



(21) 申請案號：106128204

(22) 申請日：中華民國 106 (2017) 年 08 月 21 日

(51) Int. Cl. : *H02J50/12 (2016.01)*(71) 申請人：國立交通大學 (中華民國) NATIONAL CHIAO TUNG UNIVERSITY (TW)
新竹市東區大學路 1001 號

(72) 發明人：洪浩喬 HONG, HAO-CHIAO (TW)

(74) 代理人：江日舜

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：19 項 圖式數：7 共 37 頁

(54) 名稱

具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統

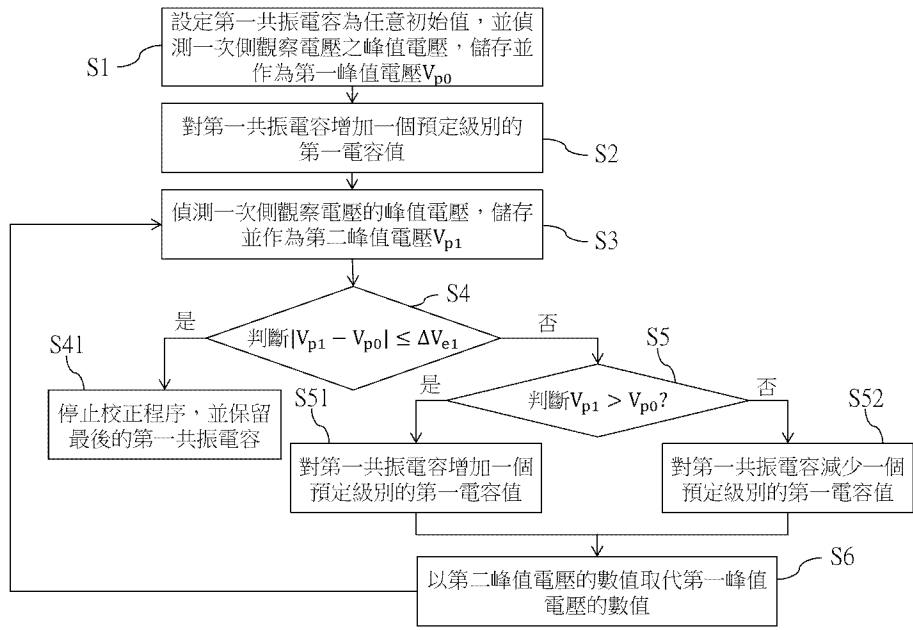
RESONANT MAGNETIC COUPLING WIRELESS POWER TRANSFER SYSTEM WITH
CALIBRATION CAPABILITY OF ITS INDUCTOR-CAPACITOR RESONANT FREQUENCIES

(57) 摘要

本發明揭露一種具備校正傳送端與接收端電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其係藉由在適當的校正環境設定下，偵測線圈電感或共振電容兩端的峰值電壓並據以調整此共振電容值，直到此峰值電壓為最大來完成校正系統中的該等共振電容，以準確控制功率傳送端與功率接收端電路之中的電感電容共振頻率(LC resonance frequency)，進而達成最高功率傳輸效率與最大傳輸功率。

A resonant magnetic coupling wireless power transfer system with calibration capability of the resonant frequencies of its power transmitter(s) and power receiver(s) is disclosed. The system detects the peak voltages of the coil inductors or the resonant capacitors and tunes the resonant capacitors until the detected peak voltages reach their maximal values given proper setup conditions, so as to calibrate the inductor-capacitor(LC) resonance frequencies of the power transmitter(s) and the power receiver(s) in the resonant magnetic coupling wireless power transfer system to achieve the highest power transferred to the load and a high power transfer efficiency.

指定代表圖：



第2圖



201914167

申請日: 106/08/21

IPC分類: *H02J 50/12* (2016.01)**【發明摘要】****【中文發明名稱】**

具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統

【英文發明名稱】

Resonant magnetic coupling wireless power transfer system with calibration capability of its inductor-capacitor resonant frequencies

【中文】

本發明揭露一種具備校正傳送端與接收端電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其係藉由在適當的校正環境設定下，偵測線圈電感或共振電容兩端的峰值電壓並據以調整此共振電容值，直到此峰值電壓為最大來完成校正系統中的該等共振電容，以準確控制功率傳送端與功率接收端電路之中的電感電容共振頻率(LC resonance frequency)，進而達成最高功率傳輸效率與最大傳輸功率。

【英文】

A resonant magnetic coupling wireless power transfer system with calibration capability of the resonant frequencies of its power transmitter(s) and power receiver(s) is disclosed. The system detects the peak voltages of the coil inductors or the resonant capacitors and tunes the resonant capacitors until the detected peak voltages reach their maximal values given proper setup conditions, so as to calibrate the inductor-capacitor(LC) resonance frequencies of the power transmitter(s) and the power receiver(s) in the resonant magnetic coupling wireless power transfer system to achieve the highest power transferred to the load and a high power transfer efficiency.

【指定代表圖】：第(2)圖。

【代表圖之符號簡單說明】

無

【發明說明書】

【中文發明名稱】

具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統

【英文發明名稱】

Resonant magnetic coupling wireless power transfer system with calibration capability of its inductor-capacitor resonant frequencies

【技術領域】

【0001】 本發明係有關一種磁共振式無線傳能系統（wireless power transfer system），特別是關於一種可以自動校正電感電容(LC)共振頻率之共振式磁耦合無線傳能系統。

【先前技術】

【0002】 無線傳能（WPT）是一種相當便利的技術，可以廣泛應用在攜帶型設備上，例如行動電話、生醫植入式裝置、感測器、電動車輛等等。這些無線傳能系統通常會具有二種主要規格，一種是功率傳輸效率（Power Transfer Efficiency, PTE），此為傳輸至負載的功率與供應功率的比值，此PTE值係小於或等於1；另一種主要規格則是最大傳輸功率(Maximal Transferred Power, MTP)，亦即負載可以從WPT系統接收到的最大功率。

【0003】 非共振式磁耦合（NRMC）和共振式磁耦合（RMC）都是常見的無線傳能技術。然而非共振式磁耦合WPT系統只有在傳送端線圈與接收端之間的耦合係數(k)接近1時，亦即當二個線圈具有相近的直徑且它們的距離遠小於線圈的直徑時，才能提供較佳的傳輸效率與功率。也因此，非共振式磁耦合WPT系統僅適用於一對一的WPT。

【0004】 另一方面，共振式磁耦合WPT系統能在一個非常小的耦合係數的操作環境下達成非共振式磁耦合WPT系統在較高的耦合係數的操作環境下才

能達成的功率傳輸效率，亦即共振式磁耦合WPT系統可以在相同線圈之條件下在較長的距離下運作。再者，二線圈的直徑無須相似，且一個傳送端可以對應數個接收端，而這些特徵擴大了WPT系統的應用。

【0005】 雖然共振式磁耦合WPT系統具有這麼多優點，但目前商業產品量產時，最主要的困難係在於共振式磁耦合WPT系統需要將傳送端和接收端二側的LC電路之共振頻率準確控制在某些與系統電路參數相關的特定值，LC共振頻率的一個小偏差就會嚴重影響系統的功率傳輸效率和最大傳輸功率。然而，電路中的元件一定存在出廠誤差，致使共振式磁耦合WPT系統的效能遠低於理論上可達之最佳值。

【0006】 傳統用來校正LC共振頻率的方法通常是透過LCR儀器來分別測量電感及電容值，通常使用可變電容器並利用手動調整來補償電感器與電容器的出廠誤差值。另一種常見的方法為加入匹配電路(matching network(s))來調整傳送端所見等效負載阻抗與負載所見之等效傳送端的源阻抗。然而，匹配電路中的元件依然有出廠誤差的問題。加拿大專利CA2448316 A1提出一種測量最大和最小共振頻率，並使用線性插值來猜測一數位控制電容器的目標控制代碼，以節省校正時間。但是此方法應用於WPT系統時需先量測WPT系統電路參數來計算出校正目標值，因此費時費力，且校正環境不同於正常操作環境，所以它們會具有不同的寄生電容和電感值，因此，校正後WPT系統的共振頻率在正常操作期間仍會偏離目標。

【0007】 其他已知校正LC的方法，包括有美國專利US 7,940,140 B2、US 8,508,308 B2、US8,902,009 B1、US 8,766,712 B2等專利前案係調整PLL的振盪頻率，或是如美國專利US 8,918,070 B2調整LNA的振盪頻率等，目前尚未有發展出適用於校正WPT系統的共振頻率以提升其效能的校正技術。

【0008】 有鑑於此，本發明遂提出一種可以自動校正LC共振頻率之共振

式磁耦合無線傳能系統，以解決前述困擾。

【發明內容】

【0009】 本發明之主要目的係在提供一種共振式磁耦合無線傳能系統，其係可以自動校正傳送端與接收端之共振電容來準確控制功率傳送端和功率接收端中之LC共振頻率，進而達到以無線方式傳輸最大的功率至負載之功效。

【0010】 本發明之另一目的係在提供一種共振式磁耦合無線傳能系統，其係可同時兼顧最佳(局部優化/sub-optimal)功率傳輸效率以及最大的傳輸功率之優勢，更可搭配最佳的等效負載電阻來達到最高功率傳輸效率。

【0011】 為達到上述目的，本發明提出一種具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其係包括至少一功率傳送端及至少一功率接收端；此功率傳送端係傳送一交流功率給至少一功率接收端。功率傳送端包括有一功率放大器推動一電感電容共振器，此電感電容共振器係可以等效為至少包含串聯連接的一第一共振電容及一一次側線圈，其中，在對第一共振電容進行校正時，係調整第一共振電容直至一一次側觀察電壓到達最大的峰值電壓，該一次側觀察電壓係指一次側線圈的跨壓或第一共振電容的跨壓，此時之第一共振電容即為最佳化數值。

【0012】 其中，上述之功率接收端更至少包括有一二次側線圈和一串聯式共振負載電路，此串聯式共振負載電路更至少包含有等效為串聯連接之一第二共振電容及一負載，且一次側線圈與二次側線圈之間係具有一互感，該互感可以一耦合係數以及兩線圈之電感值的關係表示。

【0013】 其中，上述之功率接收端更至少包括有一二次側線圈和一並聯式共振負載電路，此並聯式共振負載電路至少包含有等效為並聯連接之一第二共振電容及一負載，且一次側線圈與二次側線圈之間係具有一互感，此互感可以一耦合係數及兩線圈之電感值的關係表示。

【0014】 上述之第一共振電容之校正程序更包括：(S1)設定第一共振電容為任意初始值，然後偵測一次側觀察電壓之峰值電壓，儲存並作為第一峰值電壓；(S2)對第一共振電容增加一個預定級別的第一電容值；(S3)再次偵測一次側觀察電壓的峰值電壓，儲存並作為第二峰值電壓；(S4)判斷第一峰值電壓和第二峰值電壓之差值是否位於一預定誤差範圍內，若是，則停止整個校正程序，並保留最後的第一共振電容之數值；若否則進行下一步驟；(S5)若第二峰值電壓大於第一峰值電壓，則繼續對第一共振電容增加一個預定級別的該第一電容值，若第二峰值電壓小於第一峰值電壓，則對第一共振電容減少一個預定級別的第一電容值；最後，(S6)以第二峰值電壓的數值取代第一峰值電壓的數值，再重新回到步驟(S3)，依序重複進行相同步驟。

【0015】 其中，在第一共振電容進行校正時，二次側線圈可以為短路或開路，甚至可先移除功率接收端，以將第一共振電容校正為特定值，提供校正第二共振電容時使用。

【0016】 其中，本發明更可對功率接收端之第二共振電容進行校正，以得到最佳(sub-optimal)功率傳輸效率，在對第二共振電容進行校正時，係在適當校正環境設定下調整第二共振電容直至一二次側觀察電壓到達最大的峰值電壓，該二次側觀察電壓係指二次側線圈的跨壓或第二共振電容的跨壓，此時之第二共振電容即為最佳化數值。

【0017】 續上，第二共振電容之校正程序更包括：(S1)設定第二共振電容為任意初始值，然後偵測二次側觀察電壓之峰值電壓，儲存並作為第一二次側峰值電壓；(S2)對第二共振電容增加一個預定級別的第二電容值；(S3)再次偵測二次側觀察電壓的峰值電壓，儲存並作為第二二次側峰值電壓；(S4)判斷第一二次側峰值電壓和第二二次側峰值電壓之差的絕對值是否位於一預定誤差範圍內，若是，則停止整個校正程序，並保留最後的第二共振電容之數值；若否，則進行

下一步驟；(S5)若第二二次側峰值電壓大於第一二次側峰值電壓，則繼續對第二共振電容增加一個預定級別的第二電容值，若第二二次側峰值電壓小於第一二次側峰值電壓，則對第二共振電容減少一個預定級別的第二電容值；以及(S6)將第二二次側峰值電壓的數值取代第一峰二次側值電壓的數值，再重新回到步驟(S3)，依序重複進行相同步驟。

【0018】 底下藉由具體實施例配合所附的圖式詳加說明，當更容易瞭解本發明之目的、技術內容及其所達成的功效。

【圖式簡單說明】

【0019】

第1圖係為本發明之串聯負載式具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統的電路示意圖。

第2圖係為本發明在校正功率傳送端之第一共振電容的流程示意圖。

第3圖係為本發明之並聯負載式具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統的電路示意圖。

第4圖係為第1圖的等效電路示意圖。

第5圖係為第3圖的等效電路示意圖。

第6圖係為第4圖及第5圖的集總電路示意圖。

第7圖係為本發明在校正第一共振電容的程序示意圖。

【實施方式】

【0020】 本發明提出之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統可以在適當的校正環境設定下，校正共振電容之數值至最大的峰值電壓，以藉此達到自我校正之目的。本發明之系統可以為串聯負載式 (Series-loaded) 共振式磁耦合無線傳能系統或是並聯負載式 (Shunt-loaded) 共振式磁耦合無線傳能系統，且不管為何種系統，其技術精神皆相同。

【0021】 首先如第1圖所示，一種串聯負載式具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統主要包括，至少一功率傳送端10包括有一功率放大器PA推動一電感電容共振器11，此電感電容共振器11的等效電路至少包含串聯連接的一第一共振電容 C_1 及一一次側線圈 L_1 ，且一次側線圈 L_1 兩端會產生一一次側觀察電壓 V_{L1} ，此一次側觀察電壓 V_{L1} 亦可為第一共振電容 C_1 之跨壓。此功率傳送端10會傳送一交流功率(AC power)給至少一功率接收端20，其係具有電性連接的一二次側線圈 L_2 及一共振負載電路，此共振負載電路係為一串聯式共振負載電路21，其係可以等效為至少包含有串聯連接之一第二共振電容 C_2 及一等效負載電阻 R_L ，並有二開關 S_s 、 S_o 電性連接在二次側線圈 L_2 以及該串聯式共振負載電路21之間，其中開關 S_s 並聯該串聯式共振負載電路21，開關 S_o 串聯該串聯式共振負載電路21，且該等效負載電阻 R_L 亦並聯一額外開關 S_R ，開關 S_s 、開關 S_R 在正常操作模式下係保持開路，開關 S_o 在正常操作模式下則保持導通。此功率接收端20會產生一二次側觀察電壓 V_{L2} ，此二次側觀察電壓 V_{L2} 可為二次側線圈 L_2 的跨壓或第二共振電容 C_2 的跨壓，且該一次側線圈 L_1 與該二次側線圈 L_2 之間係具有一互感，此互感可以一耦合係數 k 以及兩線圈之電感值的關係表示；其中，在對第一共振電容 C_1 進行校正時，係調整第一共振電容 C_1 直至一次側觀察電壓 V_{L1} 到達最大的峰值電壓，不論當時功率接收端20之元件參數為何，此時之第一共振電容 C_1 即為該操作環境下提供最大負載功率之最佳化數值。功率傳送端10更包括一峰值偵測器12，其係電性連接一次側線圈 L_1 或第一共振電容 C_1 ，以測量該一次側觀察電壓 V_{L1} 之峰值電壓；另有一一次側控制器14係電性連接峰值偵測器12，以接收與儲存峰值電壓，並據此判斷其大小來調整第一共振電容 C_1 ，此外該一次側控制器14亦可控制該功率放大器PA在校正模式下的等效輸出電阻。同樣地，功率接收端20包括有一峰值偵測器22，其係電性連接二次側線圈 L_2 或第二共振電容 C_2 ，以測量二次側觀察電壓之峰值電壓，峰值偵測器22更電性連接一二次側控制

器24，以接收儲存峰值電壓，並據此判斷其大小來調整第二共振電容 C_2 ，此外該二次側控制器24依據工作模式控制該等開關 S_S 、 S_O 、與 S_R 的作動。

【0022】 同時參考第2圖所示，對第一共振電容 C_1 之校正程序更包括下列步驟，首先如步驟S1所示，設定第一共振電容 C_1 為任意初始值，然後偵測一次側觀察電壓之峰值電壓，儲存並作為第一峰值電壓 V_{p0} ；接著如步驟S2所示，對第一共振電容 C_1 增加一個預定級別的第一電容值 ΔC_1 ；如步驟S3所示，再次偵測一次側觀察電壓的峰值電壓，儲存並作為第二峰值電壓 V_{p1} ；在步驟S4中判斷第一峰值電壓 V_{p0} 和第二峰值電壓 V_{p1} 之差的絕對值是否位於一預定誤差範圍 ΔV_{e1} 內，若是，如步驟S41所示停止校正程序，並保留最後的第一共振電容 C_1 ；若否，則繼續進行下一步驟S5；在步驟S5中判斷第二峰值電壓 V_{p1} 是否大於第一峰值電壓 V_{p0} ，若第二峰值電壓大於第一峰值電壓，如步驟S51繼續對該第一共振電容 C_1 增加一個預定級別的第一電容值 ΔC_1 ，若第二峰值電壓小於第一峰值電壓，則如步驟S52所示對第一共振電容 C_1 減少一個預定級別的第一電容值 ΔC_1 ，其中預定級別的第一電容值 ΔC_1 亦可根據第一峰值電壓與第二峰值電壓的差值作動態調整；繼續如步驟S6所示以第二峰值電壓 V_{p1} 的數值取代第一峰值電壓 V_{p0} 的數值，再重新回到步驟S3，並依序重複進行相同步驟。如此，即可藉由前述之校正程序取得最佳化的第一共振電容 C_1 。若將預定誤差範圍 ΔV_{e1} 設為0，則此校正程序會持續進行以追蹤系統參數的任何變化。

【0023】 其中，該第一共振電容 C_1 或第二共振電容 C_2 係為一數位控制變容器或是一壓控變容器。另外，在第一共振電容 C_1 進行校正時，二次側線圈 L_2 可以為短路或開路以控制校正後之第一共振電容 C_1 值為校正第二共振電容 C_2 時所需之特定值(在非短路或非開路狀況下之校正結果即為當時負載狀況下之最佳值)。詳言之，如第1圖所示，控制開關 S_S 導通，使二次側線圈 L_2 可以為短路以進行 C_1 校正，此時開關 S_O 與 S_R 可為導通或開路狀態；或是控制開關 S_S 開路且 S_O 導通，使

二次側線圈 L_2 可以為開路以進行校正，此時開關 S_R 可為導通或開路狀態；其中設定二次側線圈 L_2 開路狀態更可藉由移除功率接收端20達成，也因此開關 S_0 為非必需的選擇性元件。

【0024】 在第1圖所示之具備校正電感電容共振頻率功能之串聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統中，除了進行第一共振電容 C_1 校正之外，更可對功率接收端20之第二共振電容 C_2 進行校正，以得到高(局部優化)功率傳輸效率，在對第二共振電容 C_2 進行校正時，係調整第二共振電容 C_2 直至二次側觀察電壓到達最大的峰值電壓，該二次側觀察電壓係為二次側線圈 L_2 的跨壓或第二共振電容 C_2 的跨壓，此時之第二共振電容 C_2 即為最佳化數值。有關第二共振電容 C_2 之校正程序係相同於第2圖所示之第一共振電容 C_1 之校正程序，差別僅在於在進行第二共振電容 C_2 校正時，是偵測二次側觀察電壓，並依序偵測得到第一二次側峰值電壓和第二二次側峰值電壓以進行後續之校正程序，其餘則與前面相同，故不再此贅述；校正第二共振電容 C_2 時，功率接收端20之負載 R_L 的等效負載電阻係藉由控制並聯開關 S_R 設定為0，且在進行第二共振電容 C_2 校正時，係基於第一共振電容 C_1 已在二次側線圈 L_2 為短路或開路狀態下完成校正之狀況下進行的；另外，為了取得最佳的第二共振電容 C_2 ，一次側線圈 L_1 與二次側線圈 L_2 之間的耦合係數 k 係可以設定為足夠小的數值，且功率放大器PA之等效輸出電阻亦可以增加，以利於降低第二共振電容 C_2 校正結果的誤差。

【0025】 本發明之另一種實施例係為具備校正電感電容共振頻率功能之並聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統如第3圖所示，其主要包括有一功率傳送端30包括有一功率放大器PA及一電感電容共振器31，此電感電容共振器31可以等效為至少包含串聯連接有一第一共振電容 C_1 及一一次側線圈 L_1 ，且一次側線圈 L_1 會產生一一次側觀察電壓 V_{L1} ，此一次側觀察電壓 V_{L1} 亦可為第一共振電容 C_1 之跨壓，此功率傳送端30會傳送一交流功率給至少一功率接收端40，其係具有電性

連接的一二次側線圈 L_2 及一共振負載電路，此共振負載電路係為並聯式共振負載電路41，其係可以等效為至少包含有並聯連接的一第二共振電容 C_2 及一等效電阻負載 R_L ，並有二開關 S_S 、 S_O 電性連接至二次側線圈 L_2 ，其中開關 S_S 與第二共振電容 C_2 與等效負載電阻 R_L 並聯，開關 S_O 為非必要元件且其係與該並聯式共振負載電路41串聯，開關 S_S 在正常操作模式下係保持開路，開關 S_O 在正常操作模式下則保持導通。此二次側線圈 L_2 兩端會產生一二次側觀察電壓 V_{L2} ，且該一次側線圈 L_1 與該二次側線圈 L_2 之間係具有一耦合係數 k （互感）；其中，在對第一共振電容 C_1 進行校正時，係調整第一共振電容 C_1 直至一次側觀察電壓 V_{L1} 到達最大的峰值電壓，不論當時功率接收端之元件參數為何，此時之第一共振電容 C_1 即為該操作情形之最佳化數值。功率傳送端30更包括一峰值偵測器32，其係電性連接一次側線圈 L_1 或第一共振電容 C_1 ，以測量該一次側觀察電壓 V_{L1} 之峰值電壓；另有一一次側控制器34係電性連接峰值偵測器32，以接收與儲存峰值電壓，並據此判斷其大小來調整第一共振電容 C_1 ，此外該一次側控制器34亦可控制該功率放大器PA在校正模式下的等效輸出電阻。同樣地，功率接收端40包括有一峰值偵測器42，其一端係電性連接二次側線圈 L_2 或第二共振電容 C_2 ，以測量二次側觀察電壓之峰值電壓，另一端則電性連接一二次側控制器44，以接收與儲存峰值電壓，並據此判斷其大小來調整第二共振電容 C_2 ，此外該二次側控制器44依據工作模式控制該等開關 S_S 與 S_O 的作動。

【0026】 在第3圖所示之系統架構中，其功率接收端40的電路連接關係雖然不同於第1圖中之電路連接關係，但是整體作動以及第一共振電容 C_1 和第二共振電容 C_2 的校正程序係相同於前述程序，故可參考前面所述內容，於此不再重複贅述，唯校正第二共振電容 C_2 時，功率接收端40中之等效負載電阻 R_L 不需設為0而是維持原狀。

【0027】 在說明完本發明之技術特徵之後，為證明本發明確實可以藉由自

動校正功率傳送端與功率接收端中之共振電容，使其二端組成之電感電容共振器之共振頻率得以最佳化(最佳頻率不一定是載波頻率 f_c)，進而使此共振式磁耦合無線傳能系統可以達到最佳效能。因此，將與本發明相關之技術理論基礎詳細說明如後。

【0028】 如第1圖和第3圖所示，第一共振電容 C_1 和一次側線圈 L_1 的位置係可以交換的，在圖中所示之開關 S_S 和 S_R 在正常操作模式下係保持開路(open)狀態，開關 S_O 在正常操作模式下則保持導通狀態，且這些開關僅使用於校正過程。在功率傳送端，功率放大器(PA)驅動帶有電感 L_1 的一次側線圈，PA的等效輸出電阻係為可以調整的，在傳送端的 C_1 和 L_1 係組成一個LC共振器。在功率接收端，具有電感 L_2 之二次側線圈係透過與 L_1 間的互感 L_M 接收功率，並將接收到的功率傳送至負載 R_L ，且 C_2 和 L_2 係在接收端組成另一個LC共振器。其中，在這二個LC共振器之共振頻率最接近特定頻率時，共振式磁耦合WPT系統可以達到最佳效能。互感 L_M 可以表示為 $L_M = k\sqrt{L_1L_2}$ ，其中 k 定義為耦合係數。

【0029】 第4圖和第5圖係分別為第1圖和第3圖的等效電路，圖中所示之 ω_c 、 R_{PA} 、 R_L 、 R_1 和 R_2 分別代表載波的角頻率、PA的等效輸出電阻、等效負載電阻、一次側線圈的寄生串聯電阻和二次側線圈的寄生串聯電阻，且 ω_c 、 L_1 、 R_1 、 L_2 、 R_2 和 R_{PA} 在正常操作模式下被預設為常數。一般而言，串聯負載式RMC架構在 R_L 較小時可以更有效率地提供電力給接收端的負載 R_L ；而並聯式RMC架構則更適合在 R_L 較大時有效率地提供電力給接收端的負載 R_L 。

【0030】 第4圖及第5圖所示之共振式磁耦合WPT系統之電路模型可以用相同之集總電路模型(lumped circuit model)來表示，如第6圖所示。且在第6圖中所使用的電路模型參數係如表1所示。

【0031】 表1

	串聯負載式	並聯負載式
--	-------	-------

Z_{11}	$j\omega_c L_1$	
Z_{22}	$j\omega_c L_2$	
$Z_{21/12}$	$j\omega_c L_M = j\omega_c k\sqrt{L_1 L_2}$	
Z_S	$R_{PA} + R_1 + \frac{1}{j\omega_c C_1}$	
Z_L	$R_L + \frac{1}{j\omega_c C_2}$	$\frac{R_L}{1 + j\omega_c C_2 R_L}$
Z_{2L}	$R_2 + R_L + \frac{1}{j\omega_c C_2}$	$R_2 + \frac{R_L}{1 + j\omega_c C_2 R_L}$

【0032】 在下面分析中，將使用表2中所定義之品質因子來表示這些分析結果。

【0033】 表2

符號	定義	範例設計值
Q_1	$\frac{\omega_c L_1}{R_1}$	150
Q_2	$\frac{\omega_c L_2}{R_2}$	110
Q_S	$\frac{\omega_c L_1}{R_{PA} + R_1}$	131
Q_L	$\frac{\omega_c L_2}{R_L}$	-
Q_{2L}	$\frac{\omega_c L_2}{R_2 + R_L}$	-

【0034】 一般情形下， L_1 、 L_2 這二電感的品質因子 Q_1 、 Q_2 以及 Q_S 必須遠大於1才能使共振式磁耦合WPT系統達到良好的特性，實際應用一般亦會要求 $k^2 Q_S Q_2 \gg 1$ 。

【0035】 詳細分析第6圖所示之集總電路模型的結果顯示， C_1 是在耦合係數 k 、 C_2 和 R_L 的值不變下決定最大傳輸功率(MTP)的唯一因子，因此，我們可以藉由調整 C_1 至其最佳值以獲得最大的負載功率(P_L)；另外一方面，分析結果亦顯示RMC WPT系統的功率傳輸效率取決於 C_2 和 R_L 的值且與 C_1 無關，因此在給定一固定的 R_L 的情形下，我們可以調整 C_2 至其最佳值而得到此時最大的功率傳輸效率。

表3列出在RMC WPT系統中的最佳設計值。

【0036】 表3

	最大 PTE 的最佳化 C_2 ，標示為 $C_{2,opt}$	當 $C_2 = C_{2,opt}$ 時，最大 PTE 的最佳化 R_L ，標示為 $R_{L,opt}$	當 $C_2 = C_{2,opt}$ 及 $R_L = R_{L,opt}$ 時，最大 P_L 的最佳化 C_1 ，標示為 $C_{1,opt}$
串聯負載 式 RIC	$\frac{1}{\omega_c^2 L_2}$	$\omega_c L_2 \left(\frac{k^2 Q_S}{\sqrt{1 + k^2 Q_S Q_2} - 1} - \frac{1}{Q_2^2} \right)$	$\frac{1}{\omega_c^2 L_1}$
並聯負載 式 RIC	$\frac{1}{1 + k^2 \frac{Q_S}{Q_2} + \frac{1}{Q_2^2}} \frac{1}{\omega_c^2 L_2}$	$\omega_c L_2 \frac{k^2 Q_S + Q_2 + \frac{1}{Q_2}}{\sqrt{1 + k^2 Q_S Q_2}}$	$\frac{1}{\omega_c^2 L_1}$

【0037】 由表3可以看出串聯負載式RMC系統的 $C_{2,opt}$ 係與 R_L 、 k 和傳送端的設計參數無關。因此，本發明可以在這些參數於不同於正常操作環境的設定值下對 C_2 進行校正，然後再儲存這些校正結果，並將校正結果使用在實際應用上，換言之，校正環境中 R_L 、 k 和傳送端的設計參數皆可以與正常操作環境的設定值有所不同而不影響校正結果的準確性。

【0038】 首先說明，校正共振式磁耦合無線傳能系統中之第一共振電容 C_1 的較佳實施例。

【0039】 除了要求高PTE之外，WPT系統通常也會要求高MTP。詳細分析結果顯示負載 R_L 接收到的功率 P_L 可以表示為：

$$P_L = H_{PL} \times |V_{L1}(C_1)|^2 \dots (1)$$

其中，

$$H_{PL} = \frac{k^2 \text{Re}\{Z_L\}}{2\omega_c^2 L_1 L_2 \left| \left(\frac{Z_{2L}}{Z_{22}} + 1 \right) \left(1 - j \frac{1}{Q_1} \right) - k^2 \right|^2} \dots (2)$$

式(1)、(2)係可同時適用於串聯負載式及並聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統。由式(2)可知 H_{PL} 係與 C_1 無關，所以根據式(1)，最大的 $|V_{L1}(C_1)|$ 也會產生最

大的 P_L 。因此，本發明提出自動調整 C_1 來達成最大的 $|V_{L1}|$ ，當找到最佳化的 C_1 ，標示為 $C_{1,opt}$ ，則此 $C_{1,opt}$ 即可提供最大的功率給 R_L 。

【0040】 首先，定義

$$\frac{Z_S}{Z_{11}} + 1 = m_1 - j \frac{1}{Q_S} \dots (3)$$

及

$$\frac{Z_{2L}}{Z_{22}} + 1 = m_2 - jb \dots (4)$$

其中，

$$m_1 = 1 - \frac{1}{\omega_c^2 L_1 C_1} \dots (5)$$

$$m_2 = 1 - \frac{\omega_c^2 L_2 C_2}{Q_L^2 + (\omega_c^2 L_2 C_2)^2}, \quad b = \frac{Q_L}{Q_L^2 + (\omega_c^2 L_2 C_2)^2} + \frac{1}{Q_2} \dots (6), \quad \text{適用於並聯負載式RMC系}$$

統；及

$$m_2 = 1 - \frac{1}{\omega_c^2 L_2 C_2}, \quad b = \frac{1}{Q_{2L}} \dots (7), \quad \text{適用於串聯負載式RMC系統。}$$

【0041】 另一方面，為了了解 C_1 與 $|V_{L1}|$ 的關係，分析結果得到：

$$\frac{\partial}{\partial C_1} \left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right| = \frac{H_{dVL1}}{\omega_c^2 L_1 C_1^2} \times (m_1 - m_{10}) \dots (8)$$

$$\text{其中，} H_{dVL1} = \left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right|^4 \frac{-(m_2^2 + b^2)}{(m_2 - k^2)^2 + \frac{m_2^2}{Q_1^2} + b(b + \frac{2}{Q_1} k^2)} \dots (9)$$

$$m_{10} = \frac{m_2}{m_2^2 + b^2} k^2 \dots (10)$$

【0042】 在此並同時定義：

$$C_{10} = \frac{1}{\omega_c^2 L_1 \left(1 - \frac{m_2}{m_2^2 + b^2} k^2 \right)} \dots (11)$$

【0043】 由於二種RMC WPT系統同時具有 $H_{dVL1} < 0$ 且 $b > 0$ 的條件，所以可以得到式(12)：

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial C_1} \left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right| > 0 \text{ for } C_1 < C_{10} \\ \frac{\partial}{\partial C_1} \left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right| < 0 \text{ for } C_1 > C_{10} \end{cases} \dots (12)$$

且當 $C_1 = C_{10}$ 時， $\frac{\partial}{\partial C_1} \left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right| = 0$ 。式(12)顯示 C_{10} 是對應最大 $|V_{L1}|$ 的最佳化值，亦即 $C_{10} = C_{1,opt}$ ；此式(12)亦同時顯示，當 C_1 大於最佳化值時，與 C_1 相關的 $|V_{L1}|$ 導數係為負的，當 C_1 小於最佳化值時，與 C_1 相關的 $|V_{L1}|$ 導數係為正的。

【0044】 本發明提出的校正方法就是使用式(12)的關係，藉由計算出 $|V_{L1}(C_1)|$ 相對應於 C_1 的斜率，增減 C_1 來找出峰值 $\left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right|$ 所對應之 C_{10} 。 C_1 的詳細校正流程如下所示：

- 1、設定 C_1 為任意初始值，然後偵測 $|V_{L1}(C_1)|$ 的峰值，儲存此峰值並作為 V_{p0} 。
- 2、對 C_1 增加一個預定級別 ΔC_1 。
- 3、偵測此時 $|V_{L1}(C_1)|$ 的峰值，儲存此峰值並作為 V_{p1} 。
- 4、若 V_{p1} 與 V_{p0} 的差的絕對值小於一預訂之最大誤差範圍 Δ_{e1} 則校正完成，儲存目前之 C_1 為校正結果；否則繼續進行下一步驟。
- 5、若 $V_{p1} > V_{p0}$ ， $|V_{L1}(C_1)|$ 相對應於 C_1 的斜率為正，其係表示電容 $C_1 < C_{10}$ ，所以對 C_1 增加一個與該預定級別同號(the same sign)之級別（相同於該預定級別 ΔC_1 ，也可以依 V_{p1} 與 V_{p0} 的差值作動態調整，以加速校正過程）；若 $V_{p1} < V_{p0}$ ， $|V_{L1}(C_1)|$ 的斜率為負，其係表示電容 $C_1 > C_{10}$ ，則對 C_1 減少一個與該預定級別同號(the same sign)之級別（相同於該預定級別 ΔC_1 ，也可以依 V_{p1} 與 V_{p0} 的差值作動態調整，以加速校正過程）。
- 6、更新 V_{p0} 的值為 V_{p1} ，並重新回到步驟3，依序重複進行相同步驟。

其中， ΔC_1 的值除了為正之外，亦可以為負。換言之，當 ΔC_1 的值為負時，在上述第2或5步驟中，增加一個負的 ΔC_1 事實上就等於減少一個 $|\Delta C_1|$ ；同理，在上述第5步驟中，減少一個負的 ΔC_1 事實上就等於增加一個 $|\Delta C_1|$ 。當然，此時 $|V_{L1}(C_1)|$ 相對應於 C_1 的斜率亦會改變，例如， $V_{p1} > V_{p0}$ 時， $|V_{L1}(C_1)|$ 相對

應於 C_1 的斜率變為負，其係表示電容 $C_1 > C_{10}$ ；若 $V_{p1} < V_{p0}$ ， $|V_{L1}(C_1)|$ 的斜率變為正，其係表示電容 $C_1 < C_{10}$ 。

【0045】 第7圖顯示具有二個不同之初始 C_1 值的 C_1 校正程序，在校正程序結束時， $|V_{L1}(C_1)|$ 相對應於 C_1 的斜率係接近0，並可以藉此得到預期中的最大 $|V_{L1}(C_1)|$ 。若將 Δ_{e1} 設定為0，則校正程序為一無限迴圈，同時校正中的 C_1 最終會來來回回的在校正標的 C_{10} 附近的級別 ΔC_1 範圍內切換，此乃因為變容器的本質(intrinsic)校正量化錯誤(quantization error)存在的緣故，但可使用較小的 ΔC_1 使其不影響校正結果。

【0046】 值得注意的是，最佳化 C_{10} 會追蹤耦合係數 k 的變化，亦即，由於校正時 C_1 會隨時追蹤 $|V_{L1}|$ 的最高值，所以功率傳送端可以持續提供最大的功率給負載 R_L 。

【0047】 除了校正 C_1 達到MTP，本發明可以在校正 C_1 的過程中，設定 $Z_L = 0$ 或 $Z_L = \infty$ ，以設定 C_1 做為一個特定值，用於校正 C_2 。將第1圖和第3圖中的開關 S_o 保持導通或開路，並將開關 S_s 導通來設定 $Z_L = 0$ 的狀況；將第1圖和第3圖中的開關 S_s 保持開路，並將開關 S_o 開路來設定 $Z_L = \infty$ 的狀況，或是直接移除整個功率接收端20/40來設定 $Z_L = \infty$ ，這就是為什麼開關 S_o 為非必要元件的原因。 C_1 的校正結果如下面表4所示。

【0048】 表4

S_s	S_o	C_{10}	C_{10} 的備註
off	on	$\frac{1}{\omega_c^2 L_1 \left(1 - \frac{m_2}{m_2^2 + b^2} k^2\right)}$	在正常操作模式下，可以獲得最大的 P_L (MTP)的最佳化的 C_1
on	on/off(導通或開路皆可)	$\frac{1}{\omega_c^2 L_1 \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_2^2}} k^2\right)}$	在 $Z_L = 0$ 的設定下， C_1 的校正結果，可以使用於校正 C_2 。

off	off(開路)	$\frac{1}{\omega_c^2 L_1}$	在 $Z_L = \infty$ 的設定下， C_1 的校正結果，可以使用於校正 C_2 。
-----	---------	----------------------------	--

【0049】 其次，說明校正並聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統中第二共振電容 C_2 的較佳實施例。

【0050】 對並聯負載式RMC系統定義出：

$$y = \omega_c^2 L_2 C_2 - 1 \cdots (13)$$

此適用於並聯負載式RMC系統。為了了解 C_2 與 $|V_{L2}|$ 的關係，分析結果得到：

$$\frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| = H_{avL2} \times (y - y_0) \cdots (14)$$

其中，

$$H_{avL2} = - \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right|^4 \frac{\omega_c^2 L_1^2}{k^4 L_2} \left((m_1 - k^2)^2 + \frac{1}{Q_S^2} + \frac{2k^2}{Q_S Q_2} + \frac{m_1^2 + \frac{1}{Q_S^2}}{Q_2^2} \right) \cdots (15)$$

$$y_0 = \frac{k^2(m_1 - k^2) - \left(\left(k^2 + \frac{1}{Q_S Q_2} \right)^2 - k^4 + \frac{m_1^2}{Q_2^2} \right)}{(m_1 - k^2)^2 + \frac{1}{Q_S^2} + \left(k^2 + \frac{1}{Q_S Q_2} \right)^2 - k^4 + \frac{m_1^2}{Q_2^2}} \cdots (16)$$

同時亦定義：

$$C_{20} = \frac{y_0 + 1}{\omega_c^2 L_2} \cdots (17)$$

【0051】 由於 $H_{avL2} < 0$ ，所以得到：

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| > 0 \text{ for } C_2 < C_{20} \\ \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| < 0 \text{ for } C_2 > C_{20} \end{cases} \cdots (18)$$

且當 $C_2 = C_{20}$ 時， $\frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| = 0$ 。式(18)顯示 C_{20} 是對應最大 $|V_{L2}|$ 的最佳化

值；此式(18)亦同時顯示，當 C_2 大於最佳化值時，與 C_2 相關的 $|V_{L2}|$ 導數係為負的，當 C_2 小於最佳化值時，與 C_2 相關的 $|V_{L2}|$ 導數係為正的。因此，校正 C_2 的方式係類似於校正 C_1 的方式，且 C_2 校正後的結果即為 C_{20} 。

【0052】 本發明提出的校正方法就是使用式(18)來計算出 $|V_{L2}|$ 相對應於 C_2 的斜率，並藉此增減 C_2 來找出峰值 $\left|\frac{V_{L2}}{V_S}\right|$ 所對應的 C_{20} 。 C_2 的詳細校正流程如下所示：

- 1、設定 C_2 為任意初始值，然後偵測 $|V_{L2}|$ 的峰值，儲存此峰值並作為 V_{R0} 。
- 2、對 C_2 增加一個預定級別 ΔC_2 。
- 3、偵測此時 $|V_{L2}|$ 的峰值，儲存此峰值並作為 V_{R1} 。
- 4、若 V_{R0} 和 V_{R1} 的差的絕對值係位於一預設範圍內，則此校正完成，儲存目前之 C_2 為校正結果。否則繼續進行下一步驟。
- 5、若 $V_{R1} > V_{R0}$ ， $|V_{L2}|$ 相對應於 C_2 的斜率為正，其係表示電容 $C_2 < C_{20}$ ，故對 C_2 增加一個與該預定級別同號(the same sign)之級別（相同於該預定級別 ΔC_2 ，也可以依 V_{R1} 與 V_{R0} 的差值作動態調整，以加速校正過程）；若 $V_{R1} < V_{R0}$ ， $|V_{L2}|$ 的斜率為負，其係表示電容 $C_2 > C_{20}$ ，則對 C_2 減少一個與該預定級別同號(the same sign)之級別（相同於該預定級別 ΔC_2 ，也可以依 V_{R1} 與 V_{R0} 的差值作動態調整，以加速校正過程）。
- 6、更新 V_{R0} 的值為 V_{R1} ，並重新回到步驟3，依序重複進行相同步驟。

其中， ΔC_2 的值可以為正，亦可以為負。換言之，當 ΔC_2 的值為負時，在上述第2或5步驟中，增加一個負的 ΔC_2 事實上就等於減少一個 $|\Delta C_2|$ ；同理，在上述第5步驟中，減少一個負的 ΔC_2 事實上就等於增加一個 $|\Delta C_2|$ 。當然，當 ΔC_2 的值為負時，此時 $|V_{L2}|$ 相對應於 C_2 的斜率亦會改變，例如， $V_{R1} > V_{R0}$ 時， $|V_{L2}|$ 相對應於 C_2 的斜率變為負，其係表示電容 $C_2 > C_{20}$ ；若 $V_{R1} < V_{R0}$ ， $|V_{L2}|$ 的斜率變為正，其係表示電容 $C_2 < C_{20}$ 。

【0053】 根據表3所示，並聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統可以達成最大PTE的最佳化 C_2 係為：

$$C_{2,opt} = \frac{1}{1 + k^2 \frac{Q_S}{Q_2} + \frac{1}{Q_2^2} \omega_c L_2} \frac{1}{\omega_c L_2} \dots (19)$$

其係與 R_L 無關，由於我們想要 C_2 的校正結果為 $C_{2,opt}$ ，結果， C_1 必須在校正期間設定為特定的值才能使 $C_{2,opt} = C_{20}$ 。當 C_2 校正完成後， C_2 可以在正常操作模式下保持其校正值，因為 C_1 的值與 PTE 無關，所以 C_1 在正常操作模式下的值可以與用來校正 C_2 時的 C_1 設定值不同，因此我們可以在校正期間設定二個參數 C_1 和 R_L 為任何固定值。然而，對並聯負載式 RMC WPT 系統來說，參數 k 在兩種模式下皆必須相同，因此，線上(on-line)校正是必須的。

【0054】 利用式(17)等於式(19)，在 C_2 校正期間可以設定 C_1 為：

$$C_1 \cong \frac{1}{\omega_c^2 L_1 (1 - k^2)} \text{ 或 } C_1 = \frac{1}{\omega_c^2 L_1 \left(1 + \frac{Q_S}{Q_2}\right)} \dots (20)$$

使 $C_{2,opt} = C_{20}$ 。

【0055】 式(20)的第二個解並沒有比較好的原因在於需要準確量測 Q_S 和 Q_2 、準確設定 C_1 和需要較大可變電容器作為 C_1 等的困難度，另一方面，表4顯示在 $Z_L = 0$ 的條件下校正所得之 C_1 將非常接近式(20)第一個解的數值而無須煩人的量測與設定。給定這個校正後的 C_1 ，然後完成 C_2 的校正所得到的校正結果 C_{20} 對於 $C_{2,opt}$ 的標準化(normalized)校正誤差可以表示為：

$$\frac{C_{20} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} = \frac{-k^2 Q_S Q_2}{Q_2^2 + 1} \dots (21)$$

【0056】 由式(21)可知，更可以將 Q_S 在校正過程中減少至一個較小值 Q_{SS} ，以進一步減少校正誤差，減少 Q_S 可以藉由增加 R_{PA} 來完成，有二種不需更動電路連接的方式可以達到此目的，亦即減少PA的輸出電晶體的有效尺寸(推力)或是PA的供應電壓，此外，也可以在校正時於PA與該電感電容共振器之間串聯一額外的電阻來減少 Q_S 。

【0057】 先設定

$$Q_{SS} = \lambda Q_S, \text{ 其中 } 0 < \lambda < 1 \dots (22)$$

【0058】 此標準化校正誤差會變成：

$$\frac{C_{20} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} = \frac{-k^2 Q_S Q_2}{Q_2^2 + 1} \times G_{e2cal} \dots (23)$$

【0059】 其中定義誤差增益 G_{e2cal} 為：

$$G_{e2cal} = \frac{2\lambda(1-\lambda)}{\frac{Q_2}{k^2 Q_S} + \frac{1}{k^2 Q_S Q_2} + \lambda} + 2\lambda - 1 \dots (24)$$

【0060】 式(24)表示，在此可以設置 λ 為 λ_{opt} 來完全消除校正誤差，其中

$$\lambda_{opt} = \frac{Q_2^2 + 1}{2(Q_2^2 + 1) + k^2 Q_S Q_2} \dots (25)$$

就算 λ 不為 λ_{opt} ，只要 $\lambda < 1$ ，誤差增益 G_{e2cal} 仍然小於一，亦即所得校正誤差較未降低 Q_S 時為小。

【0061】 表4亦表示，在 $Z_L = \infty$ 的設定下校正所得之 C_1 可以在弱耦合（loose coupling）環境中產生最接近式(20)的 C_1 而無需麻煩的設定。給定在 $Z_L = \infty$ 的設定下校正所得之 C_1 ，並完成 C_2 的校正結果相對於 $C_{2,opt}$ 的標準化校正誤差可以近似為：

$$\frac{C_{20} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} \cong \frac{-(k^2 Q_S)^2}{1 + (k^2 Q_S)^2} \dots (26)$$

【0062】 在弱耦合應用中 $k^2 Q_S \ll 1$ ，所以此校正誤差係可以被忽略的。

【0063】 對於強耦合（stronger coupling）應用而言，更可以在校正期間增加 R_{PA} 來將 Q_S 減少至一較小值 Q_{SS} ，以降低校正誤差。校正結果相對於 $C_{2,opt}$ 校正結果的標準化校正誤差可以表示為：

$$\frac{C_{20} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} = \frac{-k^2 Q_S Q_2 (k^2 Q_S Q_2 + 1)}{Q_2^2 + (k^2 Q_S Q_2 + 1)^2} \times G_{e2cal} \dots (27)$$

其中，此誤差增益 G_{e2cal} 為：

$$G_{e2cal} = \frac{(k^2 Q_S Q_2 \lambda^2 + 2\lambda - 1)(Q_2^2 + (k^2 Q_S Q_2 + 1)^2)}{(k^2 Q_S Q_2 + 1)(Q_2^2 + (\lambda k^2 Q_S Q_2 + 1)^2)} \dots (28)$$

【0064】 當 λ 等於下式(29)的 λ_{opt} 時，可以完全消除此校正誤差：

$$\lambda_{opt} = \frac{\sqrt{k^2 Q_S Q_2 + 1} - 1}{k^2 Q_S Q_2} \dots (29)$$

就算 λ 不為 λ_{opt} ，只要 $\lambda < 1$ ，誤差增益 G_{e2cal} 仍然小於一，亦即所得校正誤差較未降低 Q_S 時為小。

【0065】 接續說明校正串聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統中第二共振電容 C_2 的較佳實施例。

【0066】 校正串聯負載式RMC WPT系統的 C_2 ，係相似於並聯負載式RMC WPT系統，差別係在於校正標的 $C_{2,opt}$ 變為 $\frac{1}{\omega_c^2 L_2}$ ，其係根據表3所示且與 k 、 R_L 、和傳送端的設計參數無關。因此，可以在校正過程中將這些值指定為任意固定值，再儲存此校正結果並將其應用在各種這些參數可能不同的實際應用中。

【0067】 具體的分析結果顯示：

$$\frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| = H_{dVL2} \times (m_2 - m_{21})(m_2 - m_{22}) \dots (30)$$

其中， $m_{21} < m_{22}$ ，且 $H_{dVL2} = \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right|^4 \frac{\omega_c^2 L_1}{k^2 \omega_c^2 L_2^2 C_2^2} \frac{\left(m_1 - \frac{k^2}{2} \right)^2 + \frac{1}{Q_S^2} \frac{k^4}{4}}{\left((m_2 - 1)^2 + \frac{1}{Q_L^2} \right)^2} \dots (31)$

【0068】 再定義：

$$C_{21} = \frac{1}{\omega_c^2 L_2 (1 - m_{21})} \dots (32)$$

及

$$C_{22} = \frac{1}{\omega_c^2 L_2 (1 - m_{22})} \dots (33)$$

【0069】 對於弱耦合環境而言， $k < \sqrt{\frac{2}{Q_S}}$ 、 $H_{dVL2} < 0$ 。因此，

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| < 0 \text{ for } C_{22} > C_2 > C_{21} \\ \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| > 0 \text{ for } C_2 < C_{21} \text{ or } C_2 > C_{22} \end{cases} \dots (34)$$

【0070】 若 C_2 的校正範圍沒有涵蓋 C_{22} ，亦即 C_2 的初始值小於 C_{22} ，則可以

得到：

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| < 0 \text{ for } C_2 > C_{21} \\ \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| > 0 \text{ for } C_2 < C_{21} \end{cases} \dots (35)$$

【0071】 上述式(35)相似於式(18)，因此，相同的校正程序可以用來校正串聯負載式RMC系統的 C_2 ，其校正結果為 C_{21} ，事實上，成功將 C_2 校正為 C_{21} 唯一要求是，指定校正程序的初始 C_2 小於 C_{22} ，此為一個簡單的任務。

【0072】 為了使 $C_{21} = C_{2,opt} = \frac{1}{\omega_c^2 L_2}$ ，其係需要將 C_1 設定為式(36)：

$$\frac{1}{\omega_c^2 L_2 \left(1 - \frac{k^2 Q_{2L}^2}{2} \left(1 + \frac{1}{Q_L^2} \right) \left(1 \pm \sqrt{1 - 4 \left(\frac{1 + \frac{1}{k^2 Q_S Q_{2L}}}{1 + \frac{1}{Q_L^2}} \right)^2} \right) \right)} \dots (36)$$

並設定 R_L 為滿足下式的一個值：

$$0 \leq Q_L < \frac{\sqrt{1 + k^4 Q_S^2} - 1}{k^2 Q_S} \dots (37)$$

但是實際上很難精準設定所需的 C_1 和 R_L 。

【0073】 一種更佳的校正環境設定為在 C_2 的校正期間，藉由將第1圖的開關 S_R 開啟導通以設定 $R_L = 0$ ，並將 C_1 設定為在 $Z_L = 0$ 的環境下校正所得之 C_1 ，如此將使得 $C_{22} = \infty$ ，其係表示對 C_2 的校正初始值並無任何限制，且所得之 C_2 校正結果相對於 $C_{2,opt}$ 校正結果的標準化校正誤差可以表示為：

$$\frac{C_{21} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} \cong \frac{1}{\left(k^2 \frac{Q_S}{Q_2} + 1 \right)^2} - 1 \dots (38)$$

【0074】 在 C_2 的校正期間，藉由設定 k 值使 $k^2 \ll \frac{Q_2}{Q_S}$ ，讓此校正誤差變得可以忽略不計。

【0075】 相似於並聯負載式RMC系統，校正誤差更可以在 C_2 校正期間藉

由將 Q_S 減少至較小值 Q_{SS} 而降低。此標準化校正誤差現在變為：

$$\frac{C_{21} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} \cong -2k^2 \frac{Q_{SS}}{Q_2} \dots (39)$$

其中 $k^2 \ll \frac{Q_2}{Q_{SS}}$ 。

【0076】 另一個方便的校正環境設定，係在校正 C_2 時，設定 $R_L = 0$ ，並將 C_1 設定為在 $Z_L = \infty$ 的條件下校正所得之 C_1 ，此校正設定亦可使得 $C_{22} = \infty$ ，其係表示對 C_2 的校正初始值並無任何限制，且對於 $C_{2,opt}$ 校正結果的標準化校正誤差可以表示為：

$$\frac{C_{21} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} = \frac{-1}{1 + \left(\frac{1}{\frac{1}{Q_2} + k^2 Q_S} \right)^2} \dots (40)$$

【0077】 由式(40)可知，在 C_2 的校正期間，藉由設定一個足夠小的 k 值滿足($k^2 \ll 1/Q_S$)的條件，此校正誤差亦可以被忽略不計。

【0078】 校正誤差更可以在 C_2 校正期間藉由將 Q_S 減少至較小值 Q_{SS} 而降低。此時之標準化校正誤差為：

$$\frac{C_{21} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} = \frac{-1}{1 + \left(\frac{1}{\frac{1}{Q_2} + k^2 Q_{SS}} \right)^2} \dots (41)$$

其總是小於式(40)。

【0079】 因此，本發明確實可以在適當的環境設定下，藉由自動校正功率傳送端與功率接收端中之共振電容，使一次側線圈與二次側線圈之峰值電壓為最大來完成校正，同時達到最佳功率傳輸效率與最大傳輸功率之優勢。

【0080】 再者，本發明之技術特徵亦可應用在使用電感/電容式匹配電路的WPT系統中，只要電路架構中有可以等效為本發明之共振負載電路和電感電容共振器之基本架構，即可利用本發明來調整該等等效共振電容的電容值，達成

校正電感電容共振頻率之目的。

【0081】 以上所述之實施例僅係為說明本發明之技術思想及特點，其目的在使熟悉此項技術者能夠瞭解本發明之內容並據以實施，當不能以之限定本發明之專利範圍，即大凡依本發明所揭示之精神所作之均等變化或修飾，仍應涵蓋在本發明之專利範圍內。

【符號說明】

【0082】

10、30	功率傳送端
20、40	功率接收端
11、31	電感電容共振器
12、32	峰值偵測器
14、34	一次側控制器
21	串聯式共振負載電路
22、42	峰值偵測器
24、44	二次側控制器
41	並聯式共振負載電路
PA	功率放大器
C_1	第一共振電容
L_1	一次側線圈
C_2	第二共振電容
L_2	二次側線圈
R_L	等效負載電阻
S_S 、 S_O 、 S_R	開關

C_2	第二共振電容
L_2	二次側線圈
R_L	等效負載電阻
S_S 、 S_O 、 S_R	開關

【發明申請專利範圍】

【第1項】 一種具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，包括：

至少一功率接收端，其係至少包括有一二次側線圈和一共振負載電路；以及

至少一功率傳送端，其係傳送一交流功率給該至少一功率接收端，每一該功率傳送端至少包括有一功率放大器推動一電感電容共振器，該電感電容共振器係至少包含串聯連接之一第一共振電容及一一次側線圈，且該一次側線圈兩端會產生一一次側觀察電壓，其中，在對該第一共振電容進行校正時，係調整該第一共振電容直至該一次側觀察電壓到達最大的峰值電壓，此時之該第一共振電容即為最佳化數值。

【第2項】 如請求項1所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該一次側觀察電壓係為該第一共振電容之跨壓。

【第3項】 如請求項1所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該功率接收端之該共振負載電路更可選自下列其中之一：

一串聯式共振負載電路，其至少包括有串聯連接的一第二共振電容及一負載，該二次側線圈會產生一二次側觀察電壓，且該一次側線圈與該二次側線圈之間係具有一耦合係數；以及

一並聯式共振負載電路，其至少包括有並聯連接的該第二共振電容及該負載，該二次側線圈會產生該二次側觀察電壓，且該一次側線圈與該二次側線圈之間係具有一耦合係數。

【第4項】 如請求項1或3所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦

合無線傳能系統，其中該第一共振電容之校正程序更包括：

- (S1) 設定該第一共振電容為任意初始值，然後偵測該一次側觀察電壓之峰值電壓，儲存並作為第一峰值電壓；
- (S2) 對該第一共振電容增加一個預定級別的第一電容值；
- (S3) 偵測該一次側觀察電壓的峰值電壓，儲存並作為第二峰值電壓；
- (S4) 判斷該第一峰值電壓和該第二峰值電壓之差的絕對值是否位於一預定誤差範圍內，若是，則停止該校正程序，並保留最後的該第一共振電容之數值為校正結果；若否，則繼續下一步驟；
- (S5) 若該第二峰值電壓大於該第一峰值電壓，繼續對該第一共振電容增加一個預定級別的該第一電容值，若該第二峰值電壓小於該第一峰值電壓，則對該第一共振電容減少一個預定級別的該第一電容值；以及
- (S6) 以該第二峰值電壓的數值取代該第一峰值電壓的數值，再重新回到步驟(S3)，依序重複進行相同步驟。

【第5項】 如請求項4所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中在步驟(S5)中之該預定級別的該第一電容值係依該第一峰值電壓與該第二峰值電壓的差值作動態調整，且與步驟(S2)中之該預定級別的該第一電容值同號。

【第6項】 如請求項1所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該第一共振電容係為一數位控制變容器或一壓控變容器。

【第7項】 如請求項4所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中在該第一共振電容進行校正時，該二次側線圈係為短路或開路。

- 【第8項】 如請求項4所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中在該第一共振電容進行校正時，更可先移除該功率接收端。
- 【第9項】 如請求項4所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，更包括一峰值偵測器，其係電性連接該一次側線圈或該第一共振電容，以測量該一次側觀察電壓之該峰值電壓。
- 【第10項】 如請求項9所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，更包括一一次側控制器，其係電性連接該峰值偵測器，以接收與儲存該峰值電壓，並根據前述之該第一共振電容之該校正程序來調整該第一共振電容。
- 【第11項】 如請求項3所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中更可對該功率接收端之該第二共振電容進行校正，以得到最大的功率傳輸效率，在對該第二共振電容進行校正時，係調整該第二共振電容直至該二次側觀察電壓到達最大的峰值電壓，此時之該第二共振電容即為最佳化數值。
- 【第12項】 如請求項11所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中第二共振電容係為一數位控制變容器或一壓控變容器。
- 【第13項】 如請求項11所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該第二共振電容之校正程序更包括：
- (S1) 設定該第二共振電容為任意初始值，然後偵測該二次側觀察電壓之峰值電壓，儲存並作為第一二次側峰值電壓；
 - (S2) 對該第二共振電容增加一個預定級別的第二電容值；
 - (S3) 偵測該二次側觀察電壓的峰值電壓，儲存並作為第二二次側峰

值電壓；

(S4) 判斷該第一二次側峰值電壓和該第二二次側峰值電壓之差的絕對值是否位於一預定誤差範圍內，若是，則停止該校正程序，並保留最後的該第二共振電容之數值為校正結果；若否，則繼續進行下一步驟(S5)；

(S5) 若該第二二次側峰值電壓大於該第一二次側峰值電壓，繼續對該第二共振電容增加一個預定級別的該第二電容值，若該第二二次側峰值電壓小於該第一二次側峰值電壓，則對該第二共振電容減少一個預定級別的該第二電容值；以及

(S6) 以該第二二次側峰值電壓的數值取代該第一二次側峰值電壓的數值，再重新回到步驟(S3)，依序重複進行相同步驟。

【第14項】如請求項13所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中在步驟(S5)中之該預定級別的該第二電容值係根據該第一二次側峰值電壓與該第二二次側峰值電壓的差值作動態調整，且與步驟(S2)中之該預定級別的該第二電容值同號。

【第15項】如請求項11所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該共振負載電路為該串聯式共振負載電路時，該負載之等效負載電阻係為0。

【第16項】如請求項11所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該耦合係數 k 係為足夠小的數值並滿足 $k^2 \ll 1/Q_S$ ，其中品質因子 $Q_S = \frac{\omega_c L_1}{R_{PA} + R_1}$ ，且 ω_c 代表載波的角頻率、 L_1 代表該一次側線圈、 R_{PA} 在代表該功率放大器的等效輸出電阻以及 R_1 代表該一次側線圈的寄生串聯電阻。

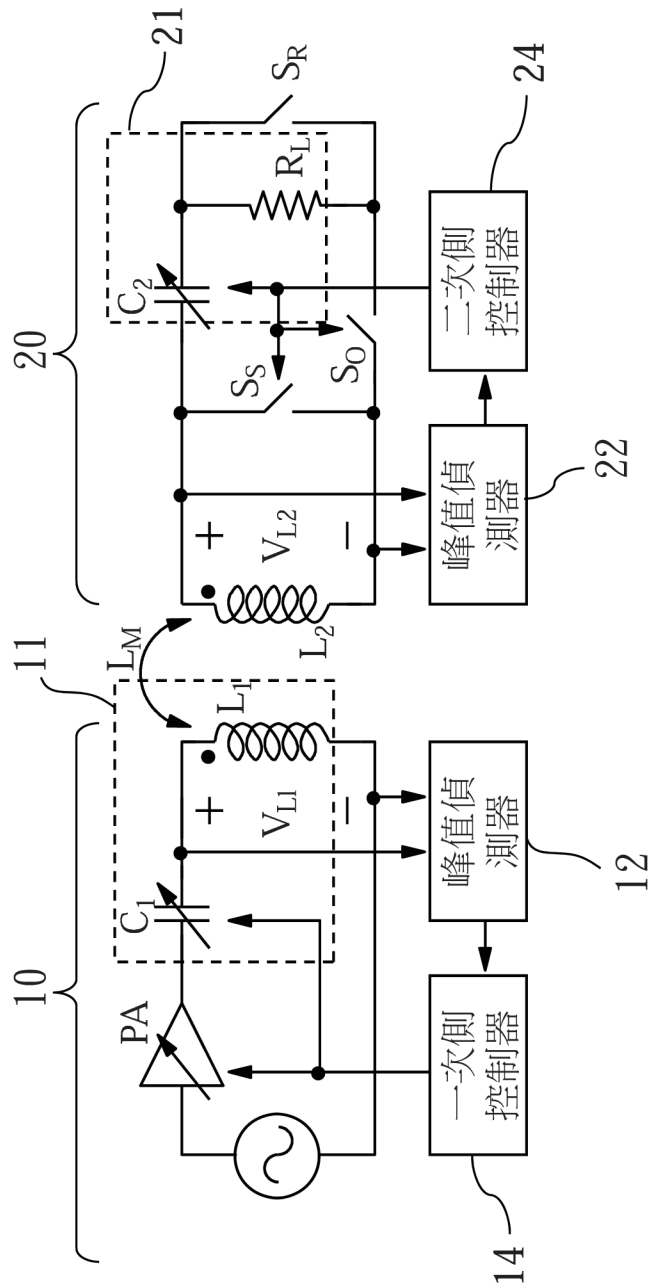
【第17項】如請求項11所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合

無線傳能系統，其中在校正該第二共振電容時，該功率放大器之等效輸出電阻更可以增加，以利於降低校正該第二共振電容的校正誤差。

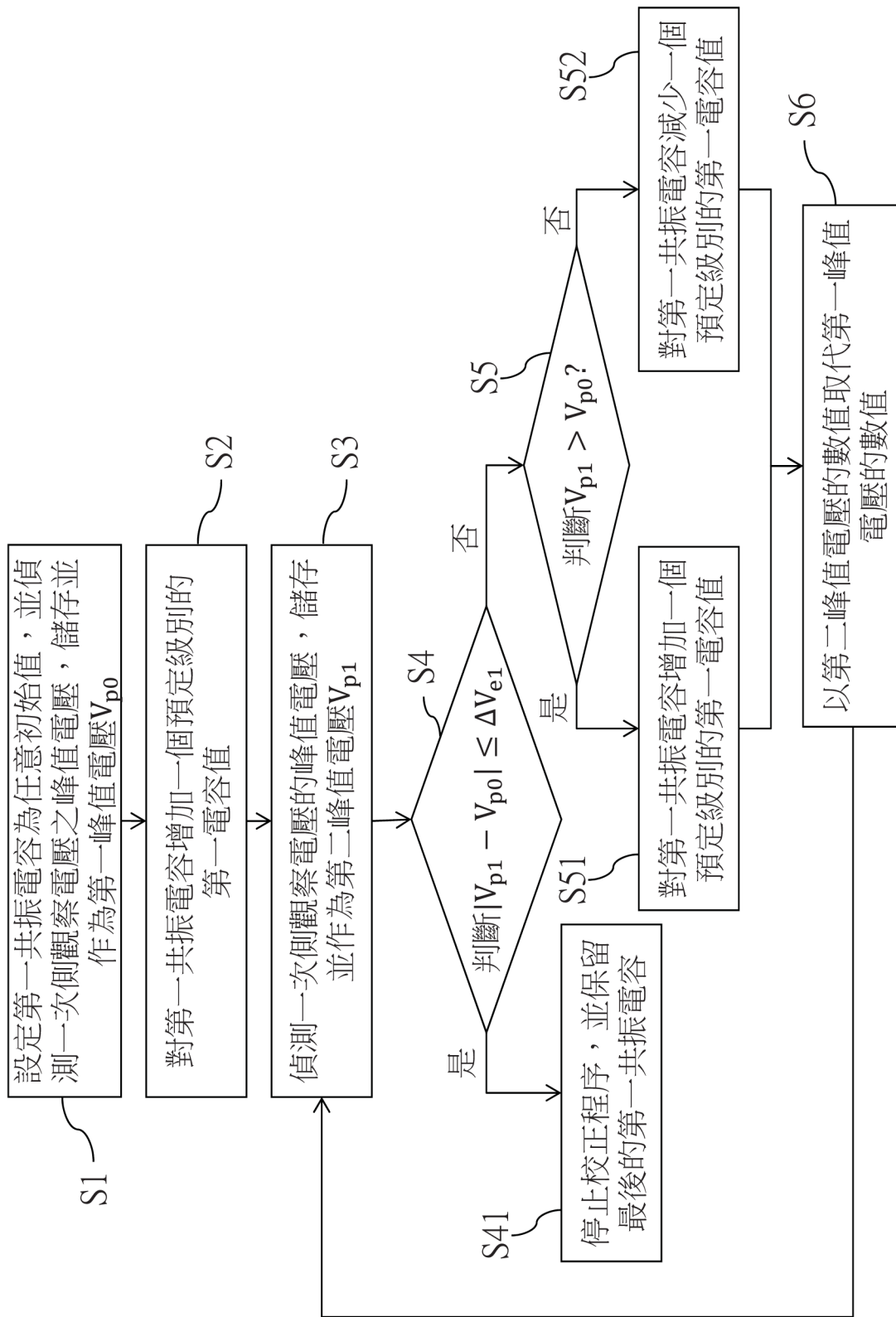
【第18項】如請求項13所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，更包括一峰值偵測器，其係電性連接該二次側線圈，以測量該二次側觀察電壓之該峰值電壓。

【第19項】如請求項18所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，更包括一二次側控制器，其係電性連接該峰值偵測器，以接收與儲存該峰值電壓，並根據前述之該第二共振電容之該校正程序來調整該第二共振電容。

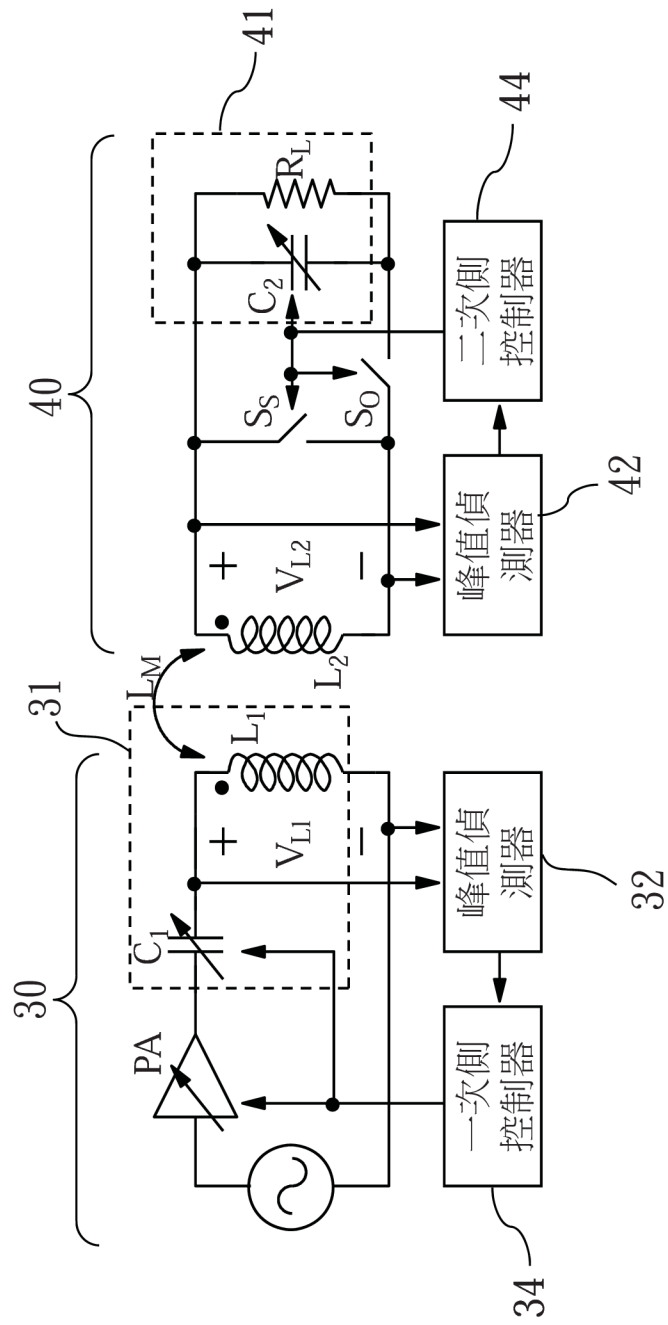
【發明圖式】



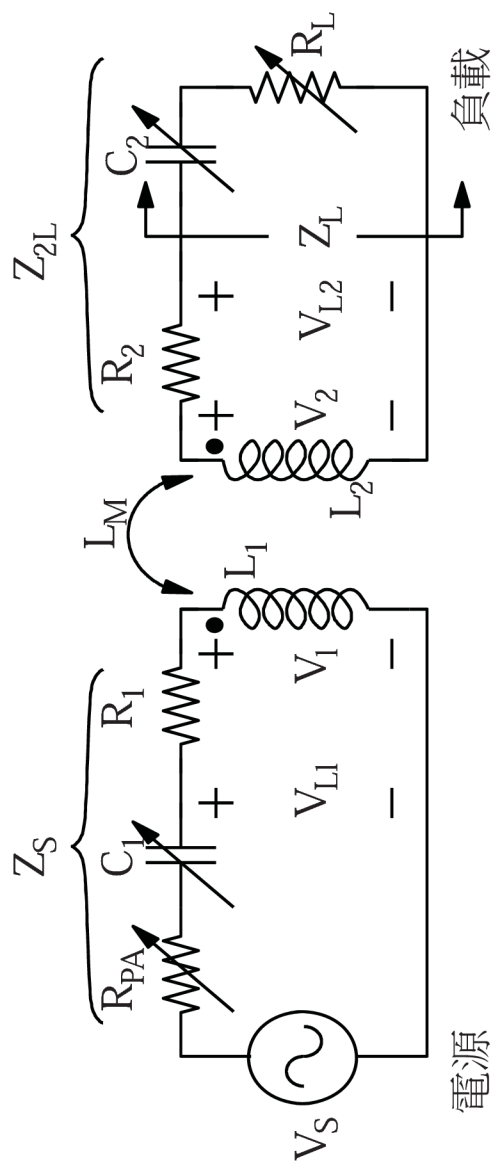
第1圖



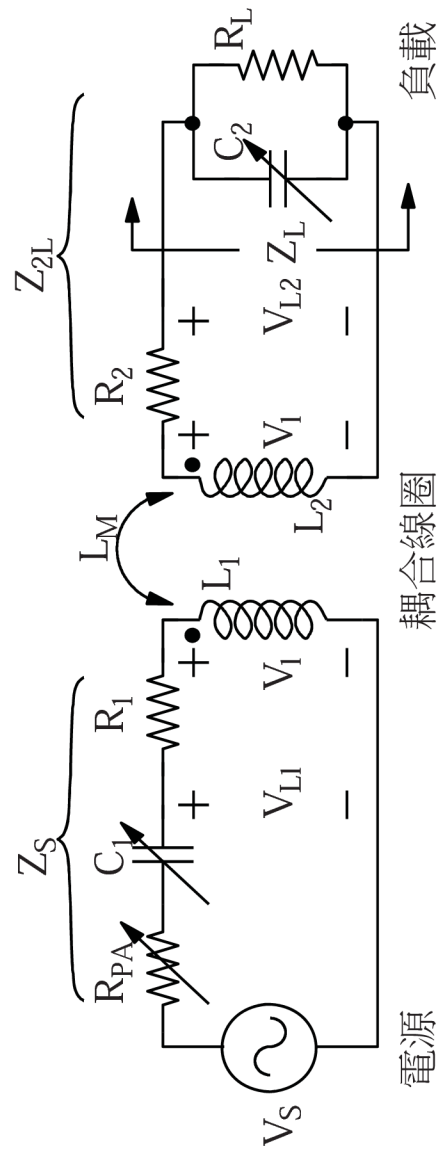
第2圖



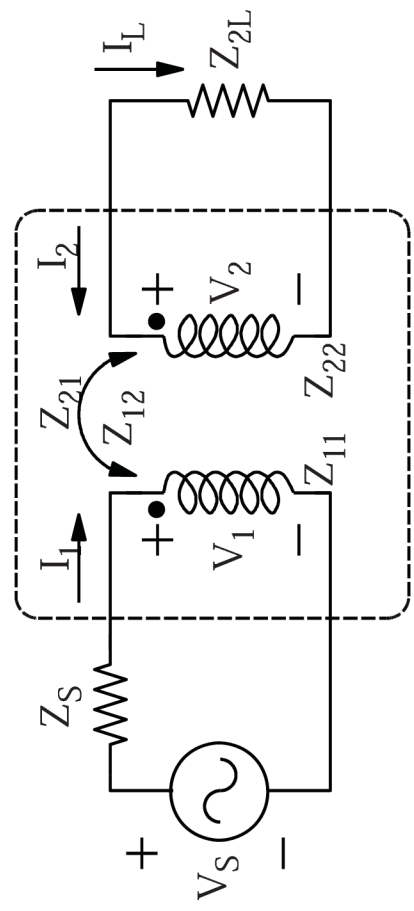
第3圖



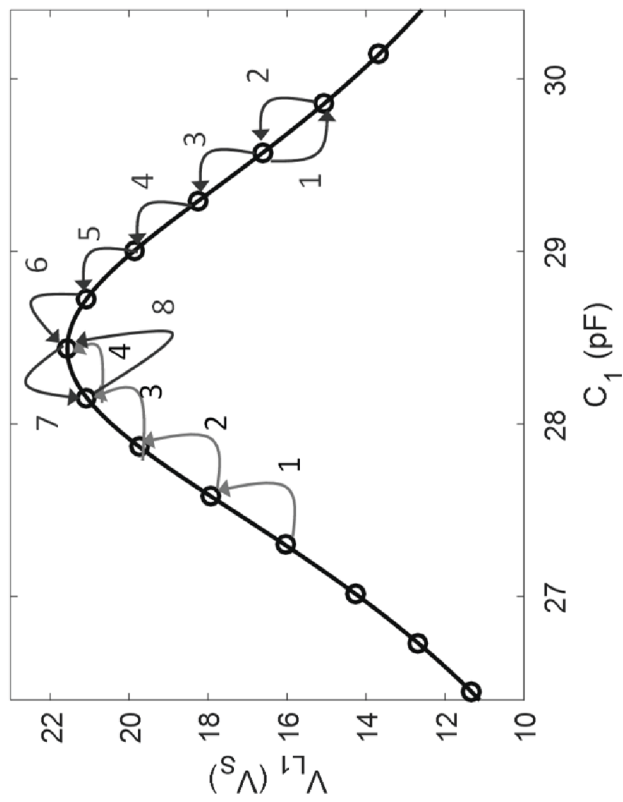
第4圖



第5圖



第6圖



第7圖

【發明說明書】

【中文發明名稱】

具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統

【英文發明名稱】

Resonant magnetic coupling wireless power transfer system with calibration capability of its inductor-capacitor resonant frequencies

【技術領域】

【0001】 本發明係有關一種磁共振式無線傳能系統（wireless power transfer system），特別是關於一種可以自動校正電感電容(LC)共振頻率之共振式磁耦合無線傳能系統。

【先前技術】

【0002】 無線傳能（WPT）是一種相當便利的技術，可以廣泛應用在攜帶型設備上，例如行動電話、生醫植入式裝置、感測器、電動車輛等等。這些無線傳能系統通常會具有二種主要規格，一種是功率傳輸效率（Power Transfer Efficiency, PTE），此為傳輸至負載的功率與供應功率的比值，此PTE值係小於或等於1；另一種主要規格則是最大傳輸功率（Maximal Transferred Power, MTP），亦即負載可以從WPT系統接收到的最大功率。

【0003】 非共振式磁耦合（NRMC）和共振式磁耦合（RMC）都是常見的無線傳能技術。然而非共振式磁耦合WPT系統只有在傳送端線圈與接收端之間的耦合係數(k)接近1時，亦即當二個線圈具有相近的直徑且它們的距離遠小於線圈的直徑時，才能提供較佳的傳輸效率與功率。也因此，非共振式磁耦合WPT系統僅適用於一對一的WPT。

【0004】 另一方面，共振式磁耦合WPT系統能在一個非常小的耦合係數的操作環境下達成非共振式磁耦合WPT系統在較高的耦合係數的操作環境下才

能達成的功率傳輸效率，亦即共振式磁耦合WPT系統可以在相同線圈之條件下在較長的距離下運作。再者，二線圈的直徑無須相似，且一個傳送端可以對應數個接收端，而這些特徵擴大了WPT系統的應用。

【0005】 雖然共振式磁耦合WPT系統具有這麼多優點，但目前商業產品量產時，最主要的困難係在於共振式磁耦合WPT系統需要將傳送端和接收端二側的LC電路之共振頻率準確控制在某些與系統電路參數相關的特定值，LC共振頻率的一個小偏差就會嚴重影響系統的功率傳輸效率和最大傳輸功率。然而，電路中的元件一定存在出廠誤差，致使共振式磁耦合WPT系統的效能遠低於理論上可達之最佳值。

【0006】 傳統用來校正LC共振頻率的方法通常是透過LCR儀器來分別測量電感及電容值，通常使用可變電容器並利用手動調整來補償電感器與電容器的出廠誤差值。另一種常見的方法為加入匹配電路(matching network(s))來調整傳送端所見等效負載阻抗與負載所見之等效傳送端的源阻抗。然而，匹配電路中的元件依然有出廠誤差的問題。加拿大專利CA2448316 A1提出一種測量最大和最小共振頻率，並使用線性插值來猜測一數位控制電容器的目標控制代碼，以節省校正時間。但是此方法應用於WPT系統時需先量測WPT系統電路參數來計算出校正目標值，因此費時費力，且校正環境不同於正常操作環境，所以它們會具有不同的寄生電容和電感值，因此，校正後WPT系統的共振頻率在正常操作期間仍會偏離目標。

【0007】 其他已知校正LC的方法，包括有美國專利US 7,940,140 B2、US 8,508,308 B2、US8,902,009 B1、US 8,766,712 B2等專利前案係調整PLL的振盪頻率，或是如美國專利US 8,918,070 B2調整LNA的振盪頻率等，目前尚未有發展出適用於校正WPT系統的共振頻率以提升其效能的校正技術。

【0008】 有鑑於此，本發明遂提出一種可以自動校正LC共振頻率之共振

式磁耦合無線傳能系統，以解決前述困擾。

【發明內容】

【0009】 本發明之主要目的係在提供一種共振式磁耦合無線傳能系統，其係可以自動校正傳送端與接收端之共振電容來準確控制功率傳送端和功率接收端中之LC共振頻率，進而達到以無線方式傳輸最大的功率至負載之功效。

【0010】 本發明之另一目的係在提供一種共振式磁耦合無線傳能系統，其係可同時兼顧最佳(局部優化/sub-optimal)功率傳輸效率以及最大的傳輸功率之優勢，更可搭配最佳的等效負載電阻來達到最高功率傳輸效率。

【0011】 為達到上述目的，本發明提出一種具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其係包括至少一功率傳送端及至少一功率接收端；此功率傳送端係傳送一交流功率給至少一功率接收端。功率傳送端包括有一功率放大器推動一電感電容共振器，此電感電容共振器係可以等效為至少包含串聯連接的一第一共振電容及一一次側線圈，其中，在對第一共振電容進行校正時，係調整第一共振電容直至一一次側觀察電壓到達最大的峰值電壓，該一次側觀察電壓係指一次側線圈的跨壓或第一共振電容的跨壓，此時之第一共振電容即為可傳送最大功率至負載的最佳化數值。

【0012】 其中，上述之功率接收端更至少包括有一二次側線圈和一串聯式共振負載電路，此串聯式共振負載電路更至少包含有等效為串聯連接之一第二共振電容及一負載，且一次側線圈與二次側線圈之間係具有一互感，該互感可以一耦合係數以及兩線圈之電感值的關係表示。

【0013】 其中，上述之功率接收端更至少包括有一二次側線圈和一並聯式共振負載電路，此並聯式共振負載電路至少包含有等效為並聯連接的一第二共振電容及一負載，且一次側線圈與二次側線圈之間係具有一互感，此互感可以一耦合係數及兩線圈之電感值的關係表示。

【0014】 上述之第一共振電容之校正程序更包括：(S1)設定第一共振電容為任意初始值，然後偵測一次側觀察電壓之峰值電壓，儲存並作為第一峰值電壓；(S2)對第一共振電容增加一個預定級別的第一電容值；(S3)再次偵測一次側觀察電壓的峰值電壓，儲存並作為第二峰值電壓；(S4)判斷第一峰值電壓和第二峰值電壓之差值是否位於一預定之一次側峰值電壓差的可容忍誤差範圍內，若是，則停止整個校正程序，並保留最後的第一共振電容之數值；若否則進行下一步驟；(S5)若第二峰值電壓大於第一峰值電壓，則繼續對第一共振電容增加一個預定級別的該第一電容值，若第二峰值電壓小於第一峰值電壓，則對第一共振電容減少一個預定級別的第一電容值；最後，(S6)以第二峰值電壓的數值取代第一峰值電壓的數值，再重新回到步驟(S3)，依序重複進行相同步驟。

【0015】 其中，在第一共振電容進行校正時，二次側線圈可以為短路或開路，甚至可先移除功率接收端，以將第一共振電容校正為特定值，提供校正第二共振電容時使用。

【0016】 其中，本發明更可對功率接收端之第二共振電容進行校正，以得到最佳(sub-optimal)功率傳輸效率，在對第二共振電容進行校正時，係在適當校正環境設定下調整第二共振電容直至一二次側觀察電壓到達最大的峰值電壓，該二次側觀察電壓係指二次側線圈的跨壓或第二共振電容的跨壓，此時之第二共振電容即為達成最佳(sub-optimal)功率傳輸效率的最佳化數值。

【0017】 續上，第二共振電容之校正程序更包括：(S1)設定第二共振電容為一初始值，然後偵測二次側觀察電壓之峰值電壓，儲存並作為第一二次側峰值電壓；(S2)對第二共振電容增加一個預定級別的第二電容值；(S3)再次偵測二次側觀察電壓的峰值電壓，儲存並作為第二二次側峰值電壓；(S4)判斷第一二次側峰值電壓和第二二次側峰值電壓之差的絕對值是否位於一預定之二次側峰值電壓差的可容忍誤差範圍內，若是，則停止整個校正程序，並保留最後的第二共振

電容之數值；若否，則進行下一步驟；(S5)若第二二次側峰值電壓大於第一二次側峰值電壓，則繼續對第二共振電容增加一個預定級別的第二電容值，若第二二次側峰值電壓小於第一二次側峰值電壓，則對第二共振電容減少一個預定級別的第二電容值；以及(S6)將第二二次側峰值電壓的數值取代第一峰二次側值電壓的數值，再重新回到步驟(S3)，依序重複進行相同步驟。

【0018】 底下藉由具體實施例配合所附的圖式詳加說明，當更容易瞭解本發明之目的、技術內容及其所達成的功效。

【圖式簡單說明】

【0019】

第1圖係為本發明之串聯負載式具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統的電路示意圖。

第2圖係為本發明在校正功率傳送端之第一共振電容的流程示意圖。

第3圖係為本發明之並聯負載式具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統的電路示意圖。

第4圖係為第1圖的等效電路示意圖。

第5圖係為第3圖的等效電路示意圖。

第6圖係為第4圖及第5圖的集總電路示意圖。

第7圖係為本發明在校正第一共振電容的程序示意圖。

【實施方式】

【0020】 本發明提出之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統可以在適當的校正環境設定下，校正共振電容之數值至最大的峰值電壓，以藉此達到自我校正之目的。本發明之系統可以為串聯負載式 (Series-loaded) 共振式磁耦合無線傳能系統或是並聯負載式 (Shunt-loaded) 共振式磁耦合無線傳能系統，且不管為何種系統，其技術精神皆相同。

【0021】 首先如第1圖所示，一種串聯負載式具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統主要包括，至少一功率傳送端10包括有一功率放大器PA推動一電感電容共振器11，此電感電容共振器11的等效電路至少包含串聯連接的一第一共振電容 C_1 及一一次側線圈 L_1 ，且一次側線圈 L_1 兩端會產生一一次側觀察電壓 V_{L1} ，此一次側觀察電壓 V_{L1} 亦可為第一共振電容 C_1 之跨壓。此功率傳送端10會傳送一交流功率(AC power)給至少一功率接收端20，其係具有電性連接的一二次側線圈 L_2 及一共振負載電路，此共振負載電路係為一串聯式共振負載電路21，其係可以等效為至少包含有串聯連接之一第二共振電容 C_2 及一等效負載電阻 R_L ，並有二開關 S_s 、 S_o 電性連接在二次側線圈 L_2 以及該串聯式共振負載電路21之間，其中開關 S_s 並聯該串聯式共振負載電路21，開關 S_o 串聯該串聯式共振負載電路21，且該等效負載電阻 R_L 亦並聯一額外開關 S_R ，開關 S_s 、開關 S_R 在正常操作模式下係保持開路，開關 S_o 在正常操作模式下則保持導通。此功率接收端20會產生一二次側觀察電壓 V_{L2} ，此二次側觀察電壓 V_{L2} 可為二次側線圈 L_2 的跨壓或第二共振電容 C_2 的跨壓，且該一次側線圈 L_1 與該二次側線圈 L_2 之間係具有一互感，此互感可以一耦合係數 k 以及兩線圈之電感值的關係表示；其中，在對第一共振電容 C_1 進行校正時，係調整第一共振電容 C_1 直至一次側觀察電壓 V_{L1} 到達最大的峰值電壓，不論當時功率接收端20之元件參數為何，此時之第一共振電容 C_1 即為該操作環境下提供最大負載功率之最佳化數值。功率傳送端10更包括一峰值偵測器12，其係電性連接一次側線圈 L_1 或第一共振電容 C_1 ，以測量該一次側觀察電壓 V_{L1} 之峰值電壓；另有一一次側控制器14係電性連接峰值偵測器12，以接收與儲存峰值電壓，並據此判斷其大小來調整第一共振電容 C_1 ，此外該一次側控制器14亦可控制該功率放大器PA在校正模式下的等效輸出電阻。同樣地，功率接收端20包括有一峰值偵測器22，其係電性連接二次側線圈 L_2 或第二共振電容 C_2 ，以測量二次側觀察電壓之峰值電壓，峰值偵測器22更電性連接一二次側控制

器24，以接收儲存峰值電壓，並據此判斷其大小來調整第二共振電容 C_2 ，此外該二次側控制器24依據工作模式控制該等開關 S_s 、 S_o 、與 S_R 的作動。

【0022】 同時參考第2圖所示，對第一共振電容 C_1 之校正程序更包括下列步驟，首先如步驟S1所示，設定第一共振電容 C_1 為任意初始值，然後偵測一次側觀察電壓之峰值電壓，儲存並作為第一峰值電壓 V_{p0} ；接著如步驟S2所示，對第一共振電容 C_1 增加一個預定級別的第一電容值 ΔC_1 ；如步驟S3所示，再次偵測一次側觀察電壓的峰值電壓，儲存並作為第二峰值電壓 V_{p1} ；在步驟S4中判斷第一峰值電壓 V_{p0} 和第二峰值電壓 V_{p1} 之差的絕對值是否位於一預定之一次側峰值電壓差的可容忍誤差範圍 ΔV_{e1} 內，若是，如步驟S41所示停止校正程序，並保留最後的第一共振電容 C_1 ；若否，則繼續進行下一步驟S5；在步驟S5中判斷第二峰值電壓 V_{p1} 是否大於第一峰值電壓 V_{p0} ，若第二峰值電壓大於第一峰值電壓，如步驟S51繼續對該第一共振電容 C_1 增加一個預定級別的第一電容值 ΔC_1 ，若第二峰值電壓小於第一峰值電壓，則如步驟S52所示對第一共振電容 C_1 減少一個預定級別的第一電容值 ΔC_1 ，其中預定級別的第一電容值 ΔC_1 亦可根據第一峰值電壓與第二峰值電壓的差值作動態調整；繼續如步驟S6所示以第二峰值電壓 V_{p1} 的數值取代第一峰值電壓 V_{p0} 的數值，再重新回到步驟S3，並依序重複進行相同步驟。如此，即可藉由前述之校正程序取得最佳化的第一共振電容 C_1 。若將預定之一次側峰值電壓差的可容忍誤差範圍 ΔV_{e1} 設為0，則此校正程序會持續進行以追蹤系統參數的任何變化。

【0023】 其中，該第一共振電容 C_1 或第二共振電容 C_2 係為一數位控制變容器或是一壓控變容器。另外，在第一共振電容 C_1 進行校正時，二次側線圈 L_2 可以為短路或開路以控制校正後之第一共振電容 C_1 值為校正第二共振電容 C_2 時所需之特定值(在非短路或非開路狀況下之校正結果即為當時負載狀況下之最佳值)。詳言之，如第1圖所示，控制開關 S_s 導通，使二次側線圈 L_2 可以為短路以進行 C_1

校正，此時開關 S_O 與 S_R 可為導通或開路狀態；或是控制開關 S_S 開路且 S_O 導通，使二次側線圈 L_2 可以為開路以進行校正，此時開關 S_R 可為導通或開路狀態；其中設定二次側線圈 L_2 開路狀態更可藉由移除功率接收端20達成，也因此開關 S_O 為非必需的選擇性元件。

【0024】 在第1圖所示之具備校正電感電容共振頻率功能之串聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統中，除了進行第一共振電容 C_1 校正之外，更可對功率接收端20之第二共振電容 C_2 進行校正，以得到高(局部優化)功率傳輸效率，在對第二共振電容 C_2 進行校正時，係調整第二共振電容 C_2 直至二次側觀察電壓到達最大的峰值電壓，該二次側觀察電壓係為二次側線圈 L_2 的跨壓或第二共振電容 C_2 的跨壓，此時之第二共振電容 C_2 即為最佳化數值。有關第二共振電容 C_2 之校正程序係相同於第2圖所示之第一共振電容 C_1 之校正程序，差別僅在於在進行第二共振電容 C_2 校正時，是偵測二次側觀察電壓，並依序偵測得到第一二次側峰值電壓和第二二次側峰值電壓以進行後續之校正程序，且在步驟S4中係判斷第一二次側峰值電壓和第二二次側峰值電壓之差的絕對值是否位於一預定二次側峰值電壓差的可容忍誤差範圍 ΔV_{e2} 內，其餘則與前面相同，故不再此贅述；校正第二共振電容 C_2 時，功率接收端20之負載 R_L 的等效負載電阻係藉由控制並聯開關 S_R 設定為0，且在進行第二共振電容 C_2 校正時，係基於第一共振電容 C_1 已在二次側線圈 L_2 為短路或開路狀態下完成校正之狀況下進行的；另外，為了取得最佳的第二共振電容 C_2 ，一次側線圈 L_1 與二次側線圈 L_2 之間的耦合係數 k 係可以設定為足夠小的數值，且功率放大器PA之等效輸出電阻亦可以增加，以利於降低第二共振電容 C_2 校正結果的誤差。

【0025】 本發明之另一種實施例係為具備校正電感電容共振頻率功能之並聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統如第3圖所示，其主要包括有一功率傳送端30包括有一功率放大器PA及一電感電容共振器31，此電感電容共振器31可以

等效為至少包含串聯連接有一第一共振電容 C_1 及一一次側線圈 L_1 ，且一次側線圈 L_1 會產生一一次側觀察電壓 V_{L1} ，此一次側觀察電壓 V_{L1} 亦可為第一共振電容 C_1 之跨壓，此功率傳送端30會傳送一交流功率給至少一功率接收端40，其係具有電性連接的一二次側線圈 L_2 及一共振負載電路，此共振負載電路係為並聯式共振負載電路41，其係可以等效為至少包含有並聯連接的一第二共振電容 C_2 及一等效電阻負載 R_L ，並有二開關 S_s 、 S_o 電性連接至二次側線圈 L_2 ，其中開關 S_s 與第二共振電容 C_2 與等效負載電阻 R_L 並聯，開關 S_o 為非必要元件且其係與該並聯式共振負載電路41串聯，開關 S_s 在正常操作模式下係保持開路，開關 S_o 在正常操作模式下則保持導通。此二次側線圈 L_2 兩端會產生一二次側觀察電壓 V_{L2} ，且該一次側線圈 L_1 與該二次側線圈 L_2 之間係具有一耦合係數 k （互感）；其中，在對第一共振電容 C_1 進行校正時，係調整第一共振電容 C_1 直至一次側觀察電壓 V_{L1} 到達最大的峰值電壓，不論當時功率接收端之元件參數為何，此時之第一共振電容 C_1 即為該操作情形之最佳化數值。功率傳送端30更包括一峰值偵測器32，其係電性連接一次側線圈 L_1 或第一共振電容 C_1 ，以測量該一次側觀察電壓 V_{L1} 之峰值電壓；另有一一次側控制器34係電性連接峰值偵測器32，以接收與儲存峰值電壓，並據此判斷其大小來調整第一共振電容 C_1 ，此外該一次側控制器34亦可控制該功率放大器PA在校正模式下的等效輸出電阻。同樣地，功率接收端40包括有一峰值偵測器42，其一端係電性連接二次側線圈 L_2 或第二共振電容 C_2 ，以測量二次側觀察電壓之峰值電壓，另一端則電性連接一二次側控制器44，以接收與儲存峰值電壓，並據此判斷其大小來調整第二共振電容 C_2 ，此外該二次側控制器44依據工作模式控制該等開關 S_s 與 S_o 的作動。

【0026】 在第3圖所示之系統架構中，其功率接收端40的電路連接關係雖然不同於第1圖中之電路連接關係，但是整體作動以及第一共振電容 C_1 和第二共振電容 C_2 的校正程序係相同於前述程序，故可參考前面所述內容，於此不再重複

贅述，唯校正第二共振電容 C_2 時，功率接收端40中之等效負載電阻 R_L 不需設為0而是維持原狀。

【0027】 在說明完本發明之技術特徵之後，為證明本發明確實可以藉由自動校正功率傳送端與功率接收端中之共振電容，使其二端組成之電感電容共振器之共振頻率得以最佳化(最佳頻率不一定是載波頻率 f_c)，進而使此共振式磁耦合無線傳能系統可以達到最佳效能。因此，將與本發明相關之技術理論基礎詳細說明如後。

【0028】 如第1圖和第3圖所示，第一共振電容 C_1 和一次側線圈 L_1 的位置係可以交換的，在圖中所示之開關 S_S 和 S_R 在正常操作模式下係保持開路(open)狀態，開關 S_O 在正常操作模式下則保持導通狀態，且這些開關僅使用於校正過程。在功率傳送端，功率放大器(PA)驅動帶有電感 L_1 的一次側線圈，PA的等效輸出電阻係為可以調整的，在傳送端的 C_1 和 L_1 係組成一個LC共振器。在功率接收端，具有電感 L_2 之二次側線圈係透過與 L_1 間的互感 L_M 接收功率，並將接收到的功率傳送至負載 R_L ，且 C_2 和 L_2 係在接收端組成另一個LC共振器。其中，在這二個LC共振器之共振頻率最接近特定頻率時，共振式磁耦合WPT系統可以達到最佳效能。互感 L_M 可以表示為 $L_M = k\sqrt{L_1L_2}$ ，其中 k 定義為耦合係數。

【0029】 第4圖和第5圖係分別為第1圖和第3圖的等效電路，圖中所示之 ω_c 、 R_{PA} 、 R_L 、 R_1 和 R_2 分別代表載波的角頻率、PA的等效輸出電阻、等效負載電阻、一次側線圈的寄生串聯電阻和二次側線圈的寄生串聯電阻，且 ω_c 、 L_1 、 R_1 、 L_2 、 R_2 和 R_{PA} 在正常操作模式下被預設為常數。一般而言，串聯負載式RMC架構在 R_L 較小時可以更有效率地提供電力給接收端的負載 R_L ；而並聯式RMC架構則更適合在 R_L 較大時有效率地提供電力給接收端的負載 R_L 。

【0030】 第4圖及第5圖所示之共振式磁耦合WPT系統之電路模型可以用相同之集總電路模型(lumped circuit model)來表示，如第6圖所示。且在第6圖

中所使用的電路模型參數係如表1所示。

【0031】 表1

	串聯負載式	並聯負載式
Z_{11}	$j\omega_c L_1$	
Z_{22}	$j\omega_c L_2$	
$Z_{21/12}$	$j\omega_c L_M = j\omega_c k\sqrt{L_1 L_2}$	
Z_S	$R_{PA} + R_1 + \frac{1}{j\omega_c C_1}$	
Z_L	$R_L + \frac{1}{j\omega_c C_2}$	$\frac{R_L}{1 + j\omega_c C_2 R_L}$
Z_{2L}	$R_2 + R_L + \frac{1}{j\omega_c C_2}$	$R_2 + \frac{R_L}{1 + j\omega_c C_2 R_L}$

【0032】 在下面分析中，將使用表2中所定義之品質因子來表示這些分析結果。

【0033】 表2

符號	定義	範例設計值
Q_1	$\frac{\omega_c L_1}{R_1}$	150
Q_2	$\frac{\omega_c L_2}{R_2}$	110
Q_S	$\frac{\omega_c L_1}{R_{PA} + R_1}$	131
Q_L	$\frac{\omega_c L_2}{R_L}$	-
Q_{2L}	$\frac{\omega_c L_2}{R_2 + R_L}$	-

【0034】 一般情形下， L_1 、 L_2 這二電感的品質因子 Q_1 、 Q_2 以及 Q_S 必須遠大於1才能使共振式磁耦合WPT系統達到良好的特性，實際應用一般亦會要求 $k^2 Q_S Q_2 \gg 1$ 。

【0035】 詳細分析第6圖所示之集總電路模型的結果顯示， C_1 是在耦合係數 k 、 C_2 和 R_L 的值不變下決定最大傳輸功率(MTP)的唯一因子，因此，我們可以藉

由調整 C_1 至其最佳值以獲得最大的負載功率(P_L)；另外一方面，分析結果亦顯示 RMC WPT 系統的功率傳輸效率取決於 C_2 和 R_L 的值且與 C_1 無關，因此在給定一固定的 R_L 的情形下，我們可以調整 C_2 至其最佳值而得到此時最大的功率傳輸效率。表3列出在RMC WPT系統中的最佳設計值。

【0036】 表3

	最大 PTE 的最佳化 C_2 ，標示為 $C_{2,opt}$	當 $C_2 = C_{2,opt}$ 時，最大 PTE 的最佳化 R_L ，標示為 $R_{L,opt}$	當 $C_2 = C_{2,opt}$ 及 $R_L = R_{L,opt}$ 時，最大 P_L 的最佳化 C_1 ，標示為 $C_{1,opt}$
串聯負載式 RMC	$\frac{1}{\omega_c^2 L_2}$	$\omega_c L_2 \left(\frac{k^2 Q_S}{\sqrt{1 + k^2 Q_S Q_2} - 1} - \frac{1}{Q_2^2} \right)$	$\frac{1}{\omega_c^2 L_1}$
並聯負載式 RMC	$\frac{1}{1 + k^2 \frac{Q_S}{Q_2} + \frac{1}{Q_2^2}} \frac{1}{\omega_c^2 L_2}$	$\omega_c L_2 \frac{k^2 Q_S + Q_2 + \frac{1}{Q_2}}{\sqrt{1 + k^2 Q_S Q_2}}$	$\frac{1}{\omega_c^2 L_1}$

【0037】 由表3可以看出串聯負載式RMC系統的 $C_{2,opt}$ 係與 R_L 、 k 和傳送端的設計參數無關。因此，本發明可以在這些參數於不同於正常操作環境的設定值下對 C_2 進行校正，然後再儲存這些校正結果，並將校正結果使用在實際應用上，換言之，校正環境中 R_L 、 k 和傳送端的設計參數皆可以與正常操作環境的設定值有所不同而不影響校正結果的準確性。

【0038】 首先說明，校正共振式磁耦合無線傳能系統中之第一共振電容 C_1 的較佳實施例。

【0039】 除了要求高PTE之外，WPT系統通常也會要求高MTP。詳細分析結果顯示負載 R_L 接收到的功率 P_L 可以表示為：

$$P_L = H_{PL} \times |V_{L1}(C_1)|^2 \dots (1)$$

其中，

$$H_{PL} = \frac{k^2 \operatorname{Re}\{Z_L\}}{2\omega_c^2 L_1 L_2 \left| \left(\frac{Z_{2L}}{Z_{22}} + 1 \right) \left(1 - j \frac{1}{Q_1} \right) - k^2 \right|^2} \cdots (2)$$

式(1)、(2)係可同時適用於串聯負載式及並聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統。由式(2)可知 H_{PL} 係與 C_I 無關，所以根據式(1)，最大的 $|V_{L1}(C_1)|$ 也會產生最大的 P_L 。因此，本發明提出自動調整 C_I 來達成最大的 $|V_{L1}|$ ，當找到最佳化的 C_I ，標示為 $C_{I,opt}$ ，則此 $C_{I,opt}$ 即可提供最大的功率給 R_L 。

【0040】 首先，定義

$$\frac{Z_S}{Z_{11}} + 1 = m_1 - j \frac{1}{Q_S} \cdots (3)$$

及

$$\frac{Z_{2L}}{Z_{22}} + 1 = m_2 - jb \cdots (4)$$

其中，

$$m_1 = 1 - \frac{1}{\omega_c^2 L_1 C_1} \cdots (5)$$

$$m_2 = 1 - \frac{\omega_c^2 L_2 C_2}{Q_L^2 + (\omega_c^2 L_2 C_2)^2}, \quad b = \frac{Q_L}{Q_L^2 + (\omega_c^2 L_2 C_2)^2} + \frac{1}{Q_2} \cdots (6), \quad \text{適用於並聯負載式RMC系}$$

統；及

$$m_2 = 1 - \frac{1}{\omega_c^2 L_2 C_2}, \quad b = \frac{1}{Q_{2L}} \cdots (7), \quad \text{適用於串聯負載式RMC系統。}$$

【0041】 另一方面，為了了解 C_I 與 $|V_{L1}|$ 的關係，分析結果得到：

$$\frac{\partial}{\partial C_1} \left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right| = \frac{H_{dVL1}}{\omega_c^2 L_1 C_1^2} \times (m_1 - m_{10}) \cdots (8)$$

$$\text{其中，} H_{dVL1} = \left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right|^4 \frac{-(m_2^2 + b^2)}{(m_2 - k^2)^2 + \frac{m_2^2}{Q_1^2} + b \left(b + \frac{2}{Q_1} k^2 \right)} \cdots (9)$$

$$m_{10} = \frac{m_2}{m_2^2 + b^2} k^2 \cdots (10)$$

【0042】 在此並同時定義：

$$C_{10} = \frac{1}{\omega_c^2 L_1 \left(1 - \frac{m_2}{m_2^2 + b^2} k^2 \right)} \cdots (11)$$

【0043】 由於二種RMC WPT系統同時具有 $H_{dVL1} < 0$ 且 $b > 0$ 的條件，所

以可以得到式(12)：

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial C_1} \left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right| > 0 \text{ for } C_1 < C_{10} \\ \frac{\partial}{\partial C_1} \left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right| < 0 \text{ for } C_1 > C_{10} \end{cases} \dots (12)$$

且當 $C_1 = C_{10}$ 時， $\frac{\partial}{\partial C_1} \left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right| = 0$ 。式(12)顯示 C_{10} 是對應最大 $|V_{L1}|$ 的最佳化值，亦即 $C_{10} = C_{1,opt}$ ；此式(12)亦同時顯示，當 C_1 大於最佳化值時，與 C_1 相關的 $|V_{L1}|$ 導數係為負的，當 C_1 小於最佳化值時，與 C_1 相關的 $|V_{L1}|$ 導數係為正的。

【0044】 本發明提出的校正方法就是使用式(12)的關係，藉由計算出 $|V_{L1}(C_1)|$ 相對應於 C_1 的斜率，增減 C_1 來找出峰值 $\left| \frac{V_{L1}(C_1)}{V_S} \right|$ 所對應之 C_{10} 。 C_1 的詳細校正流程如下所示：

- 1、設定 C_1 為任意初始值，然後偵測 $|V_{L1}(C_1)|$ 的峰值，儲存此峰值並作為 V_{p0} 。
- 2、對 C_1 增加一個預定級別 ΔC_1 。
- 3、偵測此時 $|V_{L1}(C_1)|$ 的峰值，儲存此峰值並作為 V_{p1} 。
- 4、若 V_{p1} 與 V_{p0} 的差的絕對值小於一預定之一次側峰值電壓差的可容忍誤差範圍 Δ_{e1} 則校正完成，儲存目前之 C_1 為校正結果；否則繼續進行下一步驟。
- 5、若 $V_{p1} > V_{p0}$ ， $|V_{L1}(C_1)|$ 相對應於 C_1 的斜率為正，其係表示電容 $C_1 < C_{10}$ ，所以對 C_1 增加一個與該預定級別同號(the same sign)之級別（相同於該預定級別 ΔC_1 ，也可以依 V_{p1} 與 V_{p0} 的差值作動態調整，以加速校正過程）；若 $V_{p1} < V_{p0}$ ， $|V_{L1}(C_1)|$ 的斜率為負，其係表示電容 $C_1 > C_{10}$ ，則對 C_1 減少一個與該預定級別同號(the same sign)之級別（相同於該預定級別 ΔC_1 ，也可以依 V_{p1} 與 V_{p0} 的差值作動態調整，以加速校正過程）。
- 6、更新 V_{p0} 的值为 V_{p1} ，並重新回到步驟3，依序重複進行相同步驟。

其中， ΔC_1 的值除了為正之外，亦可以為負。換言之，當 ΔC_1 的值為負時，在上述第2或5步驟中，增加一個負的 ΔC_1 事實上就等於減少一個 $|\Delta C_1|$ ；同理，在上述第5步驟中，減少一個負的 ΔC_1 事實上就等於增加一個 $|\Delta C_1|$ 。當然，此時 $|V_{L1}(C_1)|$ 相對應於 ΔC_1 的斜率亦會改變，例如， $V_{p1} > V_{p0}$ 時， $|V_{L1}(C_1)|$ 相對應於 ΔC_1 的斜率變為負，其係表示電容 $C_1 > C_{10}$ ；若 $V_{p1} < V_{p0}$ ， $|V_{L1}(C_1)|$ 相對應於 ΔC_1 的斜率變為正，其係表示電容 $C_1 < C_{10}$ 。

【0045】 第7圖顯示具有二個不同之初始 C_1 值的 C_1 校正程序，在校正程序結束時， $|V_{L1}(C_1)|$ 相對應於 C_1 的斜率係接近0，並可以藉此得到預期中的最大 $|V_{L1}(C_1)|$ 。若將 Δ_{e1} 設定為0，則校正程序為一無限迴圈，同時校正中的 C_1 最終會來來回回的在校正標的 C_{10} 附近的級別 ΔC_1 範圍內切換，此乃因為變容器的本質 (intrinsic) 校正量化錯誤 (quantization error) 存在的緣故，但可使用較小的 ΔC_1 使其不影響校正結果。

【0046】 值得注意的是，最佳化 C_{10} 會追蹤耦合係數 k 的變化，亦即，由於校正時 C_1 會隨時追蹤 $|V_{L1}|$ 的最高值，所以功率傳送端可以持續提供最大的功率給負載 R_L 。

【0047】 除了校正 C_1 達到MTP，本發明可以在校正 C_1 的過程中，設定 $Z_L = 0$ 或 $Z_L = \infty$ ，以設定 C_1 做為一個特定值，用於校正 C_2 。將第1圖和第3圖中的開關 S_o 保持導通或開路，並將開關 S_s 導通來設定 $Z_L = 0$ 的狀況；將第1圖和第3圖中的開關 S_s 保持開路，並將開關 S_o 開路來設定 $Z_L = \infty$ 的狀況，或是直接移除整個功率接收端20/40來設定 $Z_L = \infty$ ，這就是為什麼開關 S_o 為非必要元件的原因。 C_1 的校正結果如下面表4所示。

【0048】 表4

S_s	S_o	C_{10}	C_{10} 的備註
-------	-------	----------	--------------

off	on	$\frac{1}{\omega_c^2 L_1 \left(1 - \frac{m_2}{m_2^2 + b^2} k^2\right)}$	在正常操作模式下，可以獲得最大的 P_L (MTP)的最佳化的 C_1
on	on/off(導通或開路皆可)	$\frac{1}{\omega_c^2 L_1 \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_2^2}} k^2\right)}$	在 $Z_L = 0$ 的設定下， C_1 的校正結果，可以使用於校正 C_2 .
off	off(開路)	$\frac{1}{\omega_c^2 L_1}$	在 $Z_L = \infty$ 的設定下， C_1 的校正結果，可以使用於校正 C_2 .

【0049】 其次，說明校正並聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統中第二共振電容 C_2 的較佳實施例。

【0050】 對並聯負載式RMC系統定義出：

$$y = \omega_c^2 L_2 C_2 - 1 \dots (13)$$

此適用於並聯負載式RMC系統。為了了解 C_2 與 $|V_{L2}|$ 的關係，分析結果得到：

$$\frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| = H_{dV_{L2}} \times (y - y_0) \dots (14)$$

其中，

$$H_{dV_{L2}} = - \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right|^4 \frac{\omega_c^2 L_1^2}{k^4 L_2} \left((m_1 - k^2)^2 + \frac{1}{Q_S^2} + \frac{2k^2}{Q_S Q_2} + \frac{m_1^2 + \frac{1}{Q_S^2}}{Q_2^2} \right) \dots (15)$$

$$y_0 = \frac{k^2(m_1 - k^2) - \left(\left(k^2 + \frac{1}{Q_S Q_2} \right)^2 - k^4 + \frac{m_1^2}{Q_2^2} \right)}{(m_1 - k^2)^2 + \frac{1}{Q_S^2} + \left(k^2 + \frac{1}{Q_S Q_2} \right)^2 - k^4 + \frac{m_1^2}{Q_2^2}} \dots (16)$$

同時亦定義：

$$C_{20} = \frac{y_0 + 1}{\omega_c^2 L_2} \dots (17)$$

【0051】 由於 $H_{dV_{L2}} < 0$ ，所以得到：

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| > 0 \text{ for } C_2 < C_{20} \\ \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| < 0 \text{ for } C_2 > C_{20} \end{cases} \dots (18)$$

且當 $C_2 = C_{20}$ 時， $\frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| = 0$ 。式(18)顯示 C_{20} 是對應最大 $|V_{L2}|$ 的最佳化值；此式(18)亦同時顯示，當 C_2 大於最佳化值時，與 C_2 相關的 $|V_{L2}|$ 導數係為負的，當 C_2 小於最佳化值時，與 C_2 相關的 $|V_{L2}|$ 導數係為正的。因此，校正 C_2 的方式係類似於校正 C_1 的方式，且 C_2 校正後的結果即為 C_{20} 。

【0052】 本發明提出的校正方法就是使用式(18)來計算出 $|V_{L2}|$ 相對應於 C_2 的斜率，並藉此增減 C_2 來找出峰值 $\left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right|$ 所對應的 C_{20} 。 C_2 的詳細校正流程如下所示：

- 1、設定 C_2 為一初始值，然後偵測 $|V_{L2}|$ 的峰值，儲存此峰值並作為 V_{R0} 。
- 2、對 C_2 增加一個預定級別 ΔC_2 。
- 3、偵測此時 $|V_{L2}|$ 的峰值，儲存此峰值並作為 V_{R1} 。
- 4、若 V_{R0} 和 V_{R1} 的差的絕對值係位於一預定之二次側峰值電壓差的可容忍範圍 Δe_2 內，則此校正完成，儲存目前之 C_2 為校正結果。否則繼續進行下一步驟。
- 5、若 $V_{R1} > V_{R0}$ ， $|V_{L2}|$ 相對應於 C_2 的斜率為正，其係表示電容 $C_2 < C_{20}$ ，故對 C_2 增加一個與該預定級別同號(the same sign)之級別（相同於該預定級別 ΔC_2 ，也可以依 V_{R1} 與 V_{R0} 的差值作動態調整，以加速校正過程）；若 $V_{R1} < V_{R0}$ ， $|V_{L2}|$ 的斜率為負，其係表示電容 $C_2 > C_{20}$ ，則對 C_2 減少一個與該預定級別同號(the same sign)之級別（相同於該預定級別 ΔC_2 ，也可以依 V_{R1} 與 V_{R0} 的差值作動態調整，以加速校正過程）。
- 6、更新 V_{R0} 的值為 V_{R1} ，並重新回到步驟3，依序重複進行相同步驟。

其中， ΔC_2 的值可以為正，亦可以為負。換言之，當 ΔC_2 的值為負時，在上述第2或5步驟中，增加一個負的 ΔC_2 事實上就等於減少一個 $|\Delta C_2|$ ；同理，在上

述第5步驟中，減少一個負的 ΔC_2 事實上就等於增加一個 $|\Delta C_2|$ 。當然，當 ΔC_2 的值為負時，此時 $|V_{L2}|$ 相對應於 ΔC_2 的斜率亦會改變，例如， $V_{R1} > V_{R0}$ 時， $|V_{L2}|$ 相對應於 ΔC_2 的斜率變為負，其係表示電容 $C_2 > C_{20}$ ；若 $V_{R1} < V_{R0}$ ， $|V_{L2}|$ 相對應於 ΔC_2 的斜率變為正，其係表示電容 $C_2 < C_{20}$ 。

【0053】 根據表3所示，並聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統可以達成最大PTE的最佳化 C_2 係為：

$$C_{2,opt} = \frac{1}{1 + k^2 \frac{Q_s}{Q_2} + \frac{1}{Q_2^2} \omega_c L_2} \frac{1}{\omega_c L_2} \dots (19)$$

其係與 R_L 無關，由於我們想要 C_2 的校正結果為 $C_{2,opt}$ ，結果， C_1 必須在校正期間設定為特定的值才能使 $C_{2,opt} = C_{20}$ 。當 C_2 校正完成後， C_2 可以在正常操作模式下保持其校正值，因為 C_1 的值與 PTE 無關，所以 C_1 在正常操作模式下的值可以與用來校正 C_2 時的 C_1 設定值不同，因此我們可以在校正期間設定二個參數 C_1 和 R_L 為任何固定值。然而，對並聯負載式 RMC WPT 系統來說，參數 k 在兩種模式下皆必須相同，因此，線上(on-line)校正是必須的。

【0054】 利用式(17)等於式(19)，在 C_2 校正期間可以設定 C_1 為：

$$C_1 \cong \frac{1}{\omega_c^2 L_1 (1 - k^2)} \text{ 或 } C_1 = \frac{1}{\omega_c^2 L_1 \left(1 + \frac{Q_s}{Q_2}\right)} \dots (20)$$

使 $C_{2,opt} = C_{20}$ 。

【0055】 式(20)的第二個解並沒有比較好的原因在於需要準確量測 Q_s 和 Q_2 、準確設定 C_1 和需要較大可變電容器作為 C_1 等的困難度，另一方面，表4顯示在 $Z_L = 0$ 的條件下校正所得之 C_1 將非常接近式(20)第一個解的數值而無須煩人的量測與設定。給定這個校正後的 C_1 ，然後完成 C_2 的校正所得到的校正結果 C_{20} 對於 $C_{2,opt}$ 的標準化(normalized)校正誤差可以表示為：

$$\frac{C_{20} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} = \frac{-k^2 Q_s Q_2}{Q_2^2 + 1} \dots (21)$$

【0056】 由式(21)可知，更可以將 Q_S 在校正過程中減少至一個較小值 Q_{SS} ，以進一步減少校正誤差，減少 Q_S 可以藉由增加 R_{PA} 來完成，有二種不需更動電路連接的方式可以達到此目的，亦即減少PA的輸出電晶體的有效尺寸(推力)或是PA的供應電壓，此外，也可以在校正時於PA與該電感電容共振器之間串聯一額外的電阻來減少 Q_S 。

【0057】 先設定

$$Q_{SS} = \lambda Q_S, \text{ 其中 } 0 < \lambda < 1 \dots (22)$$

【0058】 此標準化校正誤差會變成：

$$\frac{C_{20} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} = \frac{-k^2 Q_S Q_2}{Q_2^2 + 1} \times G_{e2cal} \dots (23)$$

【0059】 其中定義誤差增益 G_{e2cal} 為：

$$G_{e2cal} = \frac{2\lambda(1-\lambda)}{\frac{Q_2}{k^2 Q_S} + \frac{1}{k^2 Q_S Q_2} + \lambda} + 2\lambda - 1 \dots (24)$$

【0060】 式(24)表示，在此可以設置 λ 為 λ_{opt} 來完全消除校正誤差，其中

$$\lambda_{opt} = \frac{Q_2^2 + 1}{2(Q_2^2 + 1) + k^2 Q_S Q_2} \dots (25)$$

就算 λ 不為 λ_{opt} ，只要 $\lambda < 1$ ，誤差增益 G_{e2cal} 仍然小於一，亦即所得校正誤差較未降低 Q_S 時為小。

【0061】 表4亦表示，在 $Z_L = \infty$ 的設定下校正所得之 C_1 可以在弱耦合（loose coupling）環境中產生最接近式(20)的 C_1 而無需麻煩的設定。給定在 $Z_L = \infty$ 的設定下校正所得之 C_1 ，並完成 C_2 的校正結果相對於 $C_{2,opt}$ 的標準化校正誤差可以近似為：

$$\frac{C_{20} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} \cong \frac{-(k^2 Q_S)^2}{1 + (k^2 Q_S)^2} \dots (26)$$

【0062】 在弱耦合應用中 $k^2 Q_S \ll 1$ ，所以此校正誤差係可以被忽略的。

【0063】 對於強耦合（stronger coupling）應用而言，更可以在校正期間增加 R_{PA} 來將 Q_S 減少至一較小值 Q_{SS} ，以降低校正誤差。校正結果相對於 $C_{2,opt}$ 校正

結果的標準化校正誤差可以表示為：

$$\frac{C_{20} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} = \frac{-k^2 Q_S Q_2 (k^2 Q_S Q_2 + 1)}{Q_2^2 + (k^2 Q_S Q_2 + 1)^2} \times G_{e2cal} \dots (27)$$

其中，此誤差增益 G_{e2cal} 為：

$$G_{e2cal} = \frac{(k^2 Q_S Q_2 \lambda^2 + 2\lambda - 1)(Q_2^2 + (k^2 Q_S Q_2 + 1)^2)}{(k^2 Q_S Q_2 + 1)(Q_2^2 + (\lambda k^2 Q_S Q_2 + 1)^2)} \dots (28)$$

【0064】 當 λ 等於下式(29)的 λ_{opt} 時，可以完全消除此校正誤差：

$$\lambda_{opt} = \frac{\sqrt{k^2 Q_S Q_2 + 1} - 1}{k^2 Q_S Q_2} \dots (29)$$

就算 λ 不為 λ_{opt} ，只要 $\lambda < 1$ ，誤差增益 G_{e2cal} 仍然小於一，亦即所得校正誤差較未降低 Q_S 時為小。

【0065】 接續說明校正串聯負載式共振式磁耦合無線傳能系統中第二共振電容 C_2 的較佳實施例。

【0066】 校正串聯負載式RMC WPT系統的 C_2 ，係相似於並聯負載式RMC WPT系統，差別係在於校正標的 $C_{2,opt}$ 變為 $\frac{1}{\omega_c^2 L_2}$ ，其係根據表3所示且與 k 、 R_L 、和傳送端的設計參數無關。因此，可以在校正過程中將這些值指定為任意固定值，再儲存此校正結果並將其應用在各種這些參數可能不同的實際應用中。

【0067】 具體的分析結果顯示：

$$\frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| = H_{dVL2} \times (m_2 - m_{21})(m_2 - m_{22}) \dots (30)$$

$$\text{其中， } m_{21} < m_{22} \text{， 且 } H_{dVL2} = \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right|^4 \frac{\omega_c^2 L_1}{k^2 \omega_c^2 L_2^2 C_2^2} \frac{\left(m_1 - \frac{k^2}{2} \right)^2 + \frac{1}{Q_S^2} \frac{k^4}{4}}{\left((m_2 - 1)^2 + \frac{1}{Q_L^2} \right)^2} \dots (31)$$

【0068】 再定義：

$$C_{21} = \frac{1}{\omega_c^2 L_2 (1 - m_{21})} \dots (32)$$

及

$$C_{22} = \frac{1}{\omega_c^2 L_2 (1 - m_{22})} \dots (33)$$

【0069】 對於弱耦合環境而言， $k < \sqrt{\frac{2}{Q_S}}$ 、 $H_{dVL2} < 0$ 。因此，

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| < 0 \text{ for } C_{22} > C_2 > C_{21} \\ \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| > 0 \text{ for } C_2 < C_{21} \text{ or } C_2 > C_{22} \end{cases} \dots (34)$$

【0070】 若 C_2 的校正範圍沒有涵蓋 C_{22} ，亦即 C_2 的初始值小於 C_{22} ，則可以得到：

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| < 0 \text{ for } C_2 > C_{21} \\ \frac{\partial}{\partial C_2} \left| \frac{V_{L2}}{V_S} \right| > 0 \text{ for } C_2 < C_{21} \end{cases} \dots (35)$$

【0071】 上述式(35)相似於式(18)，因此，相同的校正程序可以用來校正串聯負載式RMC系統的 C_2 ，其校正結果為 C_{21} ，事實上，成功將 C_2 校正為 C_{21} 唯一要求是，指定校正程序的初始 C_2 小於 C_{22} ，此為一個簡單的任務。

【0072】 為了使 $C_{21} = C_{2,opt} = \frac{1}{\omega_c^2 L_2}$ ，其係需要將 C_1 設定為式(36)：

$$\frac{1}{\omega_c^2 L_2 \left(1 - \frac{k^2 Q_{2L}^2}{2} \left(1 + \frac{1}{Q_L^2} \right) \left(1 \pm \sqrt{1 - 4 \left(\frac{1 + \frac{1}{k^2 Q_S Q_{2L}}}{1 + \frac{1}{Q_L^2}} \right)^2} \right) \right)} \dots (36)$$

並設定 R_L 為滿足下式的一個值：

$$0 \leq Q_L < \frac{\sqrt{1 + k^4 Q_S^2} - 1}{k^2 Q_S} \dots (37)$$

但是實際上很難精準設定所需的 C_1 和 R_L 。

【0073】 一種更佳的校正環境設定為在 C_2 的校正期間，藉由將第1圖的開關 S_R 開啟導通以設定 $R_L = 0$ ，並將 C_1 設定為在 $Z_L = 0$ 的環境下校正所得之 C_1 ，如此將使得 $C_{22} = \infty$ ，其係表示對 C_2 的校正初始值並無任何限制，且所得之 C_2 校正

結果相對於 $C_{2,opt}$ 校正結果的標準化校正誤差可以表示為：

$$\frac{C_{21} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} \cong \frac{1}{\left(k^2 \frac{Q_S}{Q_2} + 1\right)^2} - 1 \dots (38)$$

【0074】 在 C_2 的校正期間，藉由設定 k 值使 $k^2 \ll \frac{Q_2}{Q_S}$ ，讓此校正誤差變得可以忽略不計。

【0075】 相似於並聯負載式RMC系統，校正誤差更可以在 C_2 校正期間藉由將 Q_S 減少至較小值 Q_{SS} 而降低。此標準化校正誤差現在變為：

$$\frac{C_{21} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} \cong -2k^2 \frac{Q_{SS}}{Q_2} \dots (39)$$

其中 $k^2 \ll \frac{Q_2}{Q_{SS}}$ 。

【0076】 另一個方便的校正環境設定，係在校正 C_2 時，設定 $R_L = 0$ ，並將 C_1 設定為在 $Z_L = \infty$ 的條件下校正所得之 C_1 ，此校正設定亦可使得 $C_{22} = \infty$ ，其係表示對 C_2 的校正初始值並無任何限制，且對於 $C_{2,opt}$ 校正結果的標準化校正誤差可以表示為：

$$\frac{C_{21} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} = \frac{-1}{1 + \left(\frac{1}{\frac{1}{Q_2} + k^2 Q_S}\right)^2}, \dots (40)$$

【0077】 由式(40)可知，在 C_2 的校正期間，藉由設定一個足夠小的 k 值滿足($k^2 \ll 1/Q_S$)的條件，此校正誤差亦可以被忽略不計。

【0078】 校正誤差更可以在 C_2 校正期間藉由將 Q_S 減少至較小值 Q_{SS} 而降低。此時之標準化校正誤差為：

$$\frac{C_{21} - C_{2,opt}}{C_{2,opt}} = \frac{-1}{1 + \left(\frac{1}{\frac{1}{Q_2} + k^2 Q_{SS}}\right)^2} \dots (41)$$

其總是小於式(40)。

【0079】 因此，本發明確實可以在適當的環境設定下，藉由自動校正功率

傳送端與功率接收端中之共振電容，使一次側線圈與二次側線圈之峰值電壓為最大來完成校正，同時達到最佳功率傳輸效率與最大傳輸功率之優勢。

【0080】 再者，本發明之技術特徵亦可應用在使用電感/電容式匹配電路的WPT系統中，只要電路架構中有可以等效為本發明之共振負載電路和電感電容共振器之基本架構，即可利用本發明來調整該等等效共振電容的電容值，達成校正電感電容共振頻率之目的。

【0081】 以上所述之實施例僅係為說明本發明之技術思想及特點，其目的在使熟悉此項技術者能夠瞭解本發明之內容並據以實施，當不能以之限定本發明之專利範圍，即大凡依本發明所揭示之精神所作之均等變化或修飾，仍應涵蓋在本發明之專利範圍內。

【符號說明】

【0082】

10、30	功率傳送端
20、40	功率接收端
11、31	電感電容共振器
12、32	峰值偵測器
14、34	一次側控制器
21	串聯式共振負載電路
22、42	峰值偵測器
24、44	二次側控制器
41	並聯式共振負載電路
PA	功率放大器
C_1	第一共振電容
L_1	一次側線圈

【發明申請專利範圍】

【第1項】 一種具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，包括：

至少一功率接收端，其係至少包括有一二次側線圈和一共振負載電路；以及

至少一功率傳送端，其係傳送一交流功率給該至少一功率接收端，每一該功率傳送端至少包括有一功率放大器推動一電感電容共振器，該電感電容共振器係至少包含串聯連接之一第一共振電容及一一次側線圈，且該一次側線圈兩端會產生一一次側觀察電壓，其中，在對該第一共振電容進行校正時，係調整該第一共振電容直至該一次側觀察電壓到達最大的峰值電壓，此時之該第一共振電容即為最佳化數值。

【第2項】 如請求項1所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該一次側觀察電壓係為該第一共振電容之跨壓。

【第3項】 如請求項1所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該功率接收端之該共振負載電路更可選自下列其中之一：

一串聯式共振負載電路，其至少包括有串聯連接的一第二共振電容及一負載，該二次側線圈會產生一二次側觀察電壓，且該一次側線圈與該二次側線圈之間係具有一耦合係數；以及

一並聯式共振負載電路，其至少包括有並聯連接的該第二共振電容及該負載，該二次側線圈會產生該二次側觀察電壓，且該一次側線圈與該二次側線圈之間係具有一耦合係數。

【第4項】 如請求項1或3所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦

合無線傳能系統，其中該第一共振電容之校正程序更包括：

- (S1) 設定該第一共振電容為任意初始值，然後偵測該一次側觀察電壓之峰值電壓，儲存並作為第一峰值電壓；
- (S2) 對該第一共振電容增加一個預定級別的第一電容值；
- (S3) 偵測該一次側觀察電壓的峰值電壓，儲存並作為第二峰值電壓；
- (S4) 判斷該第一峰值電壓和該第二峰值電壓之差的絕對值是否位於一預定之一次側峰值電壓差的容忍誤差範圍內，若是，則停止該校正程序，並保留最後的該第一共振電容之數值為校正結果；若否，則繼續下一步驟；
- (S5) 若該第二峰值電壓大於該第一峰值電壓，繼續對該第一共振電容增加一個預定級別的該第一電容值，若該第二峰值電壓小於該第一峰值電壓，則對該第一共振電容減少一個預定級別的該第一電容值；以及
- (S6) 以該第二峰值電壓的數值取代該第一峰值電壓的數值，再重新回到步驟(S3)，依序重複進行相同步驟。

【第5項】 如請求項4所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中在步驟(S5)中之該預定級別的該第一電容值係依該第一峰值電壓與該第二峰值電壓的差值作動態調整，且與步驟(S2)中之該預定級別的該第一電容值同號。

【第6項】 如請求項1所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該第一共振電容係為一數位控制變容器或一壓控變容器。

【第7項】 如請求項4所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中在該第一共振電容進行校正時，該二次側線圈

係為短路或開路。

- 【第8項】如請求項4所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中在該第一共振電容進行校正時，更可先移除該功率接收端。
- 【第9項】如請求項4所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，更包括一峰值偵測器，其係電性連接該一次側線圈或該第一共振電容，以測量該一次側觀察電壓之該峰值電壓。
- 【第10項】如請求項9所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，更包括一一次側控制器，其係電性連接該峰值偵測器，以接收與儲存該峰值電壓，並根據前述之該第一共振電容之該校正程序來調整該第一共振電容。
- 【第11項】如請求項3所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中更可對該功率接收端之該第二共振電容進行校正，以得到最大的功率傳輸效率，其中在對該第二共振電容進行校正時，先設定該第一共振電容係在該二次側線圈為短路或開路時進行校正所得之該第一共振電容的最佳化數值或是在移除該功率接收端時進行校正所得之該第一共振電容的最佳化數值，再調整該第二共振電容直至該二次側觀察電壓到達最大的峰值電壓，此時之該第二共振電容即為最佳化數值。
- 【第12項】如請求項11所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中第二共振電容係為一數位控制變容器或一壓控變容器。
- 【第13項】如請求項11所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該第二共振電容之校正程序更包括：

- (S1) 設定該第二共振電容為一初始值，然後偵測該二次側觀察電壓之峰值電壓，儲存並作為第一二次側峰值電壓；
- (S2) 對該第二共振電容增加一個預定級別的第二電容值；
- (S3) 偵測該二次側觀察電壓的峰值電壓，儲存並作為第二二次側峰值電壓；
- (S4) 判斷該第一二次側峰值電壓和該第二二次側峰值電壓之差的絕對值是否位於一預定之二次側峰值電壓差的可容忍誤差範圍內，若是，則停止該校正程序，並保留最後的該第二共振電容之數值為校正結果；若否，則繼續進行下一步驟(S5)；
- (S5) 若該第二二次側峰值電壓大於該第一二次側峰值電壓，繼續對該第二共振電容增加一個預定級別的第二電容值，若該第二二次側峰值電壓小於該第一二次側峰值電壓，則對該第二共振電容減少一個預定級別的第二電容值；以及
- (S6) 以該第二二次側峰值電壓的數值取代該第一二次側峰值電壓的數值，再重新回到步驟(S3)，依序重複進行相同步驟。

【第14項】 如請求項13所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中在步驟(S5)中之該預定級別的第二電容值係根據該第一二次側峰值電壓與該第二二次側峰值電壓的差值作動態調整，且與步驟(S2)中之該預定級別的第二電容值同號。

【第15項】 如請求項11所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該共振負載電路為該串聯式共振負載電路時，該負載之等效負載電阻係為0。

【第16項】 如請求項11所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該耦合係數 k 係為足夠小的數值並滿足 $k^2 \ll$

$1/Q_S$ ，其中品質因子 $Q_S = \frac{\omega_c L_1}{R_{PA} + R_1}$ ，且 ω_c 代表載波的角頻率、 L_1 代表該一次側線圈、 R_{PA} 在代表該功率放大器的等效輸出電阻以及 R_1 代表該一次側線圈的寄生串聯電阻。

【第17項】如請求項11所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中在校正該第二共振電容時，該功率放大器之等效輸出電阻更可以增加，以利於降低校正該第二共振電容的校正誤差。

【第18項】如請求項13所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，更包括一峰值偵測器，其係電性連接該二次側線圈，以測量該二次側觀察電壓之該峰值電壓。

【第19項】如請求項18所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，更包括一二次側控制器，其係電性連接該峰值偵測器，以接收與儲存該峰值電壓，並根據前述之該第二共振電容之該校正程序來調整該第二共振電容。

【第20項】如請求項13所述之具備校正電感電容共振頻率功能之共振式磁耦合無線傳能系統，其中該功率接收端之該共振負載電路為該串聯式共振負載電路時，該第二共振電容的該初始值係小於該第二共振電容的最佳化數值。