



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I618349 B

(45)公告日：中華民國 107 (2018) 年 03 月 11 日

(21)申請案號：105116322

(22)申請日：中華民國 103 (2014) 年 02 月 25 日

(51)Int. Cl. : H03H11/28 (2006.01)

H03H3/00 (2006.01)

(30)優先權：2013/02/25 美國

61/769,152

2013/12/16 美國

14/108,155

(71)申請人：高通公司(美國) QUALCOMM INCORPORATED (US)

美國

(72)發明人：劉振寧 LOW, ZHEN NING (SG)；惠特立 查爾斯 愛德華 三世 WHEATLEY, CHARLES EDWARD, III (US)

(74)代理人：陳長文

(56)參考文獻：

US 2012/0155344A1

US 2013/0038136A1

A. van Bezooijen, M. A. de Jongh, F. van Straten, R. Mahmoudi and A. H. M. van Roermund, "Adaptive Impedance-Matching Techniques for Controlling L Networks," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 57, no. 2, pp. 495-505, Feb. 2010.

審查人員：謝文元

申請專利範圍項數：7 項 圖式數：24 共 75 頁

(54)名稱

用於改良之驅動器電路效能之阻抗變換網路

IMPEDANCE TRANSFORMATION NETWORK FOR IMPROVED DRIVER CIRCUIT PERFORMANCE

(57)摘要

本發明提供用於減少諧波發射之系統、方法及裝置。本發明之一態樣提供一種傳輸器裝置。該傳輸器裝置包括一驅動器電路，該驅動器電路之特徵在於一效率及一功率輸出位準。該驅動器電路進一步包括一濾波器電路，該濾波器電路電連接至該驅動器電路且經組態以修改傳輸電路之阻抗，以在該阻抗處於複數阻抗範圍內時將該驅動器電路之該效率維持處於該驅動器電路之一最大效率的 20% 內。該濾波器電路經進一步組態以維持一實質上恆定之功率輸出位準，而不管該複數阻抗範圍內之電抗性變化。該濾波器電路經進一步組態以維持該功率輸出位準與該阻抗範圍內之電阻性變化之間的一實質上線性之關係。

This disclosure provides systems, methods and apparatus for reducing harmonic emissions. One aspect of the disclosure provides a transmitter apparatus. The transmitter apparatus includes a driver circuit characterized by an efficiency and a power output level. The driver circuit further a filter circuit electrically connected to the driver circuit and configured to modify the impedance of the transmit circuit to maintain the efficiency of the driver circuit at a level that is within 20% of a maximum efficiency of the driver circuit when the impedance is within the complex impedance range. The filter circuit is further configured to maintain a substantially constant power output level irrespective of the reactive variations within the complex

impedance range. The filter circuit is further configured to maintain a substantially linear relationship between the power output level and the resistive variations within the impedance range.

指定代表圖：

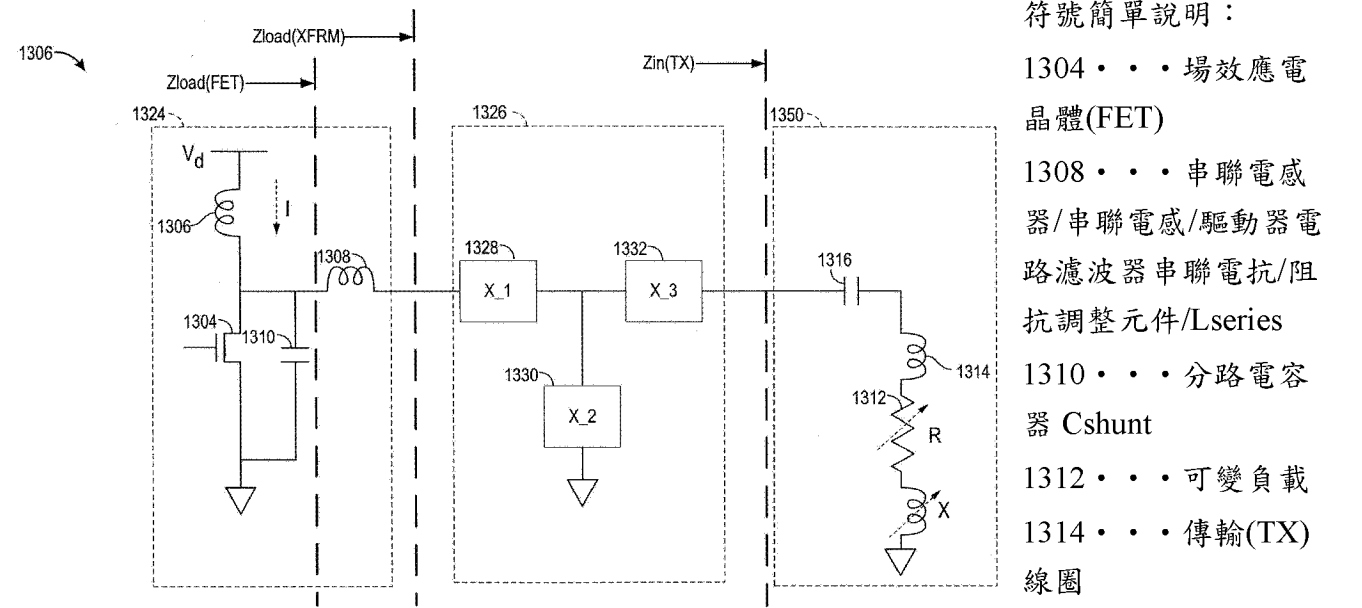


圖13

符號簡單說明：

- 1304 . . . 場效應電晶體(FET)
- 1308 . . . 串聯電感器/串聯電感/驅動器電路濾波器串聯電抗/阻抗調整元件/Lseries
- 1310 . . . 分路電容器 Cshunt
- 1312 . . . 可變負載
- 1314 . . . 傳輸(TX)線圈
- 1324 . . . 驅動器電路
- 1326 . . . 被動式或固定濾波器電路/雙側濾波器電路
- 1328 . . . 電抗性組件 X1
- 1330 . . . 電抗性組件 X2
- 1332 . . . 電抗性組件 X3
- 1350 . . . 傳輸電路

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動)

【發明名稱】

用於改良之驅動器電路效能之阻抗變換網路

IMPEDANCE TRANSFORMATION NETWORK FOR IMPROVED
DRIVER CIRCUIT PERFORMANCE

【技術領域】

本發明大體而言係關於無線電力。更特定言之，本發明係針對改良驅動遍及大的電阻性及電抗性範圍而變化的負載之傳輸電路之效率及功率輸出。

【先前技術】

增加之數目及多種電子器件係經由可再充電電池予以供電。此等器件包括行動電話、攜帶型音樂播放器、膝上型電腦、平板型電腦、電腦周邊器件、通信器件(例如，藍芽器件)、數位攝影機、助聽器及其類似者。雖然電池技術已改良，但經電池供電電子器件愈來愈需要及消耗較大量電力。因而，此等器件不斷地需要再充電。可再充電器件常常係經由有線連接予以充電，有線連接需要實體地連接至電源供應器之纜線或其他相似連接器。纜線及相似連接器有時可不方便或麻煩且具有其他缺點。能夠在自由空間中傳送電力以用以對可再充電電子器件進行充電之無線充電系統可克服有線充電解決方案之缺陷中的一些。因而，有效率地且安全地傳送電力以用於對可再充電電子器件進行充電之無線充電系統及方法係理想的。

【發明內容】

在附加申請專利範圍之範疇內的系統、方法及器件之各種實施各自具有若干態樣，該等態樣中無任何單一態樣僅負責本文中所描述

之理想屬性。在不限制附加申請專利範圍之範疇的情況下，本文中描述一些顯著特徵。

隨附圖式及以下描述中闡述本說明書中所描述之主題之一或多個實施之細節。其他特徵、態樣及優點將自描述、圖式及申請專利範圍變得顯而易見。應注意，以下諸圖之相對尺寸可未按比例繪製。

本發明中所描述之主題之一態樣提供一種傳輸器裝置。該傳輸器裝置包括一驅動器電路，該驅動器電路之特徵在於一效率及一功率輸出位準。該驅動器電路電連接至具有一阻抗之一傳輸電路。該傳輸電路之該阻抗係處於包括電阻性變化及電抗性變化之一複數阻抗範圍內。該複數阻抗範圍係由一最小實數阻抗值、一最大實數阻抗、一最小虛數阻抗值及一最大虛數阻抗值定義。該最大實數阻抗值對該最小實數阻抗值之一比率為至少2:1。該最大虛數阻抗值與該最小虛數阻抗值之間的差之一量值為該最小實數阻抗值與該最大實數阻抗值之間的差之一量值的至少兩倍。該傳輸器裝置進一步包括一濾波器電路，該濾波器電路電連接至該驅動器電路且經組態以修改該傳輸電路之該阻抗，以在該阻抗處於該複數阻抗範圍內時將該驅動器電路之該效率維持處於該驅動器電路之一最大效率的20%內。該濾波器電路經進一步組態以維持一實質上恆定之功率輸出位準，而不管該複數阻抗範圍內之該等電抗性變化。該濾波器電路經進一步組態以維持該功率輸出位準與該複數阻抗範圍內之該等電阻性變化之間的一實質上線性之關係。

本發明中所描述之主題之另一態樣提供一種傳輸器裝置。該傳輸器裝置包括一驅動器電路，該驅動器電路包括一開關放大器電路，該開關放大器電路包含一開關、一開關分路電容器及電連接至該驅動器電路之輸出之一串聯電感器。該傳輸器裝置進一步包括一傳輸電路，該傳輸電路包括一線圈，該線圈具有串聯地電連接至一電容器以

形成一諧振電路之一電感。該傳輸器電路進一步包括一濾波器電路，該濾波器電路電連接於該驅動器電路與該傳輸電路之間，該濾波器電路僅包含單一分路電容器網路。

本發明中所描述之主題之又另一態樣提供一種選擇用於一無線電力傳輸器器件的一濾波器電路之一或多個電抗性組件之組件值的方法。該濾波器電路電連接於一驅動器電路與一傳輸電路之間。該方法包括判定使該驅動器電路之效率高於一臨限值之一第一複數阻抗值集合。該第一複數阻抗值集合實質上映射至沿著一半圓路徑之複數阻抗值。該方法進一步包括判定使該驅動器電路之功率輸出實質上恆定之一第二複數阻抗值集合。該第二複數阻抗值集合實質上映射至沿著一全圓路徑之值，該全圓路徑正交於該半圓且在一最大值處與該半圓相交。該方法進一步包括選擇該等組件值以提供一阻抗變換，該阻抗變換將該傳輸電路之一可變複數阻抗修改成自該第一複數阻抗值集合及該第二複數阻抗值集合導出的複數阻抗值。

本發明中所描述之主題之另一態樣提供一種傳輸器裝置。該傳輸器裝置包括一驅動器電路，該驅動器電路之特徵在於一效率及一功率輸出位準。該驅動器電路電連接至具有一阻抗之一傳輸電路。該傳輸電路之該阻抗係處於包括電阻性變化及電抗性變化之一複數阻抗範圍內。該傳輸器裝置進一步包括一濾波器電路，該濾波器電路電連接至該驅動器電路且經組態以修改該傳輸電路之該阻抗。該濾波器電路具有一或多個電抗性組件，該一或多個電抗性組件具有自一第一值及一第二值導出而選擇的值。該第一值 R_d 對應於一半圓之一半徑。該半圓係由沿著該半圓之周邊之一複數阻抗值集合來定義，該複數阻抗值集合對應於使該驅動器電路之效率處於該驅動器電路之最大效率之至少20%內的值。該第二值 R_0 對應於該濾波器電路之負載處之一實數阻抗值，其導致在該濾波器電路之一輸入處等於 R_d 的一所要經變換

阻抗。

【圖式簡單說明】

圖1為根據本發明之例示性實施例的例示性無線電力傳送系統之功能方塊圖。

圖2為根據本發明之各種例示性實施例的可用於圖1之無線電力傳送系統中之例示性組件的功能方塊圖。

圖3為根據本發明之例示性實施例的包括傳輸或接收線圈之圖2之傳輸電路或接收電路之一部分的示意圖。

圖4為根據本發明之例示性實施例的可用於圖1之無線電力傳送系統中之傳輸器的功能方塊圖。

圖5為根據本發明之例示性實施例的可用於圖1之無線電力傳送系統中之接收器的功能方塊圖。

圖6為根據本發明之各種例示性實施例的如圖2中之例示性無線電力傳送系統的功能方塊圖，其中一傳輸器可將電力無線地提供至多個接收器。

圖7為根據本發明之例示性實施例的可用於圖6之傳輸器中之驅動器電路的示意圖。

圖8A為展示可在無線電力傳輸器之操作期間呈現給驅動器電路的複數阻抗之例示性範圍的圖解。

圖8B為展示作為圖7之驅動器電路之負載之實數阻抗之函數的驅動器電路之效率及輸出功率的曲線圖。

圖9為展示作為呈現給如圖7中之驅動器電路之負載阻抗之實數分量及虛數分量之函數的該驅動器電路之效率的等高線曲線圖。

圖10A為展示作為呈現給如圖7中之驅動器電路之負載阻抗之實數分量及虛數分量之函數的該驅動器電路之功率輸出及最大效率等高線的等高線曲線圖。

圖10B為展示作為呈現給如圖7中之驅動器電路之負載阻抗之實數分量及虛數分量之函數的該驅動器電路之選定功率輸出等高線及最大效率等高線的另一曲線圖。

圖11A、圖11B、圖12A及圖12B展示相比於圖10B之對應測定結果，圖10B展示作為呈現給如圖7中之驅動器電路之負載阻抗之實數分量及虛數分量之函數的該驅動器電路之功率輸出及效率。

圖13為根據本發明之例示性實施例的如包括濾波器電路之圖7中之驅動器電路的示意圖。

圖14為根據一實施例的圖13之電路的示意圖。

圖15為展示由濾波器電路變換之阻抗相對於呈現給傳輸電路之如映射至高效率等高線的阻抗的曲線圖。

圖16為展示由濾波器電路遍及呈現給傳輸電路之大實數範圍而變換的阻抗的曲線圖。

圖17為展示作為呈現給驅動器電路之負載阻抗之實數分量及虛數分量之函數的驅動器電路之最大效率的等高線曲線圖。

圖18為展示由疊對於所演算值上之濾波器電路變換之測定阻抗的曲線圖，針對所演算值功率實質上恆定且效率為最大值。

圖19為展示當以複數阻抗範圍呈現時由濾波器電路變換之阻抗的曲線圖。

圖20展示疊對於圖12B之資料上之濾波器電路之結果的測定路徑。

圖21展示疊對於圖11B之資料上之濾波器電路之結果的測定路徑。

圖22為用於設計高度有效率傳輸電路之例示性方法的流程圖。

圖23為根據本發明之一例示性實施例的傳輸電路之部分的另一示意圖。

圖24展示作為呈現給如圖13中之驅動器電路之負載阻抗之實數分量及虛數分量之函數的來自該驅動器電路之功率輸出之測定結果。

圖式中所說明之各種特徵可未按比例繪製。因此，為清楚起見，可任意地擴大或減少各種特徵之尺寸。另外，圖式中之一些可並未描繪給定系統、方法或器件之所有組件。最後，類似參考數字可用以貫穿本說明書及諸圖而表示類似特徵。

【實施方式】

下文結合附加圖式而闡述之【實施方式】意欲作為對本發明之例示性實施例的描述且不意欲表示可實踐本發明的僅有實施例。貫穿此【實施方式】所使用之術語「例示性」意謂「充當實例、例子或說明」，且未必應被解釋為比其他例示性實施例較佳或有利。出於提供對本發明之例示性實施例之透徹理解之目的，【實施方式】包括特定細節。本發明之例示性實施例可在不具有此等特定細節的情況下予以實踐。在一些情況下，以方塊圖之形式展示熟知結構及器件以便避免混淆本文中所呈現之例示性實施例的新穎性。

無線地傳送電力可指在不使用實體電導體的情況下將與電場、磁場、電磁場或其他者相關聯的任何形式之能量自傳輸器傳送至接收器(例如，可經由自由空間而傳送電力)。輸出至無線場(例如，磁場)中之電力可由「接收線圈」接收、俘獲或耦合以達成電力傳送。

圖1為根據本發明之例示性實施例的例示性無線電力傳送系統100之功能方塊圖。可將輸入電力102自電源(未圖示)提供至傳輸器104以產生用於提供能量傳送之場106。接收器108可耦合至場106且產生輸出電力110以供由耦合至輸出電力110之器件(未圖示)儲存或消耗。傳輸器104及接收器108兩者係由距離112分離。在一例示性實施例中，傳輸器104及接收器108係根據相互諧振關係予以組態。當接收器108之諧振頻率與傳輸器104之諧振頻率實質上相同或極接近時，傳

輸器104與接收器108之間的傳輸損耗最小。因而，與可需要大線圈之需要線圈極接近(例如，數毫米)之純粹電感解決方案形成對比，可遍及較大距離提供無線電力傳送。因此，諧振電感耦合技術可允許遍及各種距離且以多種電感線圈組態之改良之效率及電力傳送。

接收器108可在接收器108位於由傳輸器104產生之能量場106中時接收電力。場106對應於由傳輸器104輸出之能量可由接收器106俘獲之區。在一些狀況下，場106可對應於傳輸器104之「近場」，如將在下文中進一步描述。

傳輸器104可包括用於輸出能量傳輸之傳輸線圈114。接收器108進一步包括用於自能量傳輸接收或俘獲能量之接收線圈118。近場可對應於存在由傳輸線圈114中之電流及電荷引起的強電抗性場之區，該等強電抗性場使電力最低限度地輻射遠離傳輸線圈114。在一些狀況下，近場可對應於處於傳輸線圈114之約一倍波長(或其分數)內的區。根據應用及與應用相關聯之器件而設定傳輸線圈114及接收線圈118之大小。如上文所描述，可藉由將傳輸線圈114之場106中之能量的一大部分耦合至接收線圈118(而非將電磁波中之大多數能量傳播至遠場)而發生有效率能量傳送。當定位於該場106內時，可在傳輸線圈114與接收線圈118之間產生「耦合模式」。可發生此耦合的在傳輸線圈114與接收線圈118周圍之區域在本文中被稱作耦合模式區。

圖2為根據本發明之各種例示性實施例的可用於圖1之無線電力傳送系統100中之例示性組件的功能方塊圖。傳輸器204可包括傳輸電路206，傳輸電路206可包括一振盪器222、一驅動器電路224，及一濾波器及阻抗變換電路226。振盪器222可經組態以產生處於所要頻率(諸如，468.75 KHz、6.78 MHz或13.56 MHz)之信號，該信號可回應於頻率控制信號223予以調整。振盪器信號可經提供至驅動器電路224，驅動器電路224經組態以在(例如)傳輸線圈214之諧振頻率下驅

動傳輸線圈214。驅動器電路224可為經組態以自振盪器222接收方形波且輸出正弦波之開關放大器。舉例而言，驅動器電路224可為E類放大器。亦可包括濾波器及阻抗變換電路226以濾出諧波或其他非想要頻率且將傳輸器204之阻抗與傳輸線圈214匹配。濾波器及阻抗變換電路226可經組態以除了僅使傳輸器204之阻抗與傳輸線圈214匹配以外，亦執行多種阻抗調整。

接收器208可包括接收電路210，接收電路210可包括一匹配電路232(或任何其他類型之阻抗調整電路)及一整流器及開關電路234，以自AC電力輸入產生DC電力輸出以對如圖2所展示之電池236進行充電或對耦接至接收器208之器件(未圖示)供電。可包括匹配電路232以使接收電路210之阻抗與接收線圈218匹配。接收器208與傳輸器204可另外在分離通信頻道219(例如，藍芽、zigbee、蜂巢式等等)上通信。接收器208與傳輸器204可替代地經由使用無線場206之特性之頻帶內發信號而通信。

如下文更充分地予以描述，最初可具有選擇性可停用關聯負載(例如，電池236)之接收器208可經組態以判定由傳輸器204傳輸且由接收器208接收之功率量是否適於對電池236進行充電。另外，接收器208可經組態以在判定出功率量適當後啟用負載(例如，電池236)。在一些實施例中，接收器208可經組態以直接利用自無線電力傳送場接收之電力，而不對電池236進行充電。舉例而言，諸如近場通信(NFC)或射頻識別器件(RFID)之通信器件可經組態以自無線電力傳送場接收電力且藉由與該無線電力傳送場互動而通信及/或利用該所接收電力以與傳輸器204或其他器件通信。

圖3為根據本發明之例示性實施例的包括傳輸或接收線圈352之圖2之傳輸電路或接收電路之一部分的示意圖。如圖3所說明，用於例示性實施例中之傳輸電路350可包括線圈352。該線圈亦可被稱作或經

組態為「迴圈」天線352。線圈352亦可在本文中被稱作或經組態為「磁性」天線或感應線圈。術語「線圈」意欲係指可無線地輸出或接收能量以耦接至另一「線圈」之組件。線圈亦可被稱作經組態以無線地輸出或接收電力之類型之「天線」。線圈亦可被稱作經組態以無線地傳輸或接收電力之類型之無線電力傳送組件。線圈352可經組態成包括一空心(air core)或諸如肥粒鐵核心之實體核心(未圖示)。

如所陳述，可在傳輸器104與接收器108之間之經匹配或幾乎經匹配諧振期間發生傳輸器104與接收器108之間的能量之有效率傳送。然而，甚至在傳輸器104與接收器108之間的諧振不匹配時，仍可傳送能量，但效率可受影響。藉由將來自傳輸線圈之場106之能量耦合至駐留於建立了此場106之鄰域中之接收線圈(而非將來自傳輸線圈之能量傳播至自由空間中)而發生能量之傳送。

迴圈或磁性線圈之諧振頻率係基於電感及電容。電感可僅為由線圈352創建之電感，而電容可添加至線圈之電感以創建處於所要諧振頻率之諧振結構。作為一非限制性實例，可將電容器354及電容器356添加至傳輸電路350以創建選擇處於諧振頻率之信號358之諧振電路。因此，對於較大直徑線圈，隨著迴圈之直徑或電感增加，維持諧振所需之電容之大小可減小。此外，隨著線圈之直徑增加，近場之有效率能量傳送區域可增加。使用其他組件而形成之其他諧振電路亦係可能的。作為另一非限制性實例，可將電容器並行地置放於線圈350之兩個端子之間。對於傳輸線圈，具有實質上對應於線圈352之諧振頻率的頻率之信號358可為至線圈352之輸入。

在一實施例中，傳輸器104(圖1)可經組態以輸出具有對應於傳輸線圈114之諧振頻率的頻率之時變磁場。當接收器處於場106內時，時變磁場可誘發接收線圈118中之電流。如上文所描述，若接收線圈118經組態而在傳輸線圈114之頻率下諧振，則可有效率地傳送能量。接

收線圈118中所誘發之AC信號可經整流(如上文所描述)以產生一DC信號，可提供該DC信號以對負載進行充電或對負載供電。

圖4為根據本發明之例示性實施例的可用於圖1之無線電力傳送系統中之傳輸器404的功能方塊圖。傳輸器404可包括傳輸電路406及傳輸線圈414。傳輸線圈414可為如圖3所展示之線圈352。傳輸電路406可藉由提供振盪信號而將RF電力提供至傳輸線圈414，從而導致在傳輸線圈414周圍產生能量(例如，磁通量)。傳輸器404可在任何合適頻率下操作。藉由實例，傳輸器404可在6.78 MHz ISM頻帶下操作。

傳輸電路406可包括：固定阻抗匹配電路406，其用於將傳輸電路406之阻抗(例如，50歐姆)與傳輸線圈414匹配；及低通濾波器(LPF)408，其經組態以將諧波發射減少至防止耦接至接收器108(圖1)之器件之自干擾(self-jamming)的位準。其他例示性實施例可包括不同濾波器拓撲，包括(但不限於)使特定頻率衰減同時使其他頻率通過之陷波濾波器，且可包括適應性阻抗匹配，適應性阻抗匹配可基於可量測傳輸量度(諸如，至線圈414之輸出功率或由驅動器電路424汲取之DC電流)而變化。傳輸電路406進一步包括一驅動器電路424，該驅動器電路424經組態以驅動如由振盪器422判定之RF信號。傳輸電路406可包含離散器件或電路，或替代地可包含整合式總成。自傳輸線圈414輸出之例示性RF功率可為大約2.5瓦特。

傳輸電路406可進一步包括一控制器410，該控制器410用於在傳輸階段(或工作循環)期間選擇性地啟用振盪器422、用於調整振盪器422之頻率或相位，及用於調整輸出功率位準以用於實施用於經由相鄰器件之附接之接收器而與相鄰器件互動的通信協定。應注意，控制器410亦可在本文中被稱作處理器410。傳輸路徑中之振盪器相位及相關電路之調整可允許減少頻帶外發射。

傳輸電路406可進一步包括一負載感測電路416，該負載感測電路416用於偵測在由傳輸線圈414產生之近場的附近區域中作用中接收器之存在或不存在。藉由實例，負載感測電路416監視流動至驅動器電路424之電流，該電流可受由傳輸線圈414產生之場的附近區域中作用中接收器之存在或不存在影響，如將在下文中進一步描述。由控制器410監視對驅動器電路424上之負載之改變的偵測以用於判定是否啟用振盪器422以用於傳輸能量且與作用中接收器通信。如下文更充分地予以描述，可使用在驅動器電路424處量測之電流以判定是否一無效器件定位於傳輸器404之無線電力傳送區內。

傳輸線圈414可藉由絞合漆包線實施或實施為天線帶(antenna strip)，其中厚度、寬度及金屬類型經選擇成將電阻性損耗保持低的。在一實施中，傳輸線圈414通常可經組態以用於與諸如台、墊、燈之較大結構或其他攜帶性較差之組態相關聯。因此，為了具有實用之尺寸，傳輸線圈414通常可不需要「匝」。傳輸線圈414之例示性實施可為「電學上小的」(亦即，波長之分數)且經調諧以藉由使用電容器來定義諧振頻率而在較低可用頻率下諧振。

傳輸器404可聚集及追蹤關於可與該傳輸器404相關聯的接收器器件之行蹤及狀態的資訊。因此，傳輸器電路404可包括連接至控制器410(亦在本文中被稱作處理器)之存在偵測器480、封入式偵測器460或其組合。控制器410可回應於來自存在偵測器480之存在信號及封入式偵測器460而調整由驅動器電路424遞送之功率量。傳輸器404可經由諸如用以轉換存在於建築物中之習知AC電力之AC-DC轉換器(未圖示)、用以將習知DC電源轉換至適於傳輸器404之電壓的DC-DC轉換器(未圖示)之數個電源來接收電力，或直接自習知DC電源(未圖示)來接收電力。

作為一非限制性實例，存在偵測器480可為用以感測經插入至傳

傳輸器404之涵蓋區域中之待充電之器件之初始存在的運動偵測器。在偵測之後，傳輸器404可被接通，且由器件接收之RF電力可用以以預定方式雙態觸發Rx器件上之開關，此又導致傳輸器404之驅動點阻抗之改變。

作為另一非限制性實例，存在偵測器480可為能夠(例如)藉由紅外線偵測、運動偵測或其他合適方法來偵測人之偵測器。在一些例示性實施例中，可存在限制傳輸線圈414可在特定頻率下傳輸之功率量的法規。在一些狀況下，此等法規意謂保護人免受電磁輻射。然而，可存在傳輸線圈414被置放於無人區域或偶爾有人之區域(諸如，車庫、廠房、商店及其類似者)中之環境。若此等環境沒有人，則可准許增加傳輸線圈414之功率輸出而超出常規功率限定法規。換言之，控制器410可回應於人之存在而將傳輸線圈414之功率輸出調整至法規位準或更低，且在人處於距傳輸線圈414之電磁場的法規距離外時將傳輸線圈414之功率輸出調整至超出法規位準之位準。

作為一非限制性實例，封入式偵測器460(亦可在本文中被稱作封入式隔室偵測器或封入式空間偵測器)可為諸如用於判定何時一封入件處於封閉或開放狀態之感測開關之器件。當一傳輸器處於處於封入式狀態之封入件中時，該傳輸器之功率位準可增加。

在例示性實施例中，可使用傳輸器404藉以不會無限期保持開啟之方法。在此狀況下，傳輸器404可經程式化以在使用者判定之時間量之後關斷。此特徵防止傳輸器404(特別地驅動器電路424)在處於其周邊中之無線器件被完全充電之後長時間運作。此事件可歸因於電路未能偵測到自中繼器或接收線圈發送的指示器件被完全充電之信號。為了防止在另一器件被置放於傳輸器404之周邊中時傳輸器404自動切斷，可僅在傳輸器404之周邊中未偵測到運動之設定時段之後啟動傳輸器404之自動關斷特徵。使用者可能能夠判定不活動時間間隔，且

按需要而將其改變。作為一非限制性實例，該時間間隔可比在假定特定類型之無線器件最初完全放電之情況下對該器件完全充電所需的時間間隔長。

圖5為根據本發明之例示性實施例的可用於圖1之無線電力傳送系統中之接收器508的功能方塊圖。接收器508包括接收電路510，接收電路510可包括接收線圈518。接收器508進一步耦接至器件550以用於將所接收電力提供至其。應注意，接收器508被說明為處於器件550之外部，但可整合至器件550中。能量可無線地傳播至接收線圈518且接著經由接收電路510之其餘部分而耦合至器件550。藉由實例，充電器件可包括諸如行動電話、攜帶型音樂播放器、膝上型電腦、平板型電腦、電腦周邊器件、通信器件(例如，藍芽器件)、數位攝影機、助聽器(及其他醫療器件)及其類似者之器件。

接收線圈518可經調諧以在與傳輸線圈414(圖4)之頻率相同的頻率下或在指定頻率範圍內諧振。接收線圈518可與傳輸線圈414相似地經設定尺寸或可基於關聯器件550之尺寸而不同地設定大小。藉由實例，器件550可為直徑或長度尺寸小於傳輸線圈414之直徑或長度的攜帶型電子器件。在此實例中，接收線圈518可經實施為多匝天線以便減少調諧電容器(未圖示)之電容值且增加接收線圈之阻抗。藉由實例，可將接收線圈518置放於器件550之實質圓周周圍以便最大化線圈直徑且減少接收線圈518之迴圈匝(亦即，繞組)之數目及繞組間電容。

接收電路510可向接收天線518提供阻抗匹配。接收電路510包括電力轉換電路506，電力轉換電路506用於將所接收RF能量源轉換成供器件550使用之充電電力。電力轉換電路506包括RF至DC轉換器508且亦可包括DC至DC轉換器510。RF至DC轉換器508在由 V_{rect} 表示之輸出電壓下將在接收線圈518處接收之RF能量信號整流成非交流電力。

DC至DC轉換器510(或其他電力調節器)在由 V_{out} 表示之輸出電壓及由 I_{out} 表示之輸出電流下將經整流RF能量信號轉換成與器件550相容之能量電位(例如，電壓)。預期包括部分及完全整流器、調節器、橋接器、倍壓器以及線性及切換式轉換器之各種RF至DC轉換器。

接收電路510可進一步包括開關電路512，開關電路512用於將接收線圈518連接至電力轉換電路506或替代地用於將電力轉換電路506斷開。將接收線圈518自電力轉換電路506斷開不僅會中止器件550之充電，而且會改變如由傳輸器404(圖4)「經歷」之「負載」。

如上文所揭示，傳輸器404包括可偵測經提供至傳輸器功率驅動器電路410之偏壓電流之波動的負載感測電路416。因此，傳輸器404具有用於判定何時接收器存在於傳輸器之近場中之機構。

當多個接收器508存在於傳輸器之近場中時，可需要對一或多個接收器之負載及卸載進行時間多工以使其他接收器能夠更有效率地耦合至傳輸器。亦可掩蔽(cloak)接收器508以便消除與其他附近接收器之耦合或減少附近傳輸器上之負載。接收器之此「卸載」亦在本文中被稱為「掩蔽」。此外，由接收器508控制且由傳輸器404偵測的卸載與負載之間的此切換可提供自接收器508至傳輸器404之通信機制(如下文更充分解釋)。另外，一協定可與該切換相關聯，其使能夠將訊息自接收器508發送至傳輸器404。藉由實例，切換速度可為大約100微秒。

在一例示性實施例中，傳輸器404與接收器508之間的通信係指器件感測及充電控制機制，而非習知雙向通信(亦即，使用耦合場之頻帶內發信號)。換言之，傳輸器404可使用經傳輸信號之開/關鍵控(on/off keying)以調整在近場中能量是否可用。接收器可將此等能量改變解譯為來自傳輸器404之訊息。自接收器側，接收器508可使用接收線圈518之調諧及失諧(de-tuning)來調整正自場接受多少電力。在

一些狀況下，調諧及失諧可經由開關電路512來實現。傳輸器404可偵測自場使用之電力之此差異且將此等改變解譯為來自接收器508之訊息。應注意，可利用傳輸電力及負載行為之其他形式之調變。

接收電路510可進一步包括用以識別所接收能量波動的發信號偵測器及信標電路514，該等能量波動可對應於自傳輸器至接收器之資訊發信號。此外，發信號及信標電路514亦可用以偵測減少之RF信號能量(亦即，信標信號)之傳輸，且將減少之RF信號能量整流成標稱電力以用於喚醒接收電路510內之未供電或電力耗盡之電路以便組態接收電路510以進行無線充電。

接收電路510進一步包括處理器516，處理器516用於協調本文中所描述之接收器508之處理序(包括本文中所描述之開關電路512之控制)。在發生包括偵測到將充電電力提供至器件550之外部有線充電源(例如，壁上/USB電力)之其他事件時，亦可發生接收器508之掩蔽。除了控制接收器之掩蔽以外，處理器516亦可監視信標電路514以判定信標狀態且擷取自傳輸器404發送之訊息。處理器516亦可調整DC至DC轉換器510以達成改良之效能。

圖6為根據本發明之各種例示性實施例的如圖2中之例示性無線電力傳送系統600的功能方塊圖，其中一傳輸器604可將電力無線地提供至多個接收器608a、608b及608c。如圖6所展示，傳輸器604可經由傳輸線圈614經由場606而傳輸電力。接收器器件608a、608b及608c可藉由使用接收線圈618a、618b及618c而耦合來自場606之能量之一部分而接收無線電力以對各別負載636a、636b及636c進行充電或供電。此外，傳輸器604可分別建立與接收器618a、618b及618c之通信鏈路619a、619b及619c。雖然展示三個接收器608a、608b及608c，但額外接收器(未圖示)可自傳輸器604接收電力。

在無線電力傳送系統600中，接收器608a、608b或608c可對應於

傳輸器在傳送電力時驅動之負載。因而，由傳輸器604驅動之負載可依據自場606無線地接收電力之每一接收器608a、608b或608c。當接收器608a、608b或608c進入場606、離開場或停用或啟用其自場606接收電力之能力時，呈現給傳輸器604之複數負載相應地予以變更。負載之電阻性變化及電抗性變化兩者予以變更。傳輸器604之行為可依據可變複數負載之特性。舉例而言，傳輸器604可將電力提供至接收器608a、608b或608c之效率可隨著傳輸器604之複數負載變化而變化。此外，傳輸器604輸出之功率量亦可隨著複數負載變化而變化。接收器608a、608b及608c中每一者可在每一接收器608a、608b及608c正經由場606接收電力時形成傳輸器604之負載之一部分。由傳輸線圈614經歷之負載之總阻抗可為由每一接收器608a、608b及608c引起的阻抗之和(在每一接收器608a、608b及608c呈現給傳輸電路614之阻抗可串聯地組合時)。

在一態樣中，例示性實施例係針對適於對動態數目個接收器608a、608b及608c有效率地充電之傳輸器604。為了有效率地允許兩個接收器608a及608b相比於當一個接收器608a經定位成接收電力時接收更多電力，傳輸器604可較佳經設計成使得可供遞送最大電力之負載(其特徵在於其複數阻抗)低於可供提供最大傳輸器效率之負載。此外，傳輸器604可較佳經設計成在可變數目個接收器608a、608b及608c將導致不同負載範圍呈現給傳輸器604時遍及複數負載值之電阻性及電抗性範圍以高效率提供電力。否則，可出現顯著電力損耗。此外，傳輸器604可較佳經設計成使得供提供最大電力之負載大於由多個接收器608a、608b及608c呈現之總負載。在此狀況下，傳輸器604可具有足夠電力以同時地供應多個器件。

傳輸電路可由驅動器電路驅動。圖7為根據本發明之例示性實施例的可用於圖6之傳輸器604中之驅動器電路724的示意圖。如所陳

述，驅動器電路(例如，驅動器電路424)之功率輸出及效率依據呈現給驅動器電路724之負載而變化。在一些實施例中，驅動器電路724可為開關放大器。驅動器電路724可經組態以接收方形波且輸出正弦波，正弦波待提供至傳輸電路750。驅動器電路724被展示為理想(亦即，不具有內部電阻性損耗)E類放大器。驅動器電路724包括一切換式分路電容器710及一串聯電感708。 V_D 為經施加至驅動器電路724之DC源電壓，其控制可遞送至串聯調諧負載之最大電力。驅動器電路724係藉由振盪輸入信號702驅動至開關704。

雖然驅動器電路724被展示為E類放大器，但根據本發明之實施例可使用其他類型之驅動電路，如可為熟習此項技術者所知。驅動器電路724可用以有效率地驅動負載。負載可為經組態以無線地傳輸電力之傳輸電路750。傳輸電路750可包括一串聯電感器714及電容器716以形成如上文參看圖3所描述之諧振電路。雖然負載被展示為傳輸電路750，但根據本發明之實施例可適用於其他負載。如上文參看圖6所描述，呈現給傳輸電路750之負載可歸因於無線電力接收器608a、608b及608c之數目而可變，且可由指示負載之電阻性變化之可變電阻器712及指示負載之電抗性變化之可變電感器712來表示。驅動器電路724可藉由諸如來自振盪器222(圖2)之輸入信號702驅動。隨著呈現給傳輸電路750之負載(例如)歸因於如上文所描述之動態數目個無線電力接收器608a、608b及608c而變化，呈現給驅動器電路724之負載亦可根據大的電阻及電抗範圍而變化。舉例而言，當一額外接收器638a經定位成自傳輸電路750接收電力時，拾取電力之該接收器638a增加呈現給傳輸電路750且因此呈現給驅動器電路724之電阻。另外，添加包括某一材料(例如，金屬)之接收器638b可導致呈現給傳輸電路750且因此呈現給驅動器電路724之大電抗擺動。舉例而言，某些大接收器(例如，平板)可呈現大約超過-j100之負電抗擺動。由驅動器電路

724提供之電力可圍繞負載電抗範圍並不平坦。

呈現給驅動器電路724之負載可藉由呈現給傳輸電路750之阻抗描述，該阻抗包括電阻性分量及電抗性分量兩者且被定義為 $Z_{in}(TX) = R_{in}(TX) + jX_{in}(TX)$ 。 $Z_{in}(TX)$ 之值取決於各種因素，諸如，傳輸線圈結構及接收線圈結構、待充電之器件之類型及數目、由每一接收器需求之電力，及其類似者。負載之範圍可藉由四個隅角阻抗來定義：

$$R_{IN_TX_MIN} \leq Re\{Z_{IN_TX}\} \leq R_{IN_TX_MAX}$$

$$X_{IN_TX_MIN} \leq Im\{Z_{IN_TX}\} \leq X_{IN_TX_MAX}$$

圖8A為展示可在操作期間呈現給傳輸電路750之阻抗之例示性範圍的圖解。圖8A展示如上文所描述之隅角阻抗。根據將充電之器件之類型及數目，隅角阻抗之可能值可廣泛地變化。舉例而言，出於說明之目的， $R_{IN_TX_MIN}$ 可被定義為0 Ω ，而 $R_{IN_TX_MAX}$ 可為75 Ω 。另外，出於說明之目的， $X_{IN_TX_MIN}$ 可被定義為-50 $j\Omega$ ，而 $X_{IN_TX_MAX}$ 可為+50 $j\Omega$ 。根據另一實施例， $R_{IN_TX_MIN}$ 為0 Ω 、 $R_{IN_TX_MAX}$ 為實質上200 Ω 、 $X_{IN_TX_MIN}$ 為實質上-200 $j\Omega$ ，且 $X_{IN_TX_MAX}$ 為實質上+200 $j\Omega$ 。本文中所描述之原理可應用於此等及其他複數阻抗範圍。根據另一例示性實施例，在操作模式中，呈現給驅動器電路724之實數負載阻抗(亦即，電阻)可落在1 Ω 與40 Ω 之間。另外，在操作模式中，虛數負載阻抗(亦即，電抗)可介於5j Ω 與48.7j之間(例如，在不存在多個接收器的情況下)。在另一實施例中，在操作範圍中呈現給驅動器電路724中之阻抗可自4 Ω 至40 Ω 且介於-4j Ω 與50j Ω 之間。歸因於(例如)變化數目個無線電力接收器或其他因素，可向驅動器電路724呈現具有在0 Ω 至80 Ω 範圍內之電阻及自-165j Ω 至95j Ω 之電抗的負載。需要使驅動器電路724有效率地操作且將足夠電力提供至落在此範圍內之任何負載。需要在給定各種設計考慮因素的情況下提供遍及所有此等範圍之有效率且實質上恆定的電力。

在一態樣中，呈現給驅動器電路724之阻抗值之範圍可由包括實數阻抗值及虛數阻抗值之複數阻抗值來定義。實數阻抗值可藉由第一實數阻抗值對第二實數阻抗值之間的比率來定義，或實數阻抗值之特徵在於第一實數阻抗值對第二實數阻抗值之間的比率。該比率可為2比1、5比1及10比1中之一者。舉例而言，呈現給驅動器電路724之實數阻抗值之範圍可介於8 Ω 與80 Ω 之間(10:1之比率)。在另一實施例中，該範圍可介於4 Ω 與40 Ω 之間(亦為10:1之比率)。在另一實施例中，該範圍可介於實質上1 Ω 與實質上200 Ω 之間。另外，呈現給驅動器電路724之阻抗值之範圍可藉由虛數阻抗值之範圍來進一步定義。虛數阻抗值之範圍可被定義為虛數阻抗值之量值(亦即，最小虛數阻抗值與最大虛數阻抗值之間的量值)對實數阻抗值之量值之比率來定義。舉例而言，實數阻抗值之量值可為第一實數阻抗值與第二實數阻抗值之間的差之量值。虛數阻抗值之量值對實數阻抗值之量值之比率可為1:2、2:1、1:1、2:3等等中之至少一者。舉例而言，若實數阻抗範圍介於8 Ω 與80 Ω 之間，則量值可為72 Ω 。因而，若虛數阻抗值之量值對實數阻抗值之量值之比率為2比1，則虛數阻抗值之範圍可為144(亦即，自-4j Ω 至+140 j Ω 之範圍)。在任何情況下，需要提供遍及可根據各種方法而定義的複數阻抗值之範圍之有效率且安全操作。

如上文所描述，驅動器電路724之功率及效率係依據該驅動器電路724正驅動之負載。圖8B為展示作為圖7之驅動器電路724之負載(亦即，負載電阻)之實數阻抗之函數的驅動器電路724之效率802及輸出功率804的曲線圖。如圖8所展示，針對理想E類放大器可存在處於單實數負載阻抗值(例如，如圖8所展示之50 Ω)之100%(或最大)效率。效率802隨著負載阻抗在任一方向上變化而減小。圖8亦展示：總輸出功率804相似地為負載阻抗之函數，且其在特定負載阻抗值(例如，20 Ω)處達到峰值。Raab之「Effects of Circuit Variations on the class E

Tuned Power Amplifier」(IEEE Journal of Solid State Circuits，第SC-13卷，第2號，1978年)中描述相似結果。

若驅動器電路724驅動具有恆定阻抗之負載，則驅動器電路724可理想地經設計成(例如，電容器710及電感器708等等之值可經挑選成)使得驅動器電路724以最大效率操作。舉例而言，藉由使用圖8B中之曲線圖中之值，若驅動器電路724經組態以驅動具有實質上等於 $50\ \Omega$ 的不變阻抗之負載，則驅動器電路724可在最大效率等級下驅動該負載。然而，若驅動器電路724之負載變化，則由驅動器電路724遞送之平均效率及功率可顯著低於其最大效率或最大功率(如圖8所展示)。此外，隨著負載之阻抗增加，所遞送之功率可不增加。

如圖7所展示且如上文所描述，由驅動器電路724驅動之負載可為無線電力傳輸電路750。在給定變化數目個無線電力接收器608a、608b、608c(圖6)的情況下，呈現給傳輸電路750之負載由此可變化由驅動器電路724經歷之負載。在此狀況下，呈現給傳輸電路750之總負載阻抗可為由每一無線電力接收器608a、608b、608c呈現之負載阻抗中每一者(在其可串聯地組合時)之和。理想地，驅動器電路724將提供遍及所有負載之最大效率，同時隨著負載之電阻增加使功率線性地增加。接著將在負載當中劃分功率。然而，如圖8B中所看到，可針對單實數負載阻抗值發生針對驅動器電路724之最大效率。

例示性實施例之一態樣係針對隨著實數負載阻抗值變化達成驅動器電路724之高效率，同時隨著負載電阻增加亦增加功率。在一態樣中，此情形可允許針對可變數目個無線電力接收器608a、608b及608c之有效率無線電力傳送。為了提供多種負載之改良之效率，遍及負載阻抗之實數分量(亦即，電阻)及負載之虛數分量(亦即，電抗)兩者之變化來分析E類放大器724之效率。圖9為展示作為呈現給如圖7中之驅動器電路724之負載阻抗之實數分量及虛數分量之函數的該驅動

器電路724之效率的等高線曲線圖。該曲線圖可對應於經設計成針對具有 $15\ \Omega$ 之電阻及 $0\ \Omega$ 之電抗之負載具有最大效率的驅動器電路724。在所說明實施例中，驅動電壓為 $15\ \text{V}$ 。圖9之複數負載曲線圖展示在5%之增量下之效率等高線906a、906b及906c。舉例而言，沿著等高線906a之點可表示對應於E類放大器為95%的負載之電阻值及電抗值之組合。等高線902對應於對應於效率100%的負載阻抗值。

可在圖9中藉由將電抗保持處於零且將電阻自 $0\ \Omega$ 變化至 $40\ \Omega$ (如由箭頭908所展示)而看到圖8B所展示之曲線圖之結果。路徑908穿過具有 $15\ \Omega + j0\ \Omega$ 之值的效率為100%之點904。等高線902展示存在效率為100%之路徑(例如，阻抗範圍)。因而，分析針對實數阻抗值及虛數阻抗值(亦即，電阻值及電抗值之範圍)兩者之效率而非僅分析僅針對實數阻抗值之效率會展示出存在使驅動器電路724之效率為100%的複數阻抗值範圍。

圖10A為展示作為呈現給如圖7中之驅動器電路724之負載阻抗之實數分量及虛數分量之函數的該驅動器電路724之功率輸出的等高線曲線圖。圖10A之複數負載曲線圖展示在1瓦特增量下之功率等高線1006a、1006b及1006c。舉例而言，沿著等高線1006b之點可表示表示可供遞送5瓦特功率之阻抗值的電阻值及電抗值之組合。沿著等高線1006c之點可表示表示可供遞送10瓦特功率之阻抗值的電阻值及電抗值之組合。可藉由將電抗保持處於零且將電阻自 $0\ \Omega$ 變化至 $40\ \Omega$ (如由箭頭1008所展示)而看到圖8B所展示之曲線圖之結果。路徑1008穿過效率(由來自圖9之等高線902所展示)為100%且所遞送功率稍高於6瓦特的點1004。置放於圖10之曲線圖中之圖9之100%效率等高線902展示：存在效率為100%且功率不斷地增加(如所展示)(在等高線表示增加之功率時)之路徑902。如圖9及圖10所展示，100%效率路徑902在 $j24\ \Omega$ 之阻抗下開始、穿過 $15 + j0\ \Omega$ 且繼續至 $-j10\ \Omega$ 。

圖10B為展示作為呈現給如圖7中之驅動器電路724之負載阻抗之實數分量及虛數分量之函數的該驅動器電路724之功率輸出及效率的另一曲線圖。等高線902表示效率為最大值的電阻值及電抗值之組合，其中效率可被定義為經遞送至負載之功率除以至驅動器電路724之FET汲極中之DC功率的比率。等高線1006表示經遞送至負載之功率針對特定驅動電壓 V_d 恆定的電阻值及電抗值。雖然功率可取決於驅動電壓 V_d 及複數負載兩者，但效率可單獨取決於負載。驅動電壓 V_d 及功率輸出可經挑選成使得功率等高線1006在負載至驅動器電路724之FET之峰值處穿過效率等高線902。因此，等高線1006及902係例示性的且指示存在使驅動器電路724有效率且功率恆定之複數值範圍。應注意，圖10B所展示之等高線可反映由驅動器電路724之FET經歷之負載 $Z_{load}(FET)$ ，其可自將在 $Z_{in}(TX)$ 方面之結果偏移。差可歸因於串聯電感。然而， $Z_{load}(FET)$ 及 Z_{load} 可被互換地使用。圖10B展示針對當驅動電壓為大約10伏特且所得功率為大約2.45瓦特時之一特定結果。在此狀況下，值經選擇成導致功率等高線1006在如所展示之 $R_{load}(FET)$ 之峰值處穿過效率圓。結果，當 Z_{load} 在10 V dc下為 $16.55 + 24.3j$ 歐姆時，單側驅動器電路724以最大效率將2.45瓦特遞送至負載之實數部分中。此等值僅為例示性的，且係出於可被發現為定義最大效率及恆定功率等高線的值之說明之目的。

然而，如上文所指示，歸因於(例如)可變數目個接收器經定位成自傳輸電路750接收電力而使大範圍之電抗性及電阻性阻抗可自傳輸電路750呈現給驅動器電路724。由呈現給傳輸電路750之阻抗之變化引起的呈現給驅動器電路724之阻抗值可引起減少之效率及經遞送之功率量之波動。

圖11A、圖11B、圖12A及圖12B展示相比於圖10之對應測定結果，圖10展示作為呈現給如圖7中之驅動器電路724之負載阻抗之實數

分量及虛數分量之函數的該驅動器電路724之功率輸出及效率。測定結果展示如上文所描述且在考量系統之各種損耗或其他效應時之功率及效率等高線。舉例而言，結果可說明驅動器電路之FET之損耗之效應(例如，相比於理想開關)及開關與負載之間的傳輸電路750之諧振串聯LC電路之效應。因而，圖11A、圖11B、圖12A及圖12B展示當藉由 $R_{IN_TX_MIN} = 0 \Omega$ 、 $R_{IN_TX_MAX} = 75 \Omega$ 、 $X_{IN_TX_MIN} = -50 j\Omega$ 及 $X_{IN_TX_MAX} = +50 j\Omega$ 定義之範圍內之所有負載值呈現給驅動器電路724時之測定效率及功率等高線。結果可反映來自操作一特定驅動器電壓(例如，兩者皆由5.5 V DC供應件驅動)之雙側驅動器電路724(亦即，包括圖7之兩個驅動器電路724)之輸出。在使用雙側驅動器電路724時，至驅動器電路724之每一FET之負載為圖11A、圖11B、圖12A及圖12B中看到的負載的 $\frac{1}{2}$ 。

一致地，圖11A展示在針對如上文所提及之負載範圍不具有添加之串聯電感708的情況下針對經調諧雙側驅動器電路724之測定效率等高線。圖11B展示在具有添加之串聯電感708的情況下針對經調諧雙側驅動器電路724之測定效率等高線。一致地，圖12A展示在針對如上文所描述之大負載範圍不具有添加之串聯電感708的情況下針對經調諧雙側驅動器電路724之測定功率等高線。圖12B展示在具有添加之串聯電感708的情況下針對經調諧雙側驅動器電路724之測定功率等高線。因此，圖11A至圖11B展示針對相同負載之不同功率，而說明 V_D 對功率之效應。圖12A至圖12B展示輸出功率。

應注意，圖11A、圖11B、圖12A及圖12B之測定效率及功率等高線僅針對驅動器電路724之特定組態為例示性的，且係出於說明之目的予以使用。更特定言之，圖11A、圖11B、圖12A及圖12B提供說明使驅動器電路724有效率且使功率恆定的複數阻抗值之範圍之值。應注意，圖11A、圖11B、圖12A及圖12B之等高線曲線圖可對應於來自

雙側驅動器電路724組態之結果。為了與單側驅動器電路724進行比較，將把值除以二。相比於圖10B，應注意，圖12A及圖12B所展示之恆定功率等高線之形式仍為圓形，但歸因於FET 704中固有之本體二極體之效應而失真。同樣地，圖11A所展示之效率等高線係與圖10B相似，然而，效率值隨著至FET之負載電阻減小(其可歸因於FET 704中之損耗)而減小。

基於圖9至圖12之結果，例示性實施例之某些態樣係針對位於驅動器電路724與傳輸電路750之間的阻抗變換電路(亦在本文中被稱作濾波器電路)，該阻抗變換電路將呈現給傳輸電路750之可變負載阻抗變換成使驅動器電路724高度有效率且使功率實質上恆定的值。此等值可由圖9至圖12所展示之高效率及恆定功率等高線來定義。呈現給傳輸電路750之可變負載可遍及電抗及電阻兩者廣泛地變化，如上文進一步所描述。如將在下文中所指示，變換電路經組態以變換阻抗以將效率維持處於高位準，同時將電力傳送保持遍及電抗性負載之大範圍而儘可能恆定。此可允許無線電力傳輸器604中之驅動器電路724在呈現給傳輸電路750之負載歸因於動態數目個無線電力接收器608a、608b及608c(圖6)而電抗性地及電阻性地變化時有效率地提供功率。

在一實施例中，濾波器電路用以將呈現給傳輸電路750之可變負載阻抗變換成使驅動器電路724可高度有效率且使功率恆定的複數負載值。圖13為根據本發明之例示性實施例的如包括濾波器電路1326之圖7中之驅動器電路1324的示意圖。濾波器電路1326(亦即，變換電路)定位於驅動器電路1324與傳輸電路1350之間。如所展示，傳輸電路1350展示包括電阻之變化及電抗之變化兩者的可變負載1312。濾波器電路1326包括三個電抗性組件：X1 1328、X2 1330，及X3 1332。在一些實施例中，X1 1328及X3 1332為串聯電感器，而X2 1330為分路電容器。濾波器電路1326經組態以將由傳輸電路1350呈現之阻抗

$Z_{in}(TX)$ 變換成阻抗 $Z_{load}(XFRM)$ ，阻抗 $Z_{load}(XFRM)$ 呈現給包括串聯電感器1308之驅動器電路1324。此阻抗 $Z_{load}(XFRM)$ 接著藉由串聯電感1308移位以便「最佳地」擬合使驅動器電路1324最大程度上有效率(其中隨著負載變化功率恆定或穩定)之負載線。呈現給FET 1304之全變換阻抗係由 $Z_{load}(FET)$ 來定義。針對濾波器電路1326及串聯電感1308之組件值經組態成使功率隨呈現給傳輸電路1350之負載之電阻性部分線性地增加且隨著電抗變化具有儘可能高的效率。組件之值經選擇成提供在最大化相對於電阻性部分 $R_{in}(TX)$ 之變化之效率與最小化相對於電抗性部分 $X_{in}(TX)$ 之變化之負載功率變化之間的平衡。

雖然亦作為經組態以減少信號中之諧波之低通濾波器而操作，但濾波器電路1326經組態以將 $Z_{in}(TX)$ 之線性變化轉換成 $Z_{in}(XFRM)$ 之圓形變化。如上文所提及，串聯電抗1308將負載移位至針對FET 1304之特定範圍中。濾波器電路1326經組態為T形網路。雖然根據本文中所描述之實施例亦預期其他組態，但T形網路可減少組件之數目。

應注意，根據將串聯電感器用於電抗組件 $X1$ 1328及 $X3$ 1332之一些實施例，高功率要求可增加電感器之成本。因而，可需要消除電抗組件中之一或多者。使用T形網路可允許消除電抗組件 $X1$ 1328及 $X3$ 1332，該等電抗組件 $X1$ 1328及 $X3$ 1332可被併入至線圈1314及/或串聯電感器1308中。圖14為根據一實施例的圖13之電路的示意圖。如所展示，圖13之電抗組件 $X2$ 1330被展示為分路電容器1430。圖14之電抗組件 $X1$ 及 $X3$ 被併入至線圈1414及串聯電感器1408中。因而，濾波器電路1426僅包括一分路電容器。應注意，仍基於本文中所描述之原理來選擇 $X1$ 及 $X3$ 之值以達成所要阻抗變換，且因而，在 $X1$ 及 $X3$ 被併入至其他串聯元件中時考量 $X1$ 及 $X3$ 之經判定值之量。應注意，分路電容器1430可由單一分路電容器網路(例如，並聯或串聯連接式電容

器之一些組態)替換。然而，僅需要一分路網路。此情形可減少組件之數目且減少其他高成本電感器。電抗性組件1410、1408、1430、1416及1414之值經選擇成使得電路1406經組態以將阻抗變換成對應於具有恆定功率的驅動器電路1424之高效率的值。舉例而言，基於與固定供應電壓下之輸出功率或電流成比例的阻抗變換比率來選擇分路電容器1430。串聯L值1408接著可選自分路C值。因而，電路1406可在維持其輸出功率的同時橫越大的電抗範圍有效率地工作，且用以解諧電抗擺動之電抗負載開關可沒有必要。因而，定位於E類放大器與諧振傳輸電路之間的單一分路電容器網路在與現有電感之調諧調整組合時可提供如本文中所描述之特定阻抗變換。此包括相對於遍及大電抗範圍之實數負載線性地遞送功率，從而具有對電抗性負載改變之減少之敏感度且提供針對實質上最大功率之高效率。此外，分路電容器1430之值可經選擇成判定濾波器變換之阻抗比率，其可允許權衡該阻抗比率與諸如源線圈(亦即，傳輸器)與負載線圈(亦即，接收器)之間的相互耦合之其他因素。

再次參看圖13，濾波器電路1326之組件之值可經挑選成使得傳輸電路1350之變化之阻抗(歸因於接收器608a、608b及608c)係由濾波器電路1326變換。該等變換之阻抗值可對應於提供高度有效率驅動器電路1324操作同時亦增加在給定寬電抗擺動的情況下所遞送之功率之平坦度的阻抗值(諸如，如圖9及圖10所展示之阻抗值)。濾波器電路1326之組件值經挑選成執行阻抗變換，阻抗變換將由傳輸線圈1350經歷之負載1312之阻抗變換成與提供高效率及恆定功率(如圖9至圖12所展示)之複數值儘可能密切地擬合之複數阻抗。在如將在下文中進一步描述之一些實施例中，結合濾波器電路1326使用驅動器電路1324之串聯電感1308之選擇，以將由濾波器電路1326執行之阻抗變換移位以與提供高效率及恆定功率之複數值儘可能密切地匹配。

在一例示性實施例中，濾波器電路1326可經組態以修改呈現給該濾波器電路1326的阻抗(例如，歸因於可變數目個接收器608a、608b及608c之傳輸電路1350之阻抗)，以將驅動器電路1324之效率維持處於具有實數變化及電抗性變化之某複數阻抗範圍內的處於驅動器電路1324之最大效率之20%內的位準。在另一實施例中，效率可被維持處於驅動器電路1324之最大效率之10%內或更低的位準。濾波器電路1326經進一步組態以維持實質上恆定之功率輸出位準，而不管自傳輸電路1350呈現之複數阻抗範圍內之電抗性變化。此外，濾波器電路1326經組態以維持功率輸出位準與複數阻抗範圍內之電阻性變化之間的實質上線性之關係。濾波器電路1326可被稱作或經組態為阻抗變換網路。呈現給濾波器電路1326之由濾波器電路1326變換的阻抗值範圍之特徵可在於複數阻抗值範圍。複數阻抗值範圍可處於由第一實數阻抗值及第二實數阻抗值定義的範圍內，其中第一實數阻抗值對第二實數阻抗值之間的比率為至少2:1。另外，阻抗之電抗性變化之範圍可與實數阻抗範圍有關。舉例而言，使濾波器經組態以維持處於最大效率之20%的效率之電抗性變化之範圍之量值可為實數阻抗範圍之量值的實質上兩倍。電抗性阻抗範圍之中心可以呈現給傳輸電路之瞬時實數阻抗值(亦即，電阻性)實質上居中。濾波器電路1326經進一步組態以維持實質上恆定之功率位準，而不管阻抗範圍內之電抗性變化。另外，濾波器電路1326經組態以維持功率位準與阻抗範圍內之實數變化之間的實質上線性之關係。舉例而言，實數(亦即，電阻性)阻抗值範圍可實質上處於 $8\ \Omega$ 與 $80\ \Omega$ 或 $4\ \Omega$ 與 $40\ \Omega$ 之間，而具有10比1之比率。在此狀況下，虛數(亦即，電抗性)範圍可具有大約144之量值且可橫跨自 $-74\ j\Omega$ 至 $+152\ j\Omega$ 之任何處(此取決於實數阻抗之瞬時值)。在另一實施例中，實數阻抗值範圍可介於實質上 $1\ \Omega$ 與實質上 $200\ \Omega$ 之間。此外，在一實施例中，虛數阻抗範圍可介於實質上 $-200\ j\Omega$ 與 $+200\ j\Omega$ 之

間。在實數阻抗及虛數阻抗(亦即，電阻性及電抗性)之此範圍內，濾波器電路1326及串聯電感1308之選擇經組態以將驅動器電路1324之效率維持處於驅動器電路1324之最大效率的20%內；維持實質上恆定之功率位準，而不管電抗性變化；及/或維持功率位準與阻抗範圍內之實數變化之間的實質上線性之關係。

虛數阻抗範圍亦可由第一虛數阻抗值及第二虛數阻抗值來定義。第一虛數阻抗值及第二虛數阻抗值可定義適當最小虛數阻抗值及最大虛數阻抗值。虛數阻抗值範圍(亦即，第一虛數阻抗值與第二虛數阻抗值之間的差之量值)可由虛數阻抗值之量值對實數阻抗值之量值(例如，等於第一實數阻抗值與第二實數阻抗值之間的差之量值)之比率來定義。該比率可為1:2、2:1、1:1、2:3、3:2等等中之至少一者。舉例而言，若實數阻抗值之量值為72 Ω 且比率為2:1，則虛數阻抗值之範圍之量值可為144 $j\Omega$ (例如，最小值至最大值之範圍)。在另一實例中，在一實施例中，第一實數阻抗值可為實質上4 Ω ，第二實數阻抗值可為實質上40 Ω ，第一虛數阻抗值可為實質上-4 $j\Omega$ ，且第二虛數阻抗值可為實質上j50 Ω 。在給定接收器之設計參數及潛在數目的情況下，大範圍之複數阻抗值可呈現給濾波器電路1326。因而，由本文中所描述之各種例示性實施例預期之範圍及比率可自提供於本文中之特定實例而實質上變化。

根據某些實施例，可提供如圖13所展示之被動式或固定濾波器電路1326(亦即，濾波器電路1326之實質上所有組件可為被動式電路元件)。該電路將不具有電抗性元件之動態接入。因而，濾波器電路1326可無需控制信號或其他動態邏輯來在負載在操作期間改變時控制或組態電路。此情形可減少成本及複雜度且可提供其他益處，如由熟習此項技術者應瞭解。

在一些實施例中，驅動器電路1324可在驅動器電路1324之操作

頻率為實質上6.78 MHz時產生6.78 MHz之諧波。出於各種原因(包括為滿足規則要求)，濾波器電路1326可經進一步組態以減少由驅動器電路1324產生的非想要諧波。藉由使用自諸如圖9及圖10之曲線圖導出之資訊，濾波器電路1326可經設計(在各種實施例中)成滿足頻譜發射遮罩要求(經由減少諧波)、確保可供遞送最大功率之負載阻抗高於供達成最大效率之負載，及/或擴大使驅動器電路1324高度有效率之負載阻抗值之範圍。

例示性濾波器電路操作

圖15為展示由濾波器電路1326變換之阻抗相對於呈現給傳輸電路1350之如映射至高效率等高線的阻抗的曲線圖。舉例而言，為了說明濾波器電路1326之操作，圖15展示經組態以與理論單側驅動器電路724匹配且具有圖10B所展示之負載等高線的濾波器電路1326之例示性結果。雖然描述特定值，但應注意，此等值僅為例示性的且係出於用於一特定驅動器電路組態的濾波器電路之操作之說明之目的，且根據本文中所描述之原理預期廣泛多個其他值。圖15展示兩個圓1502及1504。以 $R_{in}(XFRM) = 0 + 0j$ 為中心之一個圓1502定義在 $X_{in}(TX) = 0$ 的情況下針對在5個歐姆步驟中自0歐姆至1000歐姆之 $R_{in}(TX)$ 變化的 $Z_{in}(XFRM)$ 。路徑隨著 $R_{in}(TX)$ 增加在逆時針方向上繼續。此圓之半徑(被定義為 R_d)為16.55歐姆，其經選擇成與圖10B之100%效率理論等高線902匹配。因為標記針對 $R_{in}(TX)$ 相隔5歐姆，所以應注意， $Z_{in}(XFRM)$ 在 $Z_{in}(TX) = 25 + j0$ 歐姆時達到峰值。此定義電路之阻抗變換比率，且可按需要經設定。對於 $R_{in}(TX)$ 之變化，在給定 $X_{in}(TX)$ 之其他值的情況下，應注意，比率導致全部穿過 $Z_{in}(XFRM) = 0, -16.55j$ 之圓。

正交於第一圓1502之第二圓1504定義在 $R_{in}(TX)$ 在25歐姆下保持恆定時針對在5個歐姆步驟中自-1000至1000之 $X_{in}(TX)$ 變化的

$Z_{in}(XFRM)$ 。其以 $Z_{in}(XFRM) = 16.55 - 16.55j$ 歐姆為中心，其促使此兩個曲線在 $Z_{in}(XFRM) = 16.55 + 0j$ 歐姆處相交。對於 $X_{in}(TX)$ 之變化，在給定 $R_{in}(TX)$ 之其他值的情況下，應注意，此等變化導致穿過 $Z_{in}(XFRM) = 0, -16.55j$ 之圓。圖16展示此結果，其中 $R_{in}(TX)$ 遍及較大範圍而變化，而非被指定。

由FET 1304經歷之阻抗可為與由添加之串聯電感1308移位至右側之圖16相同的曲線圖。圖16所展示之結果進一步展示構成變換之 Z_{in} 之曲線獨立於所選擇之變換。僅 $Z_{in}(XFRM)$ 至 $Z_{in}(TX)$ 之映射改變。

在給定來自圖12之觀測的情況下，為了選擇串聯電感1308之值，決定出在何處定位如由FET 1304經歷之所有曲線會合之點。舉例而言，圖10B展示為達成100%效率在FET 1304處之阻抗。在此狀況下， R_d 為16.55歐姆，且理論截取點處於 $Z_{in}(FET) = 0 + 7.74j$ 歐姆處。

圖17展示針對 R_d 等於16.55歐姆的兩倍之路徑，此亦將FET 1304上之分路電容器1310減少為原來的二分之一。在此狀況下，截取係處於 $Z_{load}(FET) = 0 + 15.5j$ 歐姆處。

為了改良與FET 1304之匹配且因此達成在 $R_{in}(TX)$ 變化時(但僅針對 $X_{in}(TX) = 0$)之最大效率，在濾波器電路1602與FET 1304之間添加串聯電抗1308。圖18展示疊加於圖10B之理論功率及效率等高線上的最終結果。

在一理想結果中，效率在 $X_{in}(TX) = 0$ 時針對所有 $R_{in}(TX)$ 為100%，但恆定功率等高線並非完美擬合。對於 $V_d = 10 \text{ V}_{dc}$ ，功率被預測為沿著點線路徑處於恆定量(且其中曲線相交)，但將針對非零 $X_{in}(TX)$ 而增加，此係因為較高功率區為定位於彼此內部之更小的圓。

因而，圖15至圖18說明根據例示性實施例的由具有具有經組態

值之組件之濾波器電路1326進行的阻抗變換之操作。

選擇濾波器電路組件之方法

如所指示，濾波器電路1326之組件經選擇成執行如上文所描述之所要阻抗變換。根據一實施例，提供用於判定提供所描述阻抗變換之濾波器電路1326之組件之值的方法。在一態樣中，該方法係自定義自 $Z_{in}(TX)$ 至 $Z_{in}(XFRM)$ 之變換之關係導出。 $Z_{in}(TX)$ 可被定義為 $R+jX$ 且 $Z_{in}(XFRM)$ 可被定義為 $Z_{in}(R,X)$ 。以此形式， $Z_{in}(R,X)$ 為：

$$Z_{in}(R,X) := j \cdot X_1 + \frac{1}{\frac{1}{j \cdot X_2} + \frac{1}{j \cdot X_3 + (R + j \cdot X)}}$$

根據該方法，使用兩個變數以判定濾波器電路電抗 $X1$ 1328、 $X2$ 1330及 $X3$ 1332。第一變數 Rd 使 $Z_{in}(R,X)$ 在 R 變化時(同時 X 固定處於0歐姆)最佳地擬合至測定效率等高線。定義此等值之半圓係以 $Z_{in}(R,X) = 0+j*0$ 居中且在某 $Z_{in}(TX) = R_{in0} + j*0$ 處達到 Rd 之最大值。被定義為在 $X = 0$ 時之 R 之值的變數 $R0$ 導致 $Z_{in}(R0, 0) = Rd$ 。此定義可在一個點處進行的濾波器電路1326之阻抗變換比率，此係因為此變換可為非線性。

該方法包括判定效率及功率等高線相對於FET 1304處之複數負載。此判定可使用直接量測來考量如上文所描述之損耗。舉例而言，圖11A、圖11B、圖12A及圖12B展示可根據此方法使用的例示性等高線。應注意，根據該方法之測試結果包括將FET 1304分路之電容器1310。此節點處之總電容可判定最大效率區。

該方法進一步包括判定相對於實數負載增加效率或相對於虛數負載保持功率恆定根據特定所要操作是否更佳。此情形設定由包括 $X1$ 1328、 $X2$ 1330及 $X3$ 1332之變換產生的圓之置放。可隨後判定輸入移位所需之串聯電抗1308。輸出(負載)移位所需之串聯電抗可藉由使TX線圈1314失諧來實現。

該方法進一步包括針對將最佳地擬合測定效率等高線之 $Z_{in}(R,0)$ 選擇如上文所描述之半圓路徑半徑 R_d 。如所提及，此半圓係以 $Z_{in}(R,X) = 0 + j \cdot 0$ 居中且在某 $Z_{in}(TX) = R_{in0} + j \cdot 0$ 處達到 R_d 之最大值。

該方法進一步包括判定與半圓路徑之此最大值 R_d 相交之全圓路徑。此圓正交於恆定效率等高線，且大約沿著恆定功率等高線。對於 $Z_{in} = R_{in0} + j \cdot X_{in}$ (其中 R_{in0} 固定且 X_{in} 可變)，所得 $Z_{in}(R_{in0}, X_{in})$ 將沿著此圓。

該方法進一步包括在 Z_{load} 將達到峰值且等於 $R_d + 0j$ 的情況下選擇針對阻抗之 R_0 之值。自 R_d 及 R_0 ，可根據以下方程式來判定 X_1 1328、 X_2 1330及 X_3 1332之值。

$$X_1(R_0) := (2 \cdot R_d \cdot R_0)^{.5} - R_d$$

$$X_2(R_0) := -(2 \cdot R_d \cdot R_0)^{.5}$$

$$X_3(R_0) := (2 \cdot R_d \cdot R_0)^{.5} - R_0$$

一致地，在給定 R_d 及 R_0 的情況下， $Z_{in}(R,X)$ 等於：

$$Z_{in}(R,X) := -j \cdot R_d \cdot \left[\frac{R + j \cdot (R_0 + X)}{R - j \cdot (R_0 + X)} \right]$$

濾波器電路組態之實例

圖19至圖21展示根據一實施例的針對一例示性濾波器電路1326組態之結果。應注意，雖然提供特定數值，但該等值用以說明用於濾波器電路1326之組件值之選擇的一實例，且可根據本文中所描述之原理使用用於該等組件之其他值。濾波器電路1326之值經組態以提供遍及電抗性負載 X 之大範圍之實質上恆定之功率。該等值被指示為用於雙側組態之驅動器電路724之每一側之值的兩倍。用於此例示性濾波器之 R_d 及 R_0 之值被發現分別為17.6及23.3。

針對每一單邊帶變換之所得例示性值為：

$$X_1 = 11.0 \text{ 歐姆}, \text{ 或 } L_1 = 259 \text{ nH}$$

$X2 = -28.6\Omega$ ，或 $C2 = 820\text{ pf}$

$X3 = 5.4\Omega$ ，或 $L3 = 125\text{ nH}$

對於FET 1304， $C_{\text{shunt } 1310}$ 之值經選擇為 $2 \times 287\text{ pf}$ 。此包括在 80 pf 下估計之每一FET電容。對於濾波器電路1326，其經判定出最大化至例如圖12A及圖12B中之恆定功率曲線之擬合。此情形導致自最大效率路徑之偏移，且此擬合藉由添加一串聯電感1308來達成。自圖11A及圖11B，對圓半徑之選擇為 35.2Ω 。所得FET負載路徑按需要在 $R_{\text{in}}(TX) = 46.6\Omega$ 處達到峰值。

圖19展示遍及指定 $Z_{\text{in}}(TX)$ 負載範圍之雙側濾波器電路1326之所得經變換阻抗。經變換阻抗接著由具有 $2 \times 516\text{ nH}$ 之 $L_{\text{series } 1308}$ 移位以與所要FET負載對準。雙側濾波器電路1326包括 $2 \times 820\text{ nH}$ 串聯電感、 $820/2\text{ pf}$ 分路電容器，及 $2 \times 25\text{ nH}$ 串聯電感。此最終串聯電感器可簡單地藉由使TX線圈1314失調達 $+10.6\Omega$ 來實現。

應注意，對應於一特定電抗之實數阻抗之變化的「直線」阻抗變換成正交圓。此將對如圖13所展示之任何濾波器電路1326而言確實如此。此外，應注意， $Z_{\text{in}}(XFRM)$ 給定 $Z_{\text{in}}(TX) = R_{\text{in}}(TX) + 0*j$ 。對於此結果， $R_{\text{in}}(TX)$ 變化為 $0, 5, \dots, 75\Omega$ 。理想地， $Z_{\text{in}}(ZFRM)$ 在 $X = 0$ 的情況下在 $R_{\text{in}}(TX) = 45\Omega$ 時達到 35.2Ω 之峰值。另外， $R_{\text{in}}(XFRM)$ 之峰值及位置隨著 $X_{\text{in}}(TX)$ 改變而改變。此為變換經設計成具有 $X_{\text{in}}(TX) = 0$ 的原因。此外，變換具有 $Z_{\text{in}}(TX) = 45\Omega + jX_{\text{in}}(TX)$ 。 $X_{\text{in}}(TX)$ 變化為 $-50, -40, \dots, 50\Omega$ 。圖19之其他點展示可為在給定 $Z_{\text{in}}(TX)$ 之指定範圍的情況下之成果的所有可能點。

為了疊對關於圖11A、圖11B、圖12A及圖12B之資料之變換預測，可將圖19之變換移位以與來自負載盒之測定結果匹配。涉及兩種電抗性移位。第一移位為在FET與其濾波器電路(對於雙側組態)之間添加兩個串聯電抗。此添加之電抗(X_{shift})係與濾波器電路1326之 $X1$

1328組合使得每一側上之總串聯電感為約820 nH。

第二移位為在不具有任何變換的情況下移除用以測試驅動器電路之兩個600 nH串聯電感。在此等移位之後，經變換路徑可疊對於單獨針對FET所量測之功率及效率等高線上。

圖20展示針對疊對於圖12B之測定資料上之此實例之濾波器電路1326的路徑。如前所述，半圓係針對固定 $X=0$ 及變數 R ，且全圓具有固定 $R_{in}(TX) = 45$ 歐姆及變數 X 。如可看出，預期功率相對於 X 等高線相當恆定，而功率相對於變數 R 保持隨著 R 增加而增加。應注意，可看出線相交之功率為約1.3瓦特，其被遞送至為35歐姆之 $R_{load}(FET)$ 中，其中 $V_d = 5.5$ 伏特。藉由將 V_d 增加至10伏特，此功率應增加至約4.3瓦特。

圖21展示針對疊對於圖11B之測定資料上之此實例之濾波器電路1326的路徑。如前所述，半圓係針對固定 X 及變數 R ，且全圓具有固定 R 及變數 X 。如可看出，效率針對 $R_{load} = 46$ 、 $X_{load} = 0$ 不處於最大值。在 $R_{load} = 30$ 、 $X_{load} = -20$ 周圍發生最大值，其確實位於增加之 $R_{in}(TX)$ 之路徑上。

應注意，除了擬合功率及效率等高線以外，本文中所描述之方法亦可允許設定變換器之阻抗比率。

除了本文中在上文所揭示之系統及方法以外，附上一附錄：附錄A。附錄A在描述可藉由本文中所揭示之方法及系統中之一或多者使用的濾波器電路1326之各種組態之二十(20)頁中。雖然附錄可說明具有特定組件值之濾波器電路，但應注意，該等值係出於阻抗變換之操作及效能之說明起見而提供，且根據本文中所描述之原理而選擇之其他實施例之組件值可廣泛地變化。

可使用之驅動器電路1324之另外設計特性可包括驅動器電路特性阻抗、輸入電壓及串聯電抗。根據一些實施例，濾波器電路1326之

多種特性可經挑選成達到可與高效率曲線902及功率等高線相關的所要阻抗變換。濾波器電路1326之特性可包括所要極之數目、濾波器電路之類型，或堆疊式濾波器電路之數目。濾波器電路1326可為可採取多種形式之電抗性元件之梯形網路。舉例而言，梯形網路可包含多個電抗性級(亦即，電抗性電路)，每一電抗性級包括電抗性組件之一組合。梯形網路之單個值或多個值中任一者可基於所要回應予以調整。一些濾波器電路可較不理想，諸如，產生僅電抗移位而不管所挑選之特性阻抗之濾波器電路1326。梯形網路亦可包括——多於三個電抗性元件，在此種狀況下，所有此等元件可使用一共同參數而變化。使用多個元件可極大地減少諧波。然而，在一些狀況下，可需要減少(例如)如上文參看圖14所描述之濾波器電路之組件之數目。

此外，如上文所描述，濾波器電路1326之原型類別、濾波器類型、截止頻率及特性阻抗亦可經組態以達成可使用之所要阻抗回應。原型類別可指示如何基於其他參數來挑選組件值。濾波器電路1326之類型可為低通、高通、帶通、陷波，或其組合。截止頻率可為3 dB衰減點，但截止頻率可取決於原型類別而變化。特性阻抗可為濾波器電路1326之目標實數阻抗(若此用於單阻抗電路(例如，50 Ω RF電路)中)。

根據一實施例，在給定此等特性之若干特性集合(例如，選擇驅動器電路設計及驅動器電路濾波器串聯電抗1308)的情況下，可導出允許系統執行實數及電抗性負載阻抗範圍之阻抗變換的未經選擇特性(例如，濾波器電路1326設計)，該阻抗變換將實數及電抗性負載阻抗變換成使驅動器電路1324高度有效率且使功率恆定之值。

另一方法可包括將串聯電抗及梯形網路(亦即，濾波器電路1326)之逆變換應用於高效率曲線902及恆定功率。

如本文中所指示，驅動器電路1324可表現為針對某阻抗範圍供

應恆定電流(而不管呈現給驅動器電路1324之彼範圍內之阻抗)的理想AC電流源(其中源阻抗高於最大實數負載之某比率)。可基於所使用之特性之組合來挑選該特定恆定電流。因而，無線電力傳輸器404可能夠隨著電阻(亦即，實數阻抗)增加提供更多電力來源。

一旦已判定出濾波器電路1326之組件值，則在濾波器電路之元件以不同阻抗值變更的情況下，阻抗變換就可能不會引起使驅動器電路1326有效率且使達成恆定功率之所要阻抗。舉例而言，「不理想」變換可由使用低容許度組件(例如，可變化百分之20的組件)引起。在此濾波器設計中，雖然使用相似組件，但阻抗值之改變可不會引起允許在多種複數阻抗由傳輸電路1350呈現給驅動器電路1324時使驅動器電路1324有效率之阻抗變換。

根據濾波器電路之組態，各種元件之阻抗之值特別以達成如上文所描述之所要變換之方式予以挑選。將針對任何給定元件之此等阻抗值變更甚至達5%會引起顯著不同阻抗變換。因而，如上文所描述之導致將驅動器電路1324維持處於高效率(例如，在最大效率的20%內)之給定阻抗變換係在根據本文中所描述之原理對濾波器元件之阻抗值之謹慎選擇之後來達成。

圖22為用於設計高度有效率傳輸電路之例示性方法的流程圖。傳輸電路可經組態以用於無線地輸出電力以對接收器器件進行充電或供電。在區塊2202中，可選擇經組態以遍及由負載呈現給驅動器電路1324的第一複數阻抗值範圍以效率臨限值而操作的該驅動器電路1324。基於所挑選之特性，在區塊2204中，可選擇經組態以執行阻抗變換以將呈現給濾波器電路1326之阻抗變換成與第一複數阻抗值範圍相關的第三複數阻抗值範圍的該濾波器電路1326。在區塊2206中，可選擇經組態以將第三複數阻抗值範圍移位使得呈現給驅動器電路1324之阻抗實質上等效於第一複數阻抗值範圍之阻抗值的阻抗調整元件

1308。

應進一步瞭解，濾波器電路1326可經組態以變換針對除了傳輸電路1350以外的其他類型之負載之阻抗值，且因此，各種實施例之原理可用廣泛多種負載來實踐。因而，本文中所描述之實施例不限於提供無線電力，且根據本發明之例示性實施例可在驅動器電路1324可驅動具有某阻抗值範圍的任何類型之可變負載之其他情形下適用。在一些實施例中，傳輸電路1350可包括經組態以在由驅動器電路1350提供之信號之頻率下諧振的傳輸線圈(或迴圈天線)。傳輸電路1350可經組態以無線地輸出電力以對如上文所描述之接收器608a、608b及/或608c進行充電或供電。傳輸電路1350可經進一步組態以將電力無線地傳輸至複數個接收器608a、608b及608c。接收器608a、608b及608c中每一者可變更由傳輸電路1350經歷之阻抗使得傳輸電路1350可包括大範圍之複數阻抗值，該等大範圍之複數阻抗值可由濾波器電路1326變換。濾波器電路1326可將阻抗值變換成具有非零電抗之值，使得其為具有對應於電阻之實數部分及對應於電抗之虛數部分之複數阻抗值。

在一些實施例中，濾波器電路1326可為被動式電路且可無需操作添加之邏輯或控制信號。濾波器電路1326可為低通濾波器電路。應瞭解，可根據例示性實施例來使用廣泛多種濾波器電路組態，且可如根據本文中之原理所描述來選擇廣泛多種濾波器電路組態。

由驅動器電路1324提供之功率量可經組態以隨著由驅動器電路1324經歷之阻抗之電阻性部分之量增加而增加。此可允許在更多無線電力接收器608a、608b及608c自傳輸電路1350接收電力時不斷地遞送較高功率，同時維持效率。此外，濾波器電路1326可允許使得由可供提供最大功率的驅動器電路1324經歷之阻抗之量值比由供提供驅動器電路1324之最大效率的驅動器電路1324經歷之阻抗之量值高。因而，驅動器電路1324可執行為遍及電阻(亦即，實數阻抗值)範圍之恆定電

流源。如上文所描述，驅動器電路1324可為E類放大器或諸如開關放大器之其他放大器。驅動器電路1324可包括如上文所描述之其他類型之放大器。然而，應注意，在某些實施例中，D類電路將表現得像電壓源。

應進一步瞭解，雖然被展示為濾波器電路1326，但根據本文中所述之原理可使用其他類型之電路、組件或模組以執行如上文所描述之阻抗變換類型以將阻抗值範圍變換成使驅動器電路1324高度有效率之複數值。

如參看圖13所描述，濾波器電路1326之功能中之一者為移除由驅動器電路1324產生的非想要諧波。在一態樣中，諧波可導致自傳輸電路1350之不當發射。因而，濾波器電路1326可經組態以減少自傳輸電路1350之發射來減少發射以滿足頻譜發射要求以及執行如上文所描述之阻抗變換。舉例而言，如上文所描述，濾波器電路1326可為能夠抑制傳輸電路1350之經輻射發射及經傳導發射且減少自接收器至傳輸器之耦合的七階之低通濾波器。在一實施例中，濾波器電路1326可經組態以將傳輸器之經輻射發射及經傳導發射減少/抑制處於實質上20 MHz至250 MHz之間。應瞭解，濾波器電路1326可經進一步組態以根據不同應用及功率要求或不同操作頻率而將發射抑制處於其他頻率範圍內。

圖23為根據一例示性實施例的傳輸電路2300之部分的另一示意圖。傳輸電路2300展示除了用於減少發射之其他組件以外亦包含雙驅動器電路2324的實例。如所展示，包括經組態以減少自驅動器電路2324及傳輸電路2350至電源2302之發射的第一濾波器電路2360及旁路電容器2370。在一些實施例中，傳輸電路2300可包括 V_{DD} 上之分路電容器。2360處之電感器可為共模抗流圈。驅動器電路2324包括雙E類放大器2324，雙E類放大器2324經由如所展示之第三濾波器電路2323

來驅動傳輸電路2350。第三濾波器電路2323(雙濾波器電路)經組態以執行如上文所描述之阻抗變換。第三濾波器電路2323可經進一步組態以減少如上文所描述之傳輸電路2350之發射。

圖24展示作為呈現給如圖13中之驅動器電路1324之負載阻抗之實數分量及虛數分量之函數的該驅動器電路1324之功率輸出之測定結果。測定結果展示如上文所描述且在阻抗 $Z_{load}(XFRM)$ 呈現給驅動器電路1324時之功率等高線。如所展示，功率輸出大約獨立於 X_{load} ，同時在任何 X_{load} 處相對於 R_{load} 而增加。

上文所描述之方法的各種操作可藉由能夠執行該等操作之任何合適構件(諸如，各種硬體及/或軟體組件、電路及/或模組)執行。通常，諸圖中所說明之任何操作可藉由能夠執行該等操作之對應功能構件執行。舉例而言，傳輸之構件可包括傳輸電路。用於驅動之構件可包括驅動器電路。用於濾波之構件可包括濾波器電路。

熟習此項技術者應理解，可使用多種不同技藝及技術中任一者來表示資訊及信號。舉例而言，可藉由電壓、電流、電磁波、磁場或磁性粒子、光學場或光學粒子或其任何組合來表示可貫穿以上描述而參考之資料、指令、命令、資訊、信號、位元、符號及碼片。

熟習此項技術者應進一步瞭解，結合本文中所揭示之例示性實施例而描述之各種說明性邏輯區塊、模組、電路及演算法步驟可被實施為電子硬體、電腦軟體或兩者之組合。為了清楚地說明硬體與軟體之此可互換性，各種說明性組件、區塊、模組、電路及步驟已在上文大體按其功能性予以描述。此功能性是實施為硬體或是軟體視特定應用及強加於整個系統上之設計約束而定。熟習此項技術者可針對每一特定應用以變化之方式來實施所描述功能性，但此等實施決策不應被解釋為引起脫離本發明之例示性實施例之範疇。

可藉由通用處理器、數位信號處理器(DSP)、特殊應用積體電路

(ASIC)、場可程式化閘陣列(FPGA)或其他可程式化邏輯器件、離散閘或電晶體邏輯、離散硬體組件或其經設計以執行本文中所描述之功能的任何組合來實施或執行結合本文中所揭示之例示性實施例而描述之各種說明性邏輯區塊、模組及電路。通用處理器可為微處理器，但在替代例中，處理器可為任何習知處理器、控制器、微控制器或狀態機。處理器亦可被實施為計算器件之組合，例如DSP與微處理器之組合、複數個微處理器、結合DSP核心之一或多個微處理器，或任何其他此組態。

結合本文中所揭示之例示性實施例而描述之方法或演算法之步驟可直接以硬體、以由處理器執行之軟體模組或以兩者之組合體現。軟體模組可駐留於隨機存取記憶體(RAM)、快閃記憶體、唯讀記憶體(ROM)、電可程式化ROM(EPROM)、電可抹除可程式化ROM(EEPROM)、暫存器、硬碟、抽取式磁碟、CD ROM，或此項技術中已知之任何其他形式的儲存媒體中。例示性儲存媒體耦接至處理器，使得該處理器可自儲存媒體讀取資訊及將資訊寫入至儲存媒體。在替代例中，儲存媒體可與處理器成一體。處理器及儲存媒體可駐留於ASIC中。ASIC可駐留於使用者終端機中。在替代例中，處理器及儲存媒體可作為離散組件駐留於使用者終端機中。

在一或多個例示性實施例中，可以硬體、軟體、韌體或其任何組合來實施所描述之功能。若以軟體實施，則功能可作為一或多個指令或程式碼而儲存於電腦可讀媒體上或經由電腦可讀媒體而傳輸。電腦可讀媒體包括電腦儲存媒體及通信媒體兩者，通信媒體包括促進將電腦程式自一處傳送至另一處之任何媒體。儲存媒體可為可由電腦存取之任何可用媒體。藉由實例而非限制，此等電腦可讀媒體可包含RAM、ROM、EEPROM、CD-ROM或其他光碟儲存器、磁碟儲存器或其他磁性儲存器件，或可用以載運或儲存呈指令或資料結構之形式

的所要程式碼且可由電腦存取的任何其他媒體。又，任何連接被適當地稱為電腦可讀媒體。舉例而言，若使用同軸電纜、光纖纜線、雙絞線、數位用戶線(DSL)或諸如紅外線、無線電及微波之無線技術而自網站、伺服器或其他遠端源傳輸軟體，則同軸電纜、光纖纜線、雙絞線、DSL或諸如紅外線、無線電及微波之無線技術包括於媒體之定義中。如本文中所使用之磁碟及光碟包括緊密光碟(CD)、雷射光碟、光學光碟、數位影音光碟(DVD)、軟碟及藍光光碟，其中磁碟通常以磁性方式再生資料，而光碟藉由雷射以光學方式再生資料。以上各者之組合亦應包括於電腦可讀媒體之範疇內。

如本文中所使用，術語「判定」涵蓋廣泛多種動作。舉例而言，「判定」可包括演算、計算、處理、導出、研究、查找(例如，在表、資料庫或另一資料結構中查找)、查明及其類似者。又，「判定」可包括接收(例如，接收資訊)、存取(例如，存取記憶體中之資料)及其類似者。又，「判定」可包括解析、選擇、挑選、建立及其類似者。

本文中所揭示之方法包含用於達成所描述方法之一或多個步驟或動作。在不脫離申請專利範圍之範疇的情況下，可將方法步驟及/或動作彼此互換。換言之，除非指定步驟或動作之特定次序，否則可在不脫離申請專利範圍之範疇的情況下修改特定步驟及/或動作之次序及/或使用。

提供所揭示例示性實施例之先前描述以使任何熟習此項技術者能夠製造或使用本發明。對於熟習此項技術者而言，對此等例示性實施例之各種修改將易於顯而易見，且可在不脫離本發明之精神或範疇的情況下將本文中所定義之一般原理應用於其他實施例。因此，本發明不意欲限於本文中所展示之例示性實施例，而應符合與本文中所揭示之原理及新穎特徵一致之最廣範疇。

【符號說明】

100	無線電力傳送系統
102	輸入電力
104	傳輸器
106	能量場
108	接收器
110	輸出電力
112	距離
114	傳輸線圈
118	接收線圈
204	傳輸器
206	傳輸電路/無線場
208	接收器
210	接收電路
214	傳輸線圈
218	接收線圈
219	通信頻道
222	振盪器
223	頻率控制信號
224	驅動器電路
226	濾波器及阻抗變換電路
232	匹配電路
234	整流器及開關電路
236	電池
350	傳輸電路
352	傳輸或接收線圈/迴圈天線

354	電容器
356	電容器
358	信號
404	無線電力傳輸器/傳輸器電路
406	傳輸電路/固定阻抗匹配電路
408	低通濾波器(LPF)
410	控制器/處理器/傳輸器功率驅動器電路
414	傳輸線圈
416	負載感測電路
422	振盪器
424	驅動器電路
460	封入式偵測器
480	存在偵測器
506	電力轉換電路
508	接收器/RF至DC轉換器
510	接收電路/DC至DC轉換器
512	開關電路
514	發信號偵測器及信標電路
516	處理器
518	接收線圈
550	器件
604	無線電力傳輸器
606	場
608a	無線電力接收器/接收器器件
608b	無線電力接收器/接收器器件
608c	無線電力接收器/接收器器件

614	傳輸線圈/傳輸電路
618a	接收線圈
618b	接收線圈
618c	接收線圈
619a	通信鏈路
619b	通信鏈路
619c	通信鏈路
636a	負載
636b	負載
636c	負載
702	振盪輸入信號
704	開關/FET
708	串聯電感/電感器
710	切換式分路電容器
712	可變電阻器/可變電感器
714	串聯電感器
716	電容器
724	驅動器電路/E類放大器
750	無線電力傳輸電路
802	效率
804	總輸出功率
902	100%效率等高線/100%效率路徑/高效率曲線
904	點
906a	效率等高線
906c	效率等高線
908	箭頭/路徑

1004	點
1006	功率等高線
1006a	功率等高線
1006b	功率等高線
1006c	功率等高線
1008	箭頭/路徑
1304	場效應電晶體(FET)
1308	串聯電感器/串聯電感/驅動器電路濾波器串聯電抗/ 阻抗調整元件/Lseries
1310	分路電容器Cshunt
1312	可變負載
1314	傳輸(TX)線圈
1324	驅動器電路
1326	被動式或固定濾波器電路/雙側濾波器電路
1328	電抗性組件X1
1330	電抗性組件X2
1332	電抗性組件X3
1350	傳輸電路
1406	電路
1408	串聯電感器/電抗性組件/串聯L值
1410	電抗性組件
1414	線圈/電抗性組件
1416	電抗性組件
1424	驅動器電路
1426	濾波器電路
1430	電抗性組件

1502	第一圓
1504	第二圓
2202	區塊
2204	區塊
2206	區塊
2300	傳輸電路
2302	電源
2323	第三濾波器電路
2324	雙驅動器電路/雙E類放大器
2350	傳輸電路
2360	第一濾波器電路/電感器
2370	旁路電容器

發明摘要

※ 申請案號： 105116322(由103106307分割)

※ 申請日： 103/02/25

※IPC 分類： *H03H 11/28* (2006.01)
H03H 3/00 (2006.01)

【發明名稱】

用於改良之驅動器電路效能之阻抗變換網路

IMPEDANCE TRANSFORMATION NETWORK FOR IMPROVED
DRIVER CIRCUIT PERFORMANCE

【中文】

本發明提供用於減少諧波發射之系統、方法及裝置。本發明之一態樣提供一種傳輸器裝置。該傳輸器裝置包括一驅動器電路，該驅動器電路之特徵在於一效率及一功率輸出位準。該驅動器電路進一步包括一濾波器電路，該濾波器電路電連接至該驅動器電路且經組態以修改傳輸電路之阻抗，以在該阻抗處於複數阻抗範圍內時將該驅動器電路之該效率維持處於該驅動器電路之一最大效率的20%內。該濾波器電路經進一步組態以維持一實質上恆定之功率輸出位準，而不管該複數阻抗範圍內之電抗性變化。該濾波器電路經進一步組態以維持該功率輸出位準與該阻抗範圍內之電阻性變化之間的一實質上線性之關係。

【英文】

This disclosure provides systems, methods and apparatus for reducing harmonic emissions. One aspect of the disclosure provides a transmitter apparatus. The transmitter apparatus includes a driver circuit characterized by an efficiency and a power output level. The driver circuit further a filter circuit electrically connected to the driver circuit and configured to modify the impedance of the transmit circuit to maintain the efficiency of the driver circuit at a level that is within 20% of a maximum efficiency of the driver circuit when the impedance is within the complex impedance range. The filter circuit is further configured to maintain a substantially constant power output level irrespective of the reactive variations within the complex impedance range. The filter circuit is further configured to maintain a substantially linear relationship between the power output level and the resistive variations within the impedance range.

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第（13）圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

1304	場效應電晶體(FET)
1308	串聯電感器/串聯電感/驅動器電路濾波器串聯電抗/ 阻抗調整元件/Lseries
1310	分路電容器Cshunt
1312	可變負載
1314	傳輸(TX)線圈
1324	驅動器電路
1326	被動式或固定濾波器電路/雙側濾波器電路
1328	電抗性組件X1
1330	電抗性組件X2
1332	電抗性組件X3
1350	傳輸電路

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

(無)

申請專利範圍

1. 一種包括一濾波器電路之傳輸器裝置，該濾波器電路電連接在一驅動器電路與一負載之間，該驅動器電路電連接至具有一阻抗之一傳輸電路，其中該濾波器電路包含一或多個電抗性組件，該一或多個電抗性組件具有自如下各者導出之值：

一第一值 R_d ，其對應於一半圓之一半徑，該半圓係由沿著該半圓之周邊之一複數阻抗值集合來定義，該複數阻抗值集合對應於使驅動器電路之效率處於該驅動器電路之最大效率之至少20%內的值；及

一第二值 R_0 ，其對應於該負載處之一實數阻抗值，其導致在該濾波器電路之一輸入處等於 R_d 的一所要經變換阻抗，其中該濾波器電路經組態以維持一實質上恆定之功率位準，而不管該傳輸電路之一複數阻抗範圍之多個電抗性變化。

2. 如請求項1之傳輸器裝置，其另外包含該驅動器電路，其中：

該驅動器電路之特徵在於該驅動器電路之效率及一功率輸出位準，該傳輸電路之該阻抗係處於包括電阻性變化及電抗性變化之該複數阻抗範圍內，該複數阻抗範圍係由一最小實數阻抗值、一最大實數阻抗、一最小虛數阻抗值及一最大虛數阻抗值定義，該最大實數阻抗值對該最小實數阻抗值之一比率為至少2:1，該最大虛數阻抗值與該最小虛數阻抗值之間的差之一量值為該最小實數阻抗值與該最大實數阻抗值之間的差之一量值的至少兩倍；且

該濾波器電路經組態以：

修改該傳輸電路之該阻抗，以在該阻抗處於該複數阻抗範圍內時將該驅動器電路之該效率維持處於該驅動器電路之一最大

效率的20%內；及

維持該功率輸出位準與該複數阻抗範圍內之該等電阻性變化之間的一實質上線性之關係。

3. 一種選擇用於一無線電力傳輸器器件之一濾波器電路的一或多個電抗性組件之組件值的方法，該濾波器電路電連接於一驅動器電路與一傳輸電路之間，該方法包含：

判定使該驅動器電路之效率高於一臨限值之一第一複數阻抗值集合，該第一複數阻抗值集合實質上映射至沿著一半圓路徑之複數阻抗值；

判定使該驅動器電路之功率輸出實質上恆定之一第二複數阻抗值集合，該第二複數阻抗值集合實質上映射至沿著一全圓路徑之值，該全圓路徑正交於該半圓且在一最大值處與該半圓相交；及

選擇該等組件值以提供一阻抗變換，該阻抗變換將該傳輸電路之一可變複數阻抗修改成自該第一複數阻抗值集合及該第二複數阻抗值集合導出的複數阻抗值。

4. 如請求項3之方法，其中選擇該等組件值包含：

判定對應於該半圓之半徑之一第一值 R_d ；

判定對應於該濾波器電路之一負載處之一實數阻抗值的一第二值 R_0 ，其導致在該濾波器電路之輸入處等於該值 R_d 的一所要經變換阻抗；及

基於自 R_d 及 R_0 導出之值選擇該濾波器電路之該一或多個電抗性組件之組件值。

5. 如請求項4之方法，其中一第一電抗性組件 X_1 之一第一組件值係根據如下方程式予以選擇：

$$X_1(R_0) = (2 \cdot R_d \cdot R_0)^5 - R_d \text{ 。$$

6. 如請求項5之方法，其中一第二電抗性組件X2之一第二組件值係根據如下方程式予以選擇：

$$X2(R0) = -(2 \cdot Rd \cdot R0)^5。$$

7. 如請求項6之方法，其中一第三電抗性組件X3之一第三組件值係根據如下方程式予以選擇：

$$X3(R0) = (2 \cdot Rd \cdot R0)^5 - R0。$$