



(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 I506946 B

(45)公告日：中華民國 104 (2015) 年 11 月 01 日

(21)申請案號：103109103

(22)申請日：中華民國 103 (2014) 年 03 月 13 日

(51)Int. Cl. : H02P9/04 (2006.01)

(71)申請人：國立清華大學(中華民國) NATIONAL TSING HUA UNIVERSITY (TW)
新竹市光復路 2 段 101 號

(72)發明人：謝秉璇 HSIEH, PING HSUAN (TW)

(74)代理人：高玉駿；楊祺雄

(56)參考文獻：

TW 200742227A

CN 1633009A

CN 101783525A

CN 201533174U

審查人員：趙彥鑫

申請專利範圍項數：20 項 圖式數：11 共 40 頁

(54)名稱

能量回收裝置

ENERGY HARVESTING DEVICE

(57)摘要

一種能量回收裝置，用於從一能量來源回收能量。該能量回收裝置包含串聯的一電感與一控制開關，及一控制模組。串聯的該電感與該控制開關適用於並聯或串聯於該能量來源。該控制模組耦接到該控制開關，且控制該控制開關在導通與不導通之間的切換，使得該控制開關在每個從一起始時點開始的切換週期中從一轉變時點開始導通一段預設時間，且該轉變時點與該起始時點之間的時間差是可變的。

An energy harvesting device harvests energy from an energy source, and includes an inductor and a control switch coupled in series, and a control module. The series connection of the inductor and the control switch is adapted to be coupled to the energy source in parallel or in series. The control module is coupled to the control switch, and controls operation of the control switch between ON and OFF states, such that the control switch starts to operate in the ON state for a predetermined time period from a transition time point during each switching cycle starting from a start time point, and a time difference between the transition time point and the start time point is variable.

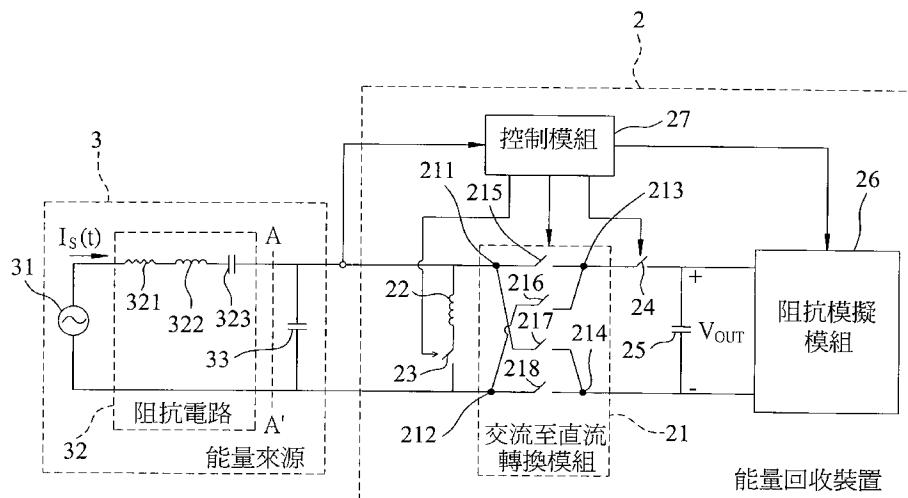


圖3

- 2 . . . 能量回收裝置
- 21 . . . 交流至直流轉換模組
- 211、212 . . . 第一與第二輸入端
- 213、214 . . . 第一與第二輸出端
- 215~218 . . . 第一至第四轉換開關
- 22 . . . 電感
- 23 . . . 第一控制開關
- 24 . . . 第二控制開關
- 25 . . . 濾波電容
- 26 . . . 阻抗模擬模組
- 27 . . . 控制模組
- 3 . . . 能量來源
- 31 . . . 交流供應器
- 32 . . . 阻抗電路
- 321 . . . 來源電阻
- 322 . . . 來源電感
- 323 . . . 來源電容
- 33 . . . 箔制電容

發明摘要

※ 申請案號：103109103

※ 申請日：103. 3. 13

※IPC 分類：

H02P 9/04 (2006.01.)

【發明名稱】 能量回收裝置

Energy Harvesting Device

【中文】

一種能量回收裝置，用於從一能量來源回收能量。該能量回收裝置包含串聯的一電感與一控制開關，及一控制模組。串聯的該電感與該控制開關適用於並聯或串聯於該能量來源。該控制模組耦接到該控制開關，且控制該控制開關在導通與不導通之間的切換，使得該控制開關在每個從一起始時點開始的切換週期中從一轉變時點開始導通一段預設時間，且該轉變時點與該起始時點之間的時間差是可變的。

【英文】

An energy harvesting device harvests energy from an energy source, and includes an inductor and a control switch coupled in series, and a control module. The series connection of the inductor and the control switch is adapted to be coupled to the energy source in parallel or in series. The control module is coupled to the control switch, and controls operation of the control switch between ON and OFF states, such that the control switch starts to operate in

I506946
1

the ON state for a predetermined time period from a transition time point during each switching cycle starting from a start time point, and a time difference between the transition time point and the start time point is variable.

【代表圖】

【本案指定代表圖】：圖（ 3 ）。

【本代表圖之元件符號簡單說明】：

2 能量回收裝置	26 阻抗模擬模組
21 交流至直流轉換模組	27 控制模組
211、212 第一與第二輸入端	3 能量來源
213、214 第一與第二輸出端	31 交流供應器
215~218 第一至第四轉換開關	32 阻抗電路
22 電感	321 來源電阻
23 第一控制開關	322 來源電感
24 第二控制開關	323 來源電容
25 濾波電容	33 箔制電容

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

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】 能量回收裝置

Energy Harvesting Device

【技術領域】

【0001】 本發明是有關於一種能量回收裝置，特別是指一種使用電感同步切換回收（Synchronized Switch Harvesting on an Inductor，SSHI）技術的能量回收裝置。

【先前技術】

【0002】 I. C. Lien 等人於 *Smart Materials and Structures*, vol. 19, no. 12, pp. 125009, 2010 所發表的「Revisit of series-SSHI with comparisons to other interfacing circuits in piezoelectric energy harvesting」揭露了兩種習知能量回收裝置 11、11'。

【0003】 參閱圖 1，第一種習知能量回收裝置 11 耦接在一壓電振動裝置 12 與一負載 13 之間。壓電振動裝置 12 受外力作用在一操作頻率振動，且將振動轉換成一交流電壓。第一種習知能量回收裝置 11 將來自壓電振動裝置 12 的交流電壓轉換成一直流電壓，且輸出直流電壓到負載 13。第一種習知能量回收裝置 11 使用並列式電感同步切換回收 (parallel-SSHI) 技術，其中，串聯的一開關 111 及一電感 112 並聯於壓電振動裝置 12，且開關 111 在每次壓電振動裝置 12 的振動位移到達其極值時導通一段預設時間（即該

段預設時間的中心時點與振動位移的相對應極值之間的相位差總是爲零)，使得第一種習知能量回收裝置 11 從壓電振動裝置 12 摷取到的能量在操作頻率等於壓電振動裝置 11 的短路共振頻率時能到達其最大值。然而，第一種習知能量回收裝置 11 從壓電振動裝置 12 摷取到的能量會隨著操作頻率偏離短路共振頻率而快速地減少。

【0004】參閱圖 2，第二種習知能量回收裝置 11' 與第一種習知能量回收裝置 11 相似，不同之處在於第二種習知能量回收裝置 11' 使用串列式電感同步切換回收(Series-SSH)技術，其中，串聯的開關 111 及電感 112 串聯於壓電振動裝置 12，且開關 111 在每次壓電振動裝置 12 的振動位移到達其極值時導通一段預設時間(即該段預設時間的中心時點與振動位移的相對應極值之間的相位差總是爲零)，使得第二種習知能量回收裝置 11' 從壓電振動裝置 12 摷取到的能量在操作頻率等於壓電振動裝置 12 的開路共振頻率時能到達其最大值。然而，第二種習知能量回收裝置 11' 從壓電振動裝置 12 摷取到的能量會隨著操作頻率偏離開路共振頻率而快速地減少。

【發明內容】

【0005】因此，本發明之目的即在提供一種可以改善先前技術缺點的能量回收裝置。

【0006】根據本發明的一層面，一種能量回收裝置用於從一能量來源回收能量。該能量回收裝置包含串聯的一電感與一控制開關，及一控制模組。串聯的該電感與該控制

開關適用於並聯或串聯於該能量來源。該控制模組耦接到該控制開關，且控制該控制開關在導通與不導通之間的切換，使得該控制開關在每個從一起始時點開始的切換週期中從一轉變時點開始導通一段預設時間，且該轉變時點與該起始時點之間的時間差是可變的。

【0007】根據本發明的另一層面，一種能量回收裝置用於從一能量來源回收能量。該能量來源輸出一交流電壓。該能量回收裝置包含一交流至直流轉換模組、一電感、一控制開關、一濾波電容及一控制模組。該交流至直流轉換模組包括二適用於耦接到該能量來源以接收該交流電壓的輸入端，及二輸出端。該交流至直流轉換模組將該交流電壓轉換成一直流電壓，且從該等輸出端輸出該直流電壓。該電感與該控制開關在該交流至直流轉換模組的該等輸入端之間串聯。該濾波電容耦接在該交流至直流轉換模組的該等輸出端之間。該控制模組耦接到該控制開關，且控制該控制開關在導通與不導通之間的切換，使得該控制開關在每個從一起始時點開始的切換週期中從一轉變時點開始導通一段預設時間，且該轉變時點與該起始時點之間的時間差是可變的。

【0008】根據本發明的又一層面，一種能量回收裝置用於從一能量來源回收能量。該能量來源輸出一交流電壓。該能量回收裝置包含一交流至直流轉換模組、一電感、一控制開關、一濾波電容及一控制模組。該交流至直流轉換模組包括二適用於耦接到該能量來源以接收該交流電壓的

輸入端，及二輸出端。該交流至直流轉換模組將該交流電壓轉換成一直流電壓，且從該等輸出端輸出該直流電壓。該電感、該控制開關與該濾波電容在該交流至直流轉換模組的該等輸出端之間串聯。該控制模組耦接到該控制開關，且控制該控制開關在導通與不導通之間的切換，使得該控制開關在每個從一起始時點開始的切換週期中從一轉變時點開始導通一段第一預設時間，且該轉換時點與該起始時點之間的時間差是可變的。

【圖式簡單說明】

【0009】 本發明之其他的特徵及功效，將於參照圖式的實施方式中清楚地呈現，其中：

圖 1 是一示意電路圖，說明第一種習知能量回收裝置；

圖 2 是一示意電路圖，說明第二種習知能量回收裝置；

圖 3 是一示意電路圖，說明本發明能量回收裝置的第一與第二較佳實施例；

圖 4 是一時序圖，說明一能量來源的一來源電流及能量回收裝置的一第一控制開關的狀態在能量來源的操作頻率小於能量來源的共振頻率時的情況；

圖 5 是一時序圖，說明能量來源的來源電流及能量回收裝置的第一控制開關的狀態在能量來源的操作頻率等於能量來源的共振頻率時的情況；

圖 6 是一時序圖，說明能量來源的來源電流及能量回

收裝置的第一控制開關的狀態在能量來源的操作頻率大於能量來源的共振頻率時的情況；

圖 7 是一模擬圖，說明在不同條件下能量來源的操作頻率與輸出功率之間的關係；

圖 8 是一示意電路圖，說明本發明能量回收裝置的第三較佳實施例；

圖 9 是一示意電路圖，說明本發明能量回收裝置的第四與第五較佳實施例；

圖 10 是一示意電路圖，說明本發明能量回收裝置的第四較佳實施例的變形；及

圖 11 是一示意電路圖，說明本發明能量回收裝置的第六較佳實施例。

【實施方式】

【0010】 參閱圖 3，本發明能量回收裝置 2 的第一較佳實施例用於從一能量來源 3 回收能量。能量來源 3 等效上至少包括一交流供應器 31 及一阻抗電路 32。交流供應器 31 供應一來源電壓及一來源電流 $I_s(t)$ 到阻抗電路 32，使得阻抗電路 32 輸出一交流電壓及一交流電流。在本實施例中，能量來源 3 是一壓電振動裝置，其受外力作用在一操作頻率振動，且將振動轉換成電，因此，能量來源 3 還包括一箝制電容 33，交流供應器 31 所供應的來源電壓正比於外力，且阻抗電路 32 包括在交流供應器 31 與箝制電容 33 之間串聯的一來源電阻 321、一來源電感 322 及一來源電容 323，且從箝制電容 33 的兩端輸出交流電壓及交流電流。然而

， 在其它實施例中，能量來源 3 可以是一接收電磁輻射且將電磁輻射轉換成電的裝置，或一利用電感耦合接收電的裝置。

【0011】 能量回收裝置 2 使用並列式電感同步切換回收技術，且包括一交流至直流轉換模組 21、一電感 22、一第一控制開關 23、一第二控制開關 24、一濾波電容 25、一阻抗模擬模組 26 及一控制模組 27。

【0012】 交流至直流轉換模組 21 包括適用於耦接到能量來源 3 以接收交流電壓的第一與第二輸入端 211、212、輸出一直流電壓的第一與第二輸出端 213、214，及第一至第四轉換開關 215~218。第一轉換開關 215 耦接在第一輸入端 211 與第一輸出端 213 之間。第二轉換開關 216 耦接在第二輸入端 212 與第一輸出端 213 之間。第三轉換開關 217 耦接在第一輸入端 211 與第二輸出端 214 之間。第四轉換開關 218 耦接在第二輸入端 212 與第二輸出端 214 之間。

【0013】 電感 22 與第一控制開關 23 在交流至直流轉換模組 21 的第一與第二輸入端 211、212 之間串聯（即串聯的電感 22 與第一控制開關 23 並聯於能量來源 3）。第二控制開關 24 與濾波電容 25 在交流至直流轉換模組 21 的第一與第二輸出端 213、214 之間串聯。阻抗模擬模組 26 並聯於濾波電容 25，且具有一可變的阻抗值。阻抗模擬模組 26 可以採用例如 T. Paing 等人於 *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1494, 2008 所發表的「Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy

Harvesting」所揭露的方式來實現，此處將不多加說明。

【0014】 控制模組 27 耦接到交流至直流轉換模組 21、第一與第二控制開關 23、24 及阻抗模擬模組 26，且適用於耦接到能量來源 3 以偵測交流電壓及交流電流，且根據偵測到的交流電壓及偵測到的交流電流得到能量來源 3 的輸出功率。

【0015】 控制模組 27 根據偵測到的交流電壓控制交流至直流轉換模組 21 的第一至第四轉換開關 215~218 在導通與不導通之間的切換，使得當交流電壓導致交流至直流轉換模組 21 的第一輸入端 211 上的電位大於交流至直流轉換模組 21 的第二輸入端 212 上的電位時，第一與第四轉換開關 215、218 導通，第二與第三轉換開關 216、217 不導通，而當交流電壓導致第一輸入端 211 上的電位小於第二輸入端 212 上的電位時，第二與第三轉換開關 216、217 導通，第一與第四轉換開關 215、218 不導通，以將交流電壓轉換成直流電壓。

【0016】 參閱圖 3 至圖 6，控制模組 27 控制第一控制開關 23 在導通與不導通之間的切換，使得第一控制開關 23 在每個從一起始時點 t_0 開始的切換週期 T 中從一轉變時點 t_1 開始導通一段預設時間 T_{ON} ，且轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差是可變的。在本實施例中，起始時點 t_0 對齊交流電壓的一次微分為零的一相對應時點（此時，來源電流 $I_s(t)$ 為零，且能量來源 3 的振動位移到達其極值），且切換週期 T 及該段預設時間 T_{ON} 分別如以下方程式所示：

$$T = 0.5/f , \quad \text{方程式 1}$$

$$T_{ON} = \frac{0.5}{2\pi\sqrt{C_p L_{22}}} , \quad \text{方程式 2}$$

其中， f 是能量來源 3 的操作頻率， C_p 是能量來源 3 的箝制電容 33 的電容值， L_{22} 是電感 22 的電感值。因此，能量來源 3 的箝制電容 33 與電感 22 之間的振盪只持續半個週期，期望交流電壓有大幅度的改變。在本實施例中，控制模組 27 是根據偵測到的交流電壓得到能量來源 3 的操作頻率及交流電壓的一次微分為零的時點。然而，在其它實施例中，控制模組 27 可以偵測能量來源 3 的振動位移，且根據偵測到的振動位移得到能量來源 3 的操作頻率及交流電壓的一次微分為零的時點。

【0017】 控制模組 27 還調整轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差，來改變該段預設時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的一相對應時點之間的相位差 ϕ ，且調整阻抗模擬模組 26 的阻抗值，來改變濾波電容 25 的跨壓 V_{OUT} ，以提高能量來源 3 的輸出功率。理論上，當轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差被調整到一目標時間差 T_{TARGET} ，使得該段預設時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的相對應時點之間的相位差 ϕ 等於一目標相位差 ϕ_{TARGET} ，且阻抗模擬模組 26 的阻抗值被調整到使得濾波電容 25 的跨壓 V_{OUT} 等於一目標電壓 V_{TARGET} 時，介面 A-A' 兩側的阻抗會彼此複數共軛，使得能量來源 3 的輸出功率到達其最大值。目標相位差 ϕ_{TARGET} 、目標時間差

T_{TARGET} 及目標電壓 V_{TARGET} 分別如以下方程式所示：

$$\phi_{TARGET} = \arctan \frac{X_s(\omega)}{R_s}, \quad \text{方程式 3}$$

$$T_{TARGET} = \frac{\phi_{TARGET}}{\omega} - 0.5T_{ON} + nT, \quad \text{方程式 4}$$

$$V_{TARGET} = \frac{\pi}{8} \frac{1}{\cos \phi_{TARGET}} V_s, \quad \text{方程式 5}$$

其中， R_s 是能量來源 3 的阻抗電路 32 的電阻值， $X_s(\omega)$ 是能量來源 3 的阻抗電路 32 的電抗值， $\omega = 2\pi f$ ， n 為大於或等於 0 的整數，且使得 $T_{TARGET} \geq 0$ ， V_s 是來源電壓的振幅。在本實施例中， $R_s = R_{321}$ ， $X_s(\omega) = \omega L_{322} - 1/\omega C_{323}$ ，其中， R_{321} 是能量來源 3 的阻抗電路 32 的來源電阻 321 的電阻值， L_{322} 是能量來源 3 的阻抗電路 32 的來源電感 322 的電感值， C_{323} 是能量來源 3 的阻抗電路 32 的來源電容 323 的電容值。如圖 4 所示，當能量來源 3 的操作頻率小於能量來源 3 的短路共振頻率（即 $1/\sqrt{L_{322}C_{323}}$ ）時，該段預設時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的相對應時點之間的相位差 ϕ 會小於零。如圖 5 所示，當能量來源 3 的操作頻率等於能量來源 3 的短路共振頻率時，該段預設時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的相對應時點之間的相位差 ϕ 會等於零。如圖 6 所示，當能量來源 3 的操作頻率大於能量來源 3 的短路共振頻率時，該段預設時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的相對應時點之間的相位差 ϕ 會大於零。

【0018】控制模組 27 控制第二控制開關 24 在導通與不導通之間的切換，使得第二控制開關 24 在第一控制開關 23

導通時不導通，而在第一控制開關 23 不導通時導通。

【0019】 值得注意的是，在其它實施例中，第二控制開關 24 可以被省略，此時，濾波電容 25 耦接在交流至直流轉換模組 21 的第一與第二輸出端 213、214 之間。阻抗模擬模組 26 可以被省略。第一控制開關 23 的起始時點 t_0 可以不對齊交流電壓的一次微分為零的相對應時點。交流至直流轉換模組 21 的每一轉換開關 215~218 能以一轉換二極體取代，此時，交流至直流轉換模組 21 不需受控制模組 27 控制，就能將交流電壓轉換成直流電壓。或者，控制模組 27 可以根據例如濾波電容 25 的跨壓 V_{OUT} 及阻抗模擬模組 26 的阻抗值得到能量回收裝置 2 的輸出功率，且調整第一控制開關 23 的轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差及阻抗模擬模組 26 的阻抗值，以提高能量回收裝置 2 的輸出功率。

【0020】 綜上所述，由圖 7 所示的模擬結果可知，在本實施例中，藉由控制模組 27 調整第一控制開關 23 的轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差及阻抗模擬模組 26 的阻抗值，使得該段預設時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的相對應時點之間的相位差 ϕ 等於目標相位差 ϕ_{TARGET} ，且濾波電容 25 的跨壓 V_{OUT} 等於目標電壓 V_{TARGET} ，則能量回收裝置 2 從能量來源 3 摷取到的能量（即能量來源 3 的輸出功率）不會隨著能量來源 3 的操作頻率偏離短路共振頻率而減少。此外，即便濾波電容 25 的跨壓 V_{OUT} 不等於目標電壓 V_{TARGET} ，與第一種習知能量回收裝置 11

(見圖 1)相比，能量回收裝置 2 從能量來源 3 摷取到的能量會隨著能量來源 3 的操作頻率偏離短路共振頻率而較緩慢地減少。

【0021】 參閱圖 3 至圖 6，本發明能量回收裝置 2 的第二較佳實施例是第一較佳實施例的變形。不同於第一較佳實施例，第二較佳實施例的控制模組 27 只偵測交流電壓，而不偵測交流電流，也不得到能量來源 3 的輸出功率。此外，控制模組 27 根據能量來源 3 的阻抗電路 32 的電阻值與電抗值、能量來源 3 的操作頻率及該段預設時間 T_{ON} 得到如方程式 4 所示的目標時間差 T_{TARGET} ，且根據目標時間差 T_{TARGET} 控制第一控制開關 23 的轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差，使得轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差等於目標時間差 T_{TARGET} 。而且，控制模組 27 根據能量來源 3 的阻抗電路 32 的電阻值與電抗值及來源電壓的振幅得到如方程式 5 所示的目標電壓 V_{TARGET} ，且根據目標電壓 V_{TARGET} 控制阻抗模擬模組 26 的阻抗值，使得濾波電容 25 的跨壓 V_{OUT} 等於目標電壓 V_{TARGET} 。

【0022】 值得注意的是，第二較佳實施例較適合用在能量來源 3 的阻抗電路 32 的電阻值與電抗值及來源電壓的振幅可以被精確得知的情況，而第一較佳實施例的使用則相對較有彈性。此外，在其它實施例中，當能量來源 3 的阻抗電路 32 的電阻值與電抗值及來源電壓的振幅可以被約略得知時，可以結合第一與第二較佳實施例，首先根據方程式 4、5 得到目標時間差 T_{TARGET} 及目標電壓 V_{TARGET} ，接著

將目標時間差 T_{TARGET} 作為第一控制開關 23 的轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差的初始值，且根據目標電壓 V_{TARGET} 得到阻抗模擬模組 26 的阻抗值的初始值，最後從這些初始值開始調整第一控制開關 23 的轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差及阻抗模擬模組 26 的阻抗值，以縮短整個調整時間。

【0023】 參閱圖 8，本發明能量回裝置 2 的第三較佳實施例是第一較佳實施例的變形。不同於第一較佳實施例，交流至直流轉換模組 21（見圖 3）、第二開關 24（見圖 3）及濾波電容 25（見圖 3）在第三較佳實施例中被省略了，此時，能量回收裝置 2 不將交流電壓轉換成直流電壓，且阻抗模擬模組 26 並聯於串聯的電感 22 及第一開關 23。

【0024】 參閱圖 9，本發明能量回收裝置 4 的第四較佳實施例用於從上述能量來源 3 回收能量。能量回收裝置 4 使用串列式電感同步切換回收技術，且包括一交流至直流轉換模組 41、一第一電感 42、一第一控制開關 43、一濾波電容 44、一個二極體 45、一第二電感 46、一第二控制開關 47、一阻抗模擬模組 48 及一控制模組 49。

【0025】 交流至直流轉換模組 41 包括適用於耦接到能量來源 3 以接收交流電壓的第一與第二輸入端 411、412、輸出一直流電壓的第一與第二輸出端 413、414，及第一至第四轉換二極體 415~418。第一轉換二極體 415 具有一耦接到第一輸入端 411 的陽極，及一耦接到第一輸出端 413 的陰極。第二轉換二極體 416 具有一耦接到第二輸入端 412 的

陽極，及一耦接到第一輸出端 413 的陰極。第三轉換二極體 417 具有一耦接到第二輸出端 414 的陽極，及一耦接到第一輸入端 411 的陰極。第四轉換二極體 418 具有一耦接到第二輸出端 414 的陽極，及一耦接到第二輸入端 412 的陰極。第一至第四轉換二極體 415~418 相配合將交流電壓轉換成直流電壓。

【0026】 第一電感 42、第一控制開關 43 與濾波電容 44 在交流至直流轉換模組 41 的第一與第二輸出端 413、414 之間串聯（即串聯的第一電感 42 與第一控制開關 43 串聯於能量來源 3）。二極體 45 具有一耦接到交流至直流轉換模組 41 的第二輸出端 414 的陽極，及一耦接到交流至直流轉換模組 41 的第一輸出端 413 的陰極，用於釋放第一電感 42 所儲存的能量。第二電感 46 與第二控制開關 47 在交流至直流轉換模組 41 的第一與第二輸入端 411、412 之間串聯。阻抗模擬模組 48 並聯於濾波電容 44，且具有一可變的阻抗值。阻抗模擬模組 48 可以採用例如 T. Paing 等人於 *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1494, 2008 所發表的「Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy Harvesting」所揭露的方式來實現，此處將不多加說明。

【0027】 控制模組 49 耦接到第一與第二控制開關 43、47 及阻抗模擬模組 48，且適用於耦接到能量來源 3 以偵測交流電壓及交流電流，且根據偵測到的交流電壓及偵測到的交流電流得到能量來源 3 的輸出功率。

【0028】參閱圖 4 至圖 6 及圖 9，控制模組 49 控制第一控制開關 43 在導通與不導通之間的切換，使得第一控制開關 43 在每個從一起始時點 t_0 開始的切換週期 T 中從一轉變時點 t_1 開始導通一段第一預設時間 T_{ON1} ，且轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差是可變的。控制模組 49 控制第二控制開關 47 在導通與不導通之間的切換，使得第二控制開關 47 繫接在第一控制開關 43 每次從導通切換為不導通之後導通一段第二預設時間 T_{ON2} 。在本實施例中，起始時點 t_0 對齊交流電壓的一次微分為零的一相對應時點（此時，來源電流 $I_s(t)$ 為零，且能量來源 3 的振動位移到達其極值），切換週期 T、該段第一預設時間 T_{ON1} 及該段第二預設時間 T_{ON2} 分別如以下方程式所示：

$$T = 0.5/f \quad , \quad \text{方程式 6}$$

$$T_{ON1} = \frac{0.25}{2\pi\sqrt{C_p L_{42}}} \quad , \quad \text{方程式 7}$$

$$T_{ON2} = \frac{0.5}{2\pi\sqrt{C_p L_{46}}} \quad , \quad \text{方程式 8}$$

其中，f 是能量來源 3 的操作頻率， C_p 是能量來源 3 的箝制電容 33 的電容值， L_{42} 是第一電感 42 的電感值， L_{46} 是第二電感 46 的電感值。因此，期望交流電壓在包括該段第一預設時間 T_{ON1} 及該段第二預設時間 T_{ON2} 的一段總導通時間 T_{ON} 中能有大幅度的改變。在本實施例中，控制模組 49 是根據偵測到的交流電壓得到能量來源 3 的操作頻率及交流電壓的一次微分為零的時點。然而，在其它實施例中，控制模組 49 可以偵測能量來源 3 的振動位移，且根據偵測到

I506946
104.6 修正
104.6 修正
104.6 修正

的振動位移得到能量來源 3 的操作頻率及交流電壓的一次微分為零的時點。

【0029】 控制模組 49 還調整轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差，來改變該段總導通時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的一相對應時點之間的相位差 ϕ ，且調整阻抗模擬模組 48 的阻抗值，來改變濾波電容 44 的跨壓 V_{OUT} ，以提高能量來源 3 的輸出功率。理論上，當轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差被調整到一目標時間差 T_{TARGET} ，使得該段總導通時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的相對應時點之間的相位差 ϕ 等於一目標相位差 ϕ_{TARGET} ，且阻抗模擬模組 48 的阻抗值被調整到使得濾波電容 44 的跨壓 V_{OUT} 等於一目標電壓 V_{TARGET} 時，介面 A-A'兩側的阻抗會彼此複數共軛，使得能量來源 3 的輸出功率到達其最大值。目標相位差 ϕ_{TARGET} 、目標時間差 T_{TARGET} 及目標電壓 V_{TARGET} 分別如以下方程式所示：

$$\phi_{TARGET} = \arctan \frac{X_s(\omega) - 1/\omega C_p}{R_s}, \quad \text{方程式 9}$$

$$T_{TARGET} = \frac{\phi_{TARGET}}{\omega} - 0.5T_{ON} + 0.5nT \quad \text{方程式 10}$$

$$V_{TARGET} = \left[\frac{\pi}{8} \frac{1}{\cos \phi_{TARGET}} - \frac{\cos \phi_{TARGET}}{2\omega R_s C_p} \right] V_s, \quad \text{方程式 11}$$

其中， R_s 是能量來源 3 的阻抗電路 32 的電阻值， $X_s(\omega)$ 是能量來源 3 的阻抗電路 32 的電抗值， $-1/\omega C_p$ 是能量來源 3 的箝制電容 33 的電抗值， $\omega = 2\pi f$ ， n 為大於或等於 0 的整數，且使得 $T_{TARGET} \geq 0$ ， V_s 是來源電壓的振幅。在本實施例中， $R_s = R_{321}$ ， $X_s(\omega) = \omega L_{322} - 1/\omega C_{323}$ ，其中， R_{321} 是能量來源 3

的阻抗電路 32 的來源電阻 321 的電阻值， L_{322} 是能量來源 3 的阻抗電路 32 的來源電感 322 的電感值， C_{323} 是能量來源 3 的阻抗電路 32 的來源電容 323 的電容值。如圖 4 所示，當能量來源 3 的操作頻率小於能量來源 3 的開路共振頻率（即 $1/\sqrt{L_{322}C_{323}C_p/(C_{323}+C_p)}$ ）時，該段總導通時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的相對應時點之間的相位差 ϕ 會小於零。如圖 5 所示，當能量來源 3 的操作頻率等於能量來源 3 的開路共振頻率時，該段總導通時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的相對應時點之間的相位差 ϕ 會等於零。如圖 6 所示，當能量來源 3 的操作頻率大於能量來源 3 的開路共振頻率時，該段總導通時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的相對應時點之間的相位差 ϕ 會大於零。

【0030】 值得注意的是，在其它實施例中，二極體 45 可以被省略。第二電感 46 及第二控制開關 47 可以被省略，此時，該段總導通時間 T_{ON} 只包括該段第一預設時間 T_{ON1} 。阻抗模擬模組 48 可以被省略。第一控制開關 43 的起始時點 t_0 可以不對齊交流電壓的一次微分為零的相對應時點。交流至直流轉換模組 41 的每一轉換二極體 415~418 能以一轉換開關取代，此時，控制模組 49 還耦接到交流至直流轉換模組 41，且根據偵測到的交流電壓控制交流至直流轉換模組 41 的四個轉換開關在導通與不導通之間的切換，以將交流電壓轉換成直流電壓。如圖 10 所示，二極體 45、第二電感 46 及第二開關 47 可以被省略，且串聯的第一電感

42 與第一開關 43 可以耦接在能量來源 3 與交流至直流轉換模組 41 的第一輸入端 411 之間，此時，濾波電容 44 耦接在交流至直流轉換模組 41 的第一與第二輸出端 413、414 之間。或者，控制模組 49 可以根據例如濾波電容 44 的跨壓 V_{OUT} 及阻抗模擬模組 48 的阻抗值得到能量回收裝置 4 的輸出功率，且調整第一控制開關 43 的轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差及阻抗模擬模組 48 的阻抗值，以提高能量回收裝置 4 的輸出功率。

【0031】 綜上所述，在本實施例中，藉由控制模組 49 調整第一控制開關 43 的轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差及阻抗模擬模組 48 的阻抗值，使得該段總導通時間 T_{ON} 的中心時點與交流電壓的一次微分為零的相對應時間點之間的相位差 ϕ 等於目標相位差 ϕ_{TARGET} ，且濾波電容 44 的跨壓 V_{OUT} 等於目標電壓 V_{TARGET} ，則能量回收裝置 4 從能量來源 3 摷取到的能量（即能量來源 3 的輸出功率）不會隨著能量來源 3 的操作頻率偏離開路共振頻率而減少。此外，即便濾波電容 44 的跨壓 V_{OUT} 不等於目標電壓 V_{TARGET} ，與第二種習知能量回收裝置 11'（見圖 2）相比，能量回收裝置 4 從能量來源 3 摷取到的能量會隨著能量來源 3 的操作頻率偏離開路共振頻率而較緩慢地減少。

【0032】 參閱圖 4 至圖 6 及圖 9，本發明能量回收裝置 4 的第五較佳實施例是第四較佳實施例的變形。不同於第四較佳實施例，第五較佳實施例的控制模組 49 只偵測交流電壓，而不偵測交流電流，也不得到能量來源 3 的輸出功率

。此外，控制模組 49 根據能量來源 3 的阻抗電路 32 的電阻值與電抗值、能量來源 3 的箝制電容 33 的電抗值、能量來源 3 的操作頻率及該段總導通時間 T_{ON} 得到如方程式 10 所示的目標時間差 T_{TARGET} ，且根據目標時間差 T_{TARGET} 控制第一控制開關 43 的轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差，使得第一控制開關 43 的轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差等於目標時間差 T_{TARGET} 。而且，控制模組 49 根據能量來源 3 的阻抗電路 32 的電阻值與電抗值、能量來源 3 的箝制電容 33 的電抗值及來源電壓的振幅得到如方程式 11 所示的目標電壓 V_{TARGET} ，且根據目標電壓 V_{TARGET} 控制阻抗模擬模組 48 的阻抗值，使得濾波電容 44 的跨壓 V_{OUT} 等於目標電壓 V_{TARGET} 。

【0033】值得注意的是，第五較佳實施例較適合用在能量來源 3 的阻抗電路 32 的電阻值與電抗值、能量來源 3 的箝制電容 33 的電抗值及來源電壓的振幅可以被精確得知的情況，而第四較佳實施例的使用則相對較有彈性。此外，在其它實施例中，當能量來源 3 的阻抗電路 32 的電阻值與電抗值、能量來源 3 的箝制電容 33 的電抗值及來源電壓的振幅可以被約略得知時，可以結合第四與第五較佳實施例，首先根據方程式 10、11 得到目標時間差 T_{TARGET} 及目標電壓 V_{TARGET} ，接著將目標相位差 T_{TARGET} 當作第一控制開關 43 的轉變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差的初始值，且根據目標電壓 V_{TARGET} 得到阻抗模擬模組 48 的阻抗值的初始值，最後從這些初始值開始調整第一控制開關 43 的轉

變時點 t_1 與起始時點 t_0 之間的時間差及阻抗模擬模組 48 的阻抗值，以縮短整個調整時間。

【0034】參閱圖 11，本發明能量回收裝置 4 的第六較佳實施例是第四較佳實施例的變形。不同於第四較佳實施例，交流至直流轉換模組 41（見圖 9）、濾波電容 44（見圖 9）、二極體 45（見圖 9）、第二電感 46（見圖 9）及第二開關 47（見圖 9）在第六較佳實施例中被省略了，此時，能量回收裝置 4 不將交流電壓轉換成直流電壓，且串聯的第一電感 42 與第一開關 43 耦接在能量來源 3 與阻抗模擬模組 48 之間，即阻抗模擬模組 48 串聯於串聯的第一電感 42 與第一開關 43。

【0035】惟以上所述者，僅為本發明之較佳實施例而已，當不能以此限定本發明實施之範圍，即大凡依本發明申請專利範圍及專利說明書內容所作之簡單的等效變化與修飾，皆仍屬本發明專利涵蓋之範圍內。

【符號說明】

【0036】

11、11'…能量回收裝置	321 ……來源電阻
111……開關	322 ……來源電感
12 ……壓電振動裝置	323 ……來源電容
13 ……負載	33 ……箝制電容
2 ……能量回收裝置	4 ……能量回收裝置
21 ……交流至直流轉換模組	41 ……交流至直流轉換模組
211、212 第一與第二輸入端	411、412 第一與第二輸入端
213、214 第一與第二輸出端	413、414 第一與第二輸出端
215~218 第一至第四轉換開關	415~418 第一至第四轉換二極體
22 ……電感	42 ……第一電感
23 ……第一控制開關	43 ……第一控制開關
24 ……第二控制開關	44 ……濾波電容
25 ……濾波電容	45 ……二極體
26 ……阻抗模擬模組	46 ……第二電感
27 ……控制模組	47 ……第二控制開關
3 ……能量來源	48 ……阻抗模擬模組
31 ……交流供應器	49 ……控制模組
32 ……阻抗電路	

【生物材料寄存】

國內寄存資訊【請依：寄存機構、日期、號碼順序註記】

國外寄存資訊【請依：寄存國家、機構、日期、號碼順序註記】

I506946

【序列表】(請換頁單獨記載)

申請專利範圍

1. 一種能量回收裝置，用於從一能量來源回收能量，該能量回收裝置包含：

串聯的一電感與一控制開關，適用於並聯或串聯於該能量來源；及

一控制模組，耦接到該控制開關，且控制該控制開關在導通與不導通之間的切換，使得該控制開關在每個從一起始時點開始的切換週期中從一轉變時點開始導通一段預設時間，且該轉變時點與該起始時點之間的時間差是可變的。

2. 如請求項 1 所述的能量回收裝置，還包含一阻抗模擬模組，該阻抗模擬模組並聯或串聯於串聯的該電感與該控制開關，且具有一可變的阻抗值，其中，該控制模組還耦接到該阻抗模擬模組，且控制該阻抗模擬模組的阻抗值。
3. 如請求項 1 所述的能量回收裝置，該能量來源輸出一交流電壓及一交流電流，其中，該控制模組還耦接到該能量來源以偵測該交流電壓及該交流電流，根據該偵測到的交流電壓及該偵測到的交流電流得到該能量來源的輸出功率，且調整該轉變時點與該起始時點之間的時間差，以提高該能量來源的輸出功率。
4. 一種能量回收裝置，用於從一能量來源回收能量，該能量來源輸出一交流電壓，該能量回收裝置包含：

一交流至直流轉換模組，包括二適用於耦接到該能

量來源以接收該交流電壓的輸入端，及二輸出端，該交流至直流轉換模組將該交流電壓轉換成一直流電壓，且從該等輸出端輸出該直流電壓；

一電感與一控制開關，在該交流至直流轉換模組的該等輸入端之間串聯；

一濾波電容，耦接在該交流至直流轉換模組的該等輸出端之間；及

一控制模組，耦接到該控制開關，且控制該控制開關在導通與不導通之間的切換，使得該控制開關在每個從一起始時點開始的切換週期中從一轉變時點開始導通一段預設時間，且該轉變時點與該起始時點之間的時間差是可變的。

5. 如請求項 4 所述的能量回收裝置，該能量來源還輸出一交流電流，其中，該控制模組還耦接到該能量來源以偵測該交流電壓及該交流電流，根據該偵測到的交流電壓及該偵測到的交流電流得到該能量來源的輸出功率，且調整該轉變時點與該起始時點之間的時間差，以提高該能量來源的輸出功率。
6. 如請求項 5 所述的能量回收裝置，其中，該起始時點對齊該交流電壓的一次微分為零的一相對應時點。
7. 如請求項 5 所述的能量回收裝置，還包含一阻抗模擬模組，該阻抗模擬模組並聯於該濾波電容，且具有一可變的阻抗值，其中，該控制模組還耦接到該阻抗模擬模組，且調整該阻抗模擬模組的阻抗值，來改變該濾波電容

的跨壓，以提高該能量來源的輸出功率。

8. 如請求項 4 所述的能量回收裝置，該能量來源在一操作頻率操作，且等效上包括一交流供應器及一阻抗電路，該交流供應器供應一來源電壓到該阻抗電路，使得該阻抗電路輸出該交流電壓，其中，該控制模組還根據該能量來源的該阻抗電路的電阻值與電抗值、該操作頻率及該段預設時間得到一目標時間差，且根據該目標時間差控制該轉變時點與該起始時點之間的時間差，使得該轉變時點與該起始時點之間的時間差等於該目標時間差。
9. 如請求項 8 所述的能量回收裝置，其中，該目標時間差根據以下方式被得到：

$$\begin{aligned} T_{TARGET} &= \frac{\phi_{TARGET}}{\omega} - 0.5T_{ON} + nT, \\ \phi_{TARGET} &= \arctan \frac{X_s(\omega)}{R_s}, \\ \omega &= 2\pi f, \\ T &= 0.5/f, \end{aligned}$$

其中， T_{TARGET} 是該目標時間差， R_s 是該能量來源的該阻抗電路的電阻值， $X_s(\omega)$ 是該能量來源的該阻抗電路的電抗值， f 是該操作頻率， T_{ON} 是該段預設時間， n 為大於或等於 0 的整數。

10. 如請求項 8 所述的能量回收裝置，還包含一阻抗模擬模組，該阻抗模擬模組並聯於該濾波電容，且具有一可變的阻抗值，其中，該控制模組還耦接到該阻抗模擬模組，根據該能量來源的該阻抗電路的電阻值與電抗值及該來源電壓的振幅得到一目標電壓，且根據該目標電壓控

制該阻抗模擬模組的阻抗值，使得該濾波電容的跨壓等於該目標電壓。

11. 如請求項 10 所述的能量回收裝置，其中，該目標電壓根據以下方式被得到：

$$V_{\text{TARGET}} = \frac{\pi}{8} \frac{1}{\cos \phi_{\text{TARGET}}} V_s ,$$

$$\phi_{\text{TARGET}} = \arctan \frac{X_s(\omega)}{R_s} ,$$

其中， V_{TARGET} 是該目標電壓， R_s 是該能量來源的該阻抗電路的電阻值， $X_s(\omega)$ 是該能量來源的該阻抗電路的電抗值， V_s 是該來源電壓的振幅。

12. 一種能量回收裝置，用於從一能量來源回收能量，該能量來源輸出一交流電壓，該能量回收裝置包含：

一交流至直流轉換模組，包括二適用於耦接到該能量來源以接收該交流電壓的輸入端，及二輸出端，該交流至直流轉換模組將該交流電壓轉換成一直流電壓，且從該等輸出端輸出該直流電壓；

一第一電感、一第一控制開關與一濾波電容，在該交流至直流轉換模組的該等輸出端之間串聯；及

一控制模組，耦接到該第一控制開關，且控制該第一控制開關在導通與不導通之間的切換，使得該第一控制開關在每個從一起始時點開始的切換週期中從一轉變時點開始導通一段第一預設時間，且該轉換時點與該起始時點之間的時間差是可變的。

13. 如請求項 12 所述的能量回收裝置，該能量來源還輸出

一交流電流，其中，該控制模組還耦接到該能量來源以偵測該交流電壓及該交流電流，根據該偵測到的交流電壓及該偵測到的交流電流得到該能量來源的輸出功率，且調整該轉變時點與該起始時點之間的時間差，以提高該能量來源的輸出功率。

14. 如請求項 13 所述的能量回收裝置，其中，該起始時點對齊該交流電壓的一次微分為零的一相對應時點。
15. 如請求項 13 所述的能量回收裝置，還包含一阻抗模擬模組，該阻抗模擬模組並聯於該濾波電容，且具有一可變的阻抗值，其中，該控制模組還耦接到該阻抗模擬模組，且調整該阻抗模擬模組的阻抗值，來改變該濾波電容的跨壓，以提高該能量來源的輸出功率。
16. 如請求項 12 所述的能量回收裝置，該能量來源在一操作頻率操作，且等效上包括一交流供應器、一阻抗電路及一箝制電容，該交流供應器供應一來源電壓到該阻抗電路，使得該阻抗電路從該箝制電容的兩端輸出該交流電壓，其中，該控制模組還根據該能量來源的該阻抗電路的電阻值與電抗值、該能量來源的該箝制電容的電抗值、該操作頻率及包括該段第一預設時間的一段總導通時間得到一目標時間差，且根據該目標時間差控制該轉變時點與該起始時點之間的時間差，使得該轉變時點與該起始時點之間的時間差等於該目標時間差。
17. 如請求項 16 所述的能量回收裝置，其中，該目標時間差根據以下方式被得到：

$$T_{TARGET} = \frac{\phi_{TARGET}}{\omega} - 0.5T_{ON} + nT ,$$

$$\phi_{TARGET} = \arctan \frac{X_s(\omega) - 1/\omega C_p}{R_s} ,$$

$$\omega = 2\pi f ,$$

$$T = 0.5/f ,$$

其中， T_{TARGET} 是該目標時間差， R_s 是該能量來源的該阻抗電路的電阻值， $X_s(\omega)$ 是該能量來源的該阻抗電路的電抗值， $-1/\omega C_p$ 是該能量來源的該箝制電容的電抗值， f 是該操作頻率， T_{ON} 是該段總導通時間， n 為大於或等於 0 的整數。

18. 如請求項 16 所述的能量回收裝置，還包含一阻抗模擬模組，該阻抗模擬模組並聯於該濾波電容，且具有一可變的阻抗值，其中，該控制模組還耦接到該阻抗模擬模組，根據該能量來源的該阻抗電路的電阻值與電抗值、該能量來源的該箝制電容的電抗值及該來源電壓的振幅得到一目標電壓，且根據該目標電壓控制該阻抗模擬模組的阻抗值，使得該濾波電容的跨壓等於該目標電壓。

19. 如請求項 18 所述的能量回收裝置，其中，該目標電壓根據以下方式被得到：

$$V_{TARGET} = \left[\frac{\pi}{8} \frac{1}{\cos \phi_{TARGET}} - \frac{\cos \phi_{TARGET}}{2\omega R_s C_p} \right] V_s ,$$

$$\phi_{TARGET} = \arctan \frac{X_s(\omega) - 1/\omega C_p}{R_s} ,$$

其中， V_{TARGET} 是該目標電壓， R_s 是該能量來源的該阻抗電路的電阻值， $X_s(\omega)$ 是該能量來源的該阻抗電路的

電抗值， $-1/\omega C_p$ 是該能量來源的該箝制電容的電抗值， V_s 是該來源電壓的振幅。

20. 如請求項 12 所述的能量回收裝置，還包含在該交流至直流轉換模組的該等輸入端之間串聯的一第二電感及一第二控制開關，其中，該控制模組還耦接到該第二控制開關，且控制該第二控制開關在導通與不導通之間的切換，使得該第二控制開關在該第一控制開關每次從導通切換為不導通之後導通一段第二預設時間。

圖式

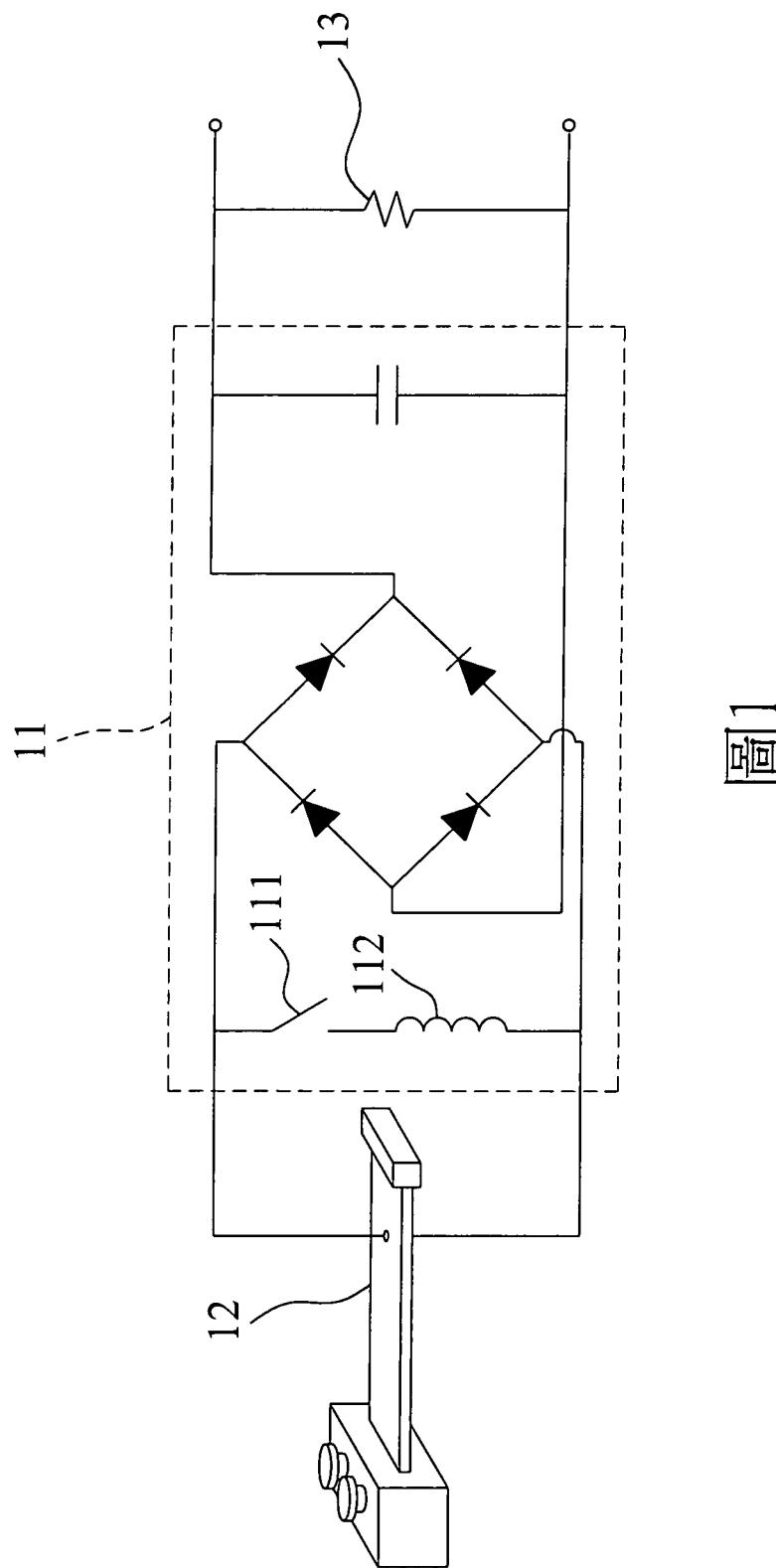


圖1

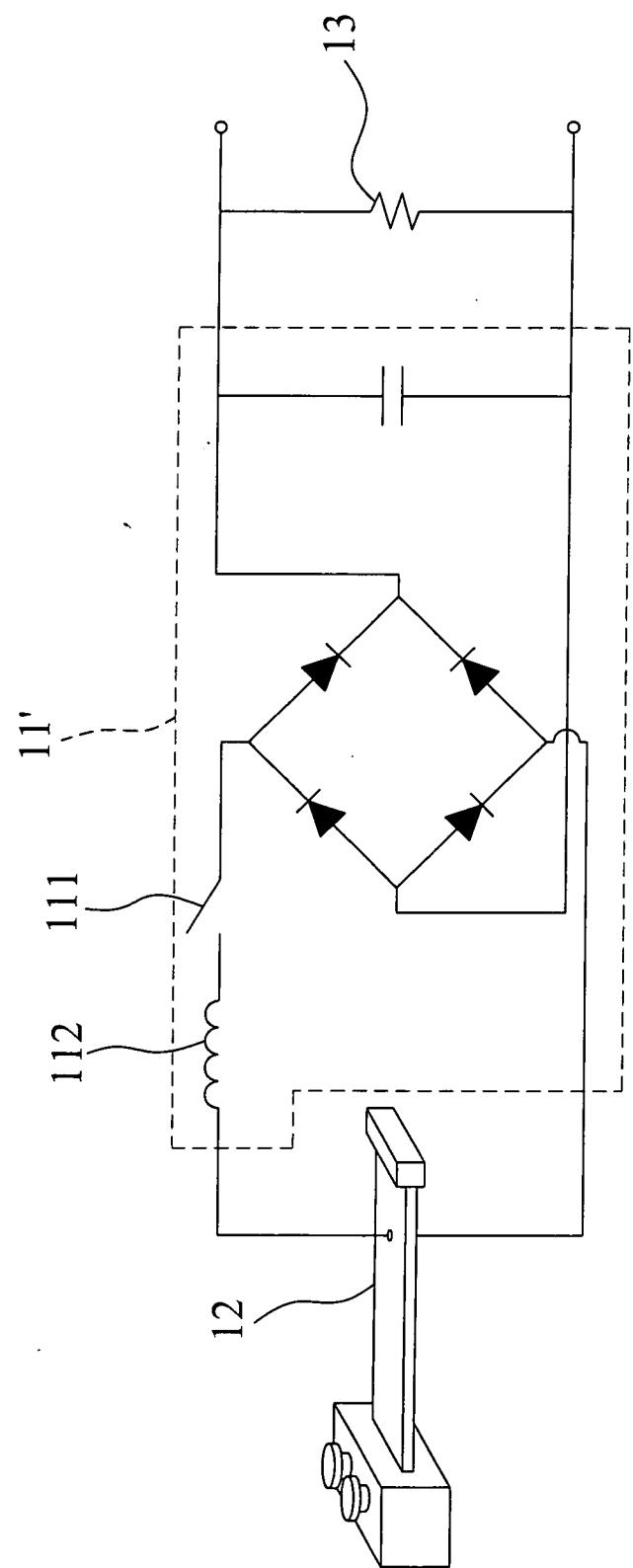


圖2

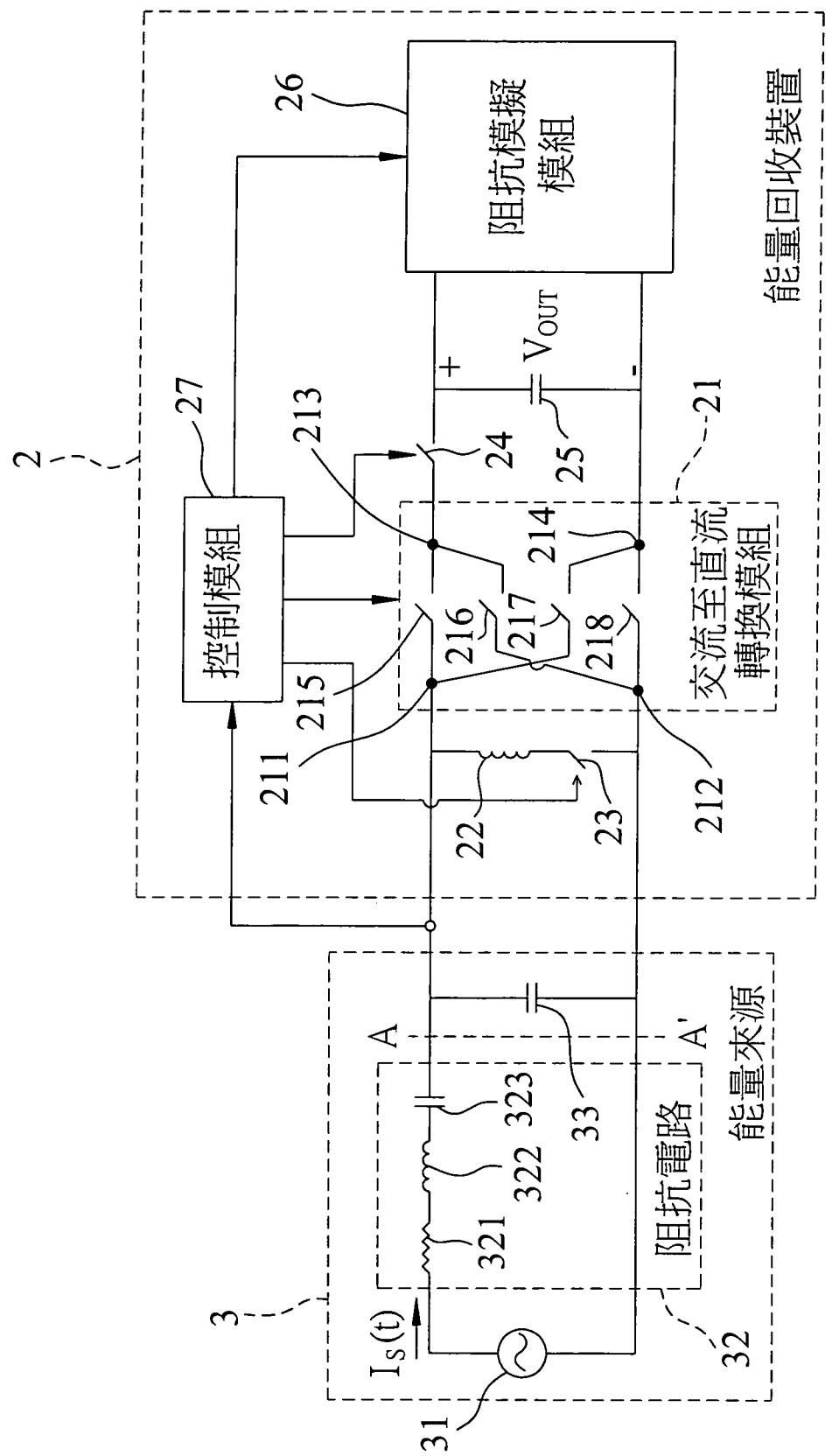
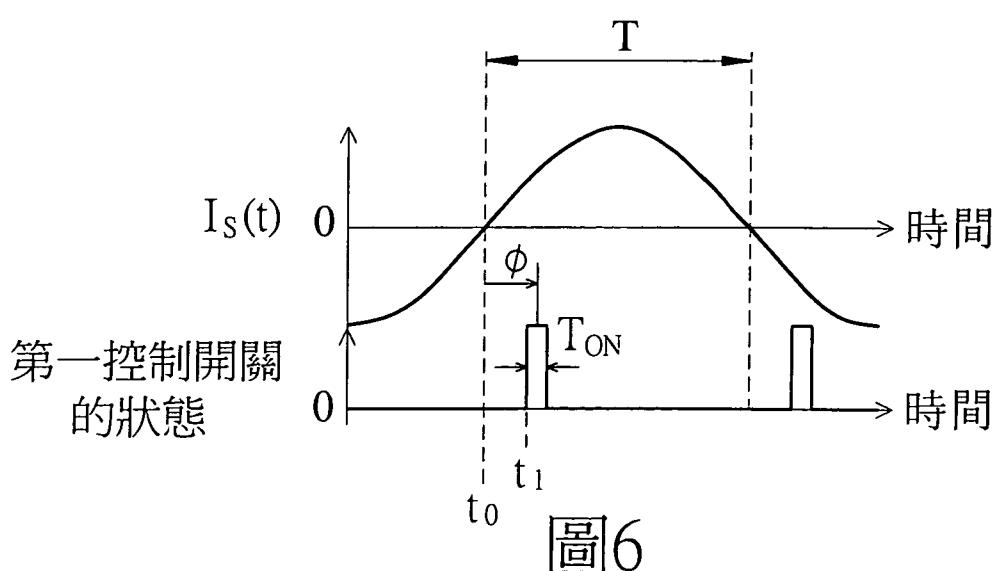
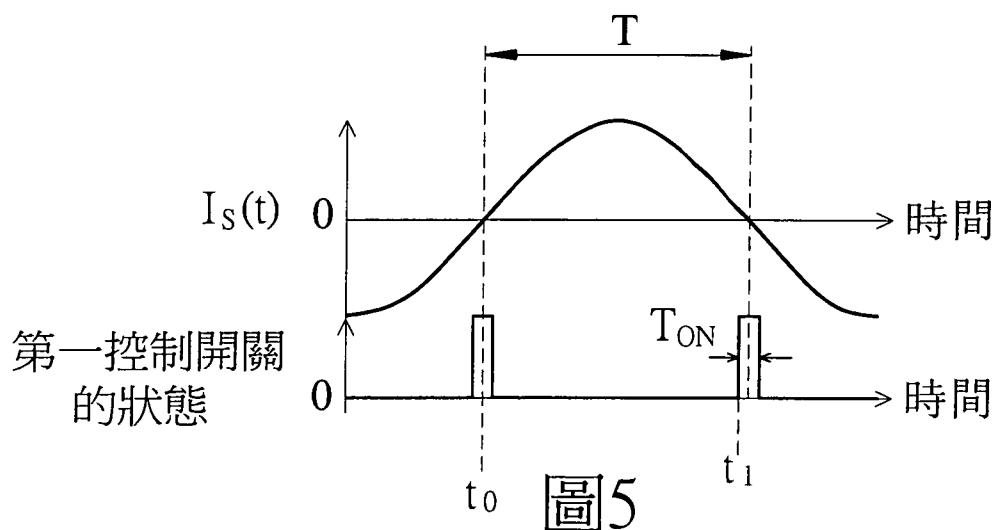
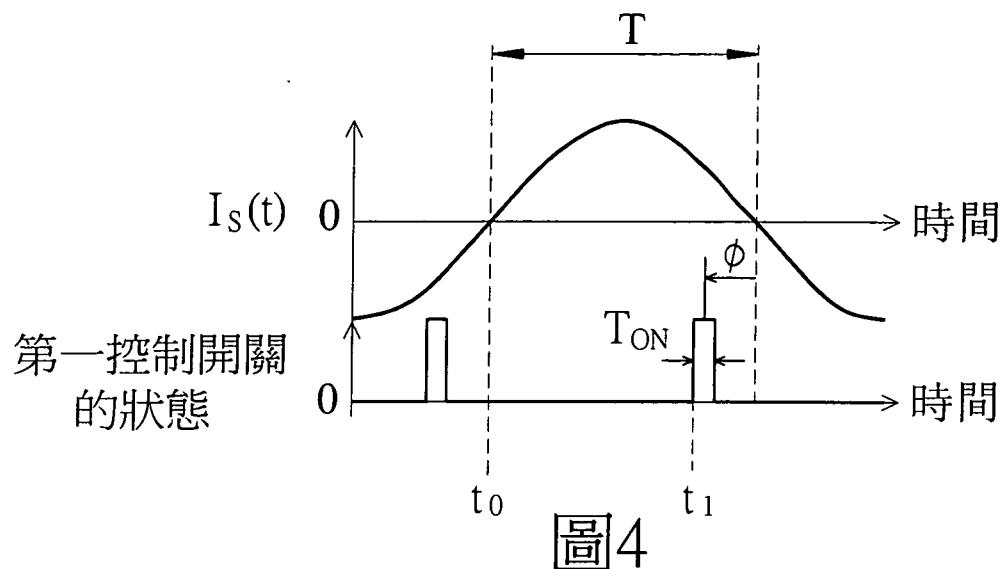


圖3



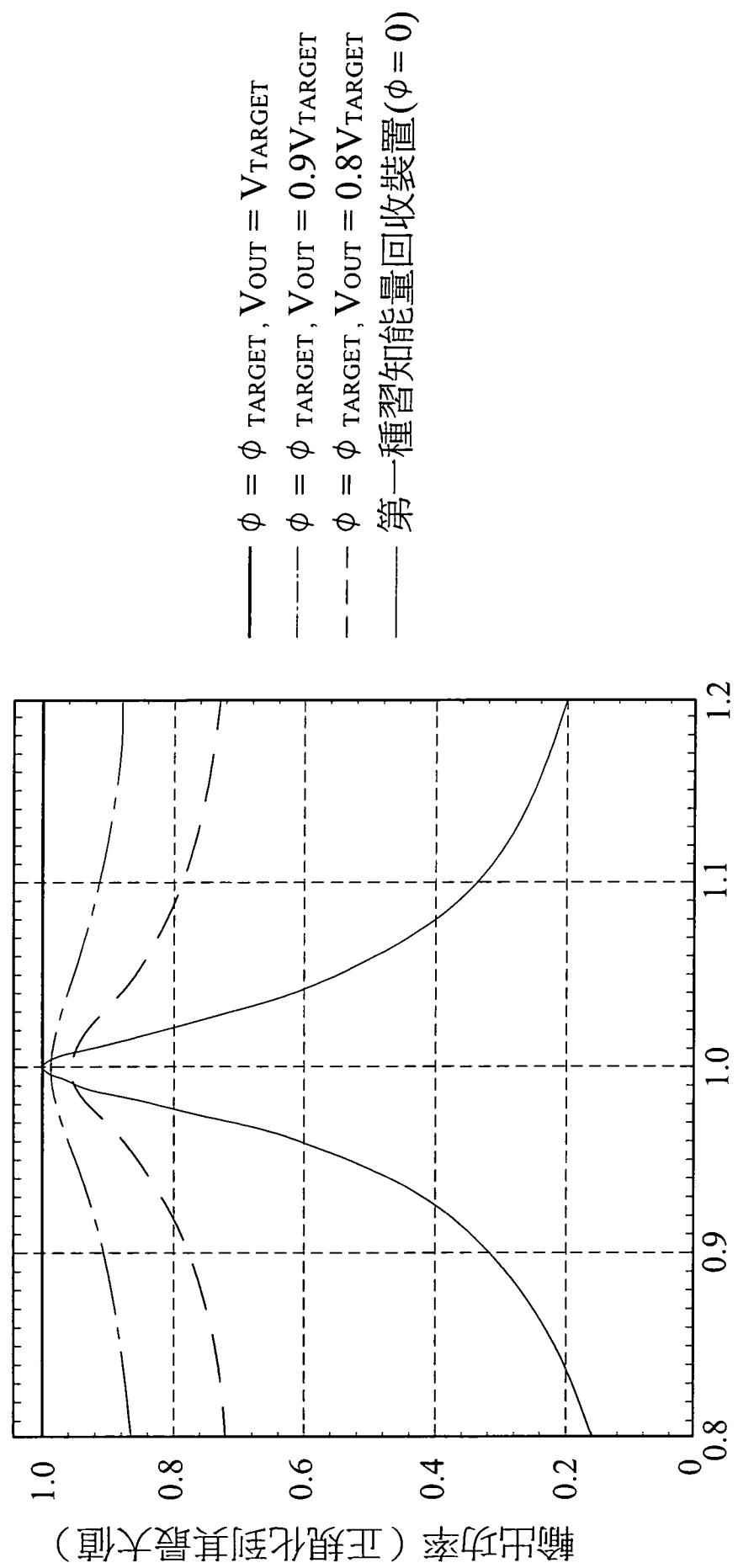


圖7

操作頻率（正規化到短路共振頻率）

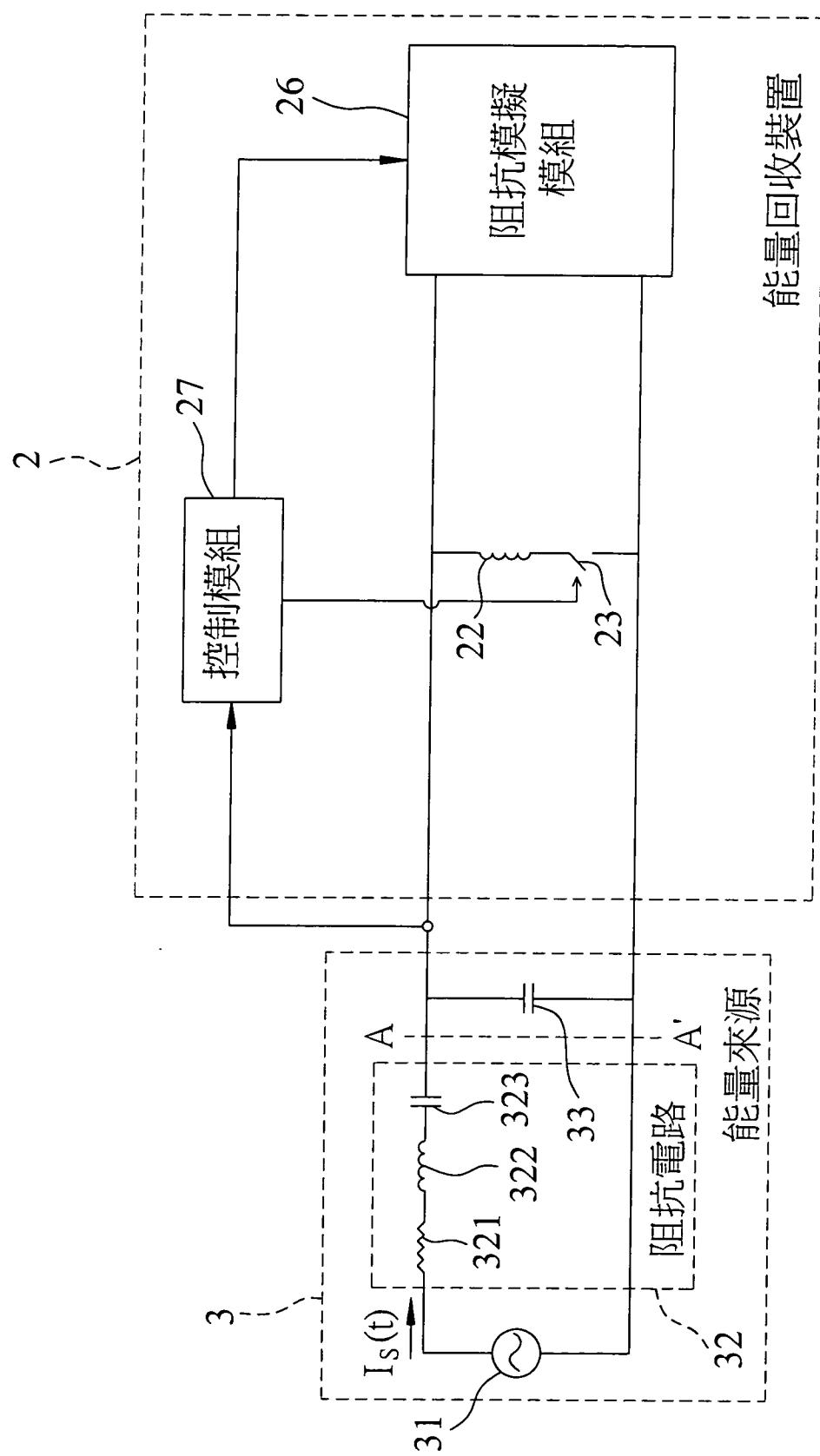


圖8

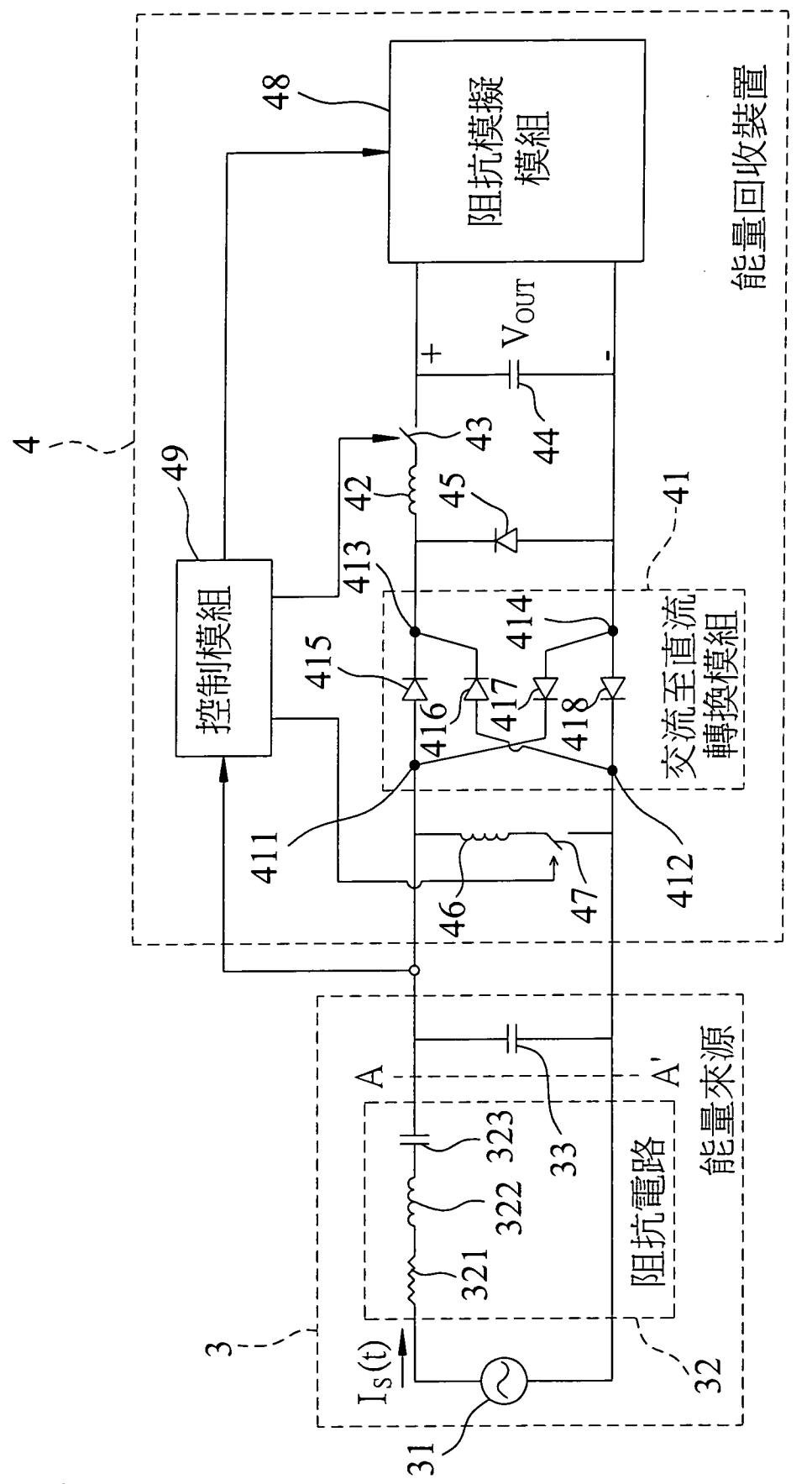


圖9

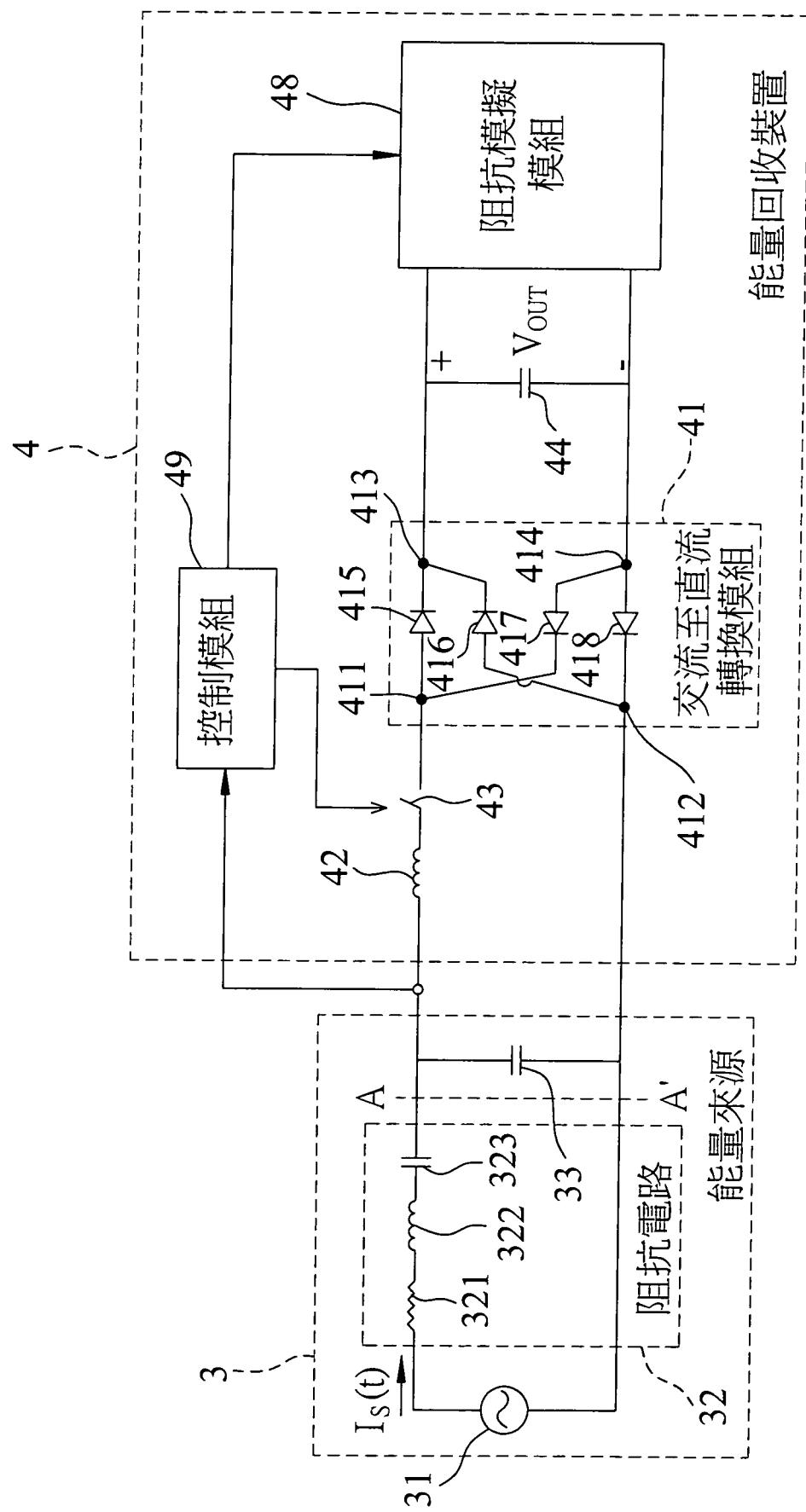


圖10

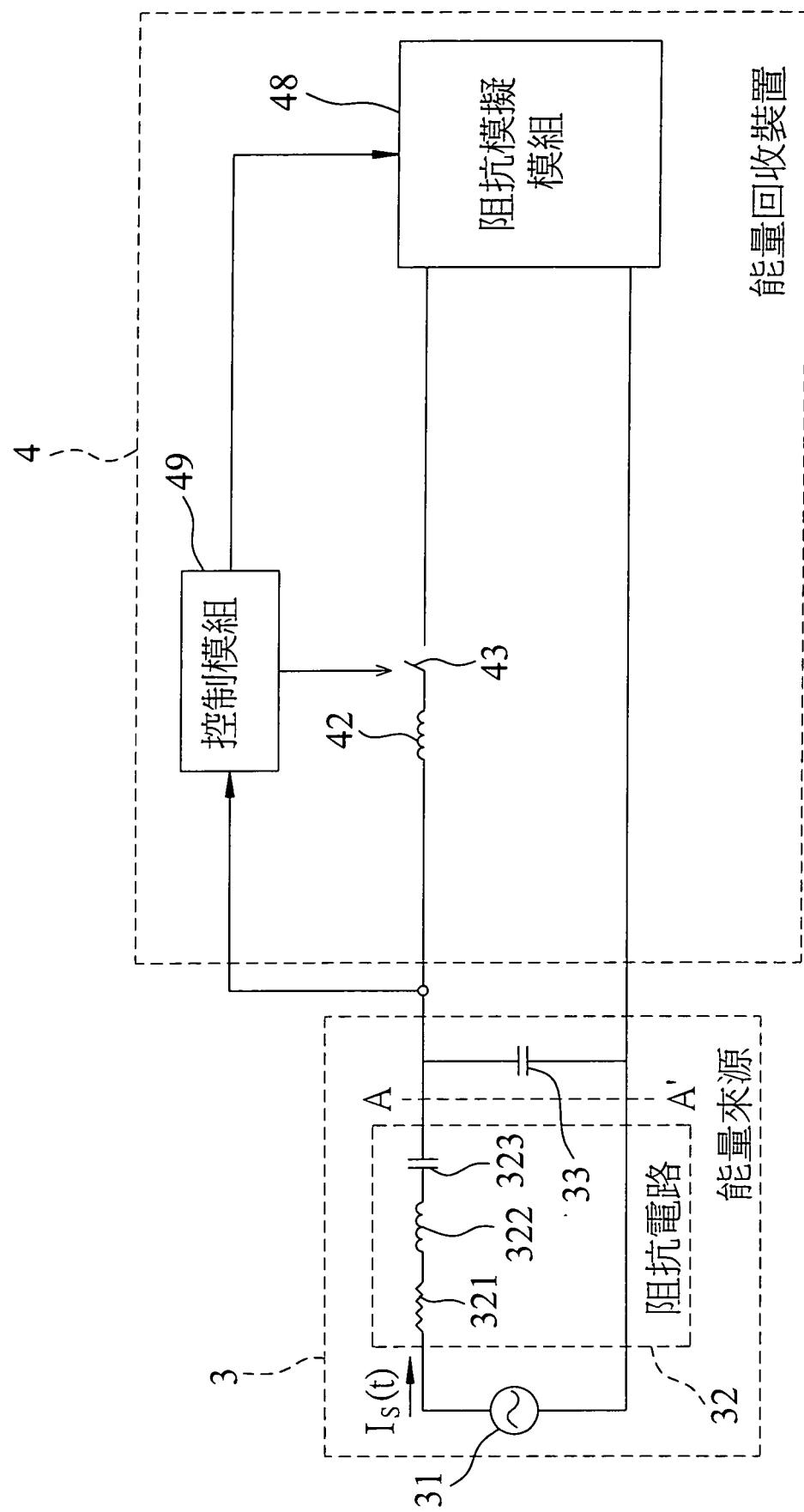


圖11