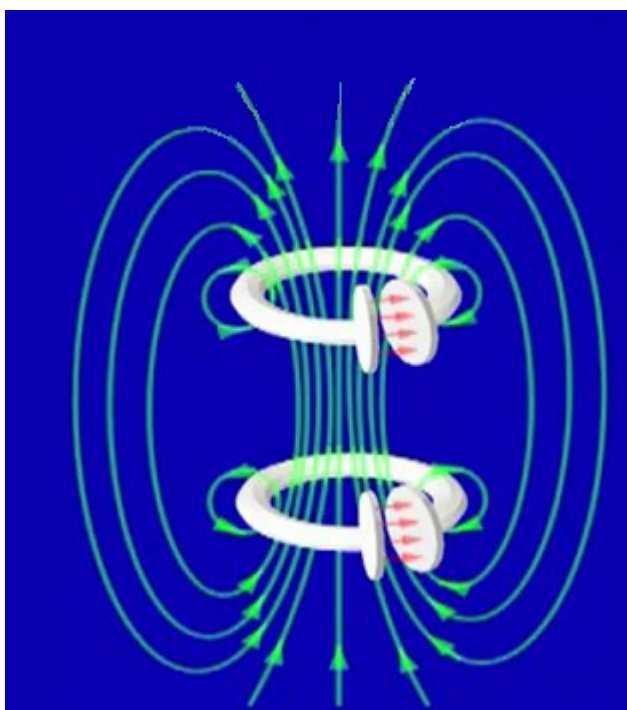


UNIVERSIDAD DE SEVILLA

Proyecto de Ingeniería:

**Sistemas de Transferencia de Energía mediante Acoplamiento Inductivo
como carga de dispositivos con estándar usb**

MEMORIA DE CALCULO



INGENIERA ELECTRONICA
Director: Dr. Félix Biscarri
Febrero 2013

Francisco Javier Ortiz Márquez
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Índice de la Memoria de Calculo

Capítulo 1: Introducción a los Sistemas de Transferencia de Potencia mediante Acoplamiento Inductivo (ICPT)

1.Introducción	3
1.1 Aspectos generales de un sistema ICPT	4
1.2 Capacidad de transferencia de potencia a través del aire.	5
1.3 Frecuencia de trabajo	7
1.4 Sistemas de compensación	8

Capítulo 2 Clasificación de los sistemas ICPT

2.1 Sistemas Fuertemente acoplados.	12
2.1.1. Sistemas “Chained Ring” o de proximidad	13
2.2 Sistemas Débilmente acoplados	14
2.2.1 Sistemas de captura del flujo tangencial	15
2.2.2 Sistemas de captura del flujo normal	17
2.2.3 Sistemas en cuadratura	18

Capítulo 3. Sistema de alimentación

Capítulo 4. Optimización de la geometría del acoplamiento electromagnético

4.1 Introducción	22
4.2 Estudio del coeficiente de auto-inducción (L)	23
4.2.1 Geometría circular	23
4.2.2 Geometría rectangular	23
4.3 Conclusiones	24
4.4 Geometría adoptada	25

Capítulo 5 Análisis del sistema de compensación

5.1 Introducción a los sistemas de compensación	26
5.2 Cálculo de los condensadores de compensación	27

5.2.1	Compensación SS	27
5.2.2	Compensación SP	28
5.2.3	Compensación PS	29
5.2.4	Compensación PP	32
5.3	Determinación de los parámetros nominales	34
5.4	Estudio de las condiciones de estabilidad del sistema	34
5.4.1	Compensación SS	36
5.4.2	Compensación SP	37
5.4.3	Compensación PS	38
5.4.4	Compensación PP	39
5.5	Conclusiones	40

Capítulo 6 Comportamiento de las topologías frente a variación de parámetros. Selección de la topología óptima para carga de baterías

6.1	Introducción	41
6.2	Variación de la resistencia de carga	41
6.3	Variación de la distancia	43
6.3.1.	Comportamiento de las topologías	43
6.3.2.	Control del sistema ante variaciones de distancia	44
6.4	Variación de la posición relativa entre bobinas o des-alineamiento	46
6.4.1	Comportamiento de las topologías	47
6.4.2	Control del sistema ante variaciones de posicionamiento	47
6.5.	Bobinas de tamaños distintos. Mejora frente al des-alineamiento	48
6.5.1	Comportamiento de las topologías	48
6.5.2.	Control del sistema con des-alineamientos horizontales	49
6.6	Comportamiento de las topologías con rectificador y baterías	51
6.6.1	Compensación SS	52
6.6.2	Compensación PS	53

Capítulo 7 Pruebas experimentales

7.1	Introducción	54
7.2.	Experimentación	54
7.3	Comentario	58

Capítulo 1. Introducción:

La transmisión de energía entre dos bobinas acopladas magnéticamente es un fenómeno bien conocido y que constituye el principio básico de funcionamiento de la mayoría de las máquinas eléctricas: transformadores y motores. En estas máquinas dos o más bobinas están acopladas magnéticamente, bien a través de un núcleo magnético sin entre-hierro en el caso del transformador, o bien por dos núcleos magnéticos separados mediante un pequeño entre-hierro en el caso de los motores.

En el caso de los motores eléctricos, la separación de aire entre núcleos magnéticos es muy pequeña y prácticamente todo el flujo creado por uno de los devanados concatena a las espiras del otro devanado, siendo el factor de acoplamiento muy cercano a la unidad. Es el caso conocido como “Bobinas Débilmente Acopladas”.

En el presente proyecto sin embargo, se va a estudiar el acoplamiento magnético entre dos bobinas separadas por una distancia comparable a las dimensiones físicas de las bobinas, tanto con núcleo magnético como sin él (o núcleo de aire). La elevada separación entre las bobinas hace que el factor de acoplamiento sea mucho menor que la unidad, ya que no todo el flujo creado por una de las bobinas concatena a la contraria.

En los sistemas fuertemente acoplados, se puede trabajar con bajas frecuencias de alimentación; típicamente 50 ó 60 Hz ya que los flujos dispersos son bajos y el coeficiente de inducción mutua es elevado; dando como resultado una transferencia de potencia con elevado rendimiento. Sin embargo, en los sistemas débilmente acoplados, debido a los elevados flujos dispersos y al bajo coeficiente de inducción mutua, es necesario trabajar a elevadas frecuencias para conseguir transferir potencia con elevada eficiencia.

Esta es la principal diferencia de los sistemas ICPT (Inductively Coupled Power Transfer) con respecto a los sistemas perfectamente acoplados: la necesidad de alimentar las bobinas con elevadas frecuencias, en torno a varias decenas de KHz para hacer posible la transferencia de potencia. Esto conlleva, por un lado la necesidad de utilizar sistemas de alimentación de frecuencia variable y, por otro lado, el uso de cables especiales de Litz para disminuir las pérdidas en los conductores asociadas al efecto pelicular.

El hecho de trabajar a elevadas frecuencias implica que no es posible utilizar núcleos de hierro tal y como ocurre en los sistemas fuertemente acoplados, ya que el calentamiento debido a las pérdidas por histéresis y por corrientes de Foucault serían inadmisibles. Es por ello que los sistemas ICPT se diseñan bien con núcleos de ferrita para aumentar el coeficiente de acoplamiento, o con núcleos de aire. En este proyecto se muestra que con un diseño adecuado del acoplamiento y un sistema de compensación y control óptimos, es posible transferir elevadas potencias a través del aire con elevados rendimientos, incluso con elevadas distancias entre bobinas.

En este primer capítulo se plantean las ecuaciones básicas de un sistema ICPT, introduciendo los principales parámetros que intervienen en el diseño y las topologías de compensación clásicas. A continuación, se hace una revisión bibliográfica mostrando el estado del arte de los principales sistemas de acoplamiento inductivo actualmente utilizados, indicando cual es el mejor sistema para la carga de baterías en aplicaciones donde la distancia y la posición entre bobinas es variable. Por último, se muestran los diferentes sistemas de alimentación más utilizados, justificando la elección del sistema adoptado.

1.1 Aspectos generales de un sistema ICPT

Un sistema de transferencia de potencia mediante acoplamiento inductivo se refiere conceptualmente a un sistema formado por dos bobinas eléctricamente aisladas y acopladas magnéticamente a través del aire, capaces de transferir potencia con una elevada eficiencia.

Los sistemas ICPT para alimentación eléctrica sin contacto tienen muchas ventajas sobre los sistemas tradicionales de alimentación “enchufables”, ya que no son afectados por la suciedad, el polvo, el agua o los productos químicos, además de evitar los riesgos derivados del contacto eléctrico como chispazos o cortocircuitos. Se pueden considerar, a su vez, más robustos al no existir piezas mecánicas que deban ser conectadas.

Muchas son las aplicaciones en las que se están utilizando actualmente sistemas ICPT: implantes biomédicos transcutáneos, herramientas profesionales, cargadores de teléfonos móviles, vehículos eléctricos o sistemas de transporte público, a modo de ejemplo.

Actualmente, la posibilidad de alimentación continua de baterías eléctricas en movimiento a través de un conductor situado bajo el recorrido o bien mediante la carga de baterías cuando se encuentran parados, aumenta la probabilidad de desarrollo de los mismos, y que en un futuro no muy lejano, causarán un gran impacto en nuestras vidas.

1.2. Capacidad de transferencia de potencia a través del aire.

El circuito eléctrico equivalente de dos bobinas acopladas magnéticamente, estando la primera de ellas alimentada mediante una fuente de tensión senoidal de valor eficaz V_1 y con una pulsación ω , y la segunda alimentando una carga puramente resistiva, viene dado por el esquema que se muestra en la Fig.1.

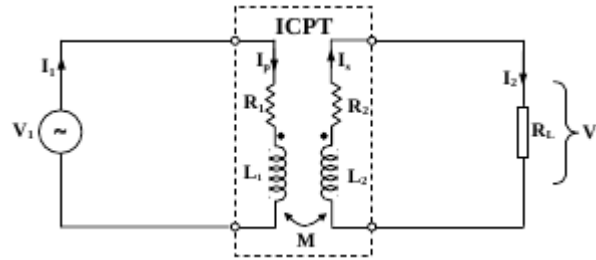


Fig. 1. Circuito equivalente de un sistema ICPT no compensado alimentando una carga resistiva.

Cuyas ecuaciones se pueden expresar:

$$V_1 = (R_1 + j\omega L_1) I_p - j\omega M I_s \quad (1)$$

$$V_2 = R_L I_2 \quad (2)$$

Despreciando R_2 frente a R_L , podemos expresar la tensión V_2 :

$$V_2 = R_L I_2 = j\omega M I_p - j\omega L_2 I_s \quad (3)$$

Cuando el secundario se encuentra en circuito abierto ($I_2 = I_s = 0$) la tensión que se induce sobre la bobina de secundario se denomina V_{oc} y viene dada por la expresión:

$$V_{oc} = j\omega M I_p \quad (4)$$

Si el secundario se encuentra en cortocircuito ($R_L = 0$) la máxima corriente que circula se denomina corriente en cortocircuito I_{sc} y se obtiene de la siguiente expresión:

$$I_{sc} = \frac{j\omega M}{j\omega L_2} I_p \quad (5)$$

La máxima potencia aparente transferida del primario al secundario en un sistema no compensado, “ S_{2u} ” se obtiene del producto de la corriente de cortocircuito por la tensión en circuito abierto:

$$S_{2u} = V_{oc} I_{sc} = j\omega I_p^2 \frac{M^2}{L_2} \quad (6)$$

Si se trabaja en resonancia en el secundario mediante la inclusión de condensadores, se produce un incremento en la potencia transferida :

$$S_{2MAX} = S_{2u} q_s = \frac{j\omega M^2 I_p^2 q_s}{L_2} \quad (7)$$

Siendo q_s el factor de calidad del secundario y que es la relación entre la potencia reactiva y la activa en el circuito de secundario:

$$q_s = \frac{VAr_s}{P_2} \quad (8)$$

Interesa que este factor sea lo más elevado posible para incrementar la potencia transferida, pero si es demasiado alto puede llevar a que el sistema sea inestable. Los valores típicos de q_s oscilan entre 4 y 10 en la mayoría de aplicaciones.

La potencia activa máxima que es posible transferir será el producto de la potencia aparente máxima por el factor de potencia de la corriente por el secundario.

$$P_{2MAX} = S_2 \cos(\varphi_2) \quad (9)$$

Para conseguir que esta potencia activa sea la máxima posible, se deberá trabajar en resonancia en el circuito de secundario, de esta forma la corriente estará en fase con la tensión ($\cos\varphi=1$) y la máxima potencia activa transferida vendrá dada por:

$$P_{2MAX} = \frac{\omega M^2 I_p^2 q_s}{L_2} \quad (10)$$

Donde:

ω = Frecuencia de trabajo.

q_s = Factor de calidad del secundario.

M = Coeficiente de inducción mutua entre bobinas.

I_p = Corriente por el devanado primario.

L_2 = Coeficiente de auto-inducción del devanado secundario.

Esta ecuación representa la base de los sistemas ICPT y de ella se pueden obtener varias conclusiones importantes:

- Es necesario una sintonización del circuito de secundario mediante condensadores para que la transferencia de potencia activa, bajo unas condiciones dadas, sea máxima.

- Cuanto menor sea la inductancia de secundario y mayor el coeficiente de inducción mutua, mayor potencia se podrá transferir.
- Para una geometría y diseño de bobinas determinado (M y L_2 fijadas), la potencia en la carga deseada se puede conseguir con infinitas combinaciones de corriente y frecuencia, por ejemplo, se puede trabajar a bajas frecuencias y elevadas corrientes o bien con bajas corrientes y elevadas frecuencias.
- Cuanta mayor sea la frecuencia de trabajo, menor será la corriente magnética de primario requerida I_p y por tanto menor cantidad de cobre. Esta frecuencia está limitada por la tecnología de componentes semiconductores utilizados en la fuente de alimentación, que a su vez depende de los niveles de potencia a transferir.
- Interesan valores altos de q_s , este valor, sin embargo, está limitado a 10, ya que valores muy elevados de q_s pueden comprometer la estabilidad del sistema.

1.3 Frecuencia de trabajo.

La frecuencia a la que debe trabajar el acoplamiento inductivo es uno de los principales parámetros a determinar a la hora de diseñar el acoplamiento, ya que a partir de ella se obtienen los condensadores de compensación.

Si se considera inicialmente la frecuencia de trabajo aquella que dé lugar a la condición de máxima transferencia de potencia activa a la carga (P_{2MAX}), hay que partir de las ecuaciones obtenidas en el circuito mostrado en la Fig. 1:

$$V_1 = Z_1 I_p - j\omega M I_s \quad (11)$$

$$0 = Z_2 I_s - j\omega M I_p \quad (12)$$

La relación entre las corrientes de primario y secundario viene dada por:

$$I_s = \frac{j\omega M I_p}{Z_2} \quad (13)$$

y sustituyendo en (11):

$$V_1 = Z_1 I_p + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} I_p \quad \Rightarrow \quad V_1 = \left[Z_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \right] I_p \quad \Rightarrow \quad (14)$$

$$V_1 = (Z_1 + Z_r) I_p = Z_{1t} I_p \quad (15)$$

Siendo Z_r la impedancia del secundario reflejada en el primario:

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (16)$$

Z_{1t} es la impedancia total vista desde la fuente. La ecuación (15) se corresponde al siguiente circuito eléctrico:

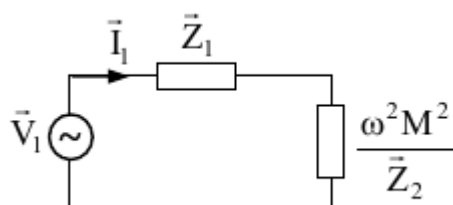


Fig. 2. Circuito equivalente visto desde el primario.

La condición de máxima transferencia de potencia a la carga se obtiene cuando la impedancia reflejada es igual a la conjugada de la impedancia del primario:

$$\widehat{Z}_1 = Z_r \quad (17)$$

Sustituyendo Z_2 en (15) se obtiene la siguiente expresión para la impedancia reflejada:

$$Z_r = \frac{w^2 M^2 (R_2 + R_L)}{(R_2 + R_L)^2 + (wL_2)^2} - j \frac{w^3 M^2 L_2}{(R_2 + R_L)^2 + (wL_2)^2} \quad (18)$$

Por lo que al igualar con \widehat{Z}_1 se obtiene:

$$R_1 = \frac{w^2 M^2 (R_2 + R_L)}{(R_2 + R_L)^2 + (wL_2)^2} \quad (19)$$

$$wL_1 = \frac{w^3 M^2 L_2}{(R_2 + R_L)^2 + (wL_2)^2} \quad (20)$$

Para conseguir fácilmente la segunda igualdad, basta con trabajar en resonancia en ambos devanados añadiendo condensadores de sintonización, ya que de esta forma las partes imaginarias de ambas impedancias se anulan, quedando la ecuación (18), como la (6) condición de máxima transferencia de potencia posible a la carga. En estas condiciones, se obtiene la frecuencia de resonancia ω como:

$$R_1 = \frac{w^2 M^2}{R_2 + R_L} \quad \Rightarrow \quad w = \frac{\sqrt{R_1 (R_2 + R_L)}}{M} \quad (21)$$

Trabajando a la frecuencia dada por la ec. (21), la potencia transferida será máxima. Sin embargo, es sabido que la condición de máxima transferencia de potencia a la carga se realizará con una eficiencia muy baja. Por tanto, a la hora de diseñar un sistema ICPT uno de los puntos críticos es encontrar la frecuencia de trabajo que de lugar al máximo rendimiento en vez de a la máxima potencia. Con una apropiada selección de la frecuencia de resonancia se pueden conseguir transferencias energéticas con eficiencias superiores al 90%.

1.4 Sistemas de compensación

De acuerdo a la ecuación (9), para que la potencia activa transferida a la carga sea máxima, es necesario trabajar en resonancia en el secundario, además, interesa que la impedancia total vista desde la fuente (15) presente carácter óhmico con el objeto de disminuir la corriente absorbida del convertidor esto se consigue compensando también en el primario. Por tanto, se deberá trabajar en

resonancia en ambos circuitos. Los sistemas clásicos de compensación están formados por dos condensadores C_1 y C_2 correspondientes al lado de primario y secundario respectivamente. Así, un sistema ICPT genérico, estará formado por (Fig.3):

- Sistema de primario: formado por un bobinado de N_1 espiras de sección S_1 , un condensador de resonancia C_1 , que puede estar conectado en serie o en paralelo con el devanado inductor y por último, un sistema de alimentación en alta frecuencia que alimenta al primario con corriente senoidal.
- Sistema de secundario (Pick-up): formado por una bobina receptora de N_2 espiras de sección S_2 , un condensador de resonancia C_2 que puede estar conectado en serie o en paralelo; y un convertidor AC/DC para la alimentación de la carga eléctrica.

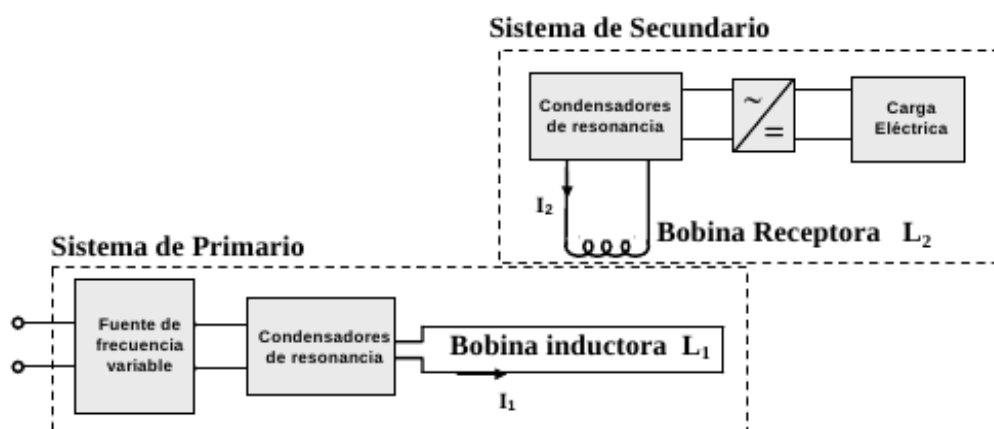


Fig. 3. Esquemático de un sistema ICPT

En función de la conexión de los condensadores de compensación en ambos devanados, se obtienen cuatro topologías básicas de compensación: Serie en primario-Serie en secundario (SS), Serie en primario-Paralelo en secundario (SP), Paralelo en primario- Serie en secundario (PS) y Paralelo en primario-Paralelo en secundario (PP) tal como puede verse en la Fig.4:

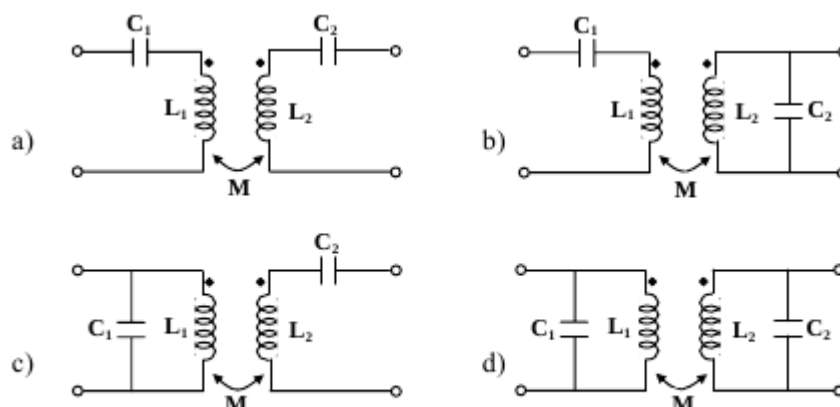


Fig. 4. Tipos básicos de compensaciones: a) SS; b) SP; c) PS y d) PP

- Compensación SS: C_1 está conectado en serie con la bobina de primario, y C_2 en serie con la de secundario.

- Compensación SP: C_1 está conectado en serie con la bobina de primario, y C_2 en paralelo con la de secundario.
- Compensación PS: C_1 está conectado en paralelo con la bobina de primario, y C_2 en serie con la de secundario.
- Compensación PP: C_1 está conectado en paralelo con la bobina de primario, y C_2 en paralelo con la de secundario.

Cada tipo de compensación presenta un comportamiento diferente frente a la variación de los parámetros del circuito, como se verá en el capítulo 5. Por ejemplo, los sistemas con compensación serie en secundario se comportan como fuente de tensión y los sistemas con compensación paralelo en secundario como fuente de corriente; el comportamiento frente a variaciones de frecuencia, carga, distancia o posicionamiento es completamente distinto según la topología.

Los condensadores de resonancia en compensación serie se verán sometidos a elevadas tensiones mientras que en paralelo, se verán sometidos a elevadas corrientes para la misma potencia a transferir y mismas tensiones de alimentación y en la carga.

Aparte de estas topologías clásicas de compensación, existen combinaciones serie y paralelo de condensadores que, presentan un comportamiento más estable frente a las variaciones de los parámetros.

Capítulo 2 Clasificación de los sistemas ICPT

Desde el punto de vista de la aplicación a la que va destinado el sistema de alimentación ICPT, se puede hacer una primera clasificación en sistemas de secundario móvil y sistemas de secundario fijo. Los sistemas de secundario móvil se caracterizan por un devanado secundario que va “capturando” potencia a medida que se desplaza a lo largo de un primario de mucha mayor longitud. Están sustituyendo a la alimentación eléctrica mediante escobillas en sistemas deslizantes, evitando riesgos de chispas y de contacto eléctrico. Supone un avance en las posibilidades de alimentación en movimiento de máquinas eléctricas mediante sistemas mono-raíl.

Los sistemas de secundario fijo se utilizan principalmente para carga de baterías mediante acoplamiento inductivo en vehículos eléctricos, implantes transcutáneos, herramienta eléctrica y en concreto, carga universal de dispositivos móviles sin contacto.

Normalmente, en sistemas de secundario fijo, la distancia “h” entre bobinas puede ser superior a los sistemas de secundario móvil. La bobina de primario es de dimensiones comparables a la del secundario y esta formada por N_1 espiras. Dichas espiras se bobinan en plano para aumentar la capacidad de desalineamiento (Fig. 5) en dirección “x”.

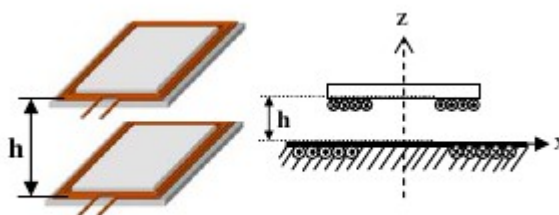


Fig. 5. ICPT de secundario fijo para carga de baterías de EV.

Una segunda y más importante clasificación se puede realizar en función del grado de acoplamiento que existe entre las bobinas de primario y de secundario; para ello, se define el factor de acoplamiento de dos bobinas acopladas magnéticamente como la relación entre el coeficiente de inducción mutua y la media geométrica de los coeficientes de auto-inducción de las bobinas:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (22)$$

Así, podemos hablar de:

- Sistemas Fuertemente acoplados o de inserción (Fig. 6.a).
- Sistemas “Chained Ring” o de proximidad (Fig. 6.b).
- Sistemas Débilmente acoplados (Fig. 6.c).
- Sistemas de captura del flujo tangencial.
- Sistemas de flujo normal.
- Sistemas en cuadratura.

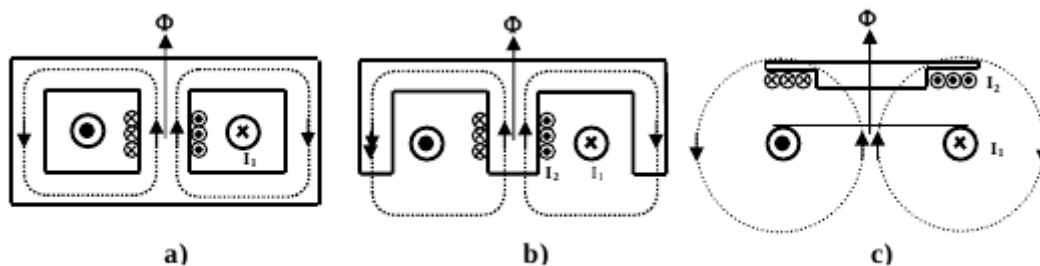


Fig. 6. a) Fuertemente acoplados; b) de proximidad; c) Débilmente acoplados.

2.1 Sistemas Fuertemente acoplados.

Los sistemas ICPT fuertemente acoplados son aquellos en los que las bobinas están arrolladas sobre núcleos magnéticos con alto factor de acoplamiento, es decir, el devanado secundario concatena prácticamente todo el flujo creado por el primario. Son los primeros sistemas de alimentación por acoplamiento inductivo desarrollados para alimentación de sistemas mecánicos en movimiento o carga de baterías.

Se desarrolló un ICPT formado por 3 conductores de primario de elevada sección y longitud conectados en estrella. El secundario estaba arrollado sobre un núcleo magnético móvil, el cual rodeaba completamente los conductores de primario y deslizaba sobre ellos (Fig. 7.a).

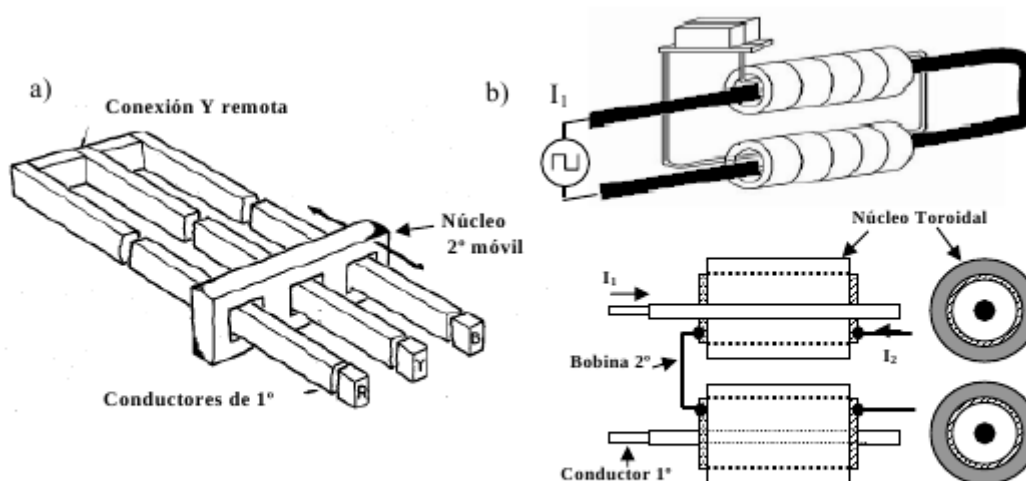


Fig. 7: a) ICPT con largo bus trifásico en primario. b) ICPT toroidal utilizado en minería

Para la industria minera se ha diseñado un sistema de alimentación continua mediante ICPT toroidal (Fig. 6.b) que evita el contacto eléctrico en la alimentación de los sistemas de transporte por el interior de la mina, disminuyendo el riesgo de explosión.

Se denominan sistemas CWT (Coaxial Winding Transformer) y transfieren potencias de hasta 4 MW. Existen sistemas de carga de baterías (Fig. 8) mediante acoplamiento inductivo por inserción. La única ventaja que presenta frente a los sistemas de conexión directa, es la separación galvánica de la fuente que evita posibles riesgos de contacto eléctrico.

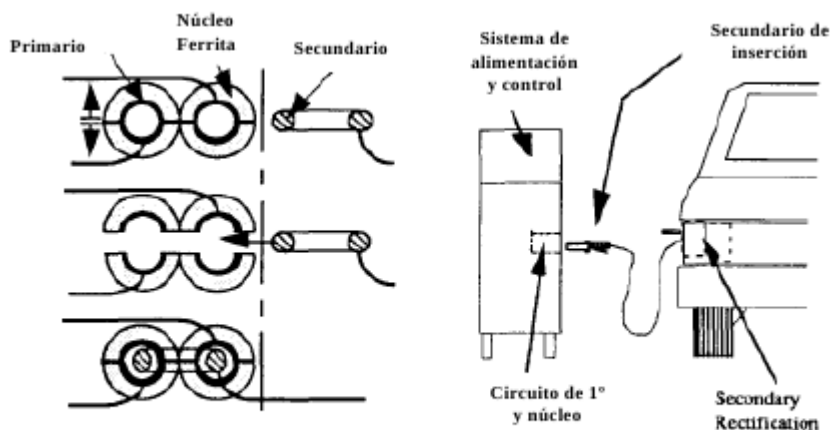


Fig. 8. ICPT de inserción para carga de EV.

Aunque los sistemas fuertemente acoplados presentan una elevada eficiencia, tienen el inconveniente de un posicionamiento rígido que no permite ningún desalineamiento entre bobinas.

2.1.1 Sistemas “Chained Ring” o de proximidad

Son aquellos sistemas ICPT en los que ambos circuitos magnéticos están separados una cierta distancia a través de pequeños “airgaps”. El flujo creado por el devanado primario, concatena al devanado secundario cuando éste es aproximado. Generalmente el devanado secundario está arrollado sobre núcleos de ferrita, mientras que el primario está formado por una bobina con núcleo de aire o en incluso por una única espira o “long-track” (Fig. 9).

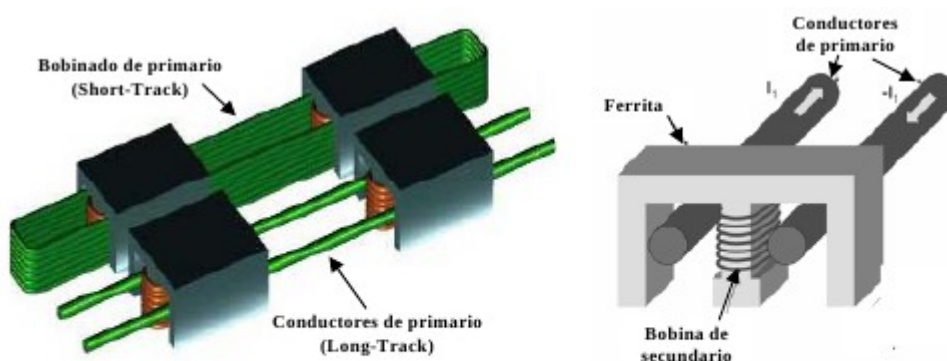


Fig. 9. a) Primario de varias espiras o de un solo conductor. b) ICPT con núcleo en forma “E” denominado “E-Pickup”.

Estos sistemas son especialmente apropiados para alimentación de elementos móviles desplazándose sobre guías, e incluso para alimentación de aplicaciones Maglev (Magnetic Levitation) . Presentan el inconveniente de permitir únicamente pequeños movimientos laterales.

Existen diferentes formas constructivas del núcleo de ferrita de secundario (Pick-up) para sistemas desplazándose sobre guías (Fig. 10) siendo la más eficiente la denominada asymmetrical Pickup o S-Pickup , aunque no permite ni desplazamientos laterales ni de separación






E-Pickup	S-Pickup	Z-Pickup	λ -Pickup	U-Pickup
				

Fig. 10. Diferentes formas constructivas del núcleo de ferrita del secundario.

Los sistemas “chained-ring” con primario también bobinado (“short-track”) sobre núcleo de ferrita son ampliamente utilizados en aplicaciones domésticas de carga de baterías (pequeños electrodomésticos , vehículos eléctricos), implantes transcutaneos e incluso en carga de baterías de teléfonos móviles mediante sistema de conexión directa con acoplamiento inductivo (Fig. 11). La separación entre bobinas, es mucho menor que las dimensiones de las mismas.

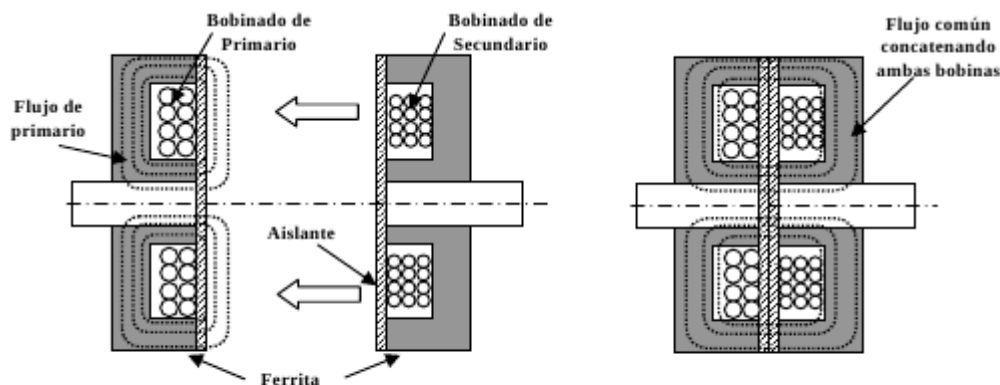


Fig. 11. Sistema ICPT “Chained Ring” con circuito magnético común.

Es un buen sistema de carga de baterías ya que presenta elevada eficiencia (más del 90%) y seguridad tanto frente a cortocircuitos en la carga como a contactos eléctricos, en ambos casos debido a la separación galvánica .Sin embargo, sigue necesitando pequeñas distancias entre bobinas y perfecto posicionamiento, bien por medios manuales o mecánicos.

2.2 Sistemas Débilmente acoplados

También denominados ICPT planos o “Flat-Pickup”, son los sistemas más interesantes desde el punto de vista de la carga de baterías debido al elevado grado de libertad que presentan las bobinas tanto en cuanto a distancia como a posicionamiento.

En estos sistemas ICPT, las bobinas están separadas una distancia “h” del mismo orden de magnitud que las dimensiones de las bobinas acopladas. El coeficiente de acoplamiento es bajo (<0.2) frente a los sistemas de proximidad (0.6-0.8), lo que hace indispensable un buen diseño de las bobinas y del sistema de compensación.

La corriente que circula por los conductores de primario con núcleo de aire, crea un campo magnético circular. Dependiendo de la componente del flujo que capture el devanado secundario, da lugar a dos tipos de ICPT planos, sistemas de captura de la componente tangencial u horizontal del flujo y sistemas de captura de la componente normal o vertical del flujo (Fig. 12).

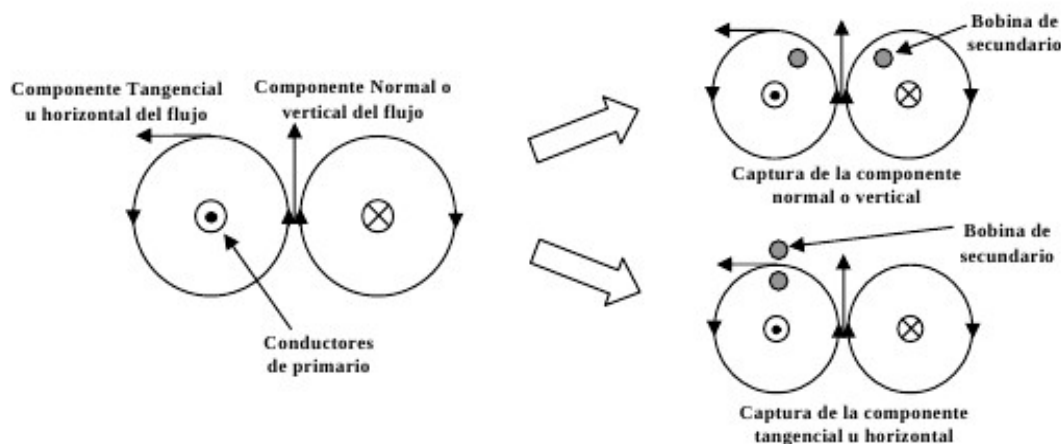


Fig. 12. Sistemas de captura de flujo en ICPT planos.

En los sistemas de flujo tangencial, se puede realizar la transferencia con un único conductor en primario denominado “Sistema Unipolar” o con dos conductores, denominado “Sistema Bipolar”.

2.2.1 Sistemas de captura del flujo tangencial.

En los sistemas de captura del flujo tangencial o de la componente horizontal (Fig. 13), la máxima transferencia de potencia se obtiene cuando la bobina receptora se posiciona sobre uno de los conductores; de ahí, que el primario esté formado generalmente por un único conductor (sistema unipolar), que hace de línea de transmisión y una bobina de secundario en posición trasversal respecto del conductor de primario.

El coeficiente de inducción mutua “M” es mucho menor que en captura del flujo normal ,debido a que cuanto mayor longitud tiene la bobina de primario, mayor es L_1 y por tanto de acuerdo a la ec.(22), el acoplamiento es muy bajo.

Teniendo en cuenta que la captura del flujo por parte de la bobina receptora representa una parte muy pequeña del flujo total generado por la emisora, el factor de acoplamiento clásico dado por la ec.22 no es conveniente para analizar estos sistemas, utilizándose un Coeficiente de acoplamiento magnético Φ específico y que viene expresado por:

$$k\Phi = \frac{N_2 M}{N_1 L_2} \quad (23)$$

En estos casos, para mejorar el factor de acoplamiento es indispensable que la bobina de secundario esté bobinada sobre un núcleo de ferrita .

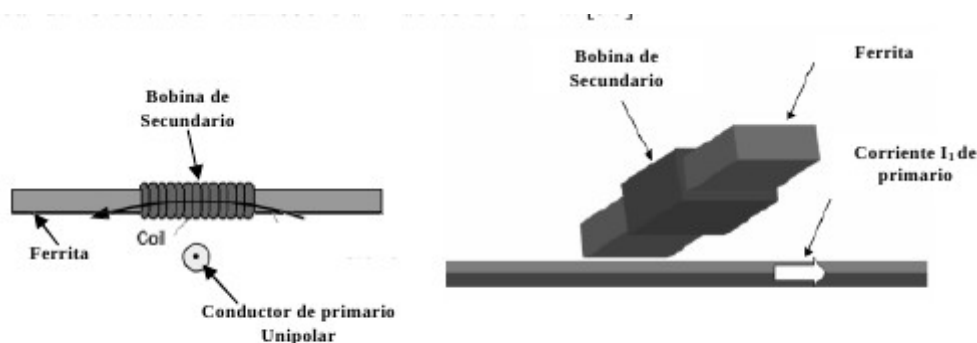


Fig. 13. *Sistemas con captura de la componente transversal del flujo con núcleo de ferrita.*

El sistema de captura del flujo tangencial permite des-alineamientos de pequeña magnitud, ya que la máxima potencia transferida se obtiene cuando la bobina de secundario está posicionada sobre el conductor y decae rápidamente cuando la bobina de secundario se desplaza a izquierda o derecha (Fig. 14). Por tanto, no es buen sistema cuando se desee una elevada tolerancia a desplazamientos horizontales.

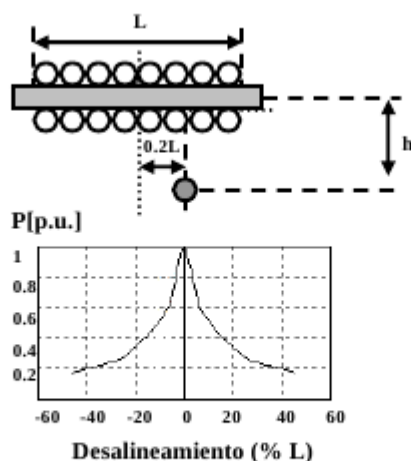


Fig. 14. *Potencia transferida (en p.u.) frente a desalineamiento en % de la longitud del secundario L.*

Para solucionar este mal comportamiento y permitir mayores tolerancias, se proponen dos nuevos sistemas de acoplamiento inductivo para secundario móvil y captura de flujo tangencial:

a) ICPT trifásicos en conexión unipolar (Fig. 15-a), formados por 3 conductores separados una cierta distancia y alimentados por un sistema trifásico de tensiones .

b) ICPT trifásicos de 6 conductores en conexión bipolar [38] (Fig. 15-b) de tal forma que mientras la bobina receptora se desplace sobre los conductores de primario, la potencia transferida es prácticamente constante.

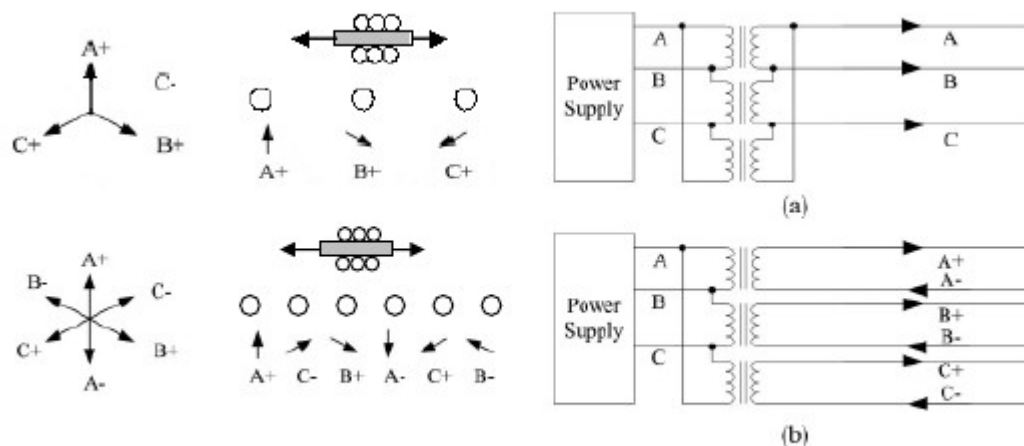


Fig. 15. a) ICPT trifásico Unipolar. b) ICPT trifásico Bipolar.

Estas mejoras hacen que los sistemas de captura de flujo transversal sean los preferidos frente a los de flujo normal en aplicaciones de secundario móvil, en los que pueda haber desacople lateral limitado.

2.2.2 Sistemas de captura del flujo normal.

Los sistemas ICPT de captura del flujo normal, están formados por dos bobinas planas y enfrentadas (Fig. 16) (“flat pick-up”), de tal forma que la bobina del secundario captura la componente vertical del flujo (Fig. 12). Las dimensiones de ambas bobinas son comparables; siendo normalmente mayor la bobina emisora para permitir mayores desalineamientos en la transferencia de potencia.



Fig. 16. Sistemas ICPT con captura de la componente normal del flujo para carga de baterías.

Son los sistemas de acoplamiento magnético más ampliamente utilizados para carga de baterías (Fig. 16) por su mejor comportamiento frente a des-alineamientos .

Aunque en un principio también se utilizaron para alimentación continua de EV mediante una bobina circular acoplada a la batería , desplazándose por una sucesión de bobinas rectangulares o circulares que se iban conectando conforme el vehículo se posicionaba. Actualmente, han sido sustituidos por los ICPT tangenciales para este tipo de aplicaciones.

Las bobinas pueden estar arrolladas sobre núcleos magnéticos (normalmente ferrita) en uno o en ambos bobinados (para aumentar el coeficiente de inducción mutua), o bien con núcleo de aire en ambas bobinas. La forma geométrica de los bobinados, la disposición de las espiras dentro de las bobinas, la influencia de la utilización de ferritas y los posibles apantallamientos, son aspectos muy importantes a tener en cuenta para mejorar el acoplamiento.

El comportamiento frente a des-alineamiento de los sistemas “flat pick-up” planos para carga de baterías depende fuertemente del tipo de compensación utilizada.. En la Fig. 17-a, puede verse la potencia transferida frente al des-alineamiento en % de la anchura de la bobina del secundario cuando la compensación en primario es en paralelo, es decir, tipos PS y PP.

Se puede observar que su comportamiento es análogo a los sistemas de flujo tangencial, perdiendo capacidad de transferencia de potencia a medida que nos desplazamos de la posición centrada. En principio tiene comportamiento estable, pero analizando la corriente absorbida de la red, ésta aumenta considerablemente al producirse desacoplo, es decir presentan comportamiento inestable y un mal comportamiento para la fuente frente al des-alineamiento.

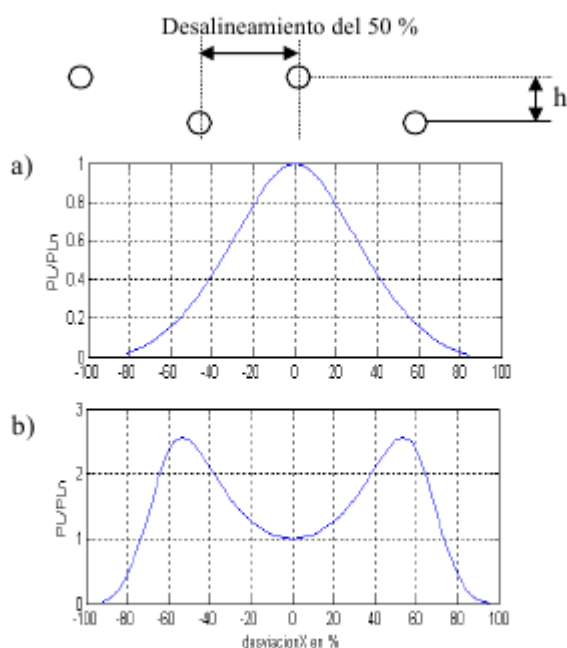


Fig. 17. *PL/PLn versus desalineamiento a) Compensaciones PS y PP. b) Compensaciones SS y SP.*

En compensaciones SS y SP el comportamiento difiere mucho, como puede observarse en la Fig. 17-b, donde la potencia aumenta conforme nos separamos de la posición centrada hasta alcanzar 2,5 veces la potencia nominal para desplazamientos del 50 % de la anchura de la bobina de secundario; para des-alineamientos mayores, la potencia disminuye bruscamente. Presentan un comportamiento inestable tanto para la carga como para la fuente que habrá que regular mediante un apropiado control o bien con un sistema de posicionamiento .

Aplicando un nuevo sistema de compensación a los ICPT planos es posible un comportamiento estable frente a desacoplo tanto para la carga como para la fuente sin necesidad de elementos externos de posicionamiento y con una eficiencia incluso mejor que en el caso de los sistemas en cuadratura, los cuales son descritos en el siguiente apartado.

2.2.3 Sistemas en cuadratura.

En los sistemas monofásicos bipolares el comportamiento del sistema frente a des-alineamientos es muy diferente si se realiza captura tangencial o captura normal del flujo. Combinando las curvas de potencia transferida frente a des-alineamientos horizontales de los ICPT tangencial y normal, se consigue capturar las dos componentes de flujo y el sistema admite des-alineamientos mayores (Fig.18). A este tipo de sistemas se les denomina ICPT en cuadratura y están formados por dos

bobinas arrolladas de manera perpendicular sobre núcleos de ferrita presentando mejor comportamiento frente a desacoplo que los sistemas de captura normal. Sin embargo, los sistemas de captura del flujo normal tienen un mayor coeficiente de acoplamiento y por tanto una mayor eficiencia y no es imprescindible el uso de ferritas.

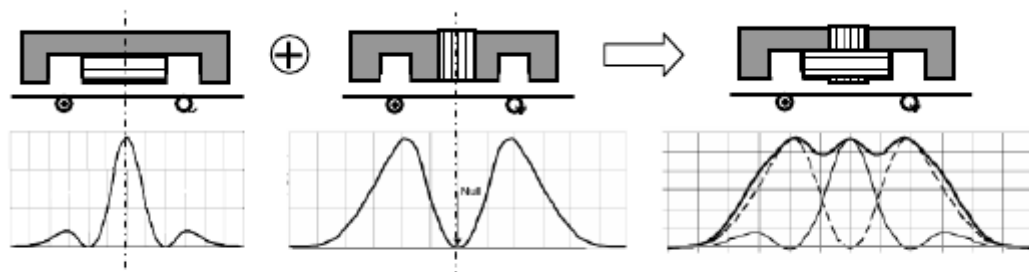


Fig. 18. Obtención de un ICPT en cuadratura y curva de potencia frente a desalineamiento respecto del primario.

Capítulo 3. Sistema de alimentación

La necesidad de tener que trabajar con frecuencias mayores que la frecuencia de la red hace que los sistemas ICPT deban ser alimentados con fuentes de tensión controladas.

Como fuente de tensión de frecuencia variable se utilizan puentes inversores monofásicos dependiendo del nivel de potencia a transferir y de acuerdo a la norma sobre carga de baterías mediante acoplamiento inductivo SAE J-1773 (Tabla 1).

Tabla 1: Niveles de carga inductiva para EV según norma SAE J-1773

Niveles de potencia	Máximo voltaje de alimentación	Máxima corriente	Máxima potencia
Nivel 1	120 V _{AC} , 1Φ	15 A.	1.9 kW
Nivel 2	240 V _{AC} , 1Φ	40 A.	9.6 kW
Nivel 3	208-660 V _{AC} , 3Φ	La requerida	160 kW

Para la alimentación del circuito inductor en los sistemas actuales de acoplamiento inductivo en el aire se utiliza una configuración de electrónica de potencia constituida por al menos dos conmutadores estáticos, que son activados alternativamente para la obtención de ondas cuadradas y que son sintonizados a la frecuencia de resonancia de los circuitos acoplados.

El estudio en detalle de los convertidores de alimentación del sistema ICPT no es el objeto de estudio de este proyecto. Sin embargo, se ha realizado la revisión bibliográfica de los sistemas más importantes. Para los niveles 1 y 2 monofásicos (Tabla 1), diversos autores proponen puentes resonantes formados por 2 interruptores, también denominados Half-bridge, con técnica de control Boost en los que los condensadores de resonancia del primario van integrados en el propio inversor (Fig. 19).

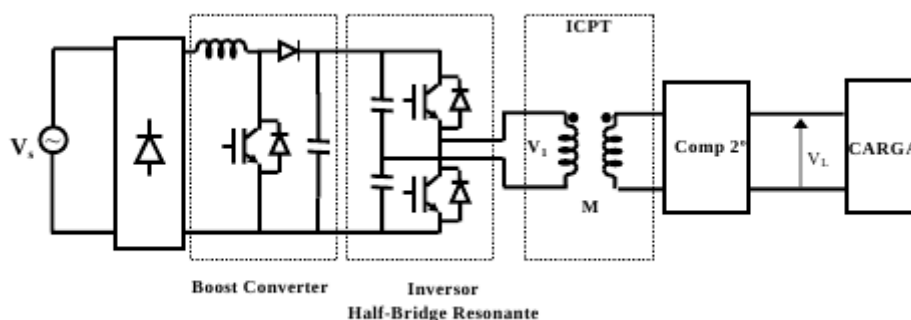


Fig. 19. Sistema de alimentación Half-bridge Boost converter.

En sistemas ICPT de primario de gran longitud y muchos secundarios sintonizados, se utilizan puentes resonantes con corriente constante denominados “push-pull resonant converter” (Fig. 20). Se utilizan con compensación paralelo en el devanado de primario, debido a que este sistema de compensación es inestable respecto de la fuente al variar parámetros y requiere de un control de la corriente absorbida del convertidor .

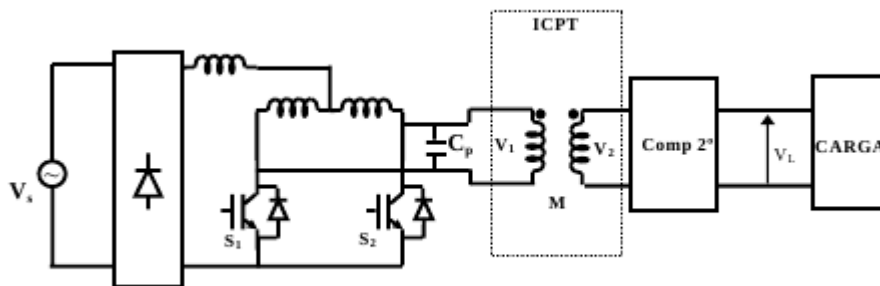


Fig. 20. Convertidor resonante push-pull a corriente constante.

Diversos autores proponen la alimentación del acoplamiento mediante puentes inversores multinivel para elevadas potencias y en el caso de compensación serie en el circuito de primario, con objeto de que las tensiones que soportan los transistores sean menores.

En el presente proyecto, se ha optado por un puente en “H” con control del ciclo de trabajo mediante técnica PWM (Pulse Width Modulation) de un solo pulso principalmente por cuatro razones:

- No aplicar toda la tensión al sistema de acoplamiento en el instante inicial, ya que la corriente consumida puede llegar a ser hasta 2,5 veces la corriente en régimen permanente .
- Realizar el control de la potencia transferida. Si se desea disminuir la potencia transferida basta disminuir la anchura de la onda cuadrada.
- Controlar el sistema de acoplamiento frente a los desalineamientos y variación de distancia. Realizando un control óptimo de la tensión y la frecuencia es posible transferir adecuadamente la potencia nominal del acoplamiento, incluso con elevados valores de desalineamiento o variación de distancia.
- Debido a que el control de la frecuencia permite trabajar siempre en resonancia, aunque varíe cualquier parámetro del acoplamiento, se consigue que los IGBTs conmuten siempre con corriente cero y las pérdidas de conmutación sean mínimas.

Es importante hacer notar que es suficiente realizar un control PWM de un solo pulso porque, a las frecuencias habituales de transferencia de potencia porque, a las frecuencias habituales de transferencia de potencia (entre 10 y 20 KHz para sistemas de elevada potencia y frecuencias mayores en pequeñas potencias) , la corriente es senoidal incluso con bajos valores de Ciclo de trabajo.

Capítulo 4. Optimización de la geometría del acoplamiento electromagnético

En este capítulo se va a analizar la influencia de la geometría de las bobinas y de la disposición de las espiras, en el factor de acoplamiento y en la capacidad de transferencia de potencia entre dos bobinas acopladas magnéticamente trabajando en resonancia.

Se propone la geometría más apropiada de bobinar los devanados que permita tanto aumentar dicha capacidad de transferir potencia como mejorar el comportamiento frente a desalineamientos entre bobinas.

Se analiza también la utilización de núcleos de ferrita para aumentar la capacidad de transferencia de potencia en el acoplamiento y su influencia en el comportamiento frente a des-alineamientos.

4.1. Introducción

El primero de los aspectos en los que se va a incidir en la optimización de un sistema ICPT es el del diseño físico de las bobinas para optimizar la transferencia de potencia. Partiendo de la ecuación (10), sabemos que cuanto mayor sea el coeficiente de inducción mutua entre las bobinas y menor el coeficiente de auto-inducción del secundario, en una geometría dada, menores serán las corrientes y frecuencias de trabajo para una determinada potencia a transmitir. Esta relación entre coeficientes de inducción en un sistema acoplado magnéticamente se expresa mediante el coeficiente de acoplamiento “k” dado por la ec. (22) .

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (22)$$

Se observa que a menor coeficiente de auto inducción en las bobinas, mayor es el factor de acoplamiento y mejor será la transferencia de potencia al secundario.

En este capítulo se analiza la influencia de la geometría de las bobinas en el comportamiento del acoplamiento inductivo, y la modificación que supone la inclusión de núcleos magnéticos. Para ello, se han seleccionado las 3 formas geométricas básicas más utilizadas: circular, rectangular y cuadrada, siendo la esta última un caso particular de la rectangular (Fig. 24).

Hay que tener en cuenta que este análisis es importante puesto que a mayor coeficiente de acoplamiento, mayor es la potencia transferida para una frecuencia de trabajo dada, o bien, para transferir una potencia deseada hay que analizar con qué geometría se puede trabajar a menor frecuencia de resonancia.

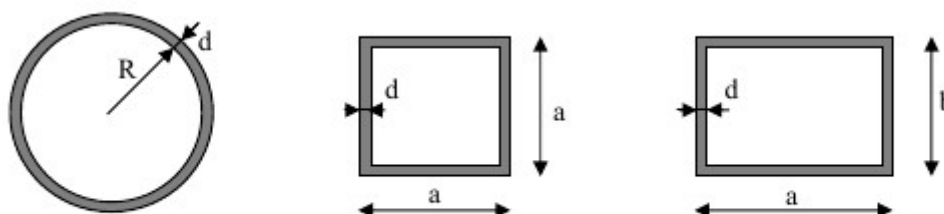


Fig. 24: Formas geométricas de estudio para las bobinas de primario y secundario

En las expresiones clásicas de cálculo de los coeficientes de auto inducción e inducción mutua de bobinas se utiliza el diámetro equivalente “d” que viene dado por:

$$d = 2\sqrt{\frac{N S}{\Pi}} \quad (24)$$

Además de la geometría de las bobinas, se analiza la influencia en el factor de acoplamiento de la forma de bobinar las espiras. Para ello se han considerado 4 disposiciones que se denominan: montaje horizontal, en filas, vertical y circular. En la Fig. 25 se observa la disposición de las espiras en las 4 formas definidas.

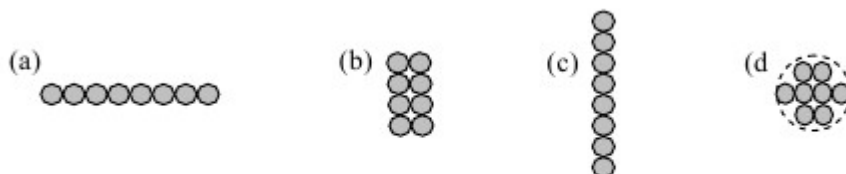


Fig. 25. Distintas disposiciones de las espiras dentro de la bobina: (a) Horizontal ó espiral; (b) En filas; (c) Vertical; (d) Circular.

Para estudiar qué geometría presenta el mejor coeficiente de acoplamiento, se miden los coeficientes de auto inducción y de inducción mutua de tres bobinas con las geometrías anteriormente consideradas, que tengan el mismo número de espiras “N”, la misma longitud de hilo y la misma sección “S”, para que las pérdidas resistivas sean las mismas. Para ello, se han montado físicamente tres prototipos de N=8 espiras y de $S=1 \text{ mm}^2$. El primero de sección circular y radio $R=0,222 \text{ m}$, el segundo de sección cuadrada de lado $a=0,349 \text{ m}$ de lado con la misma longitud de hilo, para que la resistencia total sea la misma, y el tercero de sección rectangular con una relación $a/b=3,5$ (Fig. 24).

4.2 Estudio del coeficiente de autoinducción (L)

4.2.1. Geometría circular.

Para una bobina circular de radio “R” y formada por “N” espiras y cuyo diámetro equivalente es “d”, el coeficiente de auto-inducción puede calcularse mediante la siguiente expresión:

$$L = \mu_0 N^2 R \left(\ln \frac{16R}{d} - 2 \right) \quad (25)$$

Sustituyendo los valores del modelo, se obtiene como resultado una inductancia $L=89,2 \mu\text{H}$.

4.2.2 Geometría rectangular.

Para el cálculo teórico del coeficiente de auto-inducción de las bobinas rectangulares de dimensiones $a \times b$ y N espiras, se ha utilizado la siguiente ecuación:

$$L = 4 \cdot 10^{-7} N^2 \left[(a+b) \ln \left(\frac{4ab}{d} \right) - a \ln (a + \sqrt{a^2 + b^2}) - b \ln (b + \sqrt{a^2 + b^2}) + 2\sqrt{a^2 + b^2} + d - 2(a+b) \right]$$

ecuación (26)

Cuyo resultado para el caso de bobina cuadrada $a=b=0,349 \text{ m}$ y $N=8$, da un coeficiente de auto-inducción $L=86,9 \mu\text{H}$.

A la vista de estos resultados puede concluirse que la geometría que mayor coeficiente de auto-inducción presenta es la circular. Además, dentro de cada geometría, cuanto más circular es la

disposición de las espiras en la construcción de la bobina, mayor es el coeficiente de auto-inducción y mejor es la aproximación obtenida al aplicar la ecuación (26), donde en su cálculo se tiene en cuenta el radio equivalente de las N espiras agrupadas.

Los valores teóricos se han comparado con los resultados experimentales obtenidos de la medición realizada para geometrías circular y cuadrada. Los resultados obtenidos medidos en el montaje real (con disposición de espiras circular) pueden verse en la Tabla 3:

Tabla 3 : Coeficiente de auto inducción medido para las geometrías circular y cuadrada.

Geometría	Medida (montaje real)	Teórico
Circular $R=0,222$ m	83 μ H	89,2 μ H
Cuadrada $a=0,349$ m	78 μ H	86,9 μ H

El menor valor obtenido en la medición es debido a que en la disposición de las espiras en el montaje real no se encuentran perfectamente paralelas y, además, el espacio entre espiras es variable y mayor que en los cálculos teóricos.

Como conclusión se obtiene que los modelos matemáticos servirán para un dimensionamiento inicial de la frecuencia de trabajo a los valores deseados de tensión y potencia en la carga. Sin embargo, en el diseño final del prototipo, los coeficientes de autoinducción reales del montaje serán menores que los obtenidos teóricamente y, por tanto, deberá utilizarse el valor medido para el cálculo de la frecuencia de resonancia y de los condensadores de acoplamiento definitivos.

4.3 Conclusiones

Extrapolando los resultados obtenidos en los apartados anteriores a cualquier tamaño de bobinas, se pueden sacar las siguientes conclusiones:

- Con geometría circular se obtiene el mayor coeficiente de inducción mutua entre bobinas, siendo en torno a un 20 % mayor que con geometría cuadrada y un 50 % mayor que con rectangular.
- Con geometría circular se obtiene el mayor factor de acoplamiento entre bobinas, siendo en torno a un 20 % mayor que con geometría cuadrada y un 50 % mayor que con rectangular.
- El mayor factor de acoplamiento posible se obtiene para bobinas con geometría circular y disposición horizontal de las espiras.
- Con geometría cuadrada se obtiene un incremento en torno al 40% del coeficiente de inducción mutua comparado con la geometría rectangular. Con geometría cuadrada se obtiene un incremento en torno al 30% del factor de acoplamiento comparado con la geometría rectangular.
- La geometría rectangular es la que presenta peor coeficiente de acoplamiento y, por tanto, menor capacidad de transferencia de potencia y sólo se deberá utilizar cuando la aplicación a la cual vaya destinado el sistema ICPT así lo requiera.
- A su vez, se puede observar que para una geometría dada, el coeficiente de inducción mutua va disminuyendo a medida que las espiras se alejan de la forma circular, excepto en la disposición horizontal, donde es prácticamente constante.
- A la hora de bobinar las espiras de ambos devanados es preferible una distribución horizontal de las espiras frente a una disposición vertical.
- En caso de realizar las bobinas de forma rectangular debido a que la aplicación mecánica así lo requiera, se tratará de que las espiras estén en disposición horizontal (una o varias filas) para que el factor de acoplamiento sea máximo.(Fig. 27 -b)

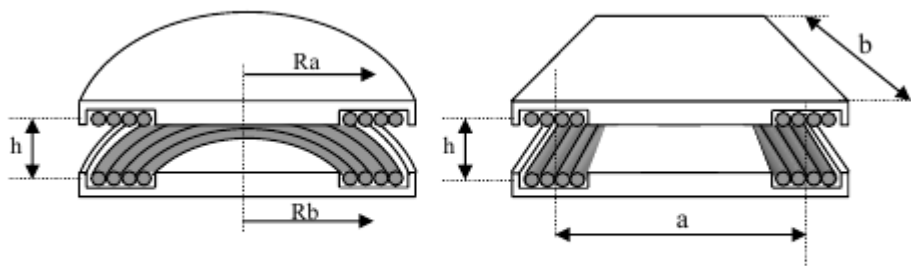


Fig. 27: Disposición geométrica de máximo factor de acoplamiento entre 2 bobinas: a) geometría circular; b) geometría rectangular.

4.4 Geometría adoptada

Como conclusión, se puede asegurar, que la disposición de las espiras de forma horizontal mejora tanto el factor de acoplamiento como la capacidad de transferencia de potencia cuando pueda haber desalineamientos entre bobinas.

Por otro lado, el aumento del tamaño de la bobina emisora no supone una reducción del coeficiente de inducción mutua si no todo lo contrario, existiendo una relación óptima de tamaños que maximiza dicho coeficiente a costa de un incremento en la cantidad de cobre.

En aplicaciones en las que no haya desalineamientos, la geometría óptima estará formada por las dos bobinas cuadradas del mismo tamaño. El aumento de las dimensiones de la bobina emisora, se realizará para aumentar el área de desalineamiento posible sin pérdida de potencia transferida.

Esta configuración de tamaños distintos y distribución plana de las espiras permite que la carga de baterías se haga con un mayor grado de libertad, no necesitándose un perfecto alineamiento entre las bobinas.

Capítulo 5 Análisis del sistema de compensación

En este capítulo, se analizan las ecuaciones básicas de los sistemas clásicos de compensación. A continuación, se calcula analíticamente la condición que ha de cumplir la frecuencia de trabajo para hacer que el sistema ICPT trabaje en el punto de máximo rendimiento.

Este proceso se repite para las cuatro topologías clásicas vistas en el capítulo 1. Asimismo, se determinan las expresiones para el cálculo de los condensadores de resonancia en todas las topologías.

Se definen las condiciones de estabilidad que han de cumplir los factores de calidad de primario y secundario para cada topología.

5.1 Introducción a los sistemas de compensación

Un sistema de acoplamiento inductivo en el aire necesita obligatoriamente de un sistema de compensación en el secundario para incrementar la potencia transferida a la carga, aumentando el factor de calidad del secundario de acuerdo a la ec. (7).

La compensación en el devanado primario no es imprescindible en cuanto al aumento de potencia transferida, utilizándose para minimizar la corriente absorbida de la fuente. Esta capacidad se determinará compensando la parte imaginaria de la impedancia total del sistema vista desde la fuente a la frecuencia de trabajo.

El siguiente paso, por tanto, en el diseño de un sistema ICPT, es la selección de la frecuencia de trabajo de máximo rendimiento y los condensadores de resonancia a esa frecuencia.

De los sistemas clásicos de compensación vistos en el capítulo 1 ¿cuál es la topología más adecuada para la carga de baterías con posición relativa entre bobinas variable? La respuesta a esta pregunta no es sencilla, ya que cada topología de compensación, presenta ventajas e inconvenientes y en la bibliografía no hay un criterio claro establecido. La selección de una u otra se realiza en función del comportamiento de la topología respecto de la carga conectada, es decir, de si la carga óhmica es de valor bajo o alto, si el sistema es para carga de baterías o para alimentación de cargas en movimiento, o si queremos que el ICPT se comporte como una fuente de tensión o de corriente, entre otras.

Hay artículos en los que se analiza el comportamiento de topologías con compensación sólo en uno de los devanados, o en ambos devanados. De los sistemas con compensación únicamente en el devanado de secundario, solo la compensación serie es viable; ya que en este caso, la impedancia reflejada del secundario según la ecuación (16), no tiene parte imaginaria y el factor de potencia es la unidad. En el resto de combinaciones, seleccionando el condensador para trabajar con máximo rendimiento, el factor de potencia visto desde la fuente es bajo; y si se desea alto factor de potencia la transferencia es ineficiente. Se utilizan, por tanto, topologías con doble compensación.

En sistemas doblemente compensados, si se utiliza compensación serie en el lado de secundario, el sistema se comporta como fuente de tensión y por tanto la tensión en el secundario es independiente de la carga conectada y prácticamente igual a la tensión en circuito abierto.

En el caso de compensación paralelo en secundario, ésta se comporta como fuente de corriente independientemente de la carga conectada y prácticamente igual a la corriente en cortocircuito, lo que hace que tenga protección inherente frente a cortocircuitos fortuitos. La compensación paralelo en secundario es, debido a esta característica, la preferida en aplicaciones de carga de baterías.

La compensación en primario, se elige en función de la tensión y corriente máximas que deseemos suministre la fuente; así, la compensación serie en primario es mejor para compensar largos devanados primarios, o para limitar la tensión a la salida de la fuente. La compensación paralelo en primario, se utiliza para que la corriente suministrada por la fuente sea sólo la parte real de la consumida por el sistema disminuyendo, de esta forma, la corriente por los IGBTs. Esta es la topología preferida en sistemas con múltiples secundarios alimentados desde el mismo primario. Sin embargo, la corriente que circula por la bobina y el condensador en paralelo es mucho más elevada que en compensación serie (para la misma potencia), lo que conlleva que la sección de los cables en

el devanado sea mayor y las pérdidas en los devanados mayores.

A la vista de que no existe un criterio claro de que tipo de compensación es preferida para aplicaciones de carga de baterías, en este capítulo se van a definir las ecuaciones de selección de los condensadores de resonancia para los 4 tipos clásicos de compensación en ambos devanados, con el objeto de poder analizar, el comportamiento de dichas topologías frente a variación de parámetros.

5.2 Cálculo de los condensadores de compensación

Tal y como se vio en el capítulo 1, la frecuencia trabajo de un sistema ICPT para unas dimensiones dadas, se determinará para la condición de máximo rendimiento y no para la de máxima potencia. Esto es debido a que en los sistemas con compensación paralelo en primario (PS y PP), esta frecuencia es prácticamente la misma para ambas condiciones; sin embargo, en sistemas con compensación serie en primario (SS y SP), la curva de argumento del sistema frente a variaciones de frecuencia, presenta 3 resonancias en lo que se denomina fenómeno de bifurcación, siendo la frecuencia de trabajo óptima la resonancia central o de máxima eficiencia.

A continuación, se determinará la frecuencia de resonancia óptima para las compensaciones clásicas y las expresiones para el cálculo de los condensadores de primario y secundario en función de dicha frecuencia.

5.2.1 Compensación SS

El circuito equivalente viene dado por:

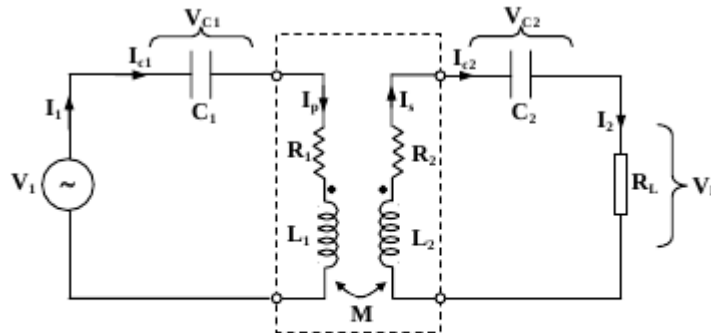


Fig. 35. Circuito equivalente de un ICPT con compensación SS.

Las ecuaciones del circuito son:

$$V_1 = [R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})]I_1 - j\omega M I_2 = (R_1 + jX_1)I_1 - j\omega M I_2 = Z_1 I_1 - j\omega M I_2 \quad (27)$$

$$0 = [(R_2 + R_L) + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})]I_2 - j\omega M I_1 = [(R_2 + R_L) + jX_2]I_2 - j\omega M I_1 = Z_2 I_2 - j\omega M I_1 \quad (28)$$

La impedancia reflejada en compensación SS viene dada por:

$$Z_r = \frac{w^2 M^2 (R_L + R_2)}{(R_L + R_2)^2 + (wL_2 - \frac{1}{wC_2})^2} - j \frac{w^2 M^2 (wL_2 - \frac{1}{wC_2})}{(R_L + R_2)^2 + (wL_2 - \frac{1}{wC_2})^2} \quad (29)$$

La condición de máxima potencia en la carga da lugar según la ecuación (17) implica:

$$R_1 = \frac{w^2 M^2 (R_L + R_2)}{(R_L + R_2)^2 + (wL_2 - \frac{1}{wC_2})^2} \quad (30)$$

$$(wL_1 - \frac{1}{wC_1}) = \frac{-w^2 M^2 (wL_2 - \frac{1}{wC_2})}{(R_L + R_2)^2 + (wL_2 - \frac{1}{wC_2})^2} \quad (31)$$

Trabajando en resonancia en primario y secundario:

$$w_{op} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (32)$$

La ecuación (31) se cumple con sólo hacer cero ambos términos en ambos lados de la igualdad, obteniéndose las capacidades de compensación de ambos devanados y de la ecuación (30) se determinará la frecuencia de resonancia de potencia óptima:

$$w_{op} = \frac{\sqrt{R_1 (R_2 + R_L)}}{M} \quad (33)$$

A mayor coeficiente de inducción mutua entre bobinas “M”, menor será la frecuencia óptima. Esto se va a cumplir con todas las compensaciones. Como en la práctica el valor de “M” en el aire es bajo, la frecuencia de resonancia a la que se deberá trabajar será alta. Tal y como se vio en el capítulo 1, la eficiencia de la transferencia trabajando a esta frecuencia será baja, es por ello que hay que buscar la frecuencia de diseño “ w_d ” que conlleve el máximo rendimiento.

5.2.2 Compensación SP

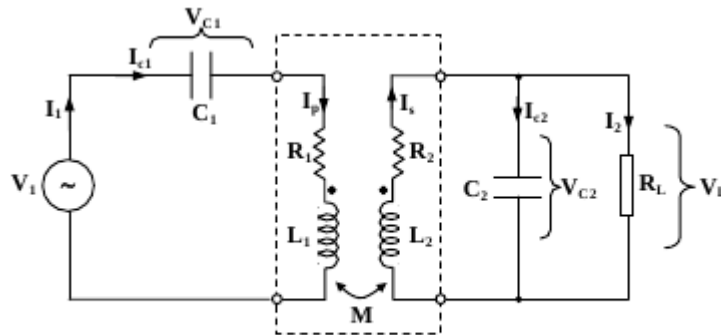


Fig. 36. Circuito equivalente de un ICPT con compensación SP.

Las ecuaciones del circuito son:

$$V_1 = [R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})] I_1 - j\omega M I_s = (R_1 + jX_1) I_1 - j\omega M I_s = Z_1 I_1 - j\omega M I_s \quad (34)$$

$$0 = (R_2 + j\omega L_2) I_s + R_L I_2 - j\omega M I_1 \quad (35)$$

$$I_s = I_{c2} + I_2 \quad (36)$$

A su vez, dado que la tensión en C_2 y la tensión en la carga coinciden:

$$I_{c2} = j\omega R_L C_2 I_2 \quad (37)$$

Las ecuaciones (34) y (35) se pueden expresar en función de las corrientes I_1 e I_2 :

$$V_1 = [R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})] I_1 - j\omega M (1 + j\omega R_L C_2) I_2 \quad (38)$$

$$0 = (R_2 + j\omega L_2) (1 + j\omega R_L C_2) I_2 + R_L I_2 - j\omega M I_1 \quad (39)$$

Y además:

$$I_2 = \frac{j\omega M}{R_L + (R_2 + j\omega L_2)(1 + j\omega R_L C_2)} I_1 \quad (40)$$

Sustituyendo en la ec. (38):

$$V_1 = [R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})] I_1 - j\omega M (1 + j\omega R_L C_2) \frac{j\omega M}{R_L + (R_2 + j\omega L_2)(1 + j\omega R_L C_2)} I_1 \quad (41)$$

$$V_1 = [Z_1 + \frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega R_L C_2)}{R_L + (R_2 + j\omega L_2)(1 + j\omega R_L C_2)}] I_1 = [Z_1 + Z_r] I_1 \quad (42)$$

Lo que indica que cuanto menor sea el coeficiente de autoinducción del devanado secundario, mayor rendimiento. Esto da lugar a que los acoplamientos SP deberán tener muy pocas espiras de secundario y de elevada sección (R_2 pequeña) para conseguir transferir potencia con rendimientos elevados.

5.2.3 Compensación PS

El circuito equivalente viene dado por:

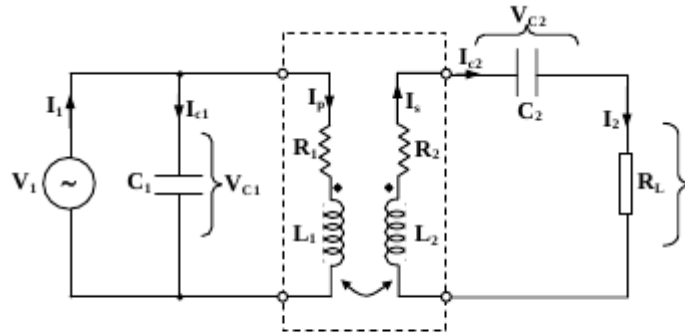


Fig. 37. Circuito equivalente de un ICPT con compensación PS.

Las ecuaciones del circuito son

$$V_1 = (R_1 + j\omega L_1) I_p - j\omega M I_2 \quad (43)$$

$$0 = [R_2 + R_L + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})] I_2 - j\omega M I_p \quad (44)$$

$$I_{c1} = j\omega C_1 V_1 \quad (45)$$

$$I_1 = I_{c1} + I_p \quad (46)$$

Expresando la ecuación (46) en función de las corrientes por el primario:

$$I_p = I_1 - j\omega C_1 V_1 \quad (47)$$

$$I_2 = \frac{j\omega M}{R_L + R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})} I_p \quad (48)$$

$$V_1 = [R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_L + R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})}] I_p \quad (49)$$

$$V_1 = (Z_1 + Z_r) I_p \quad (50)$$

Correspondiente al circuito equivalente visto desde el primario:

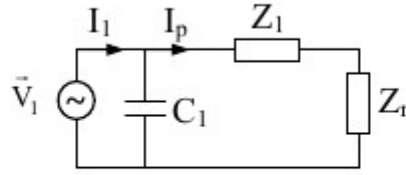


Fig. 38. Circuito equivalente visto desde la red con la impedancia reflejada del secundario

En este caso la impedancia reflejada del secundario vale:

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{R_L + R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})} \quad (51)$$

Análogamente que en compensación SS, la parte imaginaria de la impedancia reflejada es cero con sólo trabajar a frecuencia de resonancia en el secundario podemos obtener la frecuencia de trabajo de máxima potencia, que es la misma expresión que en compensación SS.

$$\omega = \frac{\sqrt{R_1(R_2 + R_L)}}{M} \quad (52)$$

La obtención de la capacidad del secundario se obtendrá a partir de la impedancia total del acoplamiento PS según la ec. (43) en función de la corriente de la fuente I_1 viene dada por:

$$V_1 = \left[R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_L + R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})} \right] (I_1 - j\omega C_1 V_1) \quad (53)$$

$$Z_{total} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_L + R_2} + j\omega L_1}{1 + j\omega C_1 \left[R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_L + R_2} \right]} \quad (54)$$

La capacidad C_1 tiene que compensar la parte reactiva de la impedancia total del acoplamiento vista desde la red, y sabiendo que:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (55)$$

Despreciando R_2 , podemos despejar la capacidad C_1 :

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad (56)$$

$$C_1 = \frac{L_2 C_2}{L_1 + \frac{M^4}{L_1 L_2 C_2 R_L^2}} \quad (57)$$

5.2.4 Compensación PP

El circuito equivalente viene dado por:

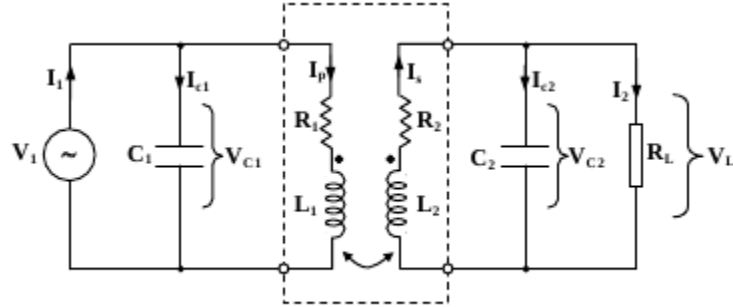


Fig. 39. Circuito equivalente de un ICPT con compensación PP.

Las ecuaciones del circuito quedan:

$$V_1 = (R_1 + j\omega L_1) I_p - j\omega M I_s \quad (58)$$

$$0 = (R_2 + j\omega L_2) I_s + R_L I_2 - j\omega M I_p \quad (59)$$

$$I_s = I_2 + I_{c2} \quad (60)$$

$$I_1 = I_{c1} + I_p \quad (61)$$

Además, por igualdad de tensiones en condensador C_2 y en la carga:

$$I_{c2} = j\omega R_L C_2 I_2 \rightarrow I_s = (1 + j\omega R_L C_2) I_2 \quad (62)$$

Y la corriente por el condensador C_1 :

$$I_{c1} = V_1 j\omega C_1 \quad (63)$$

Así, la relación entre las corrientes por ambos devanados viene expresada por:

$$I_s = \frac{j\omega M (1 + j\omega R_L C_2)}{R_L + (R_2 + j\omega L_2)(1 + j\omega R_L C_2)} I_p \quad (64)$$

Sustituyendo en la ecuación (58):

$$V_1 = (R_1 + j\omega L_1) I_p + \frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega R_L C_2)}{R_L + (R_2 + j\omega L_2)(1 + j\omega R_L C_2)} I_p \quad (65)$$

Donde de nuevo es posible expresar el circuito en función de la impedancia reflejada

$$V_1 = (Z_1 + Z_r) I_p \quad (66)$$

Trabajando a la frecuencia de resonancia del secundario:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (67)$$

La condición de máxima potencia transferida es:

$$\Re(Z_r) = \frac{M^2 R_L}{L_2^2} \quad (68)$$

$$\Im(Z_r) = \frac{-\omega M^2}{L_2} \quad (69)$$

La parte imaginaria de la impedancia reflejada en la compensación PP no se anula, y por tanto el condensador de primario deberá compensar tanto la reactancia del primario como la parte reactiva de la impedancia reflejada. Despejando ω de esta ecuación se obtiene la frecuencia de trabajo de máxima potencia:

$$\omega^2 = \frac{R_1(L_2 + C_2 R_2 R_L)^2 - M^2(R_2 + R_L)}{M^2 C_2^2 R_2 R_L^2} \quad (70)$$

Lo que indica que cuanto menor sea el coeficiente de autoinducción del devanado secundario y mayor el coeficiente de inducción mutua, mayor rendimiento. Esto da lugar a que los acoplamientos PP deberán tener muy pocas espiras de secundario y de elevada sección (R_2 pequeña) para conseguir transferir potencia con rendimientos altos.

La capacidad del secundario a partir de la impedancia total del acoplamiento PP según la ec. (66) en función de la corriente de la fuente I_1 dada por:

$$I_p = I_1 - j\omega C_1 V_1 \quad (71)$$

Sustituyendo en (66) :

$$V_1 = (Z_1 + Z_r)(I_1 - V_1 j\omega C_1) \quad (72)$$

Para determinar la capacidad del condensador C_1 , hay que igualar a cero la parte imaginaria de la impedancia total vista desde la red.

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad C_1 = \frac{(L_1 L_2 - M^2) L_2^2 C_2}{(L_1 L_2 - M^2)^2 + \frac{M^4 R_L^2 C_2}{L_2}} \quad (73)$$

5.3 Determinación de los parámetros nominales

Una vez determinadas las frecuencias de trabajo en función de la carga aplicada y la geometría del acoplamiento, y obtenidas las expresiones de los condensadores de resonancia, el siguiente paso es definir los parámetros eléctricos nominales que intervienen; como son las potencias, corrientes y tensiones en los diferentes elementos.

Tabla 14. Parámetros eléctricos para las diferentes topologías

	SS	SP	PS	PP
\vec{I}_1	$\frac{\vec{V}_1}{\vec{Z}_{T_SS}}$	$\frac{\vec{V}_1}{\vec{Z}_{T_SP}}$	$\frac{\vec{V}_1}{\vec{Z}_{T_PS}}$	$\frac{\vec{V}_1}{\vec{Z}_{T_PP}}$
\vec{I}_p	\vec{I}_1	\vec{I}_1	$\vec{I}_1 - j\omega C_1 \vec{V}_1$	$\vec{I}_1 - j\omega C_1 \vec{V}_1$
\vec{I}_{C1}	\vec{I}_p	\vec{I}_p	$\vec{V}_1 j\omega C_1$	$\vec{V}_1 j\omega C_1$
\vec{V}_{C1}	$\frac{\vec{I}_1}{jC_1\omega}$	$\frac{\vec{I}_1}{jC_1\omega}$	\vec{V}_1	\vec{V}_1
\vec{I}_s	$\frac{j\omega M \vec{I}_p}{(R_2 + R_L + j(L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}))}$	$\frac{j\omega M(1 + jR_L C_2\omega) \vec{I}_p}{R_L + (R_2 + jL_2\omega)(1 + jR_L C_2\omega)}$	$\frac{j\omega M \vec{I}_p}{(R_2 + R_L + j(L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}))}$	$\frac{j\omega M(1 + jR_L C_2\omega) \vec{I}_p}{R_L + (R_2 + jL_2\omega)(1 + jR_L C_2\omega)}$
\vec{I}_2	\vec{I}_s	$\frac{1}{(1 + jR_L C_2\omega)} \vec{I}_s$	\vec{I}_s	$\frac{1}{(1 + jR_L C_2\omega)} \vec{I}_s$
\vec{I}_{C2}	\vec{I}_s	$jR_L C_2\omega \vec{I}_2$	\vec{I}_s	$jR_L C_2\omega \vec{I}_2$
\vec{V}_C	$\frac{\vec{I}_s}{jC_2\omega}$	$\frac{\vec{I}_{C2}}{jC_2\omega}$	$\frac{\vec{I}_s}{jC_2\omega}$	$\frac{\vec{I}_{C2}}{jC_2\omega}$
\vec{V}_L	$R_L \cdot \vec{I}_2$	\vec{V}_{C2}	$R_L \cdot \vec{I}_2$	\vec{V}_{C2}
P_2	$R_L I_2^2$	$R_L I_2^2$	$R_L I_2^2$	$R_L I_2^2$

5.4 Estudio de las condiciones de estabilidad del sistema

Trabajando en resonancia con los condensadores calculados en el apartado anterior para cada compensación, el sistema se comporta como puramente óhmico visto desde la red y transfiriendo potencia con la máxima eficiencia. Todos los parámetros eléctricos del acoplamiento tales como tensiones en la carga, tensiones sobre los condensadores, corrientes por las bobinas y por condensadores, corriente suministrada por la fuente, etc, están definidos a esa frecuencia de trabajo y los denominaremos valores nominales; pero ¿qué ocurre si la frecuencia de alimentación es distinta de la resonancia?

El análisis de la estabilidad del sistema frente a variaciones de parámetros es vital para el correcto funcionamiento del acoplamiento. Un comportamiento estable implica que los parámetros eléctricos serán menores o iguales a los nominales, mientras que un comportamiento inestable, supone que algún parámetro eléctrico está por encima de su valor nominal y necesitará de un control preciso. La estabilidad del acoplamiento frente a la frecuencia, depende fuertemente del tipo de compensación elegida y de los factores de calidad de primario y secundario, los cuales vienen definidos por:

$$q_p = \frac{VAr_1}{p_1} \quad q_s = \frac{VAr_2}{p_2} \quad (74)$$

En compensaciones SS y PS no hay parte imaginaria reflejada, y la potencia total absorbida de la red es la consumida por la parte real de la impedancia reflejada.

En compensaciones SP y PP la impedancia reflejada tiene parte imaginaria

Para analizar la estabilidad, se parte de las ecuaciones de la parte imaginaria de la impedancia total del sistema visto desde la red para cualquier frecuencia.

Tabla 15. Parte imaginaria de la impedancia total para cada compensación

SS	$(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}) - \frac{\omega^2 M^2 (L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega})}{(R_2 + R_L)^2 + (L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega})^2}$
SP	$(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}) - \frac{\omega^3 M^2 [C_2 R_L^2 (\omega^2 L_2 C_2 - 1) + L_2]}{(R_2 + R_L - \omega^2 L_2 C_2 R_L)^2 + \omega^2 (L_2 + C_2 R_2 R_L)^2}$
PS	$\frac{L_1\omega (1 - L_1 C_1 \omega^2) - \omega C_1 (R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{(R_2 + R_L)})^2}{(1 - L_1 C_1 \omega^2) + \omega^2 C_1^2 (R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{(R_2 + R_L)})^2}$
PP	$\frac{(L_1\omega - \frac{\omega M^2}{L_2}) \left[1 - \omega C_1 (L_1\omega - \frac{\omega M^2}{L_2}) \right] - \omega C_1 (\frac{M^2 R_L}{L_2^2})^2}{\left[1 - \omega C_1 (L_1\omega - \frac{\omega M^2}{L_2}) \right]^2 - \omega^2 C_1^2 (\frac{M^2 R_L}{L_2^2})^2}$

Esta impedancia total, puede tener más de una raíz real que anule la componente imaginaria fenómeno denominado de Bifurcación y que puede comprometer la estabilidad del sistema.

Para evitar este fenómeno y conseguir que el sistema tenga una sola frecuencia de resonancia y por tanto sea estable, se debe cumplir una relación entre los factores de calidad de primario y secundario. la condición de estabilidad frente al fenómeno de bifurcación viene dada por:

Tabla 16. Condiciones de estabilidad para las topologías de compensación.

SS	SP	PS	PP
$q_p > \frac{4q_s^3}{4q_s^2 - 1}$	$q_p > q_s + \frac{1}{q_s}$	$q_p > q_s$	$q_p > q_s + \frac{1}{q_s}$

Para aumentar la potencia transferida de acuerdo a la ecuación (10), interesa que $q_s \gg 1$, esto implica para las 4 topologías, que basta que el factor de calidad del primario sea mayor que el factor de calidad del secundario, para que en el sistema no exista bifurcación y por tanto una única frecuencia de resonancia.

5.4.1 Compensación SS

Los resultados para los diferentes parámetros eléctricos se pueden ver en la Fig. 40:

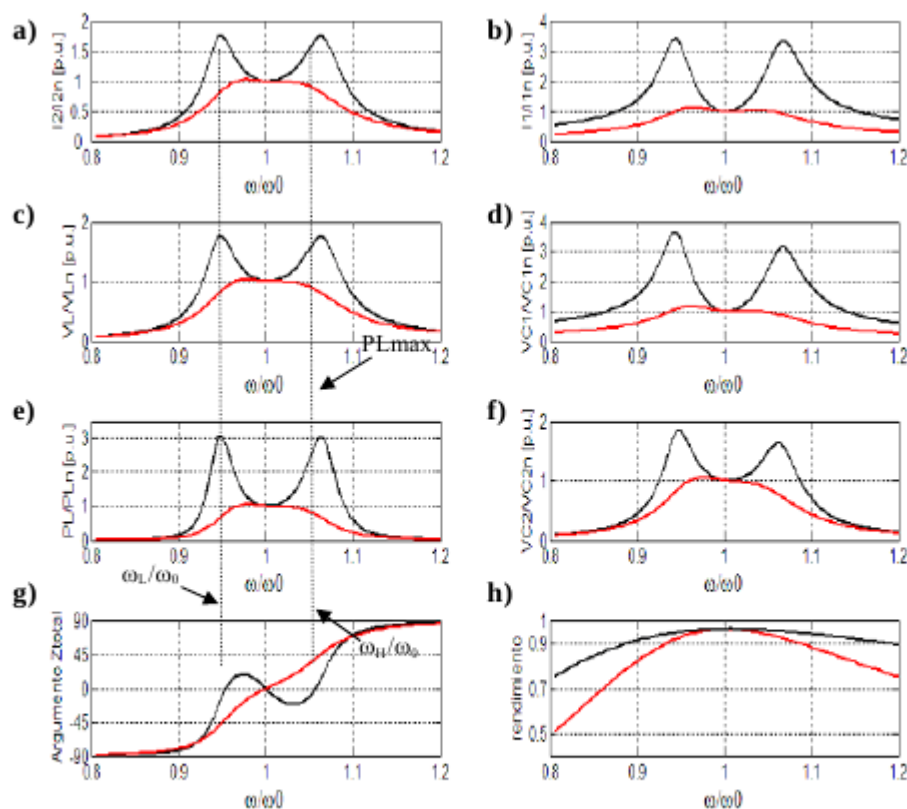


Fig. 40. Variación de los parámetros eléctricos en la topología SS al variar la frecuencia en torno a un $\pm 20\%$ de la frecuencia

Características:

- Tensión en la carga V_L y corriente por la carga I_2 (Fig. 40- a y c) : Si $q_p < q_s$, se produce un incremento de la tensión y por tanto de la corriente por la carga de hasta un 80%.
- Potencia transferida a la carga P_L : Se producen unos picos de potencia de hasta un 300% de la nominal (Fig. 40-e) y ligeramente mayores a la potencia transferida a las frecuencias de

resonancia baja (ω_L) y alta (ω_H).

- Corriente absorbida de la red I_1 (Fig. 40-b): Puede llegar al 350% de la corriente nominal, pudiendo dañar la fuente. Esta es la magnitud que hace al sistema más inestable y la que más hay que controlar.
- Tensiones en los condensadores V_{C1} y V_{C2} : Aumentan considerablemente, sobretodo la de primario pudiendo llegar al 350 % de su valor nominal (Fig. 40-d). Los condensadores deberán estar sobredimensionados en tensión en compensación SS para soportar posibles sobre tensiones.
- Las corrientes por los condensadores I_{C1} e I_{C2} , son iguales a las de la fuente y carga respectivamente, y por tanto mucho mayores que los valores nominales. Pueden dañarse los condensadores.
- El rendimiento va decayendo conforme nos alejamos de la frecuencia central, aunque permanece en valores elevados (Fig. 40-h).

5.4.2 Compensación SP

Los resultados para los diferentes parámetros eléctricos se pueden ver en la Fig. 41:

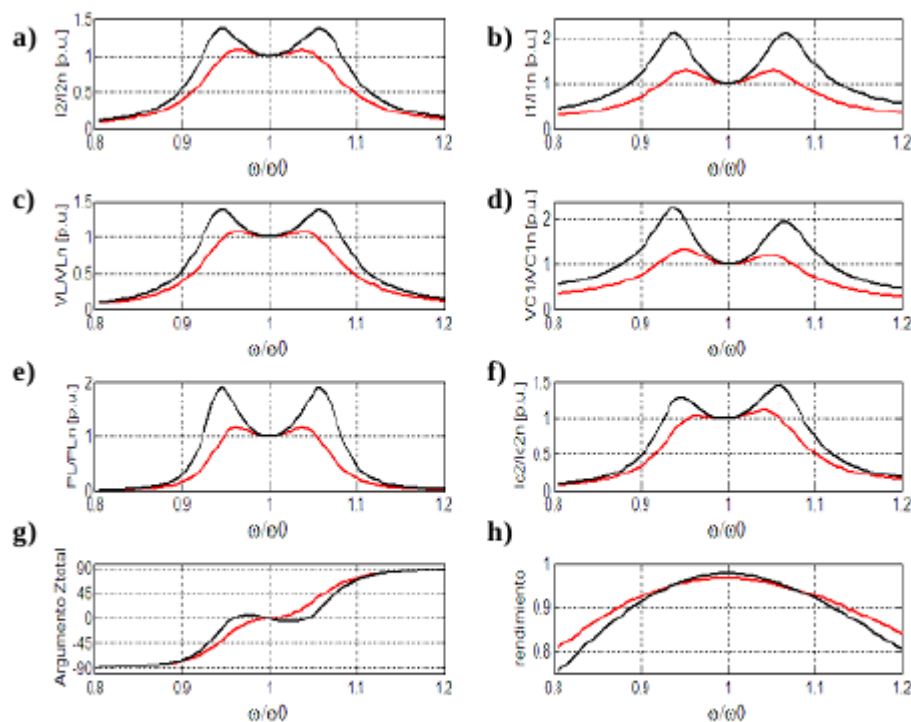


Fig. 41. Variación de los parámetros eléctricos en la topología SP al variar la frecuencia en torno a un $\pm 20\%$ de la frecuencia.

Conclusiones:

- La variación de parámetros es más suave que con compensación SS, esto hace que un mal diseño del sistema no sea tan crítico.
- Tensión en la carga V_L y corriente por la carga I_2 (Fig. 41-a y c): Si $q_p < q_s$, se produce un incremento de la tensión y por tanto de la corriente por la carga de hasta un 40%.
- Potencia transferida a la carga P_L : Se producen unos picos de potencia de hasta un 80%

de la nominal (Fig. 41-e) y ligeramente mayores a la potencia transferida a las frecuencias de resonancia baja (ω_L) y alta (ω_H).

- Corriente absorbida de la red I1 (Fig. 41-b): Puede llegar al 200 % de la corriente nominal, pudiendo dañar la fuente.
- Las tensiones en los condensadores V_{C1} y V_{C2} aumentan moderadamente, más la de primario pudiendo llegar al 220 % de su valor nominal (Fig. 41-d). Los condensadores deberán estar sobredimensionados en tensión en compensación SP para soportar posibles sobretensiones.
- Las corrientes por los condensadores I_{C1} e I_{C2} , pueden ser hasta un 50% superior a sus valores nominales, pudiendo llegar a dañarlos.
- El rendimiento va decayendo conforme nos alejamos de la frecuencia central, aunque permanece en valores elevados (Fig. 41-h).

5.4.3 Compensación PS

Los resultados para los diferentes parámetros eléctricos se pueden ver en la Fig. 42, observándose un comportamiento muy distinto de los sistemas con compensación paralelo en primario respecto de los sistemas con compensación serie en primario. Todas las magnitudes excepto la corriente de primario disminuyen respecto a sus valores nominales.

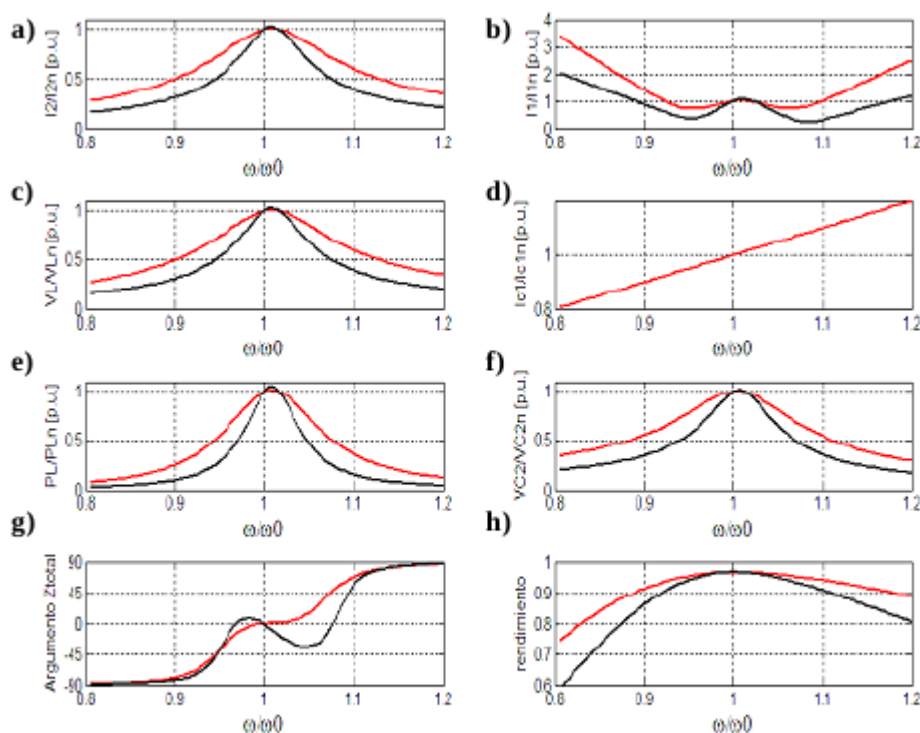


Fig. 42. Variación de los parámetros eléctricos en la topología PS al variar la frecuencia en torno a $\pm 20\%$ de la frecuencia

Características:

- Los parámetros eléctricos en la carga presentan un comportamiento estable aunque se de bifurcación.
- La máxima potencia transferida a la carga (Fig. 42-e) se da a una frecuencia ligeramente mayor que la de trabajo, y que coincide prácticamente con la condición de máximo

rendimiento (Fig. 42-h)

- Corriente absorbida de la red I_1 (Fig. 42-b) : Puede llegar el 200% de la corriente nominal, pudiendo dañar la fuente.
- Tensiones en los condensadores V_{C1} y V_{C2} : En C_1 no hay problemas porque coincide con la tensión de la fuente y en C_2 la tensión va disminuyendo.
- Las corrientes por los condensadores I_{C1} e I_{C2} : la inestabilidad se da en la corriente por el condensador C_1 (Fig. 42-d), ya que es lineal con la frecuencia pudiendo ser un 20% mayor que la nominal.
- Rendimiento: Va decayendo conforme nos alejamos de la frecuencia central (Fig. 42-h). Al disminuir la frecuencia, esta disminución es mucho más acusada que en las topologías serie en primario.

5.4.4 Compensación PP

Análogamente al caso anterior, todas las magnitudes excepto la corriente de primario disminuyen respecto a sus valores nominales, Produciéndose una disminución menos acusada aunque con un incremento mayor en la corriente de primario.

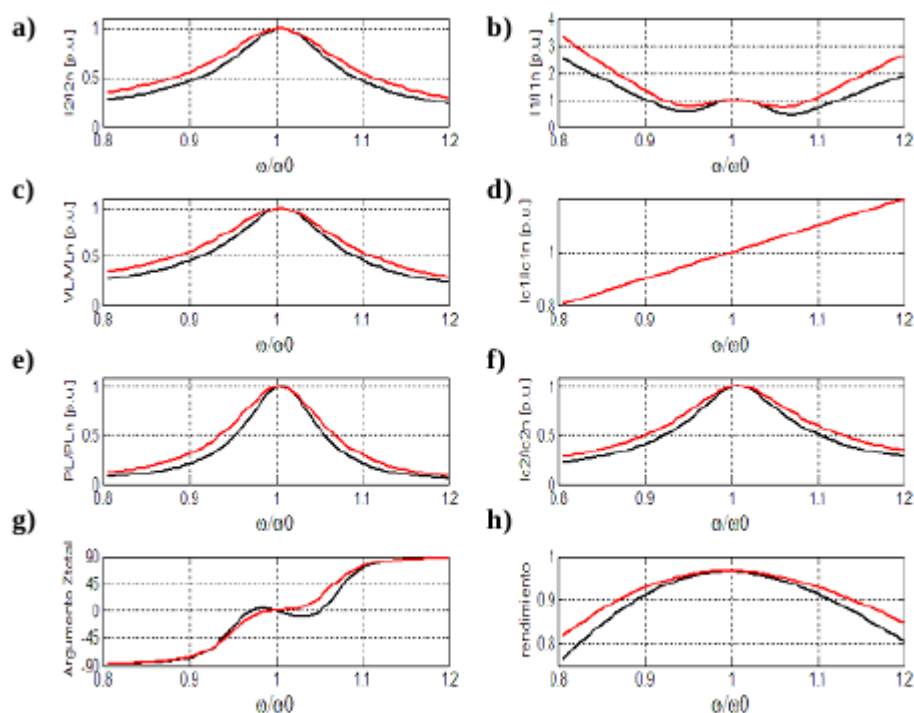


Fig. 43. Variación de los parámetros eléctricos en la topología PP al variar la frecuencia en torno a un $\pm 20\%$ de la frecuencia

Características:

- Los parámetros eléctricos en la carga presentan un comportamiento estable aunque se dé bifurcación.
- La máxima potencia transferida a la carga (Fig. 43-e) se da a una frecuencia ligeramente mayor que la de trabajo, y que coincide prácticamente con la condición de máximo rendimiento (Fig. 43-h)
- La corriente absorbida de la red I_1 (Fig. 43-b), puede llegar el 250% de la corriente

nominal, pudiendo dañar la fuente.

- Tensiones en los condensadores V_{C1} y V_{C2} : No hay problemas de tensión en ninguno de los condensadores ya que coinciden con la tensión de la fuente y de la carga respectivamente.
- Las corrientes por los condensadores I_{C1} e I_{C2} : La inestabilidad se da en la corriente por el condensador C_1 (Fig. 43-d), ya que es lineal con la frecuencia pudiendo ser un 20% mayor que la nominal.
- Rendimiento: Va decayendo conforme nos alejamos de la frecuencia central (Fig. 43-h), pero no tanto como con compensación PS.

5.5 Conclusiones

Sistemas con compensación serie en primario:

- Son muy estables ante variaciones de frecuencia si son diseñados adecuadamente.
- Los sistemas SP presentan menor criticidad en el diseño que los SS.
- Una mala selección del número de espiras y secciones, da como resultado sistemas muy inestables.
- Los condensadores no se van a ver sometidos a mayores tensiones o corrientes que los nominales.

Sistemas con compensación paralelo en primario:

- La inestabilidad en la corriente absorbida de la red, no se soluciona con un buen diseño del acoplamiento.
- Necesitan obligatoriamente de un control muy preciso en corriente, de tal forma que normalmente son alimentados con sistemas a corriente constante.
- Incluso alimentando el sistema a corriente constante, la corriente por el condensador de primario será mayor que la nominal al aumentar la frecuencia. Por tanto, se deberá tener en cuenta el sobredimensionamiento en corriente en el condensador de primario.

Capítulo 6 Comportamiento de las topologías frente a variación de parámetros. Selección de la topología óptima para carga de baterías

En este capítulo se analiza el comportamiento del sistema óptimo diseñado en las cuatro topologías clásicas cuando los parámetros externos al acoplamiento, como son la carga conectada, la distancia y la posición entre bobinas, varían. Este análisis del comportamiento frente a perturbaciones, servirá para analizar las limitaciones de funcionamiento de las distintas topologías en condiciones de trabajo distintas a las nominales, en orden a seleccionar aquella topología que mejor se adapte a las condiciones reales de carga de baterías y definir un sistema de control adecuado.

Se analiza la influencia que presenta en el comportamiento frente a desalineamientos cuando la bobina emisora sea de mayor tamaño que la receptora.

Por último, se comprueban los resultados teóricos de diseño para el caso real de alimentación de baterías con rectificación en el receptor.

6.1 Introducción

En el capítulo anterior se ha demostrado que la topología SS es la que menor cantidad de cobre requiere y por tanto la óptima desde un punto de vista económico, ahora bien, para seleccionar la mejor topología de un sistema de carga de baterías hay que analizar el comportamiento de las topologías óptimas frente a la variación de los parámetros de trabajo.

En primer lugar, hay que considerar que en el caso de la carga de baterías, éstas deben ser alimentadas en continua y por tanto, se deberá rectificar la tensión obtenida en el devanado receptor. Además, las baterías presentan una impedancia variable conforme se van cargando y por tanto habrá que analizar el comportamiento del sistema frente a cargas variables. Otros parámetros que pueden variar son la distancia entre bobinas, y la posición relativa entre bobinas.

Por último, para aumentar el área de transferencia a potencia nominal, será necesario incrementar el tamaño de la bobina emisora respecto a su óptimo y por tanto, deberá considerarse el comportamiento cuando las bobinas sean de tamaños distintos.

Por todos ello, se van a considerar los siguientes aspectos:

- Variación de la resistencia de carga conectada al receptor y, en el límite, comportamiento en cortocircuito y en circuito abierto.
- Variación de la distancia entre bobinas respecto de la nominal.
- Variación de la posición relativa entre bobinas, o lo que es lo mismo, comportamiento cuando no estén perfectamente alineadas.
- Comportamiento con bobinas de tamaños diferentes.
- Influencia de la rectificación en el lado receptor y comportamiento con carga tipo baterías .

6.2 Variación de la resistencia de carga

El comportamiento del sistema frente a variaciones de la impedancia de carga es fundamental en el análisis de estabilidad del acoplamiento para carga de baterías. La carga equivalente utilizada en el diseño óptimo del acoplamiento viene dada por los valores nominales de tensión y potencia a transferir según la ec.(150). En la práctica, la carga de baterías supone que la impedancia conectada al receptor varía en el tiempo, por tanto se va a analizar el comportamiento de los parámetros eléctricos cuando la resistencia de carga varía desde el 10% al 1000% de la resistencia nominal.

En la Fig. 65, se observa la variación de las principales magnitudes eléctricas en los cuatro tipos básicos de compensación cuando se produce una variación de la carga equivalente conectada. Se ha representado la carga en escala logarítmica para una mejor observación del comportamiento con pequeños valores de carga.

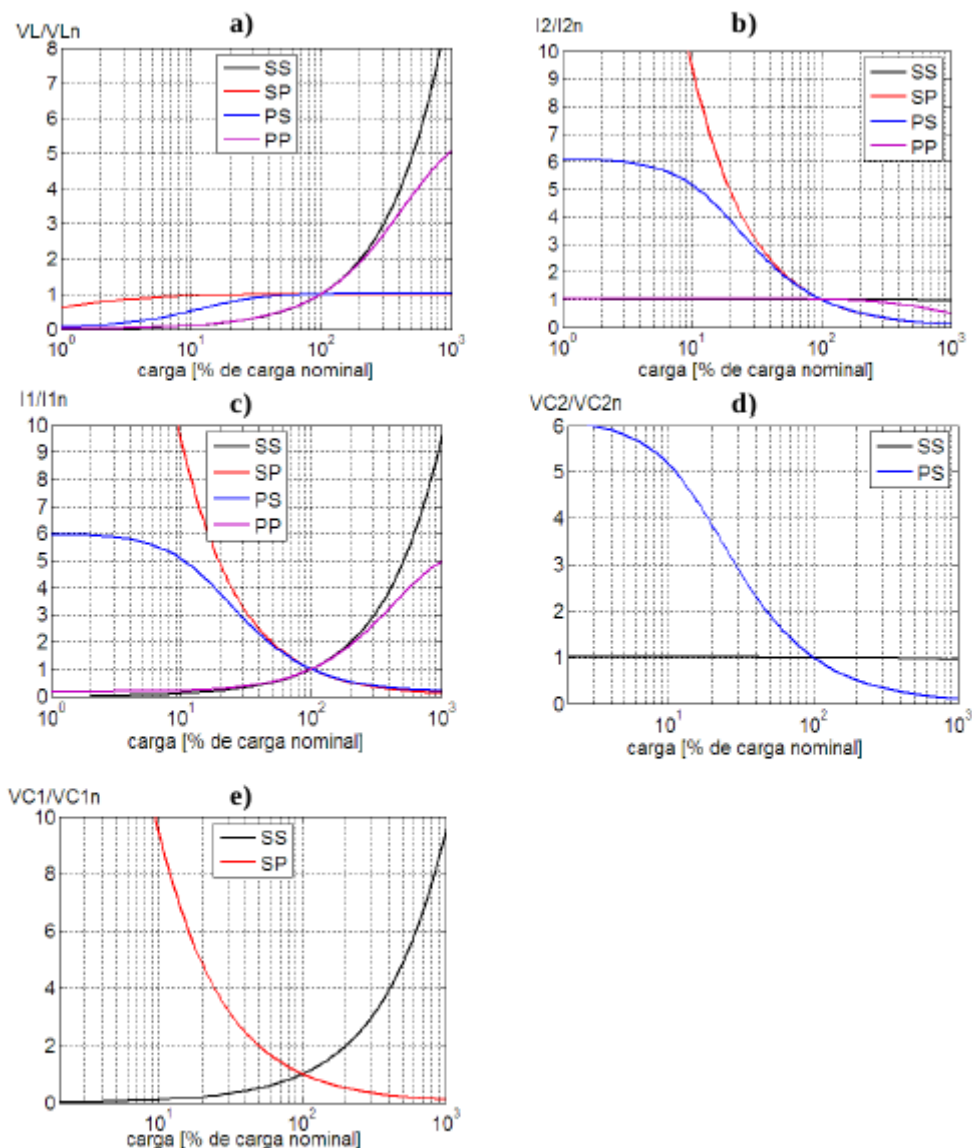


Fig. 65. Variación de las principales magnitudes eléctricas en p.u. frente a variaciones en la carga

La tensión en la carga (Fig. 65-a) en circuito abierto ($R_L \rightarrow \infty$) se mantiene constante e igual a la nominal en compensaciones SP y PS, presentando un comportamiento muy estable y seguro en el circuito de secundario; sin embargo en compensación PP aumenta hasta 5 veces la tensión nominal y hasta 150 veces mayor en SS, pudiendo llegar a valores peligrosos. Se concluye que las compensaciones PP y SS no pueden quedarse en circuito abierto sin un control apropiado. En compensación SP la tensión permanece constante desde un 10 % de la carga nominal, comportándose como fuente de tensión. La corriente por la carga en cortocircuito ($R_L = 0$), presenta un comportamiento estable en compensaciones SS y PP siendo igual a la corriente nominal, por tanto presentan protección intrínseca frente a cortocircuitos fortuitos en la carga.

En compensaciones SP y PS (Fig. 65-b), el comportamiento es inestable, pudiendo llegar a 150 veces la nominal en compensación SP. Se concluye que las compensaciones SP y PS no pueden

quedarse en cortocircuito sin un control apropiado.

Respecto de la corriente absorbida de la fuente (Fig. 65-c), las compensaciones SS y PP presentan comportamiento estable frente a cortocircuitos, limitándose de forma intrínseca la corriente a valores inferiores a la corriente nominal, pero aumentando conforme lo hace la impedancia. En compensaciones SP y PS es necesario incluir protección contra cortocircuitos en la carga o utilización de sistemas de alimentación a corriente constante.

El hecho de un comportamiento estable en cortocircuito en compensaciones SS y PP es una ventaja en el uso de técnicas DC-DC de control de la potencia transferida mediante transistor de puenteo de la carga.

Los valores de tensión y corriente en los condensadores también se ven modificados.

Así, en compensación SS, las tensiones y corrientes en los condensadores sigue la misma evolución que I_1 e I_2 respectivamente.

En SP, la tensión y corriente de primario son análogas a I_1 , y en el secundario son iguales a sus valores nominales. En PS, la tensión y corriente en el condensador C_1 son los nominales y en el secundario siguen la misma evolución que la corriente I_2 . En PP, la tensión y corriente en el condensador C_1 son los nominales y en el condensador C_2 siguen la misma evolución que

V_L . Para pequeñas variaciones de la impedancia de carga respecto de su valor nominal, (caso de la carga de baterías en las que la variación de tensión oscila entre batería descargada y a plena carga), las compensaciones SS y PP son las que mejor comportamiento presentan. Esto se debe a que se realiza la carga de baterías a corriente constante de manera natural. Ahora bien, la impedancia aumenta conforme las baterías se van cargando y esto supone un aumento de la corriente absorbida de la fuente y un aumento de la tensión sobre el condensador C_2 .

Esta situación dará lugar a un sobre-dimensionamiento del puente inversor de alimentación y de la tensión máxima que deberá soportar la batería de condensadores.

6.3 Variación de la distancia



Fig. 66. Variación de la distancia entre bobinas "z" respecto de la distancia de diseño "h".

6.3.1 Comportamiento de las topologías

Se va analizar el comportamiento de las cuatro topologías básicas al variar la distancia entre bobinas. En el límite, se estudia la estabilidad del sistema con el primario alimentado y ausencia de secundario. En compensaciones SS y SP, el comportamiento es análogo: si las bobinas se acercan respecto a su distancia nominal tanto la potencia entregada a la carga como la absorbida de la fuente disminuyen y por tanto presentan un comportamiento estable, mientras que si las bobinas se alejan, las potencias aumentan presentando un comportamiento inestable.

Este aumento varía según la compensación. En SS, para una distancia de 4 veces la nominal se produce el pico de máxima transferencia de potencia a la carga, y en SP se produce cuando la distancia es el doble de la nominal; a partir de estas distancias la potencia decae hasta hacerse nula, sin embargo la corriente absorbida de la fuente aumenta considerablemente cuando la distancia entre

bobinas tiende a infinito o lo que es lo mismo en ausencia de secundario, pudiendo llegar a ser 6 veces la nominal en SP y 150 veces en SS.

A la vista de estos resultados se obtienen las siguientes conclusiones para las compensaciones SS y SP:

- No debe alimentarse el primario en ausencia del devanado secundario, debiendo dotar al acoplamiento con un sistema de detección del secundario como protección.
- Si el sistema se diseña para transferir la potencia nominal en vacío, el sistema es estable cuando las bobinas se acercan pero a costa de una pérdida de transferencia de potencia.
- Si el sistema se diseña para transferir la potencia nominal a plena carga, en vacío se producirá un aumento de la potencia y será necesario un adecuado control.
- En compensación SS no se produce variación en el desfase de la corriente y por tanto la frecuencia de resonancia no se ve modificada.
- En compensación SP, la corriente se adelanta al acercar las bobinas y se retrasa al alejarse, modificando por tanto la frecuencia de resonancia del sistema.

En compensaciones PS y PP, el comportamiento es análogo en ambos tipos de compensación y contrario al caso anterior. Si las bobinas se alejan, se produce una pérdida tanto de la potencia transferida como absorbida comportándose el sistema de manera estable ya que en el límite, en ausencia de secundario, la potencia absorbida es menor del 20% de la nominal.

Si las bobinas se acercan, se produce un aumento tanto de la potencia absorbida como transferida aunque esta última, presenta un valor máximo a una distancia del 40% de la nominal para decaer rápidamente a valores muy bajos si las bobinas están juntas. Sin embargo, la corriente absorbida puede alcanzar valores de hasta 6 veces la nominal siendo el sistema inestable al acercarse mucho las bobinas. A la vista de estos resultados se obtienen las siguientes conclusiones para las compensaciones PS y PP:

- Las topologías con condensador paralelo en primario presentan mejor comportamiento frente a variaciones de distancia entre bobinas.
- Si el sistema se diseña para transferir la potencia nominal a plena carga, el sistema es estable ya que en vacío sólo se producirá una pérdida en la transferencia de potencia y será necesario un adecuado control.
- Presentan protección natural al quedarse el primario alimentado en ausencia de secundario.
- Tanto al acercarse como alejarse las bobinas, varía el argumento de la corriente, modificándose por tanto la frecuencia de resonancia del sistema.

6.3.2 Control del sistema ante variaciones de distancia

El Control del sistema se refiere a la necesidad de modificar variables para que la potencia transferida se mantenga constante independientemente de la distancia y con los parámetros eléctricos dentro de un rango máximo de variación. En la práctica, no van a existir grandes variaciones de distancia si no más bien pequeñas variaciones respecto de la distancia de diseño debido a las fluctuaciones en la carga.

En este punto, se va a analizar si es posible conseguir transferir la potencia deseada para cualquier distancia dentro de un rango máximo prefijado. Los parámetros a modificar son la tensión de alimentación en compensación SS, puesto que la frecuencia de resonancia no se ve modificada, y la tensión y frecuencia en el resto de topologías.

En la topología SS, el control para mantener la potencia constante requiere únicamente de la variación de la tensión de alimentación, que puede realizarse con un sencillo control del Ciclo de trabajo. Sin embargo, hay que tener en cuenta que al producirse alejamientos entre bobinas se puede mantener la potencia nominal con sólo disminuir la tensión, pero siempre a costa de una corriente absorbida de la fuente mayor que la nominal. Por ejemplo, para un incremento de la distancia entre bobinas del 25%, la tensión y corriente por la carga aumentarían un 25% respecto de sus valores

nominales , mientras que la corriente absorbida de la fuente aumentaría hasta un 60% respecto de la nominal. Disminuyendo la tensión de alimentación un 25% , la tensión y corriente en la carga vuelven a sus valores nominales y la corriente absorbida será sólo un 25% mayor de la nominal.

Para el caso de acercamiento entre bobinas, el problema aparece por la incapacidad del sistema de poder transferir la potencia nominal. El control consiste en este caso en aumentar la tensión de alimentación respecto de la nominal en una cantidad aproximadamente igual al acercamiento deseado. Esto supone un inconveniente, puesto que si el sistema se ha diseñado con la máxima tensión de fuente disponible para que la corriente entregada por la fuente sea mínima, no es posible incrementar la tensión y por tanto no se puede transferir la potencia nominal.

Esto supone que cuanto mayor rango de variación de distancia se desee controlar, mayor será el sobredimensionamiento de la fuente respecto de la potencia nominal a transferir, encareciendo el inversor de alimentación. En el límite de separación cuando la distancia es infinita, es imprescindible una desconexión del primario o una limitación de corriente en ausencia del secundario.

En compensación SP, el comportamiento es análogo a la SS pero en este caso se produce una variación. Este desfase para pequeñas variaciones no es muy acusado aunque es necesaria una corrección de la frecuencia para encontrar la nueva condición de resonancia; esto conlleva la necesidad de dos bucles de control, uno para la tensión y otro para la frecuencia aumentando la complejidad y el coste del sistema de control.

Tanto para un aumento de la distancia, en el que la corriente se retrasa como en una disminución en los que la corriente se adelanta, se deberá disminuir la frecuencia ligeramente respecto de la frecuencia nominal.

Así, para un incremento de distancia del 25% se requerirá una disminución de la tensión de alimentación de un 25% y una disminución de la frecuencia de un 1%. La corriente absorbida de la fuente se incrementará un 30% y deberá sobredimensionarse el inversor.

Puesto que el comportamiento es análogo en ambos tipos de compensación pero el control es más sencillo en compensación SS, se puede afirmar que es preferible la compensación SS.

En compensación PS si las bobinas se acercan, la tensión en la carga , la corriente por la carga y la corriente absorbida aumentan considerablemente, a la par que se produce un adelanto de dicha corriente .

Con sólo disminuir la frecuencia para encontrar la nueva situación de resonancia se consigue corregir la potencia transferida a su valor nominal sin apenas variar la tensión de la fuente y sin incremento de la corriente absorbida de la fuente.

Si las bobinas se alejan, la potencia en la carga disminuye y la corriente se retrasa. Para recuperar la capacidad de transferencia de potencia es necesario incrementar tanto la frecuencia de trabajo como la tensión de la fuente, apareciendo el problema de no disponer de más tensión.

El comportamiento de los sistemas con compensación paralelo en primario presenta mejor comportamiento que los sistemas con compensación serie para aplicaciones con distancias variables.

En compensación PP, el comportamiento es análogo a PS pero presenta peor comportamiento cuando se producen acercamientos puesto que para corregir la potencia es necesario incrementar la frecuencia de manera apreciable y disminuir la tensión , lo que conlleva un aumento de la corriente absorbida de la fuente y por tanto un sobredimensionamiento del inversor.

Para un acercamiento del 25% de la distancia nominal, es necesario disminuir la tensión un 25% y aumentar la frecuencia un 2%, y la fuente deberá suministrar un 35% más que la nominal. En el caso de alejamientos, las condiciones de Control empeoran respecto de la topología PS porque hay que aumentar la tensión de la fuente y la frecuencia.

Se puede concluir por tanto que la topología PS es la que presenta un mejor Control en aplicaciones en las que pueda haber variaciones de distancia entre bobinas.

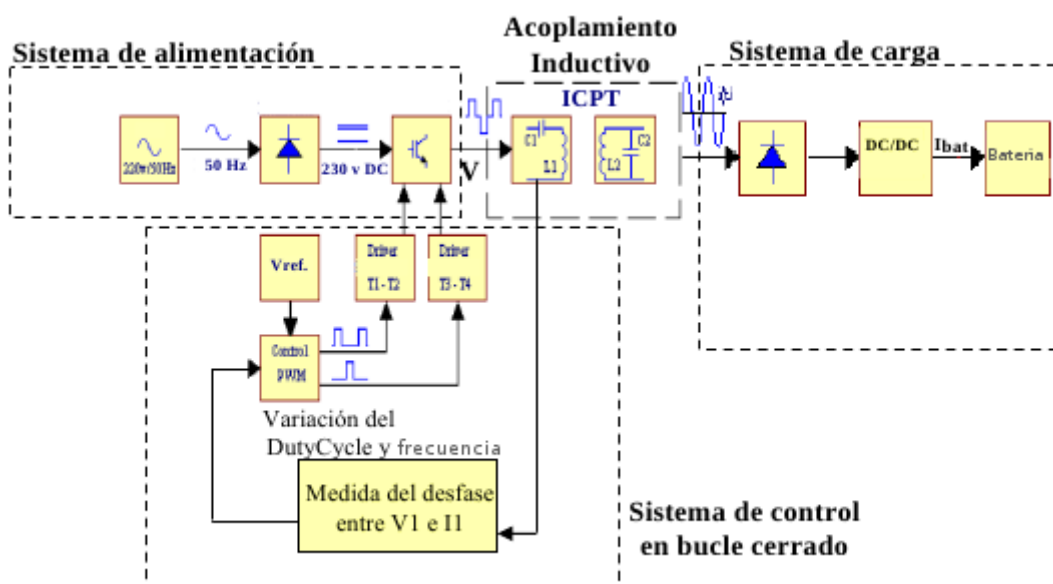
En la figura siguiente se representa los diagramas de bloques para el control de los sistemas ICPT.

En compensación SS , al no haber modificación en el desfase de la corriente al variar parámetros, la información necesaria para mantener la potencia en la carga al valor deseado se deberá obtener del

secundario . Como la frecuencia de resonancia no se ve modificada, sólo se deberá modificar el ciclo de trabajo del puente inversor para adecuar la tensión de alimentación a las condiciones de transferencia .

En el resto de compensaciones , toda variación de parámetros supone un desfase de la corriente absorbida de la fuente y por tanto una modificación de la frecuencia de resonancia.

Midiendo este desfase en el primario, se obtendrá la información necesaria para corregir esta situación, de tal forma que se variará la frecuencia de una forma adecuada para encontrar el nuevo punto de resonancia y se adecuará la tensión a las nuevas condiciones de transferencia. En este caso, el control es más complejo pero la información se obtiene del mismo primario.



6.4 Variación de la posición relativa entre bobinas o desalineamiento

En este punto se va a analizar el comportamiento del sistema cuando las bobinas no están perfectamente enfrentadas en función de la topología de compensación utilizada.

Este es uno de los principales aspectos a tener en cuenta en la elección del sistema de carga de baterías puesto que un objetivo de proyecto es obtener un sistema de carga lo más independiente posible de la posición relativa entre bobinas.

Hay que partir de la condición de máximos desalineamientos permitidos con transferencia de la potencia nominal para definir las condiciones que habrá de tener el control del sistema; fuera de ese posicionamiento máximo, el sistema deberá comportarse de manera estable en el sentido en que todas las magnitudes eléctricas sean menores o iguales que las nominales.

En la literatura, se define la Tolerancia Horizontal como el máximo desalineamiento "x" (Fig. 76) que puede ser tolerado en una dirección antes que una determinada magnitud eléctrica disminuya por debajo de un cierto límite prefijado. Por ejemplo una tolerancia horizontal en potencias del 50%, representa la distancia de desalineamiento de la bobina receptora respecto de la emisora donde la potencia transferida es mayor o igual al 50% de la potencia nominal.



Fig. 76. Desalineamiento en el eje "x".

Ahora se analizan las principales magnitudes eléctricas de la carga y la fuente para desalineamientos de hasta el 100% de 2 bobinas cuadradas de idénticas dimensiones. Este análisis es extrapolable a cualquier tamaño, distancia o potencia a transferir.

Hay que tener en cuenta que desalineamientos del 100% entre bobinas es una situación crítica y que no se va a considerar en la realidad, pero sí que nos permitirá ver el comportamiento de las topologías y analizar los límites de control.

6.4.1 Comportamiento de las topologías

Las compensaciones SS y SP presentan un buen comportamiento frente a desalineamientos debido a que se produce un aumento de la tensión en la carga (y por tanto de la potencia transferida) y de la corriente absorbida, pero es a costa de un comportamiento inestable para la fuente y que por tanto requiere la adopción de un adecuado control.

En compensación SP el comportamiento es análogo pero permite desalineamientos relativos sin incrementos de corriente excesivos, lo cual hace que sea más fácilmente controlable. La máxima tensión transferida a la carga alcanza su valor máximo de 1,8 veces el nominal para un desalineamiento del 50%. La corriente absorbida de la fuente llega a ser 5 veces la nominal para desalineamientos del 100% y de 2 veces para desalineamientos del 50%. La corriente se retrasa modificándose la condición de resonancia del circuito.

Las compensaciones con condensador serie en primario son inestables, pero con un adecuado control se puede transferir la potencia nominal dentro de un amplio rango de desalineamiento.

Las compensaciones PS y PP presentan comportamiento estable en el sentido de que la corriente absorbida de la fuente es menor que la nominal pero a costa de presentar una pésima tolerancia lateral, es decir, no se puede transferir ni el 50% de la potencia nominal con desalineamientos mayores del 30%, ya que la tensión en la carga disminuye bruscamente fuera de la posición centrada de las bobinas. Para un desalineamiento del 50% la tensión en la carga es el 40% de la nominal, lo que supone una disminución en la potencia transferida del 84%.

6.4.2 Control del sistema ante variaciones de posicionamiento

En las topologías PS y PP no se puede conseguir transferir la potencia nominal si las bobinas no están perfectamente alineadas sin incrementar la tensión de alimentación en una cantidad tanto mayor cuanto mayor desalineamiento se desea y además aumentando la frecuencia para trabajar en resonancia. Por ejemplo, para compensación PS, si se desea transferir la potencia nominal con un desalineamiento del 50%, es necesario incrementar la tensión de alimentación un 220% e incrementar la frecuencia un 1%. Se puede concluir que estas topologías no son válidas para transferencia con elevados desalineamientos.

En las topologías SS y SP se puede conseguir transferir la potencia nominal con un adecuado control disminuyendo la tensión de alimentación y a costa de un sobredimensionamiento en corriente de la fuente, tanto mayor cuanto mayor sea el desalineamiento deseado.

6.5 Bobinas de tamaños distintos. Mejora frente al desalineamiento

En el apartado anterior se ha comprobado que ninguna topología presenta un correcto comportamiento frente a desalineamientos ya que las compensaciones serie en primario son inestables y necesitan de un control preciso y de un sobredimensionamiento en corriente de la fuente. Por el contrario, las compensaciones paralelo en primario son estables, pero se produce una rápida pérdida de potencia y necesitan de un sobredimensionamiento en tensión de la fuente.

Para que el control no sea tan complejo y el grado de libertad en la carga sea mucho mayor se va a considerar el acoplamiento cuando la bobina emisora sea de mayor tamaño que la receptora en dirección “y”; de esta manera el área de carga nominal posible se aumenta considerablemente aunque, como es de suponer, este aumento del área de transferencia posible es a costa de un incremento en la cantidad de cobre y una pérdida de eficiencia.

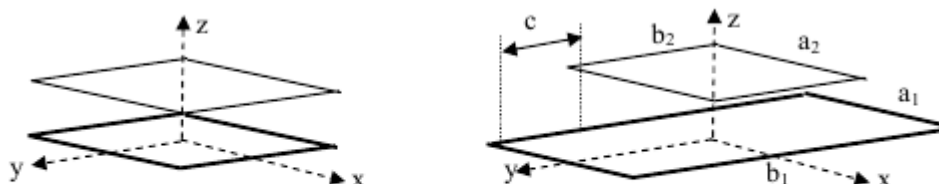


Fig. 79. Bobina emisora de mayor longitud que la receptora y un desplazamiento relativo $c = \frac{b_1 - b_2}{2}$.

Anteriormente se comprobó que existe una relación óptima de dimensiones con la que se obtiene mayor coeficiente de inducción mutua entre bobinas y por tanto un aumento de la capacidad de transferencia de potencia, aunque es a costa de una mayor cantidad de cobre y por tanto menor eficiencia. Cuanto mayor sea la bobina emisora mayor área de transmisión, de tal forma que hasta un 250% mayor, el coeficiente “M” es igual o mayor que con bobinas iguales.

6.5.1 Comportamiento de las topologías

Se va a comparar para los casos SS y PS con una longitud de bobina emisora el doble que la receptora ($b_1 = 2 \cdot b_2$) y de la misma anchura; las condiciones nominales del acoplamiento se calculan para una posición centrada de esta respecto de la primera ($x=0, y=0, z=h$).

Al aumentar el tamaño de la bobina emisora, se produce un aumento considerable de la cantidad de cobre necesaria, y una disminución del rendimiento, lo que indica que no es la solución más económica de todas las posibles. Sin embargo, este empeoramiento desde un punto de vista económico, permite mayores desalineamientos en dirección “y” a la vez que posibilita un control más sencillo para desalineamientos en el eje “x”.

Se comprueba que las condiciones del acoplamiento se mantienen constantes siempre que la bobina receptora se encuentre “dentro de la bobina emisora” de esta forma se introduce un mayor grado de libertad en una de las dimensiones y con un correcto control de la otra dimensión, el área posible de transferencia se aumenta considerablemente.

Se observan los principales parámetros eléctricos como son la tensión en la carga, la corriente absorbida de la fuente y el argumento total para desalineamientos del 50% en el eje “x” y del 100% en el eje “y” respecto de las dimensiones de la bobina receptora.

Se observa que en compensación SS los movimientos sólo en el eje “y” permiten desplazamientos

de hasta el 100% de la longitud del receptor con elevado rendimiento pero con un incremento de la tensión en la carga y de la corriente absorbida en torno a 2 veces la nominal; situación controlable con una disminución de la tensión de la fuente.

En compensación PS, los movimientos sólo en el eje “y” permiten desplazamientos de hasta el 100% de la longitud del receptor con elevado rendimiento y de manera estable. Hasta un 50% de desplazamiento, la transferencia de potencia es óptima e independiente de la posición, a partir de este punto, la tensión en la carga y la corriente absorbida disminuyen, por tanto si se requieren desplazamientos mayores, será necesario un adecuado control aumentando (si es posible) la tensión de alimentación y modificando la frecuencia de resonancia para que el rendimiento sea elevado, puesto que el argumento total se retrasa al desplazarnos de la posición centrada.

En la Fig. 82 se representa el área de máximo desalineamiento posible de transferencia de la potencia nominal con el sistema controlado.

Fuera de este área, la compensación SS es inestable y debe desconectarse la alimentación del emisor inmediatamente, sin embargo, en compensación PS el sistema también se comporta de manera estable.

Esto supone un aspecto muy importante que hace de la compensación PS la más idónea para aplicaciones con desalineamiento entre bobinas: No es necesario un sistema de detección de la bobina receptora, ya que es estable por naturaleza.

Considerando únicamente desacoplos laterales, se va a analizar el control necesario para transferir la potencia nominal.

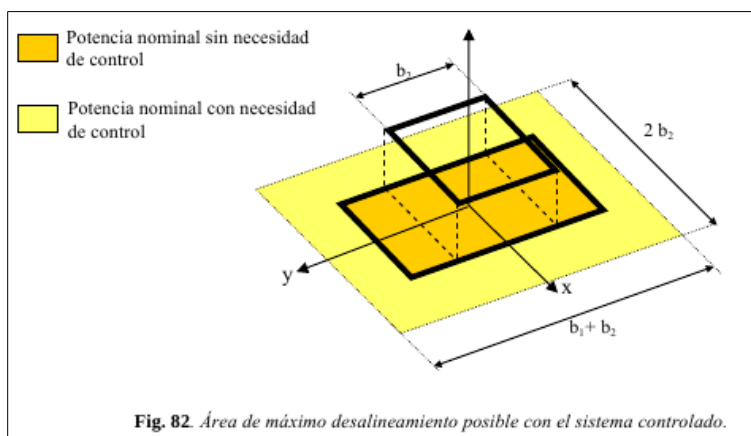


Fig. 82. Área de máximo desalineamiento posible con el sistema controlado.

6.5.2 Control del sistema con desalineamientos horizontales

En compensaciones SS, se puede mantener la potencia constante fuera del punto de alineamiento de forma natural para desalineamientos del 10%. A partir de este punto, es necesaria una disminución de la tensión de alimentación y un incremento de la corriente por la fuente.

En la Fig. 83 se observa como para desalineamientos del 50% se debe disminuir la tensión de alimentación un 45 % aumentando la corriente en un 85%, manteniéndose el rendimiento por encima del 90%.

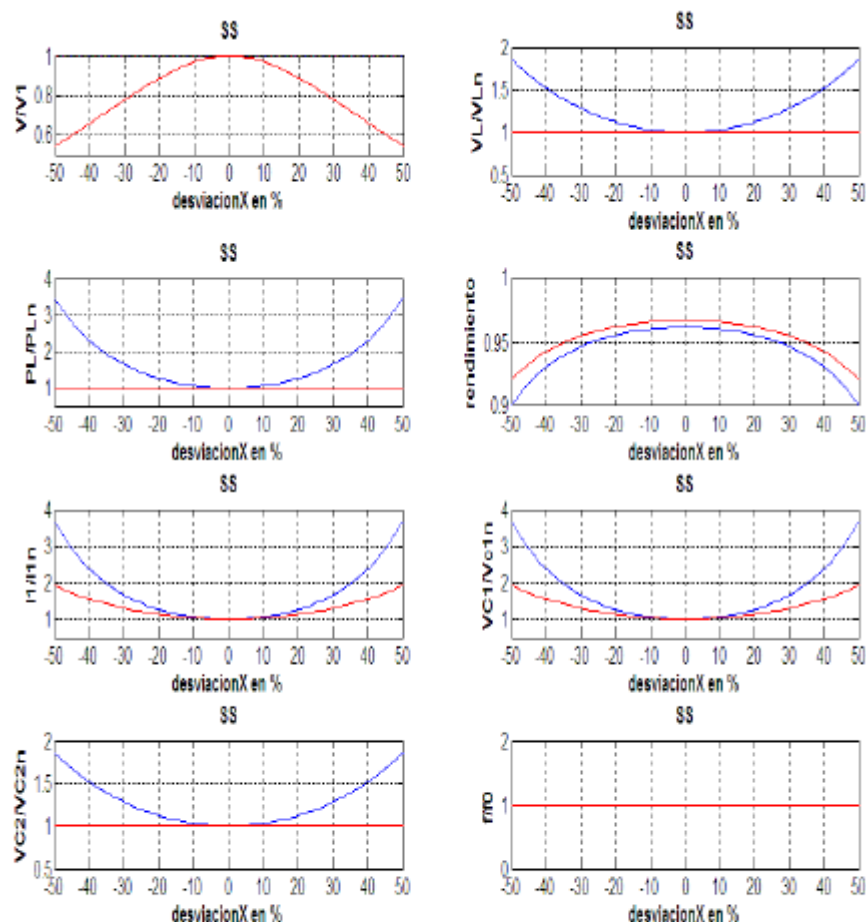


Fig. 83. Compensación SS: Principales magnitudes eléctricas frente al desalineamiento sin control (azul) y con control (rojo).

Esto supone que la corriente nominal del inversor de alimentación se deberá elegir en función del máximo desalineamiento deseado y no del valor de la corriente nominal.

Para compensación SP las formas de onda son exactamente iguales, excepto en la de la frecuencia, ya que al producirse un retraso en la corriente el sistema deja de trabajar en resonancia fuera del punto de alineamiento, y esto supone que el rendimiento disminuye mucho más que en SS, para corregirlo, hay que disminuir ligeramente la frecuencia (en torno al 1%) para buscar la nueva frecuencia de resonancia.

En compensación PS, se puede mantener la potencia constante fuera del punto de alineamiento de forma natural para desalineamientos del 5%. A partir de este punto, es necesario un aumento de la tensión de alimentación y una disminución de la corriente por la fuente.

En la Fig. 84, se observa como para desalineamientos del 50% se debe aumentar la tensión de alimentación un 90% disminuyendo la corriente en un 45%. Para mantener el rendimiento en valores elevados, será necesario incrementar en torno al 1,3% la frecuencia para volver a trabajar en resonancia debido al adelanto que se produce en la corriente, esta modificación en frecuencia se observa que no es necesaria con desalineamientos de hasta el 10%.

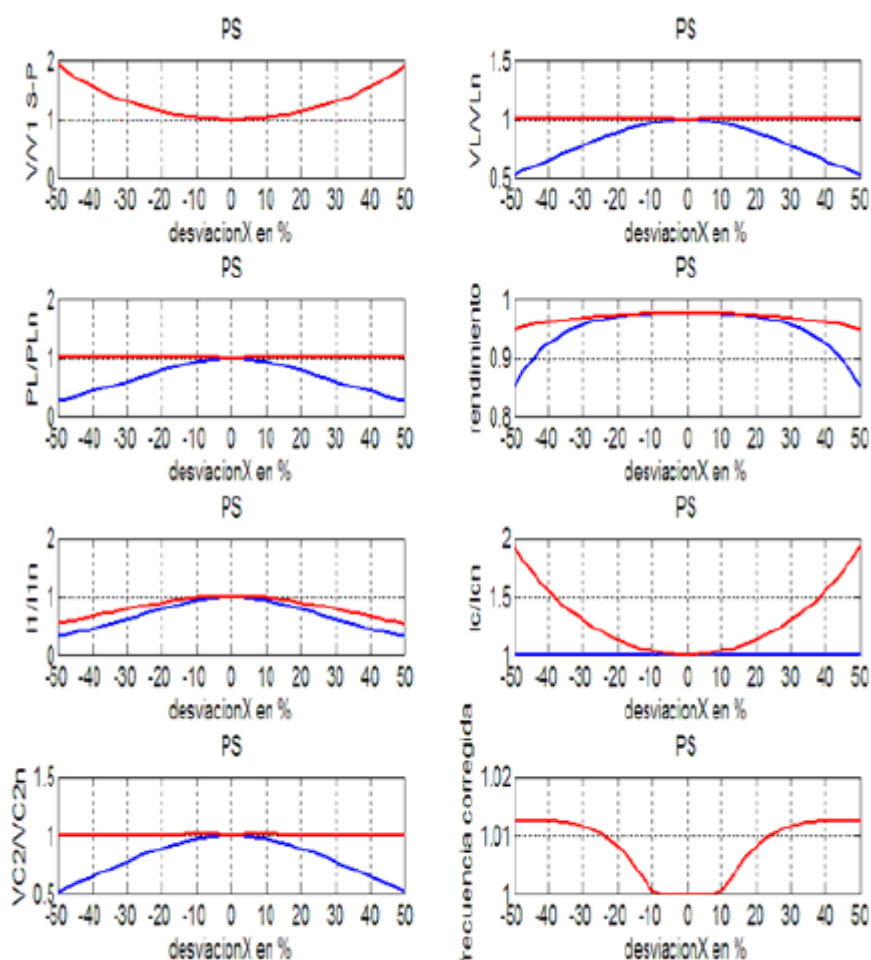


Fig. 84. Compensación PS: Principales magnitudes eléctricas frente al desalineamiento sin control (azul) y con control (rojo).

Esto supone que la tensión de la fuente deberá elegirse para la situación de máximo desalineamiento deseado y no para la máxima tensión disponible. Sin embargo, el hecho de no elegir esta tensión máxima hace que análogamente al caso de compensaciones SS y SP, la corriente del inversor deba estar sobredimensionada respecto de la situación de máxima tensión posible.

Para compensación PP la variación de parámetros es exactamente la misma que para compensación PS excepto en la frecuencia, ya que para encontrar el nuevo punto de resonancia, en este caso se deberá disminuir la frecuencia en torno al 1% de la frecuencia nominal.

Se puede concluir que ninguna de las topologías básicas de compensación se comporta correctamente frente a desalineamientos entre bobinas, necesitándose en todos los caso de un control preciso y de un sobredimensionamiento de la corriente de la fuente por encima de la nominal que encarece la aplicación, tanto más cuanto mayor desalineamiento se desee. Las topologías más adecuadas serían, por tanto, las de condensador paralelo en primario debido a que presentan comportamiento estable fuera de la zona de control, pudiéndose transferir menos potencia de la nominal fuera de la zona de máximo desalineamiento controlado.

6.6 Comportamiento de las topologías con rectificador y baterías

El sistema se va a utilizar para carga de baterías y por tanto en el receptor va a ser necesario rectificar

la tensión mediante un puente monofásico.

El comportamiento visto desde el secundario es análogo al de carga resistiva, aunque se ven modificados algunos de los parámetros. Como el método de carga de baterías más apropiado es a corriente constante, la impedancia que presenta la batería es variable en el tiempo (Fig. 86), aumentando conforme la batería se va cargando, y afecta tanto a las magnitudes eléctricas como a la frecuencia de resonancia. Esta influencia depende de la topología utilizada.

En segundo lugar, si la corriente de carga es continua, la tensión a la entrada del rectificador será una onda cuadrada de valor eficaz igual a la tensión que tenga la batería en vez de una tensión senoidal.

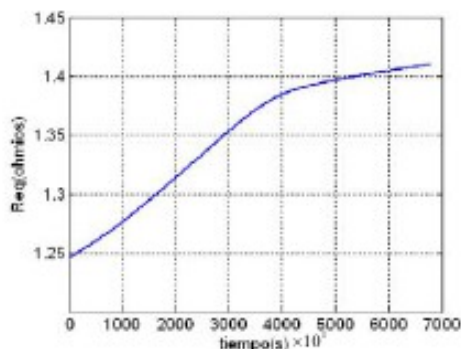


Fig. 86. Resistencia equivalente que presenta la batería Ac-Pb respecto al tiempo de carga.

6.6.1 Compensación SS

La transferencia de potencia con compensación SS con carga baterías no puede realizarse sin un adecuado control. En el instante inicial de conexión de la batería, la corriente aun no se ha establecido hasta que la tensión inducida en el secundario sea mayor que la tensión de la batería.

Por tanto, en $t = 0$, el sistema se encuentra en circuito abierto y presenta un comportamiento inestable (Fig. 65), con una tensión en el secundario V_2 y una corriente absorbida de la red I_1 muy superiores a sus valores nominales (Fig. 87-a).

Una vez pasado el transitorio al cabo de 0,5 s, la carga se realiza a corriente constante e igual a la nominal de diseño de una manera estable.

La compensación SS presenta la ventaja de no sufrir variaciones del argumento de la impedancia total del sistema y, por tanto, no se verá afectada la frecuencia de resonancia.

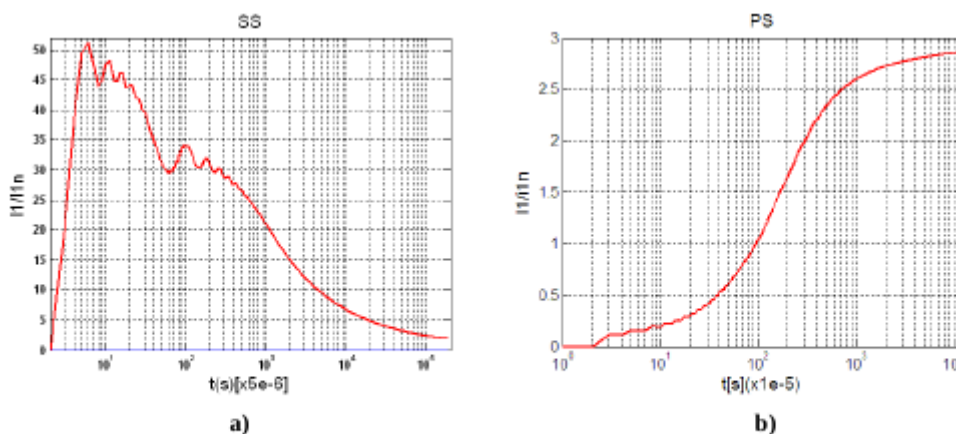


Fig. 87. Transitorio de la corriente absorbida de la fuente al conectar la batería.

6.6.2 Compensación PS

En el instante inicial de conexión de la batería, el sistema se encuentra en circuito abierto y el comportamiento de esta topología es muy estable ya que la corriente inicial es cero, presentando una impedancia muy elevada que hace que la corriente absorbida de la red en $t=0$, sea muy baja (Fig. 87-b).

Sin embargo, una vez establecida la corriente al cabo de 0,15 s, y debido al carácter de fuente de tensión, dependiendo del nivel de tensión de la batería en el instante de conexión, la resistencia que presente al sistema puede no ser la nominal. Si la resistencia equivalente que presenta la batería es menor que la nominal de diseño, la corriente absorbida de la red se adelanta provocando un aumento de las corrientes absorbida y entregada a la carga, que será el caso de batería muy descargada. Si la batería está muy cargada, la resistencia equivalente será mayor que la nominal y la corriente absorbida de la red se retrasa y menor que la nominal. En cualquier caso, la transferencia depende del estado de carga de la batería y no se realiza a corriente constante. Por tanto, es necesario un sistema de control adecuado al nivel de tensión de carga de la batería.

Para que la corriente de carga y absorbida no superen los valores nominales es necesario de nuevo un correcto control de la tensión de alimentación y de la frecuencia. Cuanto más descargada este la batería, menor deberá ser la tensión de entrada para ajustar la corriente.

Se puede concluir que ninguna topología presenta un adecuado comportamiento para la carga de baterías sin un adecuado control de la tensión y frecuencia de entrada; siendo mejor el caso de compensación SS ya que aunque el transitorio inicial de conexión da lugar a corrientes muy elevadas (se puede controlar aplicando la tensión de manera progresiva), en el permanente se comporta como fuente de corriente y por tanto la carga se realiza a corriente nominal. Por el contrario, en compensación PS el comportamiento en régimen transitorio es estable pero en el régimen permanente depende fuertemente del nivel de tensión de la batería.

Capítulo 7 Pruebas experimentales

7.1 Introducción

La cualidad de los circuitos RLC radica en que su respuesta depende de la frecuencia. Un caso particular es cuando el circuito RLC entra en resonancia, esto sucede cuando se comporta como un resistivo puro, o fasorialmente nos encontramos que la corriente en el circuito y la diferencia de tensión que la genera están en fase.

Este caso particular corresponde a un solo valor de frecuencia y se la denomina frecuencia de resonancia natural (ω_0), ω y en un circuito RLC serie depende de la siguiente expresión:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (32)$$

Por otra parte, las bobinas generan campos magnéticos que pueden estar afectados por diferentes causas, en nuestro caso con la cercanía entre ellas. La idea principal del experimento es estudiar el comportamiento para un número finito de circuitos y luego extenderlo en una generalización.

7.2. Experimentación

Para la realización del experimento se contó con tres circuitos resonantes. Se intentó que sus componentes fueran lo más cercanos en valor posibles, para lograr respuestas en frecuencia similares, un punto importante para esta realización fue el cálculo de la bobina1 el cual determinó el valor de los otros componentes.

Para encontrar experimentalmente la frecuencia de resonancia, se armó el siguiente circuito de prueba:

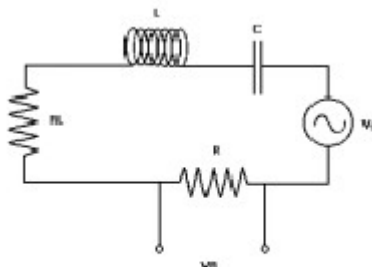
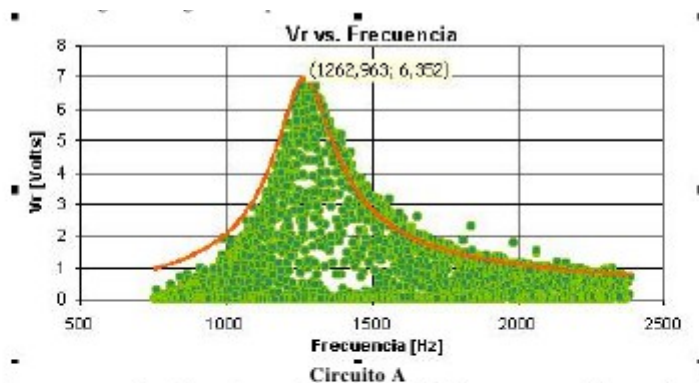


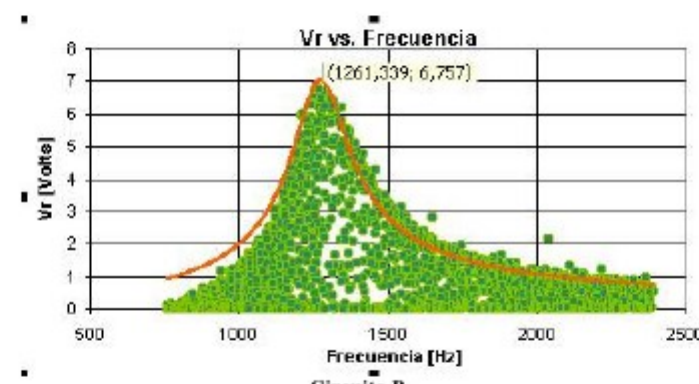
Figura 1

Circuito de prueba para hallar la frecuencia de resonancia.

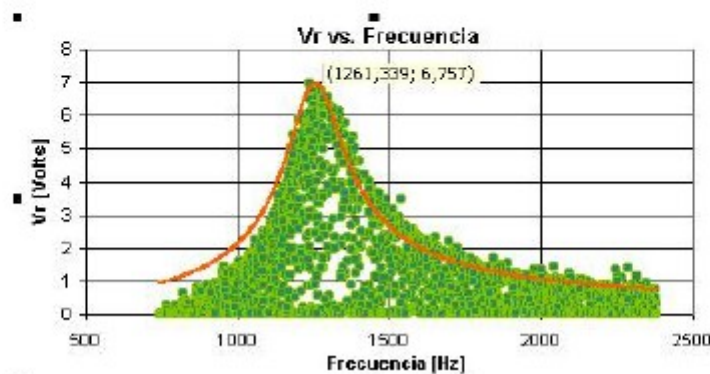
En un principio se estudiaron las características de cada circuito por separado, utilizando un simulador y luego en forma experimental. Contrastando estas dos formas obtuvimos los siguientes gráficos para cada circuito.



Representa la respuesta a un barrido en frecuencia, de un circuito RLC, y su curva teórica, con los siguientes valores:
 $R = 30 \pm 1 \Omega$, $R_L = 30.35 \pm .05$, $L = 51 \pm 8 \text{ mHy}$, $C = 307.5 \pm 0.5 \text{ nf}$.



Representa la respuesta a un barrido en frecuencia, de un circuito RLC, y su curva teórica, con los siguientes valores:
 $R = 30 \pm 1 \Omega$, $R_L = 29.65 \pm .05$, $L = 52 \pm 6 \text{ mHy}$, $C = 299.5 \pm 0.5 \text{ nf}$.



Representa la respuesta a un barrido en frecuencia, de un circuito RLC, y su curva teórica, con los siguientes valores:
 $R = 30 \pm 1 \Omega$, $R_L = 30.35 \pm .05$, $L = 52 \pm 2 \text{ mHy}$, $C = 312.5 \pm 0.5 \text{ nf}$.

Las gráficas obtenidas mediante la simulación corresponden al método teórico de la tensión de la resistencia del circuito, cuando $\omega = \omega_0$ la parte reactiva se anula y se comporta como un circuito resistivo puro.

Cabe destacar que en el modelo teórico falta tener en cuenta la resistencia que aporta las conexiones y equipos utilizados, por lo tanto éste modelo tiene un factor de calidad diferente.

Como se puede ver:

Circuito A:	$\omega_0 \text{ experimental} = 1262.952$	$\omega_0 \text{ teorico} = 1261.051$
Circuito B:	$\omega_0 \text{ experimental} = 1267.601$	$\omega_0 \text{ teorico} = 1269.235$
Circuito C:	$\omega_0 \text{ experimental} = 1261.339$	$\omega_0 \text{ teorico} = 1259.210$

Una vez obtenidos estos datos se pasó a armar el montaje del experimento para la medición del acople de los campos magnéticos. Estas mediciones se basan en que las bobinas estén alineadas, para ello se utilizó un tubo de acrílico donde fueron montadas. Solo uno de los circuitos RLC es excitado por un generador de funciones, para poder realizar un barrido en frecuencia, y se varió además la distancia entre bobinas. Para más detalle fijarse en la figura 2.

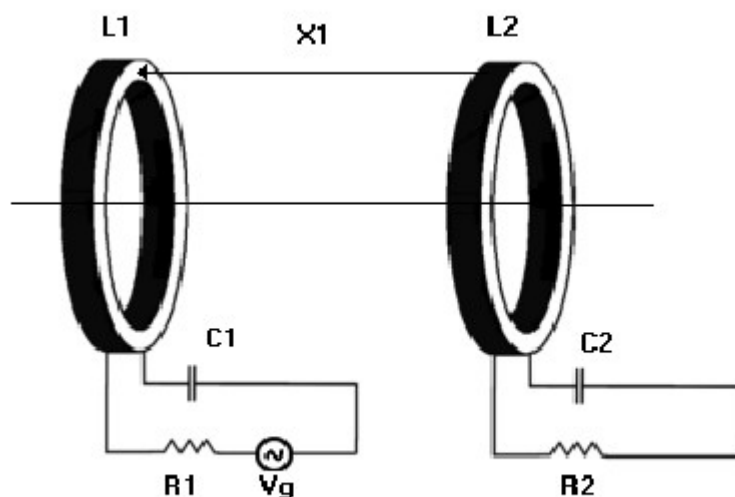


Figura 2
Esquema físico empleado para la medición del acople y corrimiento de las frecuencias de resonancia.

Para el barrido de la frecuencia se utilizó un generador de señales, donde uno de ellos generaba una triangular de alrededor de los 4Hz y 10 Vpp, esta señal manejaba la frecuencia del segundo mediante una entrada auxiliar, ver (figura 3), con esto y la posibilidad del sistema de tomas de datos. Con todas estas partes implementadas proseguimos con la medición del comportamiento en frecuencia de las bobinas acopladas. Como primer caso analizamos el comportamiento entre el circuito A, el cual era excitado por el generador, y el circuito C.

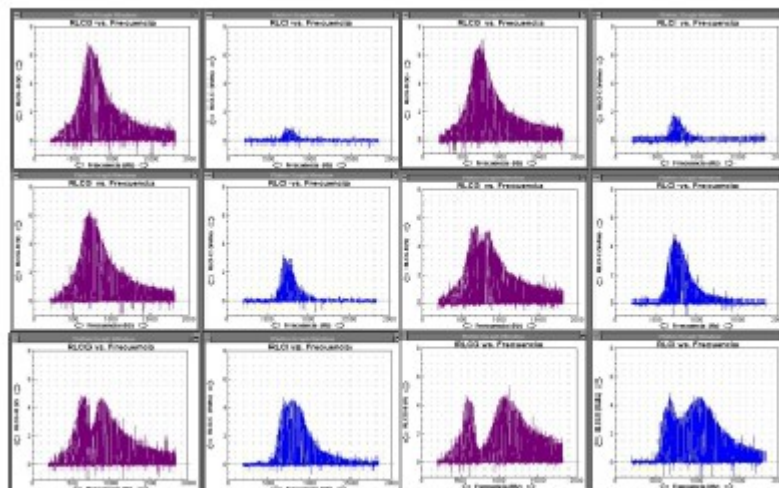


Figura 4

Secuencia de diferentes distancias entre las bobinas, mostrando como influye en la frecuencia de resonancia el acople.

La secuencia que podemos observar se interpreta viendo de izquierda a derecha, de arriba hacia abajo, en pares de gráficos. Las distancias en cada uno son la siguiente: 16cm, 12cm, 8cm, 4cm, 2cm, 0cm de separación.

Con lo cual pudimos realizar el gráfico ω_0 -distancia, (figura 5), el cual aproximamos mediante una curva teórica .

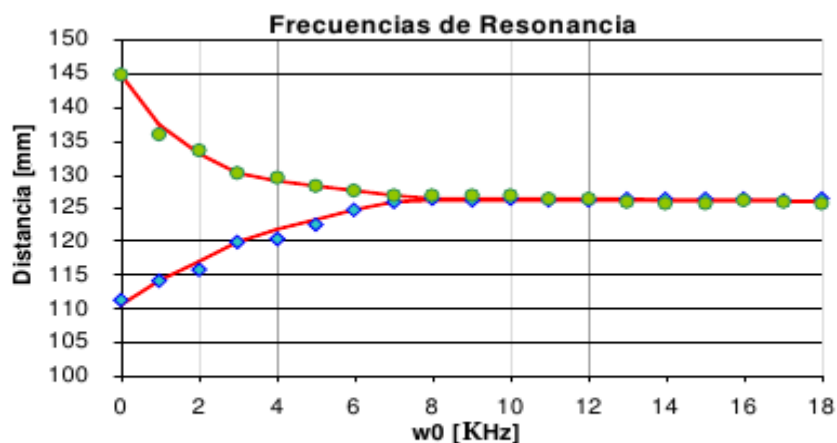


Figura 5

ω_0 vs. distancia, en la cual también se puede observar la curva teórica.

Para poder comprender este comportamiento se calculó, tanto teóricamente como experimentalmente, la variación de la inductancia de los circuitos RLC en función de la distancia.

7.3 Comentario

La resonancia de los circuitos RLC serie no es un proceso complicado de medir ya que hay mucha información al respecto, lo cual nos facilitó la primera parte del estudio.

Pero en el análisis del acople surgieron los problemas, ya que el análisis del circuito compuesto fue complicado y se tuvo que adquirir algunos de los conocimientos básicos. Por lo tanto no pudimos completar el análisis con tres bobinas y por ende la generalización del modelo teórico.

Por otra parte, nos gratificó en gran manera poder ir más allá que nuestros predecesores en la obtención de circuitos RLC casi idénticos y en la comprobación de todas las piezas del rompecabezas para el acople e interferencia de dos circuitos resonantes. Esperamos que nuestro trabajo sirva de base a futuras líneas de investigación en el área.

Bibliografía y Referencias :

1. Hart, Daniel W. y Barrado Bautista, Andres, ed. 2001. *Electronica de potencia*. Madrid: Prentice Hall.
2. A.W. Green; J.T. Boys; " 10 kHz Inductively Coupled Power Transfer-Concept and control". IEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conference.PEVD 94. Vol. 399, pp. 694-699.
3. J.T. Boys, G.A. Covic and A.W. Green. "Stability and control of inductively coupled power transfer systems". IEE Proceedings on Electronics Power Applications; vol. 147; n0.1; Jan. 2000; pp. 37-43.
4. E. Abel; S.M. Third; "Contactless Power Transfer-An exercise in topology". IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-20, No.5, Sept. 1984; pp. 1813-1815.
5. G.A.J. Elliott; J.T. Boys; " Magnetically Coupled Systems for Power Transfer to Electric Vehicles". PEDS 1995.vol.2. pp. 797-801.
6. Chwei-Sen Wang; Grant A. Covic; Oskar H. Stielau. "General Stability Criteria for Zero Phase Controlled Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems". In Proc. IEEE IECON'01, vol.2, 2001, pp. 1049-1054.
7. W.G. Hurley; M.C. Duffy; "Calculation of Self and Mutual Impedances in Planar Magnetic Structures". IEEE Transactions on Magnetics. Vol.31, no. 4; July 1995; pp. 2416-2422.
8. O.H. Stielau; G.A. Covic; " Design of loosely coupled inductive power transfer systems" in Proc. 2000 Int. Conf. Power System Technology, vol. 1, Dec.2000, pp. 85-90.
9. K.W.Klontz; A.Esser; P.J.Wolfs. "Converter Selection for Electric Vehicle Charger Systems with a High-Frequency High-Power Link". IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'93. June 2003. pp. 855-861.
10. A.P.Hu; J.T. Boys. " Frequency Analysis and Computation of a Current-fed resonant Converter for ICPT Power Supplies"
11. L.M. Tolbert; F.Z. Peng; T. Cunningham. "Charge Balance Control Schemes for Cascade Multilevel Converter in Hybrid Electric Vehicles". IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.49; no.5; October 2002; pp. 1058-1064.
12. J.I. Rodriguez; Steven B. Leeb; "A Multilevel Inverter Topology for Inductively Coupled Power Transfer". IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.21; no.6; November 2006; pp. 1607-1617.
13. M. Borage; S. Tiwari and S. Kotaiah. " LCL-T Resonant Converter with Clamp Diodes: A novel Constant-Current Power Supply". IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.54; no.2; April 2007; pp. 741-746.
14. Aiguo.P.Hu; Hao Leo Li. " A new Frequency Generation Method for ICPT applications" PESC'2006; pp. 1-6
15. . Nasser H. Kutkut; Deepak M. Divan; D.W. Novotny and R. Marion. "Design Considerations and Topology Selection for a 120 kW IGBT Converter for EV Fast Charging". IEEE Transactions on Power Electronics; vol.13; no.1; January 1998; pp. 169-178.
16. J.L. Villa, J. Sallan, A. Llombart and J.F. Sanz. "Development of an inductively coupled power transfer system (ICPT) for electric vehicles with a large airgap" International Conference on Renewable Energy and Power Quality ICREPQ'07; Marzo 2007; pp. 139-142.
17. J.G. Hayes, M.G. Egan, J.D. Murphy, S. E. Schulz. "Wide -Load-Range Resonant Converter Supplying the SAE J-1773 Electric Vehicle Inductive Charging Interface". IEEE Transactions on Industry Applications; vol.35; no.4 July 1999; pp. 884-895.
18. U.K. Madawala; D.J. Thrimawithana and N. Kularatna. "An ICPT- Supercapacitor Hybrid System for Surge-Free Power Transfer. IEEE Transactions on Power Electronics; vol.54; no.6; December 2007; pp. 3287- 3295.
19. J.T. Boys; A. P. Hu; G. A. Covic. "Critical Q analysis of a current-fed resonant converter for ICPT applications". IEEE Electronics Letters; vol.36; no.17; August 2000.
20. Young-Su Kong; Eun-Soo Kim; In-Gab Hwang. "High Efficiency Series- Parallel Resonant Converter for non-contact ICPT". IEEE Applied Power Conference APEC'05. vol. 3; March 2005; pp. 1496-1501.
21. Wenqi Zhou; Hao Ma. "Dynamic Analysis of a Current Source Inductively Coupled Power Transfer System". 5th International Conference on Power Electronics and Motion Control. Vol.2; Aug. 2006; pp. 14-16.
22. A.P. Hu; G.A. Covic and J.T. Boys. "Direct ZVS Start-Up of a Current-Fed Resonant Inverter". IEEE

- Transactions on Power Electronics; vol.21; no.3; May 2006; pp. 809-812.
23. R. Mecke; C. Rathge. "High Frequency Resonant Inverter for Contactless Energy Transmission over Large Air-gap". 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'04; vol.3; June 2004; pp. 1737-1743.
 24. Albert Esser. "Contactless Charging and Communication System for Electric Vehicles" IEEE 1993. IEEE Industry Applications Magazine; vol. 1; no. 6 1993; pp.4-11.
 25. Wei Liu; Houjun Tang. "Analysis of Voltage Source Inductive Coupled Power Transfer Systems Based on ZPA (Zero Phase Angle) Resonant Control Method". 2nd IEEE Conference ICIEA 2007; pp. 1873-1877.
 26. K.W. Klontz; D.M. Divan; D.W. Novotny and R.D. Lorenz. "Contactless Power Delivery System for Mining Applications". IEEE Transactions on Industry Applications; vol.31; no.1; February 1995; pp. 27-35.
 27. D. Kacprzak; G. Covic and J.T. Boys. "An Improved Magnetic Design for ICPT system Pickups". 7th IEEE Power Engineering Conference IPEC 2005.vol.2, pp. 1133-1136.
 28. T.Bieler; M. Perrottet; V. Nguyen and Y. Perriard. "Contactless Power and Information Transmission". IEEE Transactions on Industry Applications; vol.38; no.5; October 2002; pp. 1266-1272.
 29. Byeong-Mun Song; R. Kratz and S. Gurol. "Contactless Inductive Power Pickup for Maglev Applications". 37th IEEE Industry Applications Conference; vol.3; 2002; pp. 1586-1591.
 30. Junji Hirai; Tae-Woong Kim and A. Kawamura. "Study on Intelligent Battery Charging Using Inductive Transmission of Power and Information". IEEE Transactions on Power Electronics; vol.15; no.2; March 2000; pp. 335-345.
 31. H. Abe; H. Sakamoto and K. Harada. "A Noncontact Charger Using a Resonant Converter with Parallel Capacitor of the Secondary Coil". IEEE Transactions on Industry Applications; vol.36; no.2; April 2000; pp. 444-451.
 32. Yungtaek Jang and M. Jovanovic. "A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable-Telephone Battery Chargers". IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.50; no.3; June 2003; pp. 520-527.
 33. Y. Kawase; T. Mori and T. Ota. "Magnetic Field Analysis of Coupling Transformers for EV Using 3-D Finite Element Method". IEEE Transactions on Magnetics; vol.34; no.5; September 1998; pp. 3186-3189.
 34. G.A.Elliott; G.A. Covic and D. Kacprzak. "A New Concept: Asymmetrical Pick-Ups for ICPT Monorail Systems". Transactions on Magnetics; vol.42; no.10; October 2006; pp. 3389-3391.
 35. D. Kacprzak and Jan K. Sykulski. "Finite Element Study of Magnetic Configurations of Flat Pickups for Inductively Coupled Power Transfer Systems". 17th International Conference on Electrical Machines ICEM 2006; pp.1-5.
 36. G.A.J. Elliott; J.T. Boys and G.A. Covic. "A Design Methodology for Flat Pick- up ICPT Systems". 1st IEEE International Conference on Industrial Electronics and Applications. May 2006; pp. 1-7
 37. Stefan Raabe. "A New Three Phase ICPT System". Report of Department of Electrical and Computer Engineering. University of Auckland 2006.
 38. G.A. Covic; J.T. Boys; M.L. Kissin and H. G. Lu. "A Three-Phase Inductive Power Transfer System for Roadway-Powered Vehicles". IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.54; no.6; December 2007; pp. 3370-3378.
 39. S. Raabe; G.A. Elliot; G.A. Boys. "A Quadrature Pickup for Inductive Power Transfer System". IEEE Industrial Electronics and Applications ICIEA'07; May 2007; pp. 68-73.
 40. J. de Boeij; E. Lomonova and A. Vandenput. "Contactless Energy Transfer to a Moving Load Part I: Topology Synthesis and FEM simulation". IEEE ISIE'06, July 2006; pp. 739-744.
 41. F.Sato; J. Murakami; T. Suzuki and H. Matsuki. "Contactless Energy Transmission to Mobile Loads by Contactless Power Station (CLPS)-Test Driving of an EV with Starter Batteries". IEEE Transactions on Magnetics; vol.33; no.5; September 1997; pp. 4203-4205.
 42. C. Fernandez; O. García; R. Prieto; J.A. Cobos and S. Gabriels. "Design Issues of a Core-less Transformer for a Contact-less Application". 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2002, vol.1; pp. 339-345.
 43. W. Zhou; Hao Ma. "Design Considerations of Compensation Topologies in ICPT System". IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'07; March 2007; pp. 985-990.
 44. C. Wang; O.H. Stielau; G.A. Covic. "Load Models and their Application in the design of Loosely

- Coupled Inductive Power Transfer Systems". In IEEE proc. Power Con, 2000; vol.2; pp. 1053-1058.
45. R. L. Steigerwald. "Practical Design Methodologies for Load Resonant Converters Operating Above Resonance". 14th IEEE International conference INTELEC'92, Oct.1992, pp. 172-179.
 46. Chwei-Sen Wang; G.A. Covic. "Investigating an LCL Load Resonant Inverter for Inductive Power Transfer Applications". IEEE Transactions on Power Electronics; vol.19; no.4; July 2004; pp. 995-1002.
 47. Y. H. Chao; J.J. Shieh; C. T. Pan and W. Shen. "A Closed-Form Oriented Compensator Analysis for Series-Parallel Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems". IEEE 2007, pp. 1215-1220.
 48. Chwei-Sen Wang; O.H. Stielau and G.A. Covic. "Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger". IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.52; no.5; October 2005; pp. 1308-1314.
 49. D. Han and A.Lin "Transformer Coupling Compensation for IPT Track". International Conference University of Auckland. Sep 2005; pp.1035-1040.
 50. R. Mecke, C. Rathge, W. Fisher and B. Andonovsky "Contactless Inductive Energy Transmission Systems with Large Air Gap". European Conference on Power Electronics and Applications 2003.
 51. J.T. Boys; C.I. Chen and G.A. Covic. "Controlling Inrush Currents in Inductively Coupled Power Systems". 7th IEEE Power Engineering Conference; vol.2; Dec 2005; pp. 1046-1051.
 52. C. Wang; G.A. Covic and O.H. Stielau. "Power transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems". IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.51; no.1; February 2004; pp. 148-157.
 53. B.S. Lee and K. Han. "Modeling and Analysis of IPT System Used for PRT". 8th Proceedings on Electrical Machines and systems; Sep. 2005; vol.1; pp. 839-842.
 54. H. Sakamoto; K. Harada; S. Washimija and K. Takehara. "Large Air-Gap Coupler for Inductive Charger". IEEE Transactions on Magnetics; vol.35; no.5; September 1999; pp. 3526-3528.
 55. A. Okuno; L. Gamage and M. Nakaoka. "Performance Evaluations of High-Frequency Inverter-Linked DC/DC Converter with Noncontact Pickup Coil". IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.48; no.2; April 2001; pp. 475- 477.
 56. P. Knaup; K. Hasse. "Zero Voltage Switching Converter for Magnetic Transfer of Energy to Movable Systems". European Conference on Power Electronics and Applications; vol.2; 1997; pp. 168-173.
 57. J. Meins, G. Bühler, R. Czainski and F. Turki. "Contactless Inductive Power Supply". 19th International Conference on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives. Sep.2006; pp. 1-9.
 58. S. Altchev; B. Borges; T. Brandisky and J.B. Laassens. "Efficient Resonant Inductive Coupling Energy Transfer Using New Magnetic and Design Criteria". 36th IEEE PESC conference June 2005. pp. 1293-1298.
 59. M. Borage; S. Tiwari and S. Kotaiah. "Analysis and Design of an LCL-T Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply". IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.52; no.6; December 2005; pp. 1547-1554.
 60. H.Li; N.H. Kutkut; D. Divan and K. Shenai. "Design Considerations of IGBT's in Resonant Converter Applications". IEEE Journal of Solid -State circuits. vol.31; no.1; January 1996; pp. 97-105.
 61. J.T. Boys; G.A. Elliot and G.A. Covic. "An Appropriate Magnetic Coupling Co- Efficient for the Design and Comparison of ICPT Pickups". IEEE Transactions on Power Electronics; vol.22; no.1; January 2007; pp. 333-335.
 62. J.T.Boys, G.A.Covic and Y.Xu." DC Analysis Technique for Inductive Power Transfer Pick-Ups". IEEE Power Electronics Letters, vol.1, no.2; June 2003, pp. 51-53.
 63. A.Patrick Hu and Stephan Hussmann. "Improved Power Flow Control for Contactless Moving Sensor Applications". IEEE Power Electronics Letters, vol.2; no.4, December 2004; pp. 135-138.
 64. S. Kikuchi; T. Seto; T. Satoh, H. Osada and K. Seki. "A New Meander Type Contactless Power Transmission System-Active Excitation with a Characteristics of Coil Shape". IEEE Transactions on Magnetics. Vol. 34, no. 4; July 1998, pp. 2069-2071.
 65. Xun Liu and Y. Hui. "Optimal Design of a Hybrid Winding Structure for planar Contactless Battery Charging Platform". IEEE Transactions on Power Electronics; vol.23; no.1; January 2008; pp. 455-463.
 66. D. Pedder, A. Brown and J.A. Skinner. "A Contactless Electrical Energy Transmission System". IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.46; no.1; February 1999; pp. 23-30.
 67. R. Laouamer, M. Brunello and J.P. Ferrieux. "A multi-resonant converter for non-contact charging

- with electromagnetic coupling” 23rd IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. Vol. 2. Nov. 1997, pp. 792-797.
68. W. Hsu, A.P. Hu, A. Swain and X. Dai. “A New Contactless Power Pick-up with Continuous Variable Inductor Control using magnetic amplifier”. IEEE PowerCon 2006, Oct. 2006, pp. 1-8.
 69. J.L. Villa, J. Sallan, A. Llombart and J.F. Sanz. “Design of a high frequency Inductively Coupled Power Transfer system for electric vehicle battery charge”. Applied Energy vol.86. Mar. 2009. pp. 355-363.
 70. J.L. Villa, J. Sallan, A. Llombart and J.F. Sanz. “Practical Development of a 5 kW ICPT System SS Compensated with a Large Air gap”. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE. June 2007. pp. 1219-1223.
 71. T. Hata and T. Ohmae. “ Position Detection Method using Induced Voltage for Battery Charge on Autonomous Electric Power Supply System for Vehicles” 8th IEEE Conference on Advanced Motion Control ; March 2004, pp. 187–191.
 72. Wu Ying, Yan Luguang and Xu Shangang. “Modeling and Performance Analysis of the New Contactless Power Supply System”. 8th IEEE Conference on Electrical Machines and Systems 2005;vol.3, pp. 1983-1987.
 73. X. Liu, C.K. Lee and S.Y. Hui. “Optimal Operation of Contactless Transformers with resonance in Secondary Circuits”. 23th IEEE Conference on Applied Power Electronics; Feb.2008; pp. 645-650.
 74. W. Zhou and H. Ma. “Steady-State Analysis of the Inductively Coupled Power Transfer System”. 32nd IEEE Industrial Electronics Conference IECON’06; Nov. 2006; pp. 2438-2443.
 75. A. Patrick Hu. “Selected Resonant Converters for IPT Power Supplies” Tesis Doctoral Universidad de Auckland- New Zealand. Oct. 2001.
 76. J.L. Villa, J. Sallan, A. Llombart and J.F. Sanz. “Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge” Aceptado para publicación en la revista IEEE Transactions on Industrial Electronics.
 77. Chaofeng Huang, Paul Melcher, George Ferguson and Richard Ness. “Loss Estimation of Capacitor in High Rep-Rate Pulsed Power System”. IEEE Pulsed Power Conference. Junio 2005; pp. 1077-1080
 78. J.T. Boys, C.Y. Huang, and G.A. Covic. “Single-Phase Unity Power-Factor Inductive Power Transfer System”. IEEE Power Electronics Specialist Conference; June 2008; pp. 3701-3706.
 79. P. Sergeant, and A. Van den Bossche, “Inductive coupler for contactless power transmission,” IET Electron. Power Appl., vol. 2, no. 1, , Jan. 2008, pp 1-7.
 80. Bruno gervet, "El uso de petróleo crudo en la fabricación de plástico, contribuye al calentamiento global", mayo de 2007, el Grupo de Investigación en Energía Renovable, Departamento de Génie et Environnement énergétique INSA Lyon, Francia, http://www.ltu.se/polopoly_fs/ 1,5035% de plásticos 20 -% 20final.pdf
 81. Greenburg, Ken. "Inundado de fuentes de alimentación incompatibles, Consumers decir basta, Nuevos Informes Green Plug encuesta." Edge Communications. 27 de mayo 2008. info@edgecommunicationsinc.com
 82. Rose, William. "1394 Trade Association Technical Brief: ¿Qué verde es mi FireWire" WJR Consulting, Inc.
 83. S. Ang and A. Oliva, Power-Switching Converters, 2d ed., Taylor & Francis, Boca Raton, Fla., 2005.
 84. R. D. Middlebrook and S. Cuk, “A General Unified Approach to Modelling Switching—Converter Power Stages” IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1976.
 85. N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3d ed., Wiley, New Yorks, 2003.