UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA

TESIS DOCTORAL

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA VÍA RESONANCIAS MAGNÉTICAS FUERTEMENTE ACOPLADAS. NUEVOS TIPOS DE RESONADORES

CARLOS MANUEL VARGUES-MENAU MARTÍN

DEPARTAMENTO DE EXPRESIÓN GRÁFICA

2017

UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA

TESIS DOCTORAL

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA VÍA RESONANCIAS MAGNÉTICAS FUERTEMENTE ACOPLADAS. NUEVOS TIPOS DE RESONADORES

CARLOS MANUEL VARGUES-MENAU MARTÍN

DEPARTAMENTO DE EXPRESIÓN GRÁFICA

CONFORMIDAD DE LOS DIRECTORES

Fdo.: Fernando López Rodríguez **Fdo.: José Luis Canito Lobo**

2017

ÍNDICE

RESUMEN 11

ABSTRACT 12

1. Introducción 15

2. Objetivos 22

2.1 Conceptos 22

3. Antecedentes 27

3.1. Teoría del Modo Acoplado 28

3.2. Teoría de Circuitos 29

3.2.1 Cálculo de la eficiencia del sistema de transferencia de energía inalámbrica con los parámetros de la matriz de dispersión (Teoría de redes NT) 31

3.3. Análisis comparativo entre la Teoría de Modo Acoplado (CMT) y la Teoría de Circuitos (CT) 34

3.4. Diferencias entre Resonancias Magnéticas fuertemente acopladas y transferencia inductiva de energía. 35

3.5. Clasificación y desarrollo de los frentes de investigación 36

3.5.1. Arquitecturas de Sistemas 36

3.5.1.1. Arquitecturas de Sistemas con tres y cuatro bobinas 37

3.5.1.1.1. Modelado de un sistema MR-WPT con un auto-resonador intermedio 40

3.5.1.2. Arquitecturas de Sistemas con Bobinas Multi-Relevo 42

3.5.1.3. Arquitectura del Sistema con Multi-transmisor y receptor de múltiples bobinas. 46

3.5.1.4. Arquitectura de sistemas basada en metamateriales 49

3.5.2. Fenómeno de la división de frecuencia y adaptación de impedancia 52

3.5.2.1. El Fenómeno de la división de frecuencia 52

3.5.2.2. Adaptación de impedancia 54

3.5.4. El proceso de optimización 59

3.5.4.1. Optimización del diseño de topología del circuito, estructura física y factor de alta calidad 59

3.5.4.2. Optimización del flujo de diseño 62

3.5.5. Aplicaciones 64

3.5.6. Tendencias 66

3.5.7. Resumen 68

4. Material y Método 73

4.1. Introducción 73

4.2. La teoría básica del sistema de WPT de resonancia magnética acoplada 73
4.2.1 Clasificación de sistemas WPT resonantes magnéticos acoplados 73
4.2.2 Investigación sobre el mecanismo de resonancia 76
4.3. Resumen del método y clasificación de sistemas a estudio 82
4.4. Resumen Clasificación de sistemas de resonadores WET objeto de estudio 82
4.5. Tipologías de sistemas a estudio 83
4.5.1. Auto-resonadores de alimentación indirecta de dos bucles y dos hélices espaciales. 83
4.5.2. Auto-resonadores de alimentación indirecta de dos bucles y hélices planas. 84
5. Resultados y discusión 89
5.1 Introducción 89
5.2 Procedimiento de diseño y cálculo de sistemas de resonadores WET 90
5.2.1 Definición de la matriz de puertos 90
5.2.2 Elaboración del procedimiento de cálculo 90
5.2.3. Comparación con sistemas de la misma tipología 91
5.2.4. Organización de la información de resultados por tipologías 91
5.2.5 Comparación con sistemas de diferente tipología 91
5.3 Resultados y discusión de los sistemas calculados 92
5.3.1 Sistemas de alimentación indirecta de hélices espaciales 92
5.3.2 Sistemas de alimentación indirecta de hélices cuadradas 100
5.3.2.1 Sistemas de alimentación indirecta de hélices cuadradas planas 107
5.3.3 Sistemas de alimentación indirecta de hélices triangulares pareadas. 108
5.3.4 Sistemas de alimentación indirecta de hélices triangulares simples 118
5.3.5. Sistemas de alimentación indirecta con otras variantes 120
5.3.5.1 Sistemas combinados 120
5.3.6. Sistemas de alimentación directa 121
5.3.6.1. Sistemas de alimentación directa de hélices circulares simples 121
5.4. Conjuntos modulares 122
5.5 Aproximación al marco normativo 128
6. Conclusiones 133
BIBLIOGRAFÍA 137

Índice de Figuras*

Figura 1. **Brown**. Esquema_16
Figura 2. **Glaser**. Esquema_16
Figura 3. Autor. Gráfico_17
Figura 4. Autor. Gráfico _27
Figura 5. Autor. Esquema_30
Figura 6. Autor. Esquema_31
Figura 7. Autor. Esquema_32
Figura 8. Autor. Gráfico _36
Figura 9. Autor. Diagrama_37
Figura 10. Autor. Gráfico _38
Figura 11. Autor. Gráfico _38
Figura 12. Autor. Esquema_39
Figura 13. **Chen**. Esquema_39
Figura 14. Autor. Esquema_41
Figura 15. **Kim**. Esquema_43
Figura 16. Autor. Gráfico_43
Figura 17. **Ahn**. Gráfico_44
Figura 18. **Puccetti**. Esquema_45
Figura 19. Autor.Esquema_45
Figura 20. **Kurs**.Gráfico_46
Figura 21. **Kim**.Gráfico_46
Figura 22. **Cannon**.Gráfico_47
Figura 23. **Oodachi**.Esquema_47
Figura 24. **Oodachi**.Grafico_48
Figura 25. **Casanova**.Esquema_48
Figura 26. **Ahn**. Gráfico_49
Figura 27. **Wang**. Gráfico_50
Figura 28. **Wang**.Gráfico_50
Figura 29. Autor. Gráfico._51
Figura 30. **Sample**. Gráfico_52
Figura 31. **Sample**. Gráfico_52
Figura 32. Autor. Esquema_53
Figura 33. **Fu**. Esquema_54
Figura 34. **Duong**.Esquema_55
Figura 35. **Lee**.esquema_55
Figura 36. Autor. Esquema_56
Figura 37. Autor. Esquema_57
Figura 38. **Sample**.Esquema_57
Figura 39. **Wang**..Esquema_58
Figura 40. **Chen**..Esquema_59
Figura 41. **Villa**.Esquema_59
Figura 42. **Lee**. Esquema_60
Figura 43. **Kim**. Esquema_60
Figura 44. **Zhao**. Esquema_61
Figura 45. **Karalis**. Esquema_61
Figura 46. **Jonah**.Gráfica_63
Figura 47. **Kiani**.Gráfica_63
Figura 48. **Kim**.Esquema_65
Figura 49. **Imura**.Gráfico_65
Figura 50. **Bolger**.Esquema_66
Figura 51. **Casanova**._67
Figura 52. Autor.Esquema_75
Figura 53. Autor.Gráfico_76
Figura 54. Autor.Gráfica_77
Figura 55. Autor. Gráfico_77
Figura 56. Autor. Gráfico_78
Figura 57. Autor. Gráfico_79
Figura 58. Autor. Gráfico_79
Figura 59. Autor. Gráfico_80
Figura 60. Autor. Esquema_83
Figura 61. Autor. Esquema _84
Figura 62. Autor. Esquema _84
Figura 63. Autor. Esquema _85
Figura 64. Autor. Gráfico_85
Figura 65. Autor. Gráfico.(E)_92
Figura 66. Autor. Gráfico.(E)_93
Figura 67. Autor. Gráfico.(E)_94
Figura 68. Autor. Gráfico.(E)_95
Figura 69. Autor. Gráfico.(E)_96
Figura 70. Autor. Gráfico.(E)_97
Figura 71. Autor. Gráfico.(E)_98
Figura 72. Autor. Gráfico.(E)_98
Figura 73. Autor. Gráfico.(E)_99
Figura 74. Autor. Gráfico.(E)_99
Figura 75. Autor. Gráfico.(S)_100
Figura 76. Autor. Gráfico.(S)_101
Figura 77. Autor. Gráfico.(S)_102
Figura 78. Autor. Gráfico.(S)_103
Figura 79. Autor. Gráfico.(S)_104
Figura 80. Autor. Gráfico.(S)_105
Figura 81. Autor. Gráfico.(S)_105
Figura 82. Autor. Gráfico.(S)_106
Figura 83. Autor. Gráfico.(S)_106
Figura 84. Autor. Gráfico.(SP)_107
Figura 85. Autor. Gráfico.(Tp)_108
Figura 86. Autor. Gráfico.(Tp)_109
Figura 87. Autor. Gráfico.(Tp)_110
Figura 88. Autor. Gráfico.(Tp)_111
Figura 89. Autor. Gráfico.(Tp)_112
Figura 90. Autor. Gráfico.(Tp)_113
Figura 91. Autor. Gráfico.(Tp)_114
Figura 92. Autor. Gráfico.(Tp)_115
Figura 93. Autor. Gráfico.(Tp)_116
Figura 94. Autor. Gráfico.(Tp)_116
Figura 95. Autor. Gráfico.(Tp)_117
Figura 96. Autor. Gráfico.(Tp)_118
Figura 97. Autor. Gráfico.(T)_119
Figura 98. Autor. Gráfico.(T)_119
Figura 99. Autor. Gráfico.(HT)_120
Figura 100. Autor. Gráfico.(Cd)_121
Figura 101. Autor. Gráfico.(MS)_122
Figura 102. Autor. Gráfico.(MS)_123
Figura 103. Autor. Esquema.(MS)_123
Figura 104. Autor. Esquema.(MS)_124
Figura 105. Autor. Esquema.(MS)_125
Figura 106. Autor. Esquema.(MS)_125
Figura 107. Autor. Esquema.(MS)_126
Figura 108. Autor. Esquema.(MS)_126
Figura 109. Autor. Esquema.(MT)_127
Figura 110. Autor. Esquema.(MHS)_127
Figura 111. **IEEE**.**ICNIRP**_129

** Autor es el autor de la Tesis. En negrita se indica el nombre del primer nombre de la Fuente y si es un gráfico o un esquema. Se indica al final el número de página donde se localiza .Las hélices están designadas como espacial (E), cuadrada (S), cuadrada de conductor plano (SP), Triangular parada (Tp), Triangular (T), Hexagonal y Triangular (HT), Circular directa (Cd.)Los módulo compuestos están designados como Módulo con cuadradas (MS), Módulo con triangulares (MT), Módulo con hexagonales y cuadradas.*

Índice de Tablas*

Tabla 1. Hélices espaciales_98
Tabla 2. Hélices espaciales_98
Tabla 3. Hélices espaciales_99
Tabla 4. Hélices espaciales_99
Tabla 5. Hélices planas cuadradas_105
Tabla 6. Hélices planas cuadradas_105
Tabla 7. Hélices planas cuadradas_106
Tabla 8. Hélices planas cuadradas_104
Tabla 9. Hélices planas triangulares_116
Tabla 10. Hélices planas triangulares_116
Tabla 11. Hélices planas triangulares_117
Tabla 12. Hélices planas triangulares_117

**Diagramas relación frecuencia eficiencia y relación frecuencia distancia*

Índice de Acrónimos

Resonancia magnética fuertemente acoplada (**SCMR**)
Transferencia de energía inalámbrica (**WPT**)
Teoría de circuitos (**CT**)
Teoría de redes (N**T**)
Transferencia de energía inductiva (**IPT**)
Análisis bidireccional de la impedancia reflectante (**BRIA**)
Transparencia inducida electromagnéticamente (**EIT**)
Superficie magneto-inductiva de energía (**SMIP**)
Resonadores en espiral (**SR**)
Tunelado por estimulación adiabática de Raman **(STIRAP)**
Enlaces de energía inalámbricos y resonantes (**WREL**)
Promedio de Absorción específica **(SAR)**
Sistemas de auto-Resonadores abiertos, alimentados Indirectamente mediante Bucles (**SRIB**)

RESUMEN

La Resonancia Magnética Fuertemente Acoplada (**SCMR**) representa una oportunidad de aplicar en **edificación** la transferencia de energía de modo inalámbrico. En este trabajo se presentan una metodología y procedimiento para aplicar la **SCMR** de forma eficiente y lo más segura posible para el usuario . Se definen, además, cualitativa y cuantitativamente una serie conceptos útiles para desarrollar un marco normativo de aplicación.

La metodología se basa en el Método de los Momentos, y permite el diseño y cálculo de sistemas de auto-resonadores de relevo alimentados de forma indirecta a través de bucles conectados a fuentes. Mediante el análisis de los campos eléctricos y magnéticos, la teoría de redes y la ganancia en el campo lejano estos sistemas pueden ser integrados en elementos constructivos de forma eficiente. Además, permite precisar y valorar en el diseño la incidencia de los campos radiantes sobre el cuerpo humano.

ABSTRACT

Strongly Coupled Magnetic Resonance (**SCMR**) represents an opportunity to apply energy transfer in a wireless way. In this paper we present a methodology and procedure to apply the **SCMR** in an efficient and safe way possible for the user. In addition, qualitative and quantitative concepts are defined as useful concepts to develop a normative framework of application in **building**.

The methodology is based on the Method of Moments, and allows the design and calculation of systems of relay self-resonators fed indirectly through loops connected to sources. Through the analysis of electric and magnetic fields, network theory and gain in the far field these systems can be integrated into constructive elements efficiently. In addition, it allows to specify and evaluate in the design the incidence of radiant fields on the human body.

1. INTRODUCCIÓN

1 Introducción

2 Objetivos

3 Antecedentes / Estado del Arte

4 Material y Método

5 Resultados y Discusión

6 Conclusiones

1. Introducción

El desarrollo de sistemas de transmisión de energía vía inalámbrica teniendo como soporte elementos constructivos es una vía de investigación en ciernes. La implantación en divisiones horizontales y verticales de estos sistemas así como el análisis de su funcionalidad y eficiencia se han tratado por diversas empresas (**Witricity**, **PowerCast**, **PowerMat**). El alcance de estos desarrollos no ha tenido la incidencia prevista para su aplicación en el mercado inmobiliario.

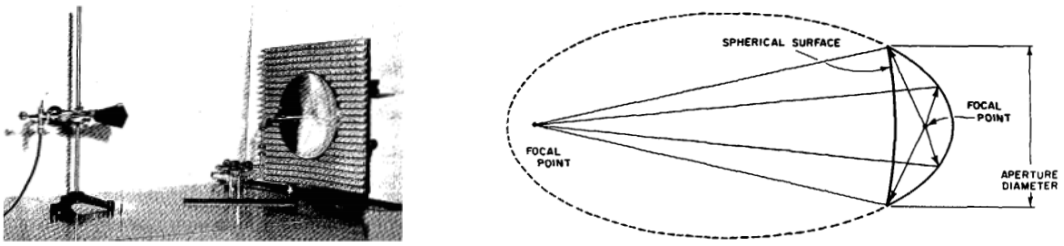
La implantación de multiresonadores integrados en paquetes constructivos que constituyen las divisiones verticales u horizontales así como en los cerramientos de los edificios es una opción viable. Materiales constructivos como las placas de yeso son idóneos para que láminas dieléctricas con resonadores impresos con diferentes geometrías sean los elementos intermedios del sistema. Así mismo, como veremos, estos constituyentes pueden tener otras funcionalidades como barreras de vapor o láminas impermeabilizantes, sin que estas representen merma de las principales características.

Aunque la experiencia en resonadores desarrollados en el **MIT** se haya logrado una la transmisión de energía con una eficiencia del 40% a una distancia de 2 m, se considera en el diseño una cuestión combinada de funcionalidad del sistema y seguridad frente a los usuarios. La investigación de una distancia máxima y su eficiencia de tal forma que no exista el más mínimo riesgo es prioritaria en el análisis.

Estas distancias máximas pueden estar muy alejadas de aquellas que representen la máxima potencialidad del sistema. Se trata de eliminar cables de conexión, posibles alargadores, para aparatos que por su diversidad número o potencia estén dando un servicio pero mediante un mal diseño de fondo. Así mismo la **WET** mediante el control de señal incrementa

notablemente la seguridad del servicio. Decir por tanto que los posibles límites sean 10, 20 o 30 cm puede ser un logro inestimable más que una limitación.

Históricamente la transferencia inalámbrica de energía no es algo innovador, en 1900 **Nikola Tesla** patenta las famosas *bobinas de Tesla* que pueden transferir la energía de forma inalámbrica [1,2]. En 1964, **William C. Brown** propone un esquema de transferencia inalámbrica de energía punto a punto en base a haces de microondas [3].



a) b)

Figura 1. a) experimento de laboratorio para mostrar la eficiencia de transmisión por microondas. b) Diseño de la apertura de la antena transmisora en base a la geometría de una elipse. (Fuente **William C. Brown** [2])

En 1968, el ingeniero estadounidense **Peter Glaser** presenta un concepto de una central solar en el espacio, y predice, que la energía solar se podría convertir en energía eléctrica, para ser transmitida a la Tierra en forma de microondas [4]. Durante la década de 1970 se logran grandes progresos en el proyecto de *satélites de energía solar* [4], lo que indica que ya se había considerado la importancia de esta tecnología.

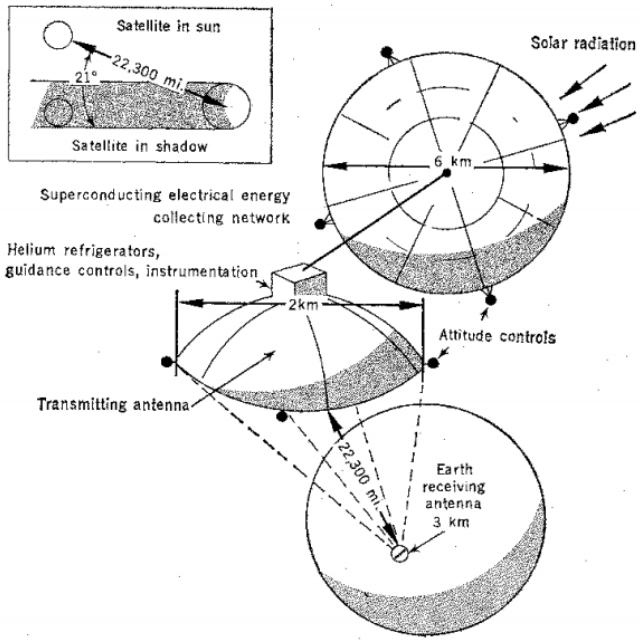


Figura 2. Sistema de satélite para el envío por medio de microondas energía solar. (Fuente **Glaser** [3])

En 2007 el equipo de investigación dirigido por el profesor Marin Soljacic del **MIT** propone la *resonancia magnética fuertemente acoplada* (**SCMR**), capaz de transferir más de 60 vatios de modo inalámbrico con un 40% de eficiencia en distancias de más de 2 metros [6].

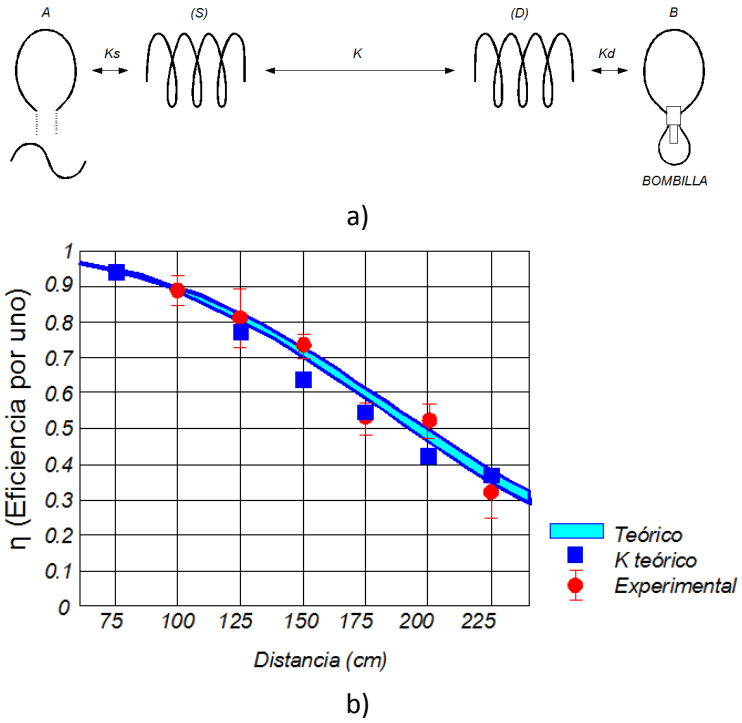


Figura 3. a) Esquema del conjunto experimental. A es un lazo simple de cobre de radio 25 cm que es parte del circuito conductor que emite una onda sinusoidal con 9,9 MHz de frecuencia. S y D son respectivamente las bobinas de la fuente y el dispositivo receptor a los que se refiere el texto. B es un bucle conductor conectado a una bombilla. Los diferentes K representan acoplamientos directos entre los objetos indicados por las flechas. El ángulo entre la bobina D y el lazo A está ajustado para asegurar que sus acoplamiento directo sea cero. Las bobinas S y D están alineadas coaxialmente. Los acoplamientos directos entre B y A y entre B y S son insignificantes. b) Comparación de las eficiencias teóricas y experimentales en función de la distancia de la transmisión de energía inalámbrica. (Dibujos del autor en base a **Kurs et al**. [6])

Posteriormente, **Intel** y **Qualcomm** también presentan sus sistemas de transferencia inalámbrica de energía, lo que indica la aparición de esta tecnología en la vida diaria.

La tecnología de transferencia inalámbrica de energía se puede clasificar en tres clases de acuerdo con su principio de trabajo, *el modo de radiación electromagnética*, *el modo de acoplamiento de campo eléctrico y el modo de acoplamiento de campo magnético*.

En *el modo de la radiación electromagnética*, la energía eléctrica se convierte en energía electromagnética por microondas o por láser que es radiada hacia el exterior, a continuación en la recepción se convierte de nuevo en energía eléctrica con el uso de una antena rectificadora. Debido a su alta densidad de potencia y características de orientación, *el modo de radiación electromagnética* es adecuado para las aplicaciones de transferencia a larga

distancia. Sin embargo, su eficacia de transferencia se ve afectada por las condiciones meteorológicas o topográficas, y los impactos sobre seres vivos y el ambiente son impredecibles.

El principio del *modo de acoplamiento de campo eléctrico* es esencialmente la redistribución de las cargas de superficie en el objeto. Una alta frecuencia y una fuente del controlador de alta tensión excitan al transmisor resonante para generar un campo eléctrico alterno que se puede acoplar con el receptor. La energía fluye tan pronto como esta relación de acoplamiento está configurada. **La eficiencia de la transferencia de este modo se ve afectada por los objetos circundantes** [7] y la energía de transferencia es relativamente baja.

De acuerdo con la distancia de transferencia, *el modo de acoplamiento de campo magnético* se puede clasificar principalmente en inducción electromagnética de corto alcance y la **SCMR** de rango medio. **La eficiencia de la transferencia de energía y la transferencia por inducción electromagnética son altas, pero la distancia de transferencia está limitada al nivel del centímetro. Por el contrario, la eficiencia de transferencia de energía y transferencia de la SCMR son más bajas, pero la distancia de transferencia puede alcanzar el nivel del metro para realizar una transferencia de potencia de rango medio**.

Microondas y rayos láser dominan en las aplicaciones de transferencia de energía inalámbrica de largo alcance, y la inducción electromagnética en las aplicaciones de transferencia de energía inalámbrica de corto alcance. La **SCMR** en las aplicaciones de transferencia de energía inalámbrica de rango medio.

La normalización de estos sistemas apenas ha comenzado cuando hay todavía varias líneas de investigación abiertas y a falta de un mayor desarrollo. La investigación en la seguridad de los usuarios aún no ha sido debidamente determinada para la aplicación de estos sistemas en la vida cotidiana. El principal problema sigue siendo reducir el campo radiante de estos sistemas. El empleo de resonancias magnéticas supone un salto cualitativo en este aspecto. De hecho los seres vivos estamos inmersos en el campo magnético terrestre, si bien de frecuencia muy baja, pero sin emisión de radiación electromagnética. En contrapartida la **SCMR** no se puede reducir por completo la emisión debida al campo radiante. Además, el uso continuado de sistemas basados en el empleo de variaciones del campo magnético a alta frecuencia y su incidencia en el tejido humano es un fenómeno hoy en día poco estudiado.

El *Consorcio sobre Transmisión de Energía Inalámbrica* (**WPC**) restringe las condiciones de aplicación a niveles de centímetro en la transmisión por resonancias magnéticas. Sin embargo es la única asociación hoy en día que pueda iniciar el camino para establecer una adecuada normativa de aplicación que establezca la funcionalidad y seguridad de estos sistemas. La expresión final sería el desarrollo de unas **Normas UNE** correspondientes.

La implementación dentro de la normativa nacional es debería realizar a través del **REBT** articulando la existencia de estos sistemas de transmisión y desarrollando sus exigencias en su diseño a través de las instrucciones correspondientes referidas a una normativa **UNE** precisa.

Se hace imprescindible en un trabajo de estas características un análisis pormenorizado de los fundamentos teóricos, bajo cuyo amparo se desarrolla la **SCMR**. Si bien se pueden explicar

bajo los principios de la física moderna a los que se hará mención (**Efecto Dicke**, **EIT**, **STIRAP**) por medio de la física clásica se puede lograr una excelente aproximación mediante el uso de la Teoría de modos acoplados (**CMT**) y la mucho más intuitiva Teoría de Circuitos (**CT**)

Universidades e institutos de investigación han logrado resultados significativos en términos de la **SCMR,** principalmente en los temas de principio de trabajo, características de transferencia, nuevos materiales, interferencia y aplicaciones prácticas.

La *teoría del modo acoplado* **CMT** o la *teoría de circuitos* **CT** se pueden utilizar para analizar la **SCMR**. El análisis de transitorios basados en la **CT** es más preciso que el basado en la **CMT**, por lo que generalmente se adopta la **CT**.

Se investigan varias líneas, incluyendo:

1. *Arquitecturas de sistemas*
2. La *división de frecuencia*
3. Métodos de *adaptación de impedancia*
4. Optimización del diseño
5. Aplicaciones prácticas

El modelo analítico del sistema de transferencia inalámbrica de energía utilizando la *Teoría del Modo Acoplado* (**CMT**) se deduce mediante el supuesto de pérdidas internas en bobinas y un circuito resonador equivalente (bobina inductora y capacitiva). Se considera la conexión de la fuente directa de alta frecuencia de energía a una bobina de origen y el uso de una capacitancia externa. La eficiencia máxima del promedio de frecuencias de resonancia se puede obtener por conexión en serie con una antena dotada de capacitancia externa.

A frecuencias cercanas a las de resonancia, el cálculo de los parámetros de la bobina presenta muchas dificultades. La resistencia equivalente, la capacitancia y la inductancia de la antena son dependientes de la frecuencia. Debido a que la resistencia equivalente es un parámetro crítico para la maximización de la eficiencia, también se deben considerar la profundidad de piel y los efectos de proximidad y realizar la verificación del proceso de cálculo. Debido a la dependencia de la frecuencia de la inductancia y la capacitancia equivalente, hay que incluir el procedimiento para obtener su valor óptimo.

La **SCMR** está todavía en desarrollo. Los estudios mencionados analizan diferentes problemas y, además proponen soluciones en función de la dirección de investigación. Los resultados no son idénticos a pesar de ser descritos en la misma línea de investigación. Con el fin de facilitar el trabajo de otros investigadores, es importante revisar los resultados de las investigaciones existentes. Hay que hacer énfasis en las similitudes y diferencias entre la **CMT** y la **CT**, y señalar, además, las distinciones entre la **SCMR** y la *transferencia de energía inductiva* (**IPT**).

2. OBJETIVOS

1 Introducción

2 Objetivos

3 Antecedentes / Estado del Arte

4 Material y Método

5 Resultados y Discusión

6 Conclusiones

2. Objetivos

El principal objetivo de la tesis es implementar una metodología que permita el cálculo de resonadores para la transferencia inalámbrica de energía de una manera eficiente en términos de ahorro energético y seguridad para el usuario. Así mismo se definirán y considerarán aquellos parámetros a tener en cuenta a la hora de desarrollar un marco normativo dentro del ámbito del uso de estos sistemas en la edificación en general.

Otro objetivo será poner de manifiesto a lo largo de la tesis las limitaciones de estos sistemas y que en lugar de ser un detrimento para los mismos puedan suponer una ventaja para desarrollar usos mediante tecnología innovadora.

Y por último, concretar la definición cualitativa y cuantitativa de los conceptos de *pared energética*, *división inteligente*, *partición inteligente*, *volumen activo de transmisión*, *contenedor activo de equipos*, *volumen neutro de transmisión*, *volumen de seguridad del usuario* que definirán y permitirán la planificación de los espacios de servicio del sistema **SCMR**.

2.1 Conceptos

En este apartado se definen cualitativamente los conceptos mencionados en el párrafo anterior:

Pared energética. Elemento constructivo que integra la instalación **WET**. Su superficie externa presenta la máxima eficiencia si sobre ella se sitúa el receptor.

División inteligente. Pared energética divisoria de dos propiedades distintas.

Partición inteligente. Pared energética divisoria de dos usos distintos de una misma propiedad.

Volumen activo de transmisión. Volumen definido entre la superficie de la pared energética y la superficie virtual que presenta la mínima eficiencia para que funcione un dispositivo de recepción situado sobre ella.

Contenedor activo de equipos. Espacios donde se confinan los equipos de transmisión integrados en la pared energética.

Volumen neutro de transmisión. Volumen definido entre la superficie virtual que presenta la mínima eficiencia para que funcione un dispositivo de recepción situado sobre ella y aquella que recibe la mínima transmisión de energía radiante admisible por el cuerpo humano.

Volumen de seguridad del usuario. Volumen confinado por la superficie que recibe la mínima transmisión de energía radiante admisible por el cuerpo humano y deja en el exterior la pared energética.

3. ANTECEDENTES

1 Introducción

2 Objetivos

3 Antecedentes / Estado del Arte

4 Material y Método

5 Resultados y Discusión

6 Conclusiones

3. Antecedentes

La descripción de la *Teoría de Modos Acoplados* **CMT** se encuentra en gran cantidad trabajos sobre el tema aunque el más completo y detallado es de **Haus** [84] . La **CMT** es fundamental en esta nueva etapa en el desarrollo de la tecnología para la *Transferencia de Energía Inalámbrica* **WET** mediante *Resonancias Magnéticas Fuertemente Acopladas* **SCMR.**

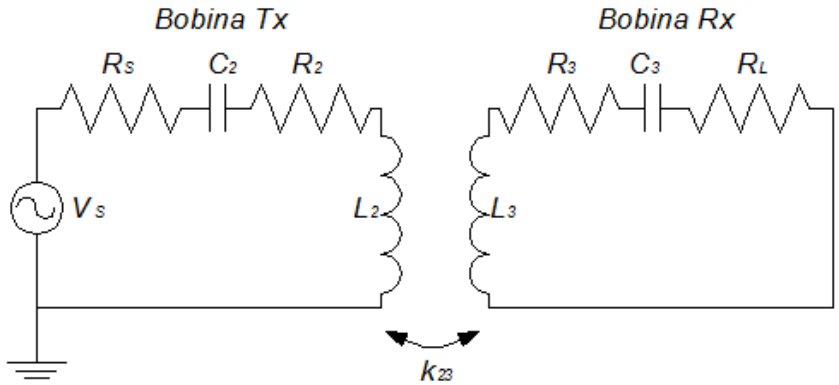


Figura 4. Esquema general de un sistema de transferencia de energía mediante resonancias magnéticas

En la **Figura 4** se muestra un diagrama de sistema de transferencia de energía inalámbrica. En este sistema, la reactancia inductiva y la reactancia capacitiva de cada bobina están ajustadas a la frecuencia resonante del sistema, de modo que la energía oscila entre el campo magnético de la bobina y el campo eléctrico del condensador (teniendo en cuenta las capacitancias internas y externas de la bobina). La transmisión de energía se produce debido a la intersección de campo magnético de la bobina fuente y la bobina de carga. No hay intersección de los campos eléctricos, ya que toda la energía eléctrica se concentra en el condensador (lo que se demuestra a través de la ley de flujo de Gauss).

Para analizar el sistema de energía inalámbrica, se examinan los enfoques de *la Teoría de Modos Acoplados* **CMT** , de la *matriz de dispersión según la Teoría de Redes* (N**T**) y la teoría de circuitos (**CT**).

3.1. Teoría del Modo Acoplado

La **CMT** tiene como objetivo investigar las leyes de los modos acoplados en ondas electromagnéticas, aplicadas originalmente en el campo de las microondas [84]. De acuerdo con la **CMT**, los procesos físicos de transferencia de energía de resonancia de un objeto a otro se pueden describir como:

$$\dot{a}_m(t) = (i\omega_m - \Gamma_m)a_m(t) + \sum_{n\neq m} i\kappa_{mn}\, a_n(t) + F_m(t) \tag{1}$$

donde los índices denotan diferentes objetos resonantes, $a_m(t)$, ω_m, Γ_m, κ_{mn}, y $F_m(t)$ representan la *amplitud modal de la energía*, la *frecuencia angular de resonancia*, la *tasa de atenuación intrínseca*, los *coeficientes de acoplamiento* y de los *términos de conducción*. Si no se considera la velocidad de disminución intrínseca, el intercambio de energía entre dos objetos resonantes se realizará sin pérdidas. Al considerar la pérdida durante el intercambio de energía, se emplea:

$$\begin{cases} \dfrac{da_m(t)}{dt} = (i\omega_m - \Gamma_m)a_m(t) + iK_{mn}a_n(t) + F_m(t) \\ \dfrac{da_n(t)}{dt} = (i\omega_n - \Gamma_n - \Gamma_L)a_n(t) + iK_{nm}a_m(t) \end{cases} \tag{2}$$

donde Γ_L representa la *tasa de atenuación de energía adicional debida a la carga*. Suponiendo que las propiedades de estos dos objetos resonantes son idénticos, entonces ω_m y ω_n son iguales a ω_r, K_{mn} y K_{nm} iguales a K, y al hacer que el término de conducción $F_m(t)$ sea $Ve^{i\omega t}$, la ecuación (2) se reescribe como:

$$\begin{cases} a_m(t) = \dfrac{[(\Gamma_n + \Gamma_L) + i(\omega - \omega_r)]Ve^{i\omega t}}{K^2 + (j\omega - j\omega_r + \Gamma_m)(j\omega - j\omega_r + \Gamma_n + \Gamma_L)} \\ a_n(t) = \dfrac{iKVe^{i\omega t}}{K^2 + (j\omega - j\omega_r + \Gamma_m)(j\omega - j\omega_r + \Gamma_n + \Gamma_L)} \end{cases} \tag{3}$$

Las expresiones de *eficiencia de transferencia* y la *transferencia de potencia* de la **CMT** se pueden describir de la siguiente forma [6]:

$$\eta = \frac{\Gamma_L|a_n(t)|^2}{\Gamma_m|a_m(t)|^2 + (\Gamma_n + \Gamma_L)|a_n(t)|^2} \tag{4}$$

$$P_L = 2\Gamma_L|a_n(t)|^2 \tag{5}$$

Mediante la sustitución de la ecuación (3) en las ecuaciones (4) y (5), las expresiones de *eficiencia de transferencia* y de *transferencia de potencia* puede ser reescritas en las ecuaciones (6) y (7):

$$\eta = \frac{\Gamma_L K^2}{\Gamma_m[(\omega - \omega_r)^2 + (\Gamma_n + \Gamma_L)] + (\Gamma_n + \Gamma_L)K^2} \tag{6}$$

$$P_L = \frac{2\Gamma_L K^2 V^2}{[K^2 + \Gamma_m(\Gamma_n + \Gamma_L) - (\omega - \omega_r)^2]^2 + (\Gamma_m + \Gamma_n + \Gamma_L)^2(\omega - \omega_r)^2} \tag{7}$$

Suponiendo que este sistema funciona en el estado de resonancia, la *frecuencia angular de conducción* ω es igual a la *frecuencia angular resonante* ω_r. Al derivar las ecuaciones (6) y (7) con respecto a K y Γ_L, las condiciones de optimización que maximicen la eficiencia de transferencia y la transferencia de potencia se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\Gamma_{Ln_{max}} = \Gamma_{\mathrm{n}}\sqrt{1+\frac{K^2}{\Gamma_m\Gamma_n}}, \qquad \Gamma_{LP_{Lmax}} = \frac{K^2+\Gamma_m\Gamma_n}{\Gamma_m}, \qquad K_{P_{Lmax}} = \sqrt{\Gamma_m\Gamma_n+\Gamma_m\Gamma_L} \tag{8}$$

La derivada de la ecuación (6) con respecto al *coeficiente de acoplamiento* K no puede ser igual a cero, debido a que el *ratio de decaimiento intrínseco* no es cero. Esto significa que **no hay una K optimizada que pueda maximizar la eficiencia de transferencia**. Podemos concluir que **cuanto más cercana la distancia, mayor será la eficiencia**. Pero sólo se basa en la premisa de que todas las otras variables deben estar fijas.

En estado no resonante, el sistema con generador de frecuencia angular ω no es igual a la frecuencia angular de resonancia ω_r. Suponiendo que la velocidad de disminución de la energía y el coeficiente de acoplamiento sean constantes, la derivada de la eficiencia de transferencia η con respecto a la frecuencia angular del generador ω es inexistente. Esto indica que **la eficiencia de transferencia máxima sólo se puede conseguir en estado de resonancia**. Del mismo modo, tomando derivadas de la potencia de transferencia P_L con respecto a la frecuencia angular del generador ω, las condiciones de optimización basadas en la maximización de la potencia de transferencia se pueden obtener según la ecuación (9), lo que indica que aparece el fenómeno de la división de frecuencia [11]:

$$\omega = \omega_r, \qquad \omega_r \pm [K^2 - 0.5\Gamma_{\mathrm{m}}^2 - 0.5(\Gamma_n+\Gamma_L)^2]^{0.5} \tag{9}$$

3.2. Teoría de Circuitos

El concepto de modos acoplados en electromagnetismo puede remontarse a la década de 1950, y después de un largo período de desarrollo, mientras que la **CMT** es adecuada para analizar el proceso de intercambio de energía entre dos resonadores [84], la **CT** se basa en el modelo de inductancia mutua.

Las compensaciones *paralelo-paralelo* y *serie-serie* son estructuras básicas que se han tratado en los estudios sobre el tema, y sus métodos de análisis y diseño se han elaborado en [34,35]. Por simplicidad, se toma aquí la compensación de *serie-serie* como ejemplo para demostrar la **CT**. La **Figura 5A** muestra el modelo de circuito equivalente de una arquitectura de sistema con dos bobinas, en el que, R_S, $R_2\ (R_3), L_2\ (L_3), C_2\ (C_3), M_{23}$ y R_L representan la *resistencia interna de la fuente de tensión*, las *resistencias parásitas de la bobina*, *la auto-inductancia de la bobina*, los *condensadores de resonancia*, la *inductancia mutua* y la *resistencia de carga*, respectivamente. Las **Figuras 5B y C** explican los modelos de circuito simplificado de la **Figura 5A** mediante el uso del método de *análisis bidireccional de la impedancia reflectante* (**BRIA**), donde $V_{ref}, R_{ref}, Z_2\ (Z_3)$ y ω representan la *fuente de tensión reflejada de la bobina primaria a la bobina secundaria*, la *impedancia reflejada de la bobina secundaria a la bobina primaria*, la

impedancia total de bobina primaria (o *secundaria*), y el *sistema de accionamiento de frecuencia angular*, respectivamente.

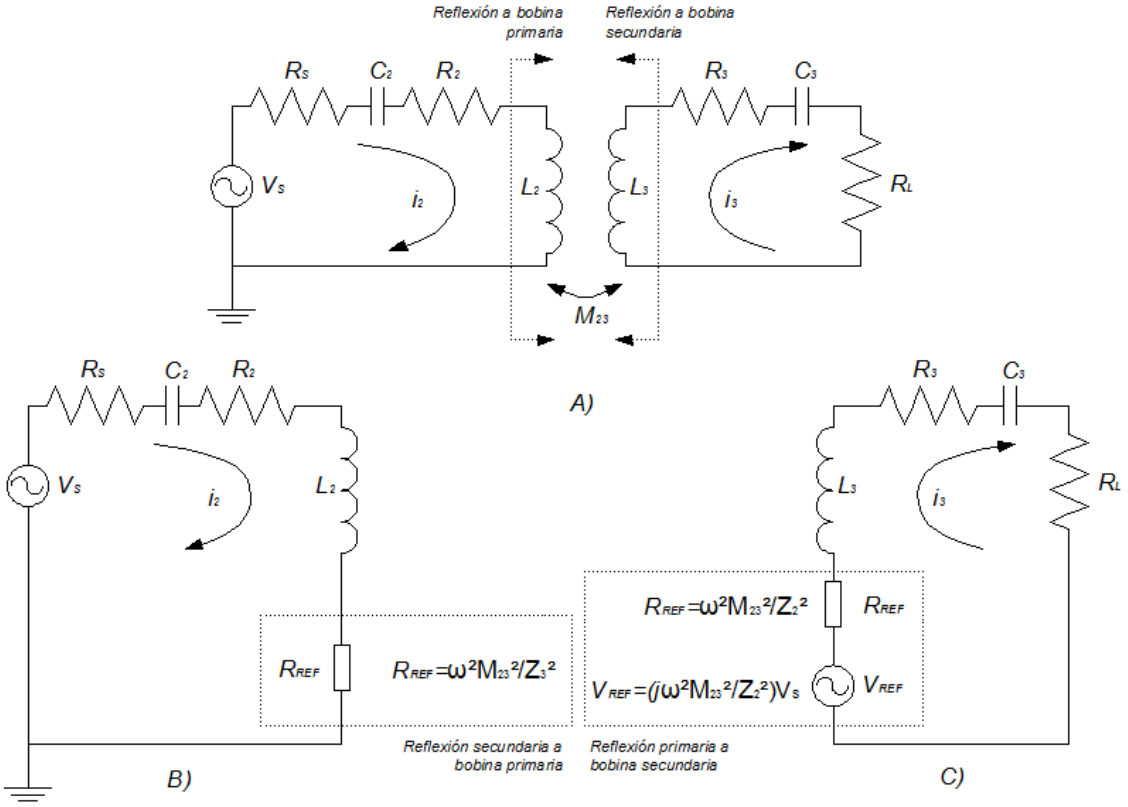


Figura 5. (A) Modelo de circuito equivalente de la arquitectura del sistema con dos bobinas; (B) modelo de circuito simplificado haciendo que la bobina secundaria pase a ser la impedancia equivalente en la bobina primaria; (C) modelo simplificado de circuito haciendo que la bobina primaria pase a ser una fuente de tensión equivalente y la impedancia equivalente en la bobina secundaria. (Dibujo del autor)

Se toma el modelo que se muestra en la **Figura 5B** como ejemplo; si el sistema está en el estado de resonancia, la impedancia reflejada desde la bobina secundaria a la bobina primaria, la eficacia de transferencia y la transferencia de la energía se pueden expresar como [34,35]:

$$R_{ref} = \frac{\omega^2 M_{23}^2}{R_3 + R_L} \tag{10}$$

$$\eta = \frac{\omega^2 M_{23}^2 R_L}{(R_3 + R_L)[\omega^2 M_{23}^2 + (R_2 + R_S)(R_3 + R_L)]} \tag{11}$$

$$P_L = \frac{\omega^2 M_{23}^2 R_L}{[\omega^2 M_{23}^2 + (R_2 + R_S)(R_3 + R_L)]^2} \tag{12}$$

Al derivar las ecuaciones (11) y (12) con respecto a M_{23} y R_L, las condiciones de optimización basadas en la maximización de la eficiencia de transferencia y de potencia de transferencia se obtienen de la ecuación (13). Los valores de carga de optimización, tanto para la eficiencia de

transferencia máxima y la potencia máxima de transferencia se pueden determinar cuando las inductancias mutuas son fijas, pero no idénticas. También hay un valor de la inductancia mutua optimizada para maximizar la energía de transferencia cuando se fija la carga. Pero la derivada de la eficacia de la transferencia con respecto a M_{23} es inexistente, lo que es idéntico al resultado del análisis a través de **CMT**. **Por tanto, la conclusión que se extrae es que la eficiencia de transferencia aumenta al disminuir la distancia**. Sin embargo, si la carga no es fija, para lograr una eficacia más alta, se deben satisfacer las condiciones de optimización correspondientes que se muestran en la ecuación (13):

$$R_{Ln_{max}} = \sqrt{\frac{\omega^2 M_{23}^2 R_3}{R_2 + R_S} + R_3^2}, R_{LP_{Lmax}} = \frac{\omega^2 M_{23}^2}{R_2 + R_S} + R_3, M_{P_{Lmax}} = \frac{\sqrt{(R_3 + R_L)(R_2 + R_S)}}{\omega} \quad (13)$$

Aunque el proceso de análisis de sistema es un poco más complicado en el estado no resonante debido a la aparición de una potencia imaginaria adicional, el método de *análisis de* la *impedancia bidireccional reflectante* (**BRIA**) sigue siendo de aplicación. En esta situación, se debe introducir el concepto de *factor de potencia* para evaluar la reactancia. Además, el fenómeno de la *división de frecuencia* basado en la maximización de la transferencia de la energía ocurre en estado no resonante, y surgen dos puntos de división de frecuencia al maximizar la energía de transferencia. Cuando varía la frecuencia de excitación, la eficiencia de transferencia también cambia, pero se debe tener en cuenta **que la eficiencia de transferencia es siempre máxima en estado de resonancia**, idéntico a las conclusiones analíticas de la **CMT**.

3.2.1 Cálculo de la eficiencia del sistema de transferencia de energía inalámbrica con los parámetros de la matriz de dispersión (Teoría de redes NT)

El modelo de transferencia de energía inalámbrica se puede analizar mediante la teoría de red de dos puertos, que se esquematiza en la **Figura 6**. Como se explica en **Orfanadis** [19], estas redes pueden ser caracterizadas por distintos parámetros de un circuito equivalente, como matriz de transferencia, la matriz de impedancia en (14) y la matriz de dispersión en (15).

Figura 6. Esquema de red de dos puertos.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \qquad \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

donde V_1 y V_2 son las tensiones de entrada y de salida de la red y de manera similar I_1 e I_2 son las corrientes de entrada y de salida con la dirección especificada en la **figura 4**. La matriz de dispersión hace referencia a las *ondas incidentes* ($S_{+1,2}$) y las *ondas reflejadas* ($S_{-1,2}$) de la red.

$$\begin{bmatrix} S_{-1} \\ S_{-2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{+1} \\ S_{+2} \end{bmatrix} \tag{15}$$

En el análisis de circuitos eléctricos, se utilizan *matrices de transferencia e impedancia*, pero la medición de los coeficientes se hace difícil a frecuencias más altas. En su lugar, es preferible una matriz de dispersión gracias a la existencia de *analizadores de red*, que pueden medir los *parámetros de dispersión* de la matriz (**S-parameters**) en un amplio rango de frecuencias.

Utilizando este concepto de red de dos puertos, la eficiencia de transferencia de potencia entre el generador y la carga se puede calcular como **Orfanadis** [19].

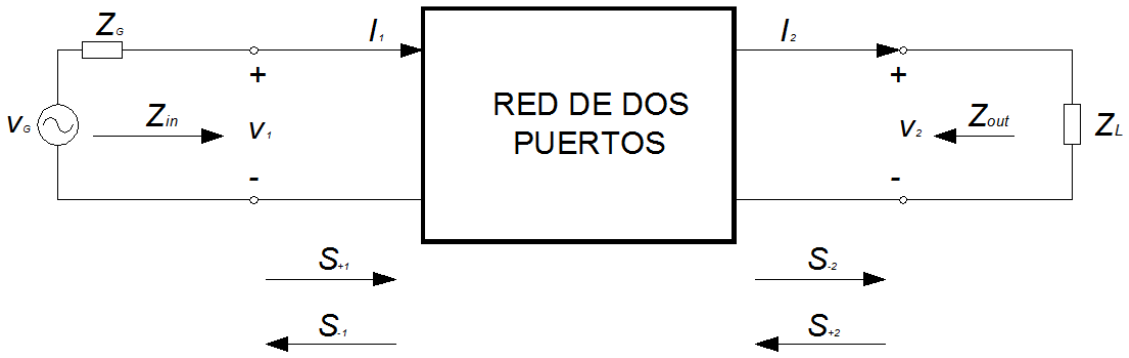


Figura 7. Red de dos puertos conectada a la fuente de alimentación y a una carga (dibujo del autor)

Del análisis de la matriz de dispersión, las expresiones de las tensiones y corrientes en términos de variables de onda pueden definirse según (16).

$$\begin{aligned} V_1 &= \sqrt{Z_0}(S_{+1} + S_{-1}) \quad V_2 = \sqrt{Z_0}(S_{+2} + S_{-2}) \\ I_1 &= \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(S_{+1} - S_{-1}) \quad I_2 = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(S_{+2} - S_{-2}) \end{aligned} \tag{16}$$

donde Z_0 es el valor de la impedancia de referencia (normalmente se elige 50Ω). Teniendo en cuenta la **Figura 7** y (3) es posible definir las ecuaciones matriciales de dispersión según (17).

$$\begin{matrix} V_1 = Z_{in} I_1 \\ V_2 = Z_L I_2 \end{matrix} \Leftrightarrow \begin{matrix} S_{-1} = \Gamma_{\text{in}} S_{+1} \\ S_{-2} = \Gamma_{\text{L}} S_{+2} \end{matrix} \tag{17}$$

donde Z_{in} es la impedancia de la red de entrada y Γ_{in}, Γ_{L} son los coeficientes de reflexión dados por (18).

$$\Gamma_{\text{in}} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$
$$\Gamma_{\text{L}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{18}$$

A partir de (16)-(18) es posible definir los coeficientes de reflexión en términos de parámetros de la matriz de dispersión.

$$\Gamma_{\text{in}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{L}}}{1 - S_{22}\Gamma_{\text{L}}} \tag{19}$$

Siguiendo el procedimiento indicado en **Orfanadis** [19], si las funciones del generador y la carga se invierten, se pueden definir dos coeficientes de reflexión más según (7)

$$\Gamma_{\text{out}} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0}$$
$$\Gamma_{\text{G}} = \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0} \tag{20}$$

donde Z_{out} es la impedancia de salida. Y los coeficientes de reflexión en (20) también dependen de los parámetros de la matriz de dispersión según (21).

$$\Gamma_{\text{out}} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{G}}}{1 - S_{11}\Gamma_{\text{G}}} \tag{21}$$

La eficiencia de la transferencia de energía inalámbrica se puede deducir a través de P_{in} (alimentación de entrada, a través de los dos puertos del generador de la red) y P_{out} (potencia de salida, las salidas de la red de los dos puertos de carga). Para el sistema de la **figura 7** según **Orfanadis** [19] la entrada y salida de potencia pueden definirse como

$$P_{in} = \frac{1}{2}\frac{|V_G|^2 R_{in}}{|Z_{in} + Z_G|^2}$$
$$P_L = \frac{1}{2}\frac{|V_G|^2 R_L |Z_{21}|^2}{|(Z_{11} + Z_G)(Z_{out} + Z_L)|^2} \tag{22}$$

donde $R_{in} = Re\{Z_{in}\}$ y $R_L = Re\{Z_L\}$. "Re" representa la parte real del número complejo. A partir de (22), una condición necesaria para la entrega de máxima potencia desde el generador hasta el sistema conectado está dada por (23).

$$Z_{in} = Z_G^* \tag{23}$$

Del mismo modo la potencia de salida máxima se puede ceder a la carga cuando (24) cumple.

$$Z_L = Z_{out}^* \tag{24}$$

Luego, en términos de los parámetros S, la eficiencia de la transferencia de energía inalámbrica según **Orfanadis** [19] puede deducirse según (25).

$$\eta_1 = \frac{(1-|\Gamma_G|^2)|S_{21}|^2(1-|\Gamma_L|^2)}{|(1-S_{11}\Gamma_G)(1-S_{22}\Gamma_L)-S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_L|^2} \tag{25}$$

Aquí, si las impedancias de carga y del generador se hacen coincidir con la impedancia de referencia (es decir $Z_G = Z_L = Z_0$), entonces, y a partir de (20) y (21) los coeficientes de reflexión se pueden presentar como (26).

$$\Gamma_L = \Gamma_G = 0 \text{ y } \Gamma_{in} = S_{11}, \Gamma_{out} = S_{22} \tag{26}$$

Sustituyendo de (26) a (25) la fórmula de eficiencia se puede simplificar (27).

$$\eta_1 = |S_{21}|^2 \tag{27}$$

3.3. Análisis comparativo entre la Teoría de Modo Acoplado (CMT) y la Teoría de Circuitos (CT)

Tanto la **CMT** como la **CT** se pueden utilizar para analizar la **SCMR**, pero pertenecen a diferentes ramas de la ciencia, por lo que es importante distinguirlas claramente. Según la **CMT**, tenemos [5,84]:

$$\Gamma_L = \frac{R_L}{2L_3}, \quad \Gamma_3 = \frac{R_3}{2L_3}, \quad \Gamma_2 = \frac{R_2}{2L_2}, \quad K = \frac{\omega}{2}k = \frac{\omega M_{23}}{2\sqrt{L_2L_3}} \tag{28}$$

El parámetro $\boldsymbol{k}$ corresponde al coeficiente de acoplamiento en la **CT**, y los subíndices 2 y 3 se corresponden con los subíndices m y n en la **Sección 3.1**. Suponiendo que el sistema funcione en el estado resonante y se ignora la resistencia interna de la fuente de tensión, a continuación, se sustituye la ecuación (28) en la ecuación (8) y se simplifican aún más las expresiones, podemos deducir que las ecuaciones (8) y (13) son idénticas, esto verifica que según el análisis mencionado la **CMT** y la **CT** son equivalentes en el estado de resonancia.

Si el sistema funciona en estado no resonante, aparece el fenómeno de la *división de frecuencia* basado en la maximización de la transferencia de potencia, y esta condición crítica en **CMT** puede expresarse como:

$$K^2 = 0.5\Gamma_2^2 + 0.5(\Gamma_3 + \Gamma_L)^2 \tag{29}$$

Sustituyendo la ecuación (28) en la ecuación (29), su contrapartida en la **CT** se puede reescribir como:

$$k^2 = \frac{1}{2}\left[\left(\frac{R_2}{\omega L_2}\right)^2 + \left(\frac{R_3 + R_L}{\omega L_3}\right)^2\right] \quad (30)$$

Suponiendo que la resistencia total y la auto-inductancia de las dos bobinas resonantes son idénticas, entonces la ecuación (30) se puede simplificar aún más en el estado crítico en la **CT** donde también aparece el fenómeno de división de frecuencia basada en la maximización de la potencia de transferencia. **Se verifica que la CMT y la CT son idénticas para el análisis de las características de transferencia de potencia en estado no resonante.**

Esta comparación se basa en el análisis del estado estacionario, pero las características transitorias analizadas mediante la **CMT** y la **CT** son distintas. **La CMT sólo es aplicable a las bobinas con alto factor de calidad y gran distancia de acoplamiento**, pero simplifica el análisis, mediante la reducción del orden de las ecuaciones diferenciales, a la mitad en comparación con la **CT** [18].

3.4. Diferencias entre Resonancias Magnéticas fuertemente acopladas y transferencia inductiva de energía.

Hasta el momento, la *transferencia de energía inductiva* (**IPT**) se ha desarrollado a lo largo de unos veinte años en el campo de la carga de vehículos eléctricos relevo que ha tomado la **SCMR** [46,47,48,49,50]. Los antecedentes históricos, los problemas técnicos y las aplicaciones de ingeniería de la **IPT** en las últimas dos décadas se resumen en [87]. En comparación con la **IPT**, la **SCMR** está todavía en desarrollo. Con el fin de comprender en profundidad las dos tecnologías mencionadas anteriormente, es importante resumir sus diferencias. Debe tenerse en cuenta que ambas se ajustan a la ley de Faraday y la ley de Ampere. Así las diferencias incluyen principalmente los enfoques de diseño, arquitecturas de sistemas, selección de parámetros y características de transferencia.

1) En la **SCMR** se utilizan diversas arquitecturas de sistemas, que pueden facilitar la *adaptación de impedancias* para optimizar las características de transferencia del sistema**. La capacitancia parásita de la bobina se utiliza normalmente para producir una alta frecuencia de resonancia**. La arquitectura del sistema con dos bobinas se adopta generalmente en la **IPT**, y las topologías básicas incluyen *serie-serie*, *serie-paralelo*, *paralelo-serie* y *paralelo-paralelo*. La bobina secundaria en la **IPT** debe ser sintonizada a la frecuencia operativa para mejorar la transferencia de potencia. Con el fin de eliminar la potencia imaginaria en algunas topologías, la capacitancia asociada de la bobina primaria debe ser diseñada deliberadamente para compensar tanto *la auto-inductancia* como la *impedancia reflejada*. A excepción de la topología *serie-serie*, la capacidad de compensación de la bobina primaria en las otras tres topologías se ven afectadas por cualquiera de los valores de inductancia mutua o impedancias de carga [85];
2) **Debido a las capacidades parásitas que normalmente se adoptan para la sintonización, la frecuencia de funcionamiento de la SCMR se sitúa en el rango de MHz**. En consecuencia, los factores de calidad son muy altos. Cuando aumenta la distancia de transferencia, estos factores de alta calidad pueden aliviar la fuerte disminución de la eficacia de transferencia que es causada por un coeficiente de

acoplamiento reducido, por lo que se puede llevar a cabo la alta eficiencia de transferencia en el rango de metro. En comparación con la **SCMR**, la frecuencia de funcionamiento de la **IPT** es normalmente en el intervalo KHz, se utilizan los materiales ferromagnéticos generalmente para mejorar el acoplamiento y, por tanto, la transferencia de potencia. Los factores de calidad de la **IPT** se diseñan normalmente por debajo de 10 [85,88], debido a que la transferencia de la energía caerá en picado con valores del factor de calidad más grandes [60]. Sin la compensación de factores de alta calidad, la eficiencia de la transferencia de la **IPT** disminuye drásticamente con una distancia de transferencia cada vez mayor, por lo que la distancia de transferencia efectiva está dentro de los 20 cm, pero la transferencia de potencia puede alcanzar el nivel de kilovatios;

3) Existe el fenómeno *de división de frecuencia*, tanto en la **SCMR** como la **IPT**, pero con diferentes objetivos. En la **SCMR** se maximiza la transferencia de la energía, la **IPT** tiene como objetivo obtener un factor de potencia unidad [85]. Según el modelo de circuito representado en la **Figura 5A**, se muestra en la **Figura 8** el análisis de barrido de resultados de **CA** mediante simulación. $\boldsymbol{P_{VS}}$, $\boldsymbol{P_s}$ y $\boldsymbol{P_L}$ representan la *potencia de salida de la fuente de tensión* de **CA**, la *potencia de disipación de la resistencia interna de origen* y la *resistencia de carga*. **A** y **B** representan los puntos de división de frecuencia en base a lograr el *factor de potencia* unidad, **D** y **E** representan los puntos de *división de frecuencia* basados en la maximización de la transferencia de la energía, $\boldsymbol{C_1}$ y $\boldsymbol{C_2}$ están en el punto de frecuencia resonante. El fenómeno de la división de frecuencia se muestra en la **Figura 5**, **A** y **D** (o **B** y **E**) se superponen entre sí. Pero hay que señalar que la premisa es la equivalencia entre $\boldsymbol{R_S}$ y $\boldsymbol{R_L}$, una vez que esta suposición no sea satisfecha, va a suceder la desalineación entre **A** y **D** (o **B** y **E**).

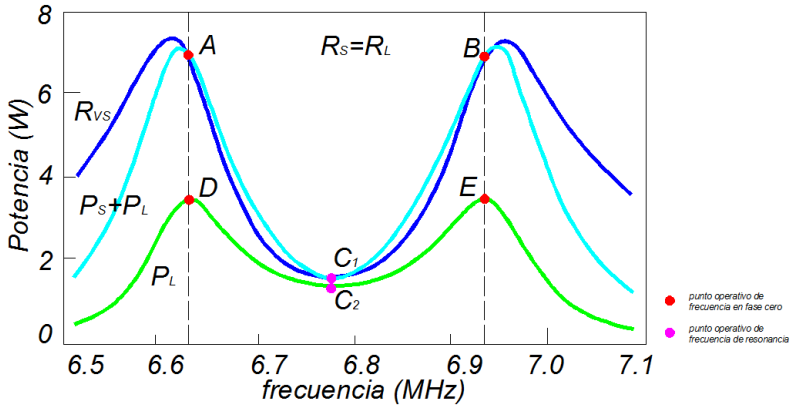


Figura 8. Fenómeno de división de frecuencia en la **SCMR** y la **IPT**. (Dibujo el autor)

3.5. Clasificación y desarrollo de los frentes de investigación

3.5.1. Arquitecturas de Sistemas

En aplicaciones prácticas, las distancias de transferencia e impedancias de carga cambian frecuentemente. De acuerdo con el análisis realizado en las **secciones 3.1** y **3.2**, la arquitectura del sistema con dos bobinas no puede satisfacer estos requisitos, por lo que es necesario el

estudio de nuevas tipologías. Las arquitecturas de *sistema con tres y cuatro bobinas* pueden optimizar las características de transferencia con ajuste adicional de grados de libertad. Con *bobinas de multi-relevo* se puede aumentar la distancia de transferencia, y al mismo tiempo mantener estable la eficiencia. Con arquitecturas de sistemas de *múltiples bobinas de transmisor y multi-receptor* se puede reducir la sensibilidad de las características de transferencia a falta de alineación horizontal y vertical. A continuación se muestran las arquitecturas de *sistemas con tres o cuatro bobinas, bobinas de relevo, multi-transmisores y receptor de múltiples bobinas***.**

3.5.1.1. Arquitecturas de Sistemas con tres y cuatro bobinas

Hamam et al. [13] proponen un tipo de arquitectura de *sistema con tres bobinas* en base a la **CMT**. El principio fundamental que subyace en este esquema de transferencia de potencia es análogo al proceso de *transparencia inducida electromagnéticamente* (**EIT**). En lugar de transferir la energía directamente entre los dos objetos resonantes, se utiliza un objeto intermedio para mediar en la transferencia. El objeto intermedio se elige de tal modo para acoplarlo muy fuertemente a cada uno de los objetos implicados en la transferencia de energía (es decir, mucho más fuerte que los otros dos objetos parejos). En la práctica, lo que tal acoplamiento fuerte produce, en situaciones normales, es que el objeto mediador sea sustancialmente radiante. Sin embargo, sorprendentemente, el sistema de transferencia de energía "indirecto" propuesto muestra ser eficiente y débilmente radiante con sólo introducir una variación en el tiempo cuidadosamente elegida según los tipos de acoplamiento.

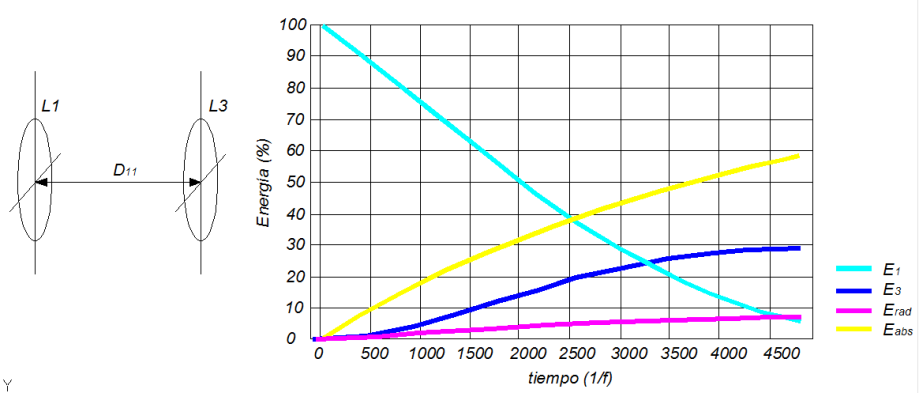


Figura 9. Transferencia de energía inalámbrica en un sistema base. A la izquierda esquema de configuración de bucles en la transferencia directa 2 resonadores. A la Derecha evolución temporal de las energías en el caso de transferencia directa de energía 2 resonadores. (Dibujo del autor en base a la fuente **Haman et al.** [13])

Como curiosidad la revelación de por qué la variación de tiempo en particular funciona proviene de un fenómeno de interferencia cuántica, conocida en la comunidad de la física atómica como transparencia inducida electromagnéticamente **Stephen E. Harris** [66] (**EIT**). En **EIT**, participan tres estados atómicos. Dos de ellos (sin pérdidas) están acoplados a otro que tiene pérdidas sustanciales. Sin embargo, mediante un riguroso control de los acoplamientos

mutuos entre los estados, se puede establecer un sistema acoplado que es general sin pérdidas. Esto se manifiesta en que un medio que originalmente es altamente opaco a algunos *pulsos láser* (sonda láser), se puede hacer transparente mediante el envío a través de él de otro pulso (**láser de Stokes**), a condición de que el solapamiento temporal entre los dos pulsos sea debidamente elegido

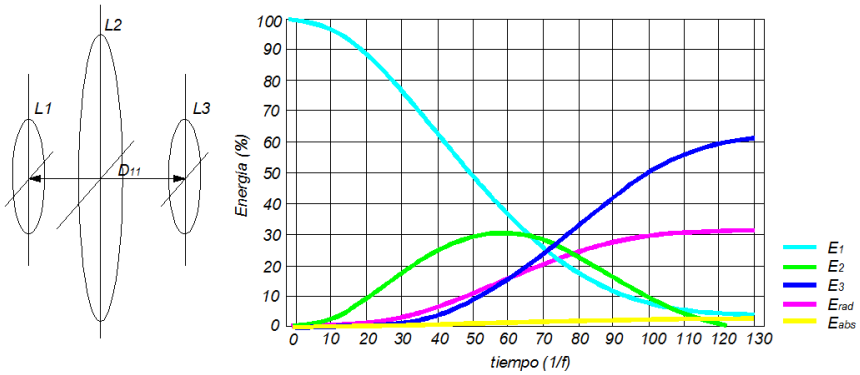


Figura 10. A la izquierda esquema de configuración de 3 bucles en el caso de coeficiente de acoplamiento κ constante. A la derecha, dinámica de la transferencia de energía para esta configuración. Hay que tener en cuenta que la energía total transferida E_3 es dos veces más grande que en la **Figura 9**, pero el total de la energía total irradiada es cuatro veces superior. (Dibujo del autor en base a la fuente **Haman et al.**[13])

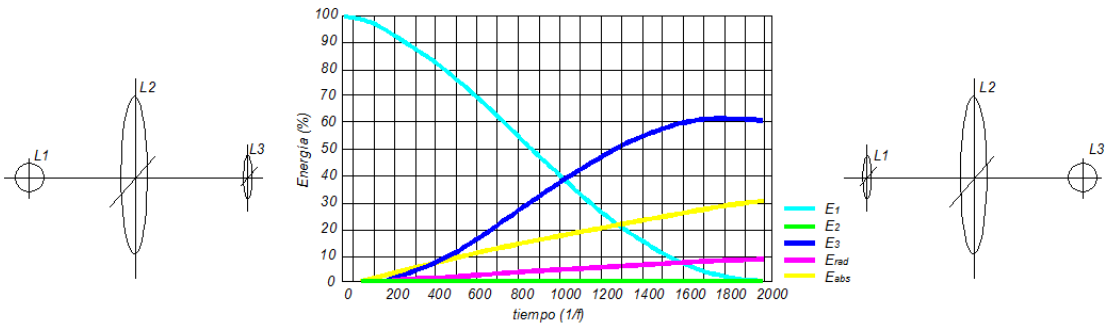


Figura 11. A la izquierda, configuración en bucle en $t = 0$ en el esquema EIT. En el centro dinámica de la transferencia de energía con EIT bucles giratorios. A la derecha configuración en bucle en $t = t_{EIT}$. Hay que considerar que el E_3 es comparable a la **Figura 10**, pero la energía radiada es ahora mucho menor: de hecho, es comparable a la **Figura 9**. (Dibujo del autor en base a la fuente **Haman et al.**[13])

Un fenómeno estrechamente relacionado con el anterior se conoce como *Paso Adiabático Estimulado de Raman* (**STIRAP**) **Gaubatz et al.** [107] y se lleva a cabo en una forma similar, es decir, la sonda y el láser de Stokes se pueden utilizar para lograr una transferencia completa de población coherente (distribución estadística de átomos) entre dos estados moleculares del medio. Por lo tanto, está en relación al esquema propuesto como el sistema de transferencia de energía **EIT**.

Kiani et al. [25] presentan el modelo de circuito equivalente de arquitectura de *sistema con tres bobinas* basado en la **CT**, y señala que **el inconveniente de arquitecturas de *sistemas con cuatro bobinas* es la transferencia de la energía baja a pesar de su alta eficiencia de transferencia. Por el contrario, la arquitectura del *sistema con tres bobinas* puede mejorar la transferencia de la energía, y al mismo tiempo mantener la eficiencia de transferencia invariable**. Sin embargo, se asume que las inductancias mutuas $\boldsymbol{M_{23}}$ y $\boldsymbol{M_{34}}$ se pueden ajustar al mismo tiempo en la **Figura 12A**, por tanto, se pueden utilizar dos grados de libertad para optimizar la eficacia de transferencia y la transferencia de energía.

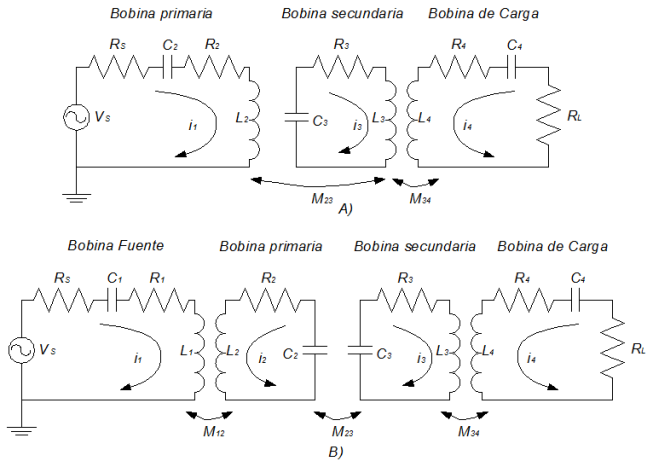


Figura 12. (A) Modelo de circuito equivalente de arquitectura de *sistema con tres bobinas*; (B) modelo de circuito equivalente de arquitectura del *sistema con cuatro bobinas*. Los efectos de acoplamiento cruzado entre bobinas adyacentes no se consideran por simplicidad. (Dibujo del autor)

Kurs et al. [6] y **Chen et al.** [20] presentan una variante de cuatro bobinas sin condensadores resonantes en la bobina fuente y de carga, al igual que la de la **Figura 12B**, sin $\boldsymbol{C_1}$ y $\boldsymbol{C_4}$. Además, **Chen et al.** [20] señala que la bobina fuente y la bobina de carga se pueden utilizar para realizar funciones de adaptación de impedancia.

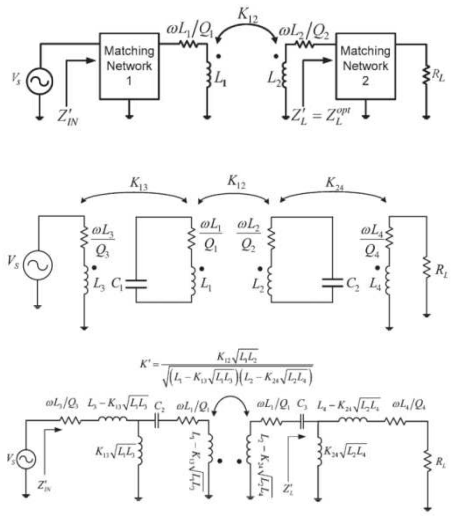


Figura 13. Arriba, esquema genérico con adaptación de impedancia. Centro, esquema conceptual. Abajo, circuito equivalente del centro. (Fuente **Chen et al.** [20])

Otras arquitecturas de *sistemas con cuatro bobinas* pueden ser descritas por el modelo de circuito equivalente de la **figura 12B**.

Las arquitecturas de sistemas se deben seleccionar en la base a requisitos prácticos, tales como la distancia de transferencia, la eficiencia de transferencia y potencia de carga. En comparación con la arquitectura del *sistema con dos bobinas*, **aquellas con tres o cuatro bobinas tienen uno o dos grados de libertad que son ajustables**. Con el fin de igualar las impedancias reflejadas y optimizar la eficacia de transferencia y la transferencia de energía, se puede ajustar $\boldsymbol{M_{34}}$ en la arquitectura de *sistema con tres bobinas* y $\boldsymbol{M_{12}}$, $\boldsymbol{M_{34}}$ y también en la arquitectura del *sistema con cuatro bobinas* de la **Figura 12** aunque $\boldsymbol{M_{23}}$ sea fija. Supongamos que los factores de calidad de las bobinas de resonancia sean muy altos, entonces las resistencias parásitas internas pueden ser ignoradas, por tanto, las impedancias reflejadas en la **Figura 12A,B** se pueden expresar como:

$$R_{ref3\to2} = \left(\frac{M_{23}}{M_{34}}\right)^2 R_L \tag{31}$$

$$R_{ref2\to1} = \omega^2 \left(\frac{k_{12}k_{34}}{k_{23}}\right)^2 \frac{L_1 L_4}{R_L} \tag{32}$$

donde, $\boldsymbol{R_{ref3\to2}}$ ($\boldsymbol{R_{ref2\to1}}$) representa la impedancia reflejada desde la bobina secundaria (primaria) a la bobina primaria (fuente). Las ecuaciones (31) y (32) muestran que se puede realizar un acoplamiento estrecho mediante el ajuste de las inductancias mutuas correspondientes o de los coeficientes de acoplamiento entre las bobinas adyacentes; y a continuación, se pueden optimizar las características de transferencia. En la práctica, las resistencias parásitas de las bobinas de resonancia no se pueden ignorar debido a las limitaciones de los materiales del conductor, especialmente cuando se consideran los efectos de *profundidad de piel* y de *proximidad*, estos harán más complejo el análisis mencionado. Aunque las arquitecturas de *sistemas con tres o cuatro bobinas* se pueden utilizar con **distancias de transferencia variables o según las condiciones de carga, es difícil ajustar las distancias relativas y los ángulos entre bobinas adyacentes de forma automática, y los actuadores adicionales necesarios pueden incrementar los costes**. Hacer que la frecuencia de resonancia de diferentes bobinas sea la misma y mantener el sistema siempre en estado resonante y en el mejor estado de trabajo presenta dificultades técnicas. Por otra parte, necesitan estudiarse los efectos sobre el **sistema de frecuencias de resonancia causadas por rectificadores y condensadores conectados en cascada**.

3.5.1.1.1. Modelado de un sistema MR-WPT con un auto-resonador intermedio

La **figura 14** muestra la configuración de un sistema de **MR-WPT** con múltiples auto-resonadores. Se compone de tres auto-resonadores (Tx, Rx, e intermedio), una bobina fuente, y una bobina de carga. Los centros de Tx, Rx, y los auto-resonadores intermedios son $(0, 0, -D_{1m})$, $(0, 0, D_{2m})$ y $(-D_h, 0, 0)$, respectivamente. Cada bobina está cargada con una serie de condensadores de alta Q con el fin de ajustar la frecuencia de resonancia de destino y evitar el cambio de la frecuencia de resonancia debido a objetos desconocidos. Cabe señalar

que la bobina resonante intermedia está dispuesta perpendicularmente tanto al auto-resonador Rx como al Tx.

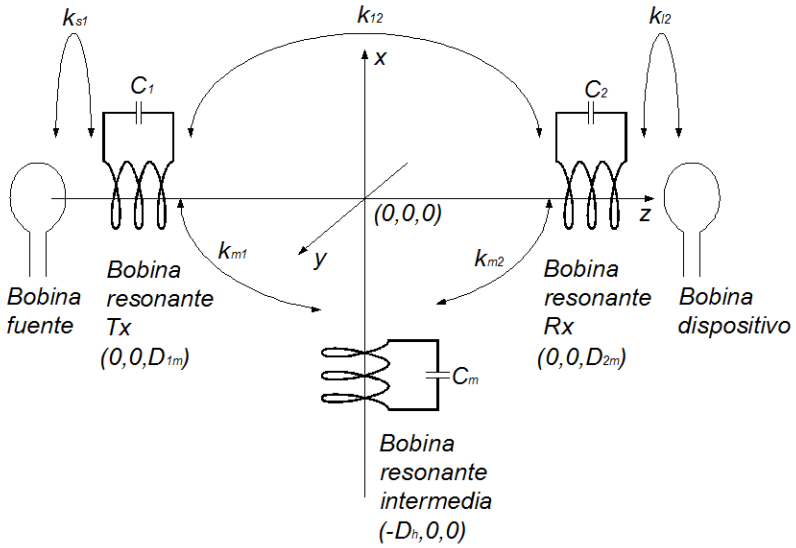


Figura 14. Configuración de un sistema de **MR-WPT** con un auto-resonador intermedio (dibujo del autor)

Según a **Haus** [84] y **Hamam et al**. [13], la ecuación modificada de la **CMT** en forma de matriz se puede escribir como:

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt}a_1(t) \\ \frac{d}{dt}a_m(t) \\ \frac{d}{dt}a_2(t) \\ S_{-1} \\ S_{-2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(i\omega_1+\Gamma_1)-k_{s1} & ik_{1m} & ik_{12} & \sqrt{2k_{s1}} & 0 \\ iM_{m1} & -(i\omega_m+\Gamma_m) & ik_{2m} & 0 & 0 \\ ik_{12} & ik_{2m} & -(i\omega_2+\Gamma_2)-k_{l2} & 0 & 0 \\ \sqrt{2k_{s1}} & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2k_{l2}} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1(t) \\ a_m(t) \\ a_2(t) \\ S_{+1} \\ S_{+2} \end{pmatrix} \quad (33)$$

Donde k_{s1}, k_{l2}, k_{1m}, k_{2m}, y k_{12} son los coeficientes de acoplamiento de las bobinas. Los parámetros se definen como sigue:

- $a_i(t)$: el modo de amplitud de cada auto-resonador,
- ω_i: frecuencia de resonancia angular de cada auto-resonador, $1/\sqrt{L_iC_i}$,,
- Γ_i: tasa de atenuación intrínseca de cada auto-resonador, $R_i/2L_i$,
- L_i y R_i: la auto-inductancia y resistencia de cada auto-resonador,
- C_i: capacitancia de cada auto-resonador (auto-capacitancia + condensador de alta Q),
- k_{ij}: coeficiente de acoplamiento entre auto-resonadores i y j, $\omega M_{ij}/2\sqrt{L_iL_j}$,
- M_{ij}: inductancia mutua entre auto-resonadores i y j,
- $S_{\pm1}$: amplitud de campo de un campo incidente (+) y un campo reflejado (-) en la fuente,
- $S_{\pm2}$: amplitud de campo de un campo incidente (+) y un campo reflejado (-) en la carga,
- i y j (= 1, 2, m, s, l): 1 (resonador Tx), 2 (resonador Rx), m (auto-resonador intermedio), s (bobina de origen), l (bobina de carga).

Para simplificar (1), se supone que $k_{12} \approx 0$, $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma \neq \Gamma_m$, y $k_{m1} = k_{m2} = k_m$. Es decir, los auto-resonadores *Tx* y *Rx* son idénticos y el auto-resonador intermedio se coloca en el centro de *Tx* y *Rx* ($D_{1m} = D_{2m}$). Además, el coeficiente de acoplamiento k_m es mucho mayor que k_{12}. A continuación, se obtiene el parámetro de dispersión (S_{21}) de la fuente a la carga:

$$S_{21} = \frac{-2U_m^2 U_0}{[1 + U_0 - iX_1][1 + U_0 - iX_2][1 - iX_m] + U_m^2[2(1 + U_0) - i(X_1 + X_2)]}, \quad (34)$$

Donde $X_1 = X_2 = \frac{(\omega_{1,2} - \omega_0)}{\Gamma}, X_m = \frac{(\omega_m - \omega_0)}{\Gamma_m}, U_0 = \frac{k_{s1}}{\Gamma} = \frac{k_{12}}{\Gamma}, U_m = \sqrt{\frac{k_m^2}{\Gamma\Gamma_m}}$ y ω_0 es la frecuencia de resonancia angular objetivo. Entonces, la eficiencia de transferencia de potencia η se obtiene según:

$$\eta = |S_{21}|^2 \quad (35)$$

Suponiendo que la frecuencia de resonancia de cada auto-resonador es la misma que la frecuencia de resonancia de destino, es decir, $X_1 = X_2 = X_m = 0$, la condición de ajuste para la máxima eficiencia de transferencia de potencia en (1) es:

$$U_0^{opt} = \sqrt{1 + 2U_m^2}$$

La máxima eficiencia de transferencia de potencia utilizando esta condición se expresa de la siguiente forma:

$$\eta = \frac{(k_m^2/\Gamma\Gamma_m)^2}{\left(\sqrt{1 + 2k_m^2/\Gamma\Gamma_m} + 1 + k_m^2/\Gamma\Gamma_m\right)^2} = \frac{U_m^4}{\left(\sqrt{1 + 2U_m^2} + 1 + U_m^2\right)^2} \quad (36)$$

Para el cálculo de (36), se determinan los tres parámetros desconocidos k_m, Γ, y Γ_m. Las tasas de decaimiento intrínsecas de Γ y Γ_m se determinan por la resistencia y la inductancia de cada auto-resonador. k_m se calcula a través de la inductancia mutua entre dos auto-resonadores y la auto-inductancia de cada auto-resonador. Se puede señalar que **el acoplamiento en un sistema de RM-WPT con k_m fija se puede lograr mediante la variación de k_{l2} para conseguir la máxima transferencia de potencia.**

3.5.1.2. Arquitecturas de Sistemas con Bobinas Multi-Relevo

En la arquitectura del sistema con las *bobinas de relevo múltiples* se puede aumentar la distancia de transferencia sin que la eficiencia sufra modificaciones.

Zhang et al. [15] y **Kim et al.** [16] analizan las características de transferencia de la arquitectura del sistema con múltiples bobinas de relevo basado en la **CMT**. El primero concluye que los esquemas "fuente-relé-dispositivo" superan las limitaciones en rango medio de los actuales sistemas de transferencia inalámbricos.

Kim et al. [16] indican que, o bien **mediante una bobina de relevo dispuesta coaxialmente o dispuesta perpendicularmente se puede mejorar la eficiencia de transferencia del sistema** (Sistemas de la **Figura 16**).

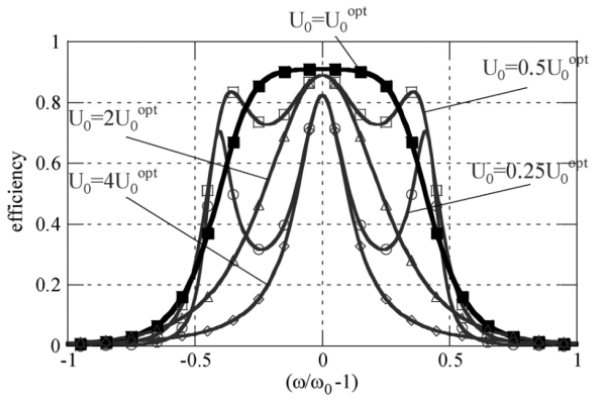


Figura 15. Gráfica de eficiencia-frecuencia normalizada para tres condiciones de ajuste. Ver también **Ahn et al.** [28] figura 17 (Fuente del gráfico **Kim et al.** [16])

Zhong et al. [21-23] analizan las características de transferencia de la arquitectura del sistema con bobinas *de multi-relevo* sobre la base de la **CT**, en disposición coaxial, no coaxial, tal y como se muestra en la **Figura 16**.

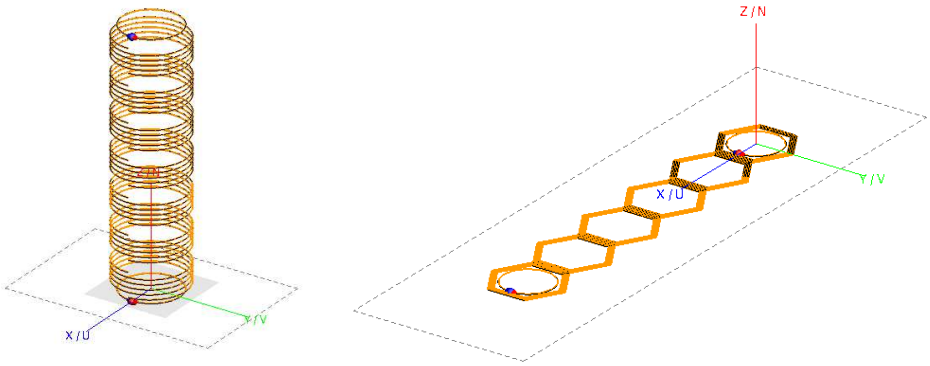


Figura 16. Arquitectura del sistema con múltiples bobinas de relevo En disposición coaxial a la izquierda y no coaxial a la derecha. Sistemas de resonadores calculados en la tesis. (dibujo del autor)

En la disposición coaxial, se consideran los efectos de acoplamiento cruzado de las *bobinas de relevo* no adyacentes. La frecuencia de funcionamiento, la separación de las *bobinas de relevo* y los valores de carga deben ajustarse con el fin de maximizar la eficiencia de transferencia. En una disposición circular, hay dos trayectorias opuestas de flujo de potencia. Las interacciones

entre estos dos caminos se analizan con los principios de superposición y se explican con la ayuda de diagramas vectoriales.

En condiciones de funcionamiento bajo frecuencia de resonancia, pueden ocurrir fenómenos de refuerzo de la amplitud de corriente (*superposición en fase*) y de disminución de la amplitud de corriente (*superposición fuera de fase*) en algunas bobinas multi-relevo con *número par*. Pero dicho fenómeno no se produce en sistemas con *número impar* de bobinas a la frecuencia de resonancia. Los efectos de acoplamiento cruzado pueden dar lugar a estos fenómenos, sobre todo cuando las bobinas no adyacentes están lo suficientemente próximas. **Este fenómeno no deseado de superposición puede ser reducido mediante el ajuste correcto de la frecuencia de funcionamiento**.

Ahn et al. [28] estudian el fenómeno de división de frecuencia tanto para las *bobinas de relevo* con números *pares* como *impares* y señalan que en el sistema de bobinas impares no hay punto de *división de frecuencia* sino que mantiene la frecuencia central y aparecen otros picos de frecuencia , mientras que la división sí aparece en los sistemas con números pares. Por otra parte, también se dan pautas para determinar cómo seleccionar las ubicaciones óptimas y los números de las *bobinas de relevo*.

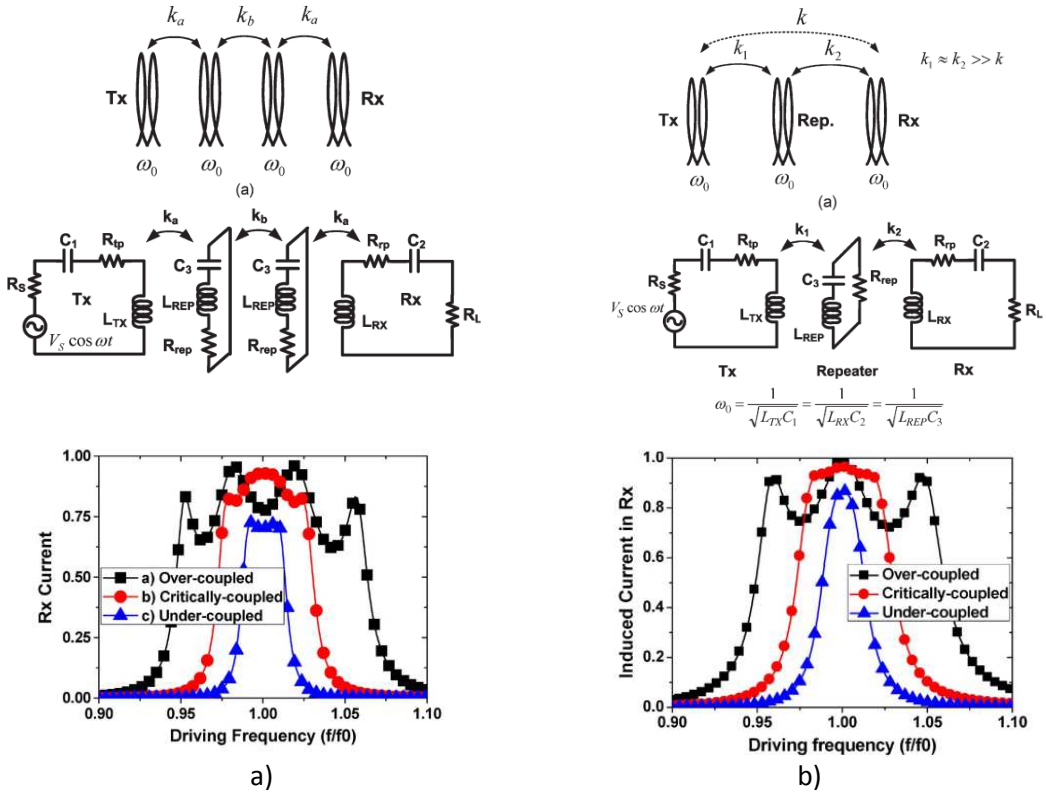


Figura 17. Gráficas de relación entre frecuencia y corriente en el resonador Rx junto a la bobina de carga en el caso a) resonadores pares y b) resonadores impares. Mientras que en a) se aprecia la división de frecuencia al llegar el modo sobreacoplado en b) la frecuencia central se mantiene en todos los modos subacoplado, crítico y sobreacoplado, apareciendo dos picos más en sobreacoplado durante el barrido de frecuencias. Ver referencia en el capítulo de resultados y discusión (Fuente de los gráficos **Ahn et al.** [28])

Puccetti et al. [36] proponen un nuevo conjunto de resonadores coplanarios, que incluye seis *resonadores en espiral* (**SR**) idénticos, también explican sus características de transferencia.

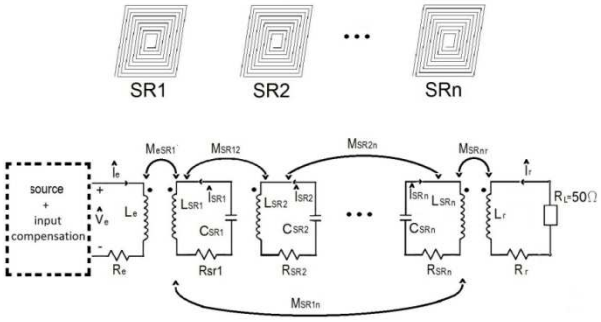


Figura 18. Conjunto de resonadores coplanarios SR y su circuito equivalente. Los resonadores son de 80 mm de lado y el conductor es de 0,4 mm de diámetro, la frecuencia de resonancia se encuentra alrededor de los 20 MHz (fuente de los gráficos **Puccetti et al.** [36])

Wang et al. [42] estudian una arquitectura de sistemas de *bobinas de multi-relevo* según la **Figura 19**, que tiene por objeto elementos móviles de energía. La **Figura 19** muestra también la distribución del campo magnético. Se presenta una nueva explicación de la distribución de campo magnético no uniforme a lo largo de una matriz, es decir, el modo acoplado del sistema de *bobinas de relevo* forma una onda estacionaria en la matriz, con la diferencia de fase entre resonadores vecinos en función de la frecuencia de funcionamiento.

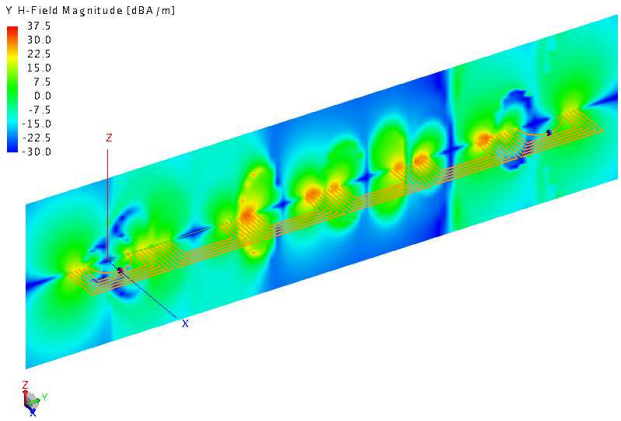


Figura 19. Arquitectura del sistema con múltiples bobinas de relevo. Una bobina resonante actúa como transmisor y otra como receptor. Este sistema puede ser utilizado para ampliar la distancia de transferencia de energía o los objetos móviles; también se representa la distribución del campo magnético de la arquitectura del sistema con múltiples bobinas de relevo. Las bobinas señaladas actúan como el transmisor y el receptor, la intensidad de color se muestra la situación de la distribución de campo magnético. (Dibujo del autor).

Las arquitecturas de sistemas con **bobinas de múltiples relevos** son en realidad la extensión de las que tienen dos bobinas, pero más complejas. Por ejemplo, los procesos de análisis de impedancias reflejadas son más complicados, y no se pueden ignorar los efectos sobre las

características de transferencia causadas por el acoplamiento cruzado de las bobinas de relevo no adyacentes. Sigue siendo aplicable el método de *análisis de la impedancia de reflectancia bidireccional* (**BRIA**). El análisis teórico y cuantitativo de la frecuencia de funcionamiento óptima y la distancia relativa son puntos a tener en cuenta, debido a que los parámetros del sistema necesitan volver a ser analizados y rediseñados según las diferentes aplicaciones. Hay que señalar que **el aumento del número de bobinas de relevo introduce pérdidas de energía adicional debido a sus factores de calidad limitada**.

3.5.1.3. Arquitectura del Sistema con Multi-transmisor y receptor de múltiples bobinas

Las características de transferencia de arquitecturas de sistemas con *múltiples bobinas receptoras* que se analizan se basan tanto en la **CMT** como en la **CT**.

Kurs et al. [14] mencionan que el aumento del número de las bobinas receptoras puede mejorar la eficiencia global de transferencia de potencia, incluso si la eficiencia de la transferencia a cada bobina receptora individual es relativamente baja.

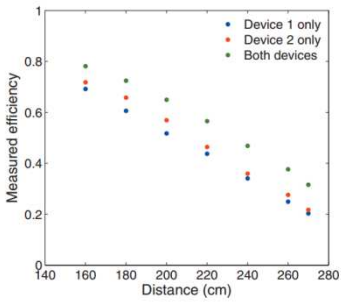


Figura 20. Eficiencia en función de la distancia para los casos en que cada dispositivo está acoplado a la fuente de forma individual y donde ambos dispositivos están acoplados simultáneamente (fuente gráfico **Kurs et al.[**14])

Kim et al. [17] señalan que **la eficiencia en general tiende a saturarse, incluso cuando se aumenta el número de bobinas de recepción, por lo que este número debe elegirse cuidadosamente.**

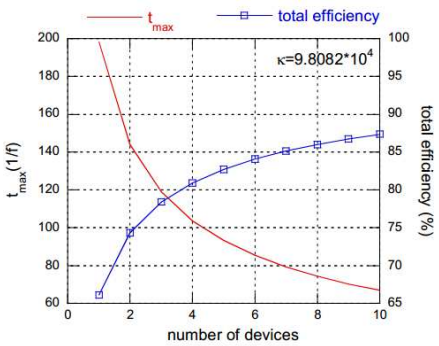
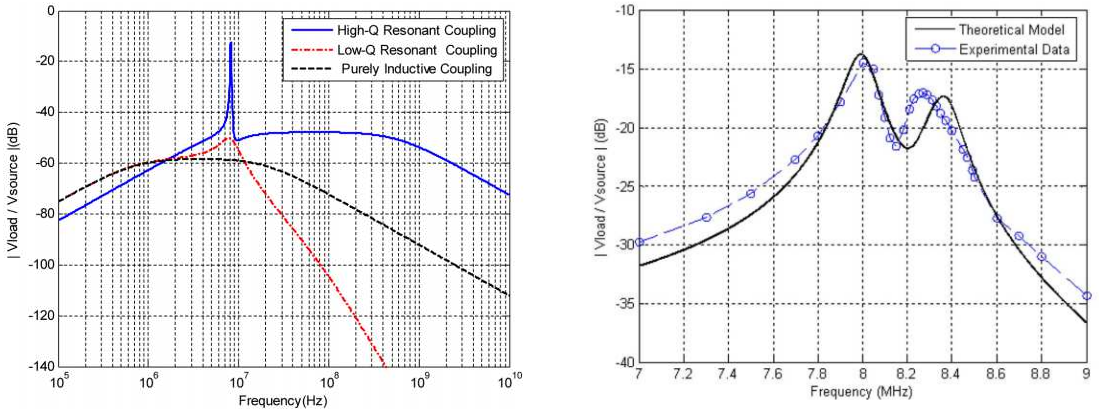


Figura 21. Eficiencia de transferencia de acuerdo al número de dispositivos de recepción. T_{max} es el tiempo de máxima transferencia de energía de la fuente al dispositivo de carga (fuente gráfico **Kim et al.** [17])

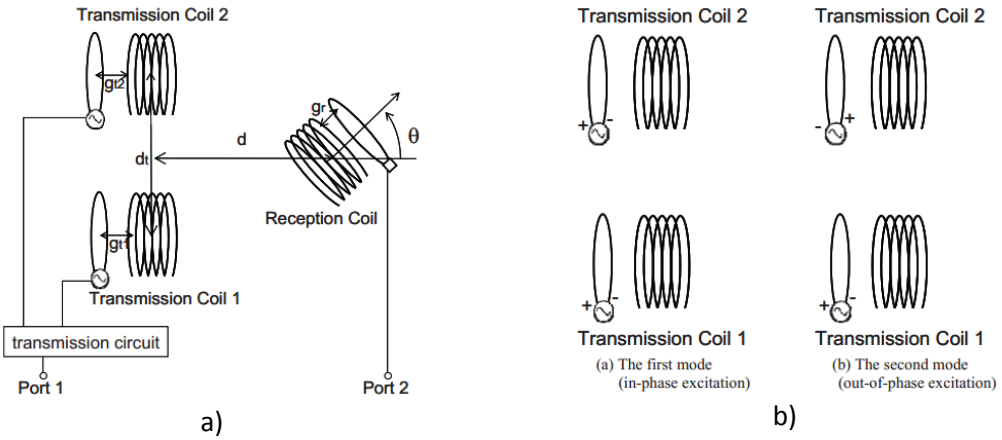
Cannon et al. [21] proponen un modelo de circuito equivalente de la arquitectura del sistema con las **bobinas de relevo múltiples**, y señalan que **el fenómeno de división de frecuencia sucede siempre que dos bobinas receptoras se coloquen lo suficientemente próximas.**



a) b)

Figura 22. a) Función de transferencia |(VL/VS)(ω)| sobre una amplia gama de frecuencias desde un modelo de circuito para el sistema de acoplamiento resonante, y para dos sistemas simples que conectan la fuente y la carga directamente a las bobinas acopladas. b) Función de transferencia |(VL/VS)(ω)| Cerca del pico resonante medido experimentalmente y según cálculo a partir del modelo de circuito para dos bobinas de recepción idénticas, *apiladas directamente una encima de otra en el centro del par de bobinas de transmisión,* para maximizar la interacción de acoplamiento entre receptores. La división de frecuencia en el modo acoplado es evidente. (Fuente **Cannon et al.** [21])

Oodachi et al. [29] proponen un conjunto ordenado de bobinas transmisoras que tienen modos de excitación en fase y fuera de fase. La selección del modo de excitación apropiado puede mejorar la eficiencia de transferencia de acuerdo con la posición de la bobina receptora.



a) b)

Figura 23. Configuración del sistema y modos en la transmisión excitación, en fase, primer modo y fuera de fase segundo modo. (Fuente **Oodachi et al.** [29])

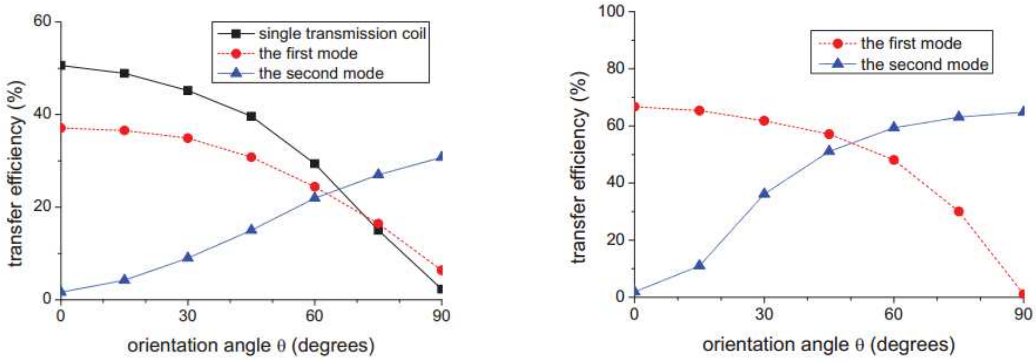


Figura 24. Transferencia de energía a) medida y b)calculada según la configuración de los modos de transmisión en fase y fuera de fase (fuente de los gráficos **Oodachi et al.** [29])

Casanova et al. [31] descubren que las interacciones entre bobinas receptoras se pueden reducir en la arquitectura del sistema con bobinas multi-transmisor; esto sucede porque las impedancias reflejadas en el lado de la fuente de voltaje pasan de serie a paralelo. Según concluye que el uso de múltiples bobinas primarias en paralelo tiene ventajas sobre una sola bobina primaria. En primer lugar, la inductancia reducida de las bobinas transmisoras hace que el amplificador sea menos sensible a las variaciones de los componentes. En segundo lugar, con múltiples bobinas de recepción, el suministro de potencia a un receptor individual es menos sensible a los cambios en las cargas conectadas a otras bobinas, desacoplando receptores entre sí. Además, se muestra que el uso de múltiples transmisores aumenta la potencia recibida con un impacto limitado en la eficiencia del acoplamiento. La arquitectura de múltiples bobinas de transmisión aumenta la eficacia de la carga simultánea de múltiples dispositivos y hace que el amplificador sea más robusto a la variación de los componentes.

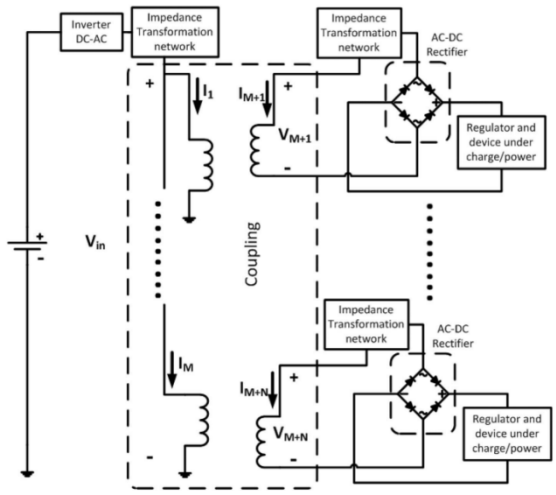


Figura 25. Diagrama de transferencia de múltiples bobinas de transferencia sobre múltiples receptores (fuente **Casanova et al.** [31])

Ahn et al. [33] investigan las arquitecturas de sistemas con multi-transmisor o receptor multi-bobinas. De acuerdo con sus acoplamientos cruzados, proponen un método de ajuste de frecuencia para maximizar la eficiencia de transferencia y la transferencia de energía, y también realizar una conmutación suave al mismo tiempo.

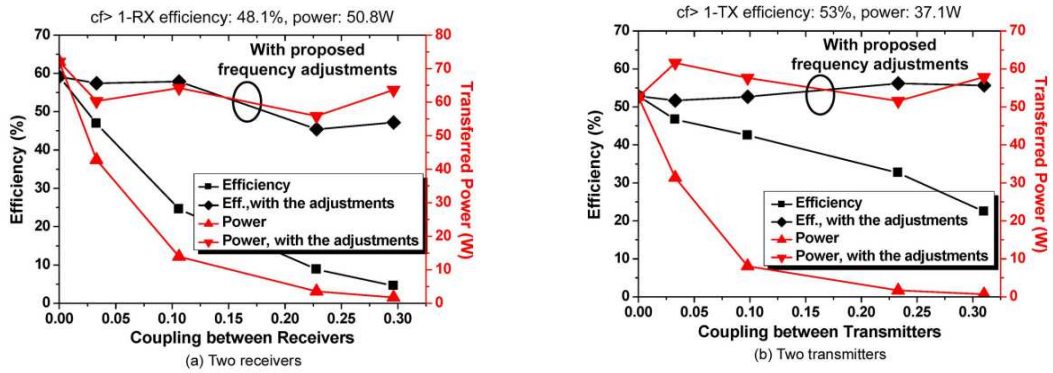


Figura 26. *Eficiencia* y *potencia transferida* versus *acoplamientos* entre **TXs** o entre **RXs**. Se muestra que los ajustes de frecuencia propuestos son esenciales para mantener los máximos rendimientos cuando existen los acoplamientos entre **TXs** o entre **RXs**. Además, los sistemas con múltiples **TX** o RX muestran un rendimiento superior al de los **TX** y **RX** individuales. (A) Dos **RX** se acoplan entre sí. (B) Dos **TX** están acoplados entre sí. (Fuente **Ahn et al.** [33])

Existen buenas perspectivas en el desarrollo de arquitecturas de sistemas con transmisores y receptores de múltiples bobinas, especialmente en las aplicaciones de baja o media potencia, tales como los implantes médicos y electrónica de consumo.

Se han examinado los efectos de acoplamiento cruzado sobre las características de transferencia, pero por lo general se limita a no más de tres bobinas resonantes. Una vez que el número de bobinas transmisoras y receptoras aumenta, o las bobinas receptoras se mueven horizontal y verticalmente, los procesos de análisis se hacen más complicados.

Por lo tanto, con el fin de satisfacer los requisitos de las aplicaciones prácticas, se deben considerar algunos problemas importantes, incluyendo los efectos de acoplamiento cruzado, la selección del número de la bobina y formas geométricas de las bobinas de transmisión y recepción, el movimiento horizontal y vertical de las bobinas receptoras y el diseño de estrategias de control.

3.5.1.4. Arquitectura de sistemas basada en metamateriales

Los metamateriales no son un nuevo tipo de material, sino un montaje artificial de celdas unitarias idénticas. La mayoría de ellos están compuestos de matrices de circuitos eléctricos idénticos resonantes y acoplados por lo que los metamateriales pueden ser diseñados para poseer algunas propiedades electromagnéticas peculiares que no se observan en los materiales naturales, tales como un **índice de refracción negativo** y la **amplificación de la onda evanescente**. Además, estas dos propiedades permiten a los metamateriales tener la

capacidad de controlar la distribución del campo magnético circundante. Los factores de calidad y fuerza de acoplamiento mutuo determinan las características de transferencia del sistema. Naturalmente, los metamateriales pueden introducirse para mejorar la fuerza de acoplamiento mutuo, y, por lo tanto, la eficiencia de transferencia de energía [43].

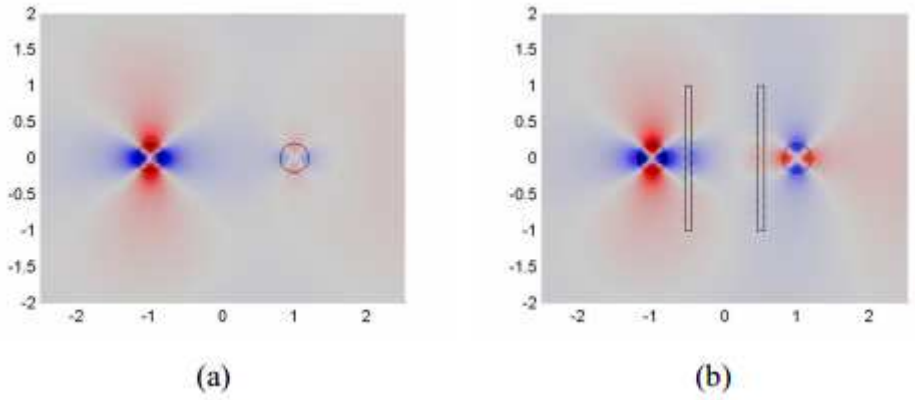


Figura 27. Acoplamiento entre dos resonadores dieléctricos sin (a) y con (b) metamateriales. Se representa el campo eléctrico. (Fuente **Wang et al.** [43])

En general, el carácter de índice de refracción negativa requiere que tanto la permitividad como la permeabilidad efectiva sean negativas. Sin embargo, en el *límite de sublongitud de onda profunda*, se desacoplan el campo magnético y campo eléctrico, y sólo uno de ellos requiere ser negativo [44]. Afortunadamente, muchos sistemas **SCMR** caen en el *límite de sublongitud de onda profunda*, debido a que sus tamaños son mucho más pequeños que la longitud de onda de trabajo [45].

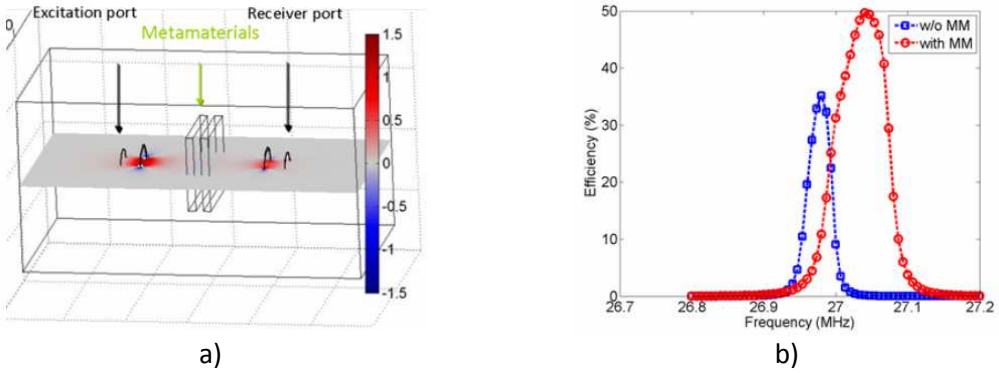


Figura 28. a) Simulación del campo magnético en un sistema WPT con metamateriales. Gráfica de resultados con y sin metamateriales. (Fuente **Wang et al.** [45])

Las aplicaciones de los metamateriales en la **SCMR** son una línea de investigación prometedora, pero las pérdidas de energía, el tamaño, la fabricación y el costo de los metamateriales deben ser considerados.

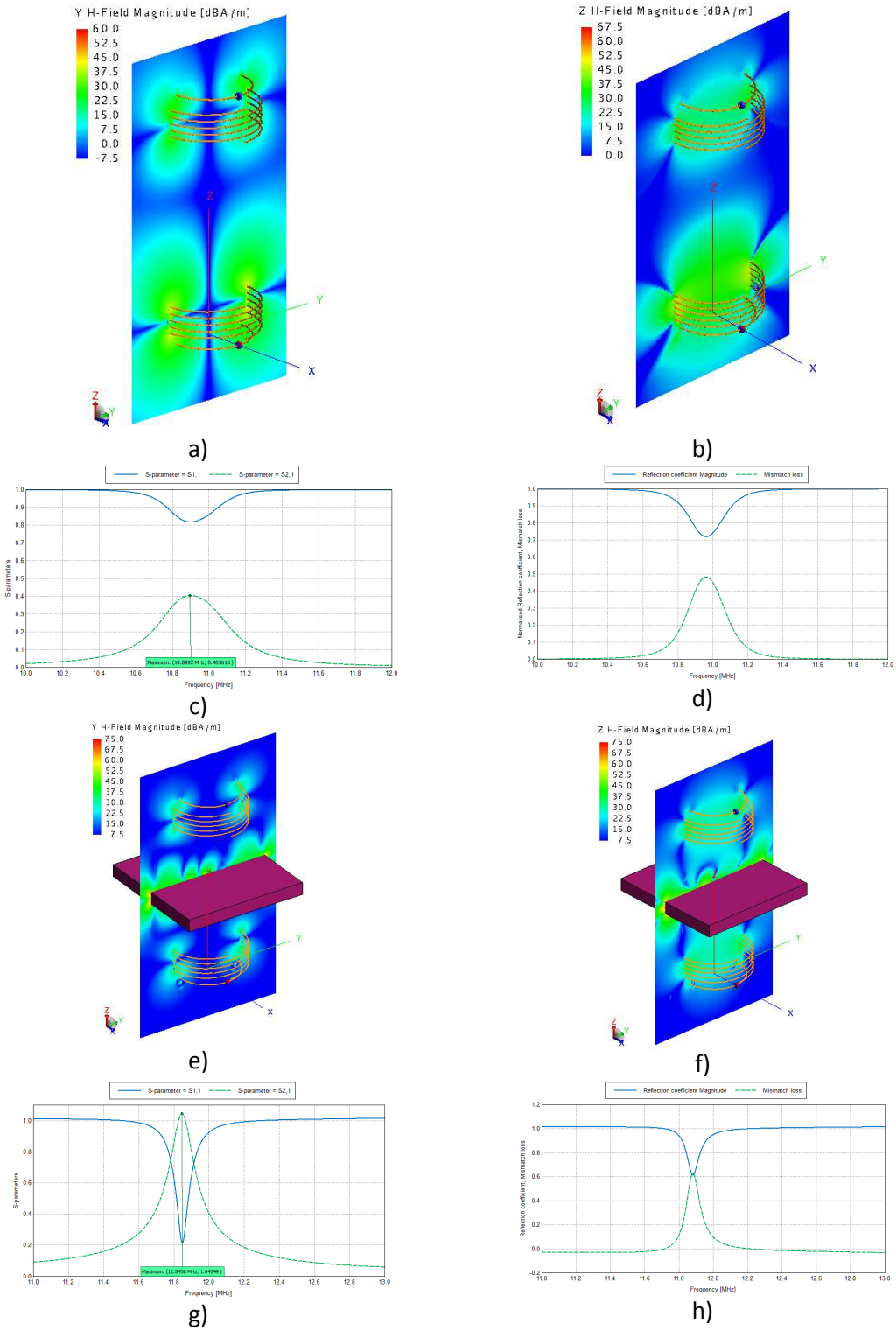


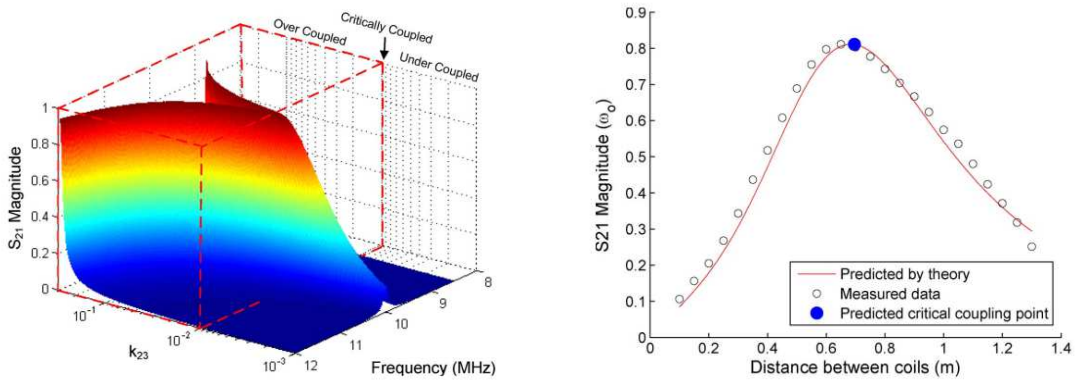
Figura 29. Cálculo de sistema WPT sin y con un metamaterial de *permeabilidad magnética* $\mu_r = -1.0$ y permitividad eléctrica $\varepsilon_r = 1.0$. Se representa en el modelo en el campo cercano las componentes de campo magnético **Hy** perpendicular al eje del sistema y **Hz** paralelo al mismo. En c) sin metamaterial y g) con él se calculan los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21}. $|S_{21}|^2$ es el valor de la eficiencia del sistema. En d) y h) se representa la magnitud del coeficiente de reflexión. (Dibujo y cálculo del autor).

3.5.2. Fenómeno de la división de frecuencia y adaptación de impedancia

El fenómeno de división de frecuencia ocurre en el área sobreacoplada, lo que afecta a las características de transferencia del sistema. La adaptación de impedancia es un problema crucial en la **SCMR**. Los estudios, incluyendo arquitecturas de sistemas, características de transferencia y división de frecuencia, se centran en la adaptación de impedancia. **Las impedancias reflejadas, las resistencias parásitas de las bobinas, la resistencia interna de la fuente y la impedancia de carga constituyen una red de impedancia compleja, que decide las características de transferencia del sistema de forma simultánea.**

3.5.2.1. El Fenómeno de la división de frecuencia

Sample et al. [27], clasifican los sistemas de áreas de trabajo en acoplado, acoplado en punto crítico y subacoplado, tal como se muestra en la **Figura 30**. Señala además que hay dos modos de frecuencia comprendida en la arquitectura del *sistema con dos bobinas*.

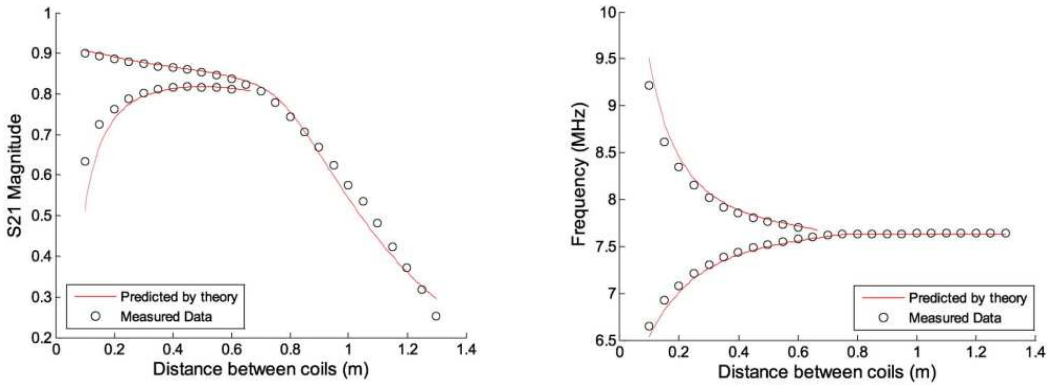


a) b)

Figura 30. a) S_{21} magnitud como una función de la frecuencia y acoplamiento de coeficiente k_{23}. b) Comportamiento de WET a la frecuencia de resonancia f_0.(Fuente **Sample et al.** [27])

La parte roja en el hexaedro de **la figura 30a** se denomina sobreacoplada, la parte restante se llama subacoplada, y la conexión entre ellas punto crítico de acoplamiento. En La **figura 30b** el cálculo se realiza según la fórmula de Neumann y se predice del punto crítico de acoplamiento entre 0,6 y 0, 8 m.

En el modo de frecuencia más baja, la corriente en la bobina de transmisión está en fase con la de la bobina receptora, pero en anti-fase en el modo de frecuencia más alto.



a) b)

Figura 31. Cálculo y medición de los valores de la división de frecuencia en función de la distancia. a) El valor del parámetro de dispersión S_{21}. b) Valor de la frecuencia. (Fuente **Sample et al.** [27])

La división de frecuencia no es una propiedad intrínseca de la **SCMR**, sino el resultado de tratar de lograr transferencia de alta potencia. Curvas análogas se pueden lograr mediante la simulación del modelo de circuito equivalente de la **figura 32**, el coeficiente de acoplamiento y la frecuencia de accionamiento se deben ajustar simultáneamente.

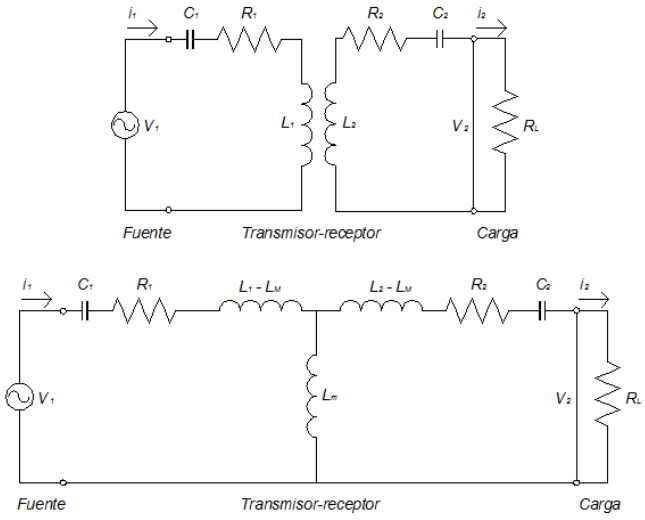


Figura 32. Esquema de principio de WET y su circuito equivalente (dibujo del autor)

Los puntos críticos de acoplamiento solo existen en un estado de resonancia, lo que indica que **la impedancia reflejada desde la bobina secundaria a la bobina primaria es idéntica a la impedancia inicial de la bobina primaria**. **En esta situación, se cumple la condición de adaptación de impedancia, por lo que la transferencia de potencia llega al valor máximo, pero la eficacia de transferencia es apenas mayor que 50%. En el área subacoplada, la impedancia reflejada desde la bobina secundaria a la bobina primaria es menor que la impedancia inicial de la bobina primaria por el coeficiente de acoplamiento reducido, por lo tanto la eficiencia de transferencia y transferencia de potencia disminuyen. En el área sobreacoplada, la impedancia reflejada desde la bobina secundaria de la bobina primaria es**

mayor que la impedancia inicial de la bobina primaria por el coeficiente de acoplamiento creciente, esto conduce a una mayor eficacia, pero menor potencia de transferencia. Con el fin de mejorar la potencia de transferencia en el área sobreacoplada, la frecuencia de accionamiento se debe ajustar lejos de la frecuencia de resonancia del sistema para realizar un seguimiento de los puntos de división de frecuencia, y que se pueda realizar el reajuste de la impedancia. Además, la igualdad de transferencia de potencia en el punto crítico junto al punto de división de frecuencia sólo es sostenible cuando la resistencia total en la bobina primaria es idéntica a la de la bobina secundaria.

Aunque la potencia imaginaria surja cuando la frecuencia de activación del sistema se desplace lejos de la frecuencia de resonancia, el fenómeno de bifurcación basado en la maximización de la eficiencia de transferencia no va a suceder en la arquitectura que se muestra en la **Figura 22**, y se debe introducir el concepto del factor de potencia, mencionado en la **Sección 3.2,** con el fin de evaluar esta potencia imaginaria.

El fenómeno de división de frecuencia sucede en la arquitectura del *sistema con resonadores multi-relevo, multi-bobinas de transmisor* y *receptor de múltiples bobinas adyacentes* si dos o más resonadores están en proximidad suficiente de modo que sus campos magnéticos estén fuertemente acoplados [21]. Debido a un número elevado de bobinas resonantes se puede crear una situación compleja con la división de frecuencia que hay que estudiar a fondo.

3.5.2.2. Adaptación de impedancia

A fin de realizar la adaptación de impedancia,

Fu et al. [40] siguen los puntos de ***división de frecuencia*** **en** ***modo par*** **o modo** ***impar***. Este método sólo es aplicable en el área sobreacoplada.

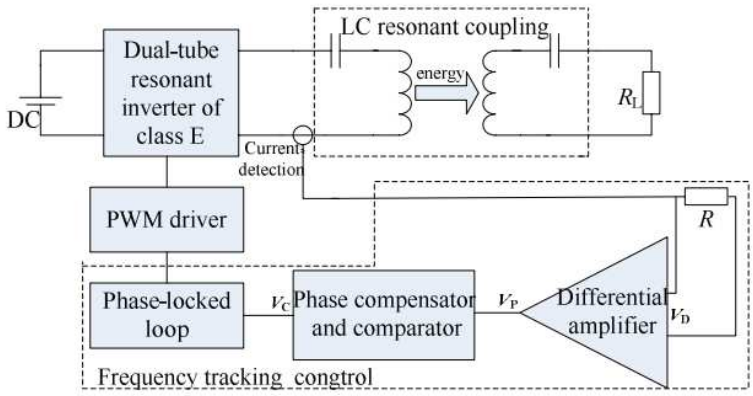


Figura 33. Esquema de principio del discriminador de frecuencia. (Fuente **Fu et al.** [40])

Chen et al. [20] y **Duong et al.** [54] proponen un método de adaptación de impedancia mediante el **ajuste de las distancias relativas o ángulos entre bobinas adyacentes**. Este

método es difícil de llevar a cabo en la práctica, porque necesita sistemas de control complejos, así como actuadores precisos.

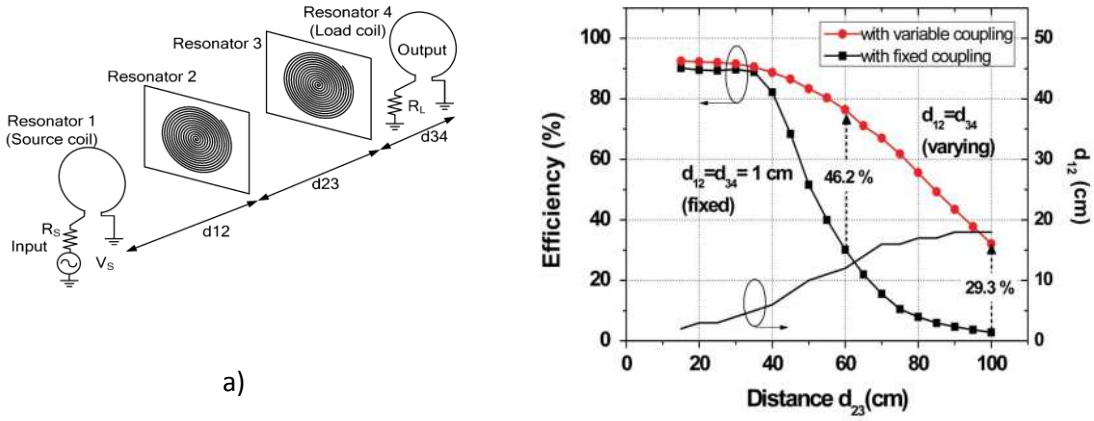


Figura 34. a) Esquema de principio. b) Comparación en la medición de la eficiencia con métodos de acoplamiento fijo y variable. (Fuente **Duong et al.** [54])

Lee et al. [53] proponen **una estructura resonante anti-paralela formada por las bobinas de avance y retroceso de conducción**, que pueden prevenir el coeficiente de acoplamiento frente a los cambios súbitos relacionados con la distancia. Al hacer esto, la eficiencia de transferencia se puede estabilizar a pesar de la distancia variable. Sin embargo, este método descarta las alta eficiencia de transferencia de energía y las características de transferencia en el rango próximo de forma simultánea.

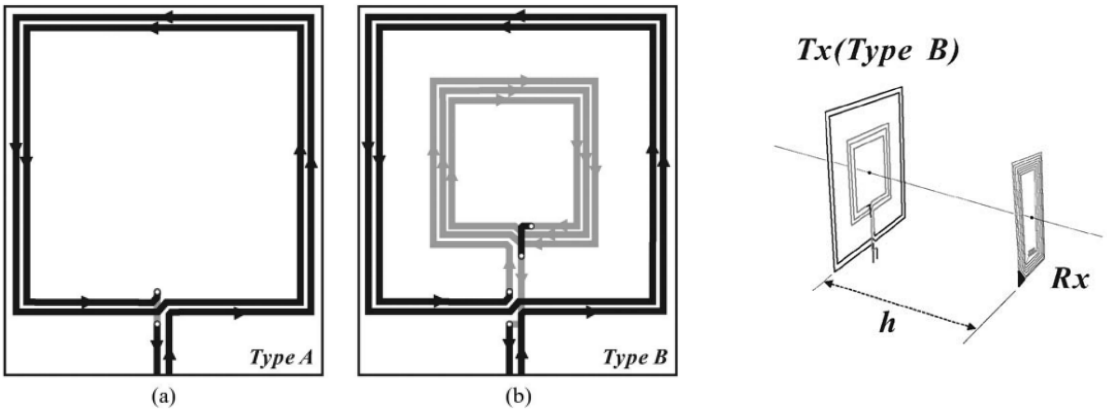


Figura 35. a) Estructura de bobina convencional y b) con bobina resonante anti-paralela. A la derecha diseño esquemático de la configuración (Fuente **Lee et al.** [53])

Imura et al. [57] adaptan **un convertidor DC-DC para realizar la adaptación de impedancia mediante el ajuste del ciclo de trabajo (Figura 34).** Por ejemplo, si se utiliza la topología *buck*-

boost, las impedancias equivalentes se pueden ajustar de cero al infinito, las ecuaciones (19) y (20) muestran este proceso:

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{(1-D)}{D}, \qquad V_{in}I_{in} = V_{out}I_{out}, \qquad V_{out} = I_{out}R_L \tag{19}$$

$$\frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{R_L(1-D)^2}{D^2} \tag{20}$$

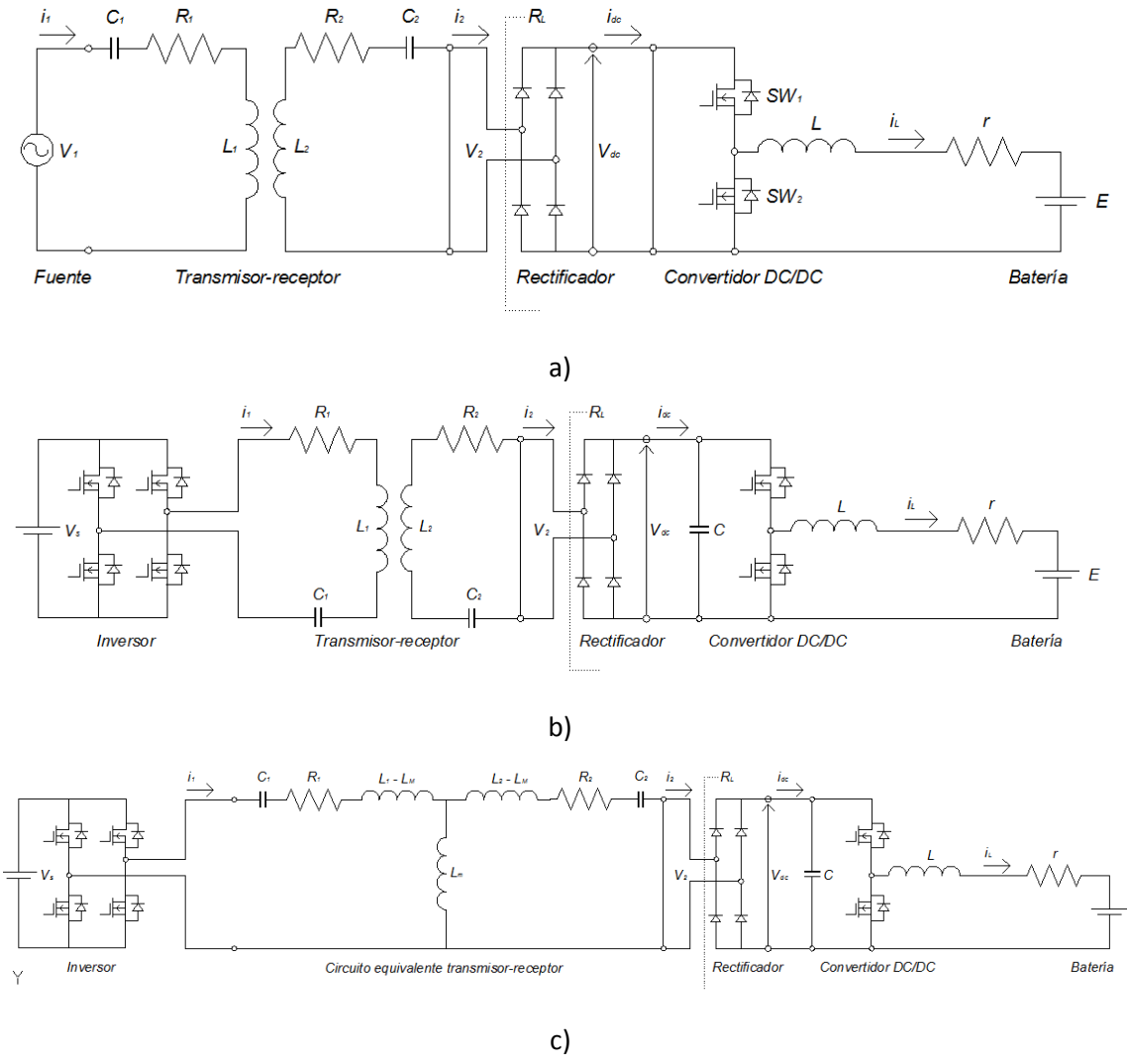


Figura 36. a) *Convertidor DC/DC* para realizar la adaptación de impedancia mediante el ajuste del ciclo de trabajo. b) Inclusión de un *inversor* mediante un conjunto de transistores **MOSFET** en la fuente. c) Circuito equivalente del sistema. (Dibujos del autor)

Pantic et al. [60] proponen un **receptor compensado paralelo con convertidor elevador de tres estados.** Mediante el ajuste del grado de libertad adicional (el interruptor en la **Figura 35**), la corriente discontinua enviada por el convertidor elevador se puede ajustar para introducir la reactancia apropiada en el tanque resonante y ajustar el sistema para lograr optimizar la

transferencia de potencia. Esta idea es importante para la evolución de los métodos de adaptación de impedancia, los problemas de aplicación de la **SCMR** en diferentes ocasiones se pueden resolver añadiendo uno o más ajustes similares y las estrategias de control correspondientes. En la topología *Boost*, las impedancias equivalentes se pueden ajustar de cero hasta la resistencia de carga, las ecuaciones (21) y (22) muestran este proceso:

$$V_{out} = \frac{1}{1-D} V_{in}, \qquad V_{in} I_{in} = V_{out} I_{out}, \qquad V_{out} = I_{out} R_L \tag{21}$$

$$Z_L = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_L (1-D)^2 \qquad 0 \le Z_L \le R_L \tag{22}$$

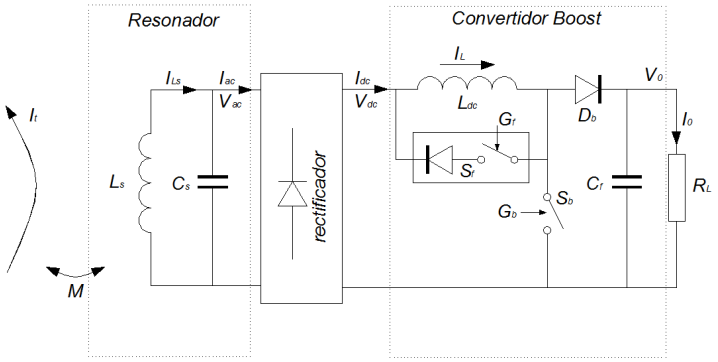


Figura 37. Un receptor paralelo compensado con convertidor elevador de tres estados. Los tres modos de funcionamiento son "impulso (S_b encendido, S_f apagado)", "entrega de potencia (S_b apagado, S_f apagado)" y "periodo de marcha libre (S_b apagado, S_f encendido)". (Dibujo del autor)

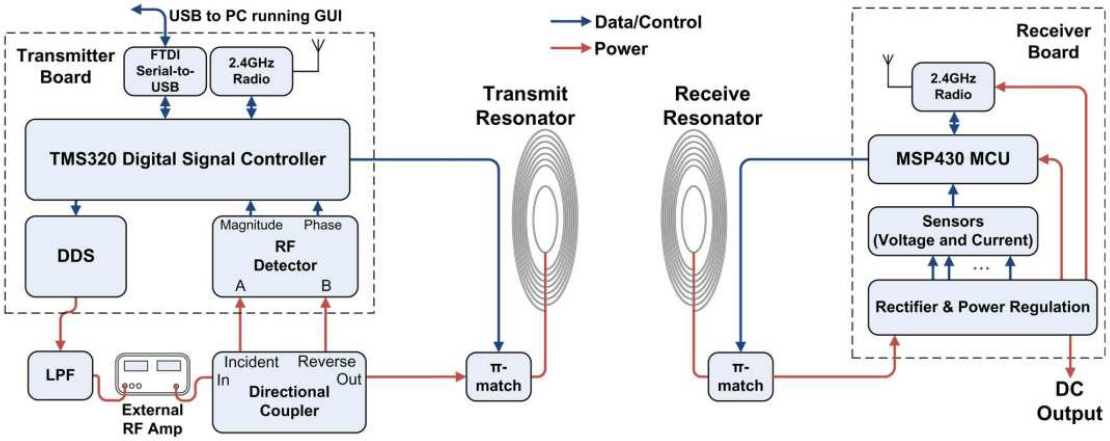


Figura 38. Diagrama de bloques del sistema de energía inalámbrico de extremo a extremo. La potencia se indica con líneas rojas, mientras que los datos y/o el control se denota con líneas azules. En el caso de la conexión del **TMS320** al **DDS**, la conexión azul indica una palabra de control digital. En el caso de las conexiones del **DSC** con el controlador USB y la radio de 2,4 GHz, las líneas azules representan datos digitales en serie. En la placa de recepción, las líneas azules indican las medidas de varios sensores de tensión y corriente, que pueden ser utilizados para enviar información al transmisor sobre el estado de sus condiciones de funcionamiento a través de su radio de 2,4 GHz Finalmente, las líneas azules que van a las tarjetas de coincidencia indican pines de control **GPIO** que controlan los bancos de condensadores. (Fuente **Sample et al.** [59])

Por otra parte, **Sample et al.** [59] evalúan de forma exhaustiva los **principales tipos de métodos de adaptación de impedancia que se utilizan para adecuarse a las variaciones de rango, la orientación y la carga,** y presentan un sistema completo de extremo a extremo capaz de adaptarse a los cambios en tiempo real en el medio ambiente, manteniendo una eficiencia óptima (**figura 38**)

Entre los métodos analizados anteriormente, el *ajuste DC/DC* parece el más idóneo, ya que puede realizar no sólo la adaptación de impedancia, sino también la conversión de potencia.

También es una solución idónea el ajuste múltiple mediante la fusión de las respectivas ventajas de los métodos mencionados anteriormente, pero la estrategia de control correspondiente se debe diseñar con cuidado. **Para una mejor adaptación de impedancia los problemas de detección de carga y cálculo de la inductancia mutua son muy importantes**.

Wang et al. [89] proponen **un método eficaz de detección de carga transitoria, pero sólo es adecuado para la detección de resistencia pura,** pero falta considerar las cargas reactivas que se producen en las aplicaciones prácticas.

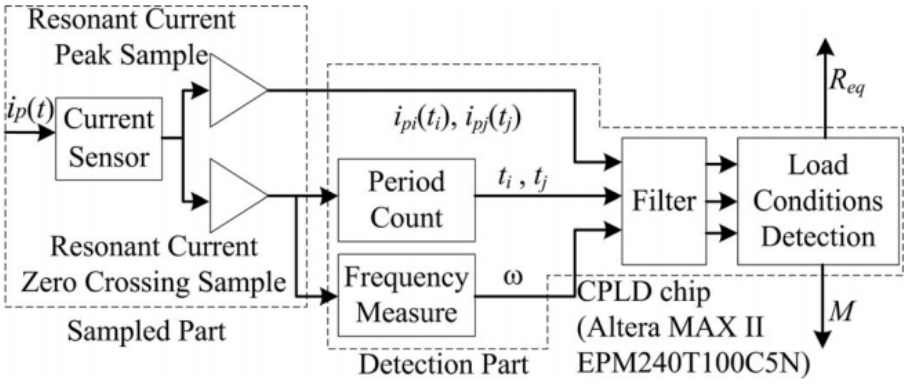


Figura 39. Estructura del subsistema de detección de carga. (Fuente **Wang et al.** [89])

Raju et al. [90] proponen **un modelo compacto de la inductancia mutua mediante varios desplazamientos axiales y laterales, y descubren que el valor de la inductancia mutua se basa en la frecuencia de funcionamiento** fenómeno que sólo ocurre cerca de la frecuencia de resonancia propia de la bobina.

Son requisitos previos y dificultades técnicas para la solución de los problemas de la adaptación de impedancia, que incluyen la detección de carga y cálculo de la inductancia mutua.

3.5.4. El proceso de optimización

3.5.4.1. Optimización del diseño de topología del circuito, estructura física y factor de alta calidad

Las topologías fundamentales son solamente de la *serie-serie*, *paralelo-se*rie y *paralelo-paralelo*, las otras topologías se deducen de ellas.

Chen et al. [62] estudian **la topología de acoplamiento resonante mixta *serie-paralelo***, y recuerda que esta topología es prácticamente una síntesis de las topologías *serie-paralelo*, tiene ventajas superiores y la distancia de transferencia es mayor que la de la topología *serie* y la eficiencia de transferencia es superior a la topología en *paralelo*.

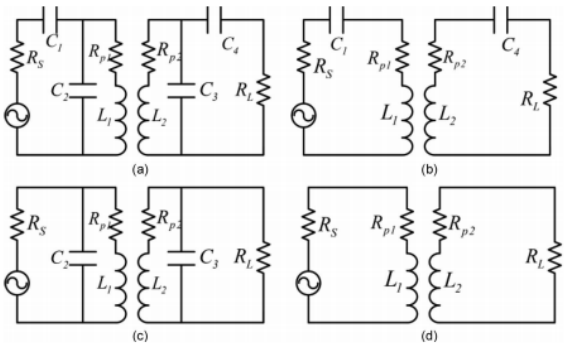


Figura 40. (a) Modelo de circuito de acoplamiento de resonancia mixta para **WPT** y (b) - (d) sus tres formas degeneradas. (a) Modelo de circuito resonante mixto. (b) Modelo de circuito resonante en serie. (c) Modelo de circuito de resonancia-shunt. (d) Modelo de circuito inductivo no compensado.(Fuente **Chen et al.** [62])

Villa et al. [63] propone una **topología en *serie-paralelo-serie*** (**SPS**), que puede transferir la potencia nominal, incluso con alta desalineación.

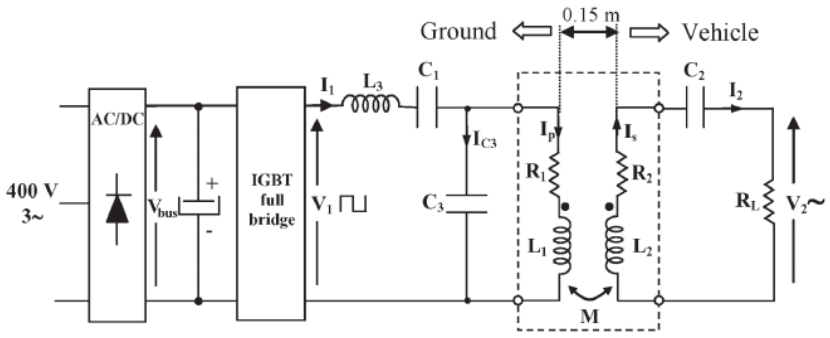


Figura 41. Esquema de topología **SPS** compensada. (Fuente **Villa et al.** [63])

Lee et al. [64] concluyen que para alta frecuencia (dentro de MHz) **la pérdida es causada principalmente por el *efecto piel* y el *efecto proximidad*, y proponen un diseño de superficie espiral con sección hueca**. Con el fin de disminuir la pérdida del *efecto piel*, el espesor de

pared de la bobina es idéntica a la profundidad de piel. Tres vueltas ocupan 120 grados en un patrón en espiral de superficie, que constituye el hueco de la bobina. El *efecto proximidad* está restringido por esta disposición espacial, esto se debe a que los campos magnéticos de la parte exterior de la sección transversal circular se conectan sin problemas, sin adición o sustracción de los campos.

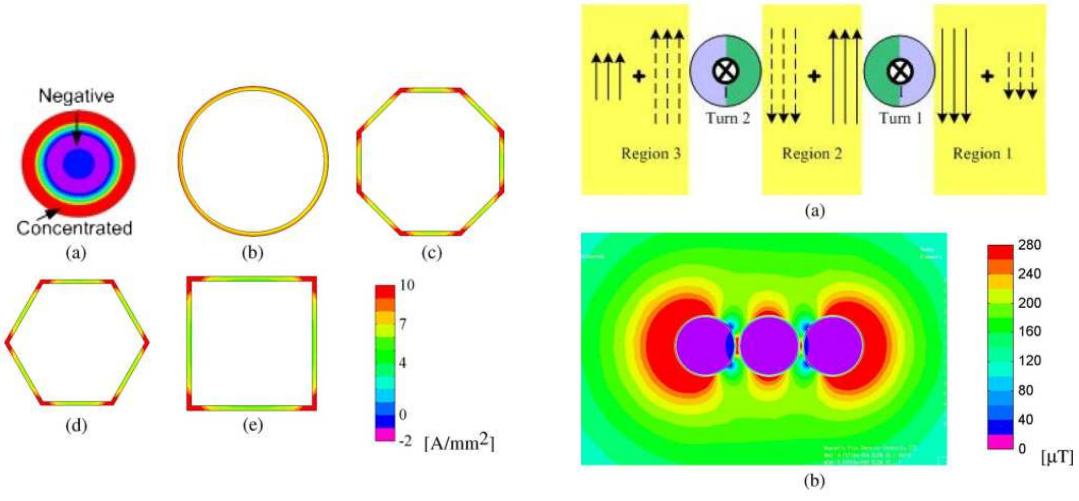


Figura 42. A) *Efecto piel*. Distribución de la densidad de corriente en la sección de un conductor y en bucles de formas diferentes. B) *Efecto proximidad*. Redistribución del campo magnético debido a la proximidad entre conductores. (Fuente **Lee et al.** [64])

Kim et al. [65] **mejoran la eficiencia de transferencia con el uso de superconductores de alta temperatura** (**HTS**) en la bobina receptora.

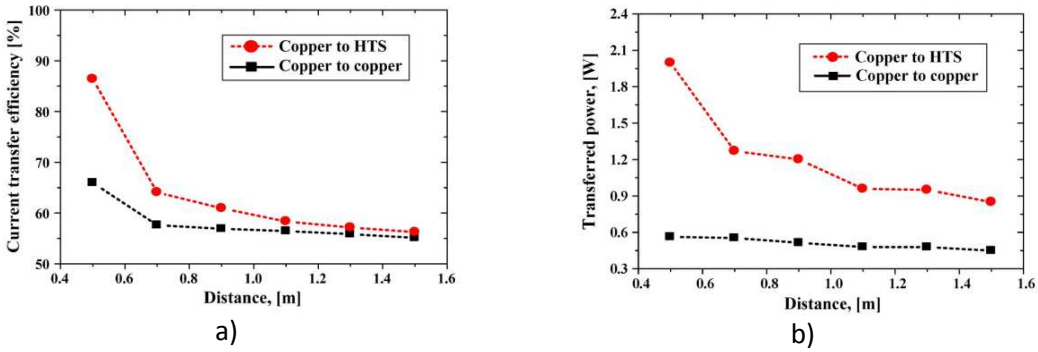
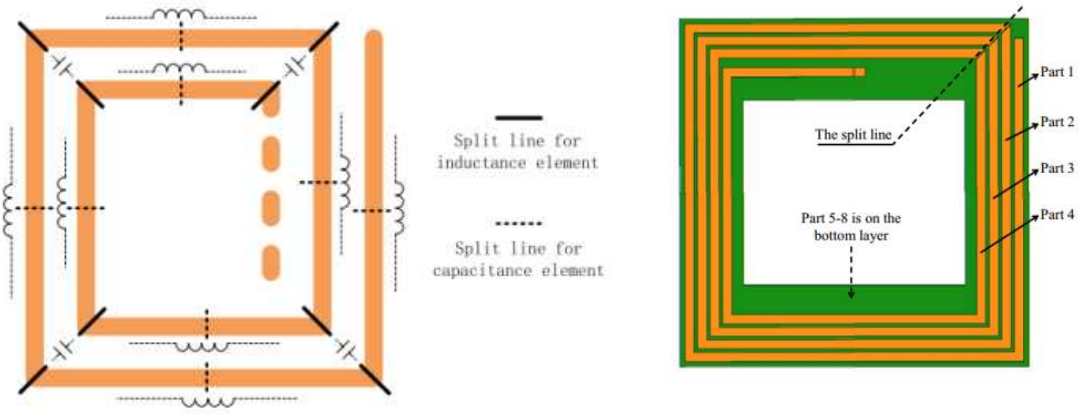


Figura 43. Resultados experimentales en la eficiencia de transferencia y la transferencia de potencia. a) Mejora en la eficiencia. b) Mejora en la transferencia de potencia. (Fuente **Kim et al.** [65])

Zhao et al. [68] **proponen un modelo teórico constituido por una doble capa de estructura espiral impresa como bobina**, que se puede utilizar el espacio de manera más eficaz y

proporcionar una capacitancia parásita más grande para aplicaciones de frecuencia de resonancia más baja.

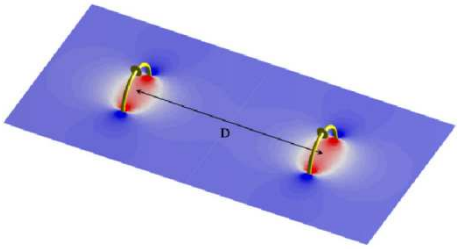


a) b)

Figura 44. a) Diagrama esquemático de partición de bobina espiral cuadrada. b) Modelo simplificado de la capa superior de la bobina. La capa inferior es especular a esta. (**Zhao et al.** [68]).

Los *factores de calidad* son un punto importante de investigación ya que determinan el conjunto de características de transferencia del sistema. El condensador externo por lo general no se utiliza debido a sus pérdidas, lo que reducirá el factor de calidad, y a su vez la eficiencia de los sistemas [76]. El factor de calidad máxima a la frecuencia de resonancia (que debe ser también la frecuencia de funcionamiento del sistema) es el objetivo de diseño del sistema **SCMR**, ya que puede mejorar la eficiencia de la transferencia a pesar de las distancias. En general, **sólo hay un factor de calidad máximo con cada frecuencia correspondiente**, por lo tanto, **debemos hacer resonar las bobinas a la frecuencia operativa que coincida con la frecuencia donde exhiben el máximo factor de calidad** [76].

Jonás et al. [70] deducen las **fórmulas de cálculo de los parámetros cruciales basados en la maximización de factores de calidad**, que marcan directrices significativas para el diseño óptimo de elementos del sistema **SCMR**. Las ecuaciones (17) y (18) muestran que la situación de estrecho acoplamiento se alcanza sólo cuando los factores de calidad son muy altos.



dos bucles	*D/r*	*Q rad*	*Q =ω/2Γ*	*ω/2κ*	*κ/Γ*
r=30cm, a=2cm ε=10, A=138cm²,d=4mm λ / r≈112 *Q abs≈4886*	*3*	*30729*	*4216*	*62.6 (63.7)*	*67.4.(68.7)*
	5	*29577*	*4194*	*235 (248)*	*17.8 (17.6)*
	7	*29128*	*4185*	*589 (646)*	*7.1(6.8)*
	10	*28833*	*4177*	*1539 (1828)*	*2.7 (2.4)*
r=10cm, a=2mm ε=10, A=3.14cm²,d=1mm λ / r≈70 *Q abs≈1546*	*3*	*10955*	*1355*	*85.4(91.3)*	*15.9 (15.3)*
	5	*10740*	*1351*	*313 (356)*	*4.32 (3.92)*
	7	*10759*	*1351*	*754 (925)*	*1.79 (1.51)*
	10	*10756*	*1351*	*1895 (2617)*	*0.71 (0.53)*

Figura 45. Sistema de dos bucles conectado a placas paralelas a media distancia de acoplamiento D. (Fuente **Karalis et al.** [12])

Marin Soljacic [6] menciona que **el *factor teórico de calidad* para los bucles se estima en 2500**, pero el valor medido es solamente 1000 debido al *efecto piel* (la frecuencia es de 10 MHz).

Sin embargo, se puede utilizar la frecuencia más alta de resonancia con métodos de optimización para mejorar el factor de calidad, y, por lo tanto, la transferencia de la eficiencia, en concreto y para las bobinas la relación entre el radio de las mismas y el radio de la sección del conductor debe ser aproximadamente igual a 9,52 (**Jonah et al.** [70])

Por otra parte, los factores de calidad se podrían mejorar al disminuir la resistencia de la bobina. Aunque los métodos adoptados son diferentes, los objetivos últimos de nueva disposición espacial de la estructura (**Lee et al.** [64)], los cables magneto-chapados (**Mizuno et al.** [67]) y antenas de transmisión superconductoras a alta temperatura (HTS)(**Kim et al.** [65]) son los mismos**, disminuir las resistencias equivalentes de las bobinas y mejorar la eficiencia de transferencia del sistema.**

Todos los métodos de optimización mencionados tienen como objetivo mejorar las características de transferencia, pero algunos parámetros de optimización importantes, tales como el *factor de calidad* y la *inductancia mutua*, entran en conflicto con el peso, volumen y coste de las bobinas, por tanto, el proceso de optimización debe ser una solución de compromiso. Por otra parte, se debe prestar atención al diseño de blindaje **SCMR** debido a que **los efectos de los campos magnéticos de alta frecuencia sobre los seres humanos no están claros, y hay pocos estudios sobre el tema**.

Otro elemento importante es la selección entre *capacitancia agrupada* o *capacitancia parásita*:

- Si se utiliza la *capacitancia agrupada*, se deben considerar las pérdidas adicionales debido a su *Resistencia en Serie Equivalente* (**ESR**) y la contraposición entre la rigidez dieléctrica y el factor de calidad de la bobina.
- Si se utiliza la *capacidad parásita*, se pueden ignorar la tensión no disruptiva y los problemas de **ESR** (**Resistencia en Serie Equivalente**), pero se debe considerar el problema de sensibilidad de la capacitancia parasitaria causada por los objetos circundantes, porque esto afectará bruscamente a la frecuencia de resonancia del sistema.

Además, las diferentes estructuras (hélice, espiral, etc.) de las bobinas resonantes pueden tener grandes efectos sobre las características de transferencia del sistema, por lo que son necesarios estudios comparativos.

3.5.4.2. Optimización del flujo de diseño

Jonah et al. [70] proponen **un diseño de optimización global basado en la mejora de la eficiencia de la transferencia**. Con el fin de lograr este objetivo**, la frecuencia de excitación y la frecuencia de resonancia deben coincidir con la frecuencia en la que se maximiza el factor de calidad de la bobina**, y aún más que se alcance el máximo factor de calidad cuando la

relación entre el radio de la bobina y el radio de la sección transversal del conductor es de aproximadamente 9,52.

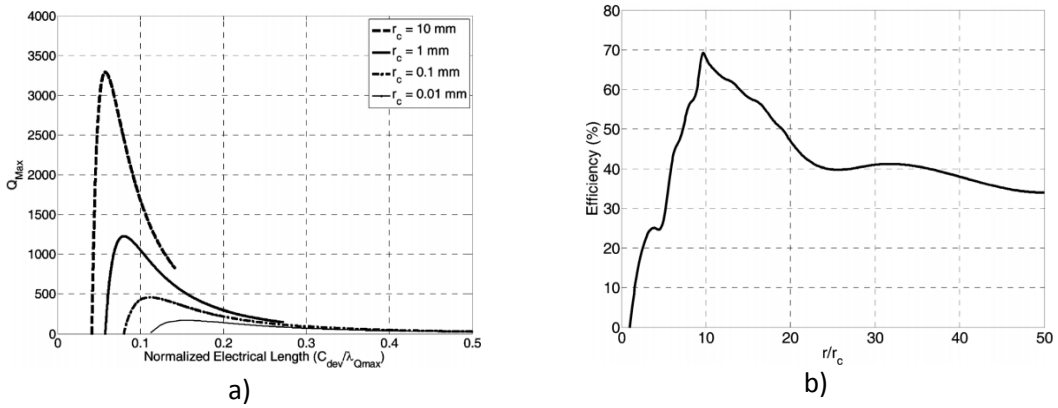


Figura 46. a) Factor de calidad vs longitud eléctrica de la bobina. b) Eficiencia del SCMR con diferentes relaciones de radio de la bobina y radio de la sección del conductor. (Fuente **Jonah et al.** [70])

Kiani et al.[74], **la frecuencia de operación aumenta hasta que la transferencia de la potencia sea inferior a la potencia nominal con el fin de mejorar la eficiencia de transferencia**, en realidad es un compromiso entre la eficiencia de transferencia y la transferencia de potencia.

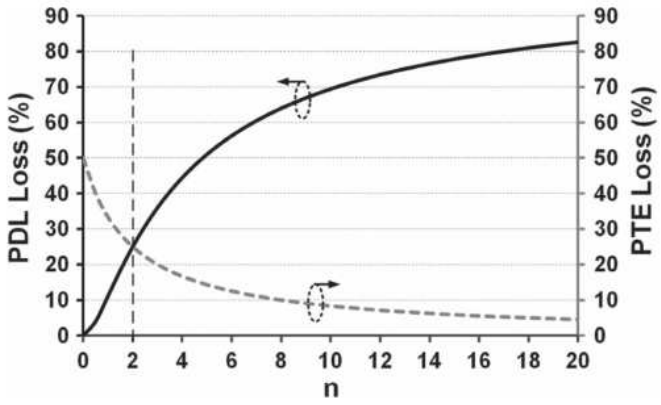


Figura 47. Pérdidas de **PTE** (eficiencia de transferencia de potencia) y **PDL** (potencia entregada a la carga) en porcentaje con respecto a su máximo valor posible frente a n (*relación de valor* entre **PTE** y **PDL**) cuando el enlace de dos bobinas está diseñado para maximizar el FoM *(cifra de evaluación*). Se puede observar que n = 2 da lugar a pérdidas similares para **PTE** y **PDL**, iguales a 25%. Se pueden obtener curvas similares para los enlaces de tres y cuatro bobinas. (Fuente **Kiani et al.** [74])

Kiani et al. [25] proponen una metodología de diseño iterativo que puede **optimizar los parámetros de geometría para mejorar la eficiencia de la transferencia**. Presentan una nueva *cifra de mérito* (**FOM**) [74], que es un criterio de evaluación entre la *eficiencia de transferencia de energía* (**PTE**) y la *potencia entregada a la carga* (**PDL**). Sobre la base de la **ODM** propuesta, también se demuestran los procedimientos de diseño iterativos relevantes para arquitecturas de sistemas con dos, tres y cuatro bobinas. Llegan a la conclusión de que **la arquitectura del**

sistema con *dos bobinas* es adecuada para bobinas fuertemente acopladas que se usan en aplicaciones que necesitan gran PDL, mientras que **una arquitectura de sistema con *tres bobinas* es adecuada para bobinas de acoplamiento flexible donde la distancia de acoplamiento varía considerablemente, la arquitectura del sistema con *cuatro bobinas* es opcional cuando se requiera una pequeña PDL a alta PTE y las bobinas estén débilmente acopladas**, pero tienen una distancia estable de acoplamiento.

A partir del análisis anterior, podemos llegar a la conclusión de que la elección del diseño de optimización es en realidad un proceso de sacrificio que debería decidirse de acuerdo a los objetivos y limitaciones de la fase de prediseño correspondiente. **Se debe considerar preferente la eficacia de la transferencia, debido a que la potencia de transferencia se puede mejorar mediante el aumento de la potencia de salida de la fuente conductora**. La eficiencia de transferencia de arquitecturas de sistemas con tres o cuatro bobinas se multiplica por la eficiencia de transferencia local entre bobinas resonantes adyacentes, por lo que con el fin de optimizar la eficiencia de transferencia global, la eficacia de transferencia local debe ser optimizada.

3.5.5. Aplicaciones

La **SCMR** tiene amplia aplicación debido a su uso en rango medio, a que no es radiante y tiene alta eficiencia. En las **aplicaciones de implantes médicos**, las baterías son necesarias porque el micro-sistema implantado en un organismo necesita accionarse. Sin embargo, la carga de la batería o su reemplazo suponen una carga económica adicional y molestias a los pacientes. La **SCMR** es adecuada para resolver este problema.

Li et al. [37] proponen un sistema de transferencia de energía inalámbrica que está diseñado e implementado para la **suministro de energía de sensores médicos micro-implantables**, y el volumen de toda la parte implantada es pequeño.

Chang et al. [78] indica que las baterías pueden ser sustituidas por esta nueva tecnología, **la energía para los dispositivos implantables se puede suministrar de forma inalámbrica**.

Xu et al. [79] presenta un nuevo sistema de esterilla de energía inalámbrica que puede **suministrar la energía para implantes médicos en el cuerpo de animales** de laboratorio que se mueven con libertad.

La **SCMR** tiene aplicaciones en electrónica de consumo e industriales, para robots, electrodomésticos inteligentes, asistentes digitales personales, etc., que precisan tecnologías de carga.

Kuipers et al. [80] indica que la **SCMR** se puede utilizar en la detección bajo el agua y la iluminación.

Kim et al. [81] diseña un equipo de **fuente de alimentación para TV LED**, la frecuencia de operación, la eficiencia de transferencia y potencia de transferencia son 250 kHz, 80% y 150 W, respectivamente.

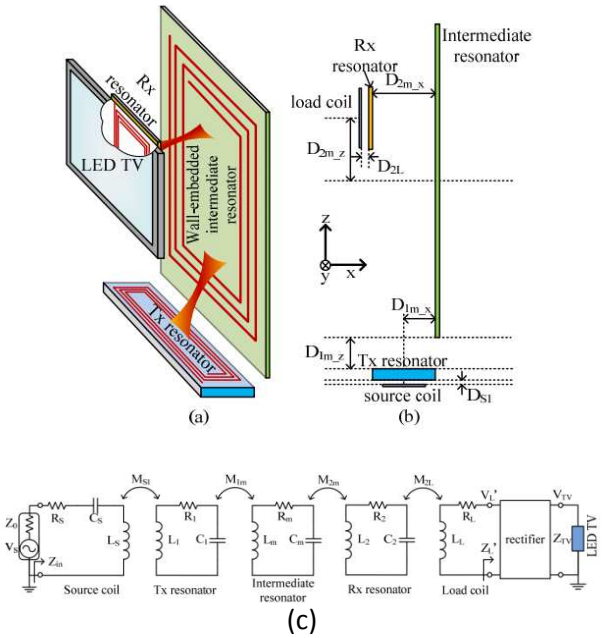


Figura 48. a) Uso de un resonador intermedio para la carga de una Televisión LED. b) Detalle en paramento. c) circuito equivalente del sistema. (fuente **Kim et al.** [81])

Xie et al. [82] mencionan que la **SCMR** puede **superar el cuello de botella de la red de sensores inalámbrica causada por la energía limitada de la batería**, lo que hará la red de sensores inalámbrica inmortal.

En aplicaciones de transporte, la carga mediante cable de baterías eléctricas puede ser peligrosa e inconveniente, afortunadamente, este proceso se puede simplificar con **WPT** (**Imura et al**.[83]).

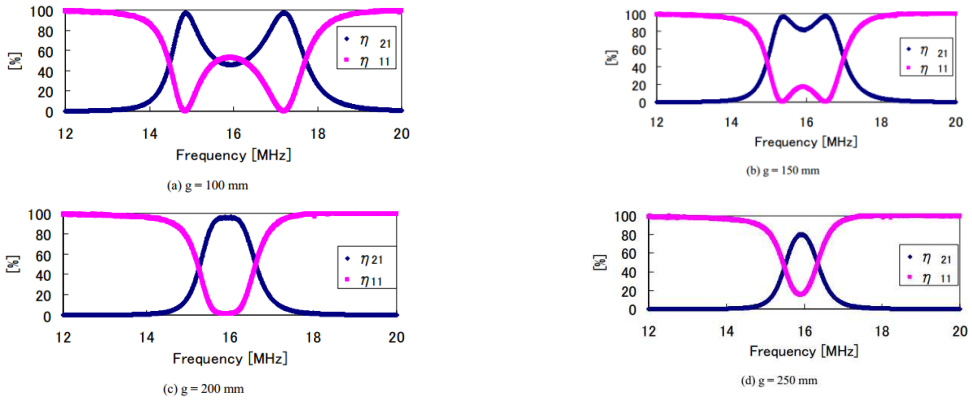


Figura 49. Relación entre eficiencia y frecuencia para distancias comprendidas entre 100 y 250 mm. (Fuente **Imura et al.** [83])

A excepción de esta carga estacionaria, la *carga dinámica* (o llamada *carretera de carga*) capta cada vez más atención. Este concepto fue propuesto por primera vez a principios de los años 70 [93].

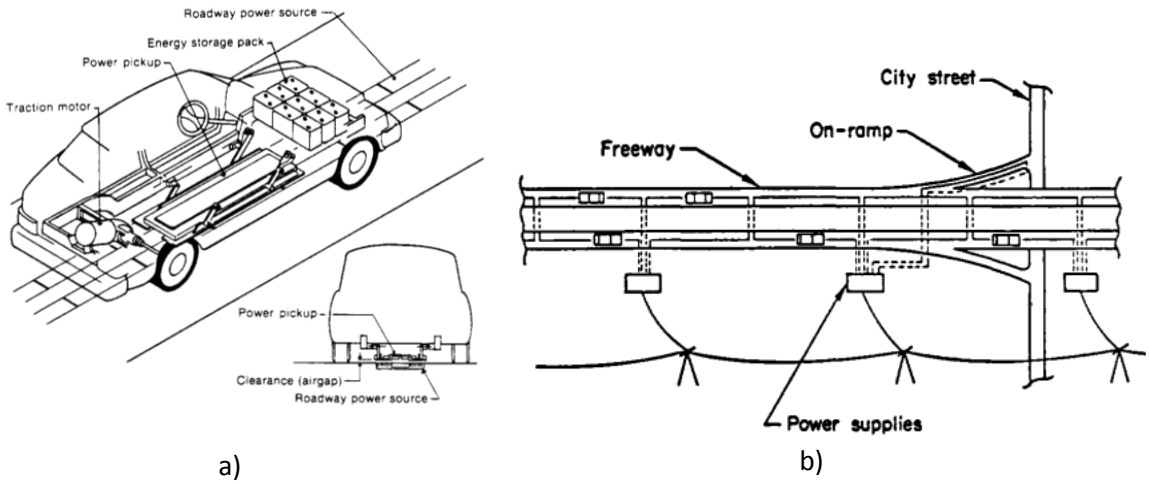


Figura 50. Carretera de carga inductiva. a) Detalle del sistema de recepción en el vehículo. b) Puntos de suministro de potencia en carretera. (Fuente **Bolger et al.** [93]

Recientemente, el *Instituto Avanzado Coreano de Ciencia y Tecnología* (**KAIST**) desarrolló la *plataforma en línea de vehículos eléctricos* (**OLEV**), utilizada en Gran Parque de Seúl [94,95]. **OLEV** es un logro significativo, que puede aumentar la *autonomía todo-eléctrico* (**AER**) y reducir el costo de la batería. Los procesos de comercialización de esta tecnología de carga se han iniciado en muchos países, como Corea, EE.UU., Reino Unido y Alemania. En resumen, la energía inalámbrica de carga para vehículos eléctricos es una tecnología prometedora, que también está apoyada por muchas empresas como Volvo, Citroën, Evatran, de Witricity, Halo IPT, etc.

3.5.6. Tendencias

Las razones por las que la **SCMR** transfiere energía de manera inalámbrica con alta eficacia a larga distancia se explican a continuación. Debido a la utilización de la capacitancia parásita, la frecuencia de operación es del orden del megahercio. En consecuencia, los factores de calidad son muy altos, lo que compensa la fuerte caída de la eficiencia de transferencia causada por un coeficiente de acoplamiento reducido. Además, la arquitectura del sistema con **cuatro bobinas** introduce otros dos grados de libertad ajustables, que se pueden utilizar para optimizar las características de transferencia. Estas conclusiones se basan en la **CMT** y la **CT**, pero fundamentalmente, la **SCMR** es un proceso de conversión electromagnética, por lo que precisa ser más estudiada la interpretación del principio mediante la teoría electromagnética. Además, algunas tecnologías de **IPT** mencionadas en la **sección 3.4**, incluyen circuitos de desacoplamiento [96], análisis equivalente de **CC** [97], detección de sintonización [98] y red sintonizada LCL [99], también se pueden aplicar en la **SCMR**. Por lo tanto consideramos que la **SCMR** y la **IPT** se unirán en el futuro a pesar de sus diferencias actuales.

La adaptación de impedancia es un problema clave de la SCMR, buenas respuestas de trabajo suelen acompañar estructuras complejas en ingeniería, o que exige sacrificios según las situaciones prácticas. En la actualidad, las investigaciones de la adaptación de impedancia se centran principalmente en **la fuente del controlador y el terminal receptor**. Las fuentes conductoras utilizadas en la **SCMR** son por lo general *osciladores Colpitts* [6], *amplificadores Clase-E* [100,101] o algunos otros amplificadores de **RF**, que pueden ser utilizados para realizar la adaptación de impedancia mediante la optimización de sus circuitos.

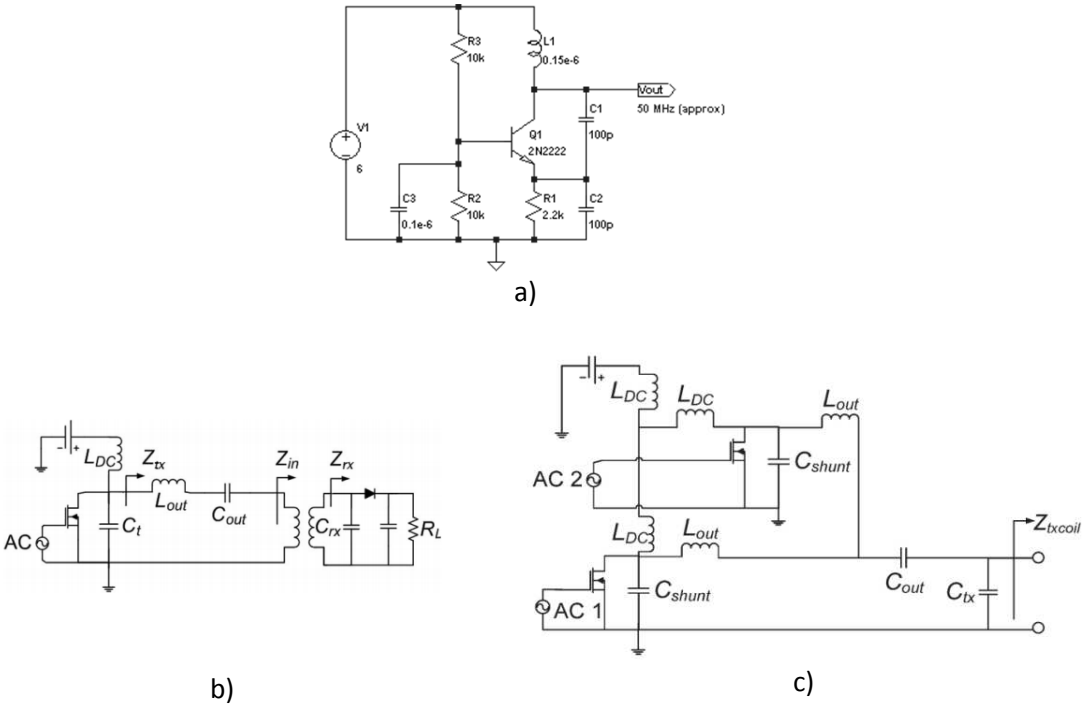


Figura 51. (a) Oscilador Colpitts (b) Circuito conductor clase- E para WET (Fuente **Casanova et al.** [100]). (b) Esquema de transmisor de doble canal Clase-E (Fuente **Ning et al.** [101])

Sin embargo, su eficiencia, la radiación y los costos deben ser considerados cuidadosamente debido a la frecuencia de funcionamiento del orden de megahercios. **El terminal receptor por lo general incluye la red resonante, el rectificador y un *convertidor DC/DC*, que puede ser utilizado para ejecutar la adaptación de impedancia mediante la optimización de las topologías de circuito y estrategias de control correspondiente**. La adaptación múltiple basada en la unión de los éxitos de los diferentes métodos también es una posible solución. La coordinación entre métodos puede lograr un factor de potencia unitario y al mismo tiempo mantener la alta eficiencia de transferencia. Se sugiere conseguir el factor de potencia unidad primero, y a posteriori la eficiencia de transferencia.

El diseño del sistema, incluyendo la selección del sistema de parámetros, la realización de adaptación de impedancia, el diseño de estrategias de control, evaluación coste-beneficio es en realidad un proceso de optimización global con el fin de satisfacer las exigencias prácticas

de ingeniería y la mejora de las características de transferencia. La determinación de la forma de superar los efectos negativos sobre las características de transferencia causadas por la sensibilidad de parámetros del sistema o de objetos cercanos son también factores que vale la pena estudiar más a fondo. Los materiales ferromagnéticos, así como la optimización de su diseño se pueden introducir para mejorar la inductancia mutua entre las bobinas adyacentes, pero es probable que limiten la frecuencia de funcionamiento. Se deben tomar en consideración las pérdidas de histéresis adicionales y las pérdidas por corrientes parásitas. Además, debido a la no linealidad de la *curva B-H* de los materiales ferromagnéticos, el valor de la inductancia de la bobina con un núcleo ferromagnético cambiará si la corriente de funcionamiento es demasiado alta, este fenómeno no deseado se debe evitar con un estudio del diseño previo.

A fin de lograr la adaptación de impedancia y además mantener la estabilidad del sistema, es necesario un sistema de control de bucle cerrado con buen rendimiento. Hay aproximadamente cuatro problemas importantes que se deben considerar en el diseño del sistema de control: **la forma de estimar las condiciones de la carga con precisión, la de fabricar los actuadores de adaptación de impedancia electrónica o mecánica, la de mantener la velocidad de ajuste de realimentación que sigue el cambio de la de carga, y la manera de mejorar la respuesta dinámica, la estabilidad y robustez del sistema de un modo eficaz.** Además, se debe prestar suficiente atención e investigar el problema de la sensibilidad causada por la frecuencia de funcionamiento a orden de megahercios. Para aplicaciones de alto nivel de potencia, también se deben estudiar los efectos sobre la red de energía causados por cortes a alta frecuencia.

Por lo general ,cuanto mayor es la frecuencia de funcionamiento, mayor es la eficiencia de la transferencia. Sin embargo, **a alta frecuencia se presenta una cierta cantidad de radiación electromagnética**, su frecuencia e intensidad determina si hay efectos en seres humanos. El diseño de blindaje es un problema urgente en las aplicaciones prácticas del sistema de transferencia de energía inalámbrica a altas frecuencias operativas. Por otra parte, los criterios de medición y evaluación de la intensidad del campo electromagnético son también cruciales. En la actualidad, hay muchas asociaciones y organizaciones de investigación científica que estudian los efectos sobre los seres vivos causadas por el campo electromagnético de radiofrecuencia [102-104], pero hasta ahora, **no hay evidencias directas y suficientes que puedan demostrar que el campo electromagnético de radiofrecuencia tiene efectos negativos sobre el sistema celular** [105]. Además, la exposición a campos magnéticos sinusoidales a 20 kHz, 0,2 Tm (RMS) o 60 kHz, 0,1 Tm (RMS) no muestra daños comprobables, sobre la reproducción ni el desarrollo de los mamíferos [106]. Con el fin de promover el proceso de comercialización de la **SCMR**, asociaciones, institutos de investigación científica y las organizaciones de normalización deben colaborar para formular correspondientes especificaciones de diseño, fabricación y evaluación.

3.5.7. Resumen

Se ha revisado la transferencia inalámbrica de energía a través de la **SCMR**, y sobre todo incluida los principios de acción, el análisis de puntos clave y predicción de tendencias. las altas

frecuencias de funcionamiento y los factores de calidad son las razones básicas por las **SCMR** pueden transferir energía con alta eficiencia a través de grandes distancias. Las libertades de ajuste adicionales existentes en diferentes arquitecturas de sistemas son beneficiosas para la optimización de las características de transferencia del sistema. El diseño de optimización global y los métodos de control que tienen en cuenta factores multi-efectos también tienen valor en sus aplicaciones en ingeniería. Los principios básicos de la **SCMR** y la **IPT** son idénticos, a pesar de algunas diferencias entre ellos, por lo que la comparación entre la **SCMR** y la **IPT** es beneficiosa para ambos campos. En la práctica, se requiere una cierta potencia nominal, pero esta frecuencia de resonancia del orden de MHz puede llevar un gran desafío para algunos componentes electrónicos, por ejemplo, el rectificador, controlador MOSFET y así sucesivamente. Afortunadamente, la industria de semiconductores y materiales modernos se está desarrollando rápidamente. La realidad es que la **SCMR** pertenece a una disciplina marginal entre la física y la electrónica, por lo que necesita de los esfuerzos interdisciplinares de diferentes campos de investigación.

4. MATERIAL Y MÉTODO

1 Introducción

2 Objetivos

3 Antecedentes / Estado del Arte

4 Material y Método

5 Resultados y Discusión

6 Conclusiones

4. Material y Método

4.1. Introducción

Se utilizarán simulaciones por el *método de los momentos* (**MoM**) para la realización de los cálculos. El **MoM** es una solución de onda completa de las ecuaciones integrales de Maxwell en el dominio de la frecuencia. Una ventaja del **MoM** es que es un "método fuente", lo que significa que sólo se discretiza la estructura en cuestión, no el espacio libre como con los "métodos de campo". Las condiciones de los límites no tienen que establecerse y los requisitos de memoria son proporcionales a la geometría ya la frecuencia de solución requerida.

Se tienen en consideración la *pérdida de radiación* y la *pérdida por absorción* del sistema, esenciales en la funcionalidad del sistema a diseñar. Se consideran tanto estructuras alimentadas de tipo *directo* como *indirecto*. El cálculo **MoM** muestra correctamente los parámetros S y la potencia de radiación de campo lejano.

4.2. La teoría básica del sistema de WPT de resonancia magnética acoplada

4.2.1 Clasificación de sistemas WPT resonantes magnéticos acoplados

El sistema **WPT** de resonancia magnética acoplada se clasifica desde el punto de vista del *campo utilizado en el acoplamiento*, por la *alimentación de energía*, y por *el esquema de resonancia*.

Desde *el punto de vista de campo*, este sistema se clasifica en:

- *Resonancia magnética acoplada*.
- *Resonancia de acoplamiento eléctrico* debido a que para el acoplamiento resonante **WPT** se utiliza no sólo el campo magnético, sino también del campo eléctrico.

En el caso de *acoplamiento de campo magnético*, la transferencia de energía se ve afectada por la *permeabilidad* del medio.

Para el *acoplamiento de campo eléctrico*, la transferencia de energía se ve afectada por la *permitividad*.

Debido a que la permeabilidad relativa del cuerpo humano es casi la unidad, la **WPT** de resonancia magnética acoplada no se ve afectada por el cuerpo humano. Por tanto, se utiliza el tipo magnético acoplado descrito en [6,12,14]. Sin embargo, aun cuando el efecto de un cuerpo humano sea insignificante, el tipo de acoplamiento de campo eléctrico es una alternativa a considerar.

Desde *el punto de vista de la alimentación de energía*, los sistemas se clasifican en:

- A*limentación de tipo directo*
- A*limentación de tipo indirecto*.

En el caso de *alimentación* de *tipo directo*, la fuente de energía y la carga están conectadas directamente a la estructura resonante. Por otra parte, el bucle de alimentación se utiliza para la *alimentación de tipo indirecto*. Una fuente de energía y la carga están conectadas a estructuras en bucle, que no tienen características de frecuencia fijas**. La estructura de bucle y la estructura resonante están acopladas por inducción magnética**. Lo idóneo de la *alimentación directa* es que es una estructura simple.

Por otro lado, el *tipo indirecto* tiene ventaja en la **libertad de diseño** para la *adaptación de impedancia* que se logra mediante el ajuste de la separación entre el bucle y la estructura resonante.

Desde el punto de vista del *régimen de resonancia*, los sistemas se clasifican en:

- *Auto-resonantes*
- De *resonancia externa*.

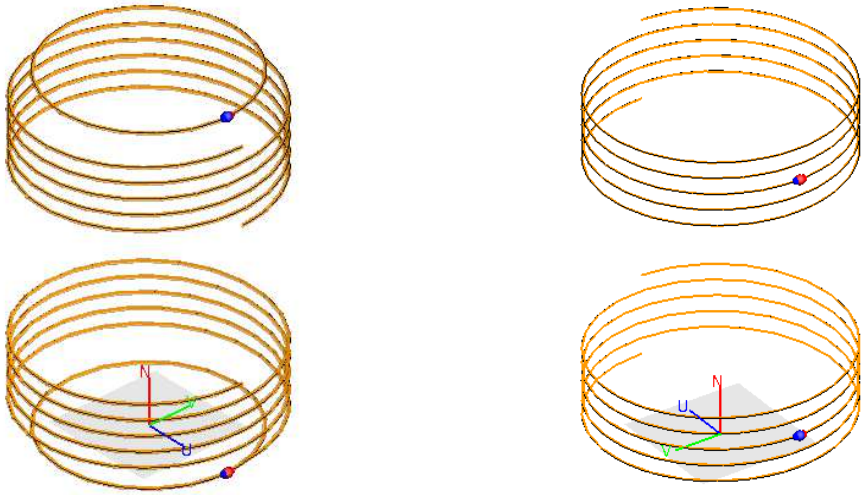
Para producir la resonancia es necesaria, la misma cantidad de *reactancia inductiva* que *capacitiva*. **La resonancia propia, inductancia y capacitancia se logran mediante la configuración geométrica de la estructura**. Por ejemplo, una estructura espiral de extremo abierto. Las corrientes a lo largo de la estructura en espiral logran la *inductancia* y las cargas los extremos de la espiral causan la *capacitancia*. La resonancia se produce a la frecuencia en la que la reactancia inductiva y la reactancia capacitiva son idénticas. Por otra parte, la resonancia externa tiene una estructura distinta para lograr la capacitancia y la inductancia. Por ejemplo, una estructura de bucle se utiliza para la inductancia y se añade un condensador para la capacitancia.

De acuerdo con la clasificación vista anteriormente, el sistema **WPT** mostrado por el **MIT** [12] es acoplado magnéticamente, alimentado indirectamente y auto resonante.

Aunque este sistema es considerado como una nueva tecnología, su principio puede ser analizado desde siguientes puntos:

1. El sistema es una antena de **Tx** y una antena de **Rx**.
2. El sistema es una red de antenas de dos elementos **Tx** que tiene un elemento parasitario terminado en una resistencia.
3. El sistema es de resonadores acoplados.
4. El sistema es un transformador con condensadores.

El punto (1) es útil para analizar la *adaptación de impedancia* y la *eficiencia de transferencia de potencia*. Sin embargo, dado que este sistema se utiliza en la región de *campo cercano*, su uso no es aplicable con un concepto basado en la región de *campo lejano*, con *ganancia* y *directividad*. El punto de vista (2) es útil considerarlo en el campo lejano de emisión o la interacción entre antenas **Tx** y **Rx**. Desde un punto de vista de modo de resonancia electromagnético, el punto de vista (3) proporciona un gran conocimiento del sistema , en concordancia con [6,12 y 14]. El punto de vista (4) es rentable para predecir la *impedancia de entrada* o la *frecuencia resonante*; pero, no es adecuado por las emisiones no deseadas o el efecto sobre el cuerpo humano. En esta sección, se descubre el mecanismo de transferencia de potencia desde un punto de vista adecuado.



a) b)

Figura 52. Cálculo del modelo básico en alimentación indirecta a) y en directa b).

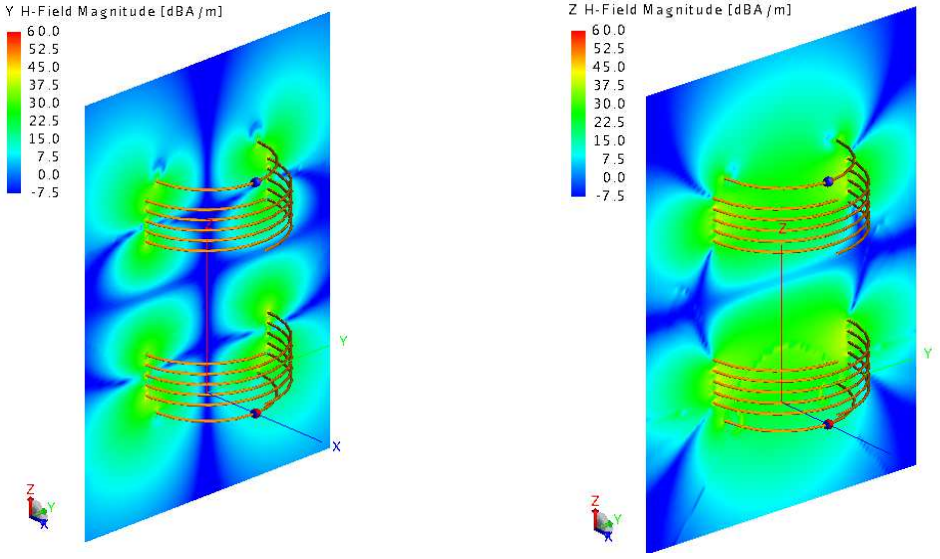
Los parámetros estructurales en alimentación indirecta son diámetro de hélices 60 cm, diámetro de bucles 50 cm, separación entre hélices 40 cm, ancho de hélices 20 cm (5 vueltas), diámetro del conductor 10 cm. En alimentación directa no existen los bucles y los puertos se sitúan en el centro de la línea del conductor.

4.2.2 Investigación sobre el mecanismo de resonancia

Los modelos básicos a considerar se muestran en la **Figura 52**. el primero es el que se utiliza en [14], y se clasifica como resonancia magnética acoplada, alimentada indirectamente y auto resonante. La estructura en bucle se utiliza como fuente. La estructura helicoidal se utiliza para producir resonancia. La estructura de bucle y la estructura helicoidal se acoplan por inductancia magnética. Las hélices están acopladas por resonancia magnética.

Esta estructura se analiza mediante el cálculo del **MoM**. Se asume en este cálculo como *conductor eléctrico perfecto* (**PEC**) con objeto de idealizarlo.

Las distribuciones de campo magnético en estas frecuencias se muestran en la **Figura 53**. El diagrama b) muestra el componente z-dirección del vector de campo magnético, que corresponde a la dirección vertical en la figura, y a) muestra el componente en la dirección Y, que corresponde a la dirección horizontal en la figura. A la frecuencia de resonancia más baja, no hay componente de campo magnético Hy en el centro de **Tx** y **Rx**. Por lo tanto la pared eléctrica se encuentra entre **Tx** y **Rx**. Teniendo en cuenta la polaridad de la corriente del puerto, este modo de resonancia es modelado como un dipolo magnético indicado al lado de la frecuencia. Dado que la distribución de carga magnética a lo largo del eje z es asimétrica, este modo de resonancia se denomina *modo impar*. Por otro lado, a la resonancia de frecuencia más alta, no hay componente Hz de campo magnético en el centro de **Tx** y **Rx**. Por lo tanto la pared magnética se encuentra entre **Tx** y **Rx**. Dado que la carga magnética para esta frecuencia es simétrica, este modo de resonancia se puede llamar *modo par*.

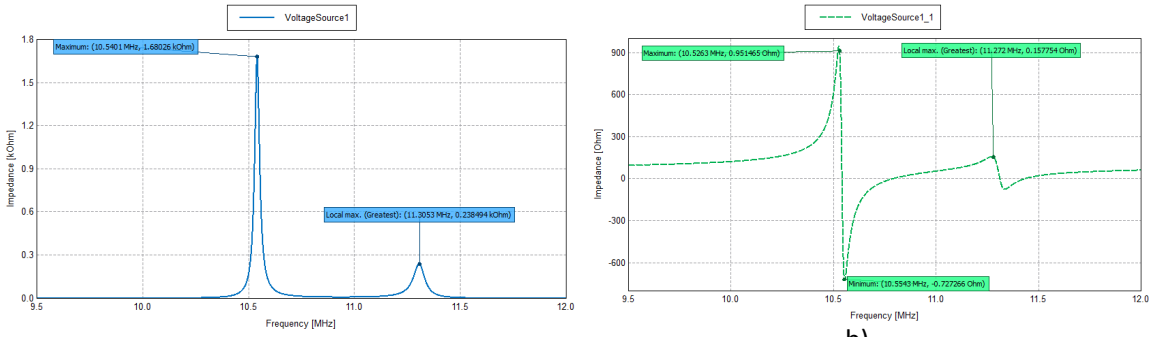


a) $f_0 = 10{,}718\ MHz$ **(dipolo -+-+)**

b) $f_0 = 11{,}268\ MHz$ **(dipolo -++-)**

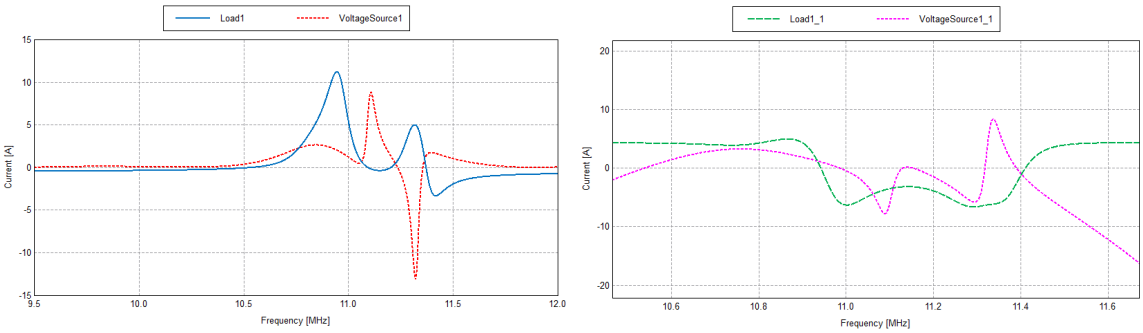
Figura 53. Distribución del campo magnético en una frecuencia del modo impar (a) y en modo par (b) para el modelo básico con una impedancia de carga de **10Ω** en alimentación indirecta.

La **Figura 54** muestra la impedancia de entrada y la **Figura 55** la corriente en los puertos de entrada y salida.



a) b)

Figura 54. Diagrama de la impedancia de entrada en el sistema de alimentación indirecta. Gráficos referidos al sistema de alimentación indirecta.



a) b)

Figura 55. El diagrama muestra en a) la parte real y en b) la parte imaginaria de la corriente en los puertos. Gráficos referidos al sistema de alimentación indirecta.

En la **Figura 54** la parte imaginaria de la impedancia de entrada (b) no es cero a la frecuencia de resonancia ya que la impedancia de entrada incluye la inductancia de la estructura en bucle. Por lo tanto, la frecuencia de resonancia y la frecuencia a la que la impedancia de entrada se convierte en cero son distintas. **Desde el punto de vista de la ingeniería eléctrica, esto significa poder efectivo del puerto de salida normalizado por la potencia aparente del puerto de entrada**. Se dice que la eficiencia de transmisión de potencia se maximiza cuando el factor de potencia se convierte en la unidad. Desde el punto de vista de la ingeniería de radiofrecuencia, el parámetro S es un índice importante

En la **Figura 55** La línea azul es del puerto de salida. Se observa que en la resonancia de *frecuencia más baja*, el puerto de entrada y el puerto de salida tienen la misma polaridad de corriente. Por otro lado, en la resonancia de *frecuencia más alta*, el puerto de entrada y el puerto de salida tienen polaridad opuesta de corriente.

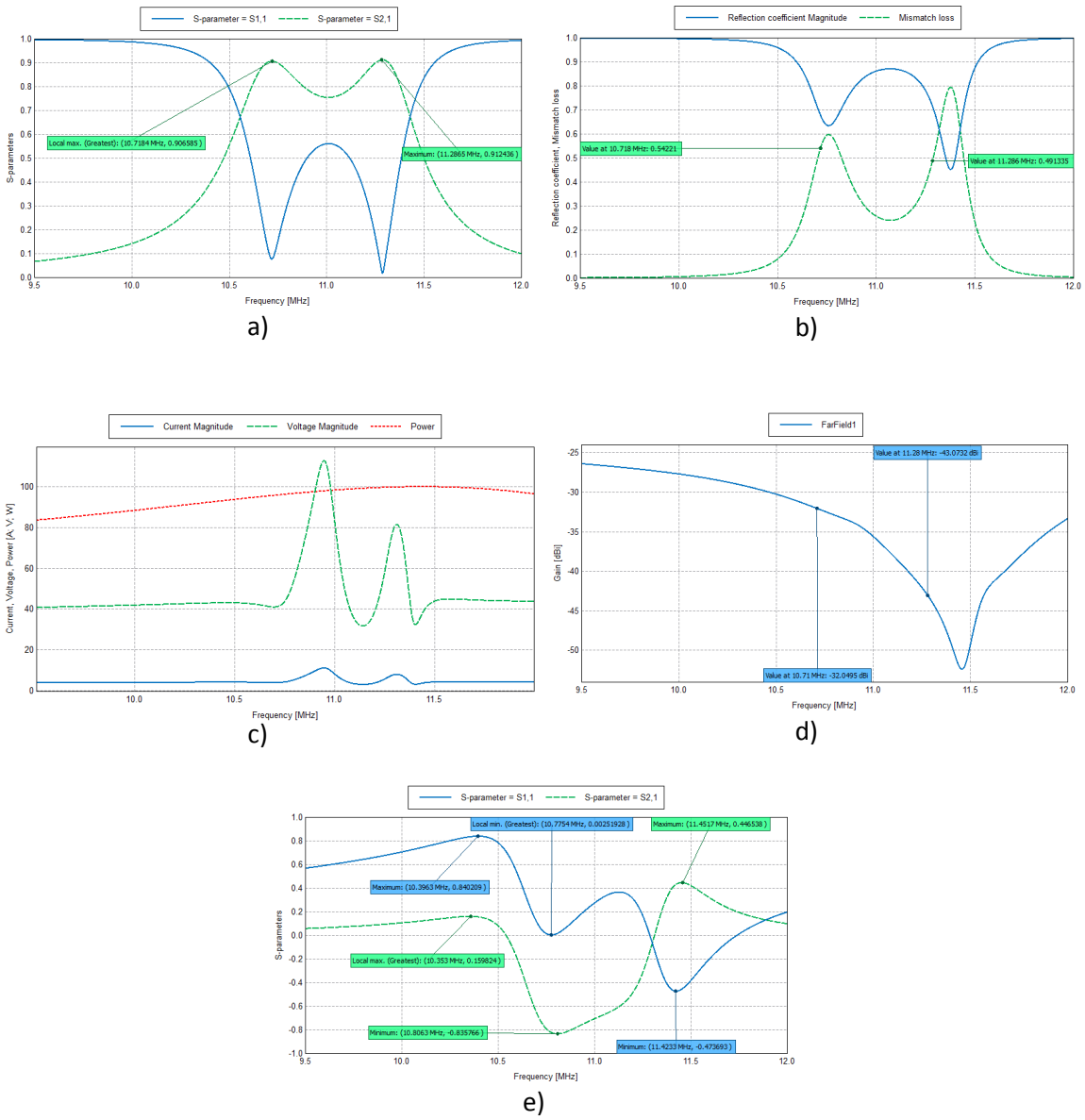
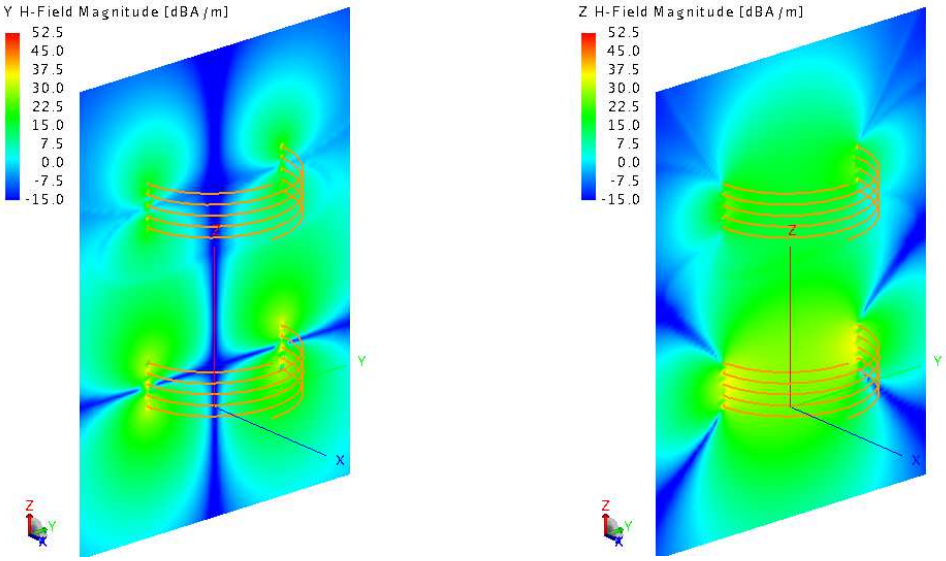


Figura 56. Diagramas referidos al sistema de alimentación indirecta.

En la **Figura 56** el diagrama (a) corresponde al valor de los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21}. (b) representa la magnitud del coeficiente de reflexión y las pérdidas por desacoplo. En (c) la magnitud de corriente, potencia y voltaje de la carga. En (d) se aprecia el mínimo de ganancia en campo lejano en la frecuencia más alta, donde se encuentra la pared magnética. Por último en (e) se representan la parte real de los parámetros de dispersión, es otra forma de apreciar las polaridades opuestas en las dos frecuencias. La impedancia de carga es de **10Ω**.

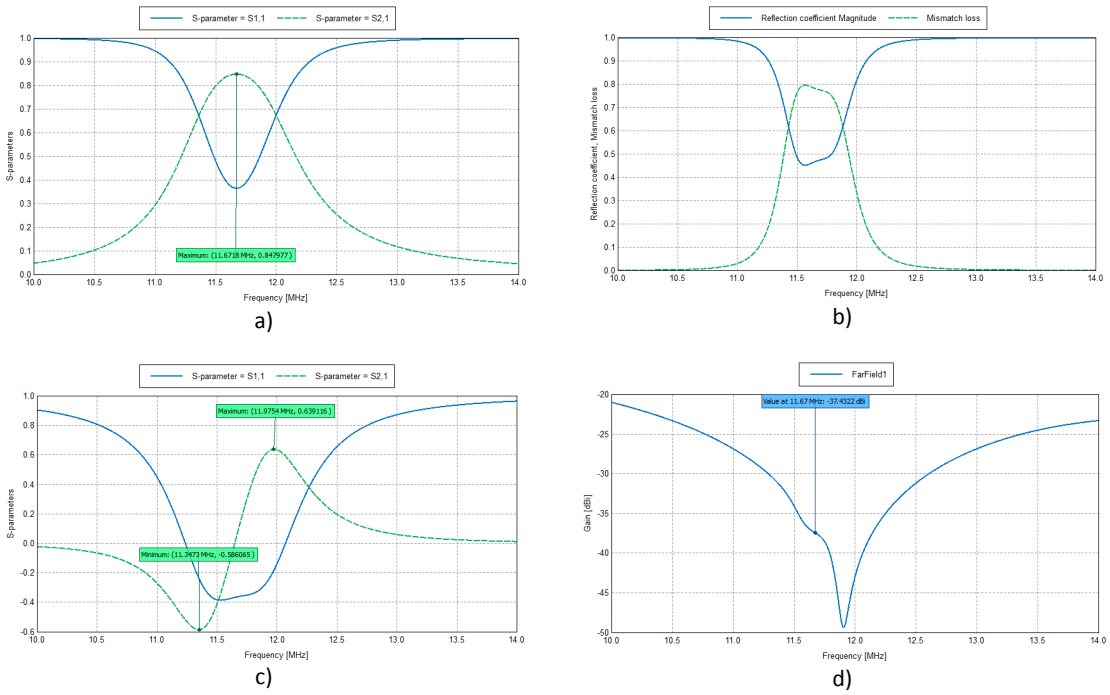


a) f_0 = 11,671 MHz

b) f_0 = 11,671 MHz

Figura 57. Distribución del campo magnético en el sistema de alimentación directo.

Ya no se aprecia en la **Figura 57** sin división de frecuencia para el modelo básico con una impedancia de carga de 10 Ω y alimentación directa. A la frecuencia de resonancia no aparecen ni pared eléctrica en a) ni pared magnética en b)



a)

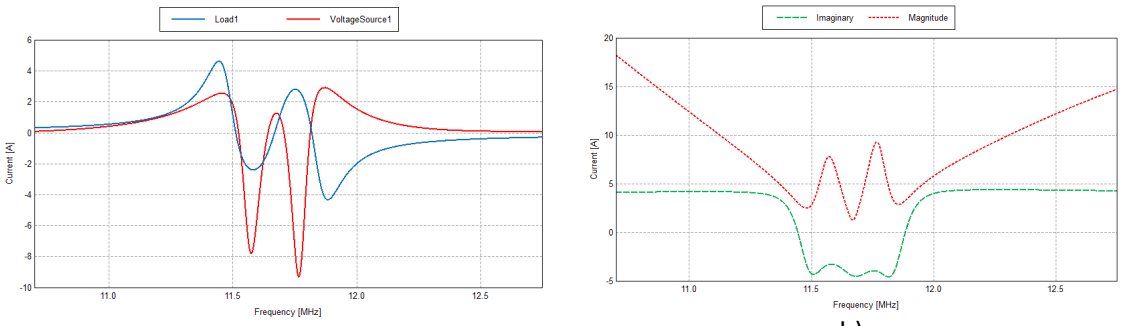
b)

c)

d)

Figura 58. Diagramas referidos al sistema de alimentación directa.

En la **Figura 58** los diagramas (a) y (c) corresponden a los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21}. El diagrama (b) representa la magnitud del coeficiente de reflexión y las pérdidas por desacoplo. La parte real de los parámetros de dispersión está representada en (c). Por último en (d) se aprecia el mínimo de ganancia en campo lejano en la frecuencia de resonancia. Si se elevase la frecuencia hasta el máximo de la parte real de S_{21} ese punto coincidiría con el mínimo de ganancia en el campo lejano (gráficos referidos al sistema de alimentación directa).



a) b)

Figura 59. Diagramas de corriente en sistema de alimentación directa

El diagrama muestra en a) la parte real y en b) la parte imaginaria de la corriente en los puertos. La línea azul es del puerto de salida. El puerto de entrada y el puerto de salida tienen la misma polaridad de la corriente pero no en la frecuencia de resonancia sino en las proximidades del mínimo de la parte real de S_{21} . Lo mismo se puede decir en la parte de la gráfica en la que el puerto de entrada y el puerto de salida tienen polaridad opuesta de la corriente. Gráficos referidos al sistema de alimentación directa.

La eficiencia de transmisión de potencia se define por

$$\eta = \frac{Z_l |I_2|^2}{|I_1||V_1|} \tag{23}$$

Suponemos una esfera que rodea el sistema de transmisión y recepción de la antena. Mediante la aplicación del teorema de Poynting al volumen de la esfera V y la superficie de la esfera S, el equilibrio de potencia se describe como

$$P_p = P_r + P_w + P_d \tag{24}$$

Donde

$$P_p = \iiint_V P_V dV = \; P_{in} - P_{out} \tag{25) y (26}$$

$$P_r = \iint_s \mathbf{S} \cdot \mathbf{n} dS \tag{27}$$

$$P_w = \frac{\partial}{\partial t} \iiint_V \left(\frac{1}{2} \mu H^2 + \frac{1}{2} \varepsilon E^2 \right) dV \tag{28}$$

$$P_d = \iiint_V \sigma \mathbf{E}^2 dV \tag{29}$$

y P_{in} es la potencia suministrada al puerto por la antena transmisora, P_{out} es una potencia extraída desde el puerto por la antena receptora, P_r es potencia de emisión de campo lejano, P_w es energía almacenada en el volumen V, y P_d es la pérdida de potencia disipada en el volumen V. Para una antena utilizada en el campo lejano, una antena es un dispositivo que *transduce* P_p en P_r. Sin embargo, ya que la transmisión de energía inalámbrica es un sistema que extrae P_{out} de P_{in}, P_r se convierte en pérdida de energía.

Se requiere una antena en campo lejano para maximizar la emisión, es decir, para maximizar la ganancia. En la transmisión inalámbrica de energía, la emisión de campo lejano se convierte no sólo en pérdida de energía, sino también en causa de *interferencia electromagnética* (**EMI**). Por tanto, se requiere la reducción de emisiones de campo lejano. La emisión de campo lejano puede estimarse a partir de la ganancia con respecto a este sistema mediante un sistema de antenas que consiste en una antena **Tx** y una antena **Rx**. En este cálculo, la antena **Rx** se considera como un elemento parásito cargado con una resistencia situada en la proximidad de la antena **Tx**. **Figura 56d** muestra la ganancia para los modos pares e impares de frecuencia. La ganancia máxima es de -32 dBi y -43 dBi para los modos impar y par, respectivamente. La ganancia de la frecuencia modo par para la dirección de máxima emisión es menor en 11 dB que la de la frecuencia de modo impar.

La fuerza de la emisión no deseada se especifica mediante el uso de *potencia isótropa radiada equivalente* (**EIRP**):

$$\mathrm{EIRP} = 10^{\frac{G_t - 30}{10}} P_t \tag{31}$$

donde G_t y P_t muestran la ganancia de la antena (en $\boldsymbol{dBi}$) y la energía que alimenta la antena (en $\boldsymbol{W}$), respectivamente. Puesto que la corriente de la antena **Tx** y la antena **Rx** tiene dirección opuesta para el modo de par, la emisión resultante de las antenas de transmisión y recepción se cancela mutuamente en campo lejano. Este resultado muestra que el modo par es adecuado debido a la generación de baja radiación no deseada en un modelo básico de transmisión.

4.3. Resumen del método y clasificación de sistemas a estudio

Hay dos modos de resonancia, par e impar. En la resonancia modo impar, el puerto de entrada y el puerto de salida son de la misma polaridad. Se forma una pared de campo eléctrico entre **Tx** y **Rx**. La frecuencia de resonancia se hace menor debido a que la inductancia total se convierte en auto inductancia más inductancia mutua. Dado que la radiación de campo lejano de **Tx** y **Rx** está en fase, la emisión no deseada se hace mayor. En la resonancia modo par, el puerto de entrada y el puerto de salida son de polaridad opuesta. Se forma una pared de campo magnético entre **Tx** y **Rx**. La frecuencia de resonancia se hace más alta debido a la inductancia total se convierte en auto inductancia menos inductancia mutua. Dado que la radiación de campo lejano de **Tx** y **Rx** están fuera de fase, la emisión no deseada se hace más pequeña. Desde el punto de vista de la emisión no deseada bajo, es mejor utilizar el modo resonante par.

4.4. Resumen Clasificación de sistemas de resonadores WET objeto de estudio

De acuerdo a lo indicado en este capítulo (ver **apartado 4.2.1**) y el precedente (ver **apartado 3.5.1.1**) los resonadores ideales para su aplicación en arquitectura son los *auto-resonadores de alimentación directa o indirecta de tres o cuatro bobinas.*

Sobre esta premisa la clasificación de los resonadores que constituyen los sistemas se realiza por su configuración geométrica:

- Abiertos o cerrados: *bucles y hélices*
- Disposición en el espacio: *planos y espaciales*
- Forma del conductor: *plana o circular*
- Geometría: *Circulares, Triangulares, Cuadrados, Hexagonales y Dodecagonales*

A su vez los sistemas puede ser compuestos por resonadores de la misma geometría o por combinaciones de diferentes geometrías de :

- *hélices espaciales*
- *hélices cuadradas*
- *hélices triangulares*
- *hélices circulares*

Otras consideraciones en los parámetros de configuración del sistema incluyen las distancias de cálculo y las impedancias de carga:

- Distancias entre resonadores en cm: 20, 30, 40, 60, 90, 100, 130, 160, 210
- Impedancias de carga en ohm: 1, 5, 10, 20, 33, 50, 100, 300

En el capítulo siguiente de resultados y discusión se define el procedimiento de diseño y cálculo de acuerdo a la metodología desarrollada en este capítulo.

El objetivo es *tipificar* un grupo de sistemas sencillos que permita, mediante el análisis de resultados sobre los mismos, acometer sistemas modulares. Y en consecuencia, definir los parámetros de diseño y funcionamiento que permitan llevarlos a la edificación de un forma efectiva y segura.

4.5. Tipologías de sistemas a estudio

Auto-resonadores de alimentación indirecta de dos bucles y dos:

- hélices espaciales
- hélices planas cuadradas**.**
- hélices planas triangulares.
- hélices planas circulares.

4.5.1. Auto-resonadores de alimentación indirecta de dos bucles y dos hélices espaciales.

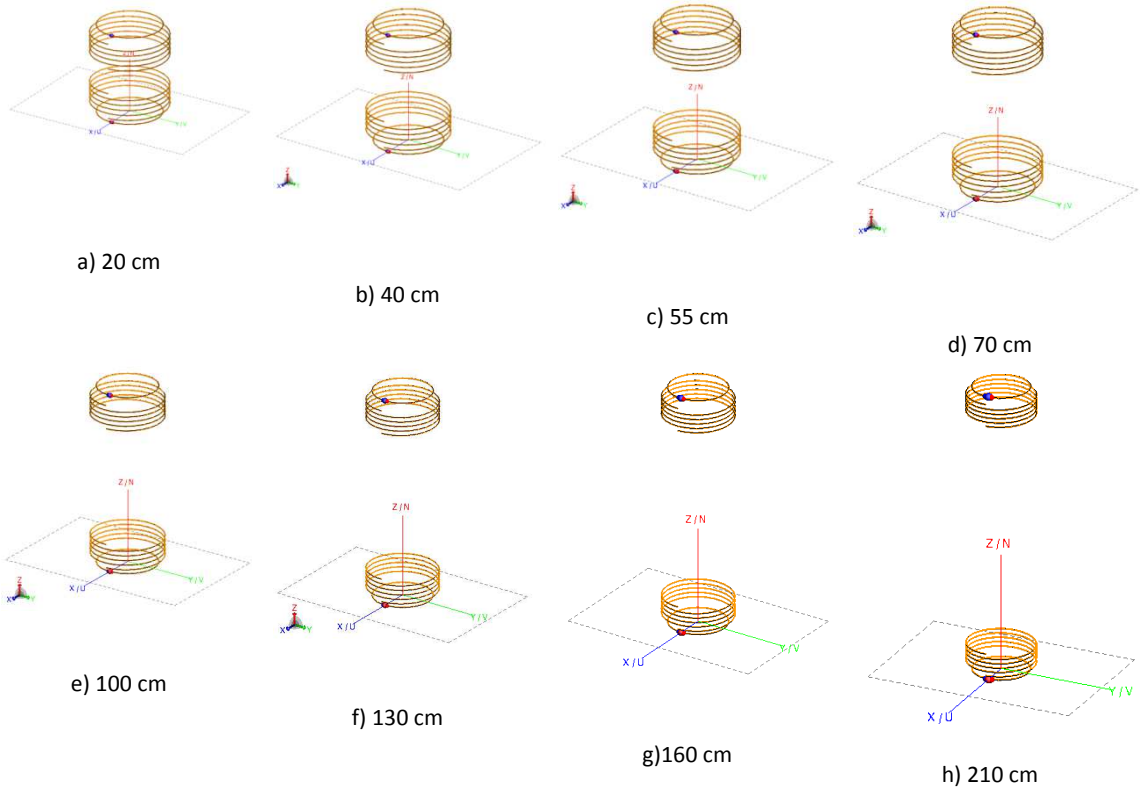


Figura 60. Sistema cuádruple constituido por dos bucles y dos hélices espaciales en alimentación indirecta. Resultan del modelado original de resonadores de **Kurs et al.** [6] en el **MIT**. el diámetro de las hélices es de 60 cm y 20 cm de profundidad desarrolladas en 5 vueltas. Se indican las diferentes distancias a las que se han realizado los cálculos.

4.5.2. Auto-resonadores de alimentación indirecta de dos bucles y hélices planas.

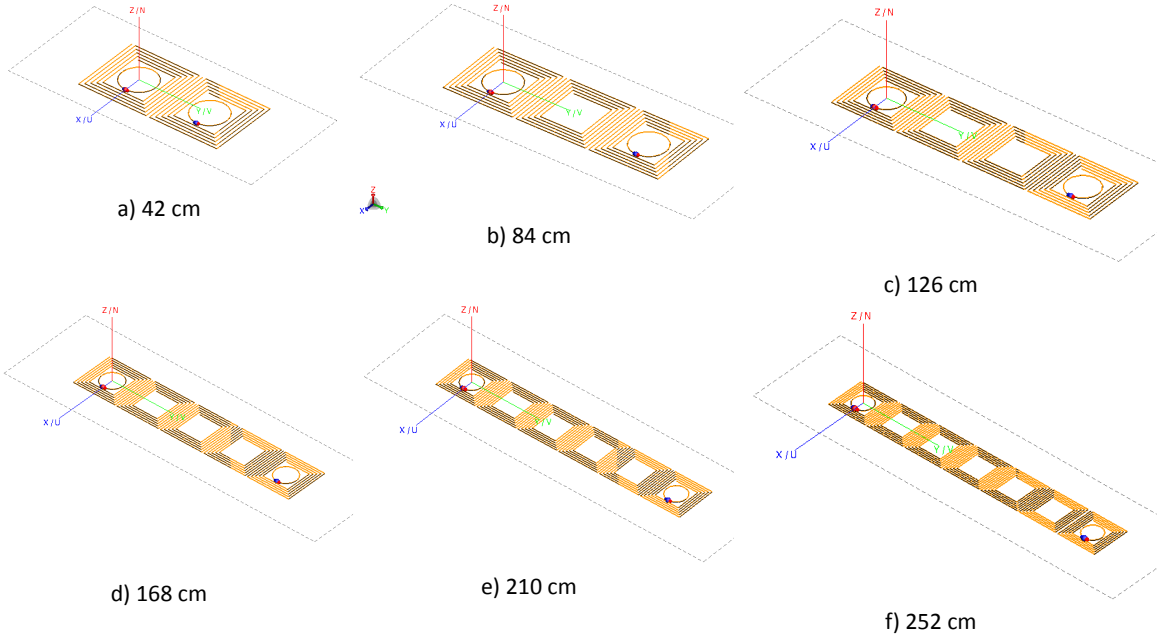


Figura 61. Sistema de resonadores múltiples configurados mediante dos bucles con los puertos de entrada y salida y hélices planas cuadradas de cinco vueltas de 42 cm de lado. Se indican las distancias entre el puertos utilizadas en los cálculos.

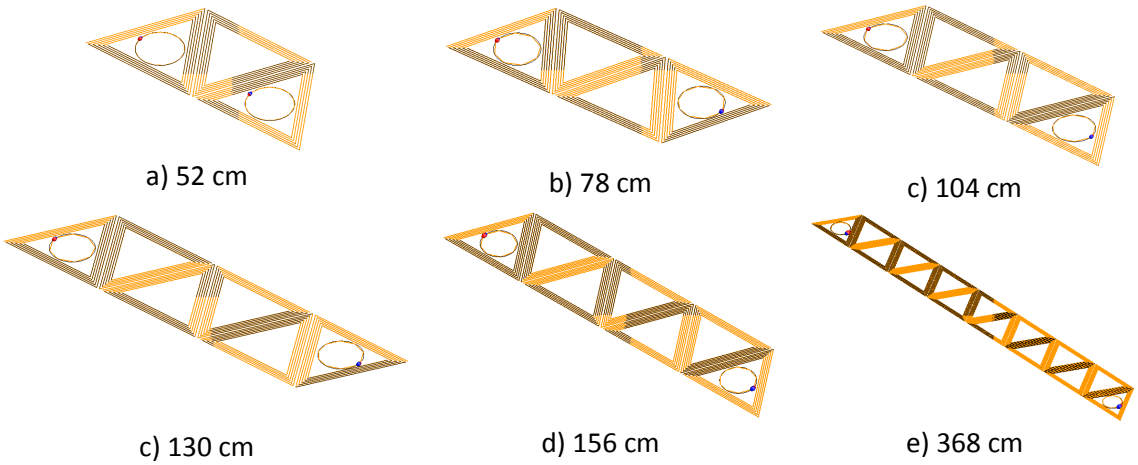


Figura 62. Resonadores múltiples configurados mediante dos bucles con los puertos de entrada y salida y hélices planas triangulares de cinco vueltas de 52 cm de lado. Se indican las distancias entre el puertos utilizadas en los cálculos.

El destino de las hélices y los bucles fuentes es estar integrados en particiones y divisiones constructivas mientras que los bucles de carga estarían en los dispositivos de recepción. Los

bucles fuentes también pueden funcionar en el exterior de las particiones para la alimentación del sistema.

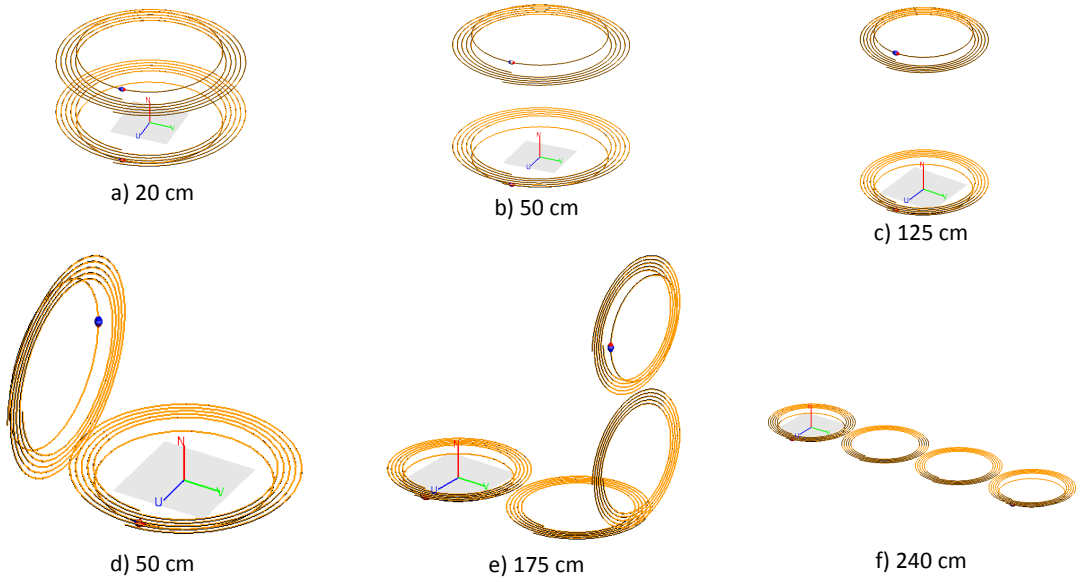


Figura 63. Resonadores múltiples configurados mediante dos bucles con los puertos de entrada y salida y hélices planas circulares de cinco vueltas de 80 cm de diámetro. Se indican las distancias entre el puertos utilizadas en los cálculos

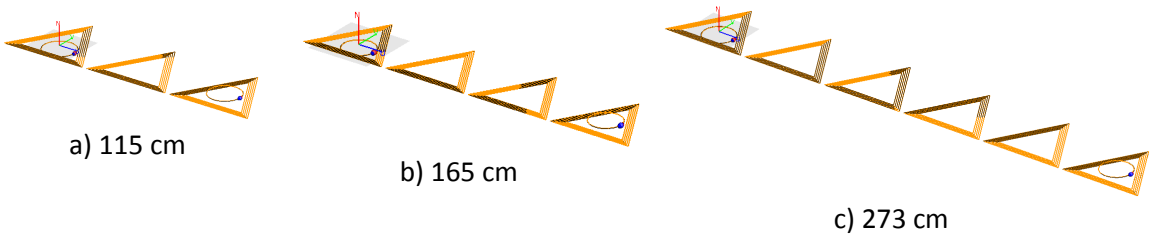


Figura 64. Resonadores múltiples configurados mediante dos bucles con los puertos de entrada y salida y hélices planas triangulares de cinco vueltas de 52 cm de lado. Se indican las distancias entre el puertos utilizadas en los cálculos

Del mismo modo que en el caso de las hélices planas cuadradas el destino de las hélices y los bucles fuentes es estar integrados en particiones y divisiones constructivas mientras que los bucles de carga estarían en los dispositivos de recepción. Para separaciones de bucles de recepción superiores a 5 cm se precisan resonadores coplanarios a los mismos en el receptor.

Los bucles fuentes también pueden funcionar en el exterior de las particiones para la alimentación del sistema desde una posible fuente móvil. Los resonadores se imprimen en la superficie de un dieléctrico (lámina de PVC) que a su vez puede tener otras funciones constructivas, por ejemplo, una barrera de vapor. Como se menciona en la tesis la impresión

no contiene gran cantidad de material conductor puesto que la *profundidad de piel* a la frecuencia de transferencia que se utiliza en el sistema no sobrepasa las 21 micras (ver ecuación 100 en página 124). Y de acuerdo a la distribución de corriente ver [64] y [68] y **Figuras 42** y **44**

En el diseño hay que tomar en cuenta las siguientes consideraciones con carácter general:

- La disminución de la resistividad de los cables de la bobina. Normalmente implica el uso de cables de cobre o plata. Debido al *efecto profundidad de piel*, la mayor densidad de corriente se sitúa cerca de la superficie del conductor. No son precisos cables totalmente de plata, es suficiente con una capa fina de plata en la superficie.

- Aumento del radio del conductor, o el ancho en la impresión plana. Lo que disminuye la resistencia. Y la eficacia en el aumento de frecuencia óptimas. Hay que tener en cuenta, en usos habituales, que no se puede aumentar el radio del conductor, debido a limitaciones de espacio.

- Aumento del radio de la bobina. Lo que aumenta la eficiencia con respecto a una distancia constante.

- Aumento del número de vueltas de la bobina que conduce a la amplificación del acoplamiento.

5. Resultados y discusión

1 Introducción

2 Objetivos

3 Antecedentes / Estado del Arte

4 Material y Método

5 Resultados y Discusión

6 Conclusiones

5. Resultados y discusión

5.1 Introducción

La integración de los sistemas de resonadores en arquitectura de una forma eficaz y segura es uno de los objetivos de la tesis. Por tanto la delimitación del alcance de transmisión en campo cercano exige un análisis en profundidad de los cálculos por medios comparativos en los que la observación del comportamiento del sistema con la distancia es clave.

El análisis de la distancia tiene varios frentes posibles de acuerdo a la tipología de resonadores:

- Los resonadores permiten dejar un volumen que en un momento puede ser ocupado por otros objetos. Hay que analizar su posible influencia en la reducción de eficiencia del sistema incorporándolos en los modelos de cálculo si fuera preciso.
- Los *multiresonadores* o *resonadores de relevo* están integrados en los elementos constructivos como una extensión de un sistema simple.
- La función del *multiresonador* es el transporte de la energía no a una distancia considerable sino desde una gran superficie, sin que exista contacto con el receptor, manteniendo una alta eficiencia.
- La eficiencia está limitada por la distancia. Esa limitación puede tener ventajas.

Esto nos permite hacer consideraciones prácticas en la forma de organizar los resultados para poder discutirlos con claridad y de acuerdo a los capítulos anteriores seleccionar que parámetros son precisos comparar en cada distancia.

Un sistema puede estar compuesto por *bucles*, *hélices* o combinaciones de los mismos pero cualquier variación de la distancia entre sus componentes desde la entrada al sistema hasta la salida del mismo produce un sistema diferente a efectos de cálculo.

5.2 Procedimiento de diseño y cálculo de sistemas de resonadores WET

5.2.1 Definición de la matriz de puertos

Como se ha visto en el capítulo anterior los preliminares del diseño pasan por conocer con precisión la ubicación de los puertos a los que se conecta la red al *sistema de resonadores*. estos puertos serán de entrada para las fuentes y de salida para las cargas. Se presentan dos casos: sistemas de dos puertos y sistemas de más de dos puertos. Este último puede estar constituido por múltiples puertos a fuentes, múltiples puertos a receptores o ambos a la vez.

Por lo general las fuentes estarán siempre fijas y serán los puertos de los receptores los cambiarán su posición y conformarán una red de puntos espacial, superficial, lineal o puntual a considerar en cada caso.

5.2.2 Elaboración del procedimiento de cálculo

Con base a la metodología desarrollada en el capítulo anterior, se elabora el siguiente procedimiento para su aplicación en el cálculo de cada una de los sistemas:

1. Definir toda la geometría y constitución material de los componentes.
2. Definir todas sus características eléctricas como conductores o dieléctricos.
3. Definir los puertos de entrada y de salida.
4. Definir las fuentes y las cargas.
5. Definir voltajes en las fuentes y sus potencias.
6. Analizar el ajuste de impedancias.
7. Elegir la impedancia de carga con la que se van a realizar los cálculos (**Imura et al.** [57])
8. Para cada barrido de frecuencias, que hay que realizar por estimación, calcular y analizar los parámetros de dispersión.
9. Con los datos de los parámetros de dispersión, detectar en qué estado se encuentra el sistema. *Sobreacoplado*, *crítico* o *subacoplado*.
10. Calcular y analizar los campos magnéticos para cada frecuencia de resonancia en la dirección paralela y perpendicular de los resonadores.
11. En el caso de división de frecuencia analizar al menos, con las frecuencias de resonancia de los extremos, los campos magnéticos objeto de estudio.
12. Con los datos del campo magnético localizar, si existen, *pared magnética* y *pared eléctrica.*
13. Comprobar las pérdidas radiantes en el campo lejano si el punto anterior no es concluyente.
14. Comprobar voltaje, corriente y potencia en la carga.

Elegir la geometría de cada resonador, diámetro de sección del conductor, número de vueltas, distancia entre vueltas es una labor compleja que se realiza mediante cálculo aparte y de acuerdo al rango de longitudes de onda de las frecuencias de barrido a las que se pretende trabajar.

5.2.3. Comparación con sistemas de la misma tipología

Una vez concluido el cálculo de cada uno de los sistemas se procede a la comparación entre sistemas de la misma tipología:

1. Analizar campos magnéticos **Hz**, **Hy** o **Hx** según corresponda.
2. Analizar los *parámetros de dispersión* S_{11} y S_{21}, en caso de un único puerto de entrada y uno de salida.
3. Analizar la magnitud del *coeficiente de reflexión* y *las pérdidas por desacoplo*.
4. Analizar la *ganancia* en el *campo lejano* si es preciso.
5. Analizar corriente, voltaje y potencia en la carga.
6. Analizar la relación de la distancia con la frecuencia
7. Analizar la relación de la distancia con la eficiencia.

5.2.4. Organización de la información de resultados por tipologías

Se clasifican por tipología y distancia los gráficos y las tablas que contengan la siguiente información:

1. Gráficos de las componentes de los campos magnéticos **Hz**, **Hy** o **Hx** según corresponda.
2. Gráficos de las curvas los parámetros de dispersión para cada barrido de frecuencia.
3. Gráficos de la magnitud del *coeficiente de reflexión* y las *pérdidas por desacoplo*.
4. Gráficos de la *ganancia* en el *campo lejano* si es preciso.
5. Tablas de *frecuencias* y *parámetros de dispersión* con el cálculo de la eficiencia del sistema para toda frecuencia de resonancia. Marcar las posibles anomalías.
6. Gráficos de relación entre la frecuencia y la eficiencia.
7. Gráficos de relación entre la frecuencia y la distancia.

5.2.5 Comparación con sistemas de diferente tipología

Se procede a discutir la conveniencia de un sistema frente a otro de acuerdo a la información organizada

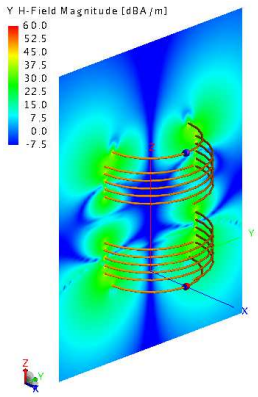
1. Analizar diferencias en la disposición campos magnéticos.
2. Analizar diferencias los *parámetros de dispersión* y la *eficiencia del sistema.*
3. Analizar la magnitud del *coeficiente de reflexión*.
4. Analizar las diferencias de *ganancia* en el *campo lejano* si es preciso.
5. Analizar corriente, voltaje y potencia en la carga.

Una vez realizada esta comparación se proponen aquellos sistemas resultado de componer otros básicos descritos y clasificados al final del capítulo anterior en otros que se extienden a mayores distancias y que por su arquitectura los concebimos como sistemas modulares.

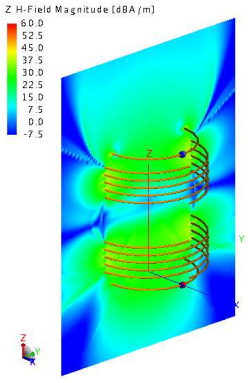
5.3 Resultados y discusión de los sistemas calculados

5.3.1 Sistemas de alimentación indirecta de hélices espaciales

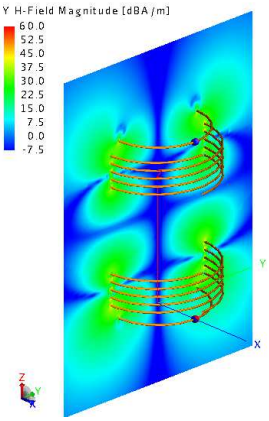
Una vez realizado el cálculo de estos sistemas considerados como básicos (**Kurs et al**. [6]) analizamos los campos magnéticos de los 5 sistemas propuestos según la distancia.



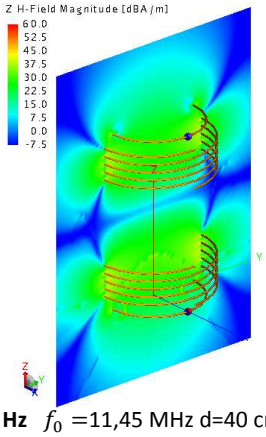
a) **Hy** f_0 =10,317 MHz d=20cm



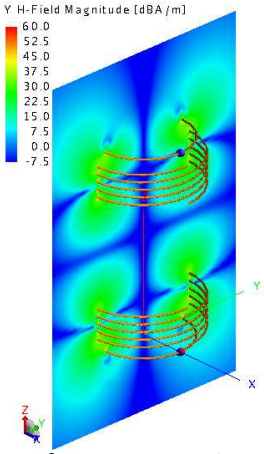
b)**Hz** f_0 =11,771MHz d=20cm



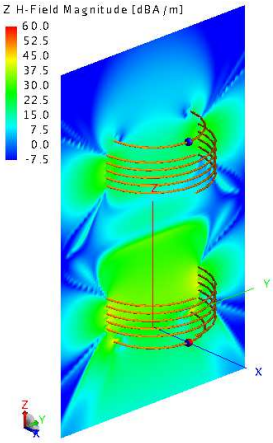
c) **Hy** f_0 =10,718 MHz d=40cm



d) **Hz** f_0 =11,45 MHz d=40 cm



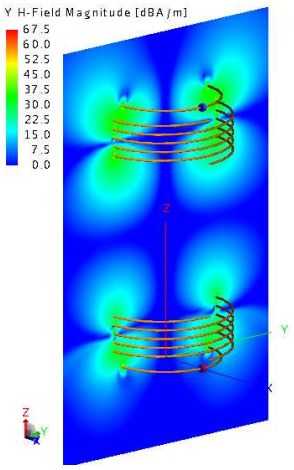
e) **Hy** f_0 =10,899 MHz d=55 cm



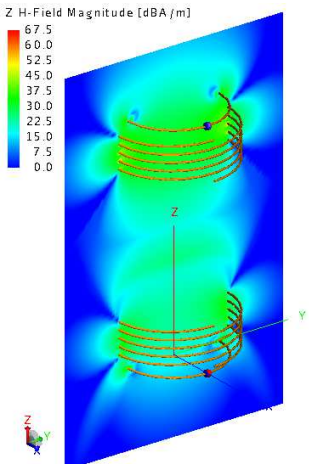
f) **Hz** f_0 =11,097 MHz d=55 cm

Figura 65.. Hélices espaciales**.** Magnitudes del campo magnético en la dirección perpendicular al eje de las hélices **Hy** y paralela al mismo **Hz**

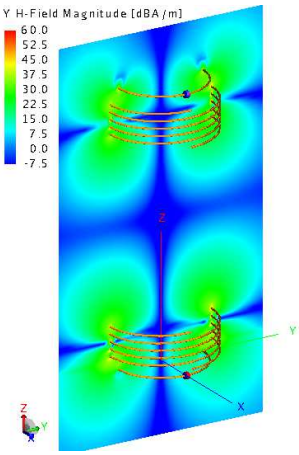
Este apartado describe sistemas de resonadores de alimentación indirecta de **hélices espaciales** con fuente y carga mediante bucles . En (a), (c) y (e) se aprecia la pared eléctrica (zona magnitud cero de campo magnético Hy) perpendicular al eje en el punto medio de las dos bobinas, mientras que en (b), (d) y (f) se sitúa la pared magnética en esta misma posición (magnitud cero de campo magnético en la dirección coaxial **Hz**). En (f) se distingue una anomalía cuando sucede el cambio de dominio magnético hacia la bobina superior, puesto que entre 55 cm y 70 cm, y más en las proximidades de 55 cm, cuando aparece el punto crítico de acoplamiento y el fenómeno de la división de frecuencia comienza a desaparecer.



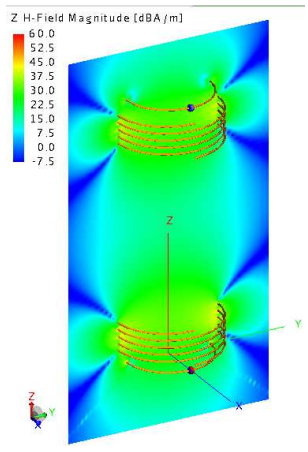
a) **Hy** f_0 =10,994 MHz d=70 cm



b) **Hz** f_0 =10,994 MHz d=70 cm



c) **Hy** f_0 =10,949MHz d=100 cm



d) **Hz** f_0 =10,949MHz d=100 cm

Figura 66.. Hélices espaciales. Magnitudes del campo magnético en la dirección perpendicular al eje de las hélices **Hy** y paralela al mismo **Hz**

En la siguiente figura las distancias entre bobinas está comprendida entre 70 cm y 100 cm en sistema. Ya no se aprecia el fenómeno de división de frecuencia. En (a) y (c) se observa aún la existencia de la pared eléctrica mientras que en (b) y (d) desaparece la pared magnética, Por tanto, las pérdidas serán de carácter eminentemente radiante.

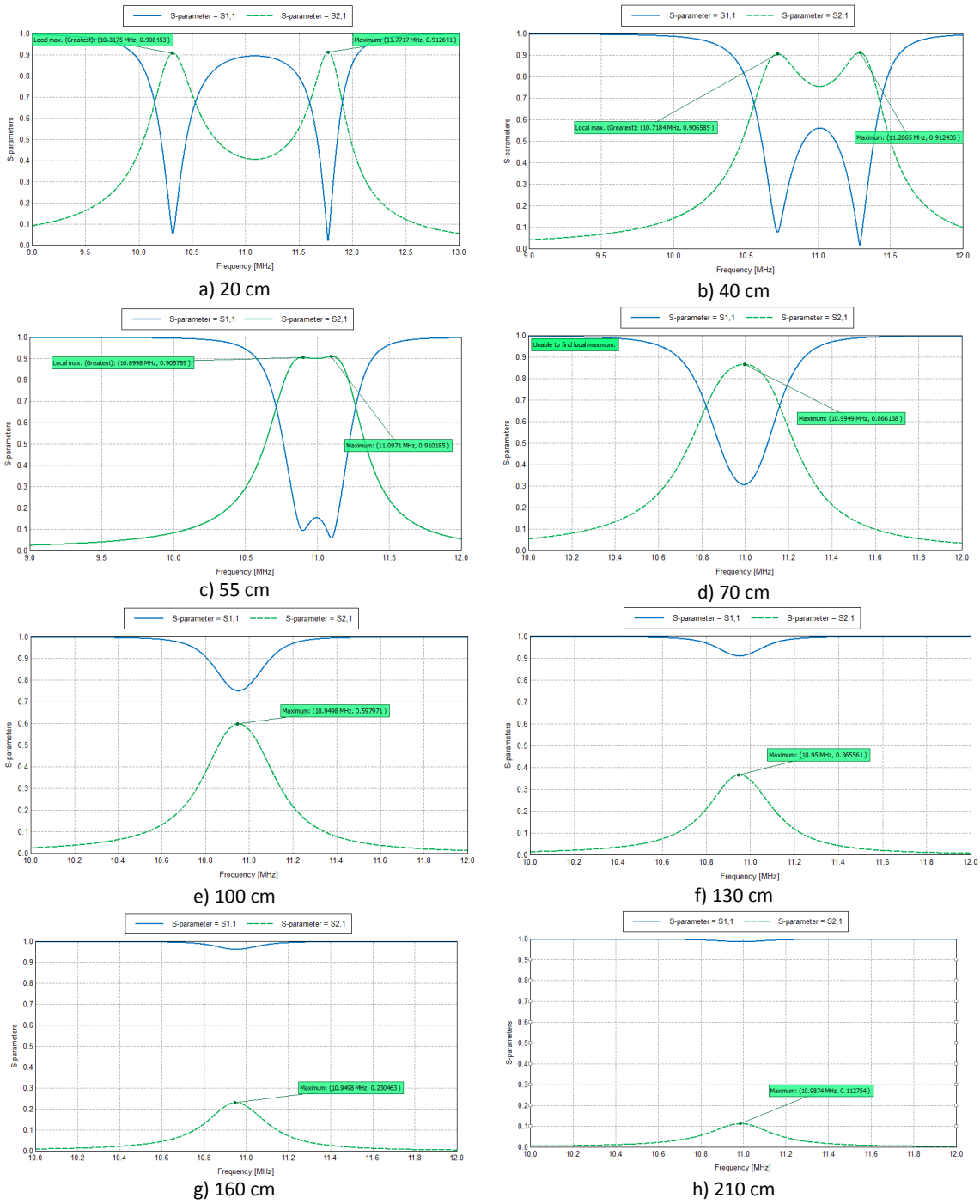


Figura 67.. Hélices espaciales. Diagramas de los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} El sistema de resonadores de alimentación indirecta de **hélices espaciales** con fuente y carga mediante bucles según esquema de la figura anterior y modelo **Kurs et al**. [6]. Se toma como base para la comprobación de los cálculos. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **10Ω**.

El punto crítico de acoplamiento está situado, según se infiere de los gráficos, en (c) y (d), entre los 55 y 70 cm. A distancias inferiores se encuentra en estado sobreacoplado por lo que aparece el fenómeno de la división de frecuencia. A distancias superiores el sistema está subacoplado y la eficiencia ($|S_{21}|^2$) comienza a disminuir drásticamente .

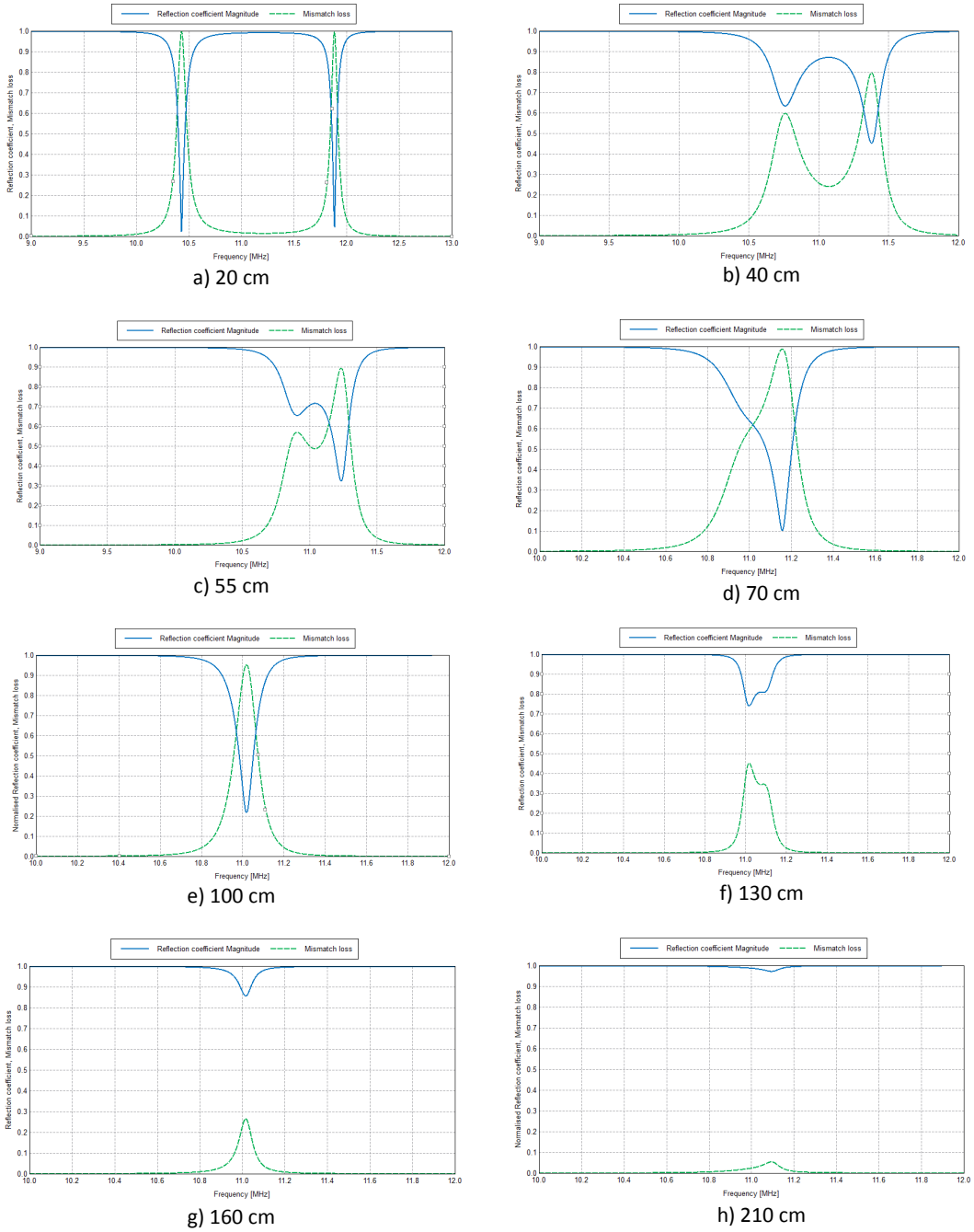
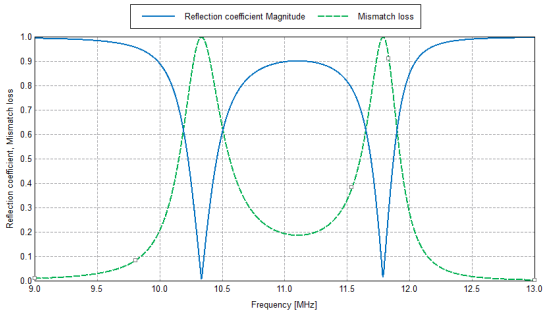
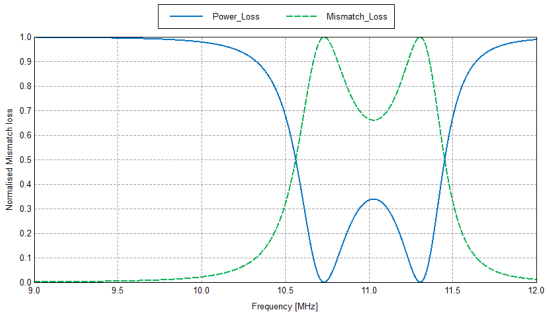


Figura 68.. Hélices espaciales. Gráficas de magnitud del coeficiente de reflexión y pérdidas por desacoplo. La figura corresponde a un sistema de resonadores de alimentación indirecta de **hélices espaciales** con fuente y carga mediante bucles según esquema de la figura anterior según modelo **Kurs et al**. [6]. Se toma como base para la comprobación de los cálculos. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **10Ω**.

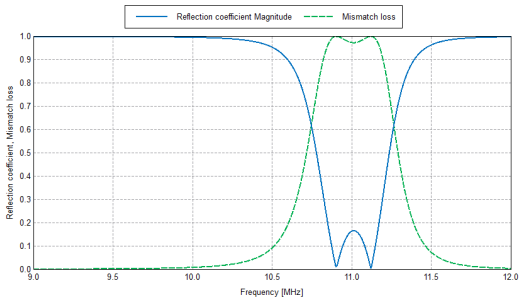
A partir de (e) las reflexiones disminuyen las reflexiones de **Tx** a **Rx** y viceversa comienzan a disminuir en concordancia a los valores de los parámetros de dispersión. La disminución de la magnitud de las reflexiones que ya sucede desde el diagrama (a), pero que es de notar en los (b) y (c), es esencial para entender el aumento de la eficiencia con la disminución de la impedancia de carga (para diagramas a **50Ω** ver **Figura 69**).



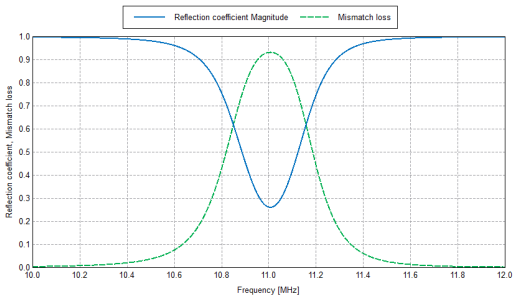
a) 20 cm



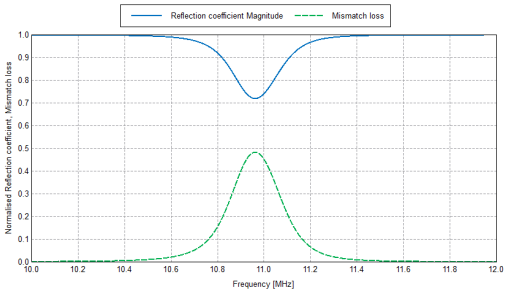
b) 40 cm



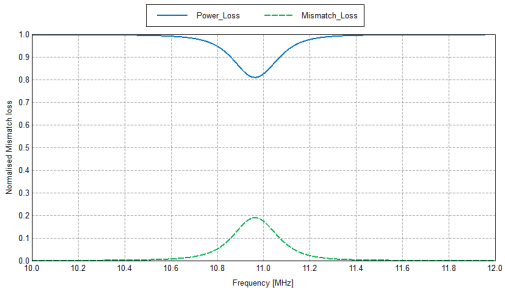
c) 55 cm



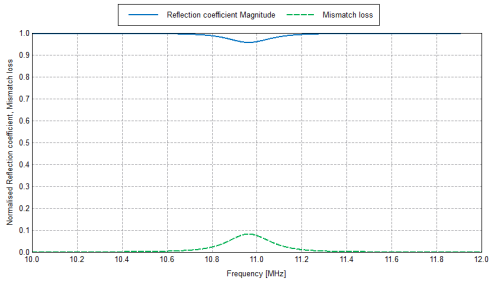
d)70 cm



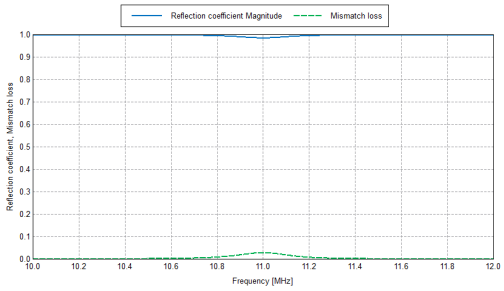
e) 100 cm



f) 130 cm



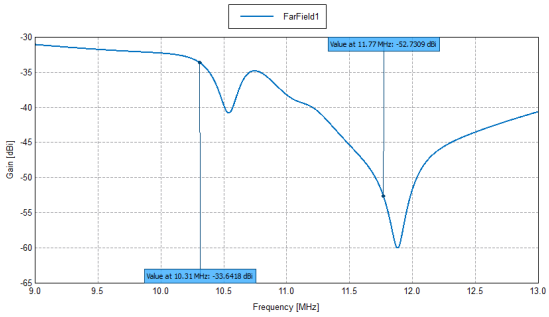
g) 160 cm



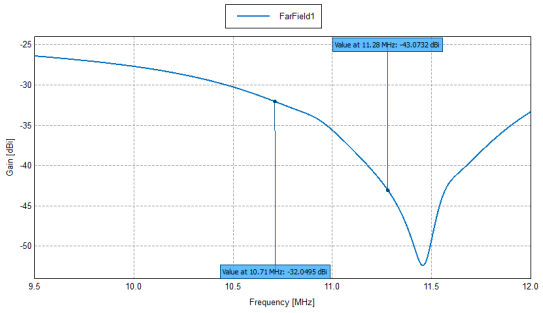
h) 210 cm

Figura 69. Gráficas de magnitud del coeficiente de reflexión y pérdidas por desacoplo del sistema de resonadores de alimentación indirecta de **hélices espaciales** con fuente y carga mediante bucles según esquema de la figura anterior según modelo **Kurs et al**. [6]. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **50Ω**. A partir de (e) disminuyen las reflexiones de **Tx** a **Rx** y viceversa en concordancia a los valores de los parámetros de dispersión.

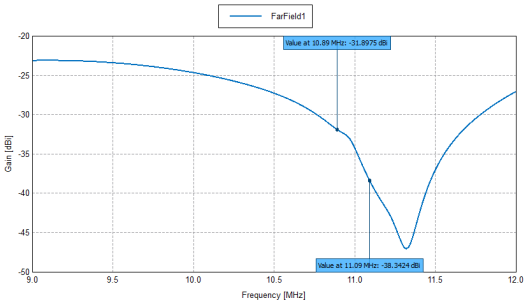
Para más comentarios ver **Figuras 71**, **72** y **73** y ver **tablas 1, 2** y **3** en páginas **98** y **99** que recopilan y relacionan los resultados.



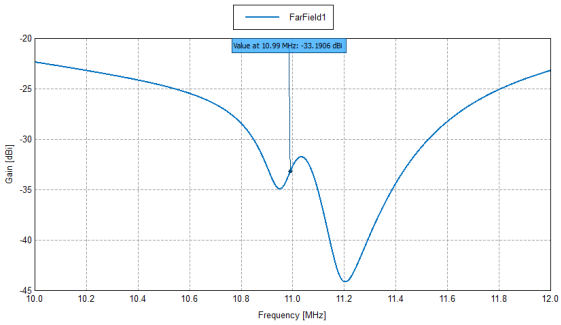
a)20 cm



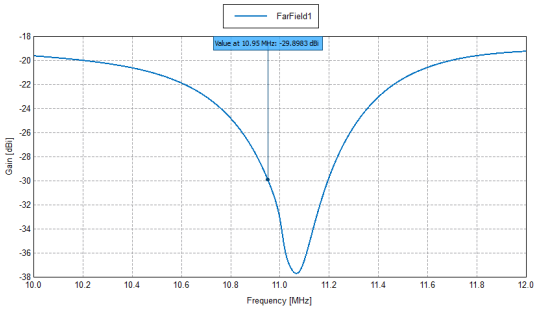
b)40 cm



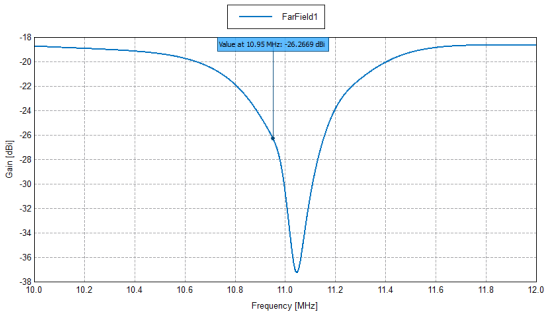
c) 55 cm



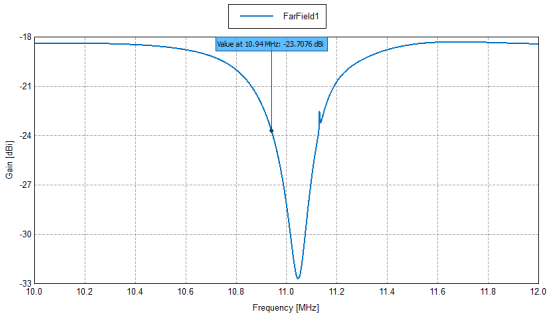
d) 70 cm



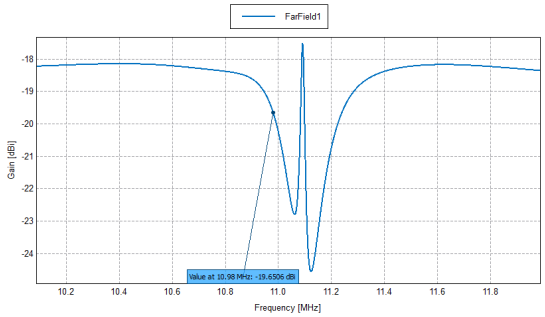
e) 100 cm



f)130 cm



g) 160 cm



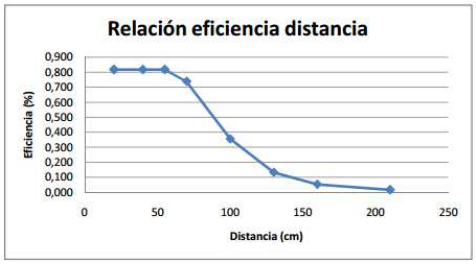
h) 210 cm

Figura 70. Ganancia en el campo lejano. Sistemas de resonadores en alimentación indirecta mediante hélices espaciales. Impedancia de carga **10Ω**.

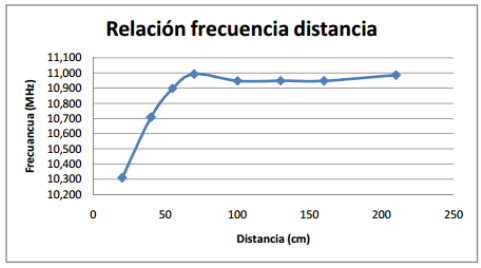
Para el modelo fundamental se indican en los gráficos las frecuencias de resonancia del sistema. En (a), (b) y (c) existe división de frecuencia y se observa disminución de la ganancia de las frecuencias más bajas a las más altas. Conforme vamos aumentando las distancias la ganancia va adquiriendo valores más elevados (ver **tabla 4** y **Figura 74**) puesto que con la distancia se pierde acoplamiento y por tanto aumentan las pérdidas radiantes

Designación	Zl (Ω)	d (cm)	f 1	S21	η	f 2	S21	η
WPT-6_20cm	10	20	10,310	0,905	0,819	11,710	0,910	0,828
WPT-6_40cm	10	40	10,710	0,905	0,819	11,280	0,910	0,828
WPT-6_55cm	10	55	10,899	0,905	0,819	11,097	0,910	0,828
WPT-6_70cm	10	70	10,994	0,860	0,740			
WPT-6_100cm	10	100	10,949	0,597	0,356			
WPT-6_130cm	10	130	10,950	0,365	0,133			
WPT-6_160cm	10	160	10,949	0,230	0,053			
WPT-6_210cm	10	210	10,987	0,129	0,017			

Tabla 1. Relación entre frecuencia, parámetro de dispersión S_{21} y eficiencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices espaciales** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **10 Ω.** Se observa a partir del cálculo a 70 cm ya no sucede el fenómeno de la división de frecuencia por tanto no aparece **f2.** (Aclarar que a partir de 70 cm no sería f1, es una simplificación en la tabla).



a)

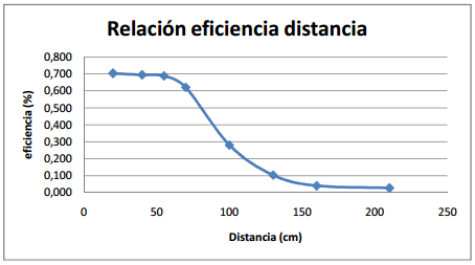


b)

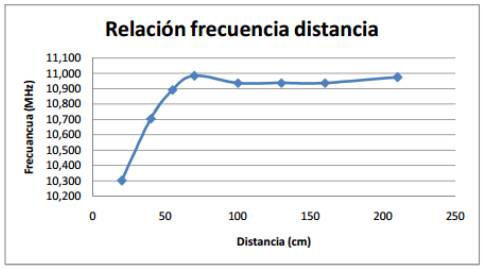
Figura 71. Gráficas de relación entre distancia y eficiencia y distancia y frecuencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices espaciales** alimentadas mediante bucle circular de acuerdo a los datos de la **tabla 1**. Impedancia de carga **10Ω**. En (a) La eficiencia se mantiene **muy estable** hasta los 55 cm. En (b) es de notar el **incremento de frecuencia de resonancia hasta que comienza a decaer la eficiencia** *(nota para los sistemas de control)*.

Designación	Zl (Ω)	d (cm)	f 1	S21	η	f 2	S21	η
WPT-6_20cm	20	20	10,302	0,839	0,704	11,758	0,844	0,712
WPT-6_40cm	20	40	10,704	0,834	0,696	11,272	0,844	0,712
WPT-6_55cm	20	55	10,892	0,830	0,689	11,083	0,838	0,702
WPT-6_70cm	20	70	10,984	0,788	0,621			
WPT-6_100cm	20	100	10,937	0,530	0,281			
WPT-6_130cm	20	130	10,937	0,322	0,104			
WPT-6_160cm	20	160	10,937	0,202	0,041			
WPT-6_210cm	20	210	10,975	0,167	0,028			

Tabla 2. Relación entre frecuencia, parámetro de dispersión S_{21} y eficiencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices espaciales** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **20 Ω.** (Ídem de tabla anterior).



a)

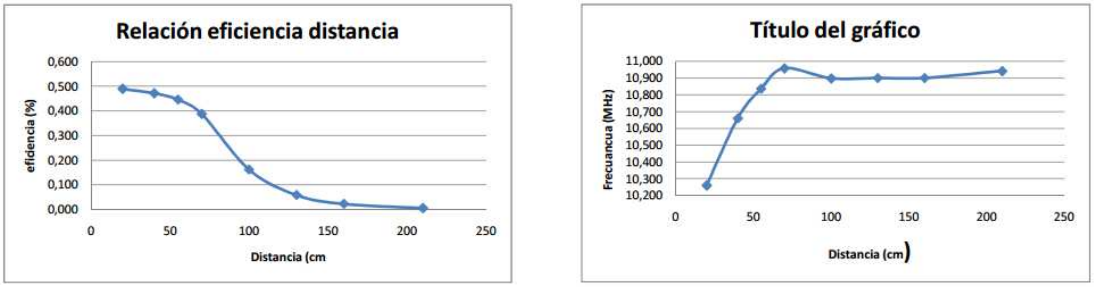


b)

Figura 72. Gráficas de relación entre distancia y eficiencia y distancia y frecuencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices espaciales** alimentadas mediante bucle circular de acuerdo a los datos de la **tabla 2**. Impedancia de carga **20Ω**. En (a) Existe un ligero decaimiento de la eficiencia en la zona estable.

Designación	Zl (Ω)	d (cm)	f 1	S21	η	f 2	S21	η
WPT-6_20cm	50	20	10,261	0,700	0,490	11,729	0,706	0,498
WPT-6_40cm	50	40	10,661	0,687	0,472	11,245	0,699	0,489
WPT-6_55cm	50	55	10,838	0,668	0,446	11,068	0,679	0,461
WPT-6_70cm	50	70	10,959	0,623	0,388			
WPT-6_100cm	50	100	10,899	0,403	0,162			
WPT-6_130cm	50	130	10,901	0,243	0,059			
WPT-6_160cm	50	160	10,901	0,152	0,023			
WPT-6_210cm	50	210	10,943	0,077	0,006			

Tabla 3. Relación entre frecuencia, parámetro de dispersión S_{21} y eficiencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices espaciales** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **50 Ω.**



a) b)

Figura 73. Gráficas de relación entre distancia y eficiencia y distancia y frecuencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices espaciales** alimentadas mediante bucle circular de acuerdo a los datos de la **tabla 4**. Impedancia de carga **50Ω.** En (a) el decaimiento detectado en las gráficas anteriores se hace más ostensible. Este efecto es reflejo de la relación entre la potencia de la fuente y la potencia entregada a la carga por el cambio de impedancia del sistema, ver **apartado 3.5.4.2.** (**Kiani et al.**[74]).

Designación	Zl (Ω)	d (cm)	f 1	EIRP	dBi	f 2	EIRP	dBi
WPT-6_20cm	10	20	10,310	4,365E-07	-33,6	11,710	5,37E-09	-52,7
WPT-6_40cm	10	40	10,710	6,310E-07	-32,0	11,280	5,01E-08	-43,0
WPT-6_55cm	10	55	10,899	6,457E-07	-31,9	11,097	1,48E-07	-38,3
WPT-6_70cm	10	70	10,994	4,898E-07	-33,1			
WPT-6_100cm	10	100	10,949	1,047E-06	-29,8			
WPT-6_130cm	10	130	10,950	2,399E-06	-26,2			
WPT-6_160cm	10	160	10,949	4,266E-06	-23,7			
WPT-6_210cm	10	210	10,987	1,096E-05	-19,6			

Tabla 4. Relación entre frecuencia y ganancia Se calcula la Potencia Isotrópica Radiada Equivalente (**EIRP**) (ver **apartado 4.2.2**.) que expresa la pérdida de potencia en **W** en el campo lejano.

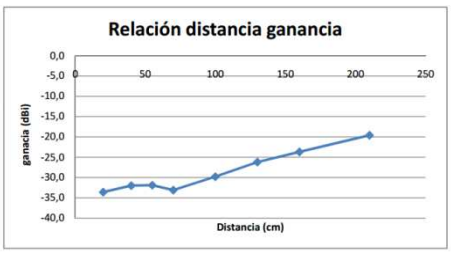
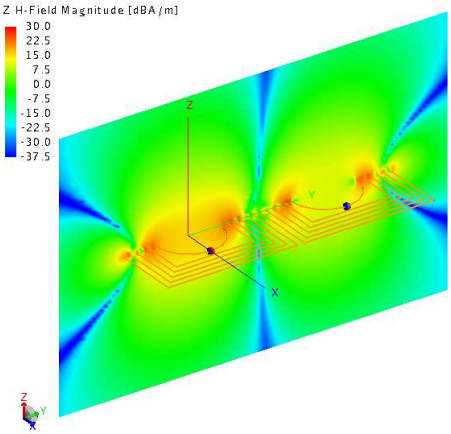
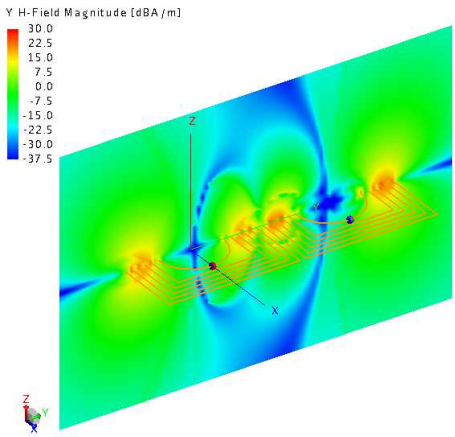


Figura 74. Relación distancia-ganancia para impedancias de entrada a 10Ω. En gráfica se observa el aumento de lla ganancia con el desacoplo del sistema. Pero también se observa estabilidad hasta los 55 cm, distancia a la que se encuentra en modo sobreacoplado.

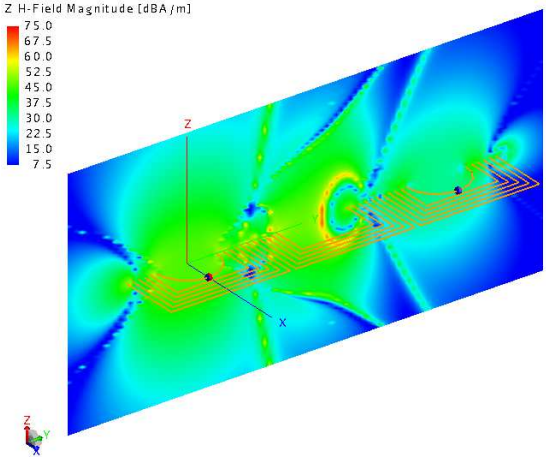
5.3.2 Sistemas de alimentación indirecta de hélices cuadradas



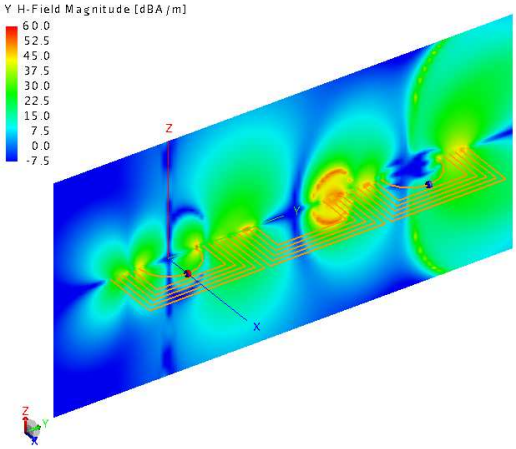
a) **Hz** f_0= 16,690 MHz d= 42 cm



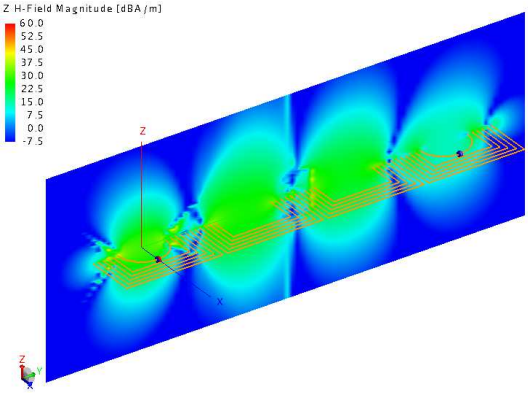
b) **Hy** $f_0 = 17{,}960$ MHz 42 cm



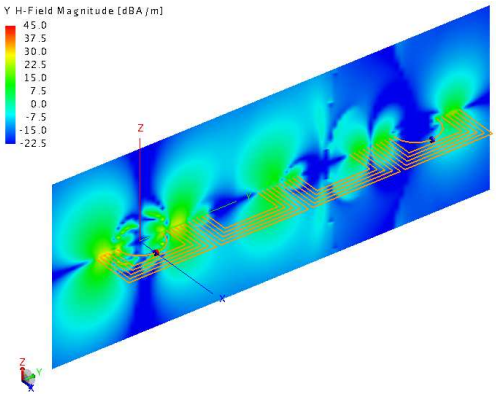
c) **Hz** $f_0 = 16{,}333$ MHz d=84 cm



d) **Hy** $f_0 = 18{,}150$ MHz d=84 cm



e) **Hz** $f_0 = 16{,}270$ MHz d=126 cm

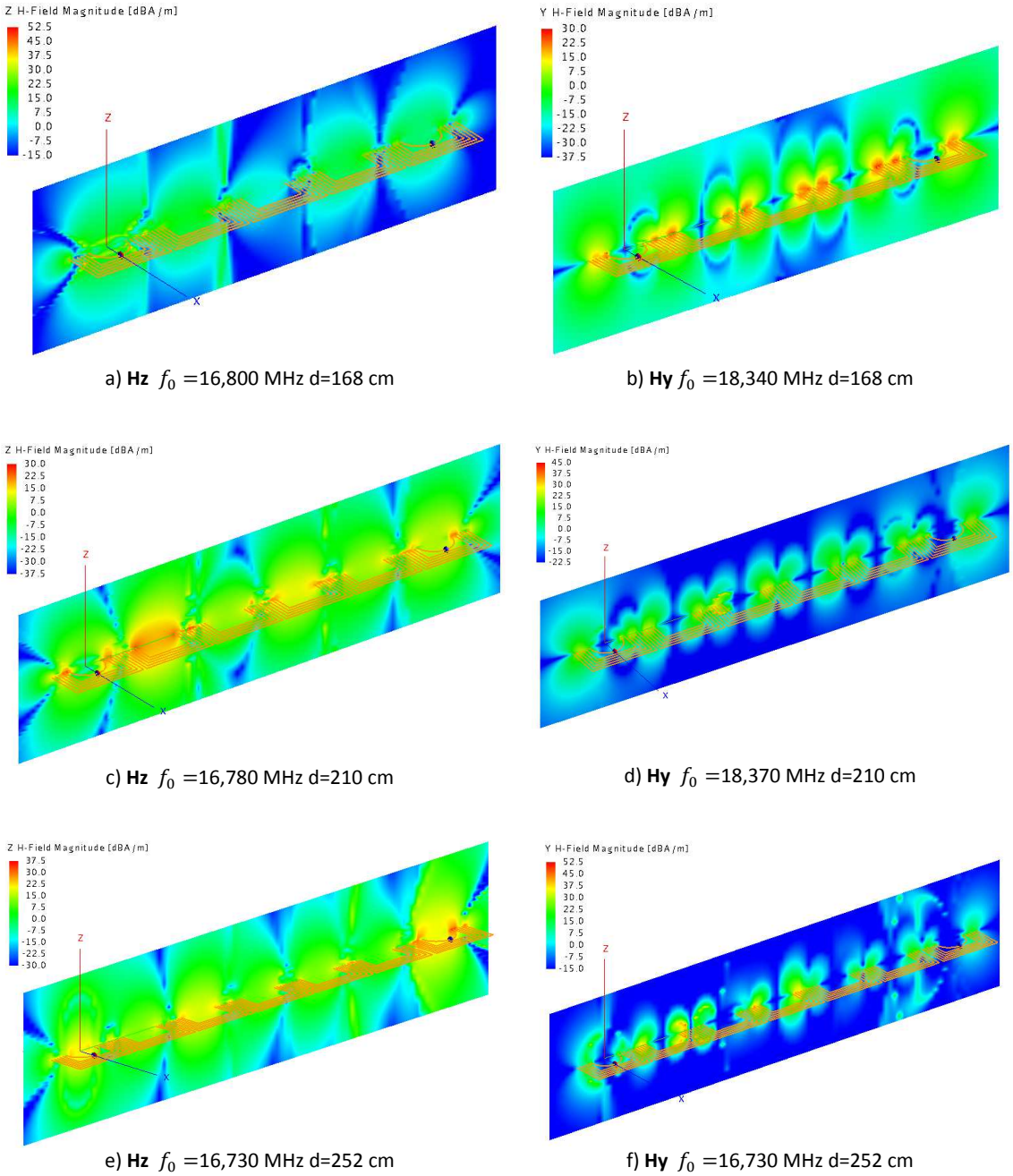


e) **Hy** $f_0 = 18{,}270$ MHz d=126 cm

Figura 75. Magnitudes del campo magnético en la dirección perpendicular al eje de las hélices **Hy** y paralela al eje que une los puertos **Hz**

Para el sistema de resonadores de alimentación indirecta de hélices planas cuadradas con fuente y carga mediante bucles, aparecen lóbulos en las gráficas que indican la existencia de cambio de dominio magnético en la frontera de un resonador con otro. A pesar del cambio de color de las gráficas entre sí la eficiencia es alta en cualquiera de las configuraciones . Pero

conforme aumenta el número de resonadores las múltiples reflexiones y acoplamientos entre ellos se producen algunas anomalías que se analizan en los diagramas de los parámetros de dispersión.



a) **Hz** f_0 =16,800 MHz d=168 cm

b) **Hy** f_0 =18,340 MHz d=168 cm

c) **Hz** f_0 =16,780 MHz d=210 cm

d) **Hy** f_0 =18,370 MHz d=210 cm

e) **Hz** f_0 =16,730 MHz d=252 cm

f) **Hy** f_0 =16,730 MHz d=252 cm

Figura 76. Magnitudes del campo magnético en la dirección perpendicular al eje de las hélices **Hz** y paralela al eje que une los puertos **Hy**. Todos Los sistemas tienen una impedancia de carga de **10Ω**.

Para sistemas de 6 y 7 resonadores en las graficas (c) y (e) se producen anomalías en las frecuencias más bajas (ver **tabla 5**) y un descenso significativo de la eficiencia en (f), que además a la frecuencia mayor no presenta picos claros de resonancia.

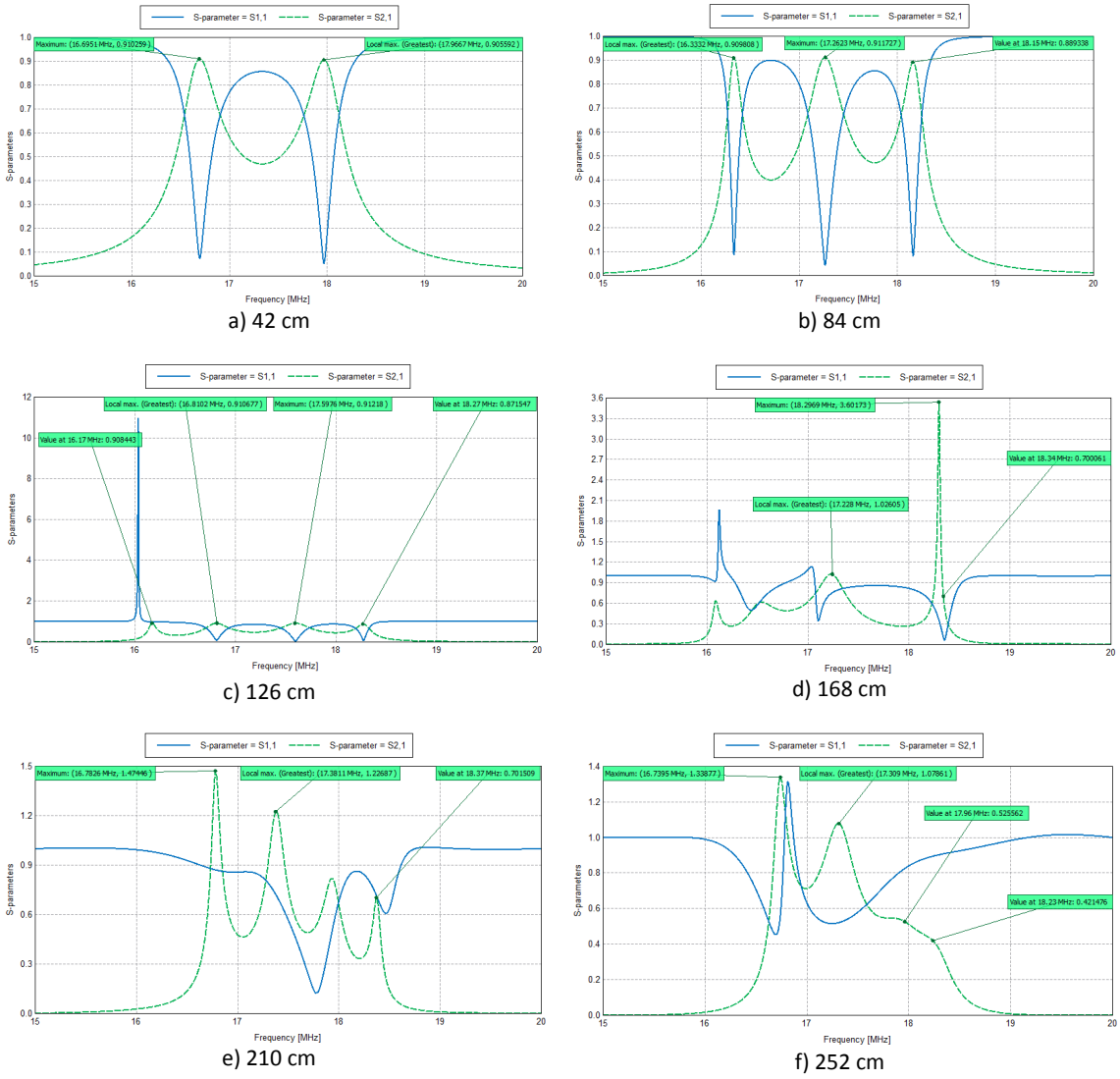


Figura 77. Diagramas de los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas cuadradas** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **10Ω**. Aclarar que (a) son 2 resonadores, (b) 3, (c) 4, d) 5, (e) 6 y (f) 7

Excluyendo de la explicación los bucles de alimentación y carga, para la configuración coplanaria de dos a siete resonadores, hay que apuntar que las configuraciones de dos y tres resonadores se comportan según lo esperado en estado sobreacoplado. En el gráfico (c) las cuatro frecuencias que aparecen están dentro del mismo rango de eficiencia. Aparece para S_{11} una anomalía en las proximidades de la frecuencia más baja (*modo impar*) debido a las reflexiones producto de la geometría del sistema. En (d) la eficiencia aumenta al incrementar la frecuencia y en (e) y (f) la eficiencia disminuye según aumenta la frecuencia, d) y e) contienen anomalías debidas a la configuración geométrica del sistema que indican la interrelación que tienen los resonadores entre sí mediante acoplamientos y reflexiones de onda. Mediante discriminadores de frecuencia se evitan aquellas en las que se produzcan estos efectos.

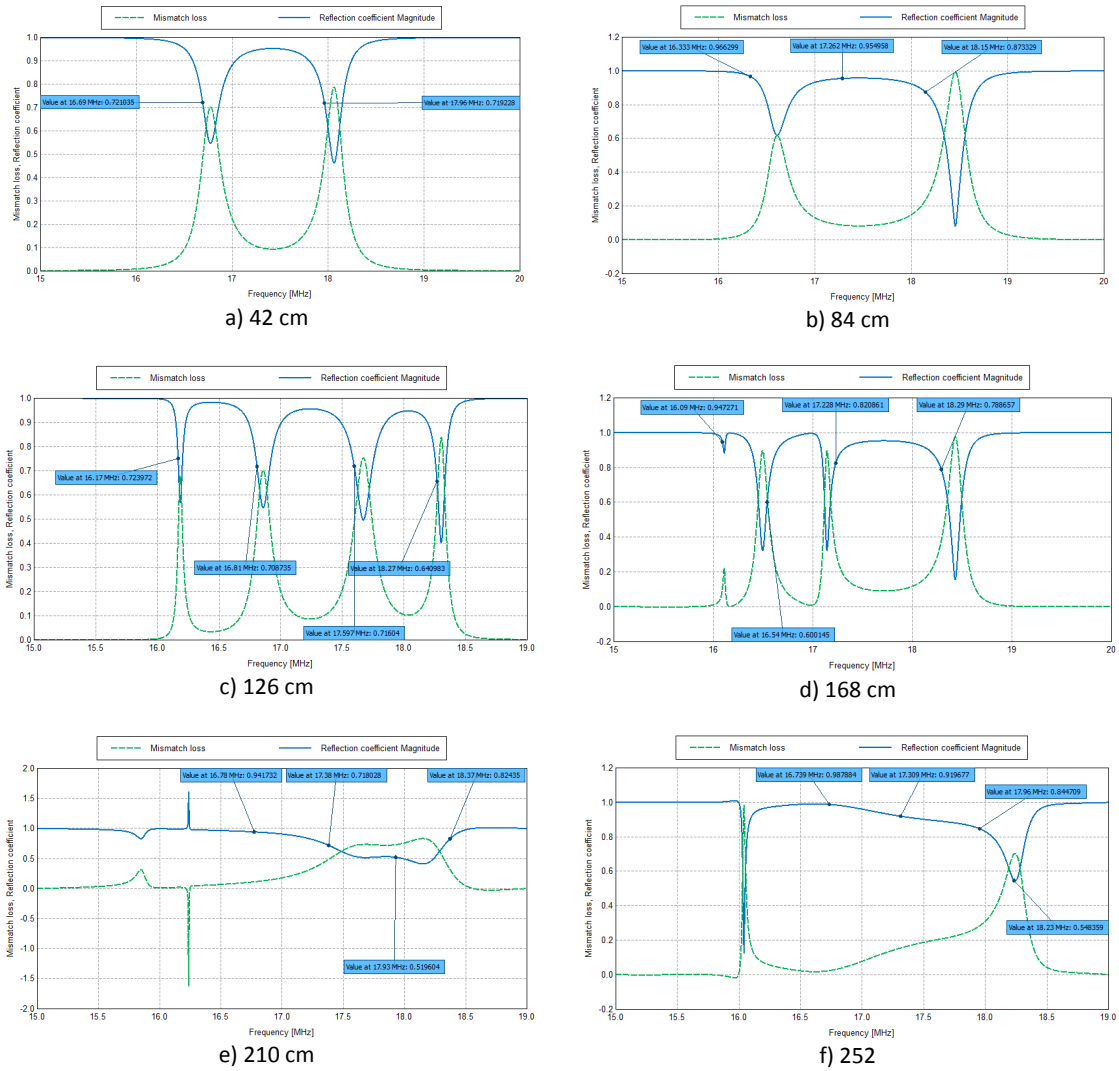


Figura 78. Magnitud de coeficientes de reflexión y pérdidas por desajuste del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas cuadradas** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **10Ω**. Los diagramas a y b que corresponden a dos y tres resonadores sin contar con los bucles de alimentación y carga. Aclarar que (a) son 2 resonadores, (b) 3, (c) 4, d) 5, (e) 6 y (d) 7

Según **Ahn et al**. [28] el fenómeno de la división de frecuencia debería aparecer en las configuraciones de resonadores pares; y en las impares, la frecuencia principal no desaparece sino que aparecen otros picos de frecuencia que la acompañan (ver **apartado 3.5.1.2**). Según el diagrama de parámetros de dispersión, la división sucede en las gráficas de 2, 4, y 6 resonadores y en las impares en la de 3, pero **no sucede en el caso de 5 y 7 resonadores**, en los que el número total de picos de frecuencia es par. Una hipótesis es el desajuste de impedancias en el cálculo. Se etiquetan en los gráficos los de la magnitud de coeficiente de reflexión (intensidad de la onda reflejada respecto a la incidente) del sistema en los puntos en los que se producen las frecuencias de resonancia (ver **tablas 5** a **8**). Los valores más regulares se producen en las gráficas (a) y (c) en torno al 0,7. Cuando los valores del coeficiente de reflexión son muy elevados y constantes se producen picos superiores a 1 en los parámetros de dispersión S_{21} que significan una anomalía. Los convertidores DC/DC corrigen este efecto producto de calcular con desajuste de impedancia (**Imura et al.** [57])

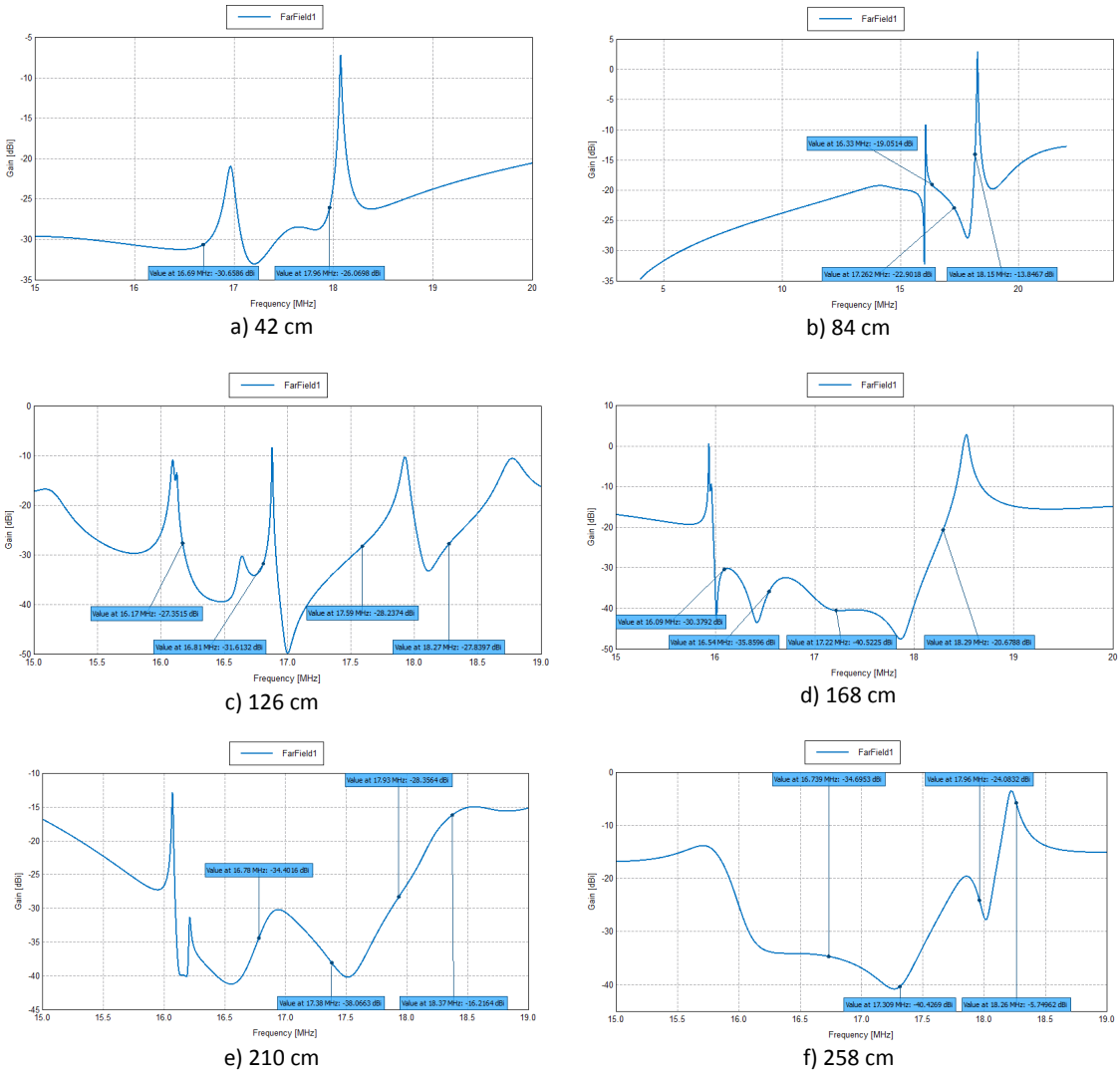


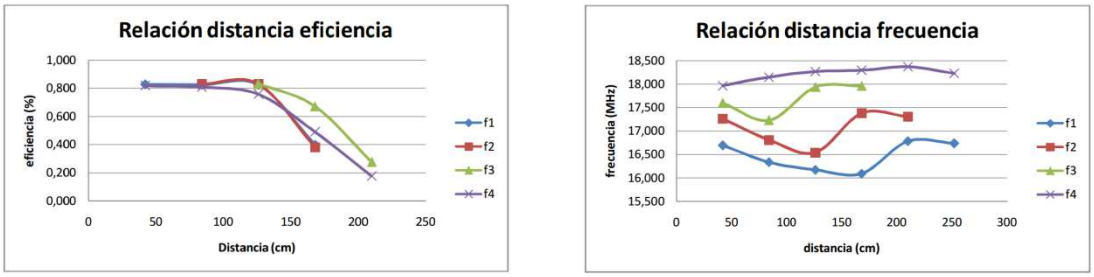
Figura 79. Ganancia en el campo lejano. Sistemas de resonadores en alimentación indirecta mediante hélices planas **cuadradas**. Impedancia de carga **10Ω**.

En (a) y (b) para las frecuencias extremas se observa un aumento de la ganancia y en consecuencia de las pérdidas radiantes. En (c) para el sistema de 126 cm entre puertos todas las frecuencias tiene ganancias muy similares (27 dB, 31 dB, 28 dB, 27 dB). En (d), (e) y (f) se observa con claridad la existencia de una franja que contiene a las frecuencias de resonancia y que presenta un claro descenso de la ganancia, sobre todo en la gráfica (d), además se observa un incremento de la ganancia conforme se eleva la frecuencia. En (f), en el sistema de 258 cm entre puertos, es interesante comprobar la gráfica de los parámetros de dispersión correspondientes para apreciar la tendencia del sistema a que en las frecuencias más eficientes presentan menos ganancia en el campo lejano.

Se muestran a continuación y se comentan en sus epígrafes, las figuras y las tablas para los diferentes sistemas, con la relación de la frecuencia, los parámetros de dispersión y la eficiencia.

Designación	Z_L	d(cm)	f 1	S21	η	f 2	S21	η	f 3	S21	η	f 4	S21	η
2_loop_square_L10ohms	10	42	16,695	0,910	0,828							17,966	0,905	0,819
3_loop_square_L10ohms	10	84	16,333	0,909	0,826	17,262	0,911	0,830				18,150	0,899	0,808
4_loop_square_L10ohms	10	126	16,170	0,908	0,824	16,810	0,911	0,830	17,597	0,912	0,832	18,270	0,871	0,759
5_loop_square_L10ohms	10	168	16,090	0,631	0,398	16,540	0,616	0,379	17,228	1,026	1,053	18,296	3,601	12,967
6_loop_square_L10ohms	10	210	16,782	1,474	2,173	17,381	1,226	1,503	17,936	0,819	0,671	18,370	0,701	0,491
7_loop_square_L10ohms	10	252	16,739	1,338	1,790	17,309	1,078	1,162	17,96	0,525	0,276	18,230	0,421	0,177

Tabla 5. Relación entre frecuencia, parámetro de dispersión S_{21} y eficiencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas cuadradas** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **10 Ω.** Las anomalías, debidas a un bajo coeficiente de reflexión, se marcan en rojo y se descartan en las gráficas de relación correspondientes.

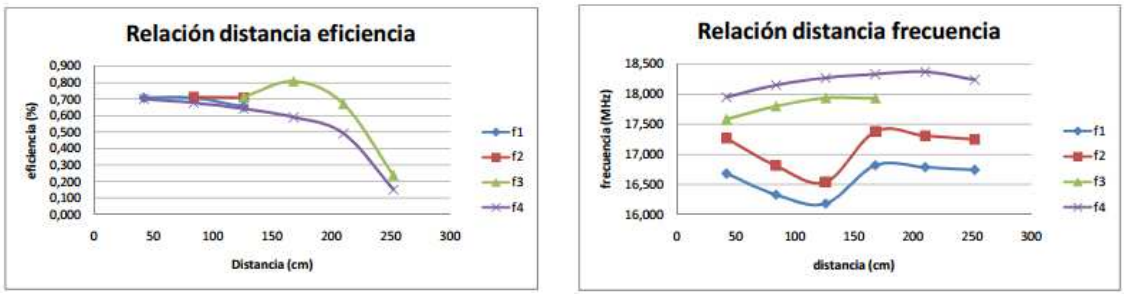


a) b)

Figura 80. Gráficas de relación entre distancia y eficiencia y distancia y frecuencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas cuadradas** alimentadas mediante bucle circular de acuerdo a los datos de la **tabla 1**. Impedancia de carga **10Ω**. La eficiencia es muy estable hasta los 126 cm en las tres frecuencias más bajas y muestra un ligero decaimiento en la más alta.

Designación	Z_L	d(cm)	f 1	S21	η	f 2	S21	η	f 3	S21	η	f 4	S21	η
2_loop_square_L20ohms	20	42	16,679	0,841	0,707							17,953	0,837	0,701
3_loop_square_L20ohms	20	84	16,326	0,840	0,706	17,246	0,844	0,712				18,150	0,823	0,677
4_loop_square_L20ohms	20	126	16,180	0,808	0,653	16,800	0,842	0,709	17,586	0,844	0,712	18,270	0,801	0,642
5_loop_square_L20ohms	20	168	16,813	1,257	1,580				17,800	0,899	0,808	18,330	0,768	0,590
6_loop_square_L20ohms	20	210	16,782	1,474	2,173	17,381	1,226	1,503	17,936	0,819	0,671	18,370	0,701	0,491
7_loop_square_L20ohms	20	252	16,737	1,226	1,503	17,300	0,995	0,990	17,930	0,488	0,238	18,240	0,389	0,151

Tabla 6. Relación entre frecuencia, parámetro de dispersión S_{21} y eficiencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas cuadradas** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **20 Ω.** Para 5 resonadores no aparece **f2** dentro de la franja de frecuencias, por tanto a 20Ω se cumple [27].

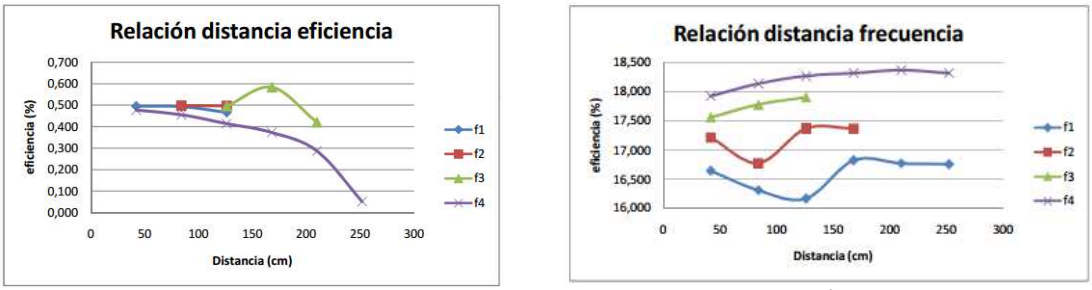


a) b)

Figura 81. Gráficas de relación entre distancia y eficiencia y distancia y frecuencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas cuadradas** alimentadas mediante bucle circular de acuerdo a los datos de la **tabla 1**. Impedancia de carga **20Ω**. Hasta 126 cm, la eficiencia presenta un declive más pronunciado en a las frecuencias extremas respecto a la gráfica anterior.

Designación	Z_L	d (cm)	f 1	S21	η	f 2	S21	η	f 3	S21	η	f 4	S21	η
2_loop_square_L50ohms	50	42	16,644	0,704	0,496							17,928	0,691	0,477
3_loop_square_L50ohms	50	84	16,310	0,702	0,493	17,214	0,706	0,498				18,140	0,675	0,456
4_loop_square_L50ohms	50	126	16,170	0,683	0,466	16,777	0,705	0,497	17,563	0,704	0,496	18,270	0,644	0,415
5_loop_square_L50ohms	50	168	16,824	1,310	1,716				17,783	0,764	0,584	18,320	0,611	0,373
6_loop_square_L50ohms	50	210	16,773	1,179	1,390	17,368	1,023	1,047	17,910	0,648	0,420	18,370	0,536	0,287
7_loop_square_L50ohms	50	252	16,756	1,156	1,336	17,370	1,050	1,103				18,320	0,228	0,052

Tabla 7. Relación entre frecuencia, parámetro de dispersión S_{21} y eficiencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas cuadradas** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **50 Ω.**



a) b)

Figura 82. Gráficas de relación entre distancia y eficiencia y distancia y frecuencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas cuadradas** alimentadas mediante bucle circular de acuerdo a los datos de la **tabla 7**. Impedancia de carga **50 Ω**. En(a) se mantiene el descenso general de la eficiencia debido al aumento de impedancia en la carga.

Designación	Z_L	d(cm)	f 1	EIRP	dBi	f2	EIRP	dBi	f 3	EIRP	dBi	f 4	EIRP	dBi
2_loop_square_L10ohms	10	42	16,695	8,710E-04	-30,6							17,966	2,512E-03	-26,0
3_loop_square_L10ohms	10	84	16,333	1,259E-02	-19,0	17,262	5,129E-03	-22,9				18,150	4,169E-02	-13,8
4_loop_square_L10ohms	10	126	16,170	1,862E-03	-27,3	16,810	6,918E-04	-31,6	17,597	1,479E-03	-28,3	18,270	1,660E-03	-27,8
5_loop_square_L10ohms	10	168	16,090	9,333E-04	-30,3	16,540	2,630E-04	-35,8	17,228	9,120E-05	-40,4	18,296	8,710E-03	-20,6
6_loop_square_L10ohms	10	210	16,782	3,631E-04	-34,4	17,381	1,585E-04	-38,0	17,936	1,479E-03	-28,3	18,370	2,399E-02	-16,2
7_loop_square_L10ohms	10	252	16,739	3,467E-04	-34,6	17,309	9,120E-05	-40,4	17,96	3,981E-03	-24,0	18,230	2,692E-01	-5,7

Tabla 8. Relación entre frecuencia y ganancia Se calcula la Potencia Isotrópica Radiada Equivalente (**EIRP**) (ver **apartado 4.2.2**.) que expresa la pérdida de potencia en **W** en el campo lejano. La EIRP está dada para un vatio de potencia de la fuente.

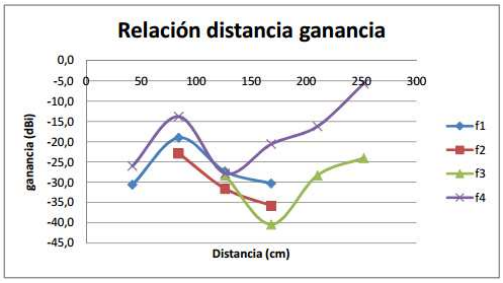
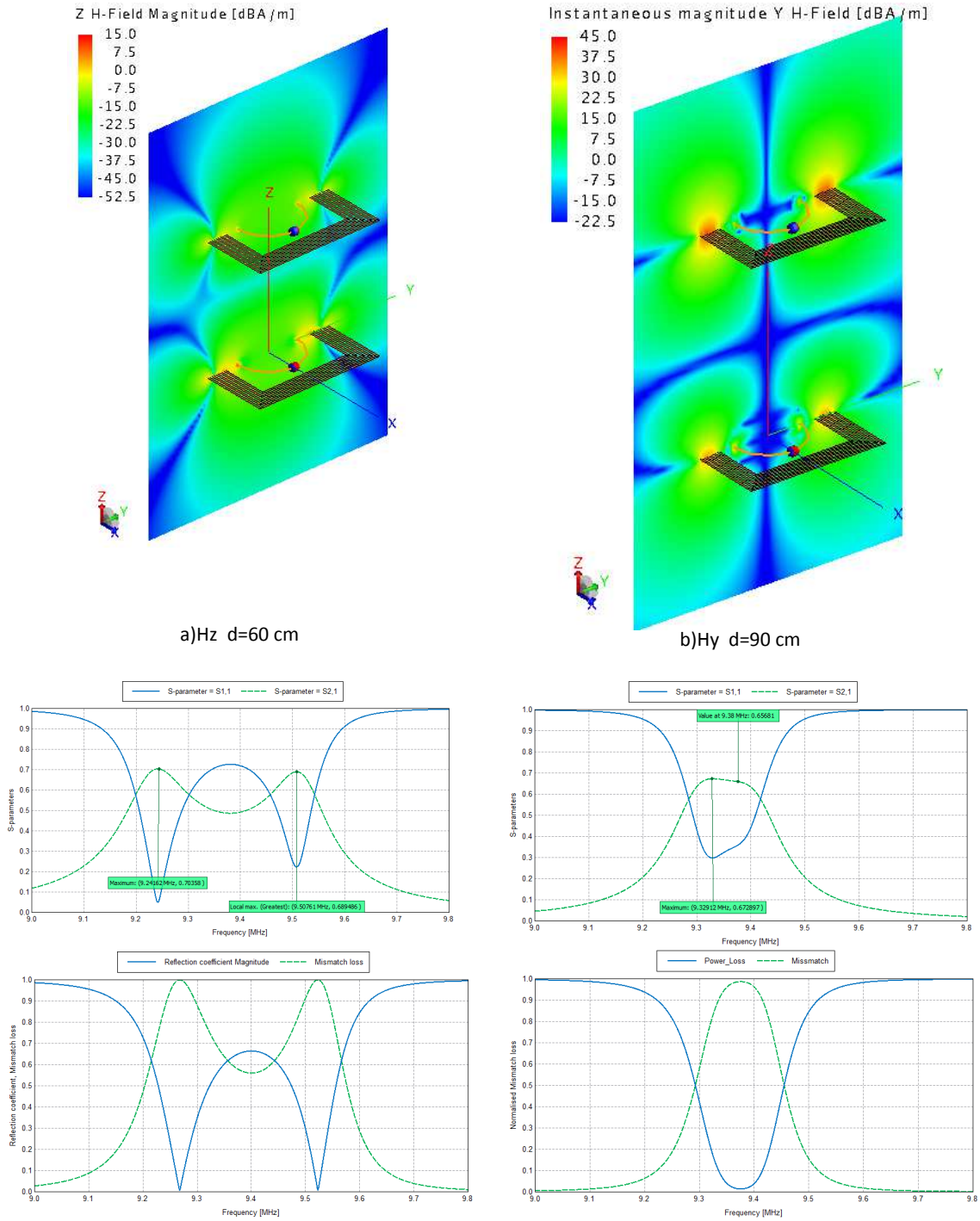


Figura 83. Relación distancia-ganancia para impedancias de entrada a 10Ω. En gráfica se observa que los sistemas de 2, 4 y 5 resonadores son los que menos pérdidas radiantes presentan y que los de 3,6 y 7 presentan más pérdidas, destacando el de 7 resonadores en su frecuencia más elevada, en concordancia con lo comentado en las Figuras 77 y 78.

5.3.2.1 Sistemas de alimentación indirecta de hélices cuadradas planas



a)Hz d=60 cm

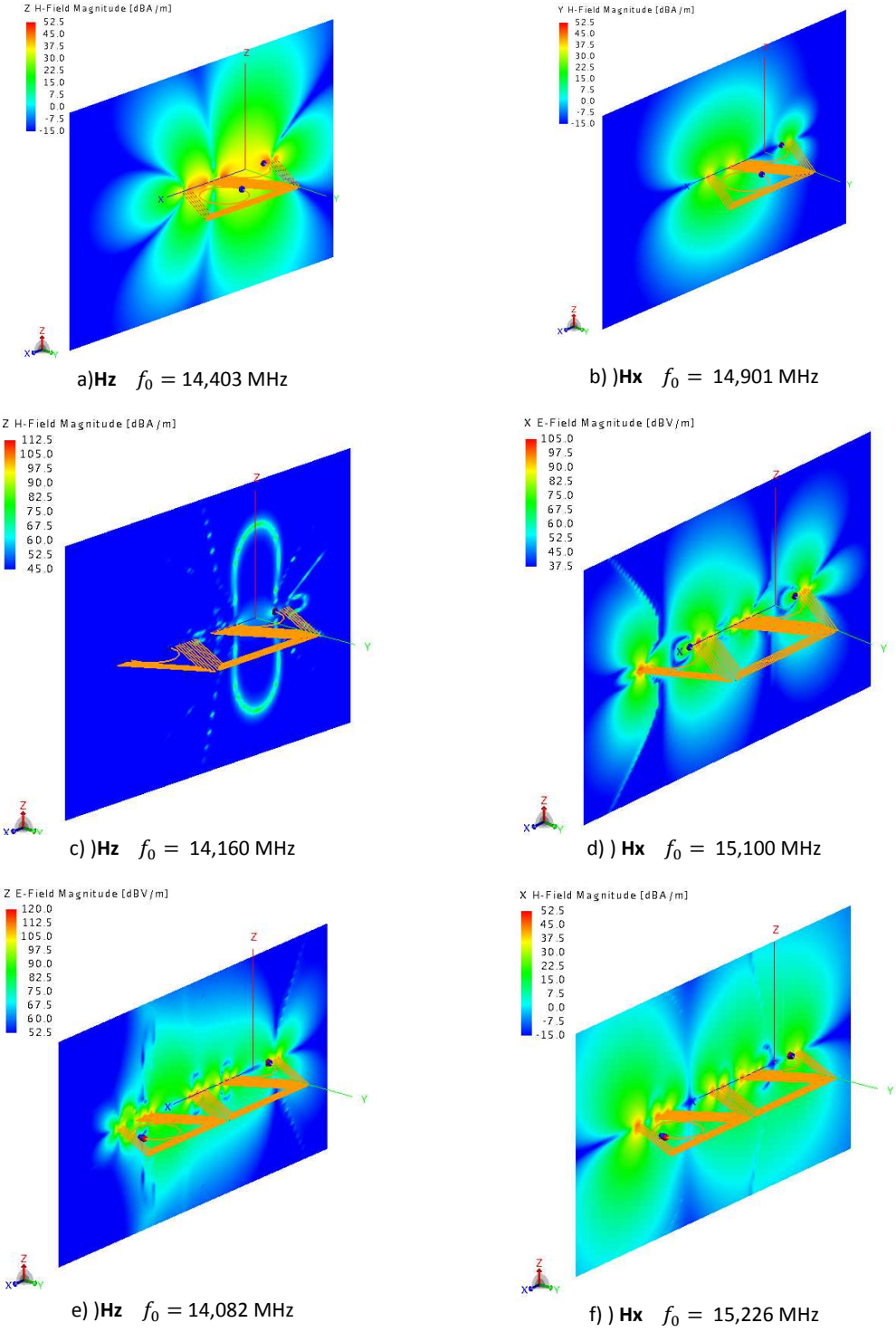
b)Hy d=90 cm

Figura 84. Gráficas de Resonadores múltiples configurados mediante dos bucles con los puertos de entrada y salida y **hélices planas cuadradas impresas** de cinco vueltas de 60 cm de lado.). La impedancia de carga es de **50Ω**.

El conductor es una impresión plana de 1 cm y 100 µ de espesor sobre una lámina de dieléctrico como el PVC de 1 mm. El conductor sólo precisa 40 µ pero hay que considerar los efectos del calentamiento. Se indican las distancias entre el puertos utilizadas en los cálculos.

En a) se representa la componente del vector de campo magnético en la dirección que une los puertos (**Hz**) mientras que en (b) es perpendicular a la misma (**Hy**).

5.3.3 Sistemas de alimentación indirecta de hélices triangulares pareadas.



a)**Hz** $f_0 = 14{,}403$ MHz

b))**Hx** $f_0 = 14{,}901$ MHz

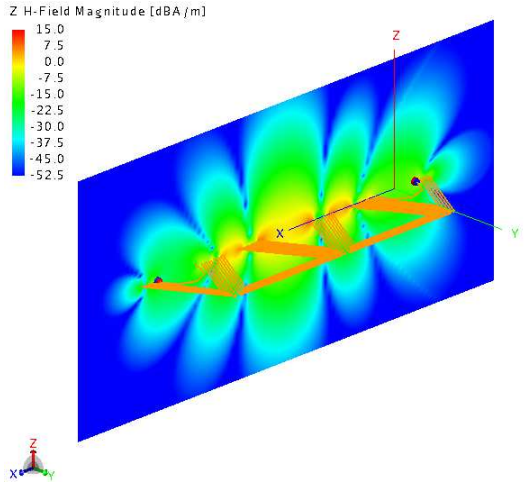
c))**Hz** $f_0 = 14{,}160$ MHz

d)) **Hx** $f_0 = 15{,}100$ MHz

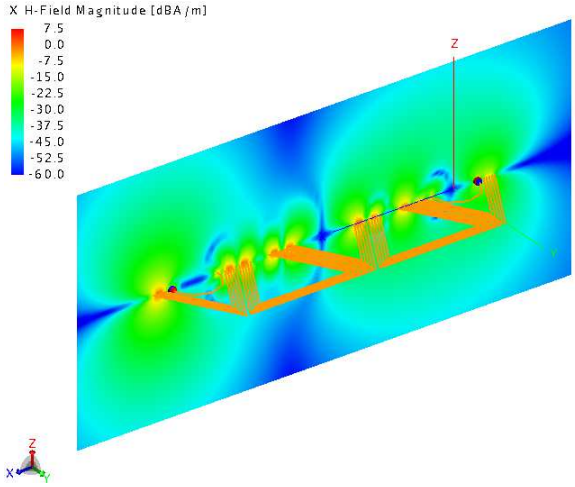
e))**Hz** $f_0 = 14{,}082$ MHz

f)) **Hx** $f_0 = 15{,}226$ MHz

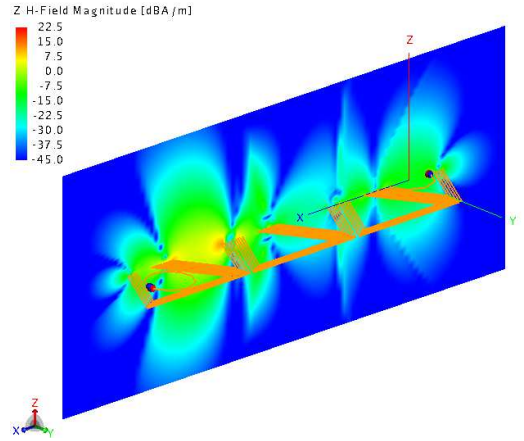
Figura 85. Hélice triangulares. Magnitudes del campo magnético en la dirección perpendicular al eje de las hélices **Hz** y paralela al eje que une los puertos **Hx**.



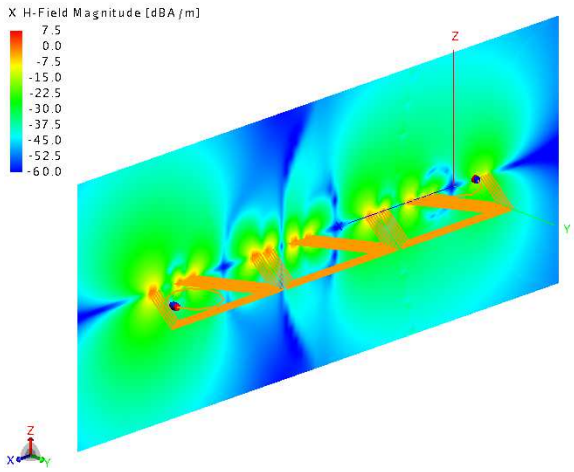
a) **Hz** $f_0 =$ 14,037 MHz



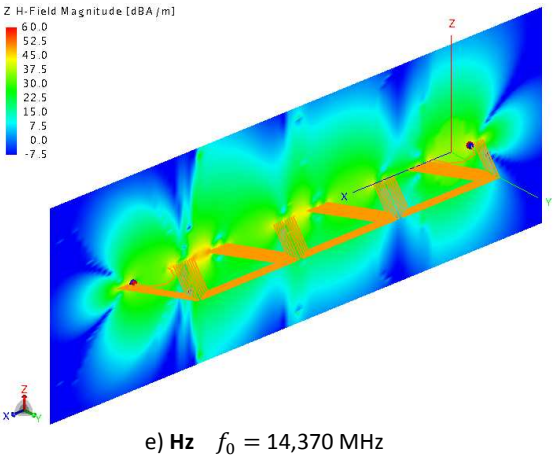
b) **Hx** $f_0 =$ 15,300 MHz



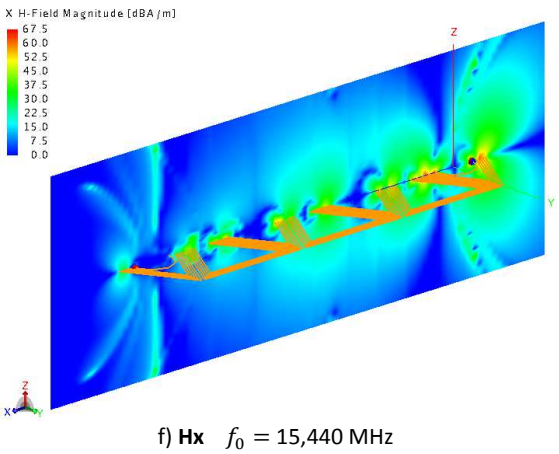
c) **Hz** $f_0 =$ 14,100 MHz



d) **Hx** $f_0 =$ 15,350 MHz

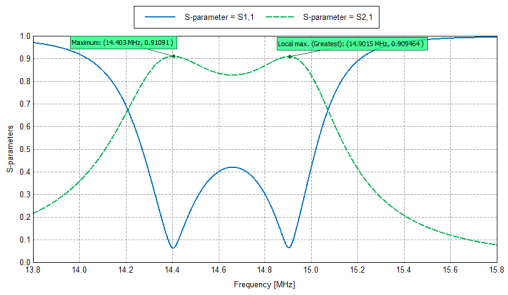


e) **Hz** $f_0 =$ 14,370 MHz

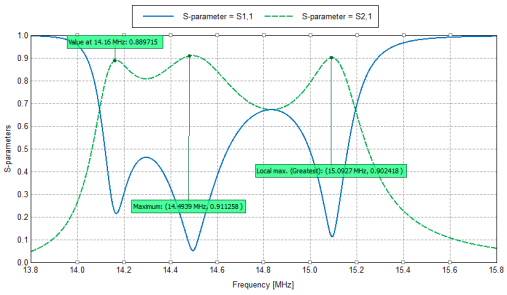


f) **Hx** $f_0 =$ 15,440 MHz

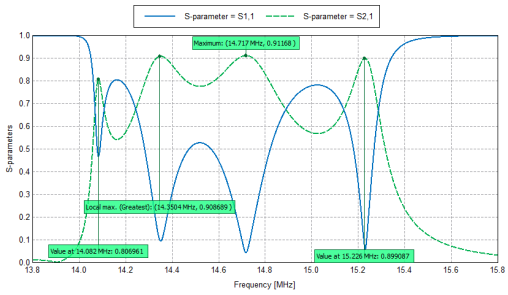
Figura 86. Hélices triangulares pareadas. Magnitudes del campo magnético en la dirección perpendicular al eje de las hélices **Hz** y paralela al eje que une los puertos **Hz**



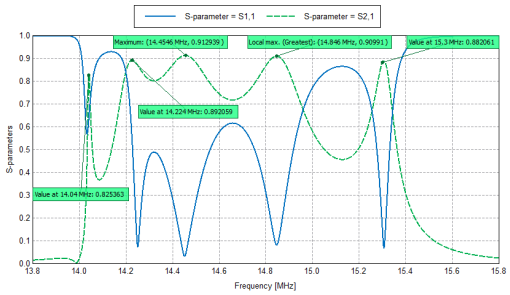
a) 33 cm



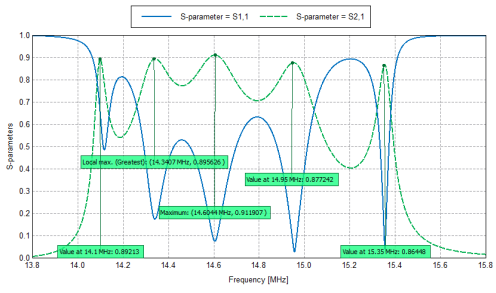
b) 52 cm



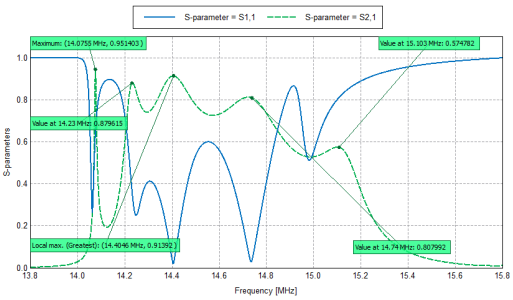
c) 78 cm



d) 104 cm



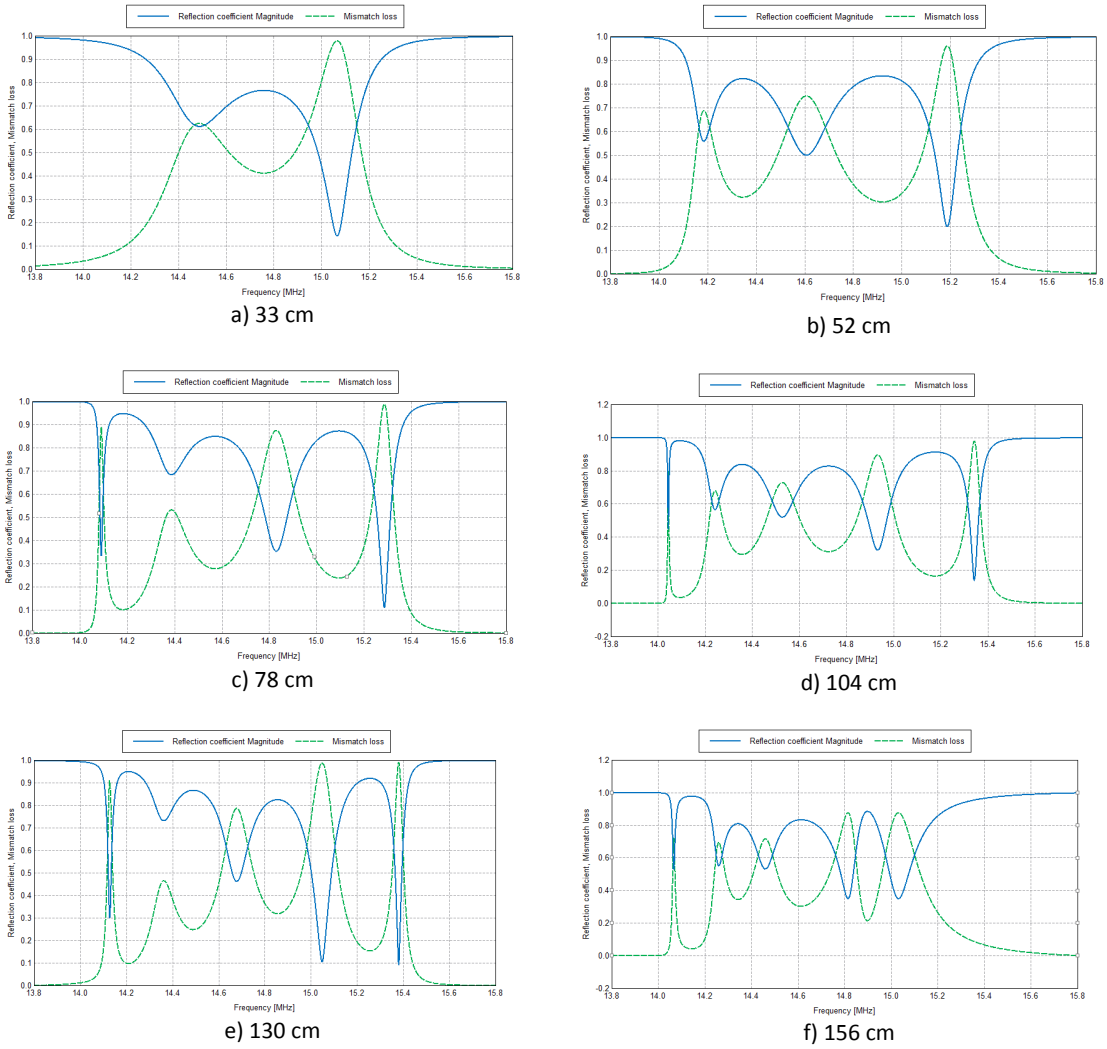
e) 130 cm



f) 156 cm

Figura 87. Diagramas de los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas triangulares** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **10 Ω**.

Excluyendo de la explicación los bucles de alimentación y carga la configuración coplanaria de dos a siete resonadores hay que apuntar algunas consideraciones. Todas las configuraciones de resonadores se comportan según lo esperado en estado sobreacoplado. La a) de dos resonadores presenta dos puntos de división y la b) conserva la frecuencia y presenta dos nuevos puntos. La c) de cuatro resonadores, cuatro puntos. La d) de cinco conserva el central y aparecen otros cuatro. La e) de seis conserva la central y aparecen otros cuatro. Por último la f) de siete resonadores presenta uno central y aparecen cuatro puntos. **No existe ninguna anomalía en el valor de los parámetros de dispersión**. El comportamiento de la división de frecuencia se ajusta a las predicciones de **Ahn et al.** [28] a excepción del de seis resonadores, que por ser par no debería conservar la frecuencia central. Existe una tendencia en f) a la disminución drástica de la eficiencia por el valor de S_{21} (la eficiencia es $|S_{21}|^2$) en las frecuencias más elevadas.



a) 33 cm

b) 52 cm

c) 78 cm

d) 104 cm

e) 130 cm

f) 156 cm

Figura 88. Diagramas de los coeficientes de reflexión del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas triangulares** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **10Ω**.

Los diagramas de la **Figura 88** corresponden a de dos a siete resonadores sin contar con los bucles de alimentación y carga. A menor valor de la magnitud del coeficiente de reflexión mayor eficiencia.

Hay que tener en cuenta que conforme disminuimos la impedancia de entrada aumentan las reflexiones y por tanto las pérdidas si se pretende tratar de igualar las potencias de entrada y de salida todo lo posible. Recordemos que la máxima potencia se logra con la adaptación de impedancia, pero con ello sólo se logra el 50 % de la eficiencia (ver **apartado 3.5.4.2**.) . Si se pretende aumentar la eficiencia se la potencia de entrada respecto de la salida debe ser sensiblemente mayor para evitar exceso de reflexiones (**Kiani et al**. [74])

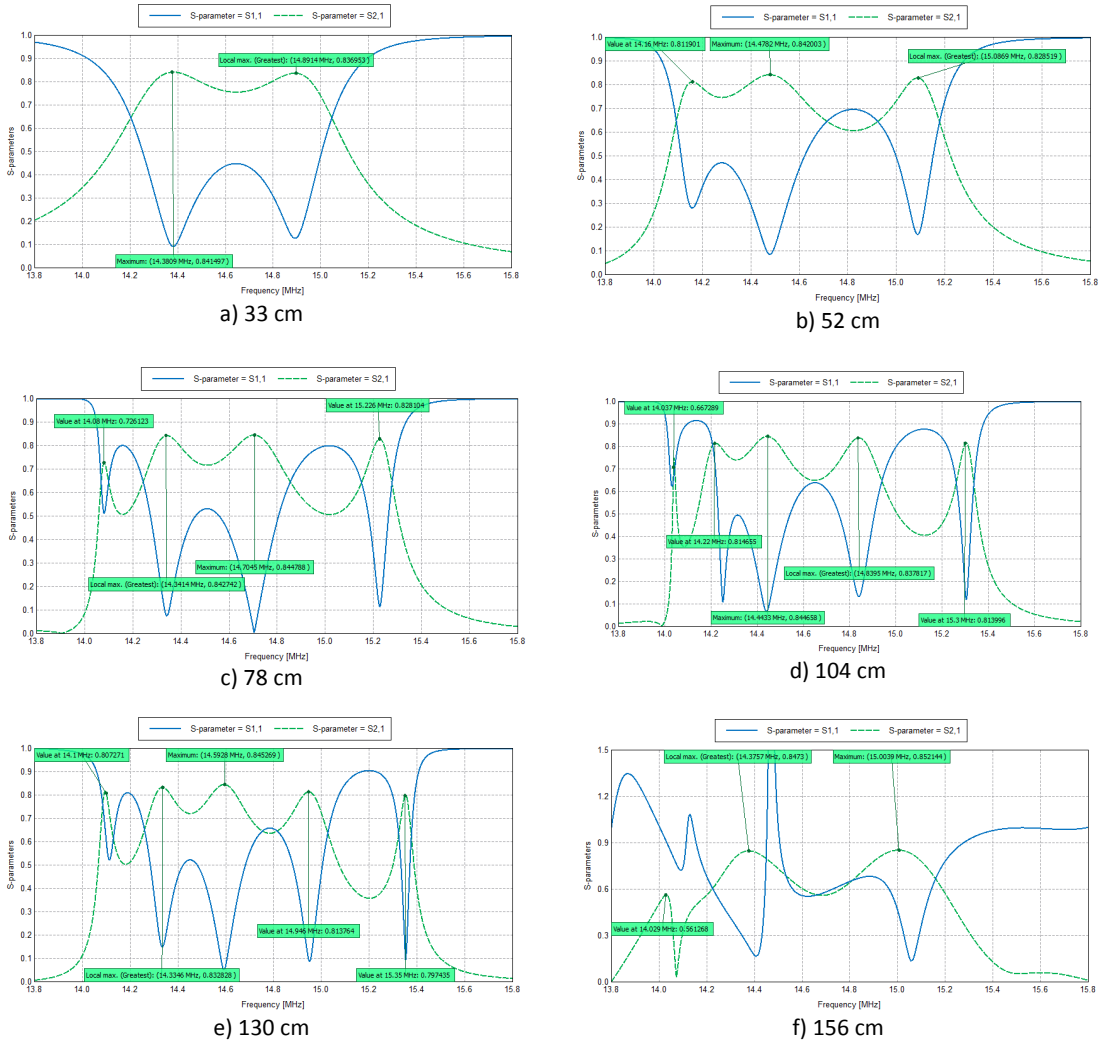


Figura 89. Diagramas de los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas triangulares** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **20Ω**.

Excluyendo de la explicación los bucles de alimentación y carga la configuración coplanaria de dos a siete resonadores hay que apuntar algunas consideraciones. Todas las configuraciones de resonadores se comportan según lo esperado en estado sobreacoplado a excepción de la f). La a) de dos resonadores presenta dos puntos de división y la b) conserva la frecuencia y presenta dos nuevos puntos. La c) de cuatro resonadores, cuatro puntos. La d) de cinco conserva el central y aparecen otros cuatro. La e) de seis conserva la central y aparecen otros cuatro. Por último la f) de siete resonadores aunque presenta uno central y aparecen 2 puntos presenta una **anomalía en el valor de los parámetros de dispersión en f).** El comportamiento de la división de frecuencia se ajusta a las predicciones de **Ahn et al.** [28] a excepción de e) de seis resonadores, que por ser par no debería conservar la frecuencia central y de f) en la que

los acoplamientos cruzados y aumento de reflexiones debidas al incremento de la impedancia de carga (ver **Figura 87)** provocan anomalías y aumentos en las perdidas de transmisión de energía.

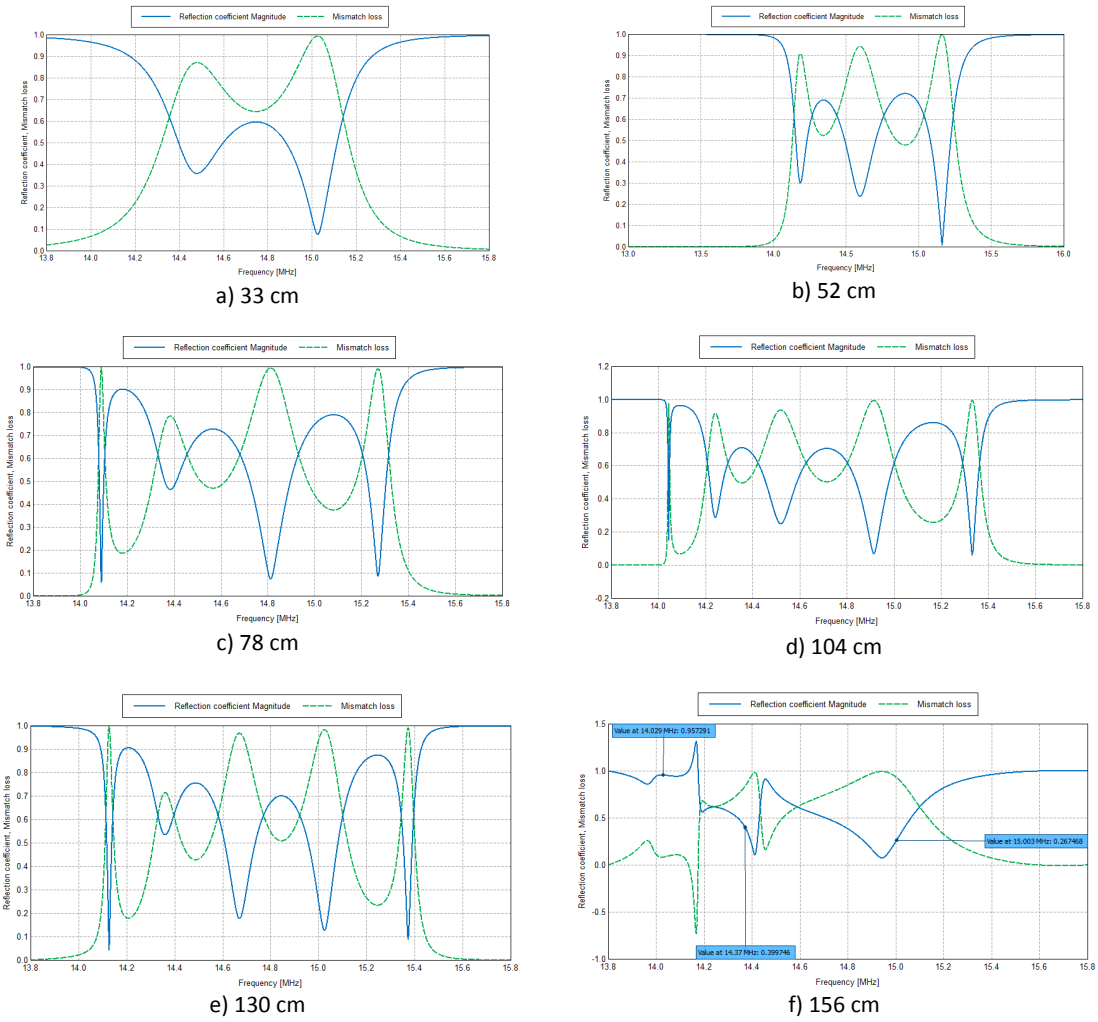


Figura 90. Diagramas de los coeficientes de reflexión del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas triangulares** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **20 Ω**.

Los diagramas corresponden a de dos a siete resonadores sin contar con los bucles de alimentación y carga. A menor valor de la magnitud del coeficiente de reflexión mayor eficiencia.

Con objeto de analizar las anomalías que se producen en el sistema de 7 hélices se etiqueta la gráfica (f) de magnitud del coeficiente de reflexión (intensidad de la onda reflejada respecto a la incidente). Y se cumple que conforme la eficiencia es mayor menor es el coeficiente de reflexión para los tres picos de frecuencia señalados.

Se presentan y analizan a continuación los resultados de la ganancia en el campo lejano del sistema.

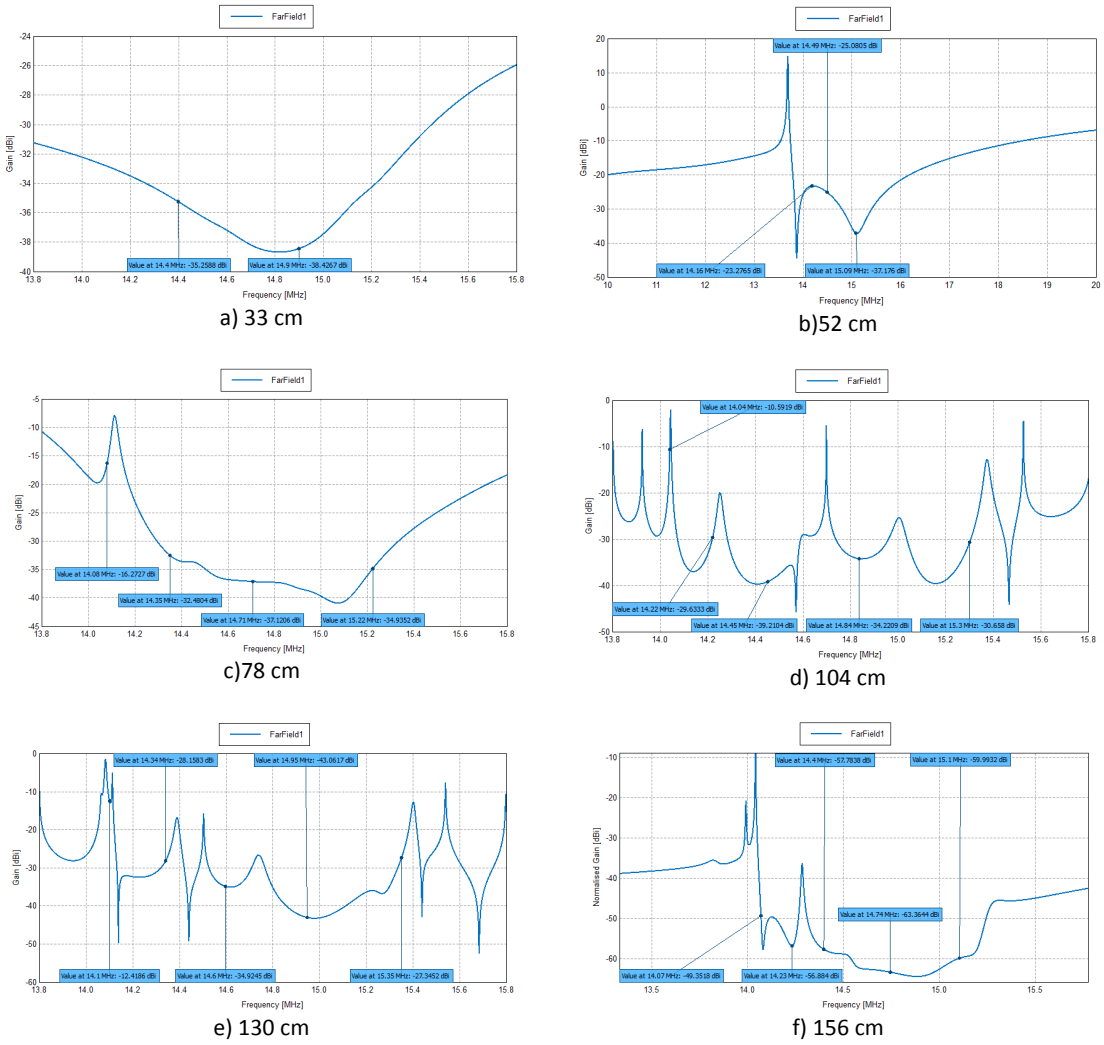


Figura 91. Sistemas de resonadores en alimentación indirecta mediante hélices planas **triangulares**. Impedancia de carga **10Ω**.

En la **Figura 91** en (a) y (b) se observa una disminución de la ganancia con el aumento de la frecuencia. En (c) sucede lo mismo con las tres frecuencias más bajas sin embargo en la más alta se produce un aumento. En (d) las frecuencias extremas tienen prácticamente la misma ganancia. el comportamiento. En (e) y (f) presenta un comportamiento similar a (c), comenzar con una disminución de la ganancia y finalizar con un aumento, pero en (e) y (f) la diferencia cuantitativa es ostensible. Esta lectura no es más que un modo de precisar mejor la existencia de la pared magnética en los gráficos **Hx** de este mismo apartado.

Examinamos los mismos gráficos pero con un cambio en la impedancia de carga de **20Ω.**

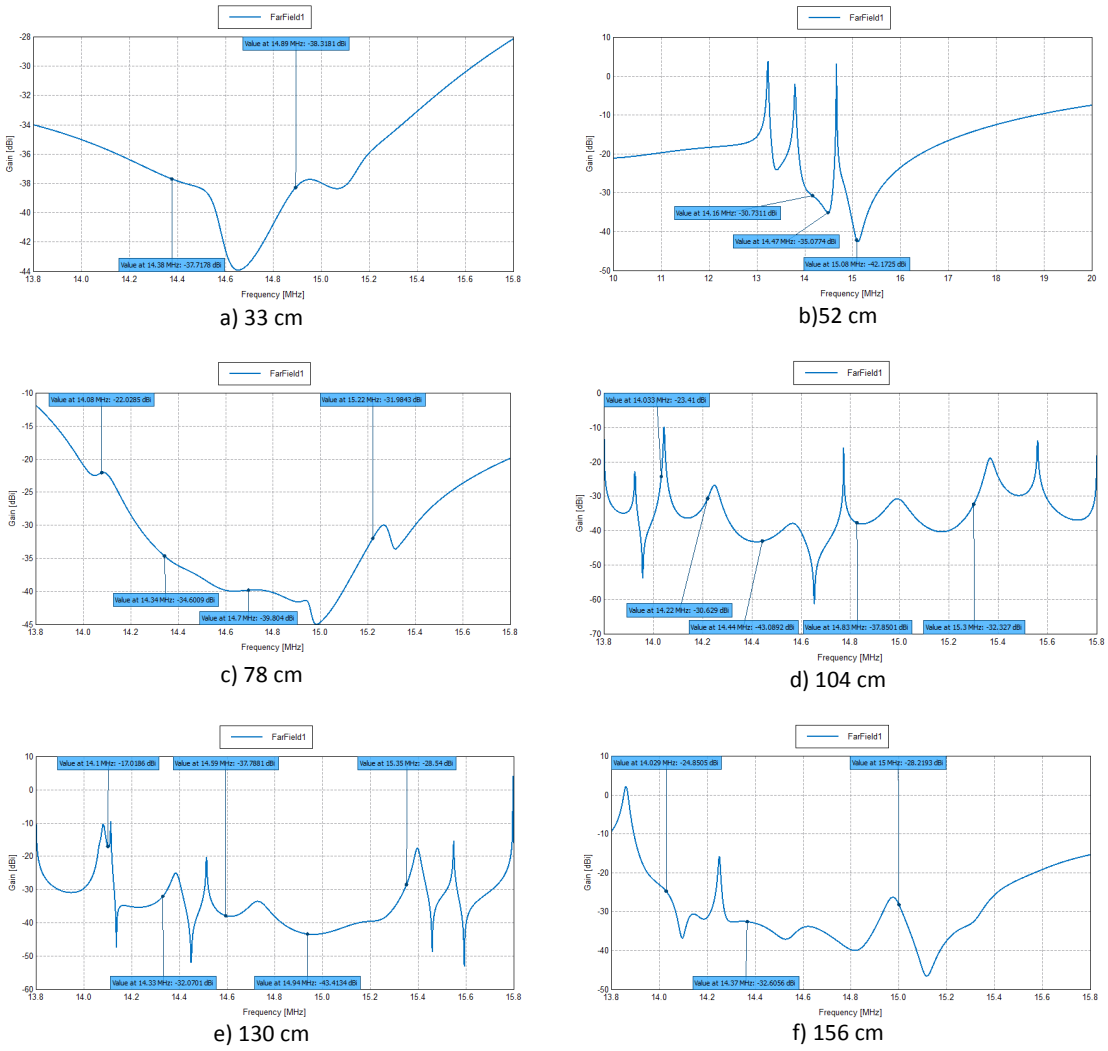


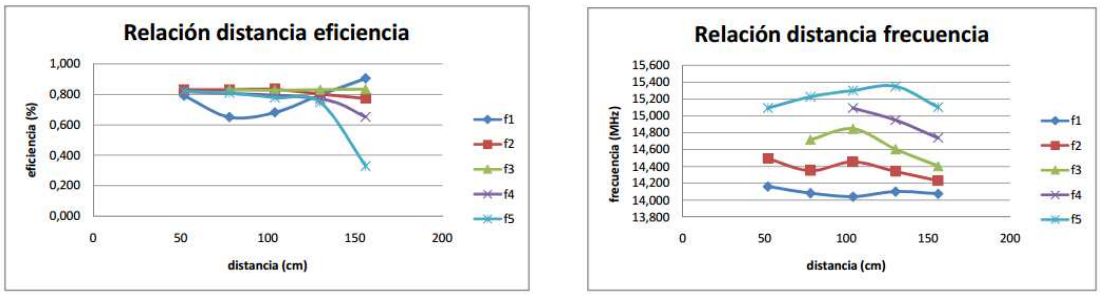
Figura 92. Sistemas de resonadores en alimentación indirecta mediante hélices planas **triangulares**. Impedancia de carga **20Ω**.

Los gráficos con esta impedancia de carga tienen un comportamiento similar a la figura anterior pero con un cambio significativo cuantitativamente. Se advierte de forma general un aumento de la ganancia (gráficos (c) (d) (e) y (f) porque conforme no acercamos a un ajuste ideal de la impedancia (se parte de **50Ω** en la fuente) la eficiencia disminuye y en consecuencia aumenta la pérdida en el campo radiante (ver **Tabla 12** y **Figura 96**)

Se muestran a continuación, y se comentan en sus epígrafes, figuras y tablas para los diferentes sistemas de hélices triangulares, con la relación de la frecuencia, los parámetros de dispersión y la eficiencia.

Designación	$Z_L\Omega$	d (cm)	f 1	S21	η	f 2	S21	η	f 3	S21	η	f 4	S21	η	f 5	S21	η
3-triangle_load_10_ohms	10	52	14,160	0,889	0,790	14,493	0,911	0,830				15,092	0,905	0,819	15,092	0,905	0,819
4-triangle_load_10_ohms	10	78	14,082	0,806	0,650	14,350	0,911	0,830	14,717	0,911	0,830				15,226	0,899	0,808
5-triangle_load_10_ohms	10	104	14,040	0,825	0,681	14,454	0,912	0,832	14,846	0,909	0,826				15,300	0,882	0,778
6-triangle_load_10_ohms	10	130	14,100	0,892	0,796	14,340	0,895	0,801	14,604	0,911	0,830	14,950	0,877	0,769	15,350	0,864	0,746
7-triangle_load_10_ohms	10	156	14,075	0,951	0,904	14,230	0,879	0,773	14,404	0,913	0,834	14,740	0,807	0,651	15,103	0,574	0,329

Tabla 9. Relación entre frecuencia, parámetro de dispersión S_{21} y eficiencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas triangulares** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **10 Ω.**

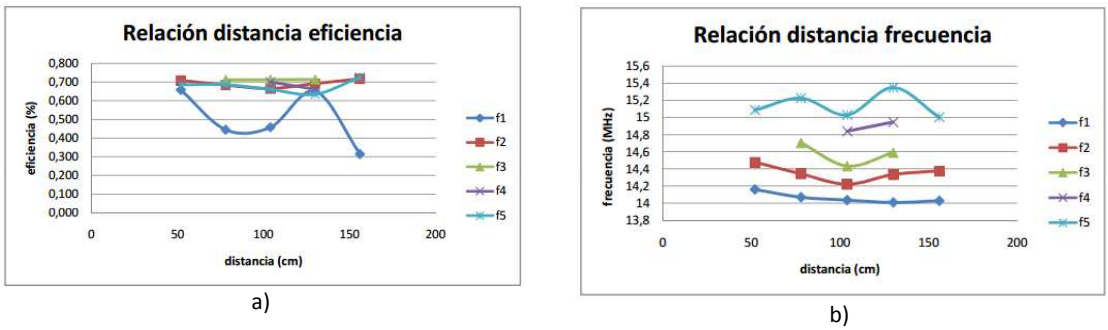


a) b)

Figura 93. Gráficas de relación entre distancia y eficiencia y distancia y frecuencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas triangulares** alimentadas mediante bucle circular de acuerdo a los datos de la **tabla 9**. Impedancia de carga **10Ω**. La eficiencia es muy estable en el sistema de de 130 cm, corresponde al de 6 hélices en todo el rango de frecuencias. El sistema manos estable en el rango de frecuencias es el de 156 cm que corresponde a 7 hélices, aunque logra la mayor eficiencia a bajas frecuencias.

Designación	$Z_L\Omega$	d (cm)	f 1	S21	η	f 2	S21	η	f 3	S21	η	f 4	S21	η	f 5	S21	η
3-triangle_load_20_ohms	20	52	14,16	0,811	0,658	14,478	0,842	0,709							15,086	0,828	0,686
4-triangle_load_20_ohms	20	78	14,07	0,667	0,445	14,341	0,827	0,684	14,704	0,844	0,712				15,226	0,828	0,686
5-triangle_load_20_ohms	20	104	14,037	0,677	0,458	14,220	0,816	0,666	14,433	0,844	0,712	14,839	0,837	0,701	15,030	0,813	0,661
6-triangle_load_20_ohms	20	130	14,010	0,807	0,651	14,334	0,832	0,692	14,592	0,845	0,714	14,946	0,813	0,661	15,350	0,797	0,635
7-triangle_load_20_ohms	20	156	14,029	0,561	0,315	14,375	0,847	0,717							15,003	0,852	0,726

Tabla 10. Relación entre frecuencia, parámetro de dispersión S_{21} y eficiencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas triangulares** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **20Ω.**

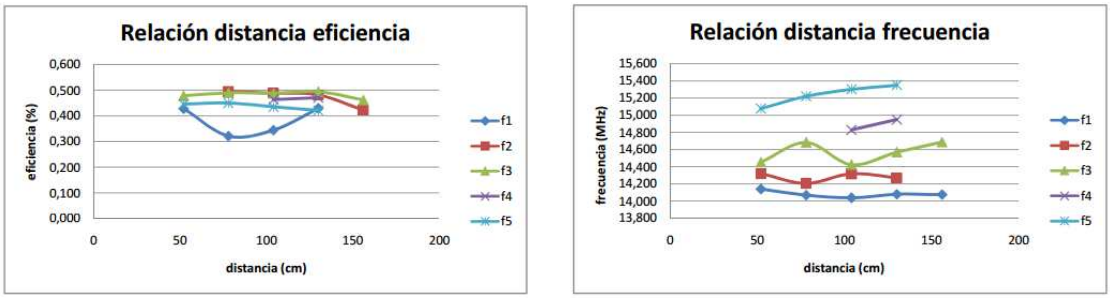


a) b)

Figura 94. Gráficas de relación entre distancia y eficiencia y distancia y frecuencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas triangulares** alimentadas mediante bucle circular de acuerdo a los datos de la **tabla 10**. Impedancia de carga **20Ω**. La eficiencia es muy estable hasta los 130 cm, entre el 70% y el 65%, corresponde al de 6 hélices en todo el rango de frecuencias. El sistema manos eficiente es el de 156 cm que corresponde a 7 hélices. Los de tres y cuatro hélices son menos eficientes a la frecuencia más baja.

Designación	$Z_L\Omega$	d (cm)	f 1	S21	η	f 2	S21	η	f 3	S21	η	f 4	S21	η	f 5	S21	η
3-triangle_load_50_ohms	50	52	14,140	0,654	0,428				14,453	0,692	0,479				15,077	0,668	0,446
4-triangle_load_50_ohms	50	78	14,070	0,567	0,321	14,320	0,704	0,496	14,684	0,700	0,490				15,220	0,671	0,450
5-triangle_load_50_ohms	50	104	14,040	0,587	0,345	14,206	0,699	0,489	14,425	0,699	0,489	14,829	0,681	0,464	15,300	0,660	0,436
6-triangle_load_50_ohms	50	130	14,080	0,655	0,429	14,318	0,694	0,482	14,570	0,703	0,494	14,950	0,686	0,471	15,350	0,649	0,421
7-triangle_load_50_ohms	50	156	14,076	1,040	1,082	14,270	0,650	0,423	14,688	0,680	0,462				15,174	1,810	3,276

Tabla 11. Relación entre frecuencia, parámetro de dispersión S_{21} y eficiencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas triangulares** alimentadas mediante bucle circular. La impedancia de carga en todas las configuraciones es de **50Ω.**



a) b)

Figura 95. Gráficas de relación entre distancia y eficiencia y distancia y frecuencia del sistema de resonadores múltiples de alimentación indirecta de **hélices planas triangulares** alimentadas mediante bucle circular de acuerdo a los datos de la **tabla 11**. Impedancia de carga **50Ω**. La eficiencia es muy estable en el sistema de de 6 hélices , 156 cm, entre el 45% y el 42% en todo el rango de frecuencias. el de 7 hélices presenta dos anomalías y no aparece f4.

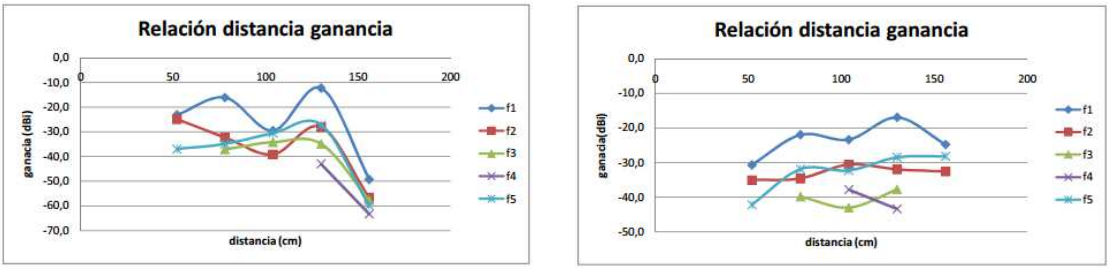
Designación	$Z_L\Omega$	d (cm)	f 1	EIRP	dBi	f 2	EIRP	dBi	f 3	EIRP	dBi	f 4	EIRP	dBi	f 5	EIRP	dBi
3-triangle_load_10_ohms	10	52	14,160	4,786E-03	-23,2	14,493	3,162E-03	-25,0							15,092	1,995E-04	-37,0
4-triangle_load_10_ohms	10	78	14,082	2,399E-02	-16,2	14,350	5,754E-04	-32,4	14,717	1,95E-04	-37,1				15,226	3,236E-04	-34,9
5-triangle_load_10_ohms	10	104	14,040	1,096E-03	-29,6	14,454	1,202E-04	-39,2	14,846	3,80E-04	-34,2				15,300	8,710E-04	-30,6
6-triangle_load_10_ohms	10	130	14,100	5,754E-02	-12,4	14,340	1,531E-03	-28,2	14,604	3,24E-04	-34,9	14,950	5,01E-05	-43,0	15,350	1,862E-03	-27,3
7-triangle_load_10_ohms	10	156	14,075	1,175E-05	-49,3	14,230	2,089E-06	-56,8	14,404	1,70E-06	-57,7	14,740	4,68E-07	-63,3	15,103	1,023E-06	-59,9

a)

Designación	$Z_L\Omega$	d (cm)	f 1	EIRP	dBi	f 2	EIRP	dBi	f 3	EIRP	dBi	f 4	EIRP	dBi	f 5	EIRP	dBi
3-triangle_load_20_ohms	20	52	14,16	8,511E-04	-30,7	14,478	3,112E-04	-35,1							15,086	6,067E-05	-42,2
4-triangle_load_20_ohms	20	78	14,07	6,310E-03	-22,0	14,341	3,467E-04	-34,6	14,704	1,047E-04	-39,8				15,226	6,457E-04	-31,9
5-triangle_load_20_ohms	20	104	14,037	4,571E-03	-23,4	14,220	8,710E-04	-30,6	14,433	5,012E-05	-43,0	14,839	1,660E-04	-37,8	15,030	5,888E-04	-32,3
6-triangle_load_20_ohms	20	130	14,010	1,995E-02	-17,0	14,334	6,310E-04	-32,0	14,592	1,698E-04	-37,7	14,946	4,571E-05	-43,4	15,350	1,413E-03	-28,5
7-triangle_load_20_ohms	20	156	14,029	3,311E-03	-24,8	14,375	5,495E-04	-32,6							15,00	1,514E-03	-28,2

b)

Tabla 12. Ganancia en el campo lejano en dBi para impedancias e entrada a **10Ω(a)** y **20Ω(b).** Se calcula la Potencia Isotrópica Radiada Equivalente (**EIRP**) (ver **apartado 4.2.2**.) que expresa la pérdida de potencia en W en el campo lejano.



a) b)

Figura 96. Relación distancia-ganancia para impedancias de entrada a **10Ω(a)** y **20Ω(b).** En gráfica (a) se observa que los *sistemas impares* (3, 5 y 7 resonadores) son los que menos pérdidas radiantes presentan. También se observa dicha tendencia en (b), pero de forma menos acusada.

5.3.4 Sistemas de alimentación indirecta de hélices triangulares simples

Se analizan los caso de bucles de alimentación desplazados del plano e los resonadoras para observar el comportamiento del cálculo en estos caso en los que la alimentación y la carga se aproximen a los elementos en los que están integrados.

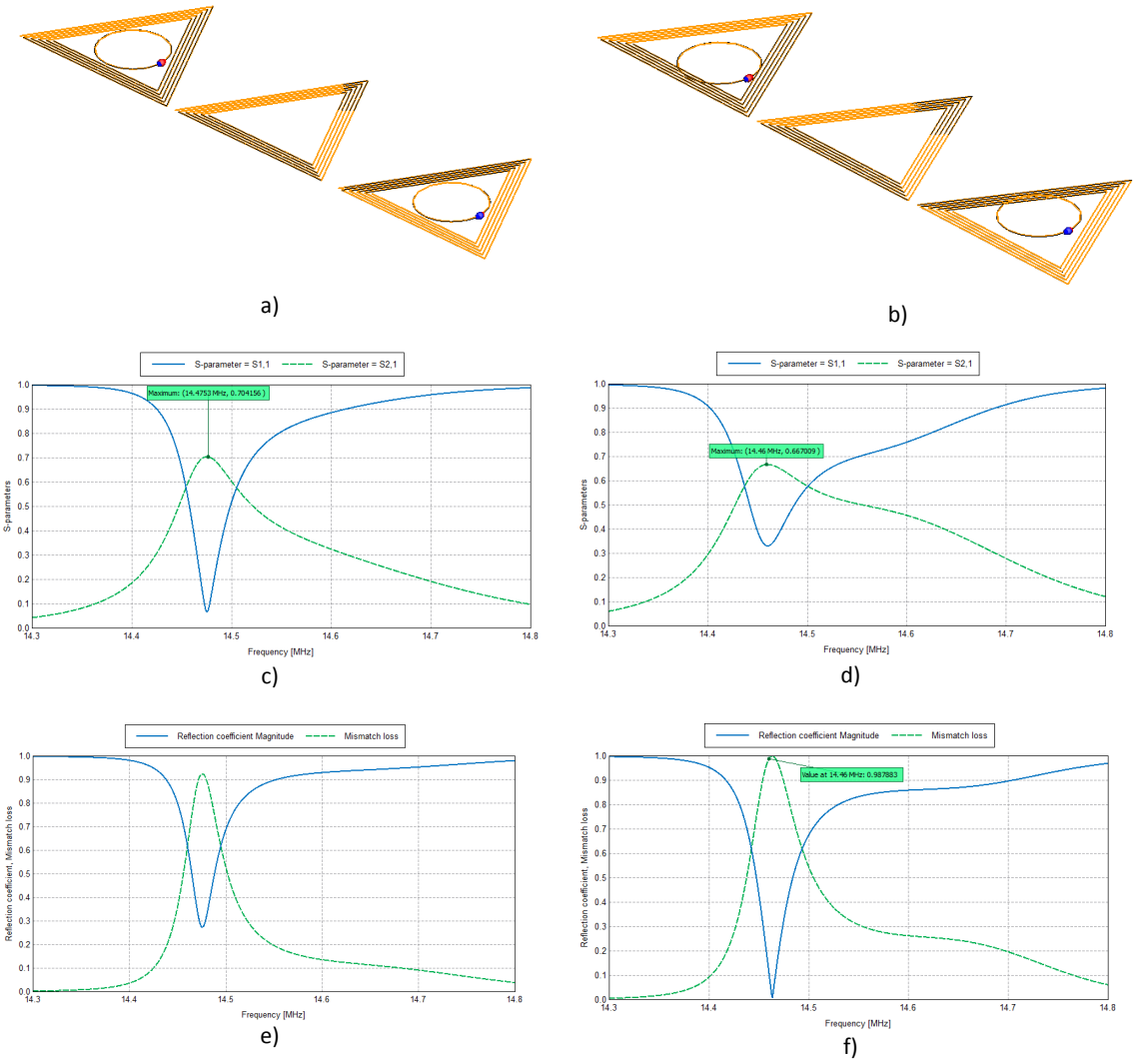


Figura 97. Diferencias de eficiencias entre sistemas con bucles integrados en el mismo plano que los resonadores y bucles en planos paralelos separados del de los resonadores 5 cm.

La impedancia de carga es de 50 Ω en ambos casos. El parámetro de dispersión S_{21} pasa de 0,7, según figuras a) y c), a 0,67, según figuras b) y d) con lo que la eficiencia que es cuadrado del valor absoluto del mismo ($|S_{21}|^2$), pasa del 50 % hasta el 45 %. Con impedancias de carga inferiores aplicando modificaciones al sistema mediante *convertidores DC/DC buck-boost* se logran eficiencias más elevadas **Imura el al.** [57]. La separación de 5 cm es la que se produce

entre los elementos constructivos y los receptores móviles que integran el sistema de carga como puede ser una luminaria dotada de una lámpara LED.

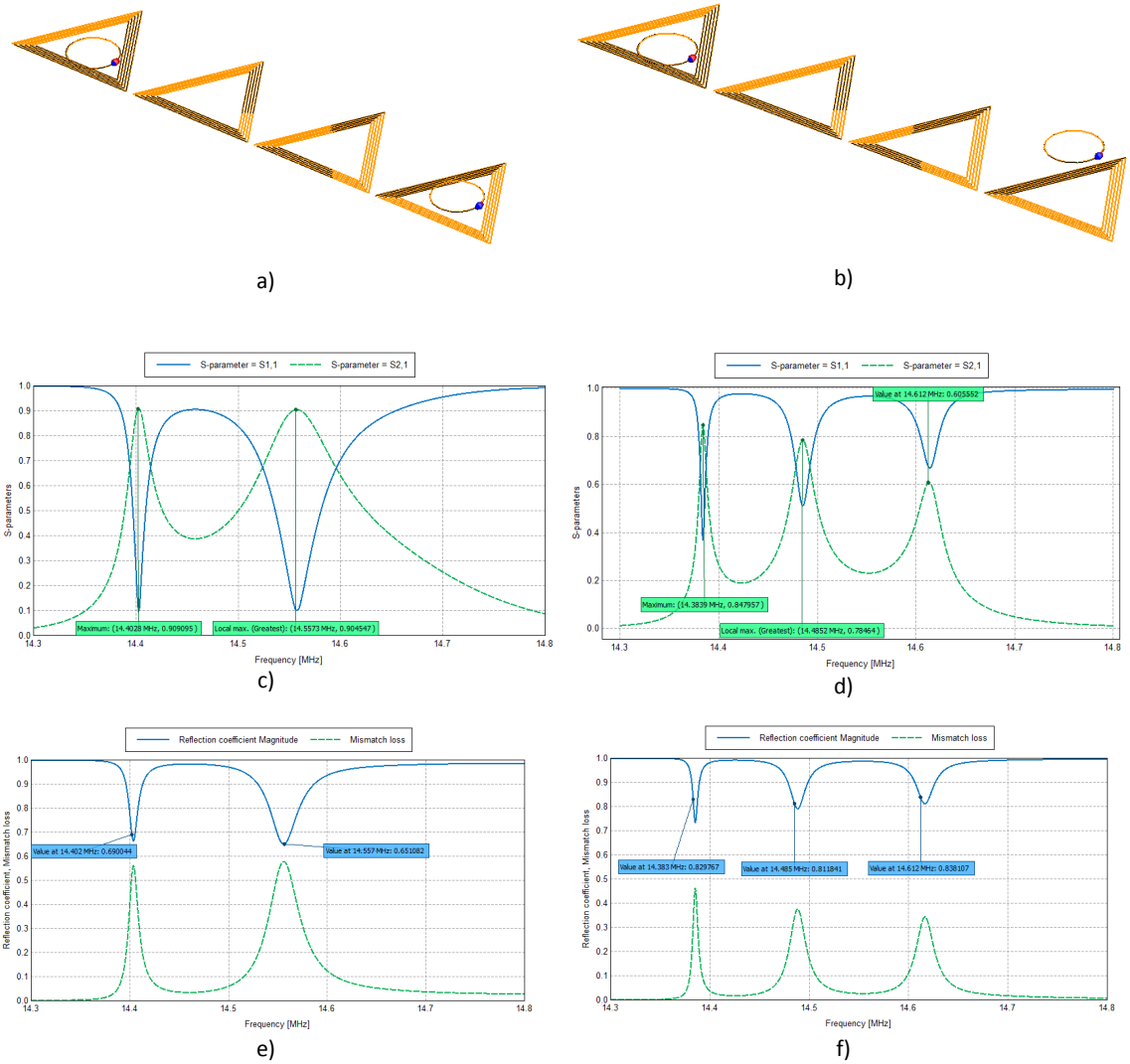


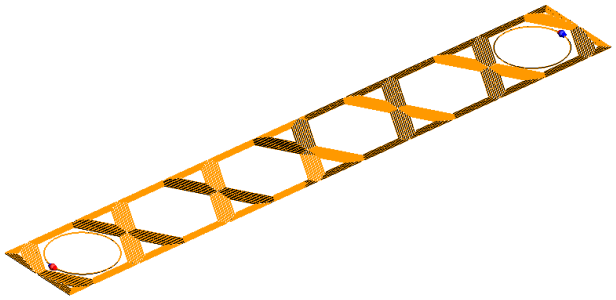
Figura 98. Diferencias de eficiencias entre sistemas con bucles integrados en el mismo plano (a) y separados (5) cm. Gráficas de los parámetros de dispersión y los coeficientes de reflexión. Impedancia de carga (**10Ω**)

Los resonadores y bucles de carga en planos paralelos separados del de los resonadores 5 cm en a) y 20 cm en b). La impedancia de carga es de 10 Ω en ambos casos. Hay que hacer notar que ambos casos operan en estado sobre-acoplado por lo que se produce el fenómeno de la división de frecuencia. En el caso a) esta división se produce en dos puntos de frecuencia (14,40 MHz y 14,55 MHz) mientras que en b) sucede en tres puntos (14,38 MHz, 14,48 MHz y 14,61 MHz). La combinación entre reflexiones de onda entre elementos y separación o acercamiento en la disposición de los múltiples resonadores del sistema hacen aparecer según la longitud de onda en cada frecuencia más puntos de resonancia. Mientras que el parámetro de dispersión S_{21} se mantiene en 0,9 en a) y c) en b) y d) pasa de 0,85 a 0,78 a 0,60. Por tanto la eficiencia que es cuadrado del valor absoluto del mismo ($|S_{21}|^2$), pasa del 80% en caso de un

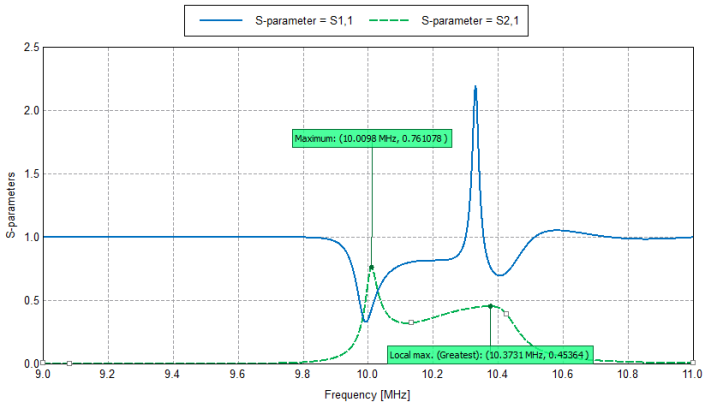
receptor situado superficialmente a el 72 %, 45 % y 36% según la frecuencia seleccionada. Para trabajar con impedancias de carga 10 Ω se aplican modificaciones al sistema mediante *convertidores DC/DC buck-boost* se logran eficiencias más elevadas **Imura el al.** [57]. La separación de 20 cm está situada dentro del *Volumen Activo de Transmisión.*

5.3.5. Sistemas de alimentación indirecta con otras variantes

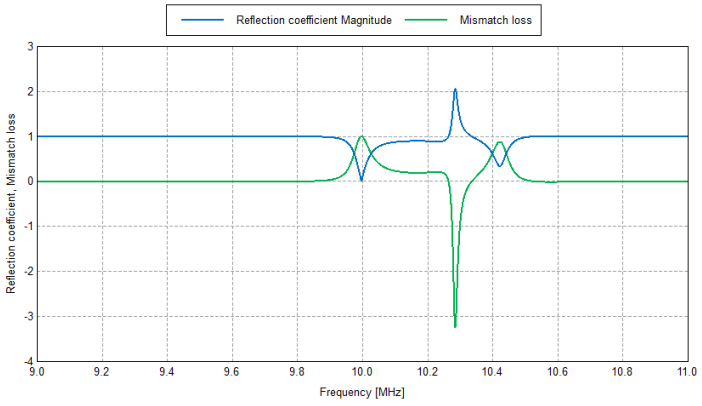
5.3.5.1 Sistemas combinados



a)



b)



c)

Figura 99. Fenómeno de la división de frecuencia en diferentes disposiciones de multiresonadores helicoidales planos hexagonales y combinados

En la **Figura 99** los hexagonales de combinan con otros triangulares y con bucles de alimentación y carga. La distancia entre los puntos de alimentación y carga es de 345 cm. El estado del sistema es sobreacoplado. A frecuencia de 10 MHz, la más baja, por tanto, en *modo impar*, se logra una eficiencia del 57% con una impedancia de carga de 50 Ω. Los efectos en la gráfica de reflexión a 10,37 MHz, modo par, son producto de la configuración geométrica del sistema.

5.3.6. Sistemas de alimentación directa

5.3.6.1. Sistemas de alimentación directa de hélices circulares simples

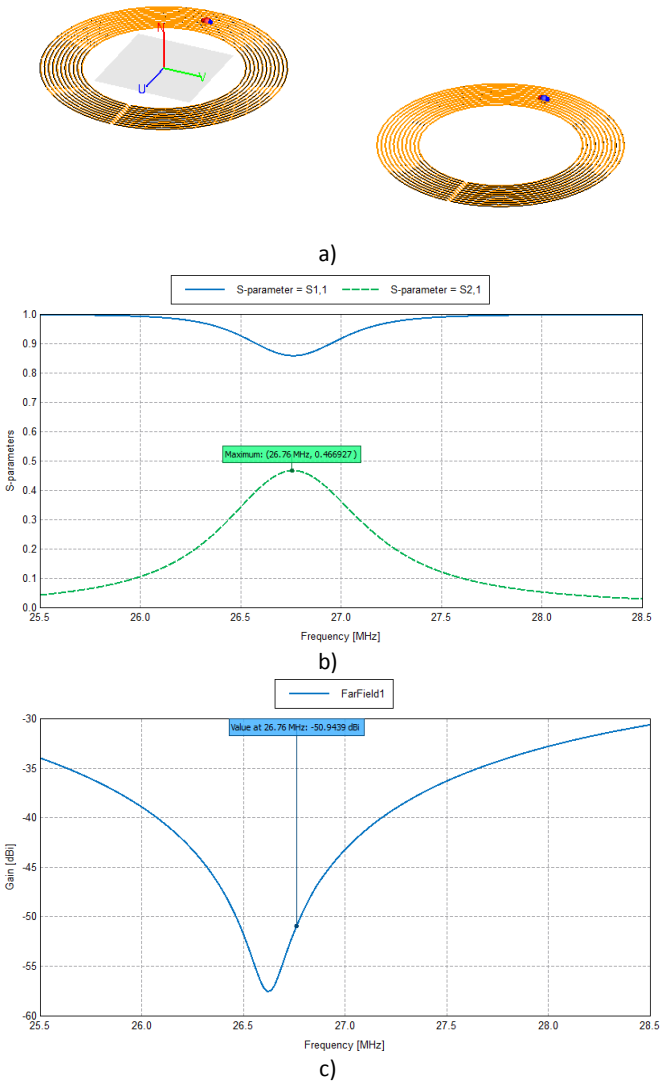


Figura 100. Análisis de la ganancia en campo lejano de un sistema de resonadores en *alimentación directa*.

Los resonadores son hélices planas de 10 vueltas y de 12 cm de diámetro con un conductor radio de 0,1 mm. Están separadas entre sus ejes 18 cm. A la frecuencia de resonancia a 26,76 MHz se encuentra en las proximidades de un mínimo con lo que apenas llega campo radiante y

por tanto todas las pérdidas son absorbidas por el sistema. Hay que hacer notar que la disminución de las medidas en la geometría del sistema implica un aumento de la frecuencia de resonancia.

5.4. Conjuntos modulares

Sistemas de resonadores que combinan varios módulos de diferentes tipologías, cuadrados triangulares, hexagonales, con objeto de cubrir una superficie y mantener las máximas prestaciones en eficiencia.

Pueden estar dotados de varias fuentes de alimentación y servir a su vez a múltiples receptores (**Oodachi et al.** [29], **Casanova et al.** [31]). El modelado del diseño exige insertar tantos puertos de entrada y salida como fuentes y receptores contenga el sistema. Se analiza la incidencia que tiene cada puerto, conectado a una fuente, con el puerto del receptor correspondiente a través del estudio de los parámetros de dispersión. Considerando el puerto que contiene la carga el **6** y las fuentes conectadas del **1** al **5** la secuencia sería S_{11}-S_{61}, S_{22}-S_{62}, S_{33}-S_{63}... etc.. Calculando voltaje, corriente y potencia en carga y cotejando las frecuencias de resonancia, se elige la idónea que proporciona la potencia y la eficiencia adecuada (**Kiani et al.** [74])

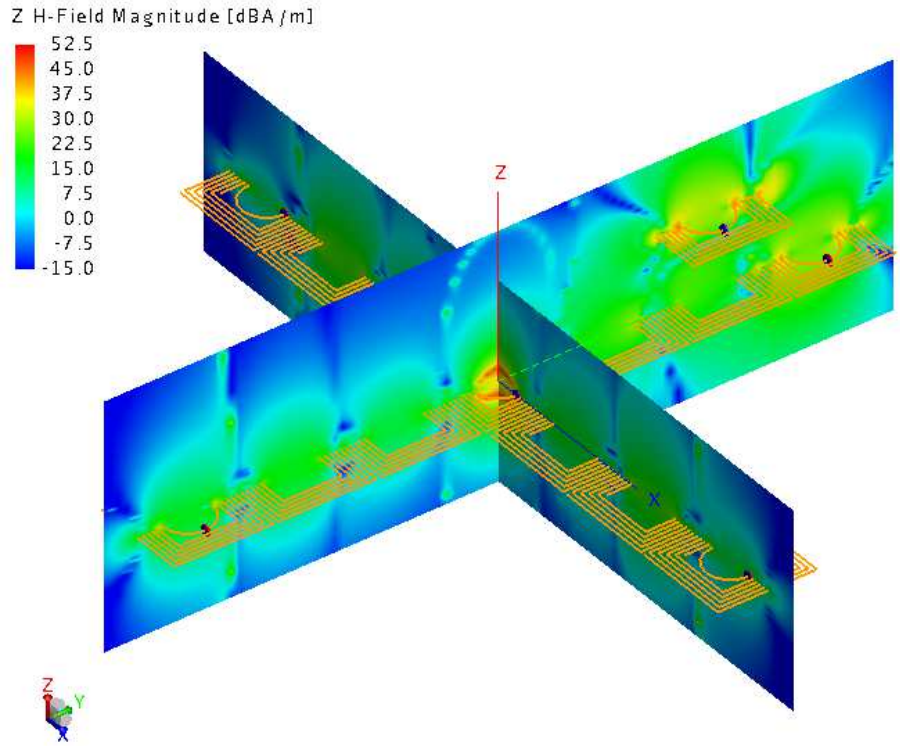


Figura 101. Conjunto modular formado 13 resonadores y cinco bucles conectados a fuentes en el centro y extremos de la cruz. Se representa la magnitud del campo magnético en la dirección z (Hz)

En la **figura 101.** están alimentados con 5 fuentes de apoyo desde el centro a los extremos de la cruz y un resonador con el bucle de carga situado sobre uno de sus brazos.

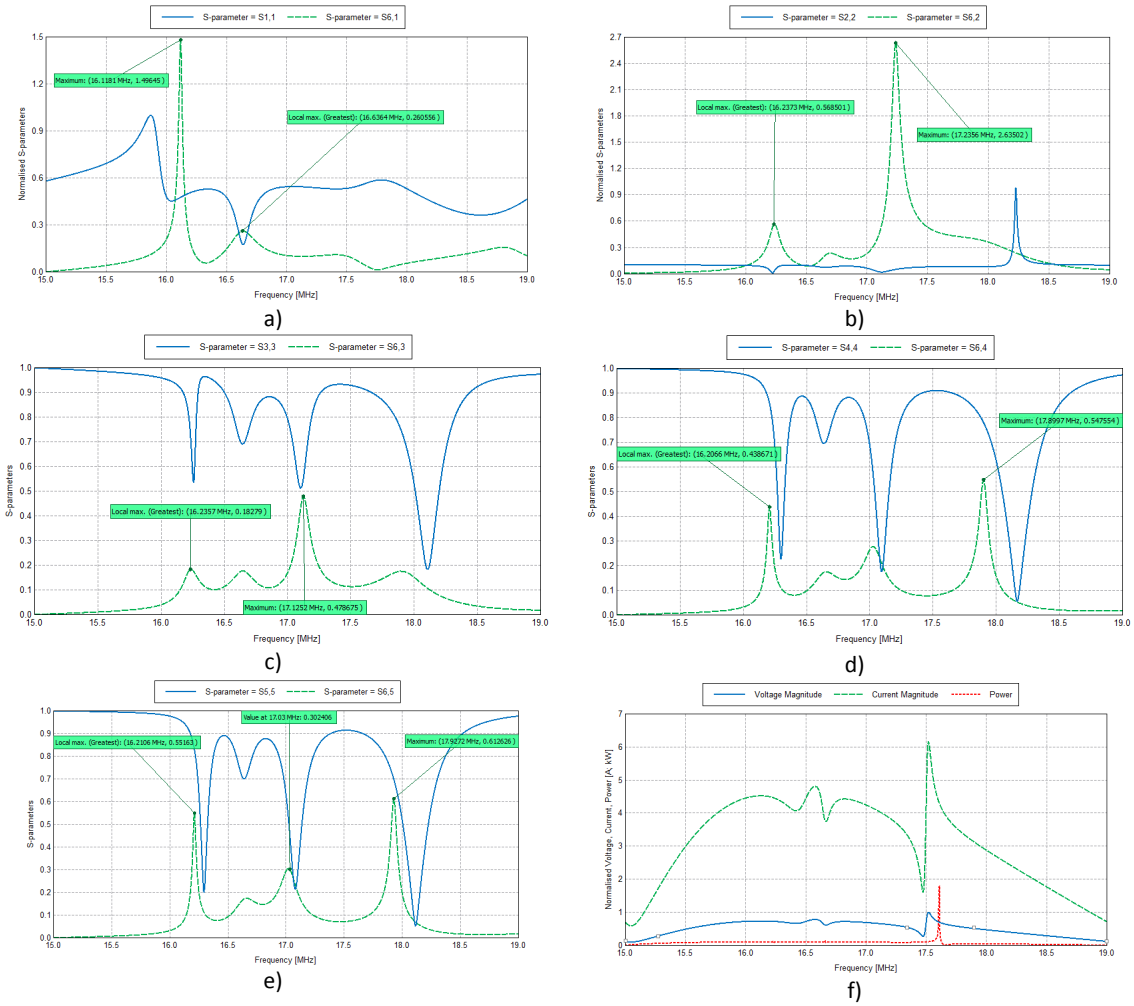


Figura 102. Gráficas de los parámetros de dispersión del sistema de resonadores de hélices planas.

En la **Figura 102** las graficas a) hasta e) parámetros de dispersión f) Voltaje normalizado, corriente y potencia recibida en la carga, este último con un máximo (en rojo) que marca la frecuencia (17,606 MHz) próxima a la que se calcula el sistema (**Figura 101**).

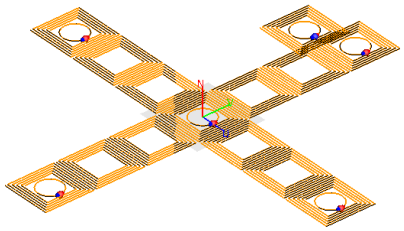


Figura 103. El puerto 1 está situado en el centro, el 2 es el más próximo a la carga, el tres es el más alejado y los 4 y 5 en los restos de los extremos. el puerto 6 es el de carga en el lado del resonador sobre la cruz.

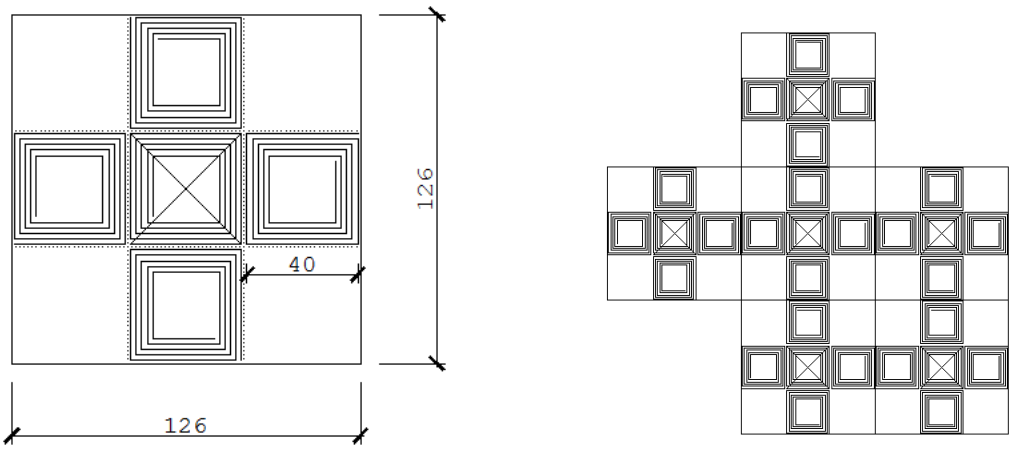
La impresión con materiales conductores y la base de impresión (PVC) pueden tener diferentes espesores de acuerdo a las prestaciones que se requieran del sistema de resonadores. El rango de potencias que requiera precisará de más espesor de base y más *superficie de conductor* para vencer no sólo las necesidades de transmisión sino los efectos de calentamiento de acuerdo a las pérdidas que se originen por la potencia transferida.

Se menciona *superficie exterior del conductor* puesto que como se ha mencionado el efecto de profundidad de piel limita la efectividad de la conducción a 21 µm debido a las altas frecuencias de trabajo.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \tag{100}$$

donde δ es la profundidad de piel en metros. ω la frecuencia angular , σ la conductividad del material conductor, μ la permeabilidad magnética del conductor. En cualquier caso la definición de espesores y superficies de conducción así como los de la base está a un nivel más avanzado de esta tesis y los requerimientos de cálculo sólo se pueden concretar para cada necesidad.

El sistema se puede organizar en capas o multicapas: aislamiento, conductor, aislamiento, conductor. Se puede montar como un damero con las fijaciones precisas o estar integrados en otros sistemas constructivos, como placas de yeso.



a) b)

Figura 104. Sistema modular de resonadores. (a) Módulos y sub-módulos que conforman el diseño base. (b) Matriz de módulos. (Dibujos del autor)

El sistema calculado en este apartado de forma simplificada correspondería al conjunto modular de la **Figura 104**. en el que las cruces deben ser alimentadas por bucles conectados a

fuentes. Cualquier disposición en conjunto exige un cálculo más elaborado como el que se muestra en la **Figura 105**.

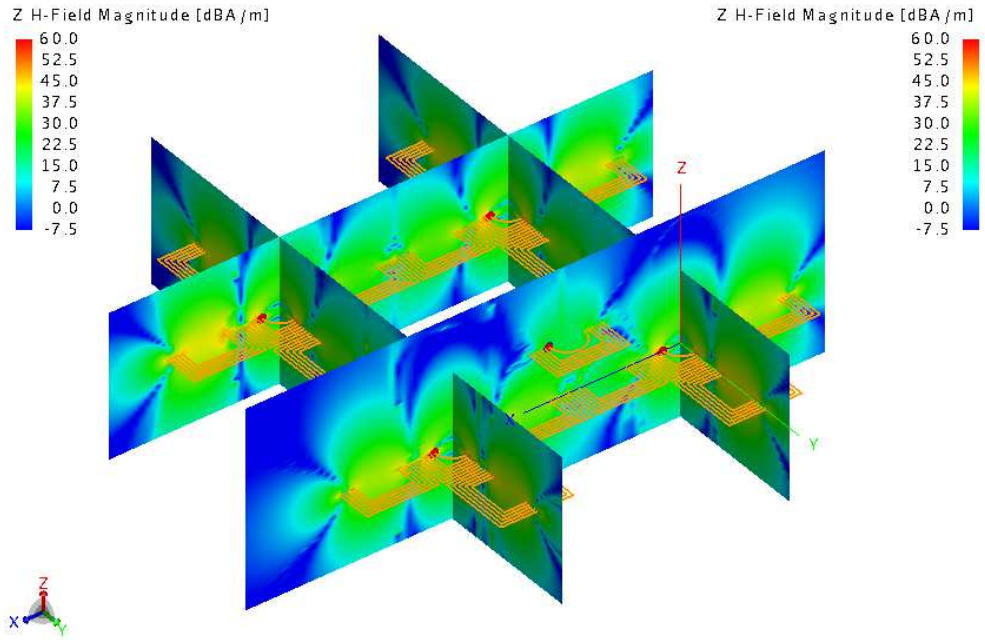


Figura 105. Cálculo de sistema modular de resonadores según esquema de la **Figura 104** (Dibujos del autor)

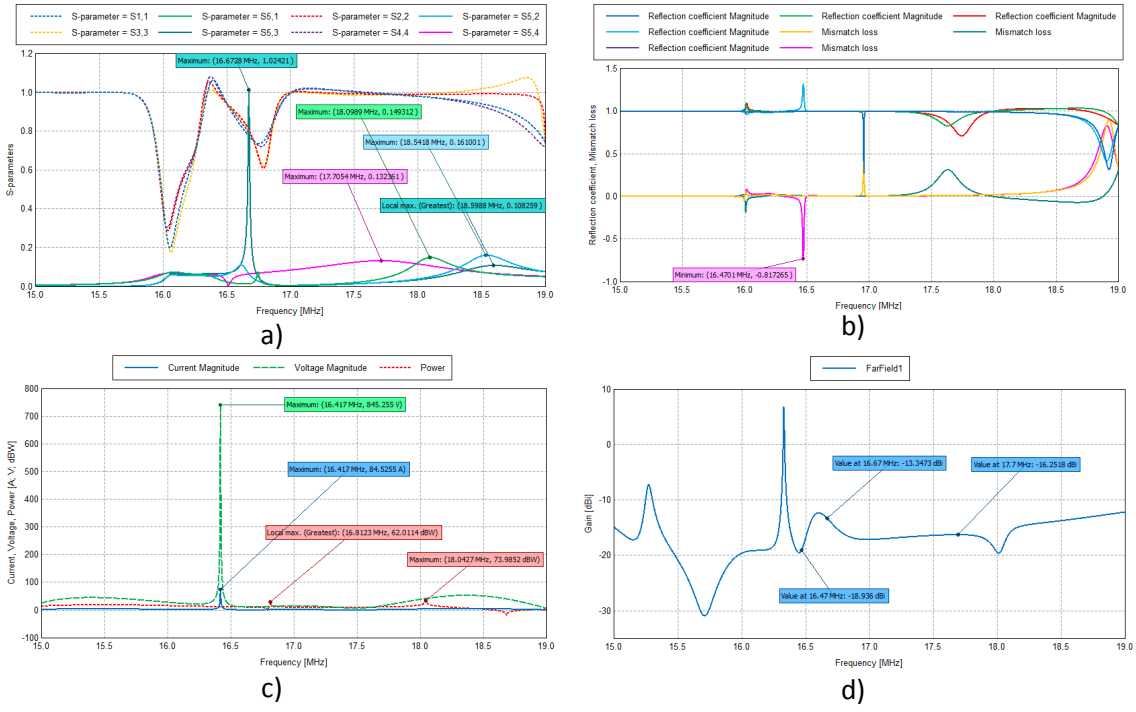


Figura 106. Gráficas de (a) parámetros de dispersión, (b) Magnitud de los coeficientes de reflexión, (c) voltaje, corriente y potencia, (d) Campo lejano.

Para el pico de frecuencia calculado (16,74 MHz) en campo lejano la ganancia resulta -13 dBi, una pérdida radiante más elevada que cualquiera de las soluciones presentadas. Los cuatro puertos de las fuentes están en fase (**Oodachi et al**.[29])

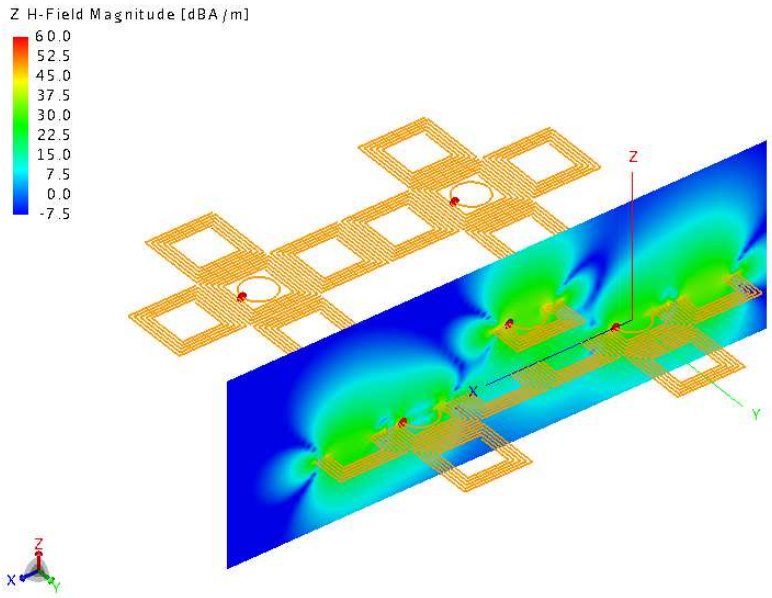


Figura 107. Cálculo de sistema modular de resonadores con puertos desfasados en voltaje (Dibujos del autor)

Si los puertos fuentes presentan el voltaje desfasado 90 grados alternativamente, la eficiencia del sistema mejora a la frecuencia de trabajo que maximiza la suma de las eficiencias de cada puerto respecto la carga, así como se reduce la radiación en campo lejano (-27dBi) (**Figura 108**)

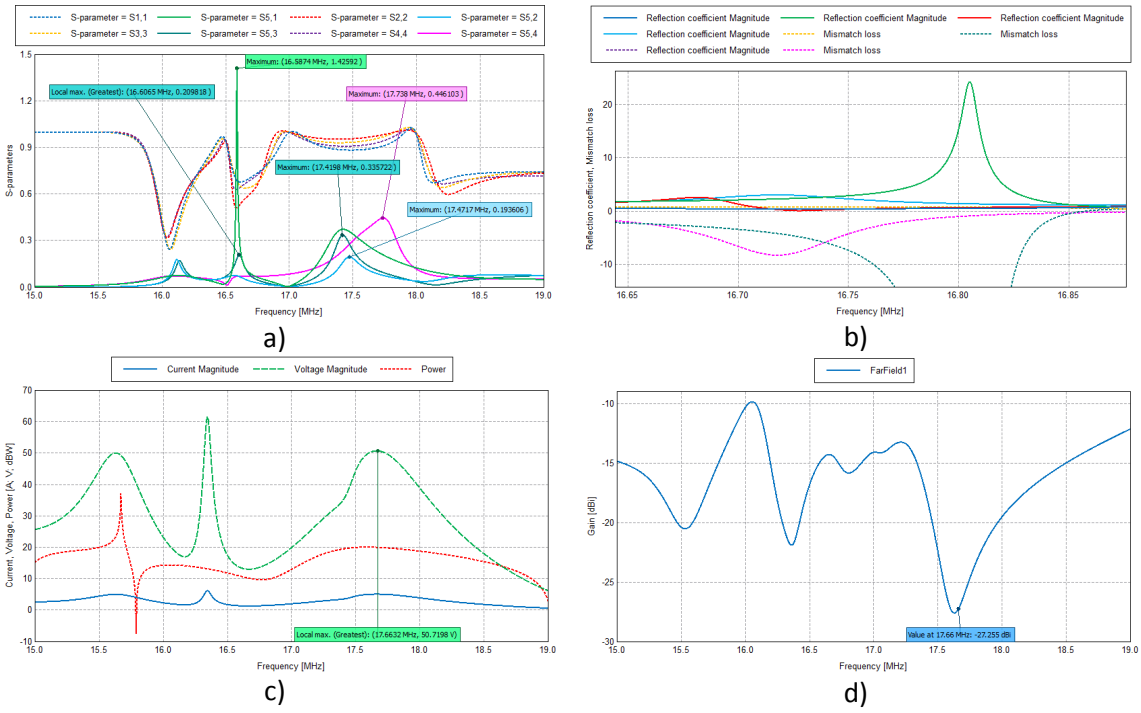
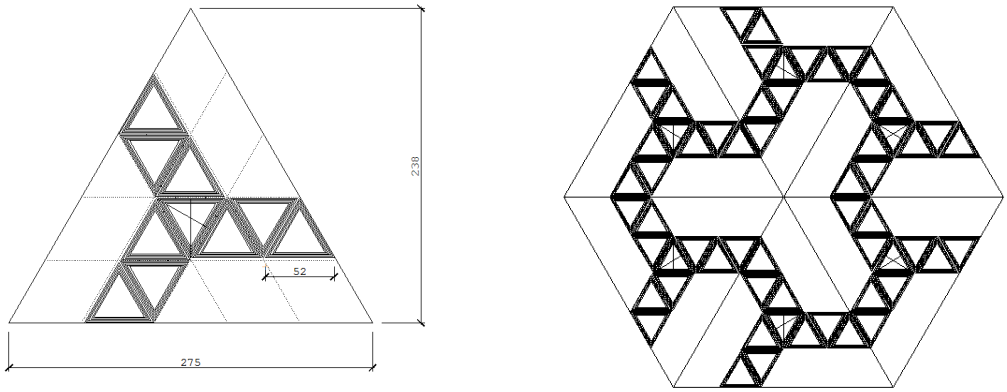


Figura 108. Gráficas de (a) parámetros de dispersión, (b) Magnitud de los coeficientes de reflexión, (c) voltaje, corriente y potencia, (d) Campo lejano.

En base a el cálculo de sistema de de auto-resonadores de hélices triangulares pareadas en la configuración de cinco resonadores se puede plantear la modulación de la **Figura 109.**



a) b)

Figura 109. Sistema modular de sistemas de resonadores de hélices planas triangulares pareadas. (a) Módulos y sub-módulos que conforman el diseño base. (b) Matriz de módulos

La composición de sistemas mediante diferentes geometrías es perfectamente posible. Sólo hay que cuidar el proceso de prediseño: Contar con un estudio pormenorizado de cada una de las geometrías; conocer los rangos de frecuencia de trabajo en los que funcionan para examinar su compatibilidad; construir tablas de longitudes de ondas en concordancia con la definición geométrica que se pretende.

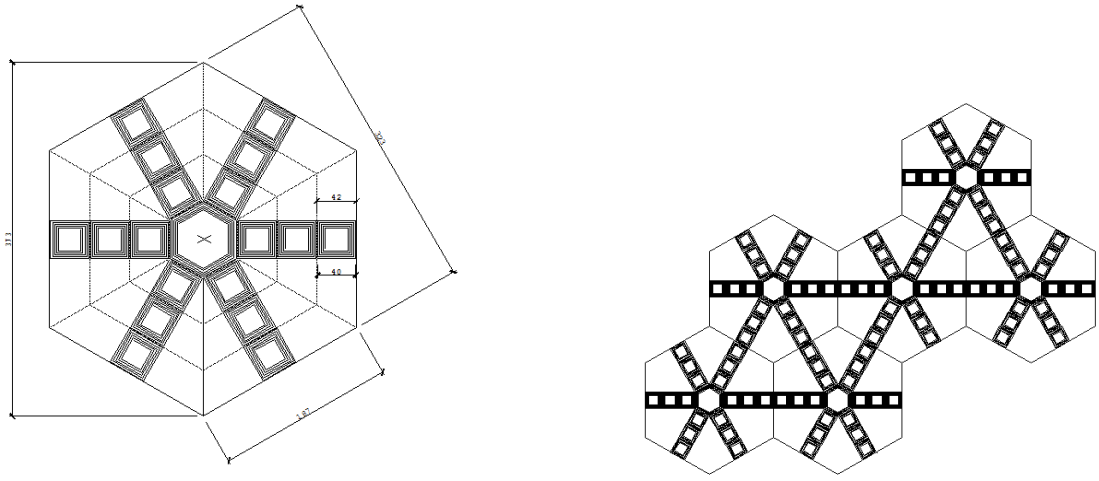


Figura 110. Sistema modular de sistemas de resonadores de hélices planas triangulares pareadas. (a) Módulos y sub-módulos que conforman el diseño base. (b) Matriz de módulos

5.5 Aproximación al marco normativo

Con este análisis estamos en condiciones de formalizar los conceptos definidos en el capítulo de objetivos, con el fin de concretar una norma futura:

Pared energética. Elemento constructivo que integra la instalación WET. Su superficie externa presenta la máxima eficiencia si sobre ella se sitúa el receptor. Se ha comprobado que los bucles a la distancia de 5 cm funcionan reduciendo las pérdidas menos del 5%.

División inteligente. Pared energética divisoria de dos propiedades distintas. Las posibles emisiones radiantes deben ser absorbidas por un sistema con las propiedades de una jaula de Faraday (malla tipo *Pendry* no resonante) que se situaría a continuación del sistema y conectada a tierra.

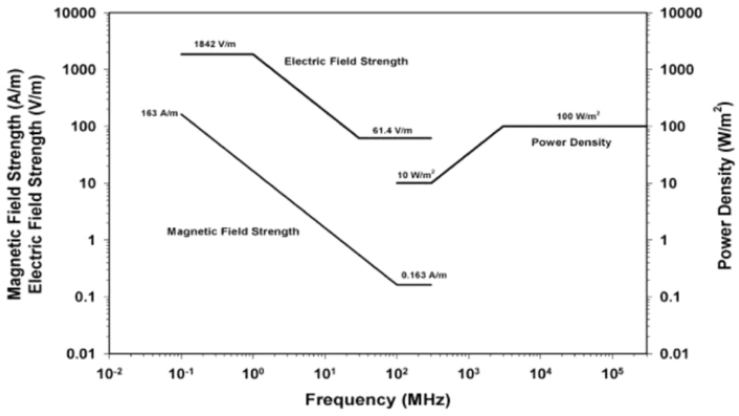
Partición inteligente. Pared energética divisoria de dos usos distintos de una misma propiedad. La partición puede ser activa total o parcialmente. Puesto que tiene volúmenes de seguridad, una vez definidos estos geométricamente no deben ser ocupados por personas de modo continuo.

Volumen activo de transmisión. Volumen definido entre la superficie de la pared energética y la superficie virtual que presenta la mínima eficiencia para que funcione un dispositivo de recepción situado sobre ella. Según se ha comprobado teóricamente, los modelos ideales de estos sistemas presentan una eficiencia del 80 % hasta los 55 cm de distancia, en la práctica y teniendo en cuenta las característica de los materiales en que estén integrados el límite se reduce a 40 cm.

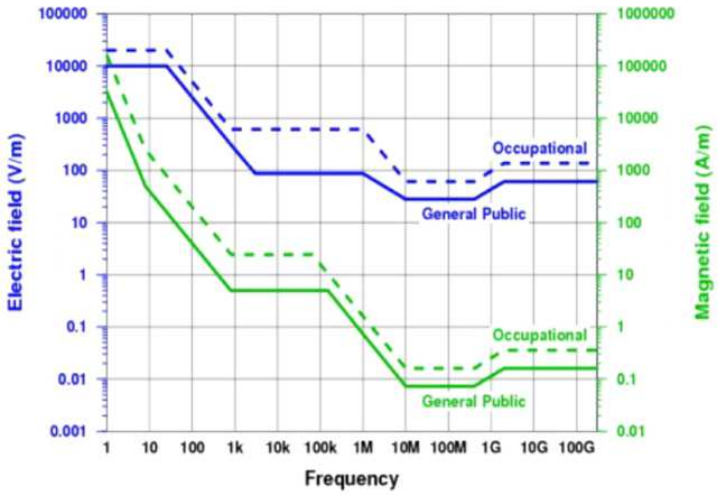
Contenedor activo de equipos. Espacios donde se confinan los equipos de transmisión integrados en la pared energética. Si se quiere extender a una superficie se necesitan resonadores multi-relevo. Este sistema precisa la colocación regular de bobinas (bucles) fuente integrados en el contenedor. Se ha comprobado que en el caso sistemas de hélices cuadradas esa distancia es 252 cm (126x2) y en el caso de sistemas e hélices triangulares pareadas es de 312 cm (156x2)

Volumen neutro de transmisión. Volumen definido entre la superficie virtual que presenta la mínima eficiencia para que funcione un dispositivo de recepción situado sobre ella y aquella que recibe la mínima transmisión de energía radiante admisible por el cuerpo humano. Se ha comprobado que en condiciones teóricas ideales la eficiencia se reduce al 30 % a la distancia de 1 metro. Por medio de la resonancia magnética se reduce todo lo posible la radiación electromagnética pero esta siempre va a existir. Los sistemas deben ser testeados para que se cumplan los mínimos de absorción de potencia que puede admitir el cuerpo humano (ver **Figura 111**).

Volumen de seguridad del usuario. Volumen confinado por la superficie que recibe la mínima transmisión de energía radiante admisible por el cuerpo humano y deja en el exterior la pared energética. Es el volumen de ocupación del usuario que debe seguir lo indicado en el párrafo anterior.



a)



b)

Recommended SAR, induced electric field levels by ICNIRP 2010 and IEEE 2006 regulation [86].

Regulation	SAR (W/Kg)			Induced electric field (V/m) (f in Hz)
	Whole body average	Head/trunk	Limbs	All tissue
ICNIRP 2010 [66]	0.08	2 (10 g)	4 (10 g)	$1.35 \times 10^{-4} f$
IEEE 2006 [60]	0.4	2 (10 g)	4 (10 g)	2.1×10^{-4}–$6.3 \times 10^{-4} f$

c)

Figura 111. Niveles de referencia de exposición del cuerpo humano a campos eléctricos y campos magnéticos variables. (a) Estándar del **IEEE*** y (b) Estándar de **ICNIRP****. (c) Niveles del Promedio de Absorción Específica SAR (W/kg) recomendados por la **ICNIRP** y el **IEEE**. ([103],[104])

* Instituto e Ingeniería Eléctrica y Electrónica

** Comisión Internacional para la Protección frente a la Radiación No Ionizante

6. CONCLUSIONES

1 Introducción

2 Objetivos

3 Antecedentes / Estado del Arte

4 Material y Método

5 Resultados y Discusión

6 Conclusiones

6. Conclusiones

De acuerdo al análisis de los capítulos anteriores podemos extraer las siguientes conclusiones:

- La metodología empleada concretada en los procedimientos aplicados permiten el cálculo de sistemas de resonadores simples o múltiples con una atención fundamental en el diseño de la geometría de los mismos y en su disposición en el espacio.
- Los *sistemas de auto-resonadores abiertos, con auto-inductancia y capacitancia parásita, alimentados indirectamente mediante bucles* (**SRIB**) son idóneos en su aplicación en edificación.
- La extensión superficial en paramentos interiores de los **SIRB** exige el estudio mediante conjuntos modulares, que aseguren al menos el 80% de la eficiencia, de tal forma en el estudio teórico de la tesis se concretan en:
    - Conjuntos modulares **SIRB** de hélices planas triangulares pareadas con bucles conectados a fuentes de alimentación cada 312 cm.
    - Conjuntos modulares **SIRB** de hélices planas cuadradas con bucles conectados a fuentes de alimentación cada 256 cm.
- Los conceptos de *pared energética*, *división inteligente*, *partición inteligente*, *volumen activo de transmisión y contenedor activo de equipos* quedan definidos cualitativa y cuantitativamente para su consideración dentro de un marco normativo.
- El sistema **SCMR** está concebido para la transferencia de energía sin campo radiante, pero éste no se puede eliminar en su totalidad. Por tanto los conceptos de *volumen neutro de transmisión*, *volumen de seguridad del usuario* quedan abiertos para la comprobación, siguiendo las normas y recomendaciones de la **ICNIRP** y del **IEEE**, de los *Niveles del Promedio de Absorción Específica* (**SAR**) propios de cada sistema.

7. BIBLIOGRAFÍA

BIBLIOGRAFÍA

[1] **Tesla**, N. U.S. patent 1,119,732 (**1914**)

[2] **Tesla**, N. Apparatus for transmission of electrical energy. United States Patent Office. *Letters patent nº 649.621. NY **1900***

[3] **Brown**, W. Experiments in the Transportation of Energy by Microwave Beam. March **1966**.

[4] **Glaser**, P.E. Power from the sun: Its future. *Science* **1968**.

[5] **Brown**, W.C. Status of the microwave power transmission components for the solar power satellite (SPS). *IEEE.* **1981**.

[6] **Kurs**, A.; Karalis, A.; Moffatt, R.; Joannopoulos, J.D.; Fisher, P.; Soljacic, M. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Science* **2007**.

[7] **Leyh**, G.E.; Kennan, M.D. Efficient Wireless Transmission of Power Using Resonators with Coupled Electric Fields. IEEE. September **2008**.

[8] **Zhao**, Z.; Zhang, Y.; Chen, K. New progress of magnetically-coupled resonant wireless power transfer technology. *Proc. CSEE* **2013**.

[9] **Hayt**, Jr., W. H. Engineering Electromagnetics, McGraw-Hill **1989.**

[10] **Dionigi**, M; Costanzo, A & and Mauro Mongiardo. Network Methods for the Analysis and Design of Resonant Wireless Power Transfer Systems. Intechopen **2012**.

[11] **Niu**, W.Q.; Gu, W.; Chu, J.X.; Shen, A.D. Coupled-mode analysis of frequency splitting phenomena in CPT systems. *Electron. Lett.* **2012**.

[12] **Karalis**, A.; Joannopoulos, J.D.; Soljacic, M. Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer. *Ann. Phys.* **2008**.

[13] **Hamam**, R.E.; Karalis, A.; Joannopoulos, J.D.; Soljacic, M. Efficient weakly-radiative wireless energy transfer: An EIT-like approach. *Ann. Phys.* **2009**.

[14] **Kurs**, A.; Moffatt, R.; Soljacic, M. Simultaneous mid-range power transfer to multiple devices. *Appl. Phys. Lett.* **2010**.

[15] **Zhang**, F.; Hackworth, S.A.; Weinong, F.; Chengliu, L.; Zhihong, M.; Mingui, S. Relay effect of wireless power transfer using strongly coupled magnetic resonances. *IEEE* **2011**.

[16] **Kim**, J.W.; Son, H.C.; Kim, K.H.; Park, Y.J. Efficiency analysis of magnetic resonance wireless power transfer with intermediate resonant coil. *IEEE* **2011**.

[17] **Kim**, J.W.; Son, H.C.; Kim, D.H.; Kim, K.H.; Park, Y.J. Analysis of Wireless Energy Transfer to Multiple Devices using CMT. In Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC), Yokohama, Japan, 7–10 December **2010**.

[18] **Kiani**, M.; Ghovanloo, M. The circuit theory behind coupled-mode magnetic resonance-based wireless power transmission. *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Regul. Pap.* **2012**.

[19] **Orfanidis**, S.J. Electromagnetic waves and antennas, ECE Department Rutgers University, **2008**.

[20] **Chen**, C.J.; Chu, T.H.; Lin, C.L.; Jou, Z.C. A study of loosely coupled coils for wireless power transfer. *IEEE* **2010**.

[21] **Cannon**, B.L.; Hoburg, J.F.; Stancil, D.D.; Goldstein, S.C. Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers. *IEEE* **2009**.

[22] **Zhong**, W.X.; Chi Kwan, L.; Hui, S.Y. Wireless power domino-resonator systems with noncoaxial axes and circular structures. *IEEE* **2012**.

[23] **Zhong**, W.; Lee, C.K.; Hui, S.Y.R. General analysis on the use of tesla's resonators in domino forms for wireless power transfer. *IEEE.* **2013**.

[24] **Lee**, C.K.; Zhong, W.X.; Hui, S.Y.R. Effects of magnetic coupling of nonadjacent resonators on wireless power domino-resonator systems. *IEEE* **2012**.

[25] **Kiani**, M.; Jow, U.M.; Ghovanloo, M. Design and optimization of a 3-coil inductive link for efficient wireless power transmission. *IEEE* **2011.**

[26] **Cheon**, S.; Kim, Y.-H.; Seung-Youl, K.; Lee, M.L.; Lee, J.-M.; Taehyoung, Z. Circuit-model-based analysis of a wireless energy-transfer system via coupled magnetic resonances. *IEEE* **2011**.

[27] **Sample**, A.P.; Meyer, D.A.; Smith, J.R. Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer. *IEEE* **2011.**

[28] **Dukju**, A.; Songcheol, H. A study on magnetic field repeater in wireless power transfer. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2013.**

[29] **Oodachi**, N.; Ogawa, K.; Kudo, H.; Shoki, H.; Obayashi, S.; Morooka, T. Efficiency Improvement of Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Using Transmission Coil Array. In Proceedings of the IEEE **2011**

[30] **RamRakhyani**, A.K.; Mirabbasi, S.; Mu, C. Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants. *IEEE* **2011**.

[31] **Casanova**, J.J.; Low, Z.N.; Lin, J. A loosely coupled planar wireless power system for multiple receivers. *IEEE* **2009**.

[32] **Lee**, K.; Cho, D.H. Diversity analysis of multiple transmitters in wireless power transfer system. *IEEE* **2013**.

[33] **Dukju**, A.; Songcheol, H. Effect of coupling between multiple transmitters or multiple receivers on wireless power transfer. *IEEE* **2013**.

[34] **Sandrolini**, L.; Reggiani, U.; Puccetti, G.; Neau, Y. Equivalent circuit characterization of resonant magnetic coupling for wireless transmission of electrical energy. *Int. J. Circuit Theory Appl.* **2013**, *41*, 753–771.

[35] **Xun**, L.; Ng, W.M.; Lee, C.K.; Hui, S.Y.R. Optimal Operation of Contactless Transformers with Resonance in Secondary Circuits. IEEE **2008**.

[36] **Puccetti**, G.; Reggiani, U.; Sandrolini, L. Experimental analysis of wireless power transmission with spiral resonators. *Energies* **2013**.

[37] **Li**, X.H.; Zhang, H.R.; Peng, F.; Li, Y.; Yang, T.Y.; Wang, B.; Fang, D.M. A wireless magnetic resonance energy transfer system for micro implantable medical sensors. *Sensors* **2012**.

[38] **Kurs**, A. Power transfer through strongly coupled resonances, MIT, master thesis, **2007**.

[39] **Nagaoka**, H. The inductance coefficient of solenoids, Journal of the College of Science, Imperial University. Tokyo, **1909**.

[40] **Fu**, W.; Zhang, B.; Qiu, D. Study on Frequency-Tracking Wireless Power Transfer System by Resonant Coupling. IEEE **2009**

[41] **Medhurst**, R.G. H.F. resistance and self-capacitance of single-layer solenoids, Wireless Eng, Feb. **1947**.

[42] **Wei**, X; Wang, Z & Dai H. A Critical Review of Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. ISSN 1996-1073. *Energies* **2014**

[43] **Wang**, B.; Nishino, T.; Teo, K.H. Wireless Power Transmission Efficiency Enhancement with Metamaterials. IEEE September **2010**.

[44] **Pendry**, J.B. Negative refraction makes a perfect lens. *Phys. Rev.* **2000**.

[45] **Wang**, B.; Teo, K.H.; Nishino, T.; Yerazunis, W.; Barnwell, J.; Zhang, J. Experiments on wireless power transfer with metamaterials. *Appl. Phys.* **2011**.

[46] **Imura**, T ; **Hata**, K; & and Hori, Y . Effciency Maximization of Wireless Power Transfer Based on Simultaneous Estimation of Primary Voltage and Mutual Inductance Using Secondary-Side Information. *IEEE* **2016**

[47] **Imura**, T; Takeuchi, T;; Fujimoto, H; Hori, Y. Power Management of Wireless In-Wheel Motor by SOC control of wheel side lithium-ion Capacitor. *IEEE* **2016**

[48] **Imura**, T; Lovison, G & Hori, Y. Secondary-side-only Simultaneous Power and Efficiency Control by Online Mutual Inductance Estimation for Dynamic Wireless Power Transfer. *IEEE* **2016**

[49] **Imura**, T; Hata, K & and Hori, Y. Efficiency Maximization of Wireless Power Transfer Based on Simultaneous Estimation of Generalized Two Parameters. *IEEE* **2016**

[50] **Imura**, T; Sato, M, Yamamoto,G & Fujimoto, H. Experimental Verification of Wireless In-Wheel Motor Using Magnetic Resonance Coupling. *IEEE* **2015**

[51] **Imura**, T; Kobayashi, D & and Hori, Y. Real-time Coupling Coefficient Estimation and Maximum Efficiency Control on Dynamic Wireless Power Transfer for Electric Vehicles. *IEEE* **2015**

[52] **Tan**, L.; Huang, X.; Huang, H. Transfer efficiency optimal control of magnetic resonance coupled system of wireless power transfer based on frequency control. *Sci. China* **2011**.

[53] **Lee**, W.-S.; Son, W.-I.; Oh, K.-S.; Yu, J.-W. Contactless energy transfer systems using antiparallel resonant loops. *IEEE* **2013**.

[54] **Duong**, T.P.; Lee, J.-W. Experimental results of high-efficiency resonant coupling wireless power transfer using a variable coupling method. *IEEE* **2011**..

[55] **Imura**, T.; Hori, Y. Maximizing air gap and efficiency of magnetic resonant coupling for wireless power transfer using equivalent circuit and Neumann formula. *IEEE* **2011**.

[56] **Sample**, A.P.; Meyer, A. & Smith, J.R. Analysis, experimental results, and range adaption of magnetically coupled resonators for wireless power transfer. *IEEE* **2010**

[57] **Imura**, T.; Moriwaki, Y.; Hori, Y. Basic Study on Reduction of Reflected Power Using DC/DC Converters in Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonant coupling. IEEE **2011**.

[58] **Park**, J.; Tak, Y.; Kim, Y.; Kim, Y.; Nam, S. Investigation of adaptive matching methods for near-field wireless power transfer. *IEEE* **2011**.

[59] **Sample**, A.P.; Waters, B.H.; Wisdom, S.T.; Smith, J.R. Enabling seamless wireless power delivery in dynamic environments. *IEEE* **2013**.

[60] **Pantic**, Z.; Lukic, S.M. Framework and topology for active tuning of parallel compensated receivers in power transfer systems. *IEEE* **2012**.

[61] **Huang**, X.; Ji, Q.; Tan, L. Study on series-parallel model of wireless power transfer via magnetic resonance coupling. *Trans. China Electrotech. Soc.* **2013**.

[62] **Chen**, L.; Liu, S.; Zhou, Y.C.; Cui, T.J. An optimizable circuit structure for high-efficiency wireless power transfer. *IEEE* **2013**.

[63] **Villa**, J.L.; Sallan, J.; Sanz Osorio, J.F.; Llombart, A. High-misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems. *IEEE* **2012**.

[64] **Lee**, S.-H.; Lorenz, R.D. Development and validation of model for 95%-efficiency 220-w wireless power transfer over a 30-cm air gap. *IEEE* **2011**.

[65] **Kim**, D.W.; Chung, Y.D.; Kang, H.K.; Yoon, Y.S.; Ko, T.K. Characteristics of contactless power transfer for HTS coil based on electromagnetic resonance coupling. *IEEE* **2012**.

[66] **Harris**, Stephen E. Phys. Today 50 (7) (**1997**)

[67] **Imura**, T**.** Equivalent Circuits for Repeater Antennas Used in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling. Wiley **2013**

[68] **Chen**, K.; Zhao, Z. Analysis of the double-layer printed spiral coil for wireless power transfer. *IEEE* **2013**.

[69] **Imura**, T; Hata, K & and Hori, Y. Unifed Theory of Electromagnetic Induction and Magnetic Resonant Coupling. Wiley **2017**

[70] **Jonah**, O.; Georgakopoulos, S.V.; Tentzeris, M.M. Optimal design parameters for wireless power transfer by resonance magnetic. *IEEE* **2012**.

[71] **Hirayama**, H. Equivalent Circuit and Calculation of Its Parameters of Magnetic-Coupled-Resonant Wireless Power Transfer. *Intechopen* **2012.**

[72] **Hoang**, H & Bien, F. Maximizing Efficiency of Electromagnetic Resonance Wireless Power Transmission Systems with Adaptive Circuits. *Intechopen* **2012.**

[73] **Villa**, J.L.; Sallán, J.; Llombart, A.; Sanz, J.F. Design of a high frequency inductively coupled power transfer system for electric vehicle battery charge. *Appl. Energy* **2009**.

[74] **Kiani**, M.; Ghovanloo, M. A figure-of-merit for designing high-performance inductive power transmission links. *IEEE* **2013**.

[75] **Zhu**, C.; Yu, C.; Mao, Y. Analysis of the loss of magnetic resonant wireless power transfer. *Energies* **2014**.

[76] **Jonah**, O.; Georgakopoulos, S.V. Wireless Powering of Biomedical Device via Magnetic Resonance. In Proceedings of the IEEE **2012**.

[77] **Sugiyama**, H. Performance Analysis of Magnetic Resonant System Based on Electrical Circuit Theory. *Intechopen* **2012.**

[78] **Chang**, C.-W.; Hou, K.-C.; Shieh, L.-J.; Hung, S.-H.; Chiou, J.-C. Wireless powering electronics and spiral coils for implant microsystem toward nanomedicine diagnosis and therapy in free-behavior animal. *Solid-State Electron.* **2012**.

[79] **Xu**, Q.; Wang, H.; Gao, Z.; Mao, Z.-H.; He, J.; Sun, M. A novel mat-based system for position-varying wireless power transfer to biomedical implants. *IEEE.* **2013**.

[80] **Kuipers**, J.; Bruning, H.; Bakker, S.; Rijnaarts, H. Near field resonant inductive coupling to power electronic devices dispersed in water. *Sens. Actuators A Phys.* **2012**.

[81] **Kim**, J.; Son, H.-C.; Kim, D.-H.; Park, Y.-J. Optimal design of a wireless power transfer system with multiple self-resonators for an led TV. *IEEE.* **2012**.

[82] **Xie**, L.; Shi, Y.; Hou, Y.T.; Sherali, H.D. Making sensor networks immortal: An energy-renewal approach with wireless power transfer. *IEEE* **2012**.

[83] **Imura**, T.; Okabe, H.; Hori, Y. Basic Experimental Study on Helical Antennas of Wireless Power Transfer for Electric Vehicles by Using Magnetic Resonant Coupling. *IEEE* **2009**.

[84] **Haus**, H.; Huang, W.P. Coupled-mode theory. *Proc. IEEE* **1991**.

[85] **Wang**, C.S.; Covic, G.A.; Stielau, O.H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. *IEEE* **2004**.

[86] **Wang**, C.S.; Stielau, O.H.; Covic, G.A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. *IEEE* **2005**.

[87] **Covic**, G.A.; Boys, J.T. Modern trends in inductive power transfer for transportation applications. *IEEE.* **2013**.

[88] **Haus**, H.A. Waves and Fields in Optoelectronics. *Prentice-Hall* **1984**

[89] **Wang**, Z.-H.; Li, Y.-P.; Sun, Y.; Tang, C.-S.; Lv, X. Load detection model of voltage-fed inductive power transfer system. *IEEE.* **2013.**

[90] **Raju**, S.; Wu, R.; Chan, M.; Yue, C.P. Modeling of mutual coupling between planar inductors in wireless power applications. *IEEE.* **2014**.

[91] **Bodrov**, A & Sul, S. Analysis of Wireless Power Transfer by Coupled Mode Theory (CMT) and Practical Considerations to Increase Power Transfer Efficiency. *Intechopen* **2012.**

[92] **Park**, Y; Kim, J and Kim, K. Magnetically Coupled Resonance Wireless Power Transfer (MR-WPT) with Multiple Self-Resonators. *Intechopen* **2012.**

[93] **Bolger**, J.G.; Kirsten, F.A.; Ng, L.S. Inductive Power Coupling for an Electric Highway System. IEEE **1978**.

[94] **Ko**, Y.D.; Jang, Y.J. The optimal system design of the online electric vehicle utilizing wireless power transmission technology. *IEEE.* **2013**.

[95] **Shin**, J.; Shin, S.; Kim, Y.; Ahn, S.; Lee, S.; Jung, G.; Jeon, S.-J.; Cho, D.-H. Design and implementation of shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles. *IEEE* **2014**.

[96] **Boys**, J.T.; Covic, G.A. Auckland (NZ), Decoupling Circuits. U.S. Patent WO2004091068 A1, 21 October **2005**.

[97] **Boys**, J.T.; Covic, G.A.; Xu, Y. Dc analysis technique for inductive power transfer pick-ups. *IEEE* **2003**.

[98] **Kissin**, M.L.G.; Huang, C.-Y.; Covic, G.A.; Boys, J.T. Detection of the tuned point of a fixed-frequency LCL resonant power supply. *IEEE* **2009**.

[99] **Keeling**, N.A.; Covic, G.A.; Boys, J.T. A unity-power-factor IPT pickup for high-power applications. *IEEE* **2010**.

[100] **Casanova**, J.J.; Low, Z.N.; Lin, J. Design and optimization of a class-e amplifier for a loosely coupled planar wireless power system. *IEEE* **2009**.

[101] **Low**, Z.N.; Chinga, R.A.; Tseng, R.; Lin, J. Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system. *IEEE* **2009**.

[102] **Christ**, A.; Douglas, M.G.; Roman, J.M.; Cooper, E.B.; Sample, A.P.; Waters, B.H.; Smith, J.R.; Kuster, N. Evaluation of wireless resonant power transfer systems with human electromagnetic exposure limits. *IEEE* **2013**.

[103] **The Institute of Electrical and Electronics Engineers**, Inc. *IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz*; *IEEE* **2006.**

[104] **International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection**. Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 ghz). *Health Phys.* **1998**.

[105] **Miyakoshi**, J. Cellular and molecular responses to radio-frequency electromagnetic fields. *Proc. IEEE* **2013**.

[106] **Nishimura**, I.; Oshima, A.; Shibuya, K.; Mitani, T.; Negishi, T. Absence of reproductive and developmental toxicity in rats following exposure to a 20-khz or 60-khz magnetic field. *Regul. Toxicol. Pharmacol.* **2012**.

[107] **Gaubatz**, U., Rudecki P., Schiemann S., Bergmann K. J. Chem. Phys. 92 (**1990**)

[108] **Cook**, C.M; Saucier D.M; Thomas, A.W; Prato, F.S. Exposure to ELF Magnetic and ELF-Modulated Radiofrequency Fields: The Time Course of Physiological and Cognitive Effects Observed in Recent Studies (2001-2005). Bioelectromagnetics 27:613-627 (**2006**)

[109] **Babic**, S.I.; Akyel, C. New Analytic Numerical Solutions for the Mutual Inductance of Two Coaxial Circular Coils With Rectangular Cross Section in Air. *IEEE* **2006**

[110] **Badr**, B.; Somogyi-Gsizmazia, R.; Delaney, K.; Dechev, N. Wireless Power Transfer for Telemetric DevicesWith Variable Orientation, for Small Rodent Behavior Monitoring. *IEEE* **2015**

[111] **Chen**, W.; Chinga, R.; Yoshida, S.; Lin, J. Chen, C.; Lo, W. A 25.6 W 13.56 MHz Wireless Power Transfer System with a 94% Efficiency GaN Class-E Power Amplifier. *IEEE* **2012**

[112] **Chen,** X.; Umenei, A.; Baarman, N.; Chavannes, N. De Santis, V.; Mosig, J.; Kuster, N. Human Exposure to Close-Range Resonant Wireless Power Transfer Systems as a Function of Design Parameters. *IEEE* **2014**

[113] **Duan**, Z.; Guo, Y.X. Kwong, D.; Rectangular coils optimization for wireless power transmission. *RADIO SCIENCE*, VOL. 47, RS3012, doi:10.1029/2011RS004970, **2012**

[114] **Elloian**, J.M.. Noetscher, G. Makarov, S. Pascual-Leone, A. Continuous Wave Simulations on the Propagation of Electromagnetic Fields Through the Human Head. *IEEE* **2014**

[115] **Hui**, S.Y.R.; Zhong, W.; Lee, C. K. A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer. *IEEE* **2014**

[116] **Koh**, K.; **Imura**,T.; Hori, Y.; Analysis of Dead Zone in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling for Charging Moving Electric Vehicles. *Springer*. DOI 10.1007/s13177-015-0110-y. **2015**

[117] **Ean**, K.K.; Chuan, B.; Imura, T.; Hori. Y. Novel Band-Pass Filter Model for Multi-Receiver Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling and Power Division. *IEEE* **2012**

[118] **Jianyu**, L.; Houjun, T.; Xin, G. Frequency Splitting Analysis of Wireless Power Transfer System Based on T-type Transformer Model. *ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA*, ISSN 1392-1215, VOL. 19, NO. 10, **2013**

[119] **Hirayama**, H.; Kondo, H.; Kikuma, N.; Sakakibara, K. Visualization of emission from bend of a transmission line with Poynting vector and wave-number vector. *IEEE* **2008**

[120] **Hayashi**, Y.; Sakakibara, K.; Nanjo, M.; Sugawa, S.; Kikuma, N.; Hirayama, H. Millimeter- ave Microstrip Comb-Line Antenna Using Reflection-Canceling Slit Structure. *IEEE* **2011**

[121] **Hirayama**, H.; Okuyama, Y.; Kikuma, N.; Sakakibara, K. Equivalent Circuit of Induction Fed Magnetic Resonant WPT System. *IEEE* **2011**

[122] **Amano**, T.; Hirayama, H.; Kikuma, N.; Sakakibara, K. A Consideration of Helical Antennas for Coupled Resonant Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit Proceedings of ISAP **2012**

[123] **Miwa**, K.; Mori, H.; Kikuma, N.; Hirayama, H.; Sakakibara, K. A Consideration of Efficiency Improvement of Transmitting Coil Array in Wireless Power Transfer with Magnetically Coupled Resonance. *IEEE* **2013**

[124] **Hirayama**, H.; Fukasawa, S.; Yamada, H.; Kikuma, N.; Sakakibara, K. EMC Characteristics of Open-end and Short-end Helical Antennas for Coupled-Resonant Wireless Power Transfer. *IEEE* **2013**

[125] **Hirayama**, H.; Fukasawa, S.; Yamada, H.; Kikuma, N.; Sakakibara, K. EMC Characteristics of Open-end and Short-end Helical Antennas for Coupled-Resonant Wireless Power Transfer. *Proc. of the 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility* **2014**

[126] **Hirayama**, H.; Yamada, H.; Kikuma, N.; Sakakibara, K. Undesired Emission from Coupled-Resonant Wireless Power Transfer Antenna for Fundamental and Harmonics Frequency. *IEICE* **2014**

[127] **Ando**, M.; Hirayama, H. Impedance Matching using Folded Spiral Antenna for Coupled-resonant Wireless Power Transfer. Proceedings of ISAP2016, Okinawa, Japan. *IEICE* **2016**