving heating uniformity of microwave ovens*”. J. Microw. Power Electromagn. Energy, vol. 12, pp. 223–230, (1997).
- Kopyt, P., Celuch-Marcysiak, M., Gwarek, W.K. " *Microwave processing of temperature-dependent and rotating objects: development and experimental*

- verification of FDTD algorithms*". Microwave and Radio Frequency Applications: Proc. of the 3rd World Congress on Microwave and Radio Frequency Applications, The American Ceramic Society, pp.7-16 (2003).
- Liu, F., Tumer, I. , Bialkowski, M. E. "A *finite-difference time-domain simulation of power density distribution in a dielectric loaded microwave cavity*," J. Microw. Power Electromagn. Energy, vol. 29, pp. 138–148, (1994).
- Ma , L., Paul, D.-L. , Potheary, N. , Railton, C. , Bows, J. ,Barratt, L. ,Mullin, J. Simons, D. "Experimental validation of a combined electromagnetic and thermal FDTD model of a microwave heating process," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 43, pp. 2565–2572, Nov. (1995).
- MathWorks, Inc. "Partial Differential Equation Toolbox for use with MATLAB® (2005). <http://www.mathworks.com>
- Metaxas, A.C. and Meredith, R. J. *Industrial Microwave Heating*. London, U.K.: Peregrinus, pp. 71–103, (1983).
- Pedreño-Molina, J. L., Monzó-Cabrera, J., Catalá-Civera, · J. M. "Sample Movement Optimisation for Uniform Heating in Microwave Heating Ovens". International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. No. 17(2):142 – 152 (2007).
- Pozar, D.M., *Microwave Engineering*, 2nd Ed., John Wiley & Sons (1998).
- Sundberg, M., Risman, P. O. ,Kildal, P.-S., Ohlsson, T. "Analysis and design of industrial microwave ovens using the finite difference time domain method". J. Microw. Power Electromagn. Energy, vol. 31, pp. 142–157, (1996).
- Taflove, A. and Hagness, S. C. *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, pp. 67–106, (1995).
- Yee, K. S. "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. MTT-14, pp. 302–307, 1966.

CAPÍTULO

3

Modelado de los fenómenos térmicos y técnicas de medida de temperatura.

En la mayoría de aplicaciones de procesamiento de materiales mediante energía microondas, el control de la temperatura es fundamental para asegurar las ventajas que puede suponer el uso de microondas frente a otro tipo de tecnologías más convencionales.

En este capítulo se describen diferentes técnicas para modelar y así poder entender mejor los fenómenos térmicos relacionados con la generación y transmisión de calor en sistemas de calentamiento por microondas.

En primer lugar se ha desarrollado una herramienta de discretización de las ecuaciones que describe la temperatura en un cuerpo sometido a energía microondas, utilizando técnicas numéricas en una dimensión (1D). Este desarrollo se ha aplicado a algunos procesos, entre los que destaca el uso de microondas para secado rápido de materiales dieléctricos.

Posteriormente, se han utilizado herramientas de simulación más completas basadas en discretizaciones en dos dimensiones (2D) para el estudio de fenómenos físicos que aparecen durante la aplicación de

microondas al procesado de materiales, como son la avalancha o embalamiento térmico, y los fenómenos de transferencia de masa.

3.1. Modelo de análisis térmico

Como se describe en el capítulo introductorio, la aplicación de un campo eléctrico alterno polariza las cargas en el material, que a veces es incapaz de seguir estos cambios oscilatorios extremadamente rápidos. Esta incapacidad es el origen de la generación de calor en el material a través de diferentes mecanismos de absorción.

3.1.1. Generación de calor

Para la determinación de las ecuaciones de gobiernan el calentamiento por microondas, partimos del principio de que el balance de energía indica el cambio neto en el contenido de calor en el volumen del elemento considerado. A partir de la primera ley de la termodinámica, se puede obtener que el aumento de la cantidad de calor debe ser igual al flujo neto de calor y la producción neta de calor dentro de este volumen. A partir de esta relación de continuidad, la temperatura en un material puede determinarse a partir de la ecuación de balance de energía de Fourier, que se puede expresar como [Hill y Marchant, 1996]:

$$\rho \cdot c_p \frac{\partial T}{\partial t} = \nabla \cdot (k_T \cdot \nabla T) + Q_{net} \quad (3.1)$$

El primer término de la ecuación (3.1) determina la energía almacenada como calor, donde ρ es la densidad del material, en kg/cm^3 , c_p es el calor específico del material en $\text{J}/\text{kg}\cdot\text{K}$, T es la temperatura ($^{\circ}\text{C}$) y t es el tiempo en segundos.

El término en la parte derecha determina la entrada neta de calor de Fourier por conducción, donde k_r es la conductividad térmica en $\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$. El segundo término en la derecha (Q_{net}) representa la producción neta de calor dentro del volumen del material, que puede dividirse en:

$$Q_{net} = Q_{gen} + Q_{loss} + Q_{local} + Q_{ph} \quad (3.2)$$

El término Q_{net} es la energía generada debido a la absorción de microondas, según la ecuación (1.5) que ya presentamos en la introducción. Los otros términos se utilizan para representar la convección y radiación en la superficie, como es el caso de Q_{loss} . Q_{local} indica la energía debida a procesos endotérmicos o exotérmicos locales. El último término Q_{ph} indica la entalpía por cambio de fase o transformación del material (como ocurre en los procesos de secado o reacciones químicas). En los procesos que utilizan calentamiento convencional tenemos que $Q_{gen} = 0$, y el material se calienta por transferencia de calor debido a las condiciones de contorno térmicas.

3.1.2. Condiciones de contorno térmicas.

La solución de los problemas térmicos precisa, además de las ecuaciones que lo describen como la ecuación del calor con generación interna de

calor, una serie de condiciones de contorno. Estas condiciones son necesarias para tener en cuenta el calor externo, transferencia de masa y presión en la superficie de los cuerpos [Jaluria y Torrance, 1986; Hill y Marchant, 1996].

La condición de contorno isotérmica (o también denominada de Dirichlet) indica que la temperatura del cuerpo es constante a lo largo de una superficie. Se expresa mediante la ecuación (3.3).

$$T_s = \text{const} \quad (3.3)$$

Otra condición de contorno aplicable es la expresada en (3.4), llamada condición de contorno de convección, que indica la transferencia de calor por este fenómeno de convección.

$$k_T \left[\frac{\partial T}{\partial n} \right]_s = h(T_s - T_\infty) \quad (3.4)$$

Donde n es normal a la superficie, h es el coeficiente de transferencia de calor por convección ($\text{W}/\text{m}^2 \cdot \text{K}$), T_s es la temperatura en la superficie (K) y T_∞ es la temperatura del entorno (K).

La condición de contorno de conducción de calor entre materiales de diferente conductividad térmica viene determinada por la ecuación (3.5):

$$k_{T1} \left[\frac{\partial T_1}{\partial n} \right]_s = k_{T2} \left[\frac{\partial T_2}{\partial n} \right]_s \quad (3.5)$$

donde k_{T1} ($\text{W}/\text{m}^2 \cdot \text{K}$) y T_1 (K) son, respectivamente, la conductividad térmica y la temperatura superficial de la capa 1; y k_{T2} ($\text{W}/\text{m}^2 \cdot \text{K}$) y T_2 (K) son la conductividad térmica y la temperatura superficial de la capa 2.

Los coeficientes térmicos que intervienen en la expresión (3.5) para algunos materiales comunes aparecen en la Tabla 2.1. Se observa a partir de estos valores la gran diferencia en el valor de la conductividad térmica que presentan los materiales metálicos (con $k_T > 200$) frente a los materiales dieléctricos ($k_T < 1$) que generalmente tienen carácter aislante.

Las ecuaciones anteriores y las ecuaciones del electromagnetismo están acopladas de dos maneras: en un sentido explícito a partir de los valores de la temperatura, el contenido de humedad, la presión, y el calor generado por calentamiento dieléctrico. Pero también están relacionadas implícitamente debido a la dependencia que presentan las propiedades térmicas y electromagnéticas de los materiales con la temperatura y humedad.

En un sentido riguroso las propiedades de los materiales dependen de la dirección, por lo que han de ser expresadas en forma de tensores. Esto es especialmente cierto en el caso de materiales inhomogéneos, y en sistemas con variaciones en transferencia de masa. Estas ecuaciones son incluso más complejas cuando el material presenta encogimiento, es decir, una reducción de volumen a lo largo de su proceso de calentamiento.

En la mayor parte de la bibliografía estudiada se utiliza una aproximación por diferencias finitas para resolver estas ecuaciones

(Jaluria y Torrance, 1986). Algo común a todos los métodos numéricos es la discretización de las ecuaciones en derivadas parciales (o de sus ecuaciones integrales equivalentes) junto al uso de las condiciones de contorno adecuadas. Entre los métodos numéricos más comunes se encuentra el método de las diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD), el método de integración finito (FIM) y el método de los elementos finitos (FEM). Se puede encontrar información más detallada sobre estas técnicas en las referencias [Metaxas y Meredith, 1983; Jaluria y Torrance, 1986].

Debido a las dependencias (o acoplamiento) entre diferentes parámetros un cálculo completo es muy complejo, y en la práctica se realizan diversas simplificaciones. Estas simplificaciones consisten en, bajo ciertas condiciones, despreciar algunas de estas interdependencias. Por ejemplo, para periodos muy cortos de tiempo y altas densidades de potencia de microondas, la transferencia de calor puede despreciarse debido a que es un fenómeno mucho más lento que la generación de calor por microondas.

Para materiales conductores de calor, isotrópicos y homogéneos, la expresión (3.1) puede reducirse a:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{k_T}{\rho \cdot c_p} \nabla^2 T + \frac{Q_{gen}}{\rho \cdot c_p} \quad (3.6)$$

En la expresión (3.6) se han despreciado de momento los términos relativos a la transferencia de masa y cambios de volumen. También se ha despreciado la dependencia de las propiedades térmicas y dieléctricas con la temperatura. Esta dependencia con la temperatura de las propiedades del material únicamente incrementa la complejidad del

problema moderadamente, por lo que sí la vamos a tener en cuenta en ciertas situaciones.

3.1.3. Modelo térmico de un conjunto de dieléctricos con generación de calor por microondas.

Resolver la ecuación del calor (3.6) implica utilizar al menos dos dimensiones para obtener resultados realistas, aunque en problemas con alto grado de simetría espacial puede reducirse a una única dimensión (1D). Como se ha indicado, el método numérico FDTD es muy indicado para este tipo de problemas, y su implementación resulta en principio más sencilla que otras alternativas.

En la figura 3.1 se muestra una estructura de dieléctricos multicapa, sobre la que se va resolver la expresión (3.6). Si simplificamos el problema a una dimensión (1D), según la dirección de propagación, la complejidad es menor y el cálculo de la temperatura en los materiales se reduce a resolver una única ecuación en derivadas parciales, tal como la siguiente.

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \left(\frac{k_T}{\rho c_p} \right) \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + \left(\frac{1}{\rho c_p} \right) Q_{gen} \quad (3.7)$$

donde z es la dimensión transversal, k_T, c_p son los parámetros térmicos de cada material y Q_{gen} es la generación interna de calor por microondas, que viene dado por la conocida expresión (1.5), que reproducimos aquí de nuevo por claridad:

$$Q_{gen} = 2\pi f \varepsilon_0 \varepsilon'' |E_{rms}|^2 \quad (1.5)$$

donde f es la frecuencia de la señal de microondas (Hz), y $|E_{rms}|$ es la intensidad de campo eléctrico efectiva en el material (V/m).

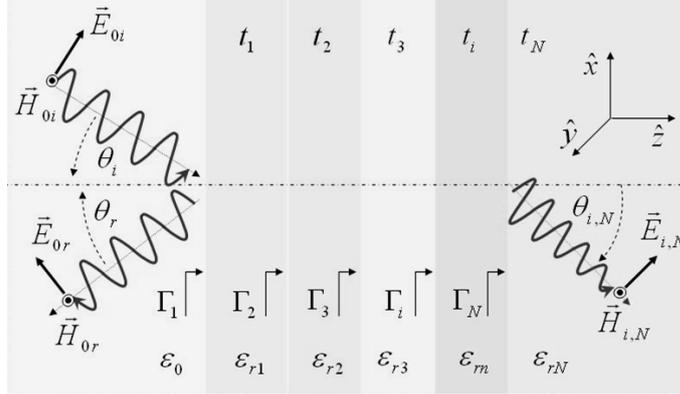


Figura 3.1: Multicapa de dieléctricos con generación de calor por microondas.

La superficie externa de los materiales en los extremos está en contacto directo con el aire, por lo que aplicamos una condición de contorno convectiva, según la expresión (3.8). En la superficie de contacto entre dos materiales se debe cumplir la condición de que el flujo de calor es continuo según (3.9).

$$-k_T \cdot \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_s = h_t \cdot (T_s - T_{air}) \quad (3.8)$$

$$-k_{T1} \cdot \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{s1} = -k_{T2} \cdot \frac{\partial T}{\partial x} \Big|_{s2} \quad (3.9)$$

Donde T_{air} es la temperatura del aire del entorno y h_t es el coeficiente de transferencia de calor por convección del aire ($W/m^2\cdot C$).

3.2. Discretización FDTD.

Las ecuaciones en derivadas parciales en (3.7) se pueden discretizar utilizando la estrategia de Crank-Nicholson, según la cual la ecuación del calor se puede convertir en una expresión dependiente del tiempo [Crank y Nicholson, 1947; Holman, 1997; Oktay y Akman, 2003]. Se sustituye la derivada espacial de segundo orden por una interpolación lineal en los nodos adyacentes al que se está considerando, y se realiza una interpolación dependiente del tiempo de los términos espaciales alrededor del instante considerado y el anterior, según (3.10). Esto proporciona una alta estabilidad y precisión a la discretización frente a otras estrategias [Jaluria y Torrance, 1986].

$$\frac{\partial^2 T}{\partial z^2} = \frac{1}{2} \left[\frac{T_{i-1}^{n+1} - 2T_i^{n+1} + T_{i+1}^{n+1}}{\Delta z^2} + \frac{T_{i-1}^n - 2T_i^n + T_{i+1}^n}{\Delta z^2} \right] \quad (3.10)$$

Este método siempre alcanza la convergencia a una solución real, independientemente del tamaño de los escalones de la discretización. La expresión (3.11) indica que la derivada espacial de la temperatura se calcula a partir de la interpolación lineal de la pendiente entre nodos adyacentes i , $i+1$ en cada instante temporal n . La derivada espacial en el tiempo se calcula según (3.12) de manera similar pero teniendo en cuenta solamente los puntos de tiempo adyacentes n , $n+1$ en el mismo nodo espacial.

$$\frac{\partial T}{\partial z} = \frac{T_{i+1}^n - T_i^n}{\Delta z} \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{T_i^{n+1} - T_i^n}{\Delta t} \quad (3.12)$$

Δz es la distancia entre nodos consecutivos, T_i es la temperatura en el nodo i , el superíndice n representa el instante de tiempo discretizado y Δt es el escalón temporal entre iteraciones.

Utilizaremos las expresiones anteriores para ilustrar las diferencias entre el calentamiento convencional (por conducción desde el exterior) frente al calentamiento por microondas. Para ello analizaremos el problema térmico consistente en un bloque de material dieléctrico (en concreto, nylon-66), con sus correspondientes propiedades térmicas y dieléctricas.

Para el calentamiento convencional supondremos una temperatura superficial constante del material de 100°C, y el calor se transmite por conducción hacia el interior del bloque. En el caso del calentamiento por microondas, supondremos un campo eléctrico uniforme de 5000 V/m, y que la superficie del bloque de nylon está en contacto con el aire, aplicándose por tanto la condición de contorno convectiva.

Las propiedades térmicas y dieléctricas del nylon-66 y otros materiales comunes se pueden encontrar en las tablas 3.1 y 3.2, respectivamente. El coeficiente de transferencia de calor por convección libre del aire es $h_f = 10 \text{ W/m} \cdot \text{°C}$ a 20 °C.

Tabla 3.1: Propiedades dieléctricas de algunos materiales comunes, y profundidad de penetración a frecuencias ISM.

Material (25°C)	ϵ' (2450 MHz)	ϵ'' (2450 MHz)	d_p (m) (915 MHz)	d_p (m) (2450 MHz)
Agua	78.1	10.4	0.044	0.016
Hielo (-2°C)	3.0	0.003	30.11	11.24
Etanol	7.0	6.5	0.023	0.008
Metanol	25	15	0.018	0.006
Carne de ternera (cruda)	50.0	15	0.024	0.009
Masa de pan	20	10	0.024	0.009
Carburo de silicio	30	11	0.026	0.009
Ladrillo cerámico (30% MC)	15	2	0.101	0.037
Baquelita	3.7	0.23	0.436	0.163
Nylon-66	3.02	0.041	2.210	0.825
Caucho natural	2.2	0.0065	11.90	4.445
Polietileno	2.25	0.0026	30.09	11.23
PTFE (Teflon®)	2.01	0.0001	739.4	276.1
Vidrio de cuarzo	4.0	0.0004	260.7	97.39

Tabla 3.2: Propiedades térmicas de algunos materiales comunes.

Material (25°C)	Densidad ρ (kg/m ³)	Calor específico c_p (J/kg·°C)	Conductividad térmica k_T (W/m·°C)
Aire	1.29	1010	0.024
Agua	1000	4190	0.6
Ladrillo cerámico (30% MC)	900	3500	1.2
Nylon-66	1140	1980	0.25
Caucho natural	1200	1600	0.15
PTFE (Teflon®)	2200	1045	0.19
Aluminio (100%) ($\sigma=3.43 \times 10^7$ S/m)	2700	861	217
Cobre puro ($\sigma=5.8 \times 10^7$ S/m)	8940	382	389

Los resultados obtenidos para la distribución de temperatura en el bloque de nylon, para ambos escenarios, se muestran en la figura 3.2. Cada curva corresponde a una separación temporal de 300 segundos.

En la configuración de calentamiento convencional la temperatura se transmite por conducción desde el exterior hacia el interior de bloque, por lo que el centro presenta menor temperatura que la superficie.

En el otro escenario, correspondiente al calentamiento por microondas, la energía se aplica directamente en el interior del material, por lo que la temperatura se incrementa simultáneamente sobre todo el volumen. Sin embargo, los bordes presentan pérdida de calor debido a que la transmiten al aire de su entorno, migrando el calor desde el interior hacia el exterior. Los parámetros térmicos son también muy importantes en el procesado por microondas, ya que caracterizan estas pérdidas térmicas y por tanto la uniformidad de temperatura, sobre todo en los bordes del material.

Se puede ver claramente que para materiales de baja conductividad térmica la distribución de temperatura depende básicamente de la distribución de campo eléctrico, excepto en los extremos donde existen pérdidas térmicas hacia el entorno. Para valores de conductividad térmica moderados la transmisión de calor en el interior del material presenta un efecto importante en el igualamiento de la temperatura, y una distribución de campo eléctrico tan uniforme no es necesaria para obtener un calentamiento uniforme.

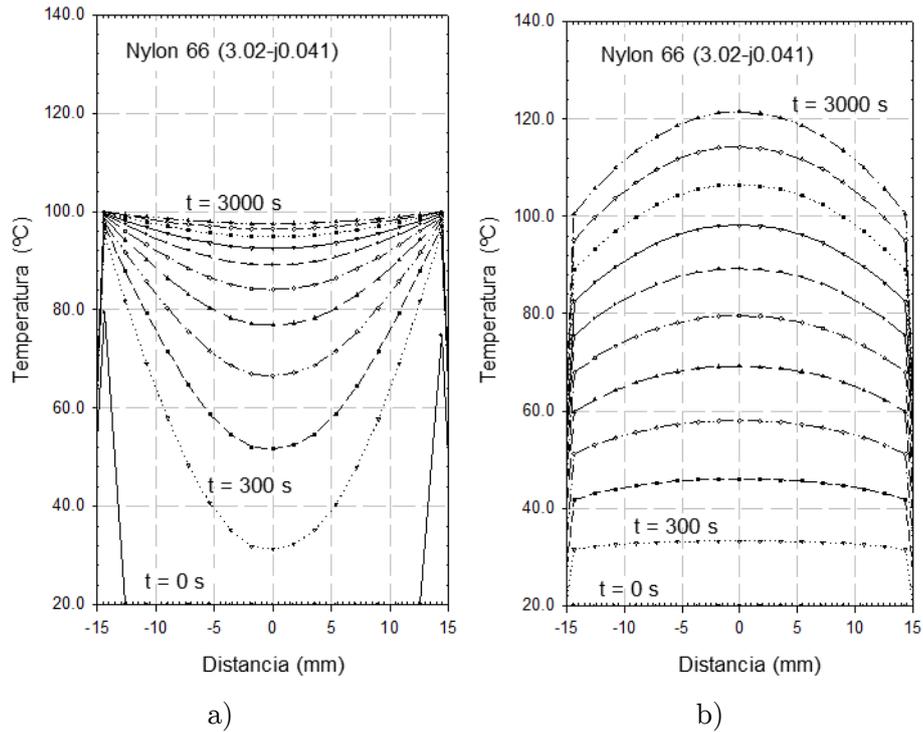


Figura 3.2: Resultados de la comparación de calentamiento convencional (a) y calentamiento por microondas (b) de un bloque de nylon-66.

A partir del perfil de campo eléctrico en un aplicador microondas, podríamos utilizar las expresiones anteriores para calcular el perfil de temperatura.

Existen muchos procesos de tratamiento térmico por microondas donde se producen fenómenos adicionales a la transmisión de calor entre los cuerpos, y que son resultado de procesos físicos tales como el cambio de fase de los materiales. El modelado de este tipo de sistemas más complejos debe realizarse mediante la resolución del problema electromagnético (determinación de los campos en la estructura) combinado con la resolución del problema térmico (transmisión de

calor), pero además han de añadirse a las expresiones térmicas unos términos adicionales para modelar los fenómenos de transferencia de masa. Una de las más comunes aplicaciones de los sistemas de calentamiento por microondas es el secado, en el que se producen estos fenómenos, principalmente debido a la evaporación de la fase líquida.

Como ejemplo de cómo evoluciona la temperatura en este tipo de sistemas donde además se produce transferencia de masa, se ha analizado el proceso de calentamiento y secado de un material laminar en el interior de un aplicador microondas. Esta configuración es muy común en aplicaciones industriales reales de secado asistido por energía de microondas.

La transferencia de masa es un fenómeno bastante complejo de modelar, por lo que realizar algunas simplificaciones es muy útil para poder reducir la complejidad y abordar el problema de forma más sencilla [Monzó-Cabrera et al, 2002]. En primer lugar, supondremos que existe una corriente de aire forzado que es lo suficientemente intensa como para ser capaz de retirar todo el vapor de agua generado por la energía de microondas, y por tanto no se produce condensación sobre la superficie del material ni en el interior del aplicador.

Otra simplificación asumida generalmente es que la resistencia al flujo de masa es despreciable debido a que los materiales tratados son porosos y muy delgados. La difusión de humedad lateralmente entre puntos adyacentes también se considera despreciable para los tiempos de tratamiento estudiados.

Por otra parte, según evoluciona el proceso de secado los materiales cambian de propiedades debido al cambio en su contenido de humedad. Para modelar este efecto consideraremos que las pérdidas dieléctricas del cuerpo disminuyen según el contenido de humedad se reduce, siguiendo una relación lineal.

Incluyendo las simplificaciones y consideraciones anteriormente descritas, podemos llegar a la expresión (3.13), que nos indica la variación de masa que sufre un material a medida que progresa el proceso de calentamiento con microondas.

$$-\rho_s \Delta H_v(X) \frac{\partial X}{\partial t} = \eta(t) \cdot 2\pi f \varepsilon_0 \varepsilon''(X) |E(X)|^2 \quad (3.13)$$

donde ρ_s (kg/m³) es la densidad del material, H_v (kJ/kg) es el calor latente de evaporación, η es la eficiencia de evaporación del proceso, X es el contenido de humedad de la muestra, y t (s) es el tiempo.

El contenido de humedad del material (X) en base seca se define como el cociente entre el peso del líquido (agua) contenido en el material y el peso del material en seco, y es por tanto adimensional.

En lo referente al modelo electromagnético del aplicador suponemos como aproximación que existe un campo eléctrico que es constante sobre toda la muestra, aunque evoluciona a lo largo del proceso [Metaxas y Meredith, 1983; Monzó et al., 2000]. La expresión que se utiliza para modelar este comportamiento es la siguiente:

$$E(X) = \frac{E_0}{\sqrt{\varepsilon''(X)}} \quad (3.14)$$

Donde $E(X)$ es el módulo del campo eléctrico en función del contenido de humedad X del cuerpo, E_0 es el módulo máximo considerado del

campo eléctrico, y $\varepsilon''(X)$ es el factor de pérdidas del material en función del contenido de humedad.

Se asume también que la eficiencia de evaporación evolucionará a lo largo del proceso, dependiendo del contenido de humedad del cuerpo. El secado queda así dividido en tres fases con dinámicas diferentes, como se describe en la figura 3.3.

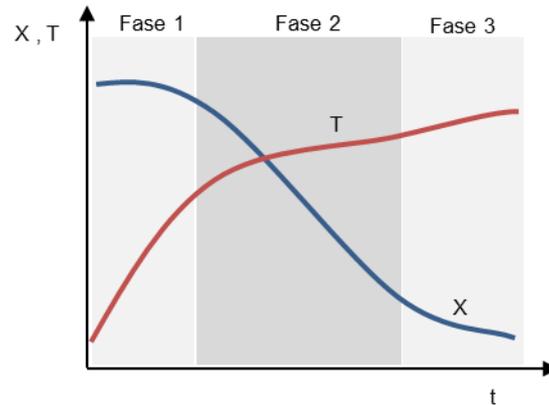


Figura 3.3: Tres etapas en el secado asistido por microondas.

La eficiencia se describe mediante una relación lineal durante la primera parte del proceso, y se considera constante posteriormente. La expresión queda de la siguiente manera (3.16):

$$\eta(t) = \begin{cases} \frac{\eta_x}{t_h} t, & t < t_h \\ \eta_x, & t \geq t_h \end{cases} \quad (3.16)$$

Donde t_h es el tiempo de duración de la primera etapa del proceso de secado, y η_x es la eficiencia máxima.

Volviendo a la expresión de transferencia de calor y añadiendo los términos correspondientes al fenómeno de transporte de masa [Komanowsky, 1990], la expresión (3.1) resulta en:

$$\rho \cdot c_{ps} \frac{\partial T}{\partial t} = 2\pi f \varepsilon_0 \varepsilon''(X) |E(X)|^2 + k_t \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} - \rho \cdot e_v \Delta H_{ev} \left| \frac{\partial X}{\partial t} \right| \quad (3.17)$$

donde C_{ps} (J/Kg °C) es el calor específico del material seco, k_t (W/m°C) es la conductividad térmica y e_v es el factor de evaporación interno.

La condición de contorno aplicable en la superficie del material, teniendo en cuenta las pérdidas por convección y por evaporación superficial [Zhou, 1994] es:

$$-k_t \frac{\partial T}{\partial z} = h_t (T_s - T_{aire}) - e_s \frac{m_s}{A} \Delta H_{ev} \left| \frac{\partial X}{\partial t} \right| \quad (3.18)$$

donde T_s (°C) es la temperatura de la superficie de la muestra, T_{aire} (°C) es la temperatura del aire forzado en el exterior de la muestra, e_s el coeficiente de evaporación medio en la superficie, m_s es la masa seca de la muestra y A (m²) es el área total de la muestra (lineal en nuestro caso).

Las propiedades térmicas de los materiales (calor específico y conductividad térmica) también dependen del contenido de humedad del cuerpo. En analogía con la variación estimada de propiedades

dieléctricas, se estima una variación de primer orden de estas magnitudes con el contenido de humedad, lo que queda indicado en las siguientes expresiones:

$$k_t = k_{ts} + k_{tw} X \quad (3.19)$$

$$c_p = c_{ps} + c_{pw} X \quad (3.20)$$

El calor latente de evaporación está relacionado de forma inversa con la temperatura [Chirife, 1986], y puede calcularse mediante la expresión (3.21).

$$\Delta H_v(X, T) = 2502 \cdot 10^3 - 2.38 \cdot T \quad (3.21)$$

El problema térmico descrito mediante las expresiones (3.14) a (3.21) se ha resuelto también utilizando una discretización en diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) en una dimensión (1D), cuya formulación básica ya se ha descrito en apartados anteriores, y donde se han añadido los términos adicionales para los fenómenos de transporte.

Para la discretización del contenido de humedad, de forma equivalente a las expresiones (3.11) y (3.12) se toma la siguiente formulación:

$$\frac{\partial X}{\partial t} = \frac{X_i^{n+1} - X_i^n}{\Delta t} \quad (3.22)$$

Con esta formulación, en cada iteración temporal se determina la temperatura y el contenido de humedad en la región 1D de interés

(según el número de puntos considerados en el eje z). Los valores de temperatura y humedad se utilizan para actualizar los parámetros que dependen de aquellos ($\varepsilon''(X)$, $E(X)$, $\Delta H_v(X,T)$, $k_t(X)$, $C_p(X)$) y los cuales se utilizan en la siguiente iteración, según el modelo de tres fases descrito en los apartados previos.

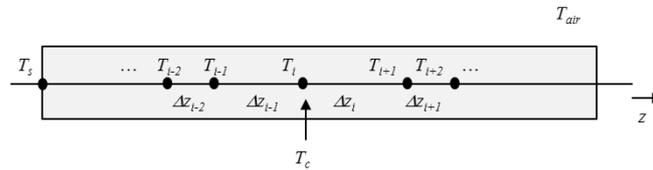


Figura 3.4: Diagrama de la discretización temporal, indicando las temperaturas central y superficial.

El modelo propuesto se ha utilizado para estudiar la evolución de la temperatura de una muestra laminar (p.e. cuero) de material dieléctrico en el interior de un horno microondas con una distribución de campo uniforme sobre la que se simultáneamente se produce una pérdida de masa debido al secado (evaporación de agua). Se han realizado simulaciones, analizando cómo afecta el contenido inicial de humedad de la muestra en las curvas de temperatura en el centro y el extremo del material considerando en cada caso condiciones de contorno diferentes. En la figura 3.5 se muestran las curvas obtenidas para estos dos puntos, para una potencia estimada de 700W de microondas y un tiempo de tratamiento de 8 minutos. Los valores de los parámetros del problema simulado se encuentran en la tabla 3.3.

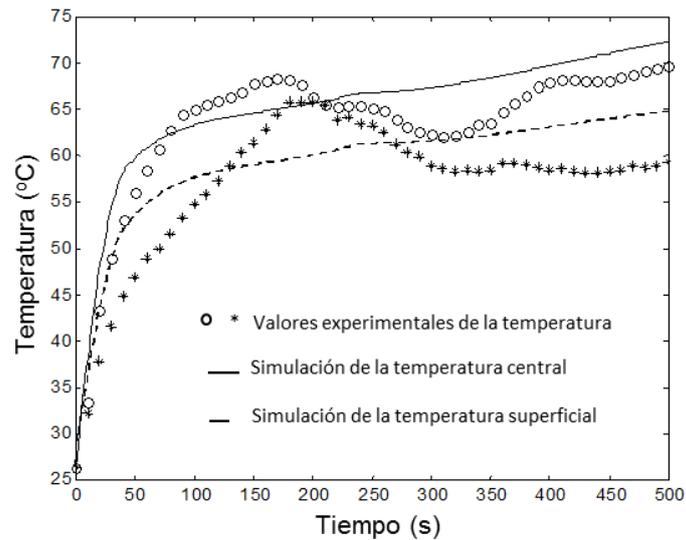


Figura 3.5: Comparación de resultados simulados y experimentales de temperaturas superficial e interna. Potencia aplicada: 700W.

El modelo propuesto ha sido validado con ensayos de secado experimentales sobre muestras de cuero en un aplicador microondas multimodo especialmente diseñado para este tipo de procesado, con una potencia aplicada de 700W. El aplicador incluye agitadores de modos laminares para obtener una distribución de campo eléctrico lo más uniforme posible. Además, este horno dispone de un sistema de aire forzado calefactado, de manera que se adecúa perfectamente a las suposiciones realizadas en el estudio teórico. La medida de temperatura se ha realizado utilizando sondas ópticas, que permiten su uso a lo largo del proceso sin perturbar el campo eléctrico sobre la muestra. Este horno ya se describió en el capítulo 2.

La figura 3.6 muestra la comparación, para una experiencia de secado de una lámina de cuero, de las curvas de temperatura obtenidas mediante la simulación numérica frente a las medidas experimentalmente.

Tabla 3.3: Parámetros de la simulación mostrada en la figura 3.6.

$E_0 = 3310 \text{ V/m}$	$T_{air} = 40 \text{ }^\circ\text{C}$	$T_0 = 26 \text{ }^\circ\text{C}$
$t_h = 43 \text{ s}$	$A = 0.2465 \text{ m}^2$	$L = 0.013 \text{ m}$
$c_{ps} = 1600 \text{ J/kg }^\circ\text{C}$	$c_{pw} = 4180 \text{ J/kg }^\circ\text{C}$	$k_{tw} = 0.06 \text{ W/m }^\circ\text{C}$
$e_v = 0.4 + \left(\frac{t_c - 16.2}{62.15} \right)^{2.5}$		$h_t = 35 \text{ W/m}^2 \text{ }^\circ\text{C}$

Se han realizado simulaciones y experimentos con condiciones similares, analizando cómo afecta el contenido inicial de humedad de la muestra en las curvas de temperatura, para muestras de cuero con diferentes contenidos iniciales de humedad.

La comparación entre los resultados de temperatura simulados y las medidas experimentales presentan una correlación excelente.

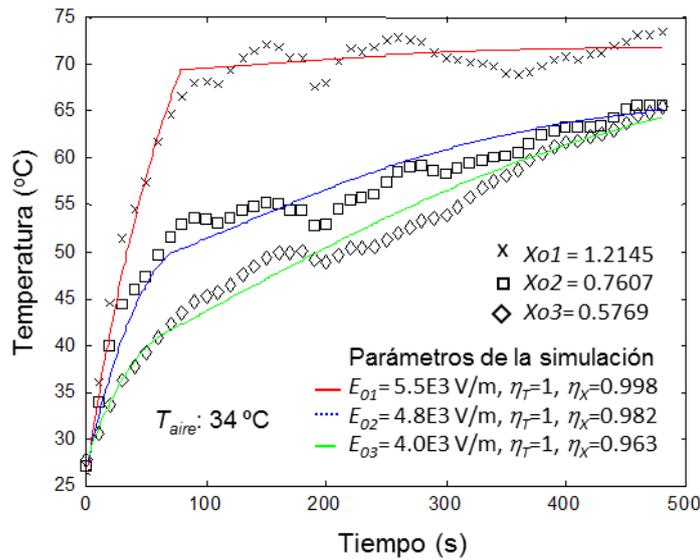


Figura 3.6: Comparación de resultados simulados y experimentales para muestras con diferente contenido inicial de humedad. Potencia aplicada: 700W.

3.3 Avalancha térmica.

Como se ha podido apreciar claramente en apartados anteriores, y como describe la expresión (1.5), la temperatura que alcanza el material en el interior de un horno microondas es muy dependiente de la potencia absorbida, y que puede variar en cada punto del material dependiendo del campo eléctrico presente y de sus propiedades dieléctricas.

Uno de los efectos más indeseados en el procesado por energía de microondas es el llamado efecto avalancha, que puede tener lugar en un material dieléctrico cuando existe un valor positivo en la pendiente del factor de pérdidas en función de la temperatura (Hill y Marchant, 1996; Metaxas y Meredith, 1983; Meredith, 1988). El efecto avalancha es el principal factor responsable de la degradación de la calidad en las aplicaciones de microondas industrial y debe ser evitado siempre que se requiera una distribución uniforme de la temperatura.

Este fenómeno produce que en los puntos donde la intensidad del campo eléctrico es más alto, el aumento de temperatura crece exponencialmente, mucho más rápido que en otros puntos del material. De hecho, si la disipación de potencia en esos puntos es superior a la tasa de transmisión de calor a su entorno, se producirá un fenómeno de realimentación positivo y la temperatura aumentará exponencialmente hasta que ocurra la degradación del material por sobrecalentamiento.

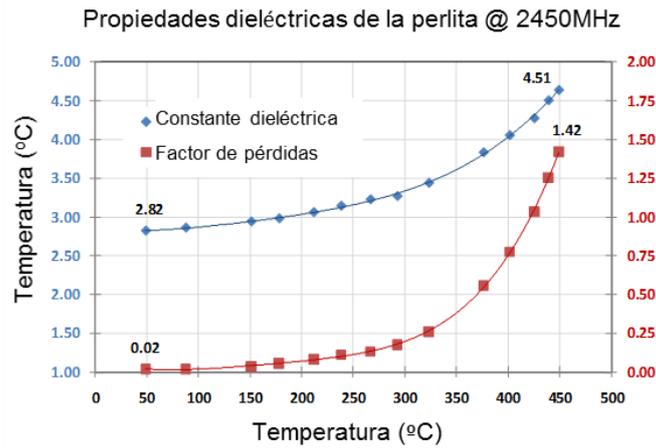


Figura 3.7: Propiedades dieléctricas de la perlita con la temperatura.

Como ejemplo, podemos observar en la figura 3.7 la curva de propiedades dieléctricas de un mineral, la perlita, donde podemos ver que las pérdidas dieléctricas crecen exponencialmente con la temperatura a partir de unos 350°C.

Aunque el fenómeno de avalancha es ampliamente conocido desde el punto de vista experimental (Metaxas y Meredith, 1983; Meredith, 1998; Tatsuo y Akiko, 2001; Vriezinger, 2000), existen muy pocos trabajos que analizan este proceso desde un enfoque numérico (Groslick et al, 2002; Thomas et al, 2001).

A continuación se analiza este fenómeno cuando se aplican varias de las técnicas habituales utilizadas para uniformizar la temperatura sobre la muestra, como son el uso de agitadores de modos (ver capítulo 2) y también la utilización de un régimen pulsado de excitación.

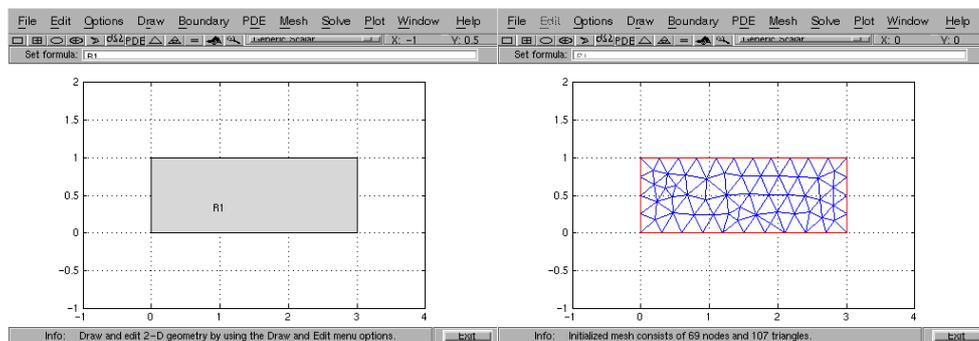
Anteriormente se ha analizado el problema térmico en sistemas de calentamiento por microondas utilizando herramientas FDTD en una dimensión (1D). Sin embargo, para el estudio de los fenómenos de avalancha, donde se estudia la evolución de la temperatura entre puntos

diferentes de los materiales, se considera que es necesario analizar el problema mediante un estudio bidimensional (2D), lo que nos proporcionará resultados más realistas.

Los principales parámetros que vamos a utilizar en este estudio son la dependencia de la permitividad con la temperatura, la conductividad térmica de los materiales implicados, las variaciones de calor específico, el diseño del aplicador y el ciclo de encendido / apagado del generador de microondas.

A partir de la e la ecuación del calor (3.1) y la expresión del calor generado (1.5) [Lewis et al., 1996], y para su resolución utilizaremos herramientas de cálculo numérico (*pde toolbox*) disponibles en MATLAB® (y utilizado para la resolución del campo eléctrico en el capítulo 2)

Como se ha descrito en el capítulo anterior, Se trata de un conjunto de rutinas para la resolución de problemas en derivadas parciales en espacios bidimensionales y en el tiempo, que utiliza FEM (método de los elementos finitos) para discretizar y resolver estos problemas.



(a)

(b)

Figura 3.8: Imágenes del entorno gráfico *pdetool*: definición de la geometría (a) y mallado (b).

A pesar de que MATLAB proporciona un entorno gráfico para la definición del problema (geometría y condiciones de contorno, mallado y visualización de resultados) resulta necesario en nuestro caso utilizar las rutinas desde línea de comandos, ya que necesitamos solucionar simultáneamente los problemas entrelazados térmico y electromagnético, cuyos parámetros son interdependientes, como se ha visto anteriormente.

Para obtener resultados más acordes a la realidad se han utilizado las herramientas descritas en el capítulo 2 para simular aplicadores multimodo con agitadores de modos. Esta técnica proporciona una distribución de campo eléctrico sobre la muestra mucho más adecuada que el suponer un campo eléctrico suficientemente uniforme.

El acoplamiento entre los problemas electromagnético y térmico se ha solventado mediante un proceso iterativo, aprovechando el hecho de los fenómenos térmicos evolucionan a una velocidad mucho menor que los electromagnéticos.

El procedimiento, descrito en forma de diagrama de flujo en la figura 3.9, parte de la definición de las condiciones iniciales del problema (distribución de temperatura en la muestra). En el siguiente paso se resuelve el problema electromagnético utilizando las herramientas de elementos finitos para las ecuaciones de onda. Las propiedades dieléctricas utilizadas en cada punto del material, para cada iteración, dependen de la temperatura en ese punto.

Si se están utilizando agitadores de modos, se resuelve el problema electromagnético para las N posiciones en las que se discretiza su movimiento. El campo eléctrico efectivo se calcula según la expresión (2.3).

A continuación se resuelve el problema térmico, utilizando elementos finitos sobre la ecuación del calor, calculando la evolución temporal de la

temperatura para un corto periodo de tiempo, lo que limitamos mediante un límite máximo en el incremento de temperatura en cada iteración. Durante este periodo o iteración, la distribución de campo eléctrico se considera constante.

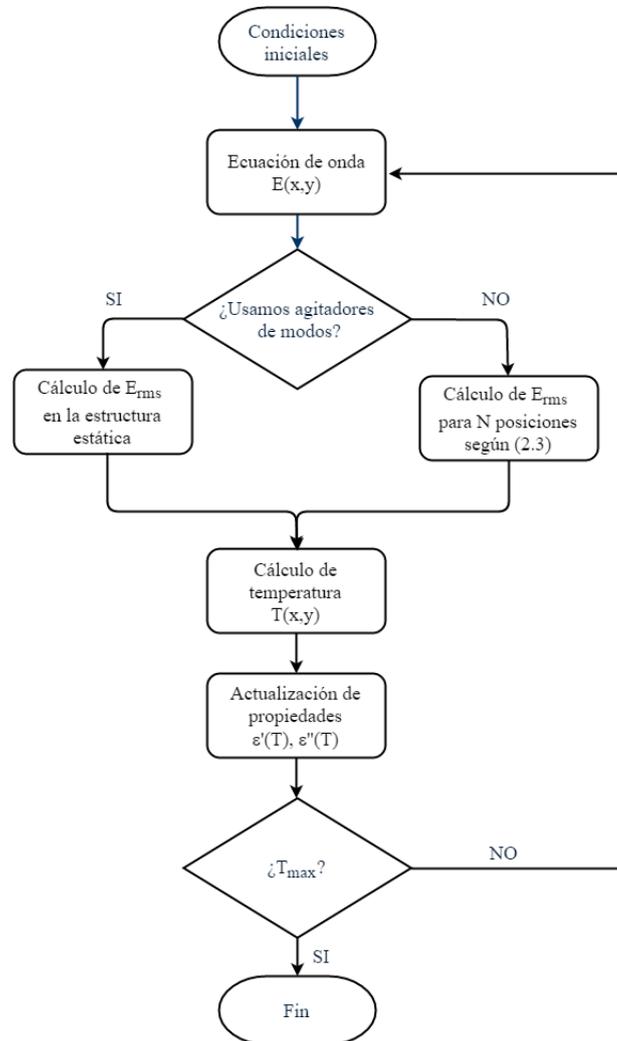


Figura 3.9: Diagrama de flujo del procedimiento utilizado para solucionar el acoplamiento entre problemas electromagnético y térmico.

Cuando se supera un cierto incremento de temperatura (ΔT_{max}) en cualquier punto de la muestra, se considera necesario recalcular el problema electromagnético. Para ello, primero se vuelven a estimar las propiedades dieléctricas del material en cada punto, en función de su temperatura.

Se repite este procedimiento hasta que se alcanza la temperatura máxima del proceso (T_{max}).

Si se utiliza un ΔT_{max} razonablemente pequeño se obtienen unos buenos resultados y unos tiempos de ejecución razonables. Si se hace demasiado pequeño el incremento de temperatura permitida, los resultados son prácticamente los mismos pero el coste computacional aumenta exponencialmente. Esto se debe a que el problema electromagnético, especialmente cuando se considera el uso de agitadores de modos, ha de calcularse un número mucho más elevado de veces.

Se han realizado una serie de simulaciones utilizando este procedimiento para diferentes materiales. Dos de estos materiales son el nylon-66 y un alimento como es la mantequilla. Sus valores de permitividad y factor de pérdidas en función de la temperatura se han obtenido de la bibliografía [Metaxas and Meredith, 1983] y se han interpolado para obtener una curva, que se muestra en la figura 3.10, donde se puede observar que tanto la constante dieléctrica como el factor de pérdidas aumentan con la temperatura. Es de esperar, por tanto, la aparición del efecto avalancha alrededor de unos 125°C en el caso del nylon-66 y de unos 60°C en el caso de la mantequilla.

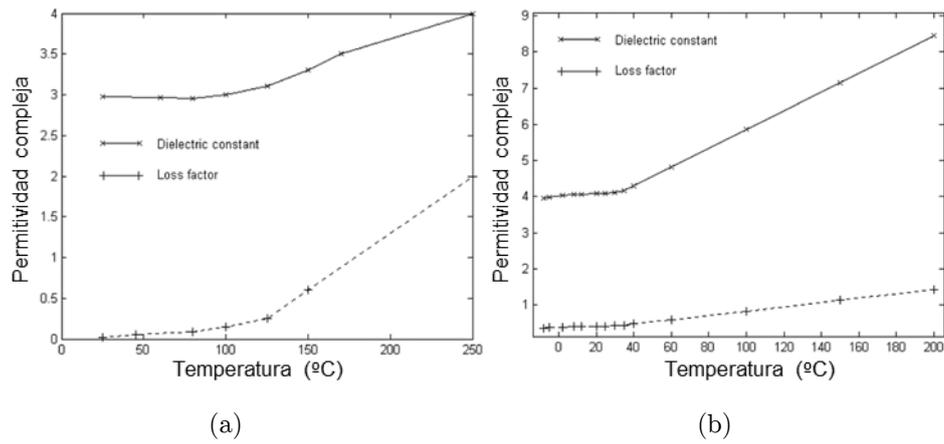


Figura 3.10: Propiedades dieléctricas de nylon-66 (a) y mantequilla (b) con la temperatura. Fuente: elaboración propia a partir de datos bibliográficos.

Se han analizado varias configuraciones. En la primera de estas configuraciones se modela un horno multimodo sin agitadores de modos, con un esquema similar al mostrado en la figura 2.6 del capítulo 2. Los resultados se muestran en las figuras 3.11-a y 3.11-b, correspondientes a nylon-66 y mantequilla, donde se han representado las temperaturas máxima, mínima y media del cuerpo. Las condiciones de la simulación se presentan en la tabla 3.4.

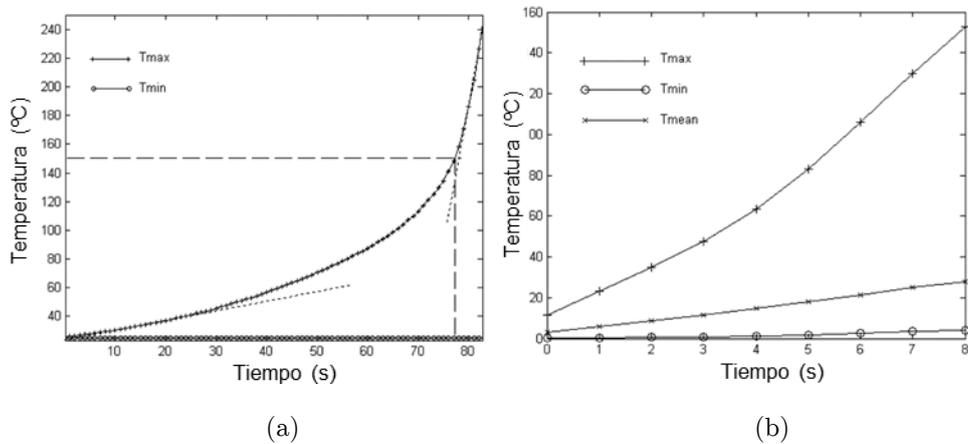


Figura 3.11: Curvas de calentamiento para nylon-66 (a) y mantequilla (b), sin agitadores de modos. Valores máximos, mínimos y medios sobre el cuerpo.

Tabla 3.4: Parámetros de la simulación mostrada en la figura 3.11.

Parámetro	Valor	Descripción
f	2450 MHz	Frecuencia de la excitación
E_0	15000 V/m	Valor máximo del campo, TE ₁₀
ϵ'		Dependiente de la T ^a según curva
ϵ''		Dependiente de la T ^a según curva
$L_{stirrer}$	0.2 m	Longitud de los agitadores
a	-22 ^o a 22 ^o en 32 pasos	Angulo de los agitadores
L_{sample}	0.26 m	Tamaño de la muestra
t	0.01 m	Grosor de la muestra
	0.52 m x 0.54 m	Dimensiones de la cavidad
	0.01 m	Grosor de los agitadores

En las curvas de calentamiento anteriores se observa la aparición de un acusado fenómeno de avalancha en el caso del nylon-66 a partir de unos 150°C. Este comportamiento es el esperado, como comentábamos, debido a que sus pérdidas dieléctricas crecen intensamente a partir de esta temperatura. En la figura 3.14, donde se presentan los resultados sobre toda la superficie del dieléctrico para el caso del nylon-66, en diferentes momentos temporales, se puede observar la gran diferencia de temperatura que existe entre las diferentes zonas en el material.

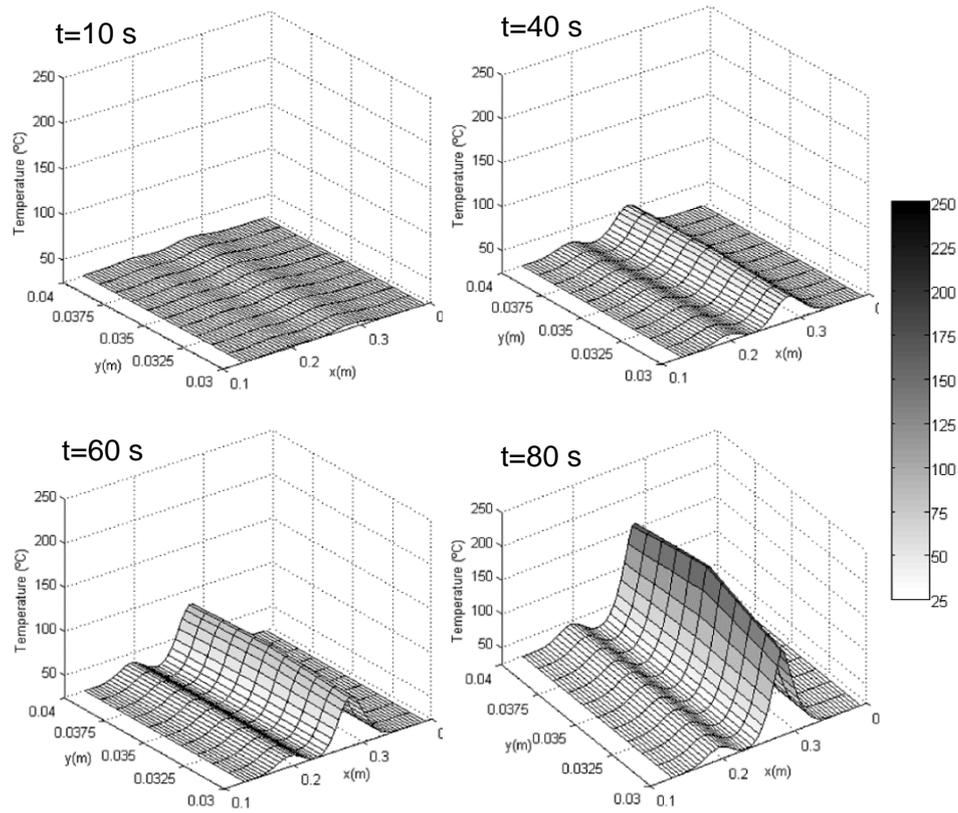


Figura 3.12: Resultados de temperatura para nylon-66, sin uso de agitadores de modos, para diferentes instantes de tiempo.

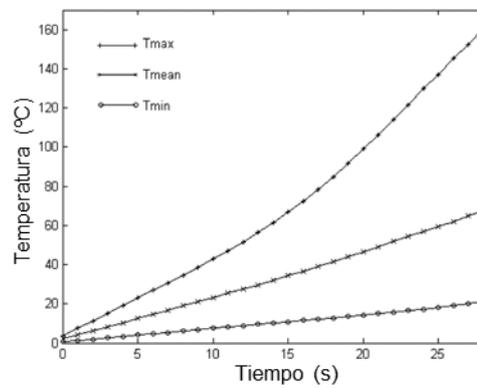


Figura 3.13: Curva de calentamiento para mantequilla, con el uso de agitadores de modos.

En la figura 3.13 se muestra la curva de calentamiento obtenida para la mantequilla. Si se compara esta curva con la figura 3.11-b, se puede observar que el uso de agitadores de modos mejora la uniformidad de campo eléctrico, ya que las temperaturas mínima y promedio en la muestra son más elevadas y el fenómeno de avalancha tarda más tiempo en producirse, aunque acaba finalmente por aparecer.

En el caso del nylon-66, el comportamiento es similar. Aunque la temperatura en las zonas frías mejora frente a la no utilización de agitadores de modos, aparece el fenómeno de avalancha de manera acusada. El efecto predominante en este caso es la baja conductividad térmica del material, y el uso de agitadores de modos no mejora sustancialmente el comportamiento.

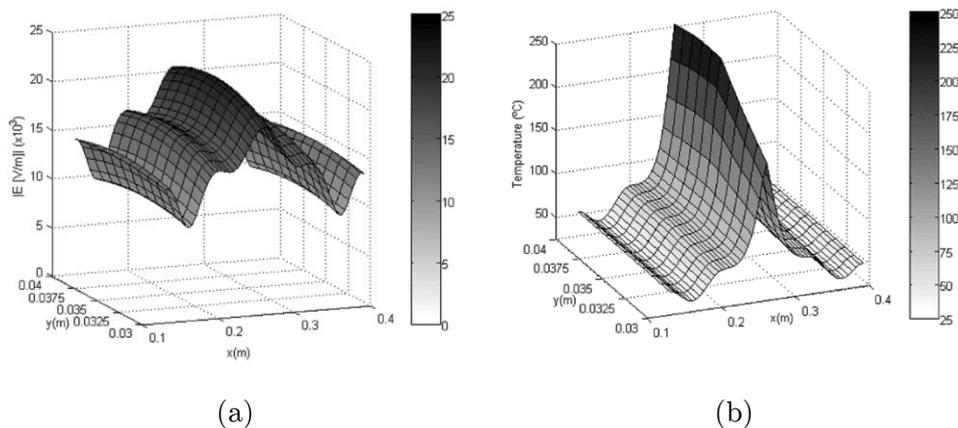


Figura 3.14: Campo eléctrico inicial sobre la muestra de nylon-66 (a) u temperatura alcanzada en la muestra tras 105 s (b).

Una técnica habitual que se utiliza para mejorar la uniformidad de temperatura, en procesos de calentamiento por microondas, es el uso de un régimen de microondas pulsado, en el que únicamente se aplica

energía durante una fracción del tiempo de proceso [Metaxas y Meredith, 1983].

La introducción de este tipo de excitación en los cálculos es bastante sencillo. Simplemente hemos de tener la precaución de utilizar un paso temporal entre iteraciones lo suficientemente pequeño, de manera que en algunas iteraciones consideramos el campo eléctrico como nulo (sin energía aplicada de microondas) mientras que en otras sí se aplica la excitación. El coste computacional casi no aumenta, ya que en aquellas iteraciones donde la excitación es nula no es necesario resolver el problema electromagnético, sino únicamente el problema térmico.

Las simulaciones realizadas muestran unos resultados similares a los obtenidos para el uso de agitadores de modos. La utilización de un régimen pulsado produce una mejora en la distribución térmica en la muestra y un efecto de avalancha térmica menos acusado. En el caso de la mantequilla podríamos decir incluso que el efecto avalancha desaparece. Sin embargo, esto se consigue al precio de un tiempo de calentamiento de la muestra mucho más largo (efectivamente, la potencia de microondas efectiva se ve reducida según el ciclo de trabajo).

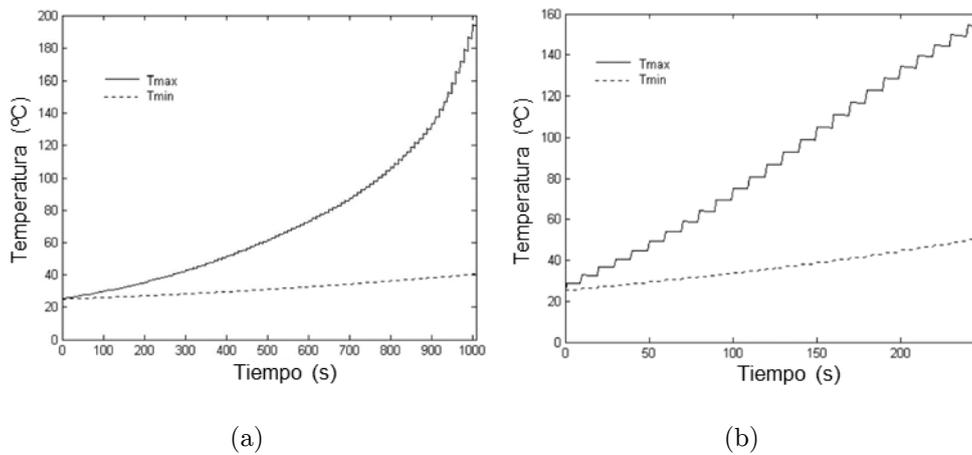


Figura 3.15: Curva de calentamiento para nylon-66 (a) y mantequilla (b), con agitadores de modos y ciclo de trabajo del 10%.

Estos resultados pueden observarse en la figura 3.15, donde la muestra es una lámina de nylon-66 (a) y de mantequilla (b) respectivamente, utilizando un ciclo de trabajo del 10%.

Como conclusiones podemos indicar que existen tres magnitudes críticas en la aparición del fenómeno de avalancha: la variación creciente del factor de pérdidas con la temperatura, la baja conductividad térmica, y la no uniformidad del campo eléctrico en el interior de aplicadores multimodo.

A pesar del uso de agitadores de modos, el fenómeno de avalancha se sigue produciendo, lo que indica que incluso pequeñas diferencias de campo eléctrico pueden dar lugar a este efecto. Por lo tanto, debe garantizarse una distribución de campo eléctrico promedio muy uniforme en materiales de baja conductividad térmica cuya permitividad depende de la temperatura, tales como mantequilla y sobre todo como ocurre con el nylon-66.

El uso de ciclos de trabajo de encendido / apagado (menos del 1%) en el generador puede garantizar la migración de calor a las zonas más frías, evitando los "puntos calientes". Sin embargo, esto requiere de unos tiempos de calentamiento tan extensos que no sería práctico en muchas ocasiones.

Por último, hay que resaltar que los resultados numéricos obtenidos por este modelo bidimensional son lo suficientemente consistentes como para proporcionar tendencias generales sobre el desarrollo del fenómeno de avalancha térmica en hornos de microondas.

3.4. Medida de la temperatura. Sensores.

Para la verificación de los estudios previos en experimentos reales es necesaria la utilización de sensores adecuados a las características inherentes a los sistemas de microondas. Los sensores más comúnmente utilizados en aplicaciones industriales son sensores con contacto y construidos con metales (termopares, termistores), lo que los hace poco o nada adecuados para su uso en sistemas de microondas.

Es necesario entonces analizar las alternativas existentes, ya que una correcta medida de la temperatura de los materiales es de vital importancia para el correcto funcionamiento de los sistemas de procesado por microondas.

Como veremos, los sensores que se estiman más adecuados para su uso en estos sistemas son los sensores de infrarrojos, que sin embargo presentan una serie de dificultades prácticas, y que analizaremos posteriormente.

3.4.1. Sensores con contacto

Los termopares son el tipo de sensor más utilizado en sistemas industriales y de laboratorio. Consisten en un par de metales diferentes, que se unen en lo que se denomina 'extremo caliente', y que produce en el otro extremo ('extremo frío') una pequeña diferencia de potencial proporcional a la temperatura en el extremo caliente. Este fenómeno se denomina efecto termoeléctrico o efecto Seebeck.

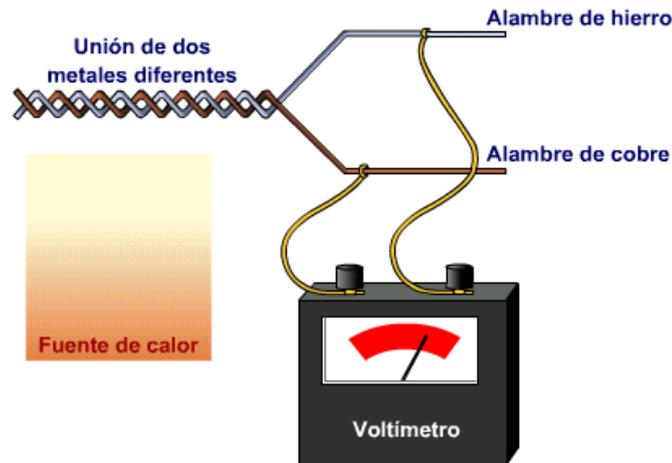


Figura 3.17: Funcionamiento del termopar. Fuente: wikipedia

Existen diferentes tipos de termopares, según los metales que lo forman, siendo indicados para rangos de temperatura diferentes. El tipo de termopar más común es el Tipo K (cromel/alumel). Tiene un bajo coste y se utiliza en multitud de aplicaciones. El cromel es una aleación de Ni-Cr, y el alumel es una aleación de Ni-Al. Tiene un rango de temperatura de $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $+1372\text{ }^{\circ}\text{C}$.

En este tipo de sensores, con la adecuada linealización de la respuesta se pueden conseguir altas precisiones de manera sencilla y económica. Sin embargo, su uso en sistemas de microondas presenta una serie de problemas prácticos, como son los siguientes:

- Resultan afectados por el campo electromagnético de microondas, surgiendo corrientes inducidas por el campo eléctrico, por lo que pueden presentar lecturas erróneas. Es necesario utilizar sensores con blindaje metálico.
- Pueden actuar como antenas o formar líneas de transmisión, lo que puede producir que se emita radiación al exterior del horno.

- Alteran la distribución de los campos electromagnéticos en el horno, afectando al calentamiento de la muestra.

Podemos decir que el uso de termopares en sistemas de microondas debe reducirse a casos muy concretos donde es posible controlar estos inconvenientes. Esto los hace de muy difícil aplicación en sistemas de microondas.

Otras soluciones consisten en la utilización de sensores con contacto basados en materiales no metálicos, como son los termómetros mediante fibra óptica. Están basados en la transmisión de luz a través de una fibra óptica, generalmente situando un elemento en el extremo de la fibra cuya respuesta depende de la temperatura.

Existen varias tecnologías, entre las que cabe destacar dos: interferometría (redes de Bragg, resonador Fabry-Perot) y fluorescencia.

Presentan varias ventajas sobre los termopares, como es que no tienen elementos metálicos, siendo por tanto inmunes a campos electromagnéticos. Además, poseen una elevada precisión.

Sin embargo, también tienen una serie de inconvenientes, como es que suelen presentar un rango de medida reducido (típicamente hasta 300°C) debido a los materiales con los que están fabricados. En cualquier caso, tienen un coste mucho más elevado que sensores metálicos debido a la complejidad de los sistemas electrónicos asociados, y presentan una fragilidad que les hace poco indicados para sistemas industriales.

Algunos fabricantes ofrecen sensores para alta temperatura, pero su precio es muy elevado.

Por estos motivos su uso está restringido básicamente a entornos de laboratorio, debido a su alto coste, fragilidad y escasa adaptación a aplicaciones industriales.

3.4.2. Sensores infrarrojos

Los sensores que se han revelado como los más indicados para su uso en sistemas de microondas son los sensores de temperatura por infrarrojos. Su funcionamiento está basado en la detección de la señal infrarroja que emiten los cuerpos en función de su temperatura. Su principal ventaja es que permite la medida de temperatura a distancia, por lo que puede colocarse en el exterior de la cámara de microondas, observando el material a través de un orificio y por tanto sin perturbar el funcionamiento de la cavidad resonante.

Los bloques principales que componen un sensor de temperatura por infrarrojos son los siguientes (figura 3.18):

- Óptica de enfoque.
- Detector.
- Amplificación.
- Electrónica de procesado.

Existen varios tipos de detector, siendo los más comunes los detectores térmicos, basados en la elevación de temperatura de la celda o celdas de detección. Estas celdas pueden fabricarse con tecnología microbolométrica o piroeléctrica.

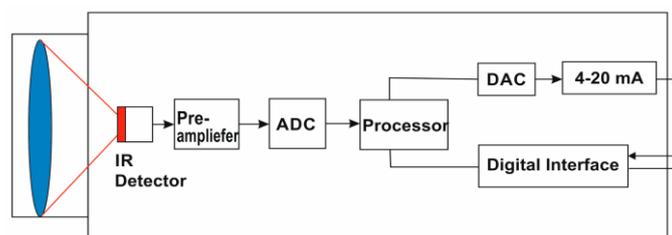


Figura 3.18: Bloques principales de un sensor IR.

Fuente: www.optris.com.

Existen instrumentos que constan de un único sensor, por lo que proporcionan un valor de temperatura que es sobre un área de observación. Estos sensores se suelen denominar pirómetros. También existen cámaras termográficas, que proporcionan un mapa de temperaturas del objeto observado mediante el uso de una agrupación de sensores (FPA).



Figura 3.19: Instrumentos de infrarrojos: cámara termográfica (izda), pirómetro (dcha).

La medida de temperatura mediante sensores de infrarrojos es una técnica relativamente compleja, y presenta bastantes complicaciones técnicas. La más importante de estas dificultades es que la emisión de radiación infrarroja de un cuerpo depende de una característica denominada emisividad, por lo que para realizar una medida precisa de temperatura este parámetro debe ser conocido.

La emisividad depende de varios factores, entre ellos la longitud de onda a la que se observa la radiación (a la que funciona el detector). Existen termómetros de infrarrojos a diferentes bandas de frecuencia, y la selección de una banda u otra generalmente viene determinada por el tipo de material (cerámico, metal, vidrio) que se desea medir.

Los sensores infrarrojos están basados en el fenómeno de que todos los cuerpos emiten una cierta cantidad de radiación electromagnética en función de su temperatura, siguiendo la Ley de Plank [Caniou, 1999].

Una parte muy importante de esta radiación, en las temperaturas entre temperatura ambiente y las temperaturas típicas de procesamiento de materiales, está en el espectro infrarrojo. Tanto la cantidad energía emitida por el cuerpo como la longitud de onda donde esta energía es máxima dependen tanto de la naturaleza del cuerpo como de su temperatura. En la figura 3.20 podemos observar la respuesta del cuerpo negro ideal.

Los materiales en general no se comportan como un cuerpo negro ideal, sino que la cantidad de radiación que emiten viene determinada por un parámetro denominado emisividad [Optris, IR basics].

La emisividad depende de la longitud de onda de la radiación, la temperatura de la superficie, acabado de la superficie y del ángulo de emisión.

En algunos casos puede suponerse que existe un valor de emisividad constante para todas las longitudes de onda, siempre menor que 1 (que es la emisividad de un cuerpo negro). Esta aproximación se denomina aproximación de cuerpo gris.

Para muchos tipos de materiales y temperaturas no demasiado elevadas (hasta unos 200 ó 300°C) la emisividad puede considerarse constante sin cometer un error en la medida demasiado importante. Sin embargo, para temperaturas más elevadas o para otro tipo de materiales cuya emisividad varía más intensamente, es necesario utilizar curvas de emisividad en función de la temperatura.

Los datos bibliográficos sobre emisividades suelen ser tablas numéricas que, para un material dado, proporcionan un único valor a una cierta longitud de onda, y solamente en contados casos es posible encontrar

una curva en función de la temperatura. Esto implica la necesidad de realizar una caracterización empírica de la emisividad del material de manera previa, en un entorno donde se puede controlar de forma muy precisa su temperatura.

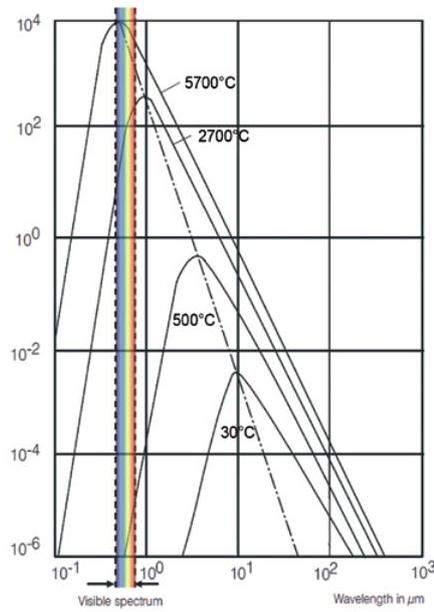


Figura 3.20: Espectro de radiación del cuerpo negro.

Fuente: www.optris.com.

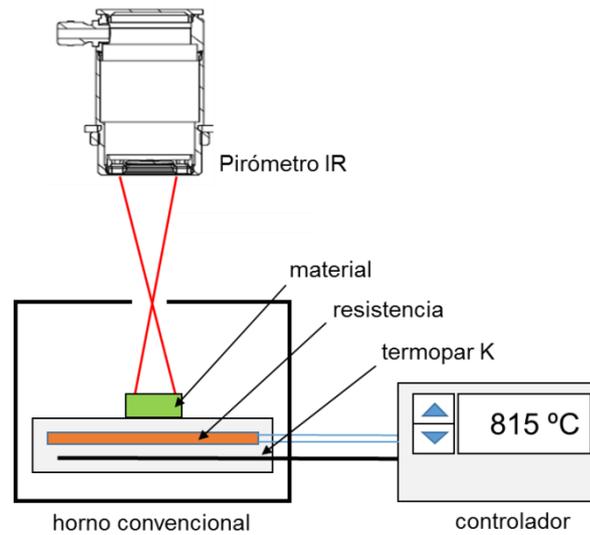


Figura 3.21: Montaje para caracterización de la emisividad.

Un objetivo es por tanto desarrollar un mecanismo experimental para la obtención de la emisividad en función de la temperatura de los materiales que van a ser procesados.

Para caracterizar la emisividad de los materiales se ha utilizado un montaje basado en el calentamiento de una muestra por técnicas convencionales (resistencias eléctricas), utilizando unos dispositivos que nos permitan mantener muy controlada la temperatura, mientras se observa y registra su emisión infrarroja mediante el sensor de infrarrojos. La correlación entre estas magnitudes (potencia de emisión infrarroja y temperatura) nos permiten obtener la curva de emisividad.

En la figura 3.22 se representa la curva de emisividad de uno de los materiales estudiados a lo largo del trabajo, obtenidos mediante este procedimiento.

Otro procedimiento utilizado a lo largo del trabajo en multitud de ocasiones consiste en observar la temperatura del contenedor de la

muestra, y a partir de esta temperatura estimar la temperatura del material en su interior.

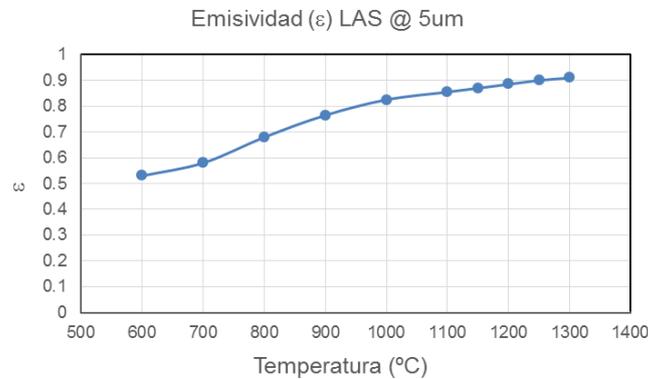


Figura 3.22: Emisividad medida para el material cerámico LAS.

La principal ventaja de esta técnica es que no es necesario medir la emisividad de cada material que se desea procesar, ya que al ser el cuarzo opaco a las longitudes de onda utilizadas, la energía infrarroja detectada proviene únicamente del contenedor. Es necesario únicamente medir con precisión la emisividad del cuarzo, y obtener una correlación teórica o empírica entre la temperatura del contenedor y la de la muestra. El sistema necesario para realizar esta caracterización se muestra en la figura 3.23.

Como inconvenientes, destacar que no puede utilizarse esta estrategia en aquellos casos en que la muestra no está en contacto con las paredes laterales del contenedor (no lo rellena completamente), como por ejemplo cuando la muestra presenta encogimiento a lo largo de su procesado. Al existir una discontinuidad entre la muestra y el contenedor no se transmitiría de forma efectiva el calor entre ellos y el gradiente de temperatura sería demasiado elevado.

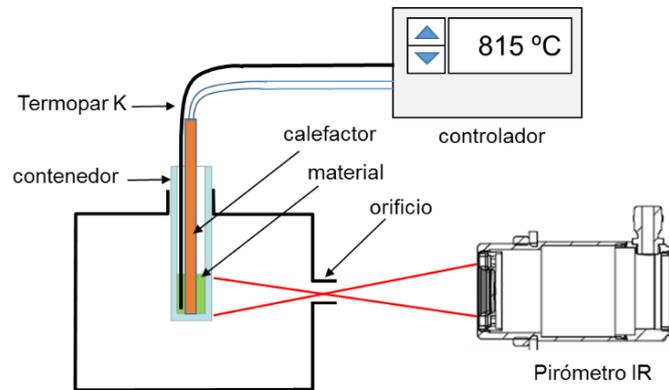


Figura 3.23: Caracterización de la emisividad del contenedor.

También es necesario comentar una serie de consideraciones prácticas a la hora de utilizar los sensores infrarrojos, y que de no tenerse en cuenta a la hora de su utilización pueden producir errores de medida que invaliden los experimentos.

Una primera precaución que debe tomarse es que estos sensores son sensibles a posibles reflexiones en la superficie del cuerpo que se está observando. Como se muestra en la figura 3.24, si la superficie del cuerpo observado refleja la señal infrarroja y existe en las inmediaciones otro cuerpo radiante, la medida será puede venir afectada por la combinación de ambas.

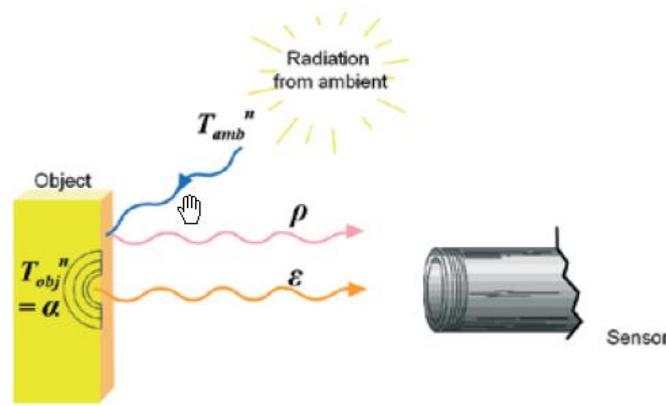


Figura 3.24: Efecto de las reflexiones en la medida IR.

Fuente: Optris.

En ciertas ocasiones no es posible observar directamente el cuerpo del cual queremos medir su temperatura. Esto ocurre, por ejemplo, cuando este cuerpo debe procesarse en un ambiente de atmósfera controlada o de vacío, y los elementos que forman la envolvente no permiten que exista visión directa.

En este caso, se utilizan lo que se denominan ventanas infrarrojas. Se trata de materiales transparentes (hasta cierto punto) a la frecuencia infrarroja a la que se trabaja. Sin embargo, se debe tener en cuenta que estos materiales no son perfectamente transparentes (es decir, no dejan pasar toda la energía) sino que absorben una parte de ella. El parámetro que define su comportamiento es la transmisividad, y debe tenerse en cuenta para corregir las medidas y obtener la medida correcta. La obtención del valor de la transmisividad para un material dado puede obtenerse del fabricante de la ventana IR u obtenerse experimentalmente utilizando un montaje similar al de la figura 3.21, simplemente intercalando esta ventana.

Al utilizar los sensores infrarrojos se debe tener especial cuidado con las características de la óptica del instrumento. En la mayor parte de casos,

la óptica define el ángulo de visión del instrumento, y en el caso de los pirómetros el valor de temperatura proporcionado es la integración de la temperatura sobre el área observada. En la figura 3.23 se muestra un ejemplo de instalación de un sensor infrarrojo, para observar la muestra a través de un orificio que deja pasar el haz de observación de la lente, marcado con líneas rojas. Obsérvese que un incorrecto dimensionado de este orificio produciría el efecto de que el haz de observación estaría en parte fuera de la muestra, y por tanto la lectura quedaría afectada.

Los aplicadores microondas generalmente son estructuras cerradas, con el material situado en su interior. Esto generalmente obliga a practicar orificios en alguna de las paredes de la cavidad. Estos orificios deben dimensionarse adecuadamente para evitar fugas de radiación al exterior (que podrían afectar al funcionamiento del instrumento o implicar el incumplimiento de estándares de seguridad), pero dejando el suficiente espacio libre para el ángulo de observación del instrumento infrarrojo. Por ejemplo, en el esquema de la figura 3.23 se ha utilizado un pirómetro con un haz que se cierra con la distancia, de manera que se puede utilizar un orificio de muy pequeño tamaño que no necesita de precauciones especiales.

En no pocas ocasiones, sobre todo cuando se desea utilizar cámaras infrarrojas cuyo haz de visión cubre típicamente más ángulo, es necesario el uso de estructuras de filtrado.

3.5. Resultados y conclusiones.

A lo largo de este capítulo se han analizado los fenómenos térmicos principales que aparecen en los materiales mientras están siendo sometidos a tratamiento por microondas. Para ello, se han desarrollado

una serie de herramientas numéricas que nos han permitido estudiar estos fenómenos.

Los problemas de secado asistido por microondas han sido utilizados como ejemplo de este tipo de análisis, donde ha quedado patente la estrecha relación existente entre la temperatura que alcanzan los cuerpos y sus propiedades dieléctricas y térmicas.

Otro resultado es el estudio del fenómeno de avalancha térmica, donde se ha analizado el papel que tiene la variación de las pérdidas dieléctricas con la temperatura en este fenómeno. También se ha estudiado el efecto de algunas técnicas (uso de agitadores de modos, microondas en régimen pulsado) en su aparición.

Parte de los resultados descritos en este capítulo y otros consecuencia de este desarrollo se han publicado en los siguientes trabajos:

Monzó-Cabrera, J., Catalá-Civera, J.M., Diaz-Morcillo, A., Sánchez-Hernández, D., **Plaza-González, P.** and de los Reyes. “*A Three-Stage Microwave-Assisted Drying Model Based On The Dielectric Properties Of Laminar Materials: Theoretical Development And Validation*”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 32(6), pp. 465-469 (2002).

Monzó-Cabrera, J., Catalá-Civera, J. M., **Plaza-González, P.**, Sánchez-Hernández, D. “*A Model for Microwave-Assisted Drying Of Leather: Development and Validation*”. Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, Vol. 39(1), pp. 53-64 (2004).

Plaza-Gonzalez, P., Monzó-Cabrera, J., Catalá-Civera, J.M., Escalante-Matas, J., Pitarch-Portero, J. “*Application Of A Coupled Electromagnetic-Thermal Model For 2D Analysis Of Thermal Runaway*”, International Journal of Materials and Product Technology, Vol. 29(1-4), pp. 163-184 (2007).

3.6. Referencias.

- Canoui, J. “*Passive Infrared Detection: Theory and Applications*”. Springer. ISBN 978-0-7923-8532-5 (1999).
- Crank, J. and Nicholson, P. “*A Practical Method for Numerical Evaluation of Solutions of Partial Differential Equations of the Heat Conduction Pipe*”. The Math Lab. Cambridge, vol. 43, pp. 50-67. (1947).
- Chirife, J., Suárez, C. and Iglesias, H.A. “*The Calculation Of The Heat Of Water Sorption In Foods On The Basis Of The BET Theory*”. Journal of Food Technology, vol. 21, 103-107 (1986).
- Grosklick, U., Dikhtyar, V. and Jerby, E. “*Coupled Thermal-Electromagnetic Model For Microwave Drilling*”, Proceedings of European Symposium on Numerical Methods in Electromagnetics, pp.146–151 (2002).
- Hill, J.M. and Marchant, T.R. “*Modelling Microwave Heating*”. Appl. Math. Modelling, 20 (1996).
- Holman, J.P. “*Transferencia De Calor*”. Mc-Graw Hill, Méjico, (1977).
- Jaluria, Y and Torrance, K.E. “*Computational Heat transfer*”. Ed. Hemisphere, New-Zeland (1986).
- Komanowsky, M. “*Drying of Leather with Microwaves*”. Journal of American Leather and Chemists Association. Vol. 85, pp.131-141 (1990).
- Lewis, R.N. et al. “*The Finite Element Method in Heat Transfer Analysis*”. John Wiley & Sons. (1996).
- Meredith, R. “*Engineer’s Handbook of Industrial Microwave Heating*”. IEE Power Series, London (1998).

Metaxas, A.C. and Meredith, R.J. "*Industrial Microwave Heating*". Peter Peregrinus Ltd., London (1983).

Monzó-Cabrera, J., Diaz-Morcillo, A., Catalá-Civera, J.M., and de los Reyes, E. "*Study Of Kinetics Of Combined Microwave And Hot Air Drying Of Leather*". J Soc Leather Technol Chem 84, p. 38 – 44, (2000).

Monzó-Cabrera, J., Diaz-Morcillo, A., Catalá-Civera, J.M., and de los Reyes, E. "*Effect Of Dielectric Properties On Moisture Levelling In Microwave-Assisted Drying Of Laminar Materials*". Microwave and Optical Technology Letters n.30, p. 165 – 168 (2001).

Monzó-Cabrera, J., Diaz-Morcillo, A., Catalá-Civera, J.M., and de los Reyes, E. "*Heat flux And Heat Generation Characterization In A Wet-Laminar Body In Microwave-Assisted Drying: An Application To Microwave Drying Of Leather*". Int Commun Heat Mass Transfer 27, p. 1101-1110 (2001).

Monzó-Cabrera, J. "*Estudio Del Secado Asistido Por Microondas En Los Materiales Laminares*". Tesis doctoral (2002).

Oktay, A. and Akman, A. "An Analysis of the FDTD Method for Modeling the Microwave Heating of Dielectric Material within 3D Cavity System", Journal of Electrical Engineering, Vol.3, (2003).

Plaza-González, P., Monzó-Cabrera, J., Catalá-Civera, J.M. and Sánchez-Hernández, D. "*A New Approach for the Prediction of the Electric Field Distribution in Multimode Microwave Applicators with Mode Stirrers*". IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 40(3), pp. 1672-1678 (2004).

Tatsuo, O. and Akiko, W. "*Simple Suppressing Method Of Thermal Runaway In Microwave Heating Of Zeolite And Its Application*". Phys Chem Comm, Vol. 3, pp.1–3 (2001).

Thomas Jr., J.R., McConnell, B., Davis, W.A., Terrill, N. and Vogt, G.J. “*Coupled Modeling For Continuous Microwave Processing Of ‘Thermal Runaway’ Materials*”. Proceedings of the 7th International Conference on Microwave and High Frequency Heating, Valencia, Spain (2001).

Thuery, J. “*Microwaves: Industrial, Scientific and Medical applications*”. Artech House, Inc., Norwood MA (1992).

Vriezina, C.A. “*Thermal Runaway And Bistability In Microwave Heated Slabs, Cylinders And Spheres*”. Doctoral dissertation, Wageningen University, The Netherlands, p.140 (2000).

Zhou, L. Puri, V.M. and Anantheswaran, R.C. “*Effect of Temperature Gradient on Moisture Migration During Microwave Heating*”. Drying Technology, Vol. 12, n.4, pp. 777-498 (1994).

CAPÍTULO

4

Control de la potencia aplicada.

Como se ha visto en capítulos anteriores, en los sistemas de procesado térmico por microondas la energía aplicada al material, así como las propiedades dieléctricas y térmicas de éste, determinan la temperatura que alcanza.

Resulta de gran importancia realizar un control preciso sobre la potencia de microondas aplicada, tanto por motivos de eficiencia energética (en los casos en los que esta eficiencia tenga importancia) como por cuestiones de control (regulación) del proceso.

En muchas aplicaciones es necesario efectuar ciclos de calentamiento con una cierta velocidad de incremento de temperatura, que puede ser variable a lo largo del proceso. El control de la energía aplicada a la muestra, y la velocidad a la que se aplica, es fundamental para conseguir los resultados adecuados.

Como se comentó en el capítulo 2 sobre el diseño de los aplicadores, la evolución de los materiales a lo largo del proceso térmico produce en muchos casos una desintonización del aplicador resonante (en el caso de aplicadores monomodo) o desadaptación de la impedancia de carga (en el caso de aplicadores multimodo). Estos efectos producen un cambio en la potencia entregada al material, que debe ser corregida para mantener el proceso bajo control.

Además, conviene destacar que en muchos procesos térmicos de materiales se producen fenómenos químicos y/o físicos (cambios de fase, reacciones químicas, etc) que absorben energía (endotérmicos) o la liberan (exotérmicos). El disponer del valor preciso de potencia que en cada momento del proceso absorbe la muestra, junto con la evolución de su temperatura, permite realizar un control del proceso mucho más preciso.

Por los anteriores motivos, se ha realizado un estudio de las técnicas más interesantes para realizar el control efectivo de la energía entregada al material en los sistemas de calentamiento por microondas. Se han diseñado y construido varios de los sistemas estudiados, lo que nos ha permitido analizar su comportamiento en condiciones reales.

En primer lugar se describe la técnica más sencilla posible, el control directo de la potencia del generador de microondas, con sus ventajas e inconvenientes. Posteriormente, se analiza el uso de sistemas de adaptación de impedancias en alta potencia, de uso relativamente común en aplicadores multimodales. A continuación se hablará de una técnica que se utiliza habitualmente en aplicadores monomodo, que es la utilización de mecanismos de sintonización.

Un mecanismo de control de la potencia aplicada que se describe posteriormente, y que ha proporcionado unos resultados especialmente buenos, es el uso de barridos en frecuencia de ancho variable para el control de la potencia aplicada. Finalmente, se analizará de forma descriptiva las técnicas de control de procesos aplicadas a sistemas de calentamiento por microondas, lo que permite implementar sistemas automáticos de control de los ciclos de temperatura.

4.1. Control de la potencia del generador de microondas.

La forma más sencilla de controlar la potencia de microondas aplicada a la carga es regular la potencia entregada por el generador de microondas, y suponer que la adaptación del aplicador (impedancia de entrada) y los mecanismos de sintonización (de existir) no actúan o no necesitan hacerlo durante el proceso.

Este procedimiento es muy sencillo, no requiere de la instalación de ningún elemento adicional en el sistema, y es efectivo en muchas aplicaciones. Sin embargo, en otros casos este procedimiento no es el adecuado por varias razones que se describen a continuación.

Los generadores de microondas más comunes (basados en el magnetrón) no son generalmente capaces de funcionar adecuadamente en valores de potencia muy diferentes. Esto resulta un problema cuando es necesaria una gran variabilidad de energía de microondas en las diferentes fases del procesado. El funcionamiento del magnetrón, a potencias inferiores a aproximadamente un 30% de su potencia nominal (máxima), es poco eficiente energéticamente y además produce una señal cuyo espectro de potencias es mucho más ancho. Esto puede afectar negativamente al funcionamiento del sistema en su conjunto, incluso produciendo inestabilidades en la potencia entregada.

También mencionar que existe un límite mínimo en la potencia de microondas que es capaz de entregar un magnetrón, que generalmente no puede funcionar a menos del 10% ó 15% de su potencia nominal.

La generación de microondas en forma pulsada, mediante un determinado ciclo de trabajo, es una alternativa en estos casos, pero no es de aplicación general. En muchos procesos en continuo, donde el material está en continuo movimiento, los tiempos de tránsito son demasiado reducidos para aplicar esta técnica. Además, el magnetrón

presenta una cierta inestabilidad durante unos instantes tras su encendido, un tiempo que puede ser de hasta varios segundos, lo que reduce la aplicación de esta técnica a procesos muy lentos o en estático.

Cuando se regula la potencia de un generador de microondas basado en magnetrón, se produce un efecto (*frequency pushing*) [Meredith, 1998] de cambio en la frecuencia central de la señal generada. En muchas aplicaciones, sobre todo en aquellas donde los materiales son muy absorbentes, esto no supone ningún problema. Sin embargo, en otras aplicaciones donde la respuesta frecuencial del aplicador es muy estrecha, este efecto es de gran importancia y puede producir inestabilidades en el funcionamiento.

En la figura 4.1 se muestra el cambio en la frecuencia que presenta un magnetrón Panasonic 2M137 según cambia la corriente de ánodo, que es proporcional a la potencia entregada. Se puede observar que el cambio de la frecuencia central de trabajo es de más de 10MHz entre puntos de baja potencia (125mA) y puntos de alta potencia (350mA). Esta variación puede modificar en gran medida el funcionamiento de un aplicador que está diseñado en torno a un rango estrecho de frecuencias o incluso resonante, que en muchas ocasiones presenta una respuesta muy estrecha en su respuesta frecuencial.

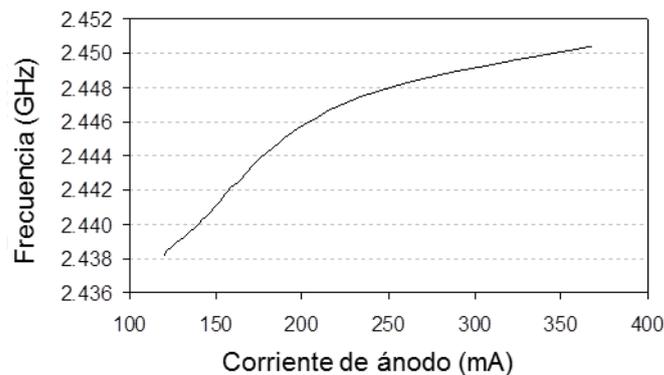


Figura 4.1: Panasonic 2M137 'frequency pushing'.

4.2. Adaptadores de impedancia

En los aplicadores de microondas multimodo incluso pequeñas modificaciones de tamaño, forma o propiedades dieléctricas de la muestra o elementos del propio aplicador puede producir una reducción de su eficiencia energética, debido a un cambio en su impedancia de entrada. Este efecto puede ocurrir también a lo largo del procesado térmico de materiales por microondas debido a los cambios en las propiedades del material por los cambios de temperatura que éste sufre.

Por tal motivo, los sistemas que permiten adaptar dinámicamente la impedancia del aplicador ofrecen una solución única para mejorar el rendimiento energético en estos sistemas o para regular la potencia entregada.

Existe una amplia bibliografía sobre redes de adaptación de impedancias [Roussy y Pearce, 1995; Matthaei et al., 1980]. Sin embargo, existe poco trabajo publicado sobre redes de adaptación adaptativas.

Los adaptadores E-H, basados en *stubs*, necesitan únicamente dos de estos elementos para adaptar cualquier impedancia [Mallorquí et al., 1999; Bogdanovich et al., 2002]. Sin embargo, estos sistemas presentan dificultades prácticas a la hora de ser construidos.

Tradicionalmente se hecho uso de los postes metálicos como elementos de adaptación de impedancias en guía de onda. Estos sistemas introducen uno o varios postes metálicos en el interior de la guía de onda, produciendo cambios en la impedancia de la línea. El sistema más utilizado es el formado por tres postes colocados a distancias iguales, denominado '*triple stub tuner*'. Un sistema de este tipo se muestra en la figura 4.2.



Figura 4.2: Adaptador manual de impedancias '3-stub tuner'.

Tras estudiar las posibles alternativas, se ha decidido utilizar esta configuración básica para el diseño de una red adaptativa de impedancias.

El primer paso en el desarrollo de una red de adaptación basada en postes es el estudio del comportamiento de este poste como elemento unitario (o aislado). El poste metálico se comporta de forma similar a un *stub* paralelo clásico de líneas de transmisión, pero con ciertas diferencias. Para caracterizar este elemento, en lugar de realizar un estudio electromagnético de la estructura, se ha obtenido un modelo paramétrico de su comportamiento.

Como restricciones de diseño se ha de mencionar que las dimensiones de la guía de onda limitan el diámetro del poste, y su profundidad de penetración máxima está limitada por la posible aparición de arcos por ruptura dieléctrica del aire. Por estos motivos se ha seleccionado la utilización de un diámetro del poste de 24mm y una profundidad máxima de penetración de 26mm. El estudio de postes de un diámetro diferente se realizaría de forma equivalente.

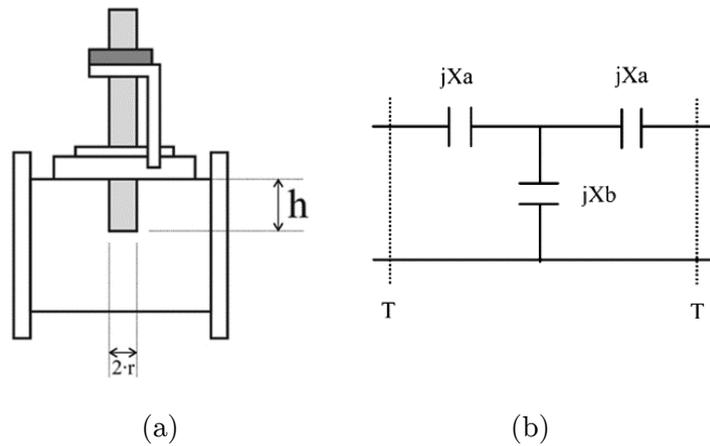


Figura 4.3: Dibujo esquemático del poste en guía (a), y circuito equivalente (b).

El poste metálico se ha modelado como una red de elementos concentrados siguiendo el modelo propuesto por Marcuvitz (1951). Este modelo circuital se basa en una red en pi, mostrada en la figura 4.3-b. El modelo supone que el efecto del poste metálico está concentrado en un punto de la línea, no considerando la contribución del fragmento de línea de transmisión donde está ubicado.

Para la caracterización del poste como elemento circuital se ha utilizado un procedimiento experimental, basado en ajustar al modelo una serie de medidas realizadas sobre un dispositivo real construido a tal efecto.

Se han medido los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} de este dispositivo utilizando un analizador vectorial de redes, para las diferentes profundidades de penetración. A partir de estas medidas, y eliminando el efecto de la línea de transmisión, se han obtenido los valores X_a y X_b del modelo que mejor se ajustan a las medidas. Estos valores son diferentes para diferentes frecuencias, aunque en este caso únicamente tendremos en cuenta la frecuencia de 2450MHz típica de los sistemas de calentamiento por microondas, pero la técnica es extrapolable a cualquier otra banda de frecuencia de microondas.

Los valores de impedancias obtenidos se representan en la figura 4.4 y en la expresión (4.1). Hay que hacer notar que para una profundidad de penetración $h=0$ tenemos una impedancia muy elevada en paralelo (idealmente infinita) y prácticamente nula en serie (idealmente nula), lo que implica que el poste no produce ningún efecto cuando no penetra en la guía de onda. La diferencia entre el comportamiento ideal y el obtenido experimentalmente es pequeña, como se observa en la figura.

$$X_a = -0.0057 \cdot h - 0.0014 \quad (4.1)$$

$$X_b = \frac{1}{-0.0001 \cdot h^3 - 0.0034 \cdot h^2 - 0.0097 \cdot h - 0.0145}$$

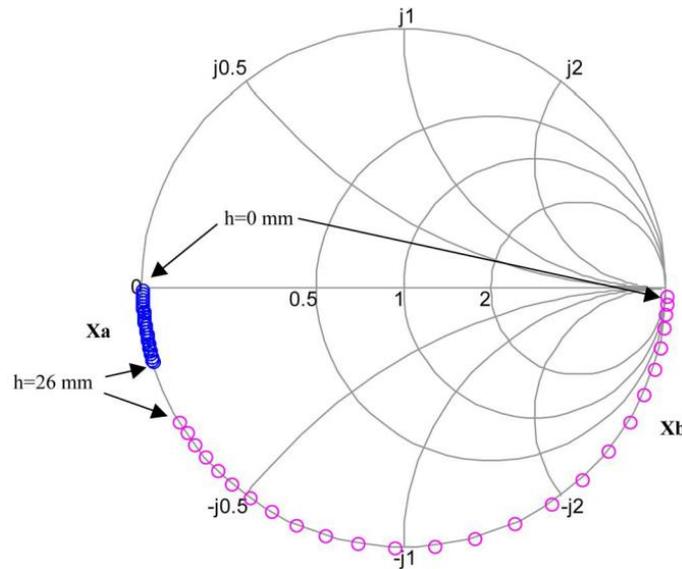


Figura 4.4: Impedancia del modelo en función de la penetración.

Según la teoría de líneas de transmisión cualquier carga puede ser adaptada utilizando tres *stubs* [Roussy y Pearce, 1995; Matthaei et al., 1980]. Sin embargo, la estructura formada por el poste metálico sobre la

guía de onda no se comporta como un *stub* ideal, sino que solamente se produce un efecto capacitivo debido a la limitación en la profundidad de penetración [Marcuvitz, 1951]. Como resultado, existen impedancias que no pueden ser perfectamente adaptadas con tres postes, por lo que se ha decidido utilizar una red de cuatro postes, que como veremos soluciona esta limitación.

En la figura 4.5 se propone un esquema para la red de cuatro postes. Las distancias d y s han seleccionarse para que la combinación de los postes funcione de forma óptima. Para esta elección debe tenerse en cuenta que, aunque el estudio circuital se ha realizado como si los postes fueran elementos concentrados de longitud nula, los postes reales necesitan un espacio mínimo entre ellos de unos 40mm para ser construidos. Además, la distancia entre postes debe ser suficiente para que no aparezcan efectos de acoplamiento entre ellos.

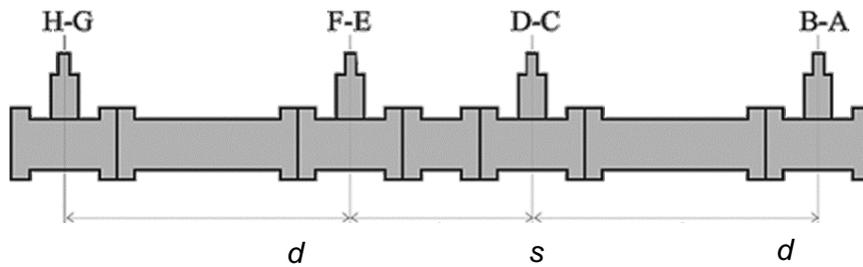


Figura 4.5: Esquema del sintonizador de 4 postes.

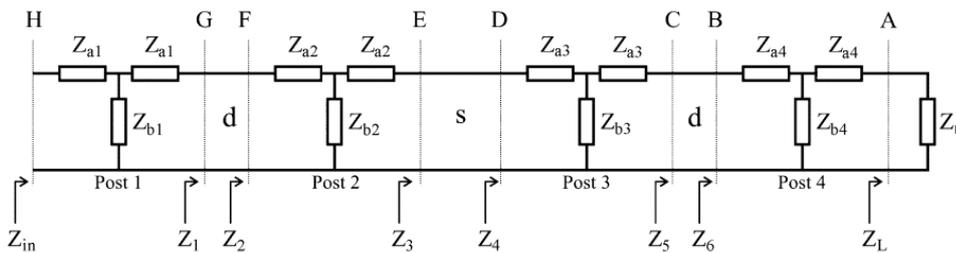


Figura 4.6: Modelo circuital del sistema de adaptación.

Las redes de adaptación mediante *stubs* utilizan habitualmente distancias entre elementos de un cuarto de la longitud de onda. Sin embargo, esta distancia es insuficiente para el montaje de los postes sobre tramos individuales de guía de onda, por lo que se ha incrementado en una longitud de onda cada distancia, manteniendo entonces el comportamiento eléctrico.

$$\begin{aligned}d &= 5 \cdot \lambda_g / 4 = 216.7 \text{ mm} \\ a &= 7 \cdot \lambda_g / 8 = 151.7 \text{ mm}\end{aligned}\tag{4.2}$$

Vamos a analizar las posibles zonas de adaptación que proporciona el sistema propuesto, utilizando para ello la teoría clásica de líneas de transmisión [Poza, 1998].

La impedancia a la entrada del adaptador viene expresada según (4.3), y que debe ser igual a la unidad en caso de adaptación ideal. Las impedancias que pueden adaptarse utilizando un único poste las podemos obtener según la expresión (4.4) a partir de la (4.3).

$$Z_{\text{in}} = Z_{\text{al}} + \frac{1}{\frac{1}{Z_{\text{bl}}} + \frac{1}{Z_{\text{al}} + Z_1}} = 1\tag{4.3}$$

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{1 - Z_{\text{al}}} - \frac{1}{Z_{\text{bl}}}} - \frac{1}{Z_{\text{al}}}\tag{4.4}$$

Sustituyendo todos los posibles valores para Z_{al} y Z_{bl} , según el modelo paramétrico, se pueden calcular las posibles impedancias Z_1 tras el

primer poste, que se muestran en la figura 4.7-a en Carta de Smith de impedancias. Los puntos Z_2 se obtienen desplazando los anteriores hacia carga por el efecto de la línea de transmisión.

Aplicando este procedimiento de forma sucesiva se pueden obtener las diferentes impedancias y zonas de adaptación posibles en cada uno de los planos de referencia indicados en la figura 4.6. Así, a partir de los puntos Z_1 y Z_2 , se obtiene la zona $Z3$, formada por los puntos Z_3 que podrían adaptarse utilizando los postes 1 y 2, y que se calculan con el mismo procedimiento. De la misma forma, la zona $Z5$ está compuesta por los puntos Z_5 adaptables mediante los postes 1 a 3. Finalmente, la zona ZL son los puntos adaptables mediante los cuatro postes. Como se puede ver, la zona ZL cubre la totalidad de la carta de Smith, lo que demuestra que el sistema propuesto, formado por cuatro postes, es capaz de adaptar cualquier carga.

Una vez modelado el sistema de adaptación se ha desarrollado un procedimiento para, a partir de la medida de la impedancia de la carga, obtener el valor de penetración de los postes que produce su adaptación.

El algoritmo que se ha implementado sigue el camino inverso al utilizado anteriormente. A partir de la medida de la impedancia Z_L se obtiene el valor h_4 del poste 4 como la mínima posición del poste 4 que haga que Z_5 satisfaga la expresión (4.5).

$$\begin{aligned} |x_5| &> 0.55 \\ \text{máx}(r_5) & \end{aligned} \quad (4.5)$$

Esta expresión indica que la parte real de la impedancia Z_5 sea máxima, cumpliendo simultáneamente que la parte imaginaria sea mayor que un valor de 0.55. Estas condiciones consiguen, en cualquier caso, que la impedancia Z_L se traslade a la zona de posible adaptación.

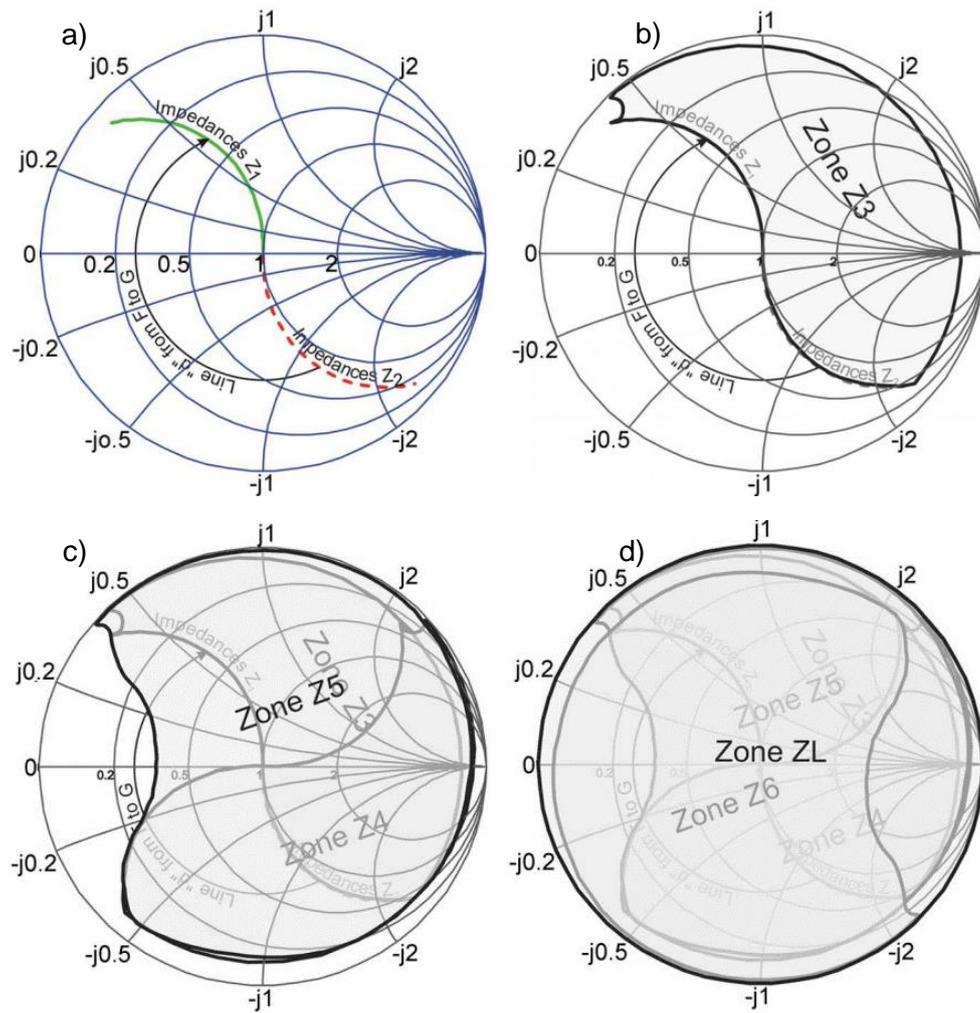


Figura 4.7: Zonas de adaptación posibles con uno (a), dos (b), tres (c) y cuatro (d) postes.

La finalidad del poste 3 es ubicar la impedancia en el plano Z_4 dentro de la zona de posible adaptación. Las condiciones que se fuerzan en el algoritmo son las expresadas en (4.6):

$$\begin{aligned} x_4 &< -0.5 \\ \text{máx}(r_4) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Esto significa que utilizaremos la penetración en el poste 3 que consigue (en el plano D) el máximo valor de parte real de la impedancia, manteniendo en este caso la parte imaginaria por debajo de -0.5 . De esta forma nos aseguramos que vamos a situarnos dentro de la zona de adaptación.

Una vez obtenidos los valores de h_4 y h_3 y Z_3 , se deben calcular los valores de penetración para los postes restantes h_2 y h_1 . En la figura 4.8 se muestran en color rojo las posibles impedancias Z_2 , a partir de Z_3 según la expresión (4.4), que se pueden obtener utilizando el poste 2. Por otra parte, partiendo de la impedancia Z_{in} (adaptación perfecta), se colocan en la curva en color verde los posibles puntos Z_2 que se obtienen utilizando el poste 1. La intersección entre ambas curvas proporciona el valor Z_2 y los valores de penetración de los postes 1 y 2 (h_1 y h_2).

Una vez finalizado este procedimiento, se ejecuta otro algoritmo adicional, que realiza pequeñas modificaciones en la penetración de los postes de forma iterativa. Este algoritmo puede denominarse como de adaptación ‘fina’, y consiste en un proceso iterativo donde se cambia ligeramente la penetración de los postes, de uno en uno, intentando mejorar la adaptación. Cuando uno de estos pequeños movimientos proporciona una mejora, continua el movimiento en esa dirección. Cuando el movimiento produce un empeoramiento se cambia la dirección de movimiento en ese poste, y se pasa a actuar sobre el poste siguiente.

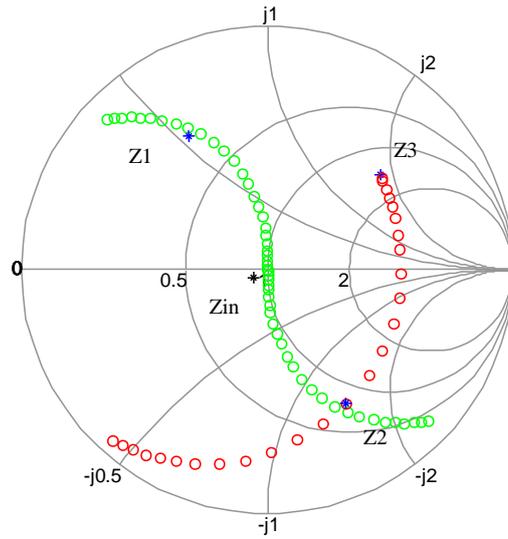


Figura 4.8: Descripción gráfica del procedimiento para obtener h_2 y h_1 .

El sistema así desarrollado se ha construido y probado en condiciones experimentales. En la figura 4.9 se muestra una fotografía del sistema completamente montado.



Figura 4.9: Sistema de adaptación completo.

Para validar experimentalmente el sistema desarrollado se han realizado una serie de experimentos de adaptación sobre cargas de diferente impedancia, incluyendo experimentos con cargas dinámicas que cambian a lo largo del tiempo.

En todos los casos, el sistema de adaptación fue capaz de proporcionar un resultado muy satisfactorio, con un valor del coeficiente de reflexión de alrededor de -30dB , lo que supone que únicamente el 0.1% de la energía sería desperdiciada. En la mayor parte de experimentos el resultado fue incluso mejor, obteniéndose un resultado mejor que -35dB .

En la figura 4.10 se muestra el resultado de un ensayo de adaptación, donde se inicia el procedimiento en el instante P1 (60 segundos). Tras la ejecución del primer algoritmo, se obtiene como resultado el punto P2, con alrededor de -20dB de adaptación. Posteriormente, el algoritmo fino es capaz de obtener un valor de -37dB .

Otro ensayo de los ensayos mostrados, en la figura 4.11, se realizó utilizando una carga dinámica (que varía a lo largo del proceso). El punto P1 es el inicio del algoritmo inicial, que da como resultado el punto de adaptación P2 con un coeficiente de reflexión de -27dB . Posteriormente, el algoritmo fino da como resultado una adaptación de cerca de -40dB . Las variaciones que ocurren posteriormente en la carga se pueden compensar en este caso únicamente mediante el algoritmo fino. Si este algoritmo no fuera capaz de encontrar la adaptación, se debería volver a ejecutar el algoritmo inicial.

Este sistema de adaptación de impedancia puede utilizarse además como mecanismo de regulación de la potencia entregada al material. Partiendo de una situación de adaptación, si modificamos significativamente la posición de uno (o varios) de los postes reduciremos la potencia entregada hasta conseguir el valor deseado.

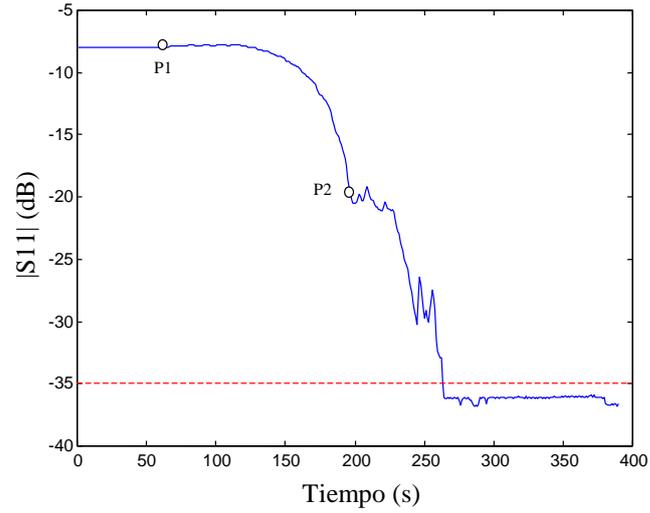


Figura 4.10: Ensayo de adaptación automática sobre carga estática.

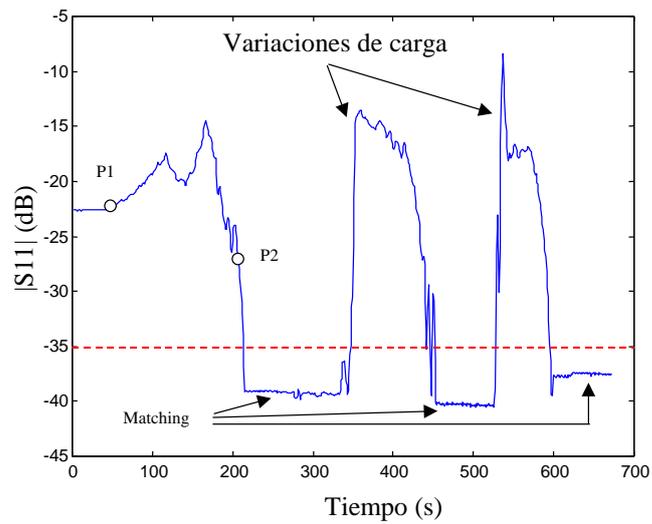


Figura 4.11: Ensayo de adaptación automática con carga dinámica.

4.3. Regulación de la potencia mediante ajustes en sintonía

Otro mecanismo muy interesante para regular la potencia entregada al material es mediante la utilización del mecanismo de sintonización del aplicador. La sintonización es el procedimiento por el que se modifica la respuesta de un aplicador, típicamente alterando sus dimensiones, desplazando su frecuencia de resonancia.

Tal como se ha comentado en el capítulo 2, generalmente los resonadores monomodales incluyen algún tipo de mecanismo de sintonía, debido a que cambios en las propiedades del material en su interior alteran esta frecuencia de resonancia, y estos cambios deben compensarse para garantizar el buen funcionamiento del sistema.

Tradicionalmente, los mecanismos de sintonización se han utilizado buscando en todo momento una sintonización ‘perfecta’ del aplicador, es decir, hacer coincidir la frecuencia de resonancia del aplicador con la frecuencia de la señal proveniente del generador. De esta manera se consigue una transferencia máxima de energía sobre el material y por tanto se maximiza la eficiencia energética.

Sin embargo, en aplicaciones donde la eficiencia energética no es tan importante, y lo que se busca es el máximo control sobre el proceso, podemos utilizar la sintonización como un mecanismo para regular la potencia aplicada.

Para describir este efecto, se expresa la potencia absorbida en el aplicador en función del coeficiente de reflexión, de la siguiente manera:

$$P_{abs} = P_{gen} (1 - |S_{11}|^2) \quad (4.7)$$

donde P_{gen} es la potencia entregada por el generador, S_{11} es el coeficiente de reflexión del aplicador, y P_{abs} es la potencia absorbida por el aplicador. La diferencia entre la potencia entregada y la absorbida se disipa en un aislador de protección, elemento imprescindible en este tipo de sistemas, como se verá en el capítulo 5.

En la figura 4.12 se observa la respuesta en frecuencia típica de un aplicador monomodo (en magnitud). Cuando se sintoniza el aplicador, se hace coincidir el mínimo del S_{11} con la frecuencia de trabajo del generador (2450MHz). Esto se representa en la figura como el punto de trabajo A, cuyo valor de S_{11} es de -9.5dB. Esto indica que la potencia inyectada al aplicador es aproximadamente el 90% de la potencia generada, según la expresión (4.7). Al modificar la posición del sintonizador, la respuesta de la cavidad queda desplazada en frecuencia, por ejemplo al punto B, lo que modifica la fracción de potencia aplicada, que en este caso es de aproximadamente un 65%. Si se modifica todavía más la sintonización hasta alcanzar el punto de trabajo C, la potencia absorbida se reduce hasta aproximadamente un 10%.

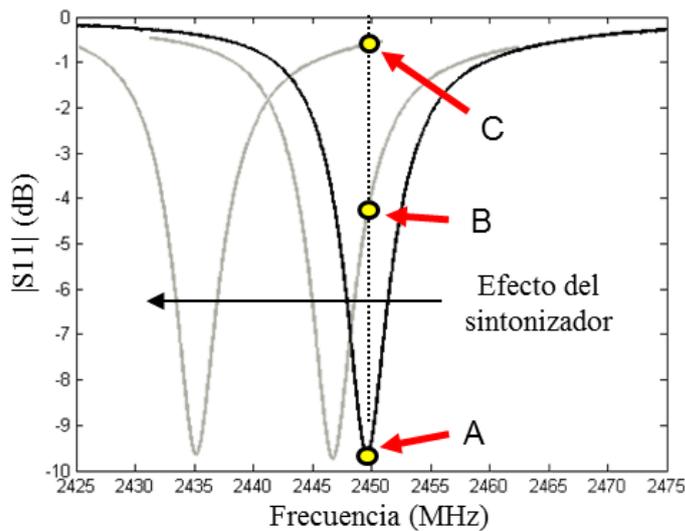


Figura 4.12: Respuesta en magnitud mostrando tres puntos posibles de trabajo.

En la figura 4.13 se representa la misma resonancia sobre la Carta de Smith de impedancias.

Mediante este procedimiento se puede mantener constante la potencia del generador de microondas al mismo tiempo que se ajusta de forma muy precisa la energía absorbida por la muestra, y por tanto su temperatura.

En la figura 4.14 se muestra un esquema de la cavidad sintonizable diseñada en el capítulo 2, donde se indica la pared móvil que sirve para realizar la sintonización de la cavidad.

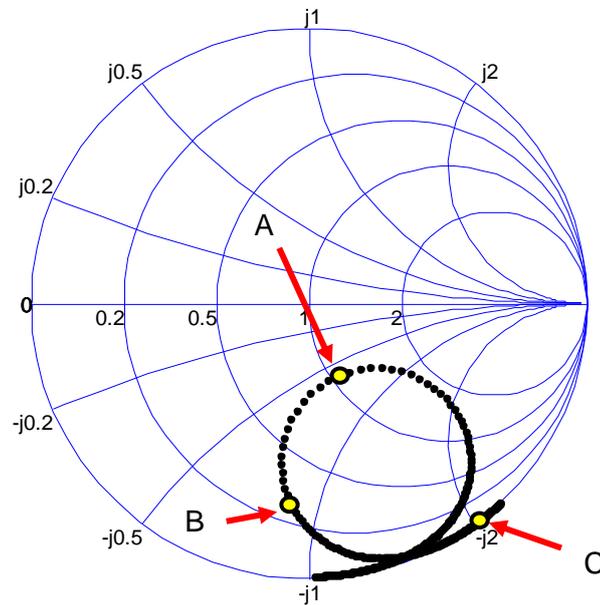


Figura 4.13: Resonancia mostrando tres puntos posibles de sintonía en Carta de Smith.

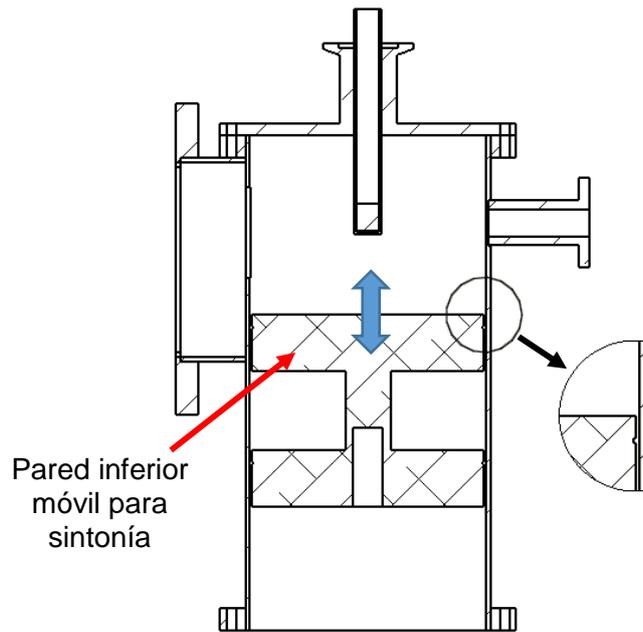


Figura 4.14: Cavidad monomodo con sintonizador mecánico.

Este procedimiento de regulación de la potencia aplicada a la muestra se ha implementado en un sistema experimental (ver capítulo 5), con el que se han realizado multitud de experimentos sobre muestras de diferente naturaleza. Algunos de estos experimentos se muestran en el capítulo de resultados.

4.4. Control de la potencia absorbida mediante barrido de frecuencias

Una alternativa a la utilización de los generadores de microondas tradicionales, como son los magnetrones, es la utilización de generadores de frecuencia variable.

Los generadores basados en amplificadores de estado sólido (transistores de microondas) están reduciendo su coste de manera importante durante los últimos años, aunque todavía presentan un coste por kilovatio considerablemente más elevado que los magnetrones.

Con este tipo de equipamiento es posible disponer de posibilidades que no existen con los generadores clásicos, basados en magnetrón. Una de estas posibilidades es la utilización de cavidades monomodales sin necesidad de instalar dispositivos mecánicos de sintonización. En lugar de modificar la geometría del resonador para ajustar la frecuencia de resonancia, ajustamos la frecuencia del generador a aquella que presenta en cada momento el aplicador.

Se puede denominar a esta estrategia como ‘generador de frecuencia ajustable’, y funciona de forma análoga al uso de un generador convencional y una cavidad sintonizable, como hemos visto anteriormente.

Sin embargo, existe otra técnica que proporciona un mejor control sobre la energía entregada al aplicador. Esta técnica consiste en la utilización de barridos frecuenciales, en lugar de utilizar una única frecuencia ajustable. Esto permite, utilizando un medidor de impedancias, medir la respuesta del aplicador en tiempo real. Sobre esto se proporcionan más detalles en el capítulo 5.

Una primera ventaja de esta forma de excitar la cavidad es que es posible determinar, en cada momento del proceso de calentamiento, el valor de la frecuencia de resonancia de la cavidad, donde la absorción es máxima.

Sin embargo, la principal ventaja es que se puede regular la energía aportada a la muestra de una forma muy precisa, ajustando la anchura de la banda en la que se realiza el barrido de frecuencias. Si se utiliza un barrido frecuencial muy ancho, una fracción importante del tiempo la señal incidente presenta una frecuencia fuera de la resonancia, y por tanto apenas se inyecta energía a la cavidad. En cambio, si se utiliza un

barrido estrecho, centrado en la frecuencia de resonancia, prácticamente toda la potencia será absorbida por el material.

Este barrido en frecuencia se realiza, por las características de los instrumentos utilizados, no de forma continua sino utilizando un número discreto de puntos frecuenciales. De esta forma, y suponiendo que el tiempo de permanencia del generador es el mismo para cada punto de frecuencia, la potencia efectiva absorbida se calcula como el promediado a lo largo del barrido de la potencia absorbida para cada frecuencia, según la expresión siguiente:

$$P_{aver} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_{abs}(f_i) \quad (4.8)$$

donde P_{aver} es la potencia promedio absorbida por el aplicador a lo largo del barrido de frecuencias, $P_{abs}(f_i)$ es la potencia absorbida para el punto frecuencial i , y N es el número de puntos del barrido de frecuencias. La potencia absorbida en cada punto se calcula a partir de la medida del coeficiente de reflexión utilizando la expresión (4.7).

En la figura 4.15 se plasman estas dos situaciones, incluyendo dos barridos frecuenciales diferentes. La curva de color verde indica el valor en magnitud del parámetro S_{11} de la cavidad cuando se utiliza un ancho de barrido de 25 MHz, y para una determinada muestra a una cierta temperatura (recordemos que la respuesta de la cavidad depende de la temperatura de la muestra). La curva de color negro P_{aver} se corresponde con la medida de potencia absorbida para ese barrido, y presenta un máximo a la frecuencia de resonancia (alrededor de 2408 MHz). En este caso, utilizando la expresión anterior, se obtiene un valor para P_{aver} de aproximadamente 24 W.

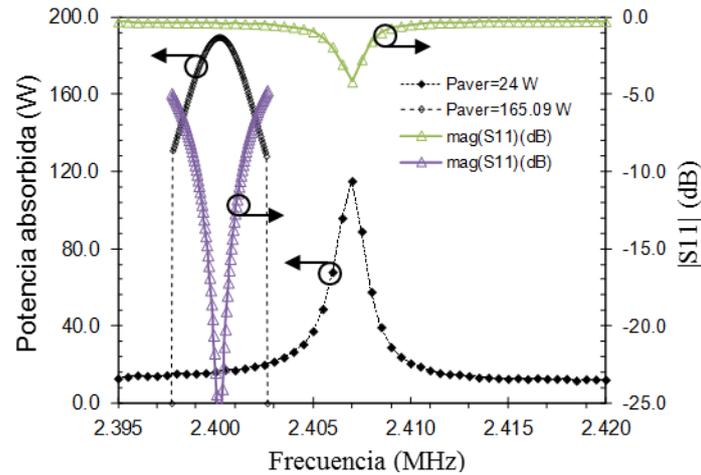


Figura 4.15: Calentamiento por barrido frecuencial, mostrando un barrido frecuencial ancho (25MHz) y otro barrido estrecho (5MHz).

La otra situación presentada en la figura es muy diferente, ya que en ella se utiliza un barrido estrecho centrado alrededor de 2400 MHz, que es la frecuencia de resonancia que la cavidad, para las condiciones de la muestra (una mayor temperatura que en la situación anterior), presenta en ese momento. En este caso, el barrido se realiza a frecuencias donde el coeficiente de reflexión es menor, por lo que la potencia absorbida instantánea es más elevada. La potencia promedio absorbida es en este caso de 165 W.

Los resultados proporcionados por este mecanismo de regulación son muy prometedores, ya que permite un control muy preciso sobre la potencia absorbida dentro de un amplio rango.

4.5. Algoritmo automatizado de control de procesos.

Las técnicas de ajuste de la potencia de microondas descritas anteriormente pueden operarse de forma manual. Sin embargo, la implementación de un algoritmo automatizado que permita controlar el perfil térmico del proceso es una herramienta interesantísima, ya que permite, entre otras posibilidades:

- Evitar la necesidad de ajustes continuos por parte del operador a lo largo de la duración del proceso.
- Al mismo tiempo, evitar posibles fallos humanos que malogren el experimento.
- Mejorar la calidad del perfil térmico del experimento, ya que si el algoritmo está bien ajustado al proceso, éste funcionará mejor que cualquier operador humano.
- Por último y debido a las razones anteriores, mejorará la repetitividad de los experimentos.

Por todo ello, se ha considerado imprescindible la implementación de un algoritmo de este tipo en los sistemas experimentales implementados (ver capítulo 5).

Existen multitud de tipos de algoritmos de control de procesos, entre los que cabe destacar los controladores PID. Estos algoritmos de control son de lazo cerrado (con realimentación), y están basados en el cálculo de un error o desviación de la señal de control sobre la señal objetivo [Goodwin et al., 2001; Aström y Hägglund, 1995].

En general, y hablando en términos de control de la temperatura, la respuesta de los algoritmos PID viene determinada por la expresión 4.9:

$$PID(t) = K_R \left(e(t) + \frac{de(t)}{dt} T_D \right) + \frac{1}{T_I} \int_{\tau=0}^t e(\tau) d\tau \quad (4.9)$$

donde $e(t)$ es el término de error (diferencia entre la temperatura objetivo y la temperatura real medida del proceso), K_R es el término proporcional del controlador, la ponderación del error actual en la acción de control, T_I es el término integral, es decir, la ponderación de los errores pasados en la acción de control y por último T_D es el término derivativo, la ponderación de la predicción del error en la acción de control.

Ajustando los parámetros K_R , T_I y T_D se puede ajustar el controlador para el proceso que nos interesa. La determinación de los parámetros puede realizarse manualmente o mediante algunos algoritmos a tal efecto [García-Nieto et al., 2013; García-Nieto et al., 2014].

La implementación práctica del algoritmo PID permitirá aplicarlo sobre varios de los sistemas de control de la potencia descritos en apartados anteriores. Esta implementación la realizaremos sobre el entorno de desarrollo LabVIEW®[®], que está especialmente indicado para el control de instrumentación y procesos en tiempo real, y por tanto es el entorno de desarrollo elegido en el desarrollo de los equipos experimentales, como se muestra en el capítulo 5.

Para la implementación práctica del PID existen dos posibilidades diferentes, según el parámetro de entrada que utilicemos, y según sobre qué parámetro del sistema actuará la salida del PID.

En el caso del equipo basado en una cavidad monomodo sintonizable, se ha utiliza como parámetro de control directamente la temperatura medida de la muestra. La temperatura objetivo que se introduce en el algoritmo generalmente presenta una rampa, creciente con el tiempo, hasta alcanzar un valor máximo. La salida del algoritmo de control PID actúa directamente sobre la posición del sintonizador mecánico, variando

el coeficiente de reflexión para ajustar la temperatura medida a la temperatura objetivo.

Como ejemplo se muestran los resultados obtenidos en un experimento, en el que se ha utilizado como sistema de calentamiento la cavidad monomodo sintonizable descrita en el capítulo 2. La muestra tratada es un disco de material cerámico en crudo, que resultará sinterizado durante el experimento.

En la figura 4.16 se muestra la curva de temperatura objetivo (en azul) y la curva de temperatura real medida (en rojo). A pesar de la existencia de unas oscilaciones iniciales, típicas de los procesos de control con realimentación, podemos considerar el resultado proporcionado por el algoritmo PID de muy satisfactorio, manteniendo la diferencia entre la temperatura real y la temperatura objetivo por debajo de 10°C .

Una segunda implementación del algoritmo de control PID se ha utilizado para el sistema de microondas basado en una cavidad no sintonizable excitada mediante un generador de barrido de frecuencias.

En este caso, el parámetro del proceso que utilizamos como entrada no es directamente la temperatura de la muestra, sino la pendiente (derivada) de ésta. La salida del algoritmo PID actúa, en este caso, sobre el ancho del barrido, lo que como se explicó anteriormente modifica la potencia aplicada a la muestra.

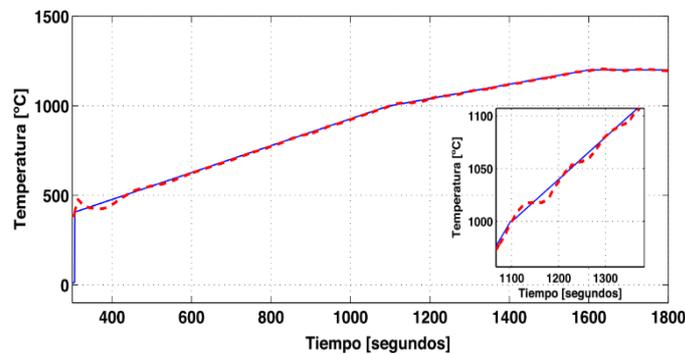


Figura 4.16: Ensayo utilizando un algoritmo PID sobre una muestra cerámica.

Se han realizado un cierto número de experimentos con el equipo experimental donde se aprecia el buen comportamiento del algoritmo de control PID. Varios de estos resultados pueden verse en el capítulo 6.

Es importante resaltar que, en el caso del uso del algoritmo de control con la cavidad sintonizable, la obtención de un juego adecuado de parámetros K_R , T_I y T_D es crítico, debiendo utilizarse prácticamente un juego a medida para cada tipo de muestra, ya que en caso contrario el sistema puede presentar inestabilidades.

Aquellas muestras que presentan cambios muy abruptos en su comportamiento a cierta temperatura entrañan más dificultades, apareciendo en ocasiones el fenómeno de avalancha térmica.

En cambio, el sistema basado en el generador de barrido frecuencial es capaz de procesar un elevado número de materiales diferentes sin necesidad de adaptar los parámetros del algoritmo. Como ventaja adicional, al tratarse de un tipo de calentamiento similar a un régimen pulsado, presenta un mejor comportamiento frente a los fenómenos de avalancha térmica, tal y como se estudió en el capítulo 3.

4.6. Resultados y conclusiones

A lo largo de este capítulo se han analizado las técnicas que podemos utilizar para controlar la potencia aplicada a la muestra, ya que es un parámetro crítico para la temperatura que alcanzará la muestra en un sistema de calentamiento por microondas.

En el caso del adaptador de 4 postes, se ha desarrollado un sistema totalmente automatizado para la adaptación de impedancias en guía de onda. Este sistema puede utilizarse para maximizar la transferencia de energía desde el generador al aplicador (lo que es su uso habitual) pero

también para regular la energía entregada a este último. Este sistema es más indicado para su uso en aplicadores multimodo.

También se ha descrito la forma de regular la potencia utilizando el mecanismo de sintonización instalado en un aplicador monomodo.

Como resultado principal del capítulo se ha descrito otro sistema de regulación que proporciona un alto grado de control, consistente en la excitación mediante un generador de frecuencia variable que realiza barridos en frecuencia, de ancho ajustable.

Por último, se ha implementado un algoritmo automático de control de procesos, que permite en la mayor parte de casos un funcionamiento autónomo del sistema, con resultados de alta calidad.

Los trabajos descritos en este capítulo han dado lugar, en su totalidad o en parte, a varias publicaciones científicas.

El estudio realizado sobre el adaptador automático de impedancias fue publicado en:

Plaza-González, P., Peñaranda-Foix, F.L., Canós-Marín, A.J., Catalá-Civera, J.M. “*Microwave High-Power Four-Posts Auto-Matching System*”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 56(3), pp. 1006-1011 (2007).

La implementación de un algoritmo de control PID para el control de un sistema de calentamiento por microondas utilizando una cavidad sintonizable ha sido incluida en la siguiente comunicación:

Borrell, A., Salvador, M.D., Penaranda-Foix, F., **Plaza-Gonzalez, P.**, Garcia-Banos, B., Garcia-Nieto, S. “*Adaptive microwave system for optimum new material sintering*”. Annual International Microwave Symposium IMS (2013).

El mecanismo de regulación de potencia utilizando una cavidad no sintonizable y un generador de barrido de frecuencias ha sido incluido en la siguiente publicación:

Catala-Civera, J.M., Canos-Marin, A.J., Plaza-Gonzalez, P., Gutierrez-Cano, J.D., Garcia-Banos, B., Penaranda-Foix, F. “*Dynamic Measurement of Dielectric Properties of Materials at High Temperature During Microwave Heating in a Dual Mode Cylindrical Cavity*”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 63(9), pp. 2905-2914 (2015).

4.7. Referencias

Aström, K. and Hägglund, “*PID controllers: theory, design and tuning*”. Instrument Society of America, 2nd edition (1995).

Bogdanovich, B., Ebert, M., Egorov, M., Kaminsky, V., Sobenin, N., Volkov, V., Zavadtsev, D. “*Design of an E-H tuner and an adjustable directional coupler for high-power waveguide systems*”. Proc. EPAC 2002, Paris, France, pp. 506–508 (2002).

García-Nieto, S., Reynoso-Meza, G., Peñaranda-Foix, F.L., Borrell-Tomás, A. “*Diseño óptimo multiobjetivo de PIDs para el control de temperatura en cavidades microondas*”. Actas de las XXXIV Jornadas de Automática, pp. 459 - 465. Comité Español de Automática (CEA) / Universidad Politécnica de Cataluña (2013).

Goodwin, G.C., Graebe, S.F., Salgado, M.E. “*Control system design*”. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ (2001).

Mallorqui, J.J. and Aguiasca, A. “*Application of the conjugate gradient method to a self-matching network for industrial microwave heating antennas*”. Proc. IEEE International Symposium in Antennas and Propagation, Jul. 11–16, vol. 2, pp. 978–981 (1999).

Marcuvitz, N. “*Waveguide Handbook*”. New York: McGraw-Hill, 1951.

Matthaei, G., Young, L., and Jones, E. M. T. “*Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*”. Artech House, Norwell, MA (1963).

Meredith, R. “*Engineer’s Handbook of Industrial Microwave Heating*”. IEE Power Series, London (1998).

Pozar, D.M. “*Microwave Engineering*”. Ed. Wiley (1996).

Roussy, G. and Pearce, J. A. “*Foundations and Industrial Applications of Microwave and Radio Frequency Fields*”. Ed. Wiley, New York (1995).

CAPÍTULO

5

Equipo experimental desarrollado.

A partir de los resultados y conclusiones extraídos de capítulos anteriores se ha desarrollado un equipo experimental, en dos versiones diferentes, que permite validar muchos de los resultados descritos.

El propósito de estos equipos es el tratamiento térmico por microondas de pequeñas muestras desde bajas temperaturas hasta temperaturas superiores a los 1200°C, con el objetivo añadido de analizar la dinámica energética del proceso. Un equipo de este tipo puede resultar muy interesante en muchos campos de estudio de ingeniería de materiales, como por ejemplo en el desarrollo de nuevos materiales de altas prestaciones con características superiores y únicas.

A continuación se describen estos equipos, haciendo hincapié en los aspectos que están relacionados de forma más directa con el contenido científico del trabajo.

5.1. Equipo de procesamiento de materiales basado en una cavidad monomodo sintonizable.

Uno de los equipos que se han construido está basado en la cavidad monomodo sintonizable alimentado por un generador de frecuencia 2.45 GHz, cuyo diseño se ha descrito en el capítulo 2. Como también se describió en ese capítulo, el proceso de sintonía se efectúa modificando la altura de la cavidad resonante mediante el movimiento de la pared inferior de la cavidad.

La implementación práctica de este mecanismo no es obvia, ya que un contacto eléctrico perfecto entre la pared móvil y las paredes laterales de la cavidad es muy complicado de conseguir. Para solucionar este problema se ha implementado una estructura (*'choke'*) que mantiene, en los puntos de unión entre ambas piezas, una impedancia equivalente a un cortocircuito, pero sin necesidad de que exista contacto directo entre estas piezas metálicas [Metaxas y Meredith, 1983].

Colocando una estructura de este tipo entre la pared inferior de la cavidad y las paredes laterales, es posible mantener las condiciones de contorno sin que exista un contacto eléctrico real entre las paredes. Para mantener constantes las condiciones eléctricas se han instalado unos anillos dieléctricos separadores, que mantienen una distancia constante entre ambas piezas y a la vez mejora el deslizamiento entre ellas.

Un motor paso a paso de alta precisión es el encargado de proporcionar movimiento a la pieza metálica que forma la pared inferior y el *choke*, transmitiendo el movimiento a través de un husillo.

La cavidad en sí misma está construida utilizando varias piezas diferentes, atornilladas entre sí. La tapa superior y el cuerpo lateral de la cavidad están construidas en latón. La pieza que forma la pared inferior

de la cavidad está mecanizada sobre un bloque de aluminio. La cavidad presenta varios accesos o aperturas. La primera de ellas está practicada sobre la tapa superior, y se trata de un orificio circular destinado a la introducción de la muestra. Para evitar la fuga de energía al exterior a través del orificio, se ha construido un tramo de guía circular al corte, de manera que la energía queda confinada en el interior de la cavidad.

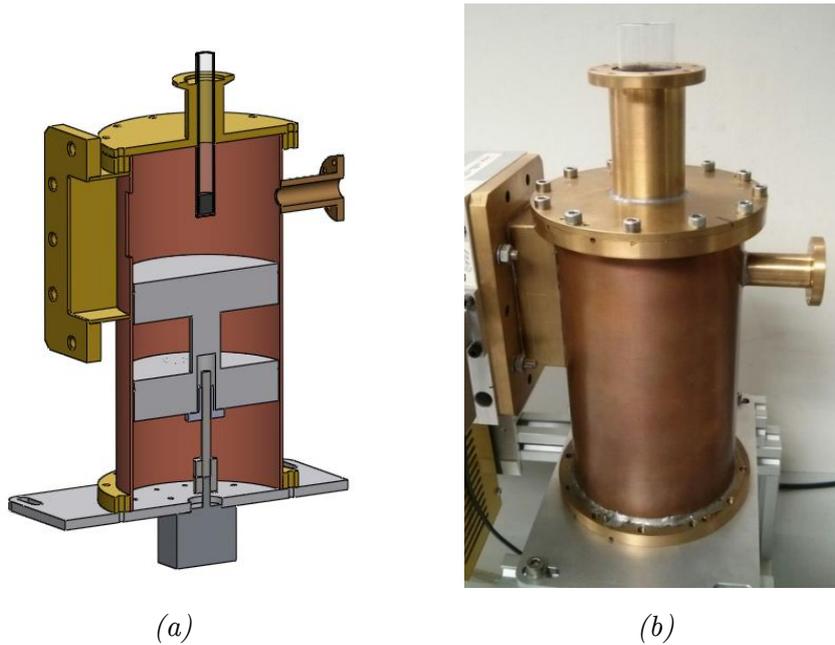


Figura 5.1: Cavidad con sintonizador mecánico. Diseño CAD (a) y fotografía (b).

Otro acceso a la cavidad es el utilizado para introducir la excitación, es decir, la energía de microondas. En este caso, se ha practicado una apertura rectangular sobre la pared lateral, que comunica directamente con una guía de onda estándar WR340. El tamaño de este iris se ha dimensionado experimentalmente para proporcionar un acoplamiento suficiente para el tratamiento de muestras de altas pérdidas.

El tercer acceso a la cavidad es el utilizado para la medida de la temperatura de la muestra utilizando un sensor infrarrojo. Este acceso no permite visión directa de la muestra, por lo que si se utiliza este acceso la temperatura medida es la del contenedor, a partir de la que se puede obtener la temperatura de la muestra según el procedimiento descrito en el capítulo 3. También aquí se ha instalado un tramo de guía circular al corte para evitar pérdidas de energía y cumplir los estándares de emisiones radioeléctricas.

El siguiente bloque que describiremos es el sistema de acoplamiento variable. Este sistema permite ajustar el grado de acoplamiento de la cavidad, y por tanto la potencia máxima que se puede introducir en ella, mediante un sistema mecánico que introduce de manera controlada un poste metálico en la guía de onda, cerca de la posición de la apertura que la conecta con la cavidad.

El funcionamiento de los postes metálicos variables en guía de onda se ha descrito en detalle en el capítulo 4, como elemento integrante del adaptador de impedancias adaptativo. Sin embargo en este caso únicamente es necesario utilizar un poste para producir el efecto deseado.

El funcionamiento de este elemento aquí es algo diferente, ya que se ha ubicado a una distancia muy próxima de la apertura de excitación de la cavidad. El efecto que produce el poste al introducirse en la guía de onda es el equivalente a la utilización de una apertura de tamaño más reducido.

En la figura 5.2 se muestra un detalle de la implementación de la apertura en la cavidad, y de la posición del poste de acoplamiento variable. La figura 5.3 muestra el acoplamiento que presenta la cavidad en función de la penetración del poste, pasando de una situación de sobreacoplamiento ($h = 12\text{mm}$) a una de subacoplamiento ($h=20\text{mm}$).

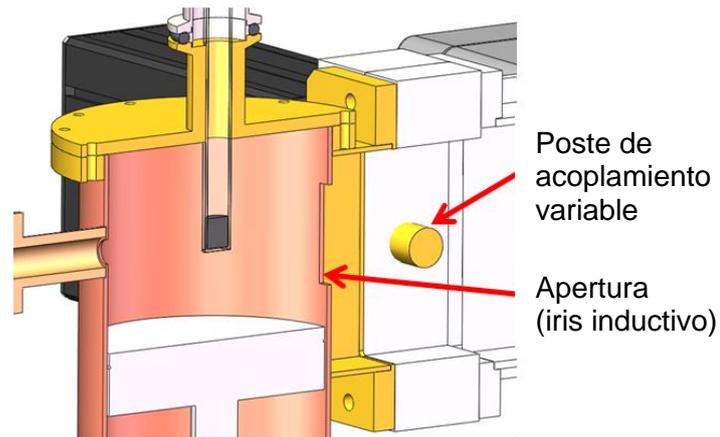


Figura 5.2: Detalle de la ubicación del poste de acoplamiento variable.

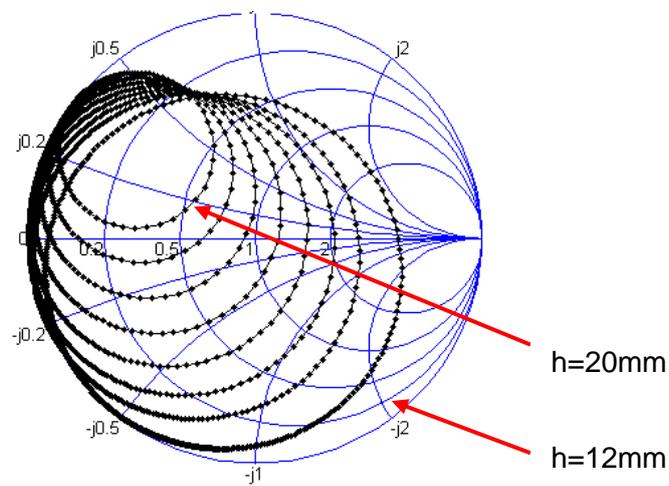


Figura 5.3: Acoplamiento de la cavidad en función de la penetración del poste (h).

El poste variable está construido sobre un corto tramo de guía de onda WR340. Sobre la cara ancha de esta guía se practica un orificio por donde el poste penetra. Debido a la existencia de microondas de alta potencia, es necesario utilizar una técnica similar a la utilizada para el sintonizador de la cavidad, e implementar un filtro (*choke*). Este

elemento evitará que los imperfectos contactos eléctricos entre el poste y la pared superior de la guía de onda produzcan efectos indeseados, como fugas de energía al exterior o la aparición de arcos eléctricos entre estas piezas metálicas [Metaxas y Meredith, 1983].

El esquema de bloques que describe el sistema completo puede observarse en la figura 5.4. El bloque más importante es la cavidad cilíndrica sintonizable de microondas, que trabaja en el modo resonante TE_{111} .

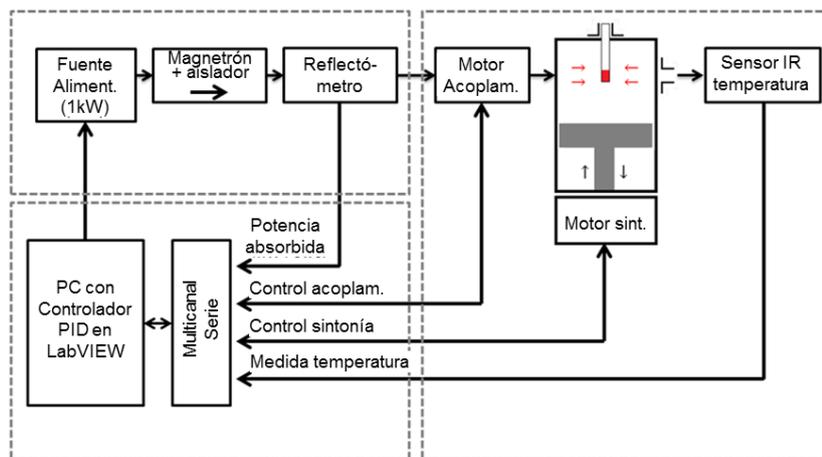


Figura 5.4: Diagrama de bloques del sistema con cavidad sintonizable.

Otro elemento de vital importancia en este sistema es el medidor de impedancia (o reflectómetro) en guía de onda a alta potencia. Este dispositivo, completamente desarrollado por ITACA-Dimas se describe en [Plaza-González et al., 2011] y permite la medida de los siguientes parámetros del proceso:

- Frecuencia de trabajo del generador.
- Potencia, en valor absoluto, de la onda incidente.

- Impedancia compleja de la carga, en este caso de la cavidad monomodo.

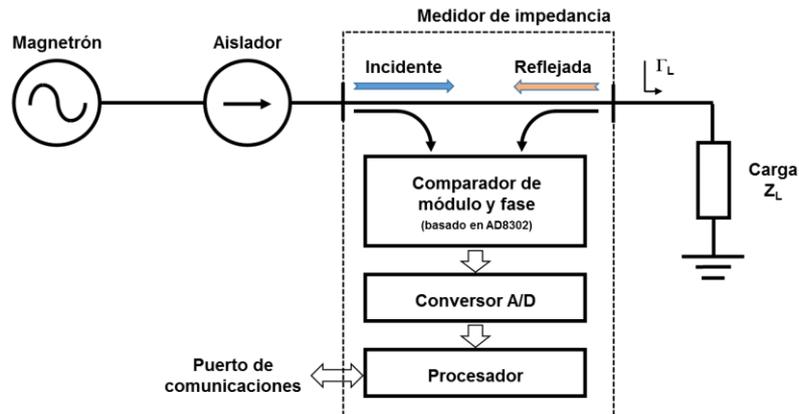


Figura 5.5: Diagrama de bloques del medidor de impedancia en guía.

Esta versión del instrumento está construido sobre un fragmento de guía de onda WR340, y diseñado para funcionar en la banda ISM alrededor de 2450MHz. En la figura 5.5 se muestra un sencillo diagrama de bloques de este dispositivo.

Los bloques principales son los acopladores direccionales, que permiten tomar una muestra separada de las ondas incidente y reflejada, y el detector de módulo y fase, basado en el circuito integrado AD8302 de Analog Devices. La electrónica de control está basada en un microprocesador del tipo DSP del fabricante Texas Instruments, que realiza las funciones de adquiridor de datos de las señales provenientes del detector, cálculo de la impedancia compleja a partir de los datos en bruto del detector, y comunicaciones. El sistema completo puede contemplarse en la figura 5.6.

El siguiente bloque que comentaremos es el generador de microondas. En este equipo se ha utilizado un magnetron comercial (Panasonic 2M244-

M12, refrigerado por aire) de 1.2kW de potencia máxima, similar al instalado en hornos domésticos de microondas. Sin embargo, a diferencia de estos últimos, el equipo aquí descrito está dotado de un dispositivo de protección y estabilización del generador como es un aislador.

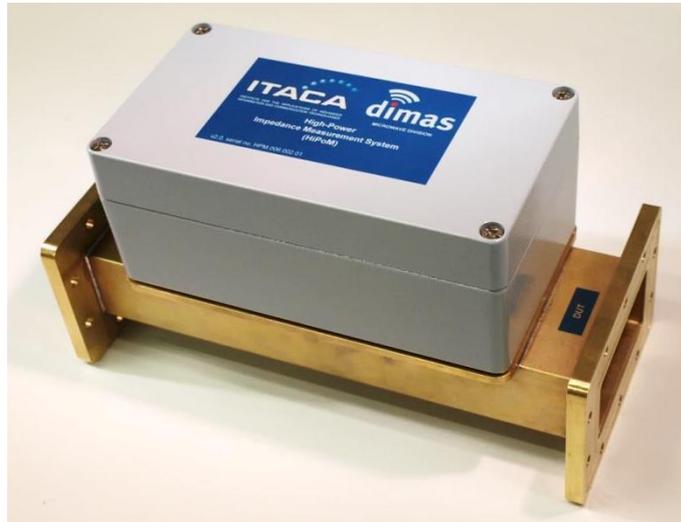


Figura 5.6: Medidor de impedancia en guía de onda.

El aislador es un componente básico en aquellos sistemas de microondas donde se pretende disponer de una buena estabilidad del generador. Este dispositivo absorbe la potencia reflejada en la carga, que se genera si ésta no está perfectamente adaptada, y la disipa en una carga de agua. De esta manera, se protege el magnetrón de esta onda reflejada, lo que redonda en un mayor tiempo de vida del magnetrón y una mayor estabilidad del sistema (fundamental en el caso de este equipo). Como contrapartida, requiere del uso de un sistema de refrigeración por agua, idealmente en circuito cerrado y con control de temperatura.

El aislador utilizado es un dispositivo comercial fabricado por el fabricante Valvo, modelo VZU1234, y es de tamaño extraordinariamente

compacto, al integrar en el mismo bloque el launcher (tramo de guía donde se instala el magnetrón), el circulador y la carga de agua, todos ellos diseñados para ocupar el mínimo espacio.

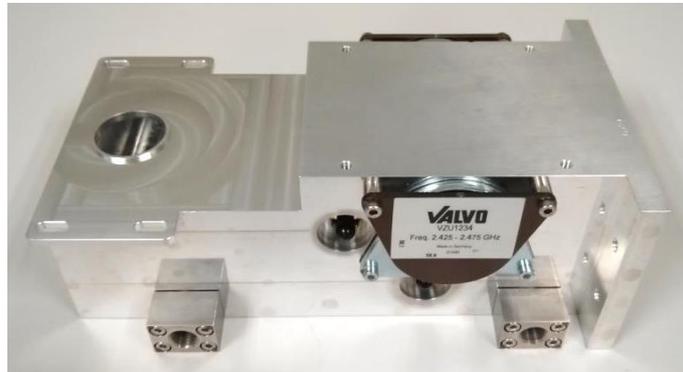
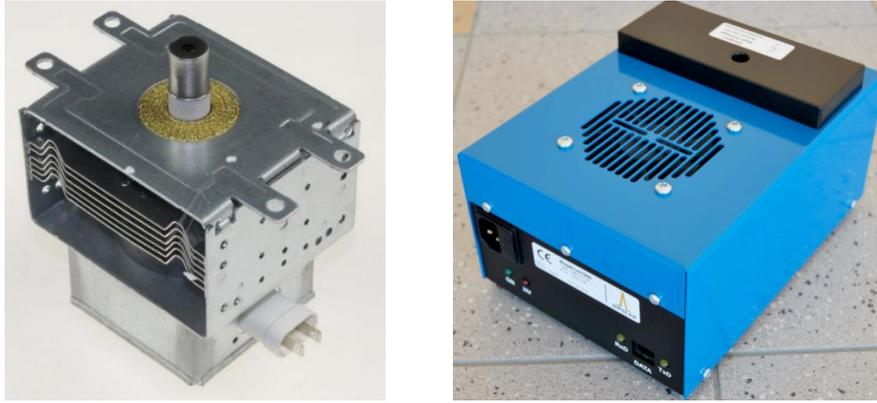


Figura 5.7: Isolauncher (launcher + aislador).

El magnetrón precisa para su funcionamiento de una tensión de alimentación de corriente continua de alrededor de 4300V, y unos 300mA de corriente. En este sistema se ha integrado una fuente de alimentación comercial con tecnología conmutada, modelo Magdrive1000, que permite la regulación de la potencia (en onda continua) entre 80W y 1000W. Esta fuente dispone de puerto de comunicaciones para permitir su control externamente.



(a)

(b)

Figura 5.8: Magnetron 2M244-M12 (a) y fuente de alimentación conmutada (b).

El aspecto que presenta el sistema de microondas completo, una vez montado, es el mostrado en la figura 5.9. En esta configuración se ha instalado el sensor de temperatura por infrarrojos en la parte superior de la cavidad, lo que permite la observación directa de la muestra, con las ventajas e inconvenientes que se describieron en el capítulo 3.

El pirómetro de infrarrojos instalado es del fabricante Optris, modelo CT-Laser G5H CF2. Tiene un rango de medida de temperatura de 250°C a 1650°C, el detector funciona a una longitud de onda de 5 μ m. El uso de este rango espectral está especialmente indicado para su uso con muestras del tipo cerámico o vidrios.

El contenedor de las muestras es en este caso un tubo de cuarzo de diámetro exterior 30mm e interior 27mm, con una longitud total de 120mm. Sobre el fondo de este tubo se sitúa la muestra, habiéndose diseñado todos los elementos para que quede situada en el centro de la cavidad.

En el sistema mostrado en la figura se ha instalado un accesorio, situado entre la cavidad y el sensor de temperatura, que permite realizar los experimentos bajo condiciones de vacío o atmósfera controlada. Este accesorio integra una ventana infrarroja para permitir la medida de temperatura por infrarrojos mientras se mantiene la muestra en este entorno controlado.

El último bloque por comentar es el sistema de control, implementado utilizando como base un ordenador. La comunicación con los diferentes dispositivos se realiza a través de enlaces USB.



Figura 5.9: Sistema basado en cavidad sintonizable.

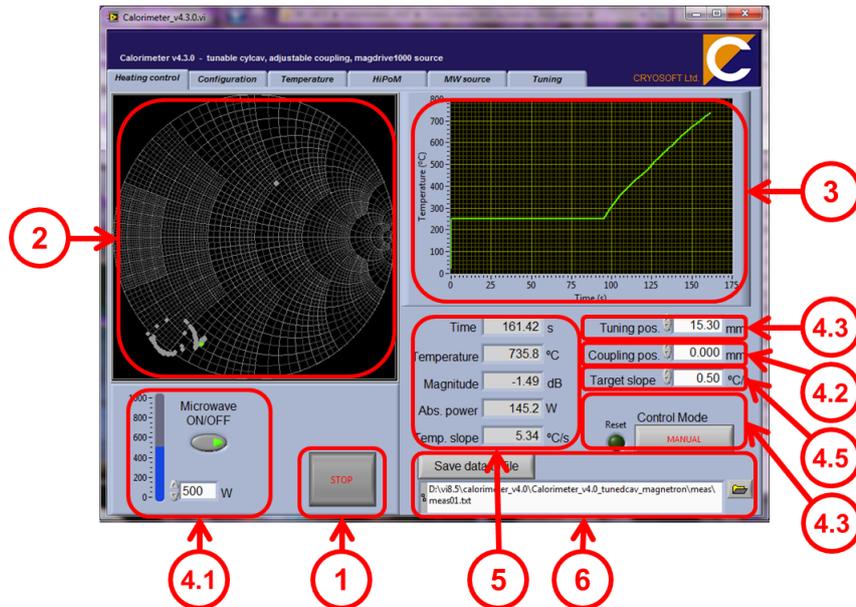


Figura 5.10: Aplicación de control del sistema con cavidad sintonizable.

Una aplicación de control, desarrollada en LabVIEW®), integra todas las tareas de lectura de datos de los instrumentos (temperatura, impedancia) y permite el control de los actuadores del sistema (generador de microondas regulable, acoplamiento variable, sintonizador de la cavidad).

La aplicación tiene implementado un sistema de control automático basado en un algoritmo PID, como se describió en el capítulo 4. Este algoritmo se utiliza para regular la pendiente de temperatura de la muestra, que como se comentó se ha mostrado como más robusto y de funcionamiento más estable que utilizar directamente la temperatura como variable de control.

En la figura 5.10 se muestra una captura de pantalla de la aplicación de control. En ella se muestra la medida de la impedancia que presenta la cavidad a lo largo del proceso (2), la gráfica correspondiente a la

evolución de la temperatura de la muestra (3), los parámetros de control del proceso (4; potencia del generador de microondas, posición del sintonizador, posición del acoplamiento variable, valor objetivo para la pendiente de la temperatura) y los valores instantáneos proporcionados por los instrumentos (5).

5.2. Equipo de procesamiento de materiales basado en una cavidad monomodo estática y generador de barrido.

La otra variedad de los equipos que se han diseñado está basado una cavidad monomodo que en este caso no es sintonizable, y cuyo diseño se ha descrito en el capítulo 2.

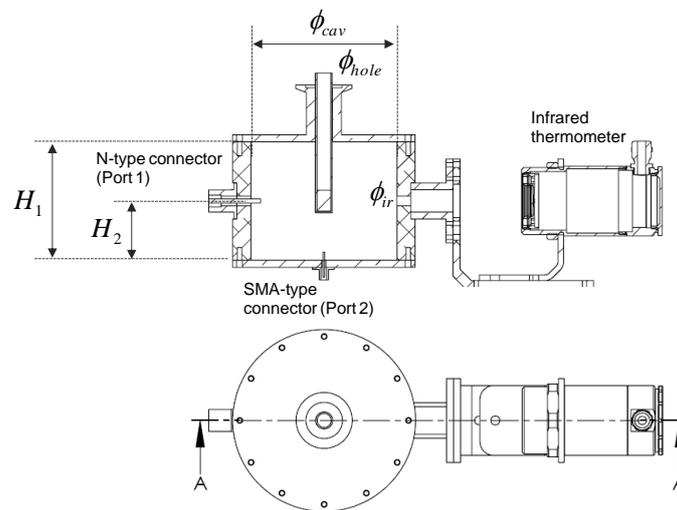


Figura 5.11. Esquema de la cavidad monomodo diseñada.

$$H_1 = 85 \text{ mm}, H_2 = H_1/2, \phi_{cav} = 104.92 \text{ mm}, \phi_{hole} = 12.1 \text{ mm}, \phi_{ir} = 7 \text{ mm}$$

La figura 1 muestra un esquema de la cavidad de microondas diseñada en este caso. Tal como se describió en el capítulo 2, el modo de calentamiento seleccionado, al igual que la cavidad descrita en el apartado anterior, es el TE_{111} , que presenta un máximo de campo eléctrico en el centro de la cavidad. La posición del material, así como sus dimensiones, se han seleccionado para asegurar un calentamiento uniforme del volumen de la muestra. De acuerdo con ese criterio, se fijó el tamaño máximo de la muestra como un cilindro de 10mm de diámetro y 15mm de altura.

El diámetro de la cavidad y la altura se han fijado a 105 mm y 85 mm, respectivamente, para que el modo TE_{111} tenga su resonancia alrededor de la frecuencia ISM de 2,45 GHz. La frecuencia resonante teórica de este modo ha sido calculada mediante expresiones analíticas [Balanis, 1982], lo que resulta en un valor de 2,432 GHz para dicho modo. Los detalles del diseño pueden encontrarse en el Capítulo 2 de esta tesis.

La cavidad está diseñada para poder utilizar también el modo TM_{010} . Dicho modo se podría excitar a través de una sonda coaxial SMA situada en el centro de la pared inferior de la cavidad.

La muestra de material se coloca en un vial de cuarzo (diámetro interior ≈ 10 mm, diámetro exterior ≈ 12 mm), capaz de soportar altas temperaturas (1300°C), y que se introduce dentro de la cavidad a través de una guía al corte situada en el centro de la pared superior de la cavidad.

Se utiliza un pirómetro de infrarrojos para medir la temperatura superficial de la muestra dieléctrica desde fuera de la cavidad a través de un orificio de 7 mm de diámetro, situado en la pared lateral.

De forma adicional, se ha realizado un tercer orificio del mismo tamaño para colocar una cámara de vídeo, que permite observar la muestra dieléctrica durante el procesamiento. Las dimensiones y posiciones de los

orificios de acceso en la cavidad han sido diseñados para que la perturbación que producen sea muy reducida, mientras mantienen las emisiones en niveles muy inferiores a los límites de seguridad.

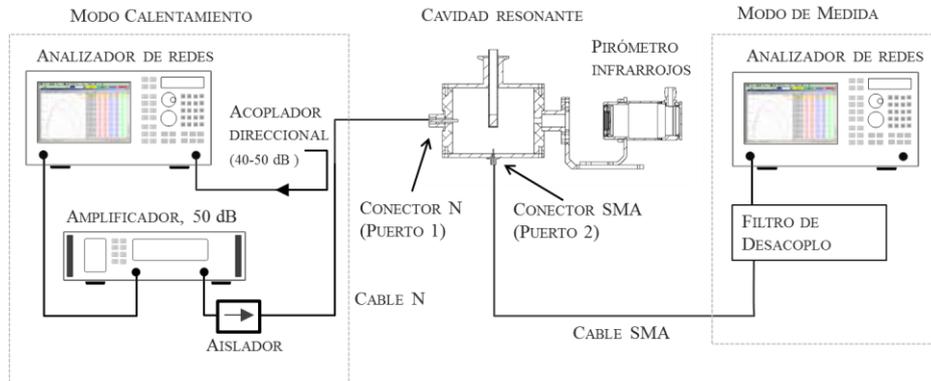


Figura 5.12. Diagrama de bloques del sistema de calentamiento con la cavidad monomodo diseñada, incluyendo la parte de calentamiento (modo TE_{111})

La figura 5.12 muestra el diagrama de bloques del sistema de calentamiento diseñado. La fuente de señal para el calentamiento por microondas es un amplificador de estado sólido de banda estrecha (2.2 hasta 2.6 GHz) (RCA2026U50, RFcore Ltd.) que amplifica la salida de RF de un analizador de redes vectorial (Rohde & Schwarz ZVRE). La salida del analizador de redes proporciona un nivel de señal de 0 dBm (1 mW) y la ganancia del amplificador es de alrededor de 50 dB. La potencia máxima suministrada a la cavidad en esta configuración es ≈ 150 W. En la figura 5.13 se muestra el aspecto de este amplificador, que está montado en un chasis para ser instalado en un rack de 19".

Un aislador de potencia (Valvo VFU1045A) colocado en la salida del amplificador de estado sólido protege el amplificador y analizador de redes (VNA) frente a la posible potencia reflejada desde la cavidad. La

salida del amplificador de microondas se conecta con la cavidad a través de un acoplador direccional y un cable coaxial de potencia (SUCOFLEX 106). La red de excitación, como se comentó en el capítulo 2, está formada por un conector tipo N modificado.



Figura 5.13. Amplificador de estado sólido de alta potencia.

En esta línea de transmisión entre el amplificador y la cavidad resonante se intercala un acoplador bidireccional, que permite tomar una muestra de las señales incidentes y reflejadas en la cavidad. Esta última se conecta al segundo puerto del analizador vectorial de redes, obteniéndose de esta manera la medida del parámetro S_{11} de la cavidad resonante en tiempo real mientras se inyecta una señal de alta potencia. Esta medida nos permite medir de forma muy precisa la potencia absorbida por la cavidad, tal y como se ha descrito en el capítulo 4.

Durante su operación la cavidad resonante incrementa su temperatura, tanto debido a las corrientes superficiales inducidas por la señal de microondas, como debido a los fenómenos de transferencia de calor desde la muestra. Para evitar la expansión térmica de la cavidad, que provocaría cambios en su respuesta, la temperatura se controla mediante un sistema de refrigeración líquida.

El sensor de temperatura instalado es de la marca Optris, modelo CT-Laser LT CF2. Este instrumento proporciona medidas en un rango de temperaturas de -40 a 975°C en la banda de 8 a $14\ \mu\text{m}$ con una resolución de 0.1°C . Como se comentó en el capítulo 3, en la sección de medida de temperatura, la temperatura de la muestra se obtiene a partir de la del contenedor utilizando una curva de corrección experimentalmente obtenida. La temperatura máxima de la muestra que puede medirse con este instrumento, utilizando este procedimiento, es de unos 1200°C .

La figura 5.14 muestra una foto del sistema descrito, sin incluir el analizador vectorial de redes.

El analizador de redes, el termómetro infrarrojo, el amplificador y el motor de la sonda N de acoplamiento variable están conectados al ordenador de control a través de una conexión USB, y se controlan desde la aplicación de control. De esta forma la selección de frecuencias de microondas y el nivel de acoplamiento para alimentar la cavidad se pueden ajustar manual o automáticamente.

Para la determinación precisa de la respuesta de la cavidad (medida del parámetro S_{11}) es necesario realizar una calibración para eliminar los efectos de los cables y otros elementos. Se ha utilizado una calibración del tipo OSL con cargas de alta potencia de tipo N.

Al igual que en el sistema basado en cavidad sintonizable, se ha implementado una aplicación de control, desarrollada en LabVIEW, que integra todas las tareas de lectura de datos de los instrumentos (temperatura, S_{11}) y permite el control de los actuadores del sistema (frecuencia central y ancho de barrido de frecuencias, acoplamiento variable).



Figura 5.14. Foto del sistema basado en cavidad monomodo no sintonizable.

Dado que la frecuencia de resonancia y el modo de calentamiento de la cavidad varían a lo largo del proceso como consecuencia de la dependencia de las propiedades dieléctricas de la muestra con la temperatura, la frecuencia central y el ancho del barrido frecuencial deben ajustarse continuamente para realizar el seguimiento del pico de resonancia de la cavidad durante el ciclo de calentamiento.

La operación automática de este procedimiento ha sido implementada mediante un controlador PID integrado en la aplicación de control. Este sistema permite regular la potencia absorbida, utilizando como parámetro objetivo la pendiente de temperatura deseada ($^{\circ}\text{C}/\text{s}$).

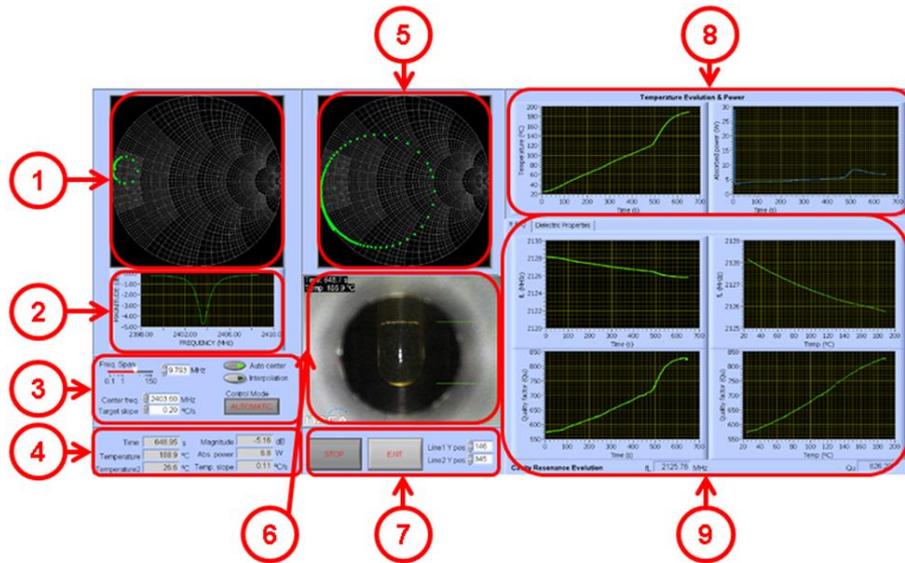


Figura 5.15: Aplicación de control del sistema basado en cavidad no sintonizable.

En la figura 5.15 se muestra una captura de pantalla de la aplicación de control. En ella se muestra en Carta de Smith el parámetro S_{11} , la respuesta en magnitud del modo TE_{111} mostrando el rango de frecuencias del generador (2), los parámetros de control del algoritmo PID junto con el valor objetivo para la pendiente de la temperatura (3), y los valores instantáneos proporcionados por los instrumentos (4).

También se muestran las gráficas correspondientes a la evolución de la temperatura de la muestra y la potencia absorbida en tiempo real por la cavidad (8).

Además, se muestra en pantalla una imagen de video de la muestra durante el proceso (6) y dos líneas de referencia permiten estimar la expansión o contracción de la muestra (7).

5.3. Publicaciones a que ha dado lugar el trabajo

El trabajo desarrollado en este capítulo ha permitido la realización de varias publicaciones.

El desarrollo y validación del sistema de calentamiento por microondas basado en una cavidad cilíndrica no sintonizable ha sido descrita en el siguiente artículo:

Catala-Civera, J.M., Canós-Marín, A.J., Plaza-Gonzalez, P.J., Gutierrez-Cano, J.D., Garcia-Banos, B., Penaranda-Foix, F.L. “*Dynamic Measurement of Dielectric Properties of Materials at High Temperature During Microwave Heating in a Dual Mode Cylindrical Cavity*”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 63(9), pp. 2905-2914 (2015).

Por otra parte, el trabajo de desarrollo del equipo de medida de impedancia en guía de onda, que aquí ha sido descrito muy sucintamente, fue presentado en:

Plaza-González, P.J., Canós-Marín, A.J., Catalá-Civera, J.M., Gutiérrez-Cano, J.D. “*Complex Impedance Measurement System Around 2.45GHz in a Waveguide Portable System*”, 13th International Conference on Microwave and High Frequency Heating. ISBN: 978.2.85428.978.7 (2011).

5.4. Referencias.

Metaxas, A.C. and Meredith, R.J. “*Industrial Microwave Heating*”. Peter Peregrinus Ltd., London (1983).

CAPÍTULO

6

Resultados experimentales.

Como se ha venido indicando a lo largo de este trabajo, los equipos desarrollados, descritos en el capítulo 5, tienen como objetivo realizar estudios sobre la aplicación de microondas a diversos materiales (desde temperatura ambiente hasta más de 1000^oC) y así proporcionar avances en el conocimiento de la interacción microondas-materia y de las características de los materiales cuando se someten a campos electromagnéticos de potencia.

La variación de varios parámetros en el proceso de calentamiento como la potencia absorbida por la muestra en función de la temperatura puede proporcionar información muy valiosa acerca de los procesos de tratamiento térmico y de la cinética de las reacciones que se producen, así como la dinámica energética del proceso.

6.1 Materiales

Se han seleccionado materiales de diferente naturaleza para estudiar su comportamiento al someterse a tratamiento térmico por microondas. La

información proporcionada por los equipos en cada prueba aportará diferente información, dependiendo de cada material y de los procesos internos que se producen al incrementar su temperatura.

Por ejemplo, se han estudiado materiales cerámicos sólidos tales como la porcelana, o una cerámica mecanizable de nombre comercial Macor®[®], que pueden calentarse con microondas, observándose la variación de sus propiedades con la temperatura, pero sin que se produzca en ellas ningún cambio de fase ni transformación estructural.

Sin embargo, se han seleccionado también materiales como el vidrio Duran®[®], que durante el calentamiento a elevadas temperaturas sí que sufre determinados cambios en la estructura cristalina, y por tanto permite investigar acerca de cómo estos cambios se ven reflejados en los parámetros de microondas del equipo (potencia absorbida, ancho de banda, etc.).

Es este el caso también del Titanato de Bismuto (BIT), material seleccionado por su elevado interés en aplicaciones donde se utiliza como piezoeléctrico de alta temperatura. Dicho material presenta también un cambio estructural a una temperatura muy concreta (denominada temperatura de Curie), lo que permite realizar una correlación entre una característica física bien conocida y caracterizada, con la nueva información que proporcionan los equipos de microondas diseñados.

Se ha estudiado también el caso del aluminosilicato de litio (LAS), de elevado interés en la fabricación de dispositivos electrónicos debido a que presenta un coeficiente de dilatación con la temperatura nulo o incluso negativo. Este material se presenta en forma de polvo compactado, y requiere de un proceso de calentamiento (sinterizado o densificación) a más de 1000°C con unas restricciones muy precisas acerca de la curva de temperatura aplicada. Con este material se ha estudiado la capacidad del sistema para controlar de forma efectiva la aplicación de la energía sobre

la muestra a lo largo de todo el proceso de calentamiento, abriendo así el camino a todo un abanico de aplicaciones de sinterizado rápido y preciso de materiales con características especiales.

Las muestras de materiales sólidos se han mecanizado en cilindros de 15 mm de altura y 9,8 mm de diámetro (para ser colocados en el interior de viales de cuarzo estándar de 1cm de diámetro), mientras que las muestras en polvo se colocan en el vial ocupando el mismo volumen.

En todos los casos, se introduce la muestra cilíndrica en el vial de cuarzo y se coloca en el interior de la cavidad resonante de forma que la muestra queda ubicada en su centro.

Una vez preparadas las muestras, se colocan en el interior del vial de cuarzo y se introducen en la cavidad monomodo seleccionada para su procesamiento, que como se ha descrito en los capítulos 2 y 5 utilizan en todos los casos el modo resonante TE_{111} .

6.2. Resultados experimentales

6.2.1. Resultados con cavidad sintonizable.

En primer lugar se presentan los resultados experimentales correspondientes a la cavidad monomodo que incluye la estructura de sintonización mecánica descrita en el capítulo 4.

La medida de temperatura se realiza instalando el sensor de infrarrojos observando directamente la muestra desde la parte superior de la cavidad, para lo que ha sido necesario obtener el valor de emisividad del

material, como se describió en el capítulo 3. La potencia absorbida se mide directamente con el reflectómetro en guía de onda.

Tras preparar la muestra en el tubo de cuarzo, se introduce en la cavidad a través de orificio superior. Se ajustan los parámetros del sistema (potencia del generador de microondas, parámetros del PID adecuados al tipo de material, posición de inicio del sintonizador) para que la muestra se caliente a una velocidad constante durante todo el proceso.

Tras comenzar el experimento, el algoritmo de control PID ajusta automáticamente la posición del sintonizador, lo que produce una modificación en la altura de la cavidad.

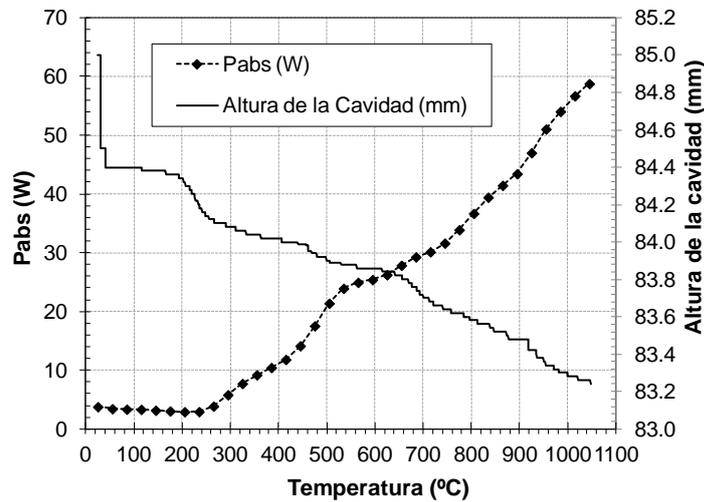


Figura 6.1. Potencia absorbida y ajuste de la altura de la cavidad en función de la temperatura del material durante una prueba de calentamiento de LAS.

Por ejemplo, la figura 6.1 muestra la evolución de la altura de la cavidad en función del cambio de temperatura en la muestra de aluminosilicato de litio (LAS) a lo largo de un experimento de procesado. Se puede apreciar como a partir de una determinada altura de la cavidad, la potencia absorbida por la cavidad (P_{abs}) crece, ya que al reducir la altura de la cavidad se acerca la frecuencia de resonancia de la cavidad a la frecuencia de la señal del generador de microondas, según el mecanismo descrito en el capítulo 4.

En otro experimento realizado con una muestra de porcelana se han obtenido los resultados presentados en la figura 6.2, donde se muestra la temperatura de la muestra y la potencia absorbida a lo largo de un ciclo de calentamiento y enfriamiento. Las condiciones de trabajo en este experimento son una potencia del generador de microondas de 500W, y una rampa de velocidad constante de 30°C/min.

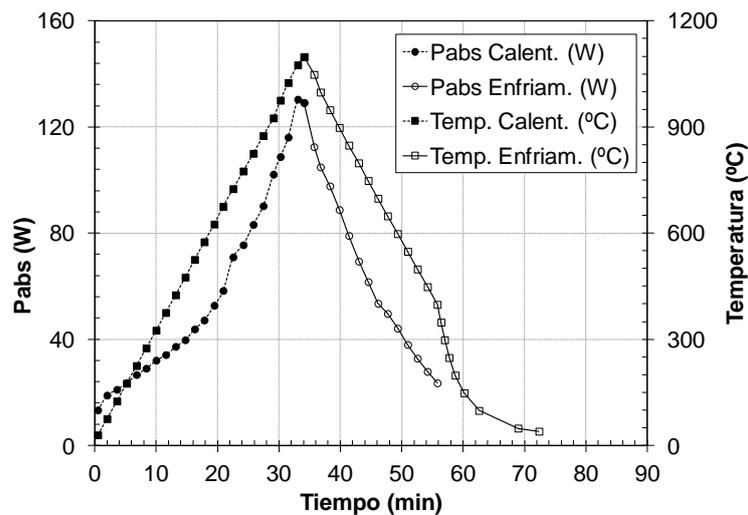


Figura 6.2. Ciclo de calentamiento y enfriamiento de una muestra de porcelana realizada en la cavidad con estructura de sintonización.

A lo largo del experimento primero se alcanza una temperatura máxima de 1100°C , y posteriormente se realiza un ciclo de enfriamiento controlado hasta temperatura ambiente. Se puede comprobar cómo la potencia absorbida por el material se va incrementando a lo largo del proceso de calentamiento. A pesar de los cambios producidos en las propiedades del material durante el proceso, el sistema es capaz de ajustar la potencia absorbida por la muestra (mediante ajustes del sintonizador), de forma que la temperatura resultante en la muestra se incrementa a una velocidad constante deseada de $30^{\circ}\text{C}/\text{min}$, tal y como se puede apreciar en la figura.

Una vez la muestra ha alcanzado la temperatura objetivo (1100°C) se ha realizado un enfriamiento controlado de la misma. Para ello, se modifica el objetivo para la pendiente de temperatura en el programa de control, de forma que la potencia absorbida por la muestra se va decrementando de forma controlada ($-30^{\circ}\text{C}/\text{min}$). En el minuto 55, cuando la muestra se encuentra a unos 400°C , se apaga la fuente de microondas y se puede observar el comportamiento de la curva de temperatura durante una última fase de enfriamiento libre.

Los resultados con este material indican que el sistema es perfectamente capaz de seguir los cambios en la capacidad de absorción del material y ajustar los parámetros para obtener una curva de temperatura perfectamente controlada tanto en el calentamiento como en el enfriamiento de la muestra.

Esta capacidad de control muestra la capacidad de procesar materiales especiales tales como el aluminosilicato de litio (LAS). Dicho material requiere de unas condiciones de calentamiento y enfriamiento estrictas para poder obtener las características físicas deseadas (densidad elevada, coeficiente de expansión térmica muy bajo y poco porcentaje en volumen de fase vítrea).

La muestra de LAS se coloca en el vial de cuarzo y se introduce en el aplicador monomodo, para su procesado en atmósfera de aire. La figura 6.3 muestra la potencia absorbida y el perfil de temperatura resultante en la muestra durante el ciclo completo de calentamiento y enfriamiento. Este ciclo consiste en un calentamiento a una velocidad constante de $35^{\circ}\text{C}/\text{min}$ hasta 1100°C , con un posterior tiempo de permanencia de 10-15 minutos a esa temperatura, para después enfriarse a una velocidad controlada de $-35^{\circ}\text{C}/\text{min}$. El ciclo de enfriamiento es necesario para evitar que las tensiones generadas en el interior de la muestra puedan provocar la aparición de grietas en la estructura.

De nuevo, se observan los cambios en la potencia absorbida debido a los cambios que sufren las propiedades dieléctricas del material con la temperatura, y cómo el sistema ajusta perfectamente la sintonía de forma que la temperatura resultante en la muestra sigue el perfil deseado. Cabe destacar el hecho de que, una vez finalizado el periodo de incremento de temperatura, ésta se mantiene perfectamente constante durante el tiempo de permanencia a 1100°C , con un ajuste inmediato y sin la presencia de oscilaciones de temperatura típicamente observadas en sistemas de calentamiento convencional.

De forma idéntica al caso anterior, la fuente se apaga cuando la muestra alcanza los 100°C de forma que el tramo final del proceso es un enfriamiento libre hasta alcanzar la temperatura ambiente.

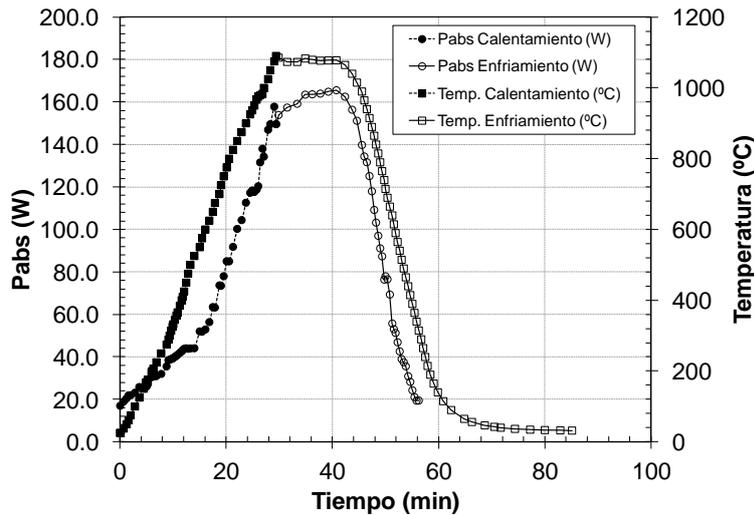


Figura 6.3. Proceso de sinterización a 1100°C de una muestra de LAS realizada en la cavidad con estructura de sintonización.

Es importante destacar que durante el tiempo de permanencia a alta temperatura se producen los cambios físicos que provocan la sinterización (densificación) del material, por lo que dicha transformación genera cambios en la potencia absorbida. En la curva de potencia se aprecia un incremento de la potencia requerida a lo largo de este periodo mientras que la temperatura se mantiene constante, lo que está indicando la existencia de un proceso endotérmico (que consume energía).

A partir de estas medidas es posible calcular la energía requerida por la muestra para su transformación. También es posible evaluar, a partir de la evolución de la potencia absorbida y la temperatura, el momento en que la transformación del material ha finalizado, momento a partir del cual ambas permanecerán constantes.

6.2.2. Resultados con cavidad no sintonizable y generador de barrido.

A continuación se presentan los datos experimentales correspondientes al sistema basado en la cavidad monomodo fija con generador de barrido en frecuencia, descrito en el capítulo 5.

En este caso, la temperatura de la muestra se mide utilizando un sensor de infrarrojos, observando el conjunto muestra y contenedor desde el lateral de la cavidad, procedimiento descrito en el capítulo 3.

Para este tipo de sistema la potencia absorbida por la cavidad (P_{abs}) se obtiene a partir de la medida del parámetro S_{11} según la expresión (4.8).

En primer lugar se realiza la preparación de la muestra, y se coloca en el aplicador tal como se ha descrito anteriormente.

El primer material para el que se van a presentar resultados es la cerámica mecanizable Macor®. El generador se ajusta para producir un barrido de 101 puntos de frecuencia en el rango de 2,33 a 2,43 GHz. A partir del inicio del ensayo el ancho de banda que recorren estos barridos se ajusta automáticamente o manualmente por el algoritmo de control PID, con el objetivo de lograr una velocidad de calentamiento aproximado de 0.5°C/s. La penetración de la sonda de alimentación se ajusta al comienzo del experimento para obtener el nivel adecuado de acoplamiento en la cavidad y no se reajusta durante el ciclo de calentamiento.

La figura 6.4 muestra el progreso de la temperatura alcanzada en el material Macor® con el tiempo y la potencia microondas absorbida durante el proceso de calentamiento. Se observa que la potencia absorbida es muy reducida al comienzo del proceso de calentamiento, para aumentar hasta unos 90 W cuando la temperatura es de unos 1100°C.

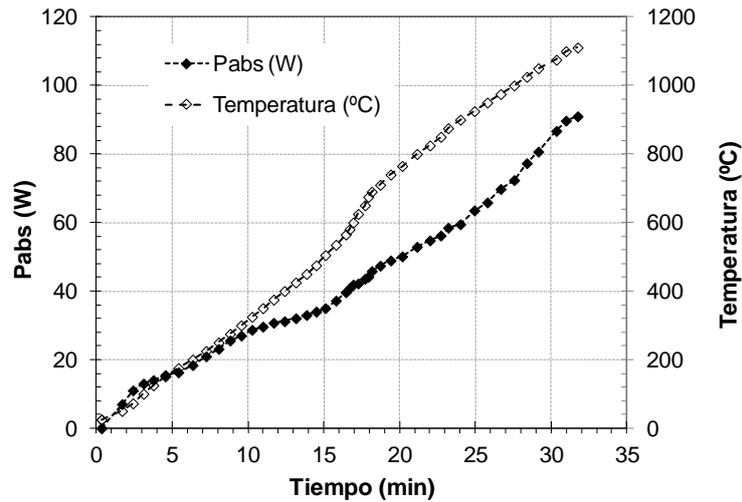


Figura 6.4: Perfil de temperatura y potencia absorbida, Macor®.

El procedimiento automático de control produce una rampa de temperatura muy limpia, siguiendo la pendiente que se ha fijado como objetivo, excepto en un punto alrededor de 600°C , donde se produce una pequeña perturbación que rápidamente es corregida por el algoritmo de control. Esta perturbación puede ser producida por un cambio brusco de propiedades dieléctricas del material a esa temperatura.

Otro material que se ha procesado en este equipo es una muestra de vidrio Duran®, con las dimensiones anteriormente comentadas.

Las condiciones en las que se ha realizado el ensayo son las siguientes: ancho inicial del barrido frecuencial de 80MHz y 101 puntos; pendiente objetivo de la temperatura: 0.35°C/s ; temperatura máxima del proceso: 1000°C .

En la figura 6.5 se muestra la evolución del ancho de barrido a lo largo del proceso de calentamiento de la muestra desde 25°C hasta 1000°C . Este ancho de barrido comienza con un valor de 80MHz a baja

temperatura y va disminuyendo progresivamente hasta alcanzar un valor de aproximadamente 2MHz para la temperatura máxima de 1000°C.

La evolución de la potencia absorbida a lo largo del proceso se muestra también en esta figura, donde se observa que presenta una evolución opuesta a la del ancho de barrido, es decir, presenta un valor muy bajo (unos 2W) al comienzo del proceso, incrementándose paulatinamente hasta un valor de 75W para la máxima temperatura.

Este material, el vidrio Duran®), sufre de cambios físicos en su estructura molecular cuando se somete a tratamiento térmico a alta temperatura. Es por tanto de esperar que, al producirse cambios en su estructura a medida que la temperatura de la muestra va aumentando, se pueda observar el efecto que estos fenómenos físicos producen sobre el balance energético del sistema de calentamiento.

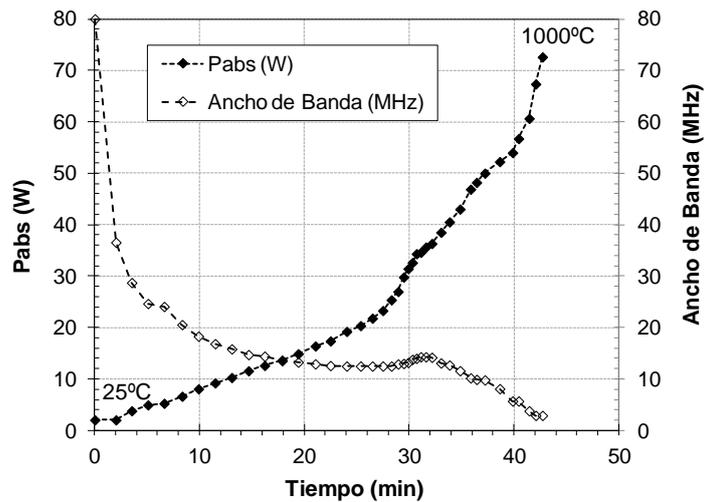


Figura 6.5: Curvas de calentamiento y potencia absorbida, vidrio Duran®).

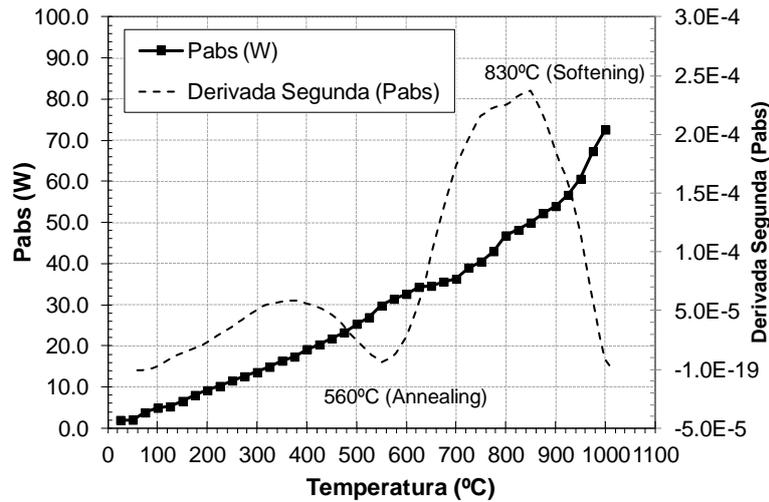


Fig. 6.6. Evolución de la potencia absorbida por el vidrio Duran® durante el calentamiento, y estudio de las reacciones a través de la segunda derivada de dicha potencia.

En efecto, la figura 6.6 muestra la evolución de la potencia absorbida con la temperatura, que presenta un crecimiento monótono. Sin embargo, se pueden apreciar varios cambios de tendencia en esta curva a lo largo del proceso.

En la misma figura se ha representado la segunda derivada de la potencia absorbida, donde se aprecian perfectamente los cambios en el balance energético a las temperaturas de recocido (“annealing”) y de reblandecimiento (“softening”) del vidrio, que son parámetros dados por el fabricante. En el caso del recocido, el cambio en las propiedades del material y por tanto en la potencia absorbida se debe a la liberación de las tensiones residuales en la estructura molecular del vidrio, mientras que en el caso del reblandecimiento, lo que se produce es una transformación de la estructura molecular rígida del vidrio a una estructura en un estado fluido-viscoelástico.

Además de proporcionar información acerca la dinámica energética del proceso, este tipo de experimentos con vidrios de composiciones específicas y bien documentadas permiten verificar que la calibración realizada con el sensor de temperatura de infrarrojos se ha realizado correctamente, ya que las temperaturas de aparición de los fenómenos (según el catálogo del fabricante) coinciden con las observadas experimentalmente.

En el siguiente ejemplo, se ha procesado una muestra en polvo de Titanato de Bismuto (BIT), material ampliamente estudiado por su interés para aplicaciones como piezoeléctricos de alta temperatura.

En la figura 6.7 se muestra la medida de la temperatura y el ancho de barrido durante el procesado con microondas de la muestra de BIT, para una rampa de calentamiento objetivo de $15^{\circ}\text{C}/\text{min}$ ($0.25^{\circ}\text{C}/\text{s}$).

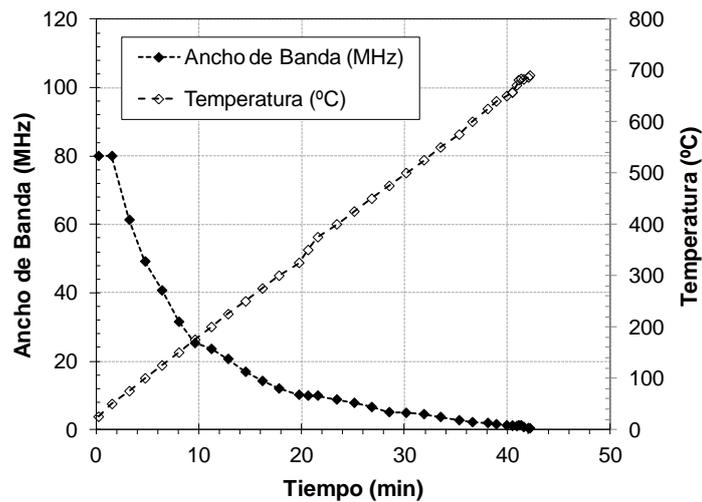


Figura 6.7: Curvas de Ancho de Banda aplicado y potencia absorbida para la muestra de Titanato de Bismuto (BIT).

Este material presenta un cambio característico de su estructura, que pasa de ser ferroeléctrica a ser paraeléctrica a una temperatura de 670°C . Si se representa la potencia absorbida y la frecuencia de resonancia del modo de calentamiento en función de la temperatura (figura 6.8), se observa claramente un cambio de comportamiento en el balance energético alrededor de esta temperatura.

En la misma gráfica se representa una medida de la capacidad del material realizada por otros autores [Guadalupe-Navarro, 2009] donde se aprecia que el cambio produce un comportamiento en la respuesta muy similar al observado en la curva de potencia obtenida.

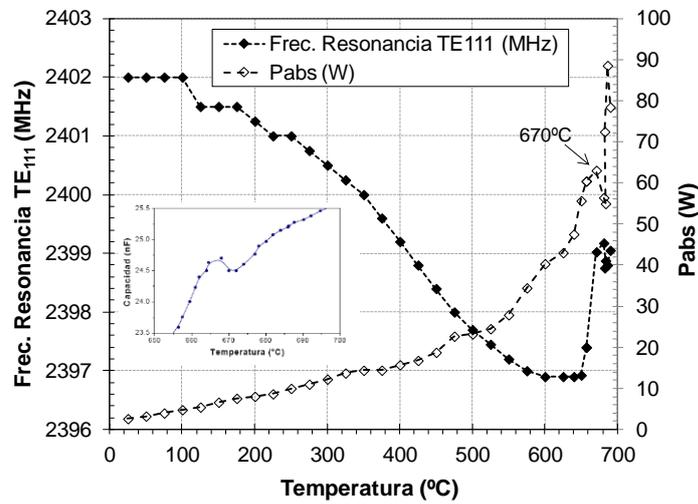


Fig. 6.8. Frecuencia de resonancia del modo de calentamiento y potencia absorbida por la muestra de BIT en función de la temperatura. Se muestra también una medida de la capacidad de la muestra tomada de [Guadalupe-Navarro, 2009].

6.3. Conclusiones

Los excelentes resultados obtenidos con los equipos experimentales desarrollados permiten validar las técnicas utilizadas en su desarrollo.

Los datos obtenidos sobre la dinámica de procesos térmicos de los materiales analizados se consideran de especial relevancia, por lo que han sido incluidos en varias publicaciones.

Algunas de las medidas realizadas con el sistema basado en cavidad no sintonizable y generador de barrido se han incluido en:

Catala-Civera, J.M., Canos-Marin, A.J., Plaza-Gonzalez, P., Gutierrez-Cano, J.D., Garcia-Banos, B., Penaranda-Foix, F. “*Dynamic Measurement of Dielectric Properties of Materials at High Temperature During Microwave Heating in a Dual Mode Cylindrical Cavity*”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 63(9), pp. 2905-2914 (2015).

García-Baños, B., Jiménez Reinoso, J., Fernández, J. F., Plaza-González, P.J., “*Dielectric properties of ceramic frits up to 1200°C and correlation with thermal analyses*”. 15th International Conference on Microwave and High Frequency Heating AMPERE 2015, Krakow, Poland, (2015).

6.3. Referencias.

Guadalupe-Navarro, M. “*Influencia de las fases secundarias en la microestructura y propiedades, en materiales cerámicos de $Bi_4Ti_3O_{12}$* ”, PhD. Tesis, Instituto de Cerámica y Vidrio (CSIC), Madrid (2009).

CAPÍTULO

7

Conclusiones y líneas de investigación futuras.

7.1. Conclusiones

El primer aspecto estudiado es la uniformidad de campo eléctrico sobre la muestra, ya que como se ha visto a lo largo de los capítulos 2 y 3 tiene una importancia decisiva sobre la uniformidad en la distribución de temperaturas. Se han analizado diferentes técnicas para mejorar la distribución de campo eléctrico, aunque la conclusión que se ha obtenido es que la mejor forma de obtener un campo eléctrico uniforme sobre la muestra es la utilización de un aplicador del tipo monomodal correctamente diseñado, ya que los aplicadores multimodo presentan de forma inherente patrones de campo eléctrico con máximos y mínimos. Las técnicas analizadas son capaces de atenuar estos efectos, pero no hasta el punto deseado.

A continuación se han analizado los fenómenos térmicos que aparecen en los materiales cuando se tratan por energía de microondas, y para ello se han elaborado las herramientas adecuadas, principalmente basadas en el uso de técnicas numéricas de resolución de problemas en derivadas

parciales (FDTD y FEM). Con estas herramientas se han analizado problemas térmicos bajo diferentes condiciones, llegándose a la conclusión de que en aquellos materiales con conductividades térmicas bajas todavía tiene mayor importancia la distribución de campo eléctrico sobre la uniformidad de la temperatura.

El correcto procesado de los materiales precisa, además de una buena uniformidad de la temperatura, que el tratamiento térmico siga una curva de temperatura determinada. Con este objetivo se han estudiado diferentes estrategias de control, aplicables en diferentes tipos de equipos. De entre estas técnicas se han seleccionado las dos más prometedoras, una basada en la utilización de una cavidad monomodo sintonizable mecánicamente, y la segunda en el uso de una cavidad no sintonizable junto con un generador de barridos en frecuencia.

Se ha desarrollado un equipo experimental, en dos versiones diferentes, a partir de los resultados anteriores. En el capítulo 5 se han descrito detalladamente estos dos equipos desarrollados.

Finalmente, se han realizado con estos equipos una serie de experimentos sobre diferentes materiales. Los resultados obtenidos muestran las excelentes prestaciones del equipo desarrollado en lo referente al control de la temperatura del proceso, incluso a altas temperaturas de más de 1000°C. Además los equipos permiten analizar los procesos desde el punto de vista energético a partir de una medida precisa de la potencia entregada.

7.2. Líneas de investigación futuras.

Para continuar con el trabajo hasta ahora desarrollado, se proponen las siguientes líneas de investigación:

- 1) Integración de la medida de propiedades dieléctricas, en tiempo real, sobre el sistema de calentamiento por microondas.

Las propiedades dieléctricas de los materiales presentan una correlación directa con muchas propiedades físicas y químicas (composición, densidad, estructura cristalina, etc.). El seguimiento de las propiedades dieléctricas a lo largo del proceso de tratamiento térmico puede proporcionar una información extremadamente valiosa sobre la dinámica del tratamiento de los materiales.

- 2) Utilización simultánea de otras técnicas de análisis de materiales, como por ejemplo espectroscopía Raman.

Este tipo de espectroscopía se basa en el fenómeno de dispersión Raman para analizar el estado de los materiales, lo que permite detectar cambios en su composición o estructura. Es una técnica utilizada habitualmente en ingeniería de materiales, y la combinación con los resultados que proporciona el equipo desarrollado es de gran interés.

- 3) A partir de las herramientas desarrolladas en el capítulo 3, integrar código de análisis térmico en la aplicación de control.

El objetivo de esta línea de trabajo sería el disponer no solamente del valor de temperatura promedio de la muestra a lo largo del tiempo, sino de un mapa bidimensional o incluso tridimensional de temperaturas.