



(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 I497908 B

(45)公告日：中華民國 104 (2015) 年 08 月 21 日

(21)申請案號：101124285 (22)申請日：中華民國 101 (2012) 年 07 月 05 日

(51)Int. Cl. : H03H7/075 (2006.01) H02M1/44 (2007.01)

(30)優先權：2012/05/18 中國大陸 201210156306.7

(71)申請人：台達電子工業股份有限公司(中華民國) DELTA ELECTRONICS, INC. (TW)  
桃園市龜山區興邦路 31 號之 1

(72)發明人：吳睿 WU, RUI (CN)；謝毅聰 XIE, YICONG (CN)；周敏 ZHOU, MIN (CN)；劉騰 LIU, TENG (CN)

(74)代理人：曾國軒；王麗茹

(56)參考文獻：

US 2005/0041442A1

US 2008/0024951A1

審查人員：賴文能

申請專利範圍項數：25 項 圖式數：12 共 65 頁

(54)名稱

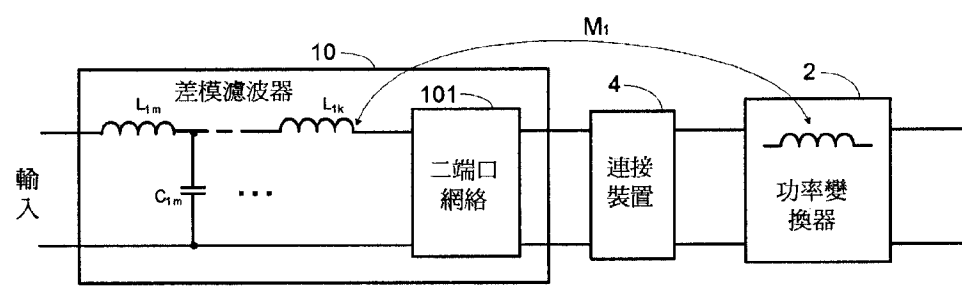
改善濾波器性能的方法及功率變換裝置

METHOD OF IMPROVING PERFORMANCE OF WAVE FILTER AND POWER CONVERSION  
DEVICE USING SAME

(57)摘要

本案係關於一種功率變換裝置，包括：功率變換器，包括儲能磁性元件；濾波器，包括電感元件和二端口網絡，其中儲能磁性元件與電感元件發生耦合的互感與二端口網絡形成串聯諧振。改善濾波器性能的方法包括儲能磁性元件設置於功率變換器中；提供濾波器包括電感元件及二端口網絡，二端口網絡連接在儲能磁性元件與電感元件間；確定提高濾波器插入損耗的頻率；調節儲能磁性元件與電感元件的耦合方式，使儲能磁性元件與電感元件的互感與二端口網絡形成串聯諧振。調節串聯諧振的頻率為濾波器需要提高插入損耗頻率的 85%~115%。

A power conversion device is disclosed. The power conversion device comprises a power converter and a wave filter. The power converter includes a magnetic storage element. The wave filter includes an inductance and a two-port network. The two-port network is connected between the magnetic storage element and the inductance. The mutual inductance produced by the electrical coupling of the magnetic storage element and the inductance generates a serial resonant with the two-port network. The method of improving the performance of the wave filter comprises steps as following: providing a wave filter including an inductance and a two-port network, which is connected between the magnetic storage element and the inductance, verifying the required frequency of increasing the insertion loss of the wave filter, and adjusting the coupling method of the magnetic storage element and the inductance, such that the mutual inductance produced by the electrical coupling of the magnetic storage element and the inductance generates a serial resonant with the two-port network. The frequency of adjusting the serial resonant is 85 to 115 percent of the required frequency of increasing the insertion loss of the wave filter.



- 2 . . . 功率變換器
- 4 . . . 連接裝置
- 10 . . . 差模濾波器
- 101 . . . 二端口網絡
- $C_{1m}$  . . . 電容
- $L_{1k}$ 、 $L_{1m}$  . . . 電感
- $M_1$  . . . 互感

圖 1A



日期：101年07月05日

公告本

# 發明專利說明書

※記號部分請勿填寫

※申請案號：101124285

※IPC分類：

H02H 7/075 (2006.01)

※申請日：101.7.5

H02M 1/44 (2007.01)

## 一、發明名稱：

改善濾波器性能的方法及功率變換裝置

METHOD OF IMPROVING PERFORMANCE OF WAVE FILTER AND  
POWER CONVERSION DEVICE USING SAME

## 二、中文發明摘要：

本案係關於一種功率變換裝置，包括：功率變換器，包括儲能磁性元件；濾波器，包括電感元件和二端口網絡，其中儲能磁性元件與電感元件發生耦合的互感與二端口網絡形成串聯諧振。改善濾波器性能的方法包括儲能磁性元件設置於功率變換器中；提供濾波器包括電感元件及二端口網絡，二端口網絡連接在儲能磁性元件與電感元件間；確定提高濾波器插入損耗的頻率；調節儲能磁性元件與電感元件的耦合方式，使儲能磁性元件與電感元件的互感與二端口網絡形成串聯諧振。調節串聯諧振的頻率為濾波器需要提高插入損耗頻率的85%~115%。

## 三、英文發明摘要：

A power conversion device is disclosed. The power conversion device comprises a power converter and a wave filter. The power converter includes a magnetic storage element. The wave filter includes an inductance and a two-port network. The two-port network is connected between the magnetic storage element and the inductance. The mutual inductance produced by the electrical coupling of the magnetic storage element and the inductance generates a serial resonant with the two-port network. The method of improving the performance of the wave filter comprises steps as following: providing a wave filter

including an inductance and a two-port network, which is connected between the magnetic storage element and the inductance, verifying the required frequency of increasing the insertion loss of the wave filter, and adjusting the coupling method of the magnetic storage element and the inductance, such that the mutual inductance produced by the electrical coupling of the magnetic storage element and the inductance generates a serial resonant with the two-port network. The frequency of adjusting the serial resonant is 85 to 115 percent of the required frequency of increasing the insertion loss of the wave filter.

## 四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：圖1A。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

2：功率變換器

4：連接裝置

10：差模濾波器

101：二端口網絡

$C_{1m}$ ：電容

$L_{1k}$ 、 $L_{1m}$ ：電感

$M_1$ ：互感

## 五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

## 六、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】

[0001] 本發明涉及改善濾波器性能的方法及功率變換裝置。

### 【先前技術】

[0002] 功率變換器中開關元件的開關動作產生的諧波電壓和電流會對輸入造成電磁干擾，因此，通常需要在功率變換器與輸入之間加入電磁干擾（EMI）濾波器以減少功率變換器對輸入的電磁干擾。

[0003] 隨著功率變換器的功率密度的增加，功率變換器的體積的縮小，以及各設備或各元器件之間距離的減小，使得功率變換器中的儲能磁性元件（如變壓器、感性元件）會對EMI濾波器造成干擾，使EMI濾波器不能正常工作或降低EMI濾波器的性能和濾波效果。

[0004] 在習知技術中，為了降低功率變換器中儲能磁性元件對EMI濾波器造成的干擾，或者為了增強EMI濾波器的性能和效果，通常的做法都是簡單地通過增大EMI濾波器中的電感或電容值，來進一步提高EMI濾波器對電磁干擾的插入損耗（通常EMI濾波器的濾波性能或對電磁干擾的抑制能力用插入損耗來衡量），以減弱功率變換器中儲能磁性元件的干擾所帶來的影響，但是，習知技術的這種做法存在如下技術問題：

[0005] 1、會使EMI濾波器的體積和成本增加。

[0006] 2、對特定頻率的強電磁干擾進行濾波的針對性不強。

### 【發明內容】

- [0007] 為了解決上述技術問題之一，本申請之一技術態樣為一種功率變換裝置。
- [0008] 根據本申請的一實施方式，提供了一種功率變換裝置，包括：功率變換器，該功率變換器包括儲能磁性元件；以及濾波器，該濾波器包括電感元件和二端口網絡，該二端口網絡連接在該儲能磁性元件與該電感元件之間，其中該儲能磁性元件與該電感元件之間發生耦合形成的互感與該二端口網絡形成串聯諧振，該串聯諧振的諧振頻率為該濾波器的需要提高插入損耗的頻率的85%~115%。
- [0009] 該二端口網絡的等效並聯支路呈容性，調節該儲能磁性元件與該電感元件之間為負耦合。
- [0010] 該二端口網絡的等效並聯支路呈感性，調節該儲能磁性元件與該電感元件之間為正耦合。
- [0011] 該二端口網絡至少包含一電容，並且調節該電容來調節該串聯諧振的諧振頻率。
- [0012] 調節該互感來調節該串聯諧振的諧振頻率。
- [0013] 調節該電感元件和/或該儲能磁性元件的值來調節該互感。
- [0014] 調節該電感元件與該儲能磁性元件之間的耦合係數來調節該互感。
- [0015] 該濾波器為差模濾波器，調節該電感元件與該儲能磁性元件之間的相對位置，來調節該耦合係數。

- [0016] 該濾波器為差模濾波器，在該電感元件與該儲能磁性元件之間設置導磁材料，來調節該耦合係數。
- [0017] 該濾波器為差模濾波器，在該電感元件上設置與該電感元件一體形成的導磁材料，來調節該耦合係數。
- [0018] 該濾波器為差模濾波器，在該儲能磁性元件上設置與該儲能磁性元件一體形成的導磁材料，來調節該耦合係數。
- [0019] 該濾波器為共模濾波器，該儲能磁性元件提供共模磁路。
- [0020] 該濾波器的需要提高插入損耗的頻率點的頻率為該功率變換器的開關頻率的整數倍。
- [0021] 該儲能磁性元件為電感元件或變壓器。
- [0022] 該二端口網絡為一電容。
- [0023] 本申請之一技術態樣為一種改善濾波器性能之方法。
- [0024] 根據本申請的一實施方式，提供了一種改善濾波器性能的方法，該方法包括以下步驟：提供一儲能磁性元件，該儲能磁性元件設置於一功率變換器中；提供一濾波器，該濾波器包括一電感元件及一二端口網絡，該二端口網絡連接在該儲能磁性元件與該電感元件之間；確定需要提高濾波器插入損耗的頻率；以及調節該儲能磁性元件與該電感元件之間的耦合方式，使得該儲能磁性元件與該電感元件形成的互感與該二端口網絡形成串聯諧振，其中調節該串聯諧振的諧振頻率為該濾波器的需要提

高插入損耗的頻率的85%~115%。

- [0025] 當該二端口網絡的等效並聯支路呈容性時，調節該儲能磁性元件與該電感元件之間為負耦合，當該二端口網絡的等效並聯支路呈感性時，調節該儲能磁性元件與該電感元件之間為正耦合。
- [0026] 調節該二端口網絡中的至少一電容來調節該諧振頻率。
- [0027] 調節該互感來調節該諧振頻率。
- [0028] 調節該電感元件和/或該儲能磁性元件的值來調節該互感。
- [0029] 調節該電感元件與該儲能磁性元件之間的耦合係數來調節該互感。
- [0030] 該濾波器為共模濾波器，該儲能磁性元件提供共模磁路。
- [0031] 該濾波器的需要提高插入損耗的頻率點的頻率為該功率變換器的開關頻率的整數倍。
- [0032] 該儲能磁性元件為電感元件或變壓器。
- [0033] 該二端口網絡為一電容。
- [0034] 根據本申請的改善濾波器性能的方法及功率變換裝置，能夠降低功率變換器中儲能磁性元件對EMI濾波器造成的干擾，增強了EMI濾波器的性能和效果，進一步提高了EMI濾波器對特定頻率的插入損耗，從而避免為了提高特定頻率插入損耗而使EMI濾波器體積和成本的增加。

## 【實施方式】

[0035] 下面將結合圖1A-圖12B詳細描述本申請。需要注意的是，在以下描述的本申請的附圖中，作為連接導線的綫段之間如果存在交叉點，那麼交叉點上帶有黑點『·』則表示該交叉點是連接點，交叉點上不帶有黑點『·』則表示該交叉點不是連接點而僅僅是相互穿越；各綫圈所示的匝數僅僅是示意圖，而不表示實際的匝數值或匝數比；各電感、變壓器綫圈和電容的符號不但代表該元件自身，還可以表示該元件的容量的代數符號。在實施方式和申請專利範圍中，除非文中對於冠詞有特別限定，否則『一』與『該』可泛指單一個或多個。

[0036] 圖1A示例性示出了根據本申請的一個帶有EMI差模濾波器和功率變換器的功率變換裝置的實施例的電路圖。

[0037] 圖1A中的功率變換裝置包括一個功率變換器2及一EMI差模濾波器10。EMI差模濾波器10連接在輸入與功率變換器2之間，例如可以是一個 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器或 $2 \times (m-1) + 1$ 階EMI差模濾波器，其中 $m$ 為任意整數且 $m > 0$ ， $k$ 為整數且 $0 < k \leq m$ 。在電子技術中，濾波器的階數是指在濾波器的傳遞函數中的極點個數，通常對於由電容和電感所組成的EMI差模濾波器，其階數為該EMI差模濾波器中電容與電感的總個數。

[0038] 圖1A中的功率變換器2包含有以電感或變壓器形式進行能量轉換的儲能磁性元件。功率變換器2可為任何形式的變換器，如交流-直流（AC-DC）、直流-直流（DC-DC）或直流-交流（DC-AC）變換器，或隔離變換器，或非隔離

變換器。

[0039] 圖1A中的輸入可為直流輸入，也可為交流輸入。

[0040] 為便於描述本申請更一般的情況，例如EMI差模濾波器10包括 $m$ 個二階濾波器，即 $L_{11}C_{11}$ 二階濾波器（未示出） $\cdots$  $L_{1k}C_{1k}$ 二階濾波器（只示出了電感元件 $L_{1k}$ ） $\cdots$  $L_{1m}C_{1m}$ 二階濾波器，這 $m$ 個二階濾波器依次級聯形成一個 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器。

[0041] 具體地，如圖1A中所示，這個 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器通過其第1級，即 $L_{11}C_{11}$ 二階濾波器與功率變換器2相連，其餘 $m-1$ 個二階濾波器，即 $L_{12}C_{12}$ 二階濾波器 $\cdots$  $L_{1k}C_{1k}$ 二階濾波器 $\cdots$  $L_{1m}C_{1m}$ 二階濾波器中的電感元件（即EMI濾波電感）和EMI濾波電容分別以先並聯EMI濾波電容，再串聯EMI濾波電感的形式從 $L_{11}C_{11}$ 二階濾波器開始依次首尾級聯形成一個 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器，如圖1A中所示。另外，作為其它的實施例，構成 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器的 $L_{11}C_{11}$ 二階濾波器 $\cdots$  $L_{1k}C_{1k}$ 二階濾波器 $\cdots$  $L_{1m}C_{1m}$ 二階濾波器中的EMI濾波電感和EMI濾波電容的排列方式可以彼此不同，即，在級聯任何一個二階LC濾波器時也可以先串聯它的EMI濾波電感，再並聯它的EMI濾波電容。請注意，圖中EMI濾波電感 $L_{11}$  $\cdots$ EMI濾波電感 $L_{1k}$  $\cdots$ 或EMI濾波電感 $L_{1m}$ 之間連線上的斷缺表示省略了其間可能存在的其它二階濾波器的EMI濾波電感、甚至可以存在其它的電容、電阻等元件，以下同。

[0042] 作為本申請的一個實施例，在EMI差模濾波器10與功率變

換器2之間可以存在其它連接裝置4，例如任何形式的阻抗網絡等，而不影響本申請的實施。

[0043] 由於實際工作中的電感不是理想電感，變壓器也不是理想變壓器，因此實際工作中的電感或變壓器的線圈之間存在不同程度的漏磁和互感現象。例如這個 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器10中的 $L_{1k} C_{1k}$ 二階濾波器的EMI濾波電感 $L_{1k}$ 與功率變換器2的儲能磁性元件之間存在一個互感 $M_1$ ，因此，功率變換器2的儲能磁性元件的電感或變壓器會影響EMI差模濾波器10。如果這種影響不加以控制，這種影響將可能會干擾EMI差模濾波器10的正常工作或降低EMI差模濾波器10的性能和效果。本申請打算主動利用這種互感 $M_1$ 來改善EMI差模濾波器10的性能和效果。

[0044] 為便於描述本申請，這裏將這個 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器10中的 $L_{1k} C_{1k}$ 二階濾波器的EMI濾波電感 $L_{1k}$ 與功率變換器2的儲能磁性元件之間存在的濾波電容和濾波電感網絡等效成一個二端口網絡101，即，二端口網絡101中包含了 $L_{11} C_{11}$ 二階濾波器 $\dots L_{1k-1} C_{1k-1}$ 二階濾波器和EMI濾波電感 $C_{1k}$ 的級聯。

[0045] 圖2A示例性示出了一個三角型結構的二端口網絡等效成一個星型結構的二端口網絡的原理圖。一個包含複阻抗 $Z_{12}$ 、 $Z_{23}$ 、 $Z_{31}$ 的三角型結構的二端口網絡的連接關係如圖2A左圖所示，這樣的一個三角型結構的二端口網絡可以等效成一個如圖2A右圖所示的包含複阻抗 $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $Z_3$ 的星型結構的二端口網絡，其中：

[0046]

$$\begin{cases} Z_1 = \frac{Z_{31} \cdot Z_{12}}{Z_{12} + Z_{23} + Z_{31}} \\ Z_2 = \frac{Z_{12} \cdot Z_{23}}{Z_{12} + Z_{23} + Z_{31}} \\ Z_3 = \frac{Z_{23} \cdot Z_{31}}{Z_{12} + Z_{23} + Z_{31}} \end{cases}$$

[0047] 圖 2B 示例性示出了由多個三角型結構組合的二端口網絡等效成一個星型結構的二端口網絡的原理圖。根據圖 2A 所示的基本原理，通過多次三角型到星型的變換，總可以將如圖 2B 左圖所示的多個三角形結構所組成的二端口網絡等效成如圖 2B 右圖所示的星型結構。

[0048] 圖 3 示例性示出了兩個電感之間存由多個三角型結構組合的二端口網絡時的等效星型結構的原理圖。

[0049] 如圖 3 的 (A) 圖所示，假設在相互耦合的磁性器件  $L_{1k}$  和磁性器件  $L_p$  之間存在多個三角型結構組合的二端口網絡，那麼，通過前述三角型到星型的變換，就可以等效成如圖 3 的 (B) 圖所示的星型電路結構。為便於描述，可假設等效後的星型電路結構如圖 3 的 (B) 圖所示包含複阻抗  $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $Z_3$ 。

[0050] 圖 3 的 (B) 圖所示的星型電路結構可以進一步等效成如圖 3 的 (C) 圖所示的星型電路結構，其中  $Z_2$  為複數形式的阻抗，為便於描述，這裏可表示成：

[0051]  $Z_2 = A + jB$ ，其中，A和B均為實數。

[0052] 假設磁性器件 $L_{1k}$ 和磁性器件 $L_p$ 之間由於磁耦合而存在的互感為M，EMI信號頻率為 $\omega$ ，那麼， $Z_2$ 支路在解耦後的等效阻抗 $Z_2'$ 可以表示為：

[0053] 負耦合時： $Z_2' = A + j(B + \omega M)$  或

[0054] 正耦合時： $Z_2' = A + j(B - \omega M)$ 。

[0055] 通過結合圖2A至圖3所描述的等效原理，將使本申請變得容易理解。例如圖3中的磁性器件 $L_{1k}$ 為圖1A中所示的 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器10中的 $L_{1k} C_{1k}$ 二階濾波器的EMI濾波電感，圖3中的磁性器件 $L_p$ 為圖1A中所示的功率變換器2中的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈，圖3中的多個三角型結構組合的二端口網絡為圖1A中所示的二端口網絡101，圖3中的 $Z_2$ 支路為圖1A中所示的二端口網絡101的等效並聯支路。

[0056] 以最優的提高EMI差模濾波器10的濾波性能為例，就需要使 $Z_2'$ 的幅值最小，即，需要使：

[0057] 負耦合時： $(B + \omega M) = 0$  或

[0058] 正耦合時： $(B - \omega M) = 0$ 。

[0059] 因此，當B的符號為正時（即B為正數， $Z_2$ 呈感性），磁性器件 $L_{1k}$ 和磁性器件 $L_p$ 的耦合方式調整為正耦合，則可以滿足 $(B - \omega M) = 0$ 。此時即可在二端口網絡101的等效並聯支路（即 $Z_2$ 支路）上，也即二端口網絡101上形成一個串聯諧振。

[0060] 而當 $B$ 的符號為負時（即 $B$ 為負數，即 $Z_2$ 呈容性），磁性器件 $L_{1k}$ 和磁性器件 $L_p$ 的耦合方式調整為負耦合，則可以滿足 $(B + \omega M) = 0$ 。此時即可在二端口網絡101的等效電路（即 $Z_2$ 支路）上，也即二端口網絡101上形成一個串聯諧振。

[0061] 總之，只要調整EMI差模濾波器10的磁性器件 $L_{1k}$ 與功率變換器2的儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈（ $L_p$ ）之間的耦合方式，以使其耦合電感（即互感）和二端口網絡101形成串聯諧振，並調整串聯諧振的諧振頻率為EMI差模濾波器10需要提高濾波性能的頻率點附近，即可達到提高EMI差模濾波器10的濾波性能的效果。

[0062] 在一具體實施例中，可調節EMI差模濾波器10的磁性器件 $L_{1k}$ 與功率變換器2的儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈（ $L_p$ ）之間的耦合方式， $B$ 的符號為正時，耦合方式為正耦合； $B$ 的符號為負時，耦合方式為負耦合。並使得：

[0063]

$$M = \frac{|B|}{\omega}$$

[0064] 此時，

[0065]

$$Z_2 = A$$

[0066] 此時 $Z_2$ 的阻抗最小。可使串聯諧振的諧振頻率 $f$ 等於EMI差模濾波器10需要提高濾波性能的頻率點的頻率。實際中，使諧振頻率 $f$ 與需要提高EMI濾波器10濾波性能（即插入損耗）的頻率 $f_0$ 的比值接近1，可以為85%~115%（

即可以考慮允許誤差 $\pm 15\%$ )。

[0067] 其中，功率變換器產生的電磁干擾一般為功率變換器中的開關元件的開關頻率或開關頻率整數倍的諧波，而真正需要提高EMI差模濾波器插入損耗的頻率可以通過測量功率變換器的原始噪聲的頻率分布，並將其與EMI標準的限值對比後確定。圖6示例性示出了CISPR22 Class A標準綫和根據本申請的一個實施例中的原始噪聲的曲綫圖，其中由最粗的實綫表示的臺階狀的曲綫是CISPR22 Class A測試標準的標準綫，由細實綫表示的梳狀曲綫是功率變換器的EMI原始噪聲的頻率分布曲綫。

[0068] 以圖1A中所示的實施例為例，本申請的改善濾波器性能的方法的步驟包括：

[0069] 首先確定需要提高EMI濾波器10插入損耗的頻率 $f_0$ 。以圖6所示的CISPR22 Class A測試標準的標準綫和功率變換器2的EMI原始噪聲的頻率分布曲綫為例，其中功率變換器2中的開關元件的開關頻率為135kHz，CISPR22 Class A測試標準的標準綫的起始頻率為150kHz，EMI原始噪聲的強度在270kHz頻率處超過CISPR22 Class A測試標準的標準綫最多，因此，可以確定，需要提高EMI差模濾波器10插入損耗的頻率 $f_0$ 為270kHz，即功率變換器2中的開關元件的開關頻率的2次諧波。作為其它的實施例，也可以根據需要或其它標準來確定需要提高EMI差模濾波器10插入損耗的頻率 $f_0$ 。

[0070] 然後，通過調節功率變換器2中的儲能磁性元件（如電感

或變壓器)與EMI差模濾波器10的EMI濾波電感 $L_{1k}$ 之間的耦合方式,使得功率變換器2中的儲能磁性元件(如電感或變壓器)與EMI濾波電感形成的互感(即儲能磁性元件與EMI濾波電感的互感 $M_1$ )和二端口網絡101形成串聯諧振,並調節該諧振頻率 $f$ 的大小,使得該諧振頻率 $f$ 與需要提高EMI差模濾波器10插入損耗的頻率 $f_0$ (例如270kHz)的比值接近1,實際可以為85%~115%(即可以考慮允許誤差 $\pm 15\%$ ),從而使得EMI差模濾波器10在該頻率 $f_0$ 處獲得比傳統EMI濾波器更大的插入損耗,從而增強了EMI差模濾波器10的性能和效果。

[0071] 上面通過採用 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器的例子來描述了本申請,本領域技術人員完全可以理解採用 $2 \times (m-1) + 1$ 階EMI差模濾波器的情況。

[0072] 根據圖1A的實施例的改善濾波器性能的方法及功率變換裝置,能夠降低功率變換器中儲能磁性元件對EMI差模濾波器造成的干擾,增強了EMI差模濾波器的性能和效果,進一步提高了EMI差模濾波器對特定頻率差模電磁干擾的插入損耗,從而避免了為了提高特定頻率插入損耗而使EMI差模濾波器體積和成本的增加。

[0073] 本申請還適用於共模EMI信號的情況。圖1B示例性示出了根據本申請的一個帶有EMI共模濾波器和功率變換器的功率變換裝置的實施例的電路圖。圖1B與圖1A相比,僅僅在於,圖1A是針對以差模信號方式存在的EMI信號,而圖1B是針對以共模信號方式存在的EMI信號。

- [0074] 圖1B中的功率變換裝置包括一個功率變換器2及一EMI共模濾波器20。EMI共模濾波器20連接在輸入與功率變換器2之間，例如可以是一個 $2 \times (n-1) + 1$ 階共模濾波器或 $2 \times n$ 階共模濾波器，其中 $n$ 為任意整數且 $n > 0$ ， $k$ 為整數且 $0 < k \leq n$ 。
- [0075] 圖1B中的功率變換器2包含有以電感或變壓器形式進行能量轉換的儲能磁性元件。功率變換器2可為任何形式的變換器，如交流-直流(AC-DC)、直流-直流(DC-DC)或直流-交流(DC-AC)變換器，或隔離變換器，或非隔離變換器。
- [0076] 圖1B中的輸入可為直流輸入，也可為交流輸入。
- [0077] 作為本申請的一個實施例，在EMI共模濾波器20與功率變換器2之間可以存在其它連接裝置4，例如任何形式的阻抗網絡等。
- [0078] 由於實際工作中的電感不是理想電感，變壓器也不是理想變壓器，因此實際工作中的電感或變壓器的綫圈之間存在不同程度的漏磁和互感現象。結合圖1A中對以差模信號方式存在的EMI信號的處理方式，本領域普通技術人員完全能夠理解圖1B中對以共模信號方式存在的EMI信號的處理方式。例如這個 $2 \times (n-1) + 1$ 階EMI共模濾波器20中的EMI共模濾波電感 $L_{1k-1}$ 和 $L_{1k-2}$ 與功率變換器2的儲能磁性元件之間存在互感 $M_2$ ，因此，功率變換器2的儲能磁性元件的電感或變壓器會影響EMI共模濾波器20。如果這種影響不加以控制，這種影響將可能會干擾EMI共模濾

波器20的正常工作或降低EMI共模濾波器20的性能和效果。本申請打算主動利用這種互感 $M_2$ 來改善EMI共模濾波器20的性能和效果。

[0079] 和處理差模信號的EMI信號的情況類似，為便於描述本申請，也可以將這個EMI共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器2的儲能磁性元件之間存在的濾波電容和濾波電感網絡等效成一個二端口網絡201。

[0080] 通過調節功率變換器2中的儲能磁性元件（如電感或變壓器）與EMI共模濾波器20中的電感元件（即EMI共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ ）之間的耦合方式，使得儲能磁性元件與EMI共模濾波電感形成的互感（即儲能磁性元件與EMI濾波電感的互感 $M_2$ ）和二端口網絡201形成串聯諧振，並調節該諧振頻率 $f$ 的大小，使得該諧振頻率 $f$ 與需要提高EMI共模濾波器20插入損耗的頻率 $f_0$ 的比值接近1，實際可以為85%~115%（即可以考慮允許誤差 $\pm 15\%$ ），從而使得EMI共模濾波器20在該頻率 $f_0$ 處獲得比傳統EMI共模濾波器更大的插入損耗，從而增強了EMI共模濾波器20的性能和效果。

[0081] 圖1B通過採用 $2 \times (n-1) + 1$ 階共模濾波器的例子來描述了本申請，本領域技術人員完全可以理解採用 $2 \times n$ 階共模濾波器的情況。

[0082] 根據圖1B的實施例的改善共模濾波器性能的方法及功率變換裝置，能夠降低功率變換器中儲能磁性元件對EMI共模濾波器造成的干擾，增強了EMI共模濾波器的性能和效

果，進一步提高了EMI共模濾波器對特定頻率共模電磁干擾的插入損耗，從而避免了爲了提高特定頻率插入損耗而使EMI共模濾波器體積和成本增加。

[0083] 圖4A示例性示出了根據本申請的一個帶有 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器和反激式變換器的功率變換裝置的實施例的電路圖，其中 $m$ 爲整數且 $m > 0$ ， $k$ 爲整數且 $0 < k \leq m$ 。

[0084] 圖4A中的功率變換裝置包括一EMI差模濾波器11。另外，與圖1A相比，圖4A中的功率變換裝置中的功率變換器具體化爲一個反激式變換器21。EMI差模濾波器11連接在輸入與反激式變換器21之間。

[0085] 圖4A中的反激式變換器21包括變壓器3、開關元件S、整流二極體 $D_1$ 和濾波電容 $C_S$ ，其中變壓器3包括初級線圈 $L_P$ 和次級線圈 $L_S$ ，變壓器3的初級線圈 $L_P$ 與開關元件S串聯，變壓器3的次級線圈 $L_S$ 通過整流二極體 $D_1$ 與濾波電容 $C_S$ 並聯。

[0086] 當開關元件S在一定頻率和占空比的控制信號（未示出）的控制下導通和斷開時，在變壓器3的初級線圈 $L_P$ 中產生脈動電流，從而在變壓器3的次級線圈 $L_S$ 感生出交流電壓和電流，通過整流二極體 $D_1$ 整流和濾波電容 $C_S$ 濾波而在濾波電容 $C_S$ 兩端輸出相對平滑的所期望的直流電壓和電流。

[0087] 如圖4A中所示，例如EMI差模濾波器11包括 $m$ 個二階濾波器，即 $L_{11} C_{11}$ 二階濾波器 $\cdots L_{1k} C_{1k}$ 二階濾波器 $\cdots L_{1m} C_{1m}$ 二階濾波器，這 $m$ 個二階濾波器依次級聯形成一個 $2 \times m$ 階EMI

差模濾波器。

[0088] 具體地，如圖4A中所示，這個 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器通過其第1級，即 $L_{11}C_{11}$ 二階濾波器與反激式變換器21相連，其中 $L_{11}C_{11}$ 二階濾波器的EMI濾波電容 $C_{11}$ 通過開關元件S與變壓器3的初級線圈 $L_p$ 並聯， $L_{11}C_{11}$ 二階濾波器的EMI濾波電感 $L_{11}$ 與變壓器3的初級線圈 $L_p$ 串聯，EMI濾波電容 $C_{11}$ 位於EMI濾波電感 $L_{11}$ 與變壓器3的初級線圈 $L_p$ 之間，即EMI濾波電容 $C_{11}$ 的一端連接到由EMI濾波電感 $L_{11}$ 的一端與變壓器3的初級線圈 $L_p$ 的一端形成的公共點。其餘 $m-1$ 個二階濾波器，即 $L_{12}C_{12}$ 二階濾波器 $\dots$  $L_{1k}C_{1k}$ 二階濾波器 $\dots$  $L_{1m}C_{1m}$ 二階濾波器中的EMI濾波電感和EMI濾波電容分別以與EMI濾波 $L_{11}$ 和EMI濾波 $C_{11}$ 相同的排列方式（即先並聯EMI濾波電容，再串聯EMI濾波電感）從 $L_{11}C_{11}$ 二階濾波器開始依次首尾級聯形成一個 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器，如圖4A中所示。

[0089] 作為本申請的一個實施例，在EMI差模濾波器11與功率變換器2之間可以存在其它連接裝置4，例如任何形式的阻抗網絡等。

[0090] 由於實際工作中的電感不是理想電感，變壓器也不是理想變壓器，因此實際工作中的電感或變壓器的線圈之間存在不同程度的漏磁和互感現象。例如這個 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器11中的 $L_{1k}C_{1k}$ 二階濾波器的EMI濾波電感 $L_{1k}$ 與反激式變換器21的變壓器3的初級線圈 $L_p$ 之間存在一個互感 $M_{11}$ ，因此，反激式變換器21的變壓器3的初級線圈 $L_p$ 會影響EMI差模濾波器11。如果這種影響不加以控制，這

種影響將可能會干擾EMI差模濾波器11的正常工作或降低EMI差模濾波器11的性能和效果。本申請打算主動利用這種互感 $M_{11}$ 來改善EMI差模濾波器11的性能和效果。

[0091] 和圖1A類似，為便於描述本申請，這裏將這個 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器11中的 $L_{1k}C_{1k}$ 二階濾波器的EMI濾波電感 $L_{1k}$ 與反激式變換器21的變壓器3的初級繞圈 $L_p$ 之間存在的濾波電容和濾波電感網絡等效成一個二端口網絡102。

[0092] 通過調節反激式變換器21中變壓器3的初級繞圈 $L_p$ 與EMI差模濾波器11中的電感元件（即EMI濾波電感 $L_{1k}$ ）之間的耦合方式，使得變壓器3的初級繞圈 $L_p$ 與EMI濾波電感 $L_{1k}$ 形成的互感（即變壓器3的初級繞圈 $L_p$ 與EMI濾波電感 $L_{1k}$ 之間的互感 $M_{11}$ ）和二端口網絡102形成串聯諧振，並調節該諧振頻率 $f$ 的大小，使得該諧振頻率 $f$ 與需要提高EMI差模濾波器11插入損耗的頻率 $f_0$ 的比值接近1，實際可以為85%~115%（即可以考慮允許誤差 $\pm 15\%$ ），從而使得EMI差模濾波器11在該頻率 $f_0$ 處獲得比傳統EMI濾波器更大的插入損耗，從而增強了EMI共模濾波器11的性能和效果。

[0093] 圖4A通過採用 $2 \times m$ 階差模濾波器的例子來描述了本申請，本領域技術人員完全可以理解採用 $2 \times (m-1) + 1$ 階差模濾波器的情況。

[0094] 根據圖4A的實施例的改善濾波器性能的方法及功率變換裝置，能夠降低功率變換器中儲能磁性元件對EMI差模濾波器造成的干擾，增強了EMI差模濾波器的性能和效果，

進一步提高了EMI差模濾波器對特定頻率差模電磁干擾的插入損耗，從而避免了爲了提高特定頻率插入損耗而使EMI差模濾波器體積和成本的增加。

[0095] 圖4B示例性示出了根據本申請的一個帶有 $2 \times (n-1) + 1$ 階EMI差模濾波器和反激式變換器的功率變換裝置的實施例的電路圖，其中 $n$ 爲整數且 $n > 1$ ， $k$ 爲整數且 $0 < k < n$ 。由於 $m$ 和 $n$ 均非確指，因此，圖4B與圖4A相比，僅僅在於圖4B中的EMI差模濾波器12比圖4A中的EMI差模濾波器11在遠離功率變換器（如反激式變換器21）的末端多級聯了1級單電容濾波器 $C_{1n}$ ，以進一步增強EMI差模濾波器12的性能，其餘 $L_{11}C_{11}$ 二階濾波器 $\dots L_{1k}C_{1k}$ 二階濾波器 $\dots L_{1, n-1}C_{1, n-1}$ 二階濾波器構成的 $2 \times (n-1)$ 階EMI差模濾波器與圖4A的 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器的作用相同。例如這個 $2 \times (n-1)$ 階EMI差模濾波器12中的 $L_{1k}C_{1k}$ 二階濾波器的EMI濾波電感 $L_{1k}$ 與反激式變換器21的變壓器3的初級線圈 $L_p$ 之間存在一個互感 $M_{11}$ 。結合上述對圖1A至圖4A的描述，就可以理解圖4B所示的實施例。

[0096] 圖4C示例性示出了根據本申請的一個帶有 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器和Boost升壓電路的功率變換裝置的實施例的電路圖。圖4C與圖4A的區別僅在於圖4C中的功率變換器用Boost升壓電路22代替了圖4A中的反激式變換器21。例如這個 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器13中的電感元件（即 $L_{2k}C_{2k}$ 二階濾波器的EMI濾波電感 $L_{2k}$ ）與Boost升壓電路22的功率因數校正電感 $L_{PFC}$ 之間存在一個互感 $M_{12}$ 。結合上述對圖1A至圖4B的描述，就可以理解圖4C所示的實施例。

[0097] 圖4D示例性示出了根據本申請的一個帶有 $2 \times (n-1) + 1$ 階EMI差模濾波器和Boost升壓電路的功率變換裝置的實施例的電路圖。圖4D與圖4B的區別僅在於圖4D中的功率變換器用Boost升壓電路22代替了圖4B中的反激式變換器21。例如這個 $2 \times (n-1) + 1$ 階EMI差模濾波器14中的 $L_{2k} C_{2k}$ 二階濾波器的EMI濾波電感 $L_{2k}$ 與Boost升壓電路22的功率因數校正電感 $L_{PFC}$ 之間存在一個互感 $M_{14}$ 。結合上述對圖1A至圖4C的描述，就可以理解圖4D所示的實施例。

[0098] 圖5A示例性示出了根據本申請的一個帶有二階EMI差模濾波器和反激式變換器的功率變換裝置的實施例的電路圖。圖5A是圖4A和圖4B的簡化，用於使本申請更容易理解。

[0099] 為了更容易說明本申請，圖5A中的EMI差模濾波器15僅具有一個 $L_{11} C_{11}$ 二階濾波器，並且EMI差模濾波器15的EMI濾波電容 $C_{11}$ 連接在變壓器3的初級線圈 $L_p$ 和EMI差模濾波器15的EMI濾波電感 $L_{11}$ 之間。可以把圖5A中的EMI濾波電容 $C_{11}$ 看作是僅包含一個電容的最小規模的二端口網絡。根據圖1A至圖4D的描述可知，反激式變換器中的儲能磁性元件即變壓器3的初級線圈 $L_p$ 與EMI差模濾波器15的EMI濾波電感 $L_{11}$ 之間的耦合方式應設置成負耦合，即變壓器3的初級線圈 $L_p$ 與EMI差模濾波器15的EMI濾波電感 $L_{11}$ 之間為同名端（如圖5A中五針星點所示）相連。例如變壓器3的初級線圈 $L_p$ 與EMI差模濾波器15的EMI濾波電感 $L_{11}$ 之間的互感感量為 $M_{13}$ 。

[0100] 圖5B示出了將圖5A中反激式變換器21的變壓器3的初級線圈 $L_p$ 與EMI差模濾波器15的EMI濾波電感 $L_{11}$ 之間的互感解耦後的等效電路圖。如圖5B中所示，由於變壓器3的初級線圈 $L_p$ 與EMI差模濾波器15的EMI濾波電感 $L_{11}$ 之間的耦合方式為負耦合，所以EMI差模濾波器15的EMI濾波電感的解耦後的感量等效為 $L_{11}-M_{13}$ ，反激式變換器21的變壓器3的初級線圈 $L_p$ 的解耦後的感量等效為 $L_p-M_{13}$ 。在這裏，兩個磁性元件之間的互感感量通常小於其中任意一個磁性元件感量的3%，因此，上面的算式 $(L_{11}-M_{13})$ 和 $(L_p-M_{13})$ 中的 $M_{13}$ 相對於 $L_{11}$ 和 $L_p$ 的感量可以忽略不計，即不影響 $L_{11}$ 和 $L_p$ 的正常工作。同時，在EMI濾波電容 $C_{11}$ 支路上等效出來一個等效電感 $M_{13}$ ，並且這個等效電感 $M_{13}$ 與 $C_{11}$ 產生串聯諧振，諧振頻率 $f$ 為：

$$[0101] \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{M_{13} \cdot C_{11}}}$$

[0102] 通過調節該諧振頻率 $f$ 的大小，使得該諧振頻率 $f$ 與需要提高EMI差模濾波器15插入損耗的頻率 $f_0$ 的比值接近1，可以為85%~115%（即可以考慮允許誤差 $\pm 15\%$ ），從而使得EMI差模濾波器15在該頻率 $f_0$ 處獲得比傳統EMI差模濾波器更大的插入損耗，從而增強了EMI差模濾波器15的性能和效果。

[0103] 圖7A示例性示出了根據本申請的一個帶有二階EMI差模濾波器和Boost升壓電路的功率變換裝置的實施例的電路圖。圖7A與圖5A的區別僅在於圖7A中的功率變換器用

Boost升壓電路22代替了圖5A中的反激式變換器21。

[0104] 爲了更容易說明本申請，圖7A中的EMI差模濾波器16僅具有一個 $L_{21}C_{21}$ 二階濾波器，並且EMI差模濾波器16的EMI濾波電容 $C_{21}$ 連接在Boost升壓電路22中的儲能磁性元件即功率因數校正電感 $L_{PFC}$ 和EMI差模濾波器16的EMI濾波電感 $L_{21}$ 之間。可以把圖7A中的EMI濾波電容 $C_{21}$ 看作是僅包含一個電容的最小規模的二端口網絡。根據圖1A至圖5B的描述可知，Boost升壓電路22的功率因數校正電感 $L_{PFC}$ 與EMI差模濾波器16的EMI濾波電感 $L_{21}$ 之間的耦合方式應設置爲負耦合，即Boost升壓電路22的功率因數校正電感 $L_{PFC}$ 與EMI差模濾波器16的EMI濾波電感 $L_{21}$ 之間爲同名端（如圖7A中五針星點所示）相連。例如Boost升壓電路22的功率因數校正電感 $L_{PFC}$ 與EMI差模濾波器16的EMI濾波電感 $L_{21}$ 之間的互感感量爲 $M_{14}$ 。

[0105] 圖7B示出了將圖7A中EMI差模濾波器16的濾波電感 $L_{21}$ 與Boost升壓電路的功率因數校正電感 $L_{PFC}$ 之間的互感解耦後的等效電路圖。如圖7B中所示，由於Boost升壓電路22的功率因數校正電感 $L_{PFC}$ 與EMI差模濾波器16的EMI濾波電感 $L_{21}$ 之間的耦合方式爲負耦合，所以EMI差模濾波器16的EMI濾波電感的解耦後的感量等效爲 $L_{21}-M_{14}$ ，Boost升壓電路22的功率因數校正電感的解耦後的感量等效爲 $L_{PFC}-M_{14}$ 。在這裏，兩個磁性元件之間的互感感量通常小於其中任意一個磁性元件感量的3%，因此，上述算式 $(L_{21}-M_{14})$ 和 $(L_{PFC}-M_{14})$ 中的 $M_{14}$ 相對於 $L_{21}$ 和 $L_{PFC}$ 的感量可以忽略不計。同時，在EMI濾波電容 $C_{21}$ 支路上

等效出來一個等效電感 $M_{14}$ ，並且這個等效電感 $M_{14}$ 與 $C_{21}$ 產生串聯諧振，諧振頻率 $f$ 為：

$$[0106] \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{M_{14} \cdot C_{21}}}$$

[0107] 通過調節該諧振頻率 $f$ 的大小，使得該諧振頻率 $f$ 與需要提高EMI差模濾波器16插入損耗的頻率 $f_0$ 的比值接近1，可以為85%~115%（即可以考慮允許誤差±15%），從而使得EMI差模濾波器16在該頻率 $f_0$ 處獲得比傳統EMI濾波器更大的插入損耗，從而增強了EMI差模濾波器16的性能和效果。

[0108] 圖1A、圖4、圖5B和圖7B中所示的在EMI濾波器二端口網絡上等效的串聯諧振的諧振頻率 $f$ 可以歸納為：

$$[0109] \quad f = \frac{B}{2\pi M}$$

[0110] 其中 $B$ 相當於圖3(c)中二端口網絡等效的並聯支路的阻抗 $Z_2$ 的虛部值。 $M$ 相當於功率變換器中的儲能磁性元件與濾波器中的電感元件之間的互感的感量。

[0111] 當 $B$ 的符號為負時，調整功率變換器中的儲能磁性元件和濾波器中的電感元件為負耦合。

[0112] 當 $B$ 的符號為正時，調整功率變換器中的儲能磁性元件和濾波器中的電感元件為正耦合。

[0113] 對於多階的二端口網絡，其至少包括一電容，因此可通

過調節該電容的值調節二端口網絡等效並聯支路的阻抗的虛部值（即B）以實現調節諧振頻率的目的。對於還包含至少一電感的二端口網絡，也可通過調節該電感的值調節二端口網絡的等效並聯支路的阻抗的虛部值（即B）以實現調節諧振頻率的目的。或同時調節至少一電容和電感的值調節二端口網絡的等效並聯支路的阻抗的虛部值（即B）以實現調節諧振頻率的目的。

[0114] 下面以濾波器中的二端口網絡即為一電容支路為例講明調節在二端口網絡上形成的串聯諧振的諧振頻率的調節方式，如上所述其串聯諧振的諧振頻率 $f$ 的表達式為：

$$[0115] \quad f = \frac{B}{2\pi M} = \frac{\frac{1}{2\pi f C}}{2\pi M} = \frac{1}{4\pi^2 f M C} \quad \Rightarrow \quad f = \frac{1}{2\pi \sqrt{M \cdot C}}$$

[0116] 其中 $M$ 相當於功率變換器（如反激式變換器和Boost升壓電路）中的儲能磁性元件與EMI差模濾波器中相應的電感元件即EMI濾波電感之間的互感的感量， $C$ 是該EMI差模濾波器中相應的EMI濾波電容支路（即僅包含一個電容 $C$ 的最小規模的二端口網絡）上的EMI濾波電容的容量。可通過調節 $C$ 或 $M$ 來調節諧振頻率 $f$ ，使得該諧振頻率 $f$ 與需要提高EMI差模濾波器插入損耗的頻率 $f_0$ 的比值為接近1，可以為85%~115%（即可以考慮允許誤差±15%），從而使得EMI差模濾波器在該頻率 $f_0$ 處獲得比傳統EMI濾波器更大的插入損耗，從而增強了EMI差模濾波器的性能和效果。

[0117] 功率變換器（如反激式變換器和Boost升壓電路）中的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈 $L_m$ 與EMI濾波器中的EMI濾波電感 $L$ 之間的互感的感量 $M$ 為：

$$[0118] \quad M = K \sqrt{L \cdot L_m}$$

[0119] 其中 $K$ 為功率變換器（如反激式變換器和Boost升壓電路）中的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈 $L_m$ 與EMI差模濾波器中的EMI濾波電感 $L$ 之間的耦合係數， $L$ 為EMI濾波電感的感量（如前面所聲明的，這裏符號 $L$ 不但代表EMI濾波電感自身，還可以表示該EMI濾波電感的容量的代數符號）， $L_m$ 為功率變換器（如反激式變換器和Boost升壓電路）中的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈的感量。

[0120] 調節 $K$ 、 $L$ 、 $L_m$ 這三個參量中任意一個參量均可以達到調節 $M$ 的目的。

[0121] 對於EMI差模濾波器中的EMI濾波電感和功率變換器（如反激式變換器和Boost升壓電路）中的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈，通過調節它們的線圈匝數和/或者改變它們所使用的導磁材料 $U$ 的磁導率均可調節它們的感量 $L$ 或 $L_m$ 。

[0122] 而耦合係數 $K$ 則會受EMI差模濾波器中的EMI濾波電感和功率變換器（如反激式變換器和Boost升壓電路）中的儲能磁性元件之間相對位置的影響，其中：

$$[0123] \quad K \propto \frac{1}{D^\alpha}$$

[0124] 式中D為EMI差模濾波器中的EMI濾波電感和功率變換器（如反激式變換器和Boost升壓電路）中的儲能磁性元件之間的距離， $\alpha$ 為常數，且 $2 < \alpha < 3$ 。圖8示例性示出了根據本申請的功率變換裝置中的儲能磁性元件與EMI差模濾波器中的電感L之間的互感耦合係數K受距離D的影響的一個實施例。

[0125] 在EMI差模濾波器中的EMI濾波電感L和功率變換器（如反激式變換器和Boost升壓電路）中的儲能磁性元件之間加入導磁材料U或調節所加入的導磁材料U的位置也可改變耦合係數K，圖9A示例性示出了根據本申請的功率變換裝置中的儲能磁性元件與EMI差模濾波器中的電感L之間的互感耦合係數K受二者之間存在的導磁材料U的影響的一個實施例。

[0126] 導磁材料U可以與EMI濾波器中的EMI濾波電感L一體形成，圖9B示例性示出了根據本申請的功率變換裝置中的儲能磁性元件與EMI差模濾波器中的電感L之間存在的導磁材料U可與EMI差模濾波器中的電感L一體形成的一個實施例。

[0127] 導磁材料U可以與功率變換器（如反激式變換器和Boost升壓電路）中的儲能磁性元件一體形成，圖9C示例性示出了根據本申請的功率變換裝置中的儲能磁性元件與EMI差模濾波器中的電感L之間存在的導磁材料U可與功率變換裝置中的儲能磁性元件一體形成的一個實施例。

[0128] 導磁材料U<sub>1</sub>可以與EMI濾波器中的EMI濾波電感L一體形成

，同時，導磁材料 $U_2$ 可以與功率變換器（如反激式變換器和Boost升壓電路）中的儲能磁性元件一體形成，並且導磁材料 $U_1$ 和導磁材料 $U_2$ 可以相同或不同。圖9D示例性示出了根據本申請的功率變換裝置中的儲能磁性元件與EMI差模濾波器中的電感L之間存在的導磁材料 $U_1$ 和 $U_2$ 可分別同時與EMI差模濾波器中的電感L和功率變換裝置中的儲能磁性元件一體形成的一個實施例。

[0129] 圖10示例性示出了根據本申請的一個帶有 $2 \times (n-1) + 1$ 階EMI共模濾波器和功率變換器的功率變換裝置的實施例的電路圖。圖10是對圖1B的一定程度的具體化。

[0130] 圖10中的功率變換裝置包括一個功率變換器23及一EMI共模濾波器30。EMI共模濾波器30連接在輸入與功率變換器23之間，例如可以是一個 $2 \times (n-1) + 1$ 階共模濾波器或 $2 \times n$ 階共模濾波器，其中 $n$ 為任意整數且 $n > 0$ ， $k$ 為整數且 $0 < k \leq n$ 。

[0131] 圖10中的功率變換器23包含有以電感綫圈形式進行能量轉換的儲能磁性元件。功率變換器23可為任何形式的變換器，如交流-直流(AC-DC)、直流-直流(DC-DC)或直流-交流(DC-AC)變換器，隔離變換器或非隔離變換器。

[0132] 圖10中的輸入可為直流輸入，也可為交流輸入。

[0133] 作為本申請的一個實施例，在EMI共模濾波器30與功率變換器23之間可以存在其它連接裝置5，例如任何形式的阻抗網絡等。

[0134] 由於實際工作中的電感不是理想電感，變壓器也不是理

想變壓器，因此實際工作中的電感或變壓器的之間存在不同程度的漏磁和互感現象。結合圖1A-圖9D中對EMI信號的處理方式，本領域普通技術人員完全能夠理解圖10中對以共模信號方式存在的EMI信號的處理方式。例如這個 $2 \times (n-1) + 1$ 階EMI共模濾波器30中的EMI共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器23的儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2之間存在一個互感 $M_{21}$ ，因此，功率變換器23的儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2會影響EMI共模濾波器30。如果這種影響不加以控制，這種影響將可能會干擾EMI共模濾波器30的正常工作或降低EMI共模濾波器30的性能和效果。本申請主動利用這種影響來增強EMI共模濾波器30的性能和效果。

[0135] 為便於描述本申請，也可以將這個EMI共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器23的儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2之間存在的濾波電容和濾波電感網絡等效成一個二端口網絡202。

[0136] 需要注意，圖10中的EMI濾波器為EMI共模濾波器30，功率變換器23包括儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2，儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2形成和提供共模磁路。例如EMI共模濾波器30中的EMI共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2發生磁場耦合。t1、t2、t3、t4、t5、t6、t7、t8表示相應電感或繞圈（即，儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2，以及EMI共模濾波器30中的EMI共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ ）的引線端，如圖

10所示，以下同。

[0137] 通過調節功率變換器23中的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1和LP\_2與EMI共模濾波器30中的EMI共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 之間的耦合方式，使得儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1和LP\_2與EMI共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 形成的互感（即儲能磁性元件與EMI濾波電感的互感 $M_{21}$ ）和二端口網絡202形成串聯諧振，並調節該諧振頻率 $f$ 的大小，使得該諧振頻率 $f$ 與需要提高EMI共模濾波器30插入損耗的頻率 $f_0$ 的比值接近1，實際可以為85%~115%（即可以考慮允許誤差 $\pm 15\%$ ），從而使得EMI共模濾波器30在該頻率 $f_0$ 處獲得比傳統EMI共模濾波器更大的插入損耗，從而增強了EMI共模濾波器30的性能和效果。

[0138] 圖10通過採用 $2 \times (n-1) + 1$ 階共模濾波器的例子來描述了本申請，本領域技術人員完全可以理解採用 $2 \times n$ 階共模濾波器的情況。

[0139] 根據圖10的實施例的改善濾波器性能的方法及功率變換裝置，能夠降低功率變換器中儲能磁性元件對EMI共模濾波器造成的干擾，增強了EMI共模濾波器的性能和效果，進一步提高了EMI共模濾波器對共模電磁干擾的插入損耗，從而避免了爲了提高特定頻率插入損耗而使EMI共模濾波器體積和成本增加。

[0140] 圖11A示例性示出了圖10中EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器的儲能磁性元件的電感或

變壓器 綫 圈LP\_1和LP\_2之間 產 生負耦合的一個實施例。如圖11A所示，耦合磁芯采用EI型磁芯，即，由一個E型磁芯和I型磁芯組合而成。功率變換器23中的儲能磁性元件的電感或變壓器 綫 圈LP\_1和LP\_2分別繞在E型磁芯的邊柱上，此兩個繞組在E型磁芯的中柱上形成和提供共模磁路。EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 的繞組繞在E型磁芯的中柱上，以便與功率變換器23中的儲能磁性元件的電感或變壓器綫圈LP\_1和LP\_2發生磁場耦合而形成耦合互感 $M_{21}$ 。結合圖10中所示的電感或綫圈的引綫端t1、t2、t3、t4、t5、t6、t7、t8的指示，可以理解，圖11A所示的EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器綫圈LP\_1和LP\_2之間被設置成負耦合。結合上述對圖1A至圖10的描述，當連接在功率變換器23中的儲能磁性元件的電感或變壓器綫圈LP\_1和LP\_2與EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 之間的二端口網絡202的等效並聯支路呈現容性時，這個耦合互感 $M_{21}$ 與二端口網絡202能夠形成串聯諧振。

[0141] 類似差模濾波器，共模濾波器二端口網絡上等效的串聯諧振的諧振頻率 $f$ 可以歸納為：

[0142] 
$$f = \frac{B}{2\pi M}$$

[0143] 其中 $B$ 相當於圖3(c)中二端口網絡等效的並聯支路的阻抗 $Z_2$ 的虛部值。 $M$ 相當於功率變換器中的儲能磁性元件與濾波器中的電感元件之間的互感的感量。

- [0144] 當B的符號為負時，調整功率變換器中的儲能磁性元件和濾波器中的電感元件為負耦合。
- [0145] 當B的符號為正時，調整功率變換器中的儲能磁性元件和濾波器中的電感元件為正耦合。
- [0146] 對於多階的二端口網絡，其至少包括一電容，因此可通過調節該電容的值調節二端口網絡等效並聯支路的阻抗的虛部值（即B）以實現調節諧振頻率的目的。對於還包含至少一電感的二端口網絡，也可通過調節該電感的值調節二端口網絡的等效並聯支路的阻抗的虛部值（即B）以實現調節諧振頻率的目的。或同時調節至少一電容和電感的值調節二端口網絡的等效並聯支路的阻抗的虛部值（即B）以實現調節諧振頻率的目的。亦可通過調節功率變換器中的儲能磁性元件和/或共模濾波中相應的共模濾波電感的線圈匝數來調節它們的感量以實現調節諧振頻率的目的。
- [0147] 對於共模濾波器，可以通過調節EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 的繞線方式來調節耦合方式。EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 的繞組可全部繞在E型磁芯的中柱上，也可部分繞在E型磁芯的中柱上。可通過調節EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 繞在E型磁芯的中柱上的匝數來調節耦合互感量 $M_{21}$ ，也可通過調節E型磁芯的中柱和I型磁芯間的氣隙（即，調節E型磁芯的中柱上的共模磁通量）來調節耦合互感量 $M_{21}$ 。

[0148] 圖11B示例性示出了圖10中EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1和LP\_2之間產生正耦合的一個實施例。圖11B與圖11A的差別僅在於將EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 的繞組繞在E型磁芯的中柱上的線圈的繞向安排成與圖11A相反的方向。結合圖10中所示的電感或線圈的引線端t1、t2、t3、t4、t5、t6、t7、t8的指示，可以理解，圖11B所示的EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1和LP\_2之間能夠產生正耦合，用於當圖10中的二端口網絡202呈感性時的情況。

[0149] 圖12A示例性示出了圖10中EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1和LP\_2之間產生正耦合的又一個實施例。圖12B示例性示出了圖10中EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1和LP\_2之間產生負耦合的又一個實施例。圖12A和圖12B描述了當耦合磁芯為圓形磁芯的情況。

[0150] 圖12A和圖12B中的功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1和LP\_2繞在兩個圓形磁芯上，是用於將差模濾波和共模濾波這兩個任務整合在一起。

[0151] 結合圖10中所示的電感或線圈的引線端t1、t2、t3、t4、t5、t6、t7、t8的指示，可以理解，圖12A和圖12B中的功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1

和LP\_2能夠在大圓形磁芯中形成差模磁路，用於對差模信號進行濾波；圖12A和圖12B中的功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2能夠在小圓形磁芯中形成和提供共模磁路，用於對共模信號進行濾波。

[0152] 圖12A和圖12B中的EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 繞在小圓形磁芯上，以便與功率變換器23中的儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2發生電感耦合而形成耦合電感。結合圖10中所示的電感或繞圈的引線端t1、t2、t3、t4、t5、t6、t7、t8的指示，可以理解，圖12A所示的EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 能夠與功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2之間能夠產生正耦合。圖12B所示的EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 能夠與功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2之間能夠產生負耦合。結合上述對圖1A至圖11B的描述，就可以理解，耦合電感與連接在功率變換器23中的儲能磁性元件的電感或變壓器繞圈LP\_1和LP\_2與EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 之間的二端口網絡202能夠適當地形成串聯諧振。

[0153] 可以通過調節EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 的繞線方式來調節耦合方式。EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 的繞組可全部繞在小圓形磁芯上、也可部分繞在小圓形磁芯上。可通過調節EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 繞在小圓形磁芯上的

匝數來調節耦合互感量。

[0154] 請注意，圖12A和圖12B中的大磁芯和小磁芯只是用於區別這兩個磁芯，二者的實際容量或體積大小或導磁能力可以根據實際需要來決定。

[0155] 根據本申請的改善濾波器性能的方法及功率變換裝置，能夠降低功率變換器中儲能磁性元件對EMI濾波器造成的干擾，增強了EMI濾波器的性能和效果，進一步提高了EMI濾波器對電磁干擾的插入損耗，從而避免爲了提高特定頻率插入損耗而使EMI濾波器體積和成本增加。

[0156] 雖然已參照典型實施例描述了本申請，但應當理解，所用的術語是說明和示例性、而非限制性的術語。由於本申請能夠以多種形式具體實施，所以應當理解，上述實施例不限於任何前述的細節，而應在隨附申請專利範圍所限定的範圍內廣泛地解釋，因此落入申請專利範圍或其等同範圍內的全部變化和改型都應爲隨附申請專利範圍所涵蓋。

#### 【圖式簡單說明】

[0157] 圖1A示例性示出了根據本申請的一個帶有EMI差模濾波器和功率變換器的功率變換裝置的實施例的電路圖。

[0158] 圖1B示例性示出了根據本申請的一個帶有EMI共模濾波器和功率變換器的功率變換裝置的實施例的電路圖。

[0159] 圖2A示例性示出了一個三角型結構的二端口網絡等效成一個星型結構的二端口網絡的原理圖。

[0160] 圖2B示例性示出了由多個三角型結構組合的二端口網絡

等效成一個星型結構的二端口網絡的原理圖。

[0161] 圖3示例性示出了兩個電感之間存由多個三角型結構組合的二端口網絡時的等效星型結構的原理圖。

[0162] 圖4A示例性示出了根據本申請的一個帶有 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器和反激式變換器(Flyback)的功率變換裝置的實施例的電路圖。

[0163] 圖4B示例性示出了根據本申請的一個帶有 $2 \times (n-1) + 1$ 階EMI差模濾波器和反激式變換器的功率變換裝置的實施例的電路圖。

[0164] 圖4C示例性示出了根據本申請的一個帶有 $2 \times m$ 階EMI差模濾波器和Boost升壓電路(一種開關式功率變換電路)的功率變換裝置的實施例的電路圖。

[0165] 圖4D示例性示出了根據本申請的一個帶有 $2 \times (n-1) + 1$ 階EMI差模濾波器和Boost升壓電路的功率變換裝置的實施例的電路圖。

[0166] 圖5A示例性示出了根據本申請的一個帶有二階EMI差模濾波器和反激式變換器的功率變換裝置的實施例的電路圖。

[0167] 圖5B示出了將圖5A中反激式變換器21的變壓器3的初級繞圈 $L_p$ 與EMI差模濾波器15的EMI濾波電感 $L_{11}$ 之間的互感解耦後的等效電路圖。

[0168] 圖6示例性示出了CISPR22 Class A(國際無線電干擾特別委員會A類測試)標準綫和根據本申請的一個實施例

中的原始噪聲的曲綫圖。

[0169] 圖7A示例性示出了根據本申請的一個帶有二階EMI差模濾波器和Boost升壓電路的功率變換裝置的實施例的電路圖。

[0170] 圖7B示出了將圖7A中EMI差模濾波器16的濾波電感 $L_{21}$ 與Boost升壓電路的功率因數校正電感 $L_{PFC}$ 之間的互感解耦後的等效電路圖。

[0171] 圖8示例性示出了根據本申請的功率變換裝置中的儲能磁性元件與EMI差模濾波器中的電感L之間的互感耦合係數K受距離D的影響的一個實施例。

[0172] 圖9A示例性示出了根據本申請的功率變換裝置中的儲能磁性元件與EMI差模濾波器中的電感L之間的互感耦合係數K受二者之間存在的導磁材料U的影響的一個實施例。

[0173] 圖9B示例性示出了根據本申請的功率變換裝置中的儲能磁性元件與EMI差模濾波器中的電感L之間存在的導磁材料U可與EMI差模濾波器中的電感L一體形成的一個實施例。

[0174] 圖9C示例性示出了根據本申請的功率變換裝置中的儲能磁性元件與EMI差模濾波器中的電感L之間存在的導磁材料U可與功率變換裝置中的儲能磁性元件一體形成的一個實施例。

[0175] 圖9D示例性示出了根據本申請的功率變換裝置中的儲能磁性元件與EMI差模濾波器中的電感L之間存在的導磁材

料U1和U2可分別同時與EMI差模濾波器中的電感L和功率變換裝置中的儲能磁性元件一體形成的一個實施例。

[0176] 圖10示例性示出了根據本申請的一個帶有 $2 \times (n-1) + 1$ 階EMI共模濾波器和功率變換器的功率變換裝置的實施例的電路圖。

[0177] 圖11A示例性示出了圖10中EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1和LP\_2之間產生負耦合的一個實施例。

[0178] 圖11B示例性示出了圖10中EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1和LP\_2之間產生正耦合的一個實施例。

[0179] 圖12A示例性示出了圖10中EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1和LP\_2之間產生正耦合的又一個實施例。

[0180] 圖12B示例性示出了圖10中EMI共模濾波器30的共模濾波電感 $L_{1k_1}$ 和 $L_{1k_2}$ 與功率變換器的儲能磁性元件的電感或變壓器線圈LP\_1和LP\_2之間產生負耦合的又一個實施例。

#### 【主要元件符號說明】

[0181] 2、23：功率變換器

[0182] 3：變壓器

[0183] 4、5：連接裝置

- [0184] 10、11、12、13、14、15、16：差模濾波器
- [0185] 20、30：共模濾波器
- [0186] 101、102、103、201、202：二端口網絡
- [0187] 21：反激式變換器
- [0188] 22：Boost升壓電路
- [0189]  $C_{11}$ 、 $C_{1k}$ 、 $C_{1m}$ 、 $C_{1n}$ 、 $C_{1,n-1}$ 、 $C_{1,n-1}$ 、 $C_{1,n-2}$ 、  
 $C_{1,n-1-1}$ 、 $C_{1,n-1-2}$ 、 $C_{1,k-1}$ 、 $C_{1,k-2}$ 、 $C_{1,1-1}$ 、 $C_{1,1-2}$ 、  
 $C_{2m}$ 、 $C_{2k}$ 、 $C_{21}$ 、 $C_{2,n-1}$ 、 $C_{2n}$ ：電容
- [0190]  $C_S$ ：濾波電容
- [0191]  $D$ ：距離
- [0192]  $D_1$ ：整流二極體
- [0193]  $L$ 、 $L_{11}$ 、 $L_{1k}$ 、 $L_{1k-1}$ 、 $L_{1k-2}$ 、 $L_{1m}$ 、 $L_{1k-1}$ 、 $L_{1k-2}$ 、  
 $L_{1,n-1}$ 、 $L_{11-1}$ 、 $L_{11-2}$ 、 $L_{1,n-1-1}$ 、 $L_{1,n-1-2}$ 、 $L_{2m}$ 、 $L_{2k}$ 、  
 $L_{21}$ 、 $L_{2,n-1}$ ：電感
- [0194]  $L_p$ ：初級線圈
- [0195]  $LP_1$ 、 $LP_2$ ：線圈
- [0196]  $L_{PFC}$ ：功率因數校正電感
- [0197]  $L_S$ ：次級線圈
- [0198]  $M$ 、 $M_1$ 、 $M_2$ 、 $M_{11}$ 、 $M_{12}$ 、 $M_{13}$ 、 $M_{14}$ 、 $M_{21}$ ：互感
- [0199]  $S$ ：開關元件

[0200]  $t_1 \sim t_8$  : 引線端

[0201]  $U, U_1, U_2$  : 導磁材料

[0202]  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_{12}, Z_{23}, Z_{31}$  : 複阻抗

## 七、申請專利範圍：

- 1 . 一種功率變換裝置，包括：  
功率變換器，該功率變換器包括儲能磁性元件；及  
濾波器，該濾波器包括電感元件和二端口網絡，該二端口網絡連接在該儲能磁性元件與該電感元件之間，其中  
該儲能磁性元件與該電感元件之間發生耦合形成的互感與該二端口網絡形成串聯諧振，該串聯諧振的諧振頻率為該濾波器的需要提高插入損耗的頻率的85%~115%。
- 2 . 根據申請專利範圍第1項所述之功率變換裝置，其中  
該二端口網絡的等效並聯支路呈容性，調節該儲能磁性元件與該電感元件之間為負耦合。
- 3 . 根據申請專利範圍第1項所述之功率變換裝置，其中  
該二端口網絡的等效並聯支路呈感性，調節該儲能磁性元件與該電感元件之間為正耦合。
- 4 . 根據申請專利範圍第1項所述之功率變換裝置，其中  
該二端口網絡至少包含一電容，並且調節該電容來調節該串聯諧振的諧振頻率。
- 5 . 根據申請專利範圍第1項所述之功率變換裝置，其中  
調節該互感來調節該串聯諧振的諧振頻率。
- 6 . 根據申請專利範圍第1項所述之功率變換裝置，其中  
調節該電感元件和/或該儲能磁性元件的值來調節該互感。
- 7 . 根據申請專利範圍第1項所述之功率變換裝置，其中  
調節該電感元件與該儲能磁性元件之間的耦合係數來調節該互感。

- 8 . 根據申請專利範圍第7項所述之功率變換裝置，其中  
該濾波器為差模濾波器，調節該電感元件與該儲能磁性元件之間的相對位置，來調節該耦合係數。
- 9 . 根據申請專利範圍第7項所述之功率變換裝置，其中  
該濾波器為差模濾波器，在該電感元件與該儲能磁性元件之間設置導磁材料，來調節該耦合係數。
- 10 . 根據申請專利範圍第7項所述之功率變換裝置，其中  
該濾波器為差模濾波器，在該電感元件上設置與該電感元件一體形成的導磁材料，來調節該耦合係數。
- 11 . 根據申請專利範圍第7項所述之功率變換裝置，其中  
該濾波器為差模濾波器，在該儲能磁性元件上設置與該儲能磁性元件一體形成的導磁材料，來調節該耦合係數。
- 12 . 根據申請專利範圍第1項所述之功率變換裝置，其中  
該濾波器為共模濾波器，該儲能磁性元件提供共模磁路。
- 13 . 根據申請專利範圍第1項所述之功率變換裝置，其中  
該濾波器的需要提高插入損耗的頻率點的頻率為該功率變換器的開關頻率的整數倍。
- 14 . 根據申請專利範圍第1項所述之功率變換裝置，其中  
該儲能磁性元件為電感元件或變壓器。
- 15 . 根據申請專利範圍第1項所述之功率變換裝置，其中  
該二端口網絡為一電容。
- 16 . 一種改善濾波器性能的方法，包括：  
提供一儲能磁性元件，該儲能磁性元件設置於一功率變換器中；

提供一濾波器，該濾波器包括一電感元件及一二端口網絡，該二端口網絡連接在該儲能磁性元件與該電感元件之間；

確定需要提高濾波器插入損耗的頻率；及

調節該儲能磁性元件與該電感元件之間的耦合方式，使得該儲能磁性元件與該電感元件形成的互感與該二端口網絡形成串聯諧振，其中調節該串聯諧振的諧振頻率為該濾波器的需要提高插入損耗的頻率的85%~115%。

- 17 . 根據申請專利範圍第16項所述之改善濾波器性能的方法，其中

當該二端口網絡的等效並聯支路呈容性時，調節該儲能磁性元件與該電感元件之間為負耦合，當該二端口網絡的等效並聯支路呈感性時，調節該儲能磁性元件與該電感元件之間為正耦合。

- 18 . 根據申請專利範圍第16項所述之改善濾波器性能的方法，其中

調節該二端口網絡中的至少一電容來調節該諧振頻率。

- 19 . 根據申請專利範圍第16項所述之改善濾波器性能的方法，其中

調節該互感來調節該諧振頻率。

- 20 . 根據申請專利範圍第16項所述之改善濾波器性能的方法，其中

調節該電感元件和/或該儲能磁性元件的值來調節該互感。

- 21 . 根據申請專利範圍第16項所述之改善濾波器性能的方法，

其中

調節該電感元件與該儲能磁性元件之間的耦合係數來調節該互感。

22 . 根據申請專利範圍第16項所述之改善濾波器性能的方法，

其中

該濾波器為共模濾波器，該儲能磁性元件提供共模磁路。

23 . 根據申請專利範圍第16項所述之改善濾波器性能的方法，

其中

該濾波器的需要提高插入損耗的頻率點的頻率為該功率變換器的開關頻率的整數倍。

24 . 根據申請專利範圍第16項所述之改善濾波器性能的方法，

其中

該儲能磁性元件為電感元件或變壓器。

25 . 根據申請專利範圍第16項所述之改善濾波器性能的方法，

其中

該二端口網絡為一電容。

八、圖式：

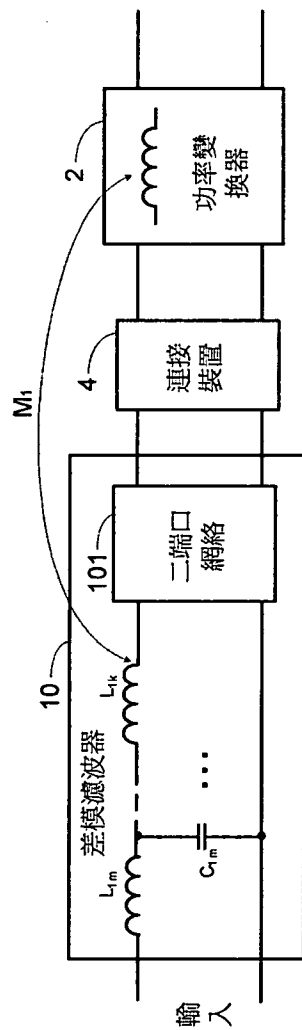


圖 1A

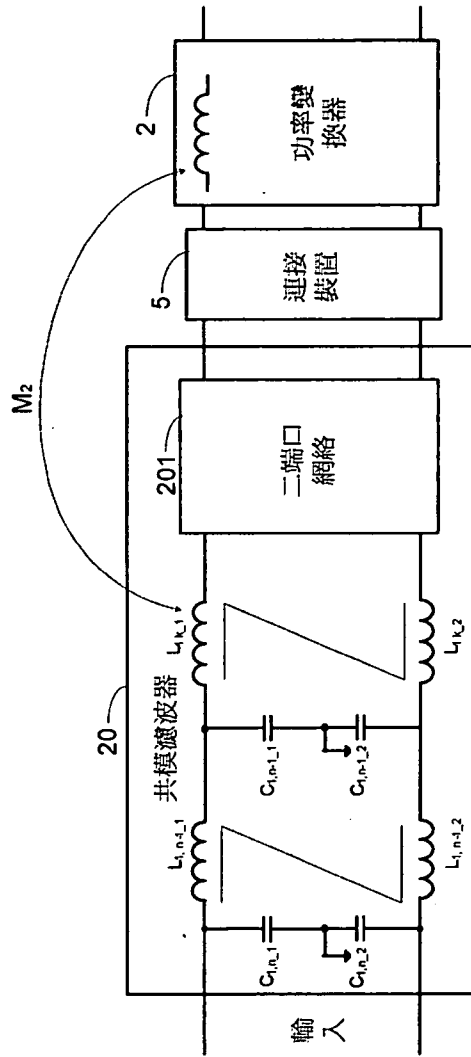


圖 1B

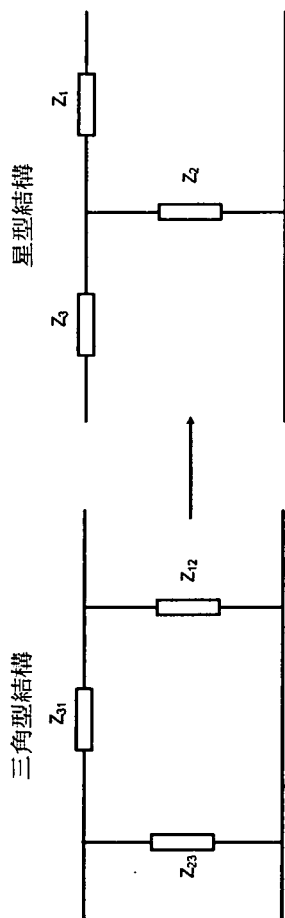


圖 2A

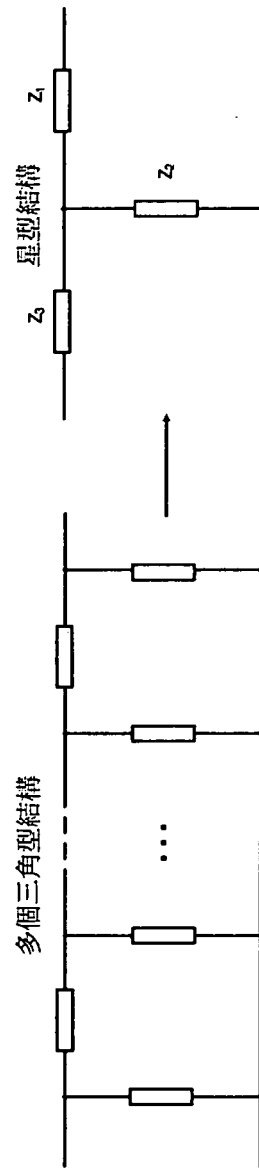


圖 2B

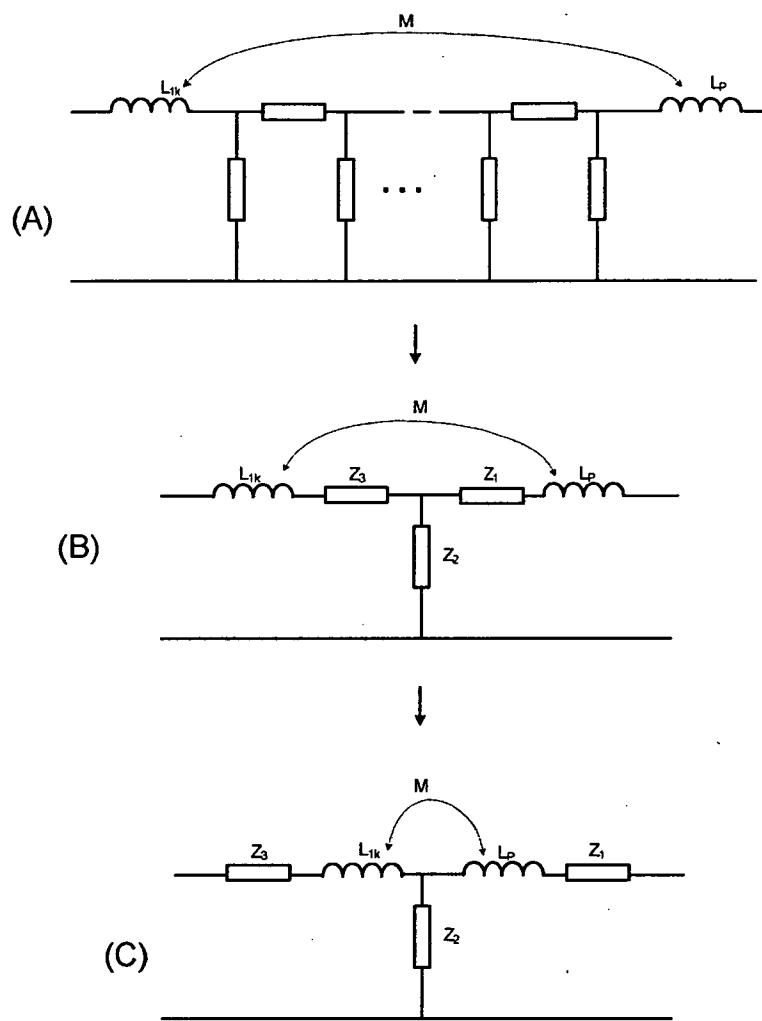


圖 3

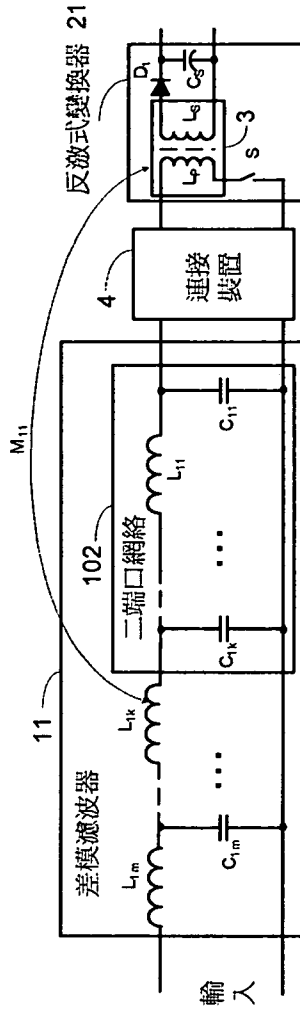


圖 4A

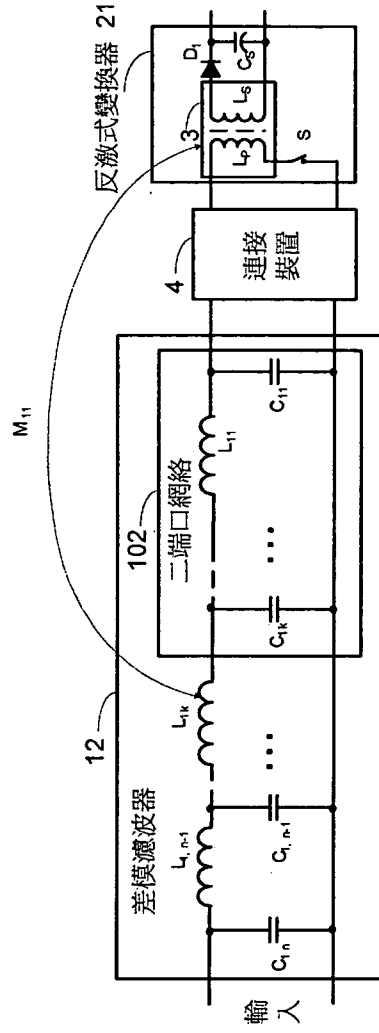


圖 4B

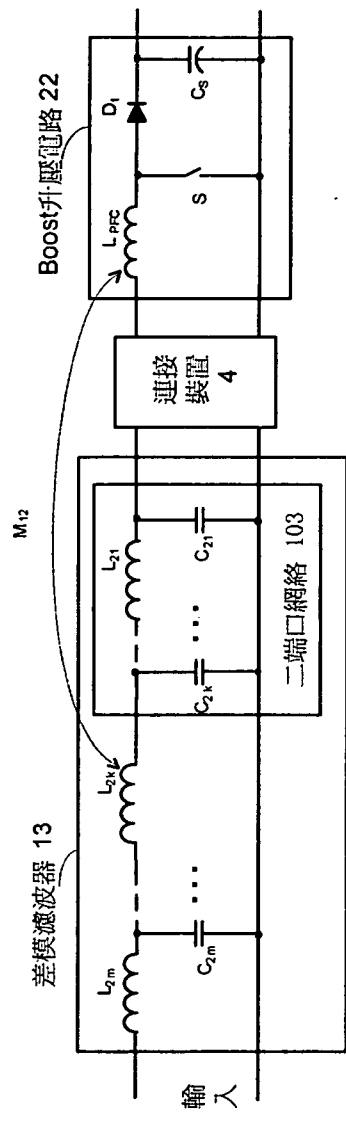


圖 4C

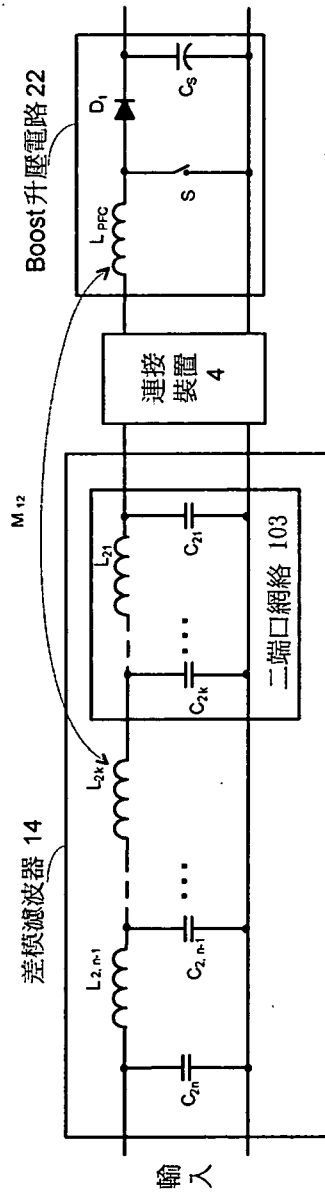


圖 4D

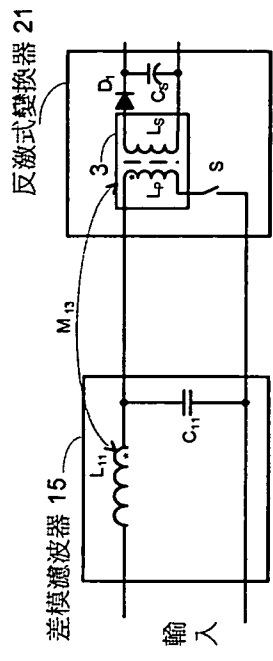


圖 5A

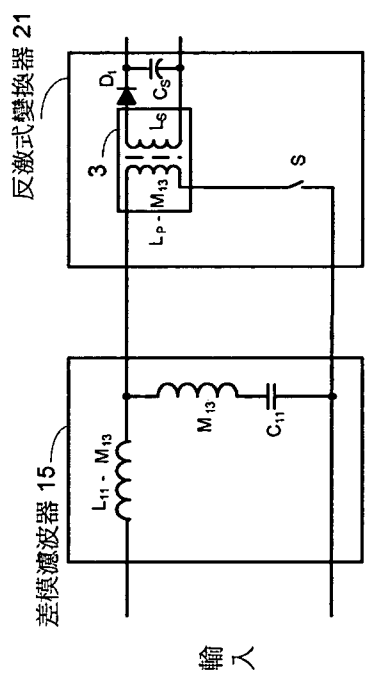


圖 5B

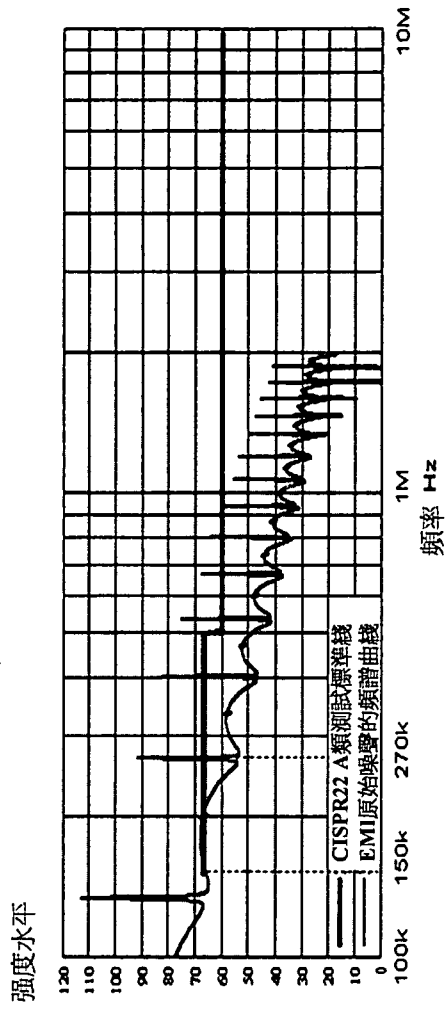


圖 6

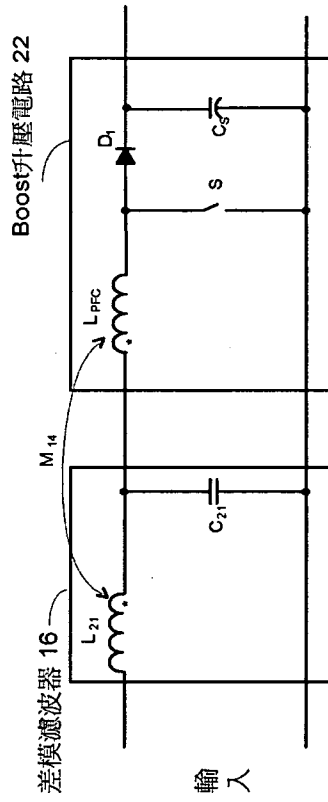


圖 7A

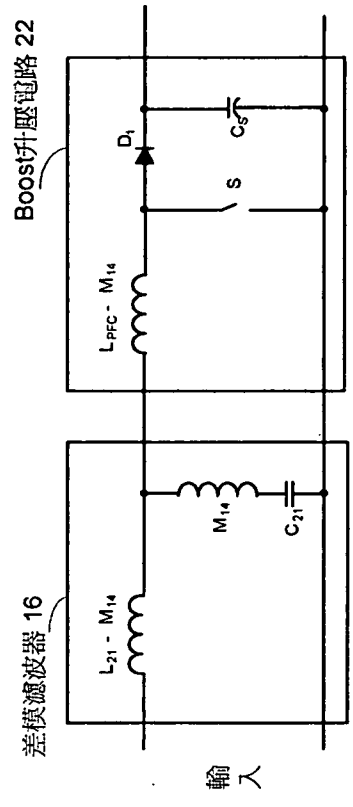


圖 7B

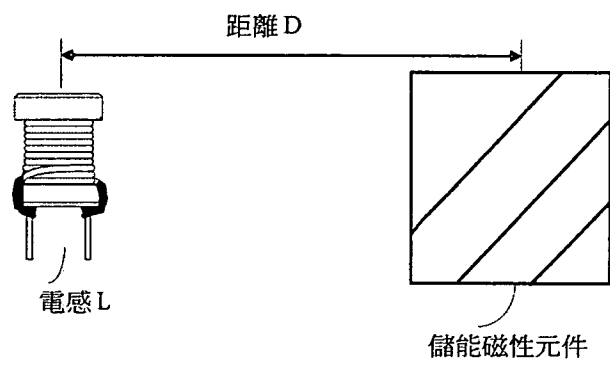


圖 8

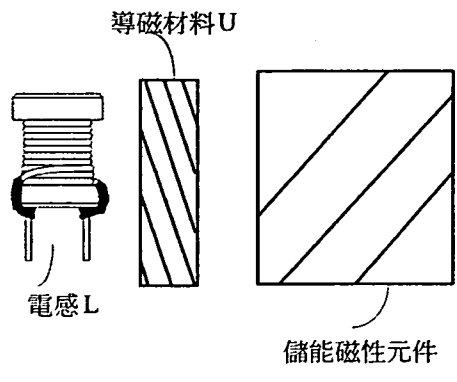


圖 9A

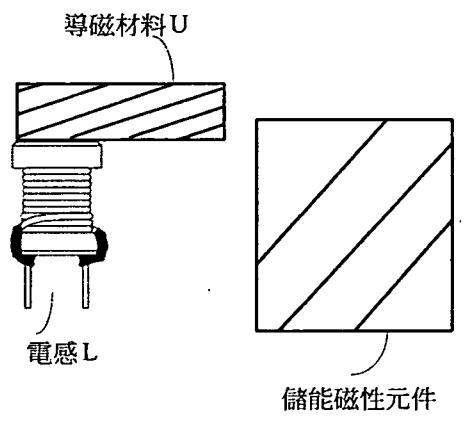


圖 9B

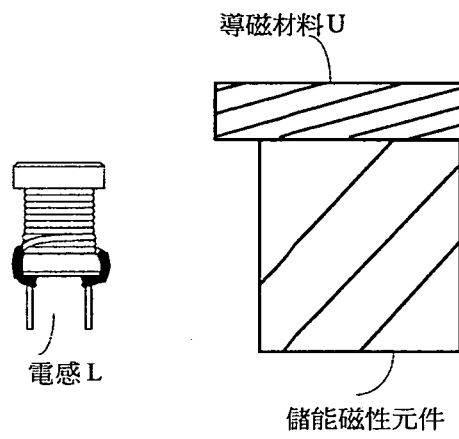


圖 9C

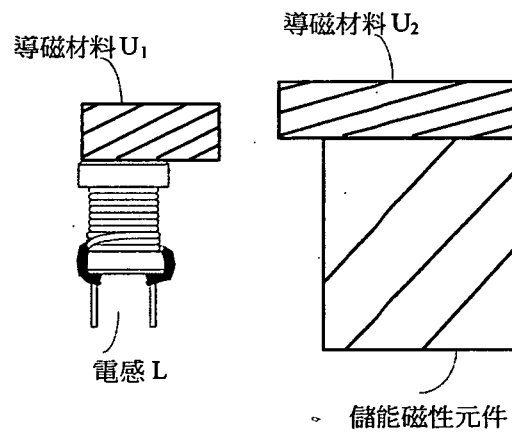


圖 9D

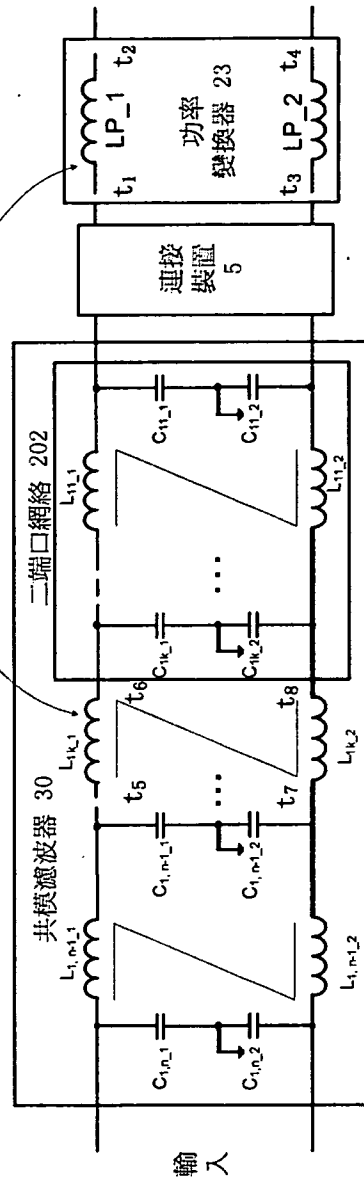
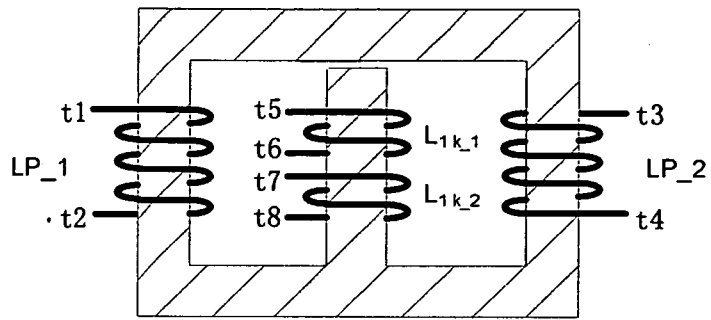
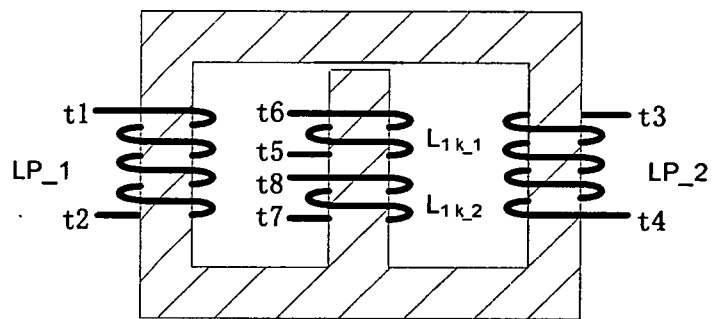


圖 10



負耦合

圖 11A



正耦合

圖 11B

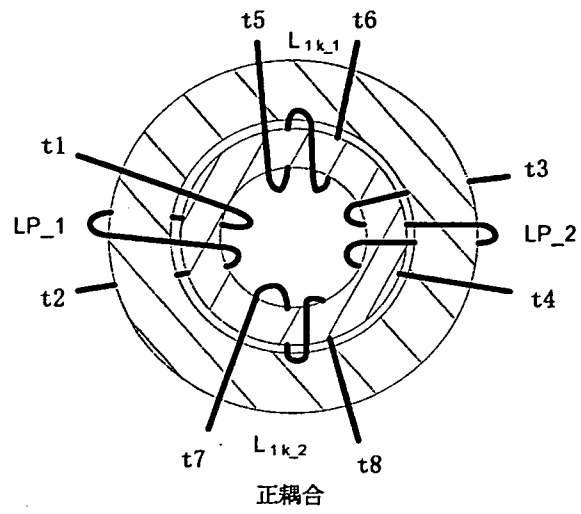


圖 12A

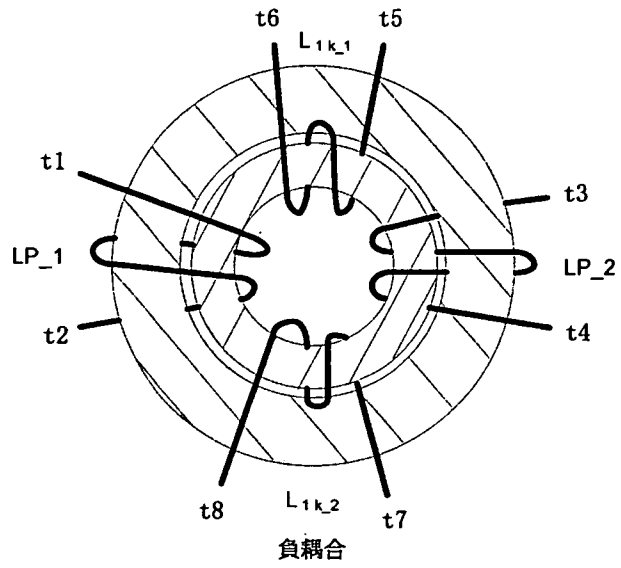


圖 12B