

# 【發明說明書】

## 【中文發明名稱】

雙向式直流—直流轉換器

## 【英文發明名稱】

Bidirectional DC-DC Converter

## 【技術領域】

【01】 本發明係有關於一種雙向式直流—直流轉換器，尤其是指一種能降低導通損失，且能夠達成零電壓切換，降低切換損失、提升轉換效率，而在其整體施行使用上更增實用功效特性者。

## 【先前技術】

【02】 按，2015年12月於法國巴黎舉行「聯合國氣候變化綱要公約第21次締約方會議」〔COP21〕，與會的195國與歐盟代表通過了遏阻全球暖化的《巴黎協定》〔Paris Agreement〕。各國將致力於大幅減少溫室氣體排放，期許本世紀全球均溫上升不超過攝氏2度。爰此，應用再生能源是各國綠色低碳能源發展的重點方向，包含太陽能、風力能、燃料電池、水力能、地熱能、潮汐能及生質能等。

【03】 再生能源發電系統容易受天候因素影響，使得供電不穩定且負載功率需求突然增加，並不能提供足夠的瞬時功率。為解決這個問題，儲能系統扮演著重要的角色。典型的再生能源發電系統，在

再生能源所提供的能量高於負載需求時，能將多餘的能量經由雙向 DC-DC 轉換器儲存於電池儲能系統中；當所提供的能量低於負載需求時，也能將儲能系統的能量經由雙向 DC-DC 轉換器提供給負載。因此電池儲能系統可以調度及穩定再生能源發電量及需求，提供系統彈性與備轉容量。雙向式 DC-DC 轉換器是連接電池組能量儲存元件與高壓直流排的關鍵設備，故雙向 DC-DC 轉換器 (bidirectional dc-dc converter) 在儲能系統中扮演重要的角色。

**【04】** 一般而言，儲能電池電壓通常為 24~48V，而直流匯流排的電壓為 400V 或更高。因此，介於電池儲能系統與直流匯流排之間的雙向 DC-DC 轉換器需要具有電壓高轉換比，以達到高升壓/高降壓的電壓轉換目的。此外，雙向 DC-DC 轉換器也廣泛應用在不同領域，例如：不斷電系統〔UPS〕、電動車〔EVs〕、太陽能混合電力系統等。

**【05】** 傳統的降/升壓雙向 DC-DC 轉換器，請參閱第二十九圖現有之單相降/升壓雙向 DC-DC 轉換器電路示意圖所示，該雙向轉換器（2）對升壓模式而言，理論上，主開關操作在極高導通比時能夠得到高電壓增益，但是實務上受到寄生元件的影響，操作在極大導通比的升壓型轉換器其電壓增益是有所限制，而且轉換效率不佳。對降壓模式而言，轉換器要高降壓，必須將主開關操作於極小的導通比，不僅容易因雜訊干擾造成轉換器誤動作，且當有輸入電壓變動和負載變動時，極小的導通比難以被調整控制，而造成輸出無法

穩壓。請再參閱第三十圖現有之兩相交錯式操作降/升壓雙向 DC-DC 轉換器電路示意圖所示，該雙向轉換器（3）雖可處理較大功率轉換，但其同樣具有上述之缺點。

【06】 在功率開關電壓應力與效率考量：由於轉換器的效率要求日益嚴苛，功率電子開關造成的功率損失必須善加考量。典型升壓型轉換器之功率開關之電壓應力為高壓側的輸出電壓，由於高耐壓的功率開關 MOSFET，一般都具有高導通電阻  $R_{DS(ON)}$  的特性，導致較高的導通損失。舉例說明：以 MOSFET IRFP 系列為例，其額定耐壓與導通電阻如下表 1 所示。因此在導通電阻、耐壓限制與轉換效率的考量之下，研發具電壓高轉換比之雙向 DC-DC 轉換器，功率開關具有低電壓應力是重要的考量，以滿足日趨嚴苛的轉換效率規範。另，對電壓高轉換比之雙向轉換器而言，儲能電池端屬於低電壓，當處理的功率增加時，在低壓側的電流漣波會相當大。電池內部可能因過量電流漣波而產生熱量，這將縮短電池的使用壽命。因此在處理大功率場合，低壓側應用多相並聯及交錯式操作技術，可減少元件的電流應力和電流漣波。

表 1 功率開關 IRFP 系列之耐壓與導通電阻

| 型號           | IRFP4004        | IRFP4110        | IRFP4228       | IRFP4227       | IRFP4232      | IRFP4242       |
|--------------|-----------------|-----------------|----------------|----------------|---------------|----------------|
| 耐壓           | 40 V            | 100 V           | 150 V          | 200 V          | 250 V         | 300 V          |
| $R_{DS(ON)}$ | 0.0013 $\Omega$ | 0.0037 $\Omega$ | 0.012 $\Omega$ | 0.021 $\Omega$ | 0.03 $\Omega$ | 0.049 $\Omega$ |

【07】 緣是，發明人有鑑於此，秉持多年該相關行業之豐富設計開發及實際製作經驗，針對現有之結構及缺失再予以研究改良，提供

一種雙向式直流－直流轉換器，以期達到更佳實用價值性之目的者。

#### 【發明內容】

【08】 本發明之主要目的在於提供一種雙向式直流－直流轉換器，主要係令轉換器搭配使用修正型同步整流技術〔synchronous rectification〕，不但能降低導通損失〔conduction losses〕，而且能夠達成整流開關在導通〔turn on〕及截止〔turn off〕的零電壓切換〔zero-voltage switching, ZVS〕，降低切換損失〔switching losses〕、提升轉換效率，而在其整體施行使用上更增實用功效特性者。

#### 【圖式簡單說明】

【09】 第一圖：本發明之電路圖

【010】 第二圖：本發明之降壓模式操作電路示意圖

【011】 第三圖：本發明之升壓模式操作電路示意圖

【012】 第四圖：本發明之降壓模式主要元件穩態波形圖

【013】 第五圖：本發明之降壓模式第一操作階段等效電路圖

【014】 第六圖：本發明之降壓模式第二操作階段等效電路圖

【015】 第七圖：本發明之降壓模式第三操作階段等效電路圖

【016】 第八圖：本發明之降壓模式第四操作階段等效電路圖

- 【017】 第九圖：本發明之升壓模式主要元件穩態波形圖
- 【018】 第十圖：本發明之升壓模式第一操作階段等效電路圖
- 【019】 第十一圖：本發明之升壓模式第二操作階段等效電路圖
- 【020】 第十二圖：本發明之升壓模式第三操作階段等效電路圖
- 【021】 第十三圖：本發明之升壓模式第四操作階段等效電路圖
- 【022】 第十四圖：本發明之降壓模式中修正型同步整流操作原理的  
驅動信號示意圖
- 【023】 第十五圖：本發明之升壓模式中修正型同步整流操作原理的  
驅動信號示意圖
- 【024】 第十六圖：本發明之降壓模式模擬電路示意圖
- 【025】 第十七圖：本發明之降壓模式開關驅動信號、輸入電壓與輸  
出電壓波形圖
- 【026】 第十八圖：本發明之降壓模式交錯式操作降低輸入電流漣波  
驗證波形圖
- 【027】 第十九圖：本發明之降壓模式開關電壓應力之驗證波形圖
- 【028】 第二十圖：本發明之降壓模式開關零電壓切換驗證波形圖
- 【029】 第二十一圖：本發明之降壓模式電容電壓驗證波形圖
- 【030】 第二十二圖：本發明之升壓模式模擬電路示意圖

【031】 第二十三圖：本發明之升壓模式開關驅動信號、輸入電壓與輸出電壓波形圖

【032】 第二十四圖：本發明之升壓模式交錯式操作降低輸入電流漣波驗證波形圖

【033】 第二十五圖：本發明之升壓模式開關電壓應力驗證波形圖

【034】 第二十六圖：本發明之升壓模式開關零電壓切換驗證波形圖  
(一)

【035】 第二十七圖：本發明之升壓模式開關零電壓切換驗證波形圖  
(二)

【036】 第二十八圖：本發明之升壓模式電容電壓驗證波形圖

【037】 第二十九圖：現有之單相降/升壓雙向 DC-DC 轉換器電路示意圖

【038】 第三十圖：現有之兩相交錯式操作降/升壓雙向 DC-DC 轉換器電路示意圖

#### 【實施方式】

【039】 為令本發明所運用之技術內容、發明目的及其達成之功效有更完整且清楚的揭露，茲於下詳細說明之，並請一併參閱所揭之圖式及圖號：

【040】 首先，請參閱第一圖本發明之電路圖所示，本發明之轉換器

( 1 ) 主要係於高壓側  $V_H$  之正極分別連接有電容  $C_1$  之正極及開關  $S_1$  之第一端，該高壓側  $V_H$  之負極分別連接有電容  $C_2$  之負極及開關  $S_2$  之第一端，該電容  $C_1$  之負極與該電容  $C_2$  之正極相連接，且一併連接至開關  $S_3$  之第二端、開關  $S_6$  之第一端及電感  $L_2$  之第一端，該開關  $S_1$  之第二端連接有該開關  $S_3$  之第一端及電容  $C_3$  之正極，該電容  $C_3$  之負極分別連接有電容  $C_4$  之正極、開關  $S_5$  之第一端及電感  $L_1$  之第一端，該電感  $L_1$  之第二端分別連接有該電感  $L_2$  之第二端及電容  $C_L$  之正極，該開關  $S_2$  之第二端分別連接該電容  $C_4$  之負極及開關  $S_4$  之第一端，該開關  $S_4$  之第二端分別連接有該開關  $S_5$  之第二端、該開關  $S_6$  之第二端及該電容  $C_L$  之負極，而該電容  $C_L$  之正、負極則對應於低壓側  $V_L$  之正、負極。

【041】 該轉換器 ( 1 ) 係以該高壓側  $V_H$  串聯且該低壓側  $V_L$  並聯的結構，並且導入切換電容技術，以達成高降壓/高升壓的電壓高轉換比，輔以交錯式操作使得該低壓側  $V_L$  電流漣波能夠相消，降低該低壓側  $V_L$  的電流漣波。

【042】 而該轉換器 ( 1 ) 的電路組態可分成 4 部分：

【043】 a. 電容  $C_L$  是該低壓側  $V_L$  的濾波電容也作為能量儲能元件；

【044】 b. 做為功率開關之該開關  $S_5$  和該開關  $S_6$  及做為濾波電感之該電感  $L_1$  和該電感  $L_2$  對該低壓側  $V_L$  而言 [  $L_1$  ,  $S_5$  ] 和 [  $L_2$  ,  $S_6$  ] 為並聯架構；

【045】 c. 係為切換電容電路，包括有開關對 [  $S_1$  ,  $S_4$  ] 、 [  $S_2$  ,  $S_3$  ]

和電容〔 $C_3$ ， $C_4$ 〕，此部分作為升壓模式中的電壓舉升單元〔voltage-lift cell〕或降壓模式中的電壓減壓單元〔voltage-lower cell〕，以達到高升壓/高降壓的高轉換比；

【046】 d.該電容 $C_1$ 和該電容 $C_2$ 是該高壓側 $V_H$ 之濾波電容，也作為能量儲存元件，對該高壓側 $V_H$ 而言該電容 $C_1$ 和該電容 $C_2$ 為串聯架構。

【047】 該轉換器（1）經由適當的驅動功率開關，能夠操作在降壓〔step-down，buck〕模式〔請再一併參閱第二圖本發明之降壓模式操作電路示意圖所示〕、或升壓〔step-up，boost〕模式〔請再一併參閱第三圖本發明之升壓模式操作電路示意圖所示〕；在降壓模式操作中，該開關 $S_1$ 和該開關 $S_2$ 為主開關，該開關 $S_5$ 和該開關 $S_6$ 為整流開關，而該開關 $S_4$ 和該開關 $S_3$ 分別與該開關 $S_1$ 和該開關 $S_2$ 的同步切換，即〔 $S_1$ ， $S_4$ 〕和〔 $S_2$ ， $S_3$ 〕是同步驅動為ON或OFF的開關對〔switching pair〕，該開關 $S_1$ 和該開關 $S_2$ 的導通比〔duty ratio〕為 $d_{buck}$ ，採取交錯式操作，工作相位差半切換週期，以降低該低壓側 $V_L$ 的電流漣波。另一方面，在升壓模式操作中，該開關 $S_5$ 和該開關 $S_6$ 為主開關，而開關〔 $S_1$ ， $S_4$ 〕和〔 $S_2$ ， $S_3$ 〕是同步的整流開關，該開關 $S_5$ 和該開關 $S_6$ 為的導通比〔duty ratio〕為 $d_{boost}$ ，採取相差半切換週期的交錯式操作，以降低該低壓側 $V_L$ 的電流漣波。

【048】 而該轉換器（1）為了達到正常操作，在降壓模式操作中，導通比小於0.5，在升壓模式操作中，導通比大於0.5，而且主開關以相差半切換週期的交錯式操作，假設：

【049】 1.所有功率半導體元件〔開關及二極體〕均為理想，即導通壓降為零。

【050】 2.所有電容量都足夠大，使得在一個切換週期內，每一個電容電壓可視為常數。

【051】 3.電感電流操作在連續導通模式〔Continuous Conduction Mode, CCM〕。

【052】 A.降壓模式〔buck mode〕：

【053】 當電力潮流〔power flow〕是由該高壓側 $V_H$ 流向該低壓側 $V_L$ ，可藉由控制做為主開關之該開關 $S_1$ 和該開關 $S_2$ 及做為其同步開關之該開關 $S_4$ 和該開關 $S_3$ 及做為整流開關之該開關 $S_5$ 和該開關 $S_6$ 調整該低壓側 $V_L$ 電壓，做為主開關之該開關 $S_1$ 和該開關 $S_2$ 以相同導通比 $d_{buck}$ ，而且工作相位相差 $180^\circ$ 的交錯式操作，該轉換器（1）在一個切換週期可分成4個操作階段，其各線性階段線性等效電路以及主要元件波形如下，請再一併參閱第四圖本發明之降壓模式主要元件穩態波形圖所示：

【054】 第一階段〔 $t_0 \sim t_1$ 〕：請再一併參閱第五圖本發明之降壓模式第一操作階段等效電路圖所示，本階段開始於 $t = t_0$ ，做為主開關之該開關 $S_1$ 和做為同步開關之該開關 $S_4$ 切換為ON。做為整流開關之該開關 $S_5$ 之本體二極體由ON轉態為OFF，而該開關 $S_2$ 和該開關 $S_3$ 保持為OFF，該開關 $S_6$ 之本體二極體保持為ON，本階段該電感 $L_1$ 跨正電壓 $V_{C4} - V_L$ 或 $V_{C1} - V_{C3} - V_L$ ，電流 $i_{L1}$ 呈線性上升；同時，做為切換

電容之該電容  $C_3$  釋放能量至該電感  $L_1$ ，輸出電容電壓  $V_{C1} = V_{C3} - V_{C4}$ 。另一方面，該電感  $L_2$  跨負電壓  $-V_L$ ，電流  $i_{L2}$  線性下降。當  $t = t_1$ ，做為主開關之該開關  $S_1$  和做為同步開關之該開關  $S_4$  切換為 OFF 時，本階段結束。

**【055】** 第二階段〔 $t_1 \sim t_2$ 〕：請再一併參閱第六圖本發明之降壓模式第二操作階段等效電路圖所示，本階段開始於  $t = t_1$ ，做為主開關之該開關  $S_1$  和該開關  $S_2$  為 OFF，做為同步開關之該開關  $S_3$  和該開關  $S_4$  為 OFF，而做為整流開關之該開關  $S_5$  和該開關  $S_6$  的本體二極體為 ON。該電感  $L_1$  和該電感  $L_2$  跨負電壓  $-V_L$  上，電流  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  呈線性下降，儲存在該電感  $L_1$  和該電感  $L_2$  的能量傳遞至負載  $R_L$  和做為濾波電容之該電容  $C_L$  中。做為同步開關之該開關  $S_3$  和該開關  $S_4$  的跨壓分別箝位在切換電容電壓  $v_{C3}$  和  $v_{C4}$ ，而做為主開關之該開關  $S_1$  和該開關  $S_2$  兩端的跨壓分別等於  $v_{C1} - v_{C3}$  和  $v_{C2} - v_{C4}$ 。當  $t = t_2$ ，做為主開關之該開關  $S_2$  和做為同步開關之該開關  $S_3$  切換為 ON 時，本階段結束。

**【056】** 第三階段〔 $t_2 \sim t_3$ 〕：請再一併參閱第七圖本發明之降壓模式第三操作階段等效電路圖所示，本階段開始於  $t = t_2$ ，做為主開關之該開關  $S_2$ 、做為同步開關之該開關  $S_3$ 、與做為整流開關之該開關  $S_5$  之本體二極體為 ON，做為主開關之該開關  $S_1$ 、做為同步開關之該開關  $S_4$  保持為 OFF，做為整流開關之該開關  $S_6$  之本體二極體切換為 OFF。此階段該電感  $L_1$  跨正電壓  $v_{C3} - v_L$  或  $v_{C2} - v_{C4} - v_L$ ，電流  $i_{L2}$  呈線性上升；同時，做為切換電容之該電容  $C_3$  也在釋放能量至該電感

$L_2$ 。本階段輸出電容電壓為  $V_{C2} = V_{C3} + V_{C4}$ 。另一方面，該電感  $L_1$  跨負電壓  $-V_L$ ，電流  $i_{L1}$  呈線性下降。當  $t = t_3$ ，做為主開關之該開關  $S_2$  和做為同步開關之該開關  $S_3$  切換為 OFF 時，本階段結束。

【057】 第四階段〔 $t_3 \sim t_4$ 〕：請再一併參閱第八圖本發明之降壓模式第四操作階段等效電路圖所示，本階段開始於  $t = t_3$ ，電路操作與第二階段相同。當  $t = t_4$ ，做為主開關之該開關  $S_1$  和做為同步開關之該開關  $S_4$  切換為 ON 時，本階段結束，進入下一個切換週期。

【058】 B.升壓模式〔boost mode〕：

【059】 當電力潮流〔power flow〕是由該低壓側  $V_L$  流向該高壓側  $V_H$ ，可藉由控制做為主開關之該開關  $S_5$  和該開關  $S_6$  與做為整流開關之該開關  $S_1$  和該開關  $S_2$  及做為其同步開關之該開關  $S_4$  和該開關  $S_3$  調整該高壓側  $V_H$  電壓，做為主開關之該開關  $S_5$  和該開關  $S_6$  以相同導通比  $d_{boost}$ ，而且工作相位相差  $180^\circ$  的交錯式操作，該轉換器（1）在一個切換週期可分成 4 個操作階段，其各線性階段線性等效電路以及主要元件波形如下，請再一併參閱第九圖本發明之升壓模式主要元件穩態波形圖所示：

【060】 第一階段〔 $t_0 \sim t_1$ 〕：請再一併參閱第十圖本發明之升壓模式第一操作階段等效電路圖所示，本階段開始於  $t = t_0$ ，做為主開關之該開關  $S_6$ 、該開關  $S_5$  為 ON，做為同步開關之該開關  $S_3$ 、該開關  $S_4$  之本體二極體與做為整流開關之該開關  $S_1$ 、該開關  $S_2$  之本體二極體為 OFF。輸入電壓  $v_L$  跨於該電感  $L_1$ 、該電感  $L_2$  上，電感電流  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  呈

線性上升，能量由輸入電源傳達至電感。該開關  $S_3$ 、該開關  $S_4$  的跨壓分別為箝位電容電壓  $v_{C3}$  和  $v_{C4}$ ，該開關  $S_6$ 、該開關  $S_5$  的跨壓分別等於  $v_{C1} - v_{C3}$  和  $v_{C2} - v_{C4}$ 。令做為輸出電容之該電容  $C_1$ 、該電容  $C_2$  供給輸出負載能量。當  $t = t_1$ ，做為主開關之該開關  $S_5$  切換為 OFF 時，本階段結束。

**【061】** 第二階段〔 $t_1 \sim t_2$ 〕：請再一併參閱第十一圖本發明之升壓模式第二操作階段等效電路圖所示，本階段開始於  $t = t_1$ ，做為主開關之該開關  $S_6$  保持為 ON，做為同步開關之該開關  $S_4$  之本體二極體和做為整流開關之該開關  $S_1$  之本體二極體為 ON，做為主開關之該開關  $S_5$  切換為 OFF，做為同步開關之該開關  $S_3$  之本體二極體和做為整流開關之該開關  $S_2$  之本體二極體保持為 OFF。此階段儲存在該電感  $L_1$  和做為切換電容之該電容  $C_3$  的能量開始釋放到做為輸出電容之該電容  $C_1$  和負載。同時，該電感  $L_1$  的電流有一部分對做為輸出電容之該電容  $C_4$  充電。在這階段輸出電容電壓為  $V_{C1} = V_{C3} + V_{C4}$ 。此外，電感電流  $i_{L2}$  持續上升中，而電感電流  $i_{L1}$  則是呈線性下降。當  $t = t_2$ ，做為主開關之該開關  $S_5$  切換為 ON 時，本階段結束。

**【062】** 第三階段〔 $t_2 \sim t_3$ 〕：請再一併參閱第十二圖本發明之升壓模式第三操作階段等效電路圖所示，本階段開始於  $t = t_2$ ，做為主開關之該開關  $S_6$  保持為 ON，做為同步開關之該開關  $S_4$  之本體二極體與做為整流開關之該開關  $S_1$  之本體二極體為 OFF，做為主開關之該開關  $S_5$  切換為 ON，做為同步開關之該開關  $S_3$  之本體二極體和做為

整流開關之該該開關  $S_2$  之本體二極體保持為 OFF。其等效電路與第一階段相同。當  $t=t_3$ ，做為主開關之該開關  $S_6$  切換為 OFF 時，本階段結束。

【063】 第四階段〔 $t_3 \sim t_4$ 〕：請再一併參閱第十三圖本發明之升壓模式第四操作階段等效電路圖所示，本階段開始於  $t=t_3$ ，做為主開關之該開關  $S_5$  保持為 ON，做為同步開關之該開關  $S_3$  之本體二極體和做為整流開關之該該開關  $S_2$  之本體二極體為 OFF，做為主開關之該開關  $S_6$  切換為 OFF，做為同步開關之該開關  $S_4$  之本體二極體與做為整流開關之該開關  $S_1$  之本體二極體保持為 OFF。此階段儲存在該電感  $L_2$  的能量和做為切換電容之該電容  $C_4$  的能量開始釋放到做為輸出電容之該電容  $C_2$  和負載。同時，該電感  $L_2$  的能量有一部分儲存在做為切換電容之該電容  $C_3$ 。本階段輸出電容電壓為  $V_{C2} = V_{C3} + V_{C4}$ 。此外，電感電流  $i_{L1}$  持續上升中，而電感電流  $i_{L2}$  則是呈線性下降。當  $t=t_4$ ，做為主開關之該開關  $S_6$  切換為 ON，做為同步開關之該開關  $S_4$  為 OFF 時，本階段結束，進入下一個切換週期。

【064】 在雙向轉換器中 MOSFET 的本體二極體，一般具有較大的反向恢復時間〔reverse-recovery time〕，會導致切換損失較大，因此應用柔性切換技術是非常重要的。在降壓模式操作中做為整流開關之為該開關  $S_5$  和該開關  $S_6$ ，每個階段有一個或兩個該開關  $S_5$  或該開關  $S_6$  的本體二極體〔body diode〕導通，一般而言，因為 MOSFET 的導通電阻  $R_{ds(on)}$  所產生的導通壓降遠比其本體二極體產生的導通

壓降小，所以應用修正型同步整流技術不但可以降低導通損失，也可以達到零電壓切換的導通〔ZVS turn on〕和零電壓切換的截止〔ZVS turn off〕，其作法如下：

**【065】** 請再一併參閱第十四圖本發明之降壓模式中修正型同步整流操作原理的驅動信號示意圖所示，做為主開關 MOSFET 之該開關  $S_1$  和該開關  $S_4$  的切換根據驅動信號  $v_{gs1}$  和  $v_{gs4}$ ，在盲時〔dead time〕 $t_d$  中，電流流經做為整流開關之該開關  $S_5$  的本體二極體，此時該開關  $S_5$  的跨壓接近於零〔本體二極體的壓降〕，然後  $v_{gs5}$  轉態為 High，使 MOSFET 之該開關  $S_5$  導通電流達成零電壓切換導通，因為 MOSFET 的低導通電阻及低導通壓降，可降低導通損失。在驅動信號  $v_{gs1}$  和  $v_{gs4}$  轉態為 High 之前的盲時  $t_d$ ，驅動信號  $v_{gs5}$  先轉態為 Low，讓電流流經 MOSFET 之該開關  $S_5$  的本體二極體，此時之該開關  $S_5$  的跨壓接近於零，達成零電壓切換截止。相同的同步整流技術可應用到做為整流開關 MOSFET 之該開關  $S_6$ ，達成零電壓切換導通(ZVS turn on)和零電壓切換截止(ZVS turn off)。

**【066】** 在升壓模式操作中，做為主開關之該開關  $S_5$  和該開關  $S_6$ ，做為整流開關之〔 $S_1$ ， $S_4$ 〕和〔 $S_2$ ， $S_3$ 〕，利用同步整流操作的驅動信號〔請再一併參閱第十五圖本發明之升壓模式中修正型同步整流操作原理的驅動信號示意圖所示〕，該開關  $S_1$ 、該開關  $S_2$ 、該開關  $S_3$ 、該開關  $S_4$  都能達成零電壓切換導通(ZVS turn on)和零電壓切換截止(ZVS turn off)。

【067】 以下進行該轉換器（ 1 ）之電壓增益分析：

【068】 A.降壓模式的電壓增益：

【069】 在降壓模式操作中，第一階段做為主開關之該開關  $S_1$  為 ON，導通時間  $DT_s$ ，電感電壓  $v_{L1} = V_{C1} - V_{CA} - V_L$ 。第二、三、四階段做為主開關之該開關  $S_1$  為 OFF，截止時間  $(1-D)T_s$ ，電感電壓  $v_{L1} = -V_L$ 。對該電感  $L_1$  應用伏-秒平衡定理，可得

$$\text{【070】 } D(V_{C1} - V_{C3} - V_L) + (1-D)(-V_L) = 0 \quad (1)$$

【071】 整理可得

$$\text{【072】 } V_L = D(V_{C1} - V_{C3}) \quad (2)$$

【073】 同理，對該電感  $L_2$  應用伏-秒平衡定理，可得

$$\text{【074】 } V_L = D(V_{C2} - V_{C4}) \quad (3)$$

【075】 在第一階段和第三階段的操作電路中，分別可得

$$\text{【076】 } V_{C1} = V_{C3} + V_{C4} \quad (4)$$

$$\text{【077】 } V_{C2} = V_{C3} + V_{C4} \quad (5)$$

【078】 又因為

$$\text{【079】 } V_H = V_{C1} + V_{C2} \quad (6)$$

【080】 由(4)(5)(6)式可知

$$\text{【081】 } V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_H}{2} \quad (7)$$

【082】 將(7)式代入(2)和(3)式，可得 $V_{C3} = V_{C4}$ ，再由(4)和(7)式可得

$$\text{【083】 } V_{C3} = V_{C4} = \frac{V_H}{4} \quad (8)$$

【084】 將(7)(8)式代入(2)式或(3)式，可得該低壓側 $V_L$ 電壓和該高壓側 $V_H$ 電壓的關係

$$\text{【085】 } V_L = \frac{D}{4} V_H \quad (9)$$

【086】 所以降壓模式操作的電壓轉換比 $M_{buck}$ 為

$$\text{【087】 } M_{buck} = \frac{V_L}{V_H} = \frac{D}{4} \quad (10)$$

【088】 B.升壓模式的電壓增益：

【089】 在升壓模式操作中，第一、二、三階段做為主開關之該開關 $S_6$ 為 ON，導通時間 $DT_s$ ，電感電壓 $v_{L2} = V_L$ 。第四階段做為主開關之該開關 $S_6$ 為 OFF，截止時間 $(1-D)T_s$ ，電感電壓 $v_{L2} = V_L - V_{C3}$ 。對該電感 $L_2$ 應用伏-秒平衡定理，可得

$$\text{【090】 } D(V_L) + (1-D)(V_L - V_{C3}) = 0 \quad (11)$$

【091】 整理可得

$$\text{【092】 } V_{C3} = \frac{1}{1-D} V_L \quad (12)$$

【093】 同理，對該電感 $L_1$ 應用伏-秒平衡定理，可得

$$\text{【094】 } V_{C4} = \frac{1}{1-D} V_L \quad (13)$$

【095】 在第二階段和第四階段的操作電路中，分別可得

$$\text{【096】 } V_{C1} = V_{C3} + V_{C4} = \frac{2}{1-D} V_L \quad (14)$$

$$\text{【097】 } V_{C2} = V_{C3} + V_{C4} = \frac{2}{1-D} V_L \quad (15)$$

【098】 又因為

$$\text{【099】 } V_H = V_{C1} + V_{C2} \quad (16)$$

【0100】 由(14)(15)(16)式可得

$$\text{【0101】 } V_H = \frac{4}{1-D} V_L \quad (17)$$

【0102】 所以升壓模式操作的電壓轉換比  $M_{boost}$  為

$$\text{【0103】 } M_{boost} = \frac{V_H}{V_L} = \frac{4}{1-D} \quad (18)$$

【0104】 以下進行該轉換器（1）之開關電壓應力分析：

【0105】 為了簡化開關電壓應力分析，忽略電容的電壓漣波。根據降壓模式操作的每個階段電路，可求得每個開關的電壓應力為

$$\text{【0106】 } V_{S4-stress} = V_{S5-stress} = V_{S6-stress} = \frac{V_H}{4} \quad (19)$$

$$\text{【0107】 } V_{S1-stress} = V_{S2-stress} = V_{S3-stress} = \frac{V_H}{2} \quad (20)$$

【0108】 根據升壓模式操作的每個階段電路，可求得每個開關的電壓應力為

$$\text{【0109】 } V_{S4-stress} = V_{S5-stress} = V_{S6-stress} = \frac{1}{1-D} V_L = \frac{V_H}{4} \quad (21)$$

$$\text{【0110】 } V_{S1-stress} = V_{S2-stress} = V_{S3-stress} = \frac{2}{1-D} V_L = \frac{V_H}{2} \quad (22)$$

【0111】 開關元件低電壓應力的優點：由於傳統交錯式升壓型轉換器

的功率開關電壓應力為輸出電壓 $V_o$ ，而本發明該轉換器（1）的功率開關電壓應力僅為該高壓側 $V_H$ 電壓的1/4或1/2，因此可使用低額定耐壓具有較低導通電阻的MOSFET，可降低開關導通損失。

【0112】 為了驗證該轉換器（1）於降壓模式的性能與特點，使用IsSpice 模擬軟體驗證。設定該轉換器（1）之相關參數為：輸入電壓400V、輸出電壓36V、最大輸出功率1000W、切換頻率40kHz〔請再一併參閱第十六圖本發明之降壓模式模擬電路示意圖所示〕：

【0113】 A.驗證降壓模式穩態特性：

【0114】 首先驗證該轉換器（1）之降壓模式穩態特性，滿載1000W時，該開關 $S_1$ 和該開關 $S_2$ 的驅動信號 $v_{gs1}$ 和 $v_{gs2}$ 、輸入電壓與輸出電壓波形〔請再一併參閱第十七圖本發明之降壓模式開關驅動信號、輸入電壓與輸出電壓波形圖所示〕，可看出 $V_H = 400V$ 、 $V_L = 36V$ ，導通比 $D = 0.37$ ，原則上符合(10)式電壓增益的結果。驗證了電壓增益小於1/11倍，而該轉換器（1）不必操作在極小的導通比。

【0115】 B.驗證降壓模式具有低漣波電流性能與CCM操作：

【0116】 滿載1000W時，電感電流 $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$ 及該低壓側 $V_L$ 總電流 $i_L$ 波形〔請再一併參閱第十八圖本發明之降壓模式交錯式操作降低輸入電流漣波驗證波形圖所示〕， $i_{L1}$ 和 $i_{L2}$ 的漣波電流都為4.82A，而 $i_L$ 的漣波電流僅為1.98A，明顯地交錯式操作具有降低漣波電流作用。另一方面， $i_{L1}$ 和 $i_{L2}$ 的平均電流分別為 $\overline{i_{L1}} = 13.9A$ ， $\overline{i_{L2}} = 13.9A$ ，達到均

流的特性。另外，可驗證該轉換器（1）確實操作在連續導通模式〔CCM〕。

【0117】 C.驗證降壓模式開關電壓應力：

【0118】 開關驅動信號  $v_{gs3}$  與  $v_{gs6}$  與開關跨壓  $v_{ds3}$  和  $v_{ds6}$ 〔請再一併參閱第十九圖本發明之降壓模式開關電壓應力驗證波形圖所示〕，該開關  $S_6$  的電壓應力為 100V，僅為該高壓側  $V_H$  電壓的 1/4，另一方面該開關  $S_3$  的電壓應力為 200V，僅為該高壓側  $V_H$  電壓的 1/2，符合(19)和(20)式的結果，驗證該轉換器（1）開關具有低電壓應力的優點。此外，開關該開關  $S_1$ 、該開關  $S_2$ 、該開關  $S_4$ 、該開關  $S_5$  的電壓應力也都經由模擬驗證符合分析結果。

【0119】 D.驗證降壓模式該開關  $S_5$  和該開關  $S_6$  的零電壓切換波形：

【0120】 滿載 1000W 時，該開關  $S_5$  和該開關  $S_6$  加入同步整流技術，由其 ZVS 切換波形可知〔請再一併參閱第二十圖本發明之降壓模式開關零電壓切換驗證波形圖所示〕，具有零電壓切換為導通(ZVS turn on 及零電壓切換為截止(ZVS turn off)的性能，降低切換損失。

【0121】 E.驗證降壓模式電容電壓：

【0122】 該電容  $C_1$  和該電容  $C_2$  與做為切換電容之該電容  $C_3$  和該電容  $C_4$  的電壓波形〔請再一併參閱第二十一圖本發明之降壓模式電容電壓驗證波形圖所示〕， $V_{C1} = V_{C2} \cong 200V$ ， $V_{C3} = V_{C4} \cong 100V$ ，符合(7)和(8)式的推導結果。

【0123】 為了驗證該轉換器（1）於升壓模式的性能與特點，使用 IsSpice 模擬軟體驗證。設定該轉換器（1）之相關參數為：輸入電壓 36V、輸出電壓 400V、最大輸出功率 1000W、切換頻率 40kHz [請再一併參閱第二十二圖本發明之升壓模式模擬電路示意圖所示]：

【0124】 F. 驗證升壓模式穩態特性：

【0125】 首先驗證該轉換器（1）之升壓模式穩態特性，滿載 1000W 時，該開關  $S_5$  和該開關  $S_6$  的驅動信號  $v_{gs5}$  和  $v_{gs6}$ 、輸入電壓與輸出電壓波形 [請再一併參閱第二十三圖本發明之升壓模式開關驅動信號、輸入電壓與輸出電壓波形圖所示]，可看出  $V_{in} = 36V$ 、 $V_o = 400V$ ，導通比  $D = 0.66$ ，原則上符合(18)式電壓增益的結果。驗證了電壓增益大於 11 倍，但該轉換器（1）不必操作在極大的導通比。

【0126】 G. 驗證升壓模式具有低漣波電流性能與 CCM 操作：

【0127】 滿載 1000W 時，電感電流  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  及該總輸入電流  $i_L$  波形 [請再一併參閱第二十四圖本發明之升壓模式交錯式操作降低輸入電流漣波驗證波形圖所示]， $i_{L1}$  和  $i_{L2}$  的漣波電流都為 4.64A，而  $i_L$  的漣波電流僅為 2.43A，明顯地交錯式操作具有降低漣波電流作用。另外，可驗證該轉換器（1）確實操作在連續導通模式 [CCM]。

【0128】 H. 驗證升壓模式最大開關電壓應力：

【0129】 開關驅動信號  $v_{gs3}$  與開關跨壓  $v_{ds3}$  [請再一併參閱第二十五圖

本發明之升壓模式開關電壓應力驗證波形圖所示〕，當該開關 $S_3$ 為OFF時，該開關 $S_3$ 的電壓應力約為200V，僅為輸出電壓的二分之一，符合(22)式的結果，驗證該轉換器(1)開關具有低電壓應力的優點。

【0130】 I. 驗證升壓模式該開關 $S_1$ 和該開關 $S_2$ 的零電壓切換波形：

【0131】 滿載1000W時，該開關 $S_1$ 和該開關 $S_2$ 的ZVS切換波形〔請再一併參閱第二十六圖本發明之升壓模式開關零電壓切換驗證波形圖(一)所示〕，當開關驅動信號切換的瞬間，該開關 $S_1$ 和該開關 $S_2$ 跨壓 $v_{ds1}$ 和 $v_{ds2}$ 均已降為零，驅動信號 $v_{gs1}$ 和 $v_{gs2}$ 才切換為高準位，達到ZVS切換為導通的特性，降低切換損失。

【0132】 J. 驗證升壓模式該開關 $S_3$ 和該開關 $S_4$ 的零電壓切換波形：

【0133】 滿載1000W時，該開關 $S_3$ 和該開關 $S_4$ 的ZVS切換波形〔請再一併參閱第二十七圖本發明之升壓模式開關零電壓切換驗證波形圖(二)所示〕，當開關驅動信號切換的瞬間，該開關 $S_3$ 和該開關 $S_4$ 跨壓 $v_{ds3}$ 和 $v_{ds4}$ 均已降為零，驅動信號 $v_{gs3}$ 和 $v_{gs4}$ 才切換為高準位，達到ZVS切換為導通的特性，降低切換損失。

【0134】 K. 驗證升壓模式電容電壓：

【0135】 做為切換電容之該電容 $C_1$ 和該電容 $C_2$ 與做為舉升電容之該電容 $C_3$ 和該電容 $C_4$ 的電壓波形〔請再一併參閱第二十八圖本發明之升壓模式電容電壓驗證波形圖所示〕， $V_{C1} = V_{C2} \cong 200V$ ， $V_{C3} = V_{C4} \cong 100V$ ，

符合(12)~(15)式推導的結果。

【0136】 結論：

【0137】 由以上模擬波形得知，該轉換器（1）具有以下特點：

【0138】 1.電壓增益公式、功率開關電壓應力及每個輸出電容電壓值與穩態特性分析的推導結果都十分符合。

【0139】 2.高電壓轉換比的達成，轉換器確實不必操作在極端〔極大或極小〕的導通比。

【0140】 3.轉換器功率開關的電壓應力只有高電壓側的 1/2 或 1/4，可使用導通電阻較小的低額定耐壓 MOSFET，降低導通損失。

【0141】 4.由於並聯輸入及交錯式操作，使得電流漣波能相消，降低電流漣波大小。

【0142】 然而前述之實施例或圖式並非限定本發明之產品結構或使用方式，任何所屬技術領域中具有通常知識者之適當變化或修飾，皆應視為不脫離本發明之專利範疇。

【0143】 綜上所述，本發明實施例確能達到所預期之使用功效，又其所揭露之具體構造，不僅未曾見諸於同類產品中，亦未曾公開於申請前，誠已完全符合專利法之規定與要求，爰依法提出發明專利之申請，懇請惠予審查，並賜准專利，則實感德便。

【符號說明】

【0144】 ( 1 ) 轉換器

【0145】 ( 2 ) 單向轉換器

【0146】 ( 3 ) 雙向轉換器