

【發明說明書】

【中文發明名稱】

超高電壓增益交錯式直流轉換器

【英文發明名稱】

EXTRA-HIGH VOLTAGE GAIN INTERLEAVED DC/DC CONVERTER

【技術領域】

【0001】 本發明係有關於一種超高電壓增益交錯式直流轉換器，尤其是指一種具高升壓增益、高電力密度、低電壓應力、高功率應用及高轉換效率，而在其整體施行使用上更增實用功效特性者。

【先前技術】

【0002】 按，對於直流升壓目的而言，理論上，操作在極高導通比的傳統升壓型〔boost〕轉換器能夠得到高電壓增益，但是實務上受到寄生元件的影響，電壓轉換比受限在約 5 倍以下，因此當電壓增益高達 10 倍左右的實務需求時，研發嶄新的高升壓轉換器拓樸是必要的。因此，於近幾年來，高升壓 DC-DC 轉換器是電力電子工程領域中常見的研究主題之一。

【0003】 實務上操作在極大導通比的傳統升壓型轉換器其電壓增益是有所限制，而且轉換效率不佳。另一方面，操作在極大導通比的升壓型轉換器衍生了以下問題：容易產生很大的輸入電流漣波，使得太陽能電池模組輸出端的電解電容數量必須增加，減少燃料電池

的使用壽命；另一方面，輸出二極體的反向恢復問題造成嚴重的反向恢復損失及 EMI 雜訊問題。

【0004】 另，在轉換效率考量方面，由於環保意識高漲，節能減碳是各國的重要政策，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。典型交錯式升壓型轉換器之功率開關與輸出二極體之電壓應力均為高壓的輸出電壓，由於高耐壓的 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。

【0005】 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，提供一種超高電壓增益交錯式直流轉換器，以期達到更佳實用價值性之目的者。

【發明內容】

【0006】 本發明之主要目的在於提供一種超高電壓增益交錯式直流轉換器，主要係可得到極高的升壓增益，且開關 S_1 、開關 S_2 以 180° 的相位差交錯工作，可使輸入電流漣波降低，能使用電感值較小之輸入濾波電感，降低電感的體積，及可不必操作在極大的導通比，功率開關具有低於輸出電壓的低電壓應力，可使用導通電阻較小的低額定耐壓 MOSFET，降低成本與導通損失，提升整體效率，並具有並聯連接特性，可分擔輸入電流，能有效降低電路中儲能元件及開關元件之電流應力，適合應用於高功率的場合，同時能使電路導

通損失有效降低，提升轉換器之整體效率，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】

【0007】 第一圖：本發明之電路圖

【0008】 第二圖：本發明之主要元件時序及波形圖

【0009】 第三圖：本發明之預備階段等效線性電路圖

【0010】 第四圖：本發明之第一階段等效線性電路圖

【0011】 第五圖：本發明之第二階段等效線性電路圖

【0012】 第六圖：本發明之第三階段等效線性電路圖

【0013】 第七圖：本發明之第四階段等效線性電路圖

【0014】 第八圖：本發明之模擬電路示意圖

【0015】 第九圖：本發明之開關驅動信號 $v_{gs(S1)}$ 、 $v_{gs(S2)}$ 與輸入電壓 V_{in} 及輸出電壓 V_o 的模擬波形圖

【0016】 第十圖：本發明之輸入端電流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{in} 的模擬波形圖

【0017】 第十一圖：本發明之開關 S_1 的相關模擬波形圖

【0018】 第十二圖：本發明之開關 S_2 的相關模擬波形圖

【0019】 第十三圖：本發明於匝數比 $n=1$ 時與文獻〔1〕之電壓轉換比比較曲線圖

【0020】 第十四圖：本發明於匝數比 $n=3$ 時與文獻〔1〕之電壓轉換比比較曲線圖

【實施方式】

【0021】 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：

【0022】 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）主要係於輸入電壓 V_{in} 之正極分別連接電感 L_{11} 之第一端、電容 C_c 之負極及電感 L_{12} 之第一端，而該輸入電壓 V_{in} 之負極則分別連接有開關 S_1 之第二端、開關 S_2 之第二端及二極體 D_4 之負極，該電感 L_{11} 之第二端分別連接有二極體 D_1 之正極及二極體 D_{11} 之正極，該電容 C_c 之正極分別連接有該二極體 D_{11} 之負極、電感 L_1 之第一端、二極體 D_{12} 之負極及電感 L_2 之第一端，該電感 L_{12} 之第二端分別連接有該二極體 D_{12} 之正極及二極體 D_2 之正極，該二極體 D_1 之負極分別連接有該電感 L_1 之第二端、該開關 S_1 之第一端、二極體 D_3 之正極、電容 C_{o1} 之負極及電容 C_{o2} 之正極，該二極體 D_2 之負極分別連接有該電感 L_2 之第二端、該開關 S_2 之第一端、電容 C_A 之負極及電容 C_B 之正極，該二極體 D_3 之負極分別連接有該電容 C_A 之正極及二極體 D_5 之正極，該二極體 D_4 之正極分別連接有該電容 C_B 之負極及二極體 D_6 之負極，該二極體 D_5 之負極分別連接有該電容 C_{o1} 之正極及輸出阻抗 R_o 之正極，該二極體 D_6 之正極分別連接有該電容 C_{o2} 之負極及輸出阻抗 R_o 之負

極。

【0023】 而根據各開關切換與各二極體導通與否，可以將該轉換器（1）在一個切換週期 T_s 的動作，分成四個線性階段，其各線性階段等效線性電路以及主要元件波形如下，請再一併參閱第二圖本發明之主要元件時序及波形圖所示：

【0024】 預備階段〔 $t \sim t_0$ 〕：〔開關 S_1 ：ON、開關 S_2 ：ON、二極體 D_1 ：ON、二極體 D_2 ：ON、二極體 D_{i1} ：OFF、二極體 D_{i2} ：OFF、二極體 D_3 ：OFF、二極體 D_4 ：OFF、二極體 D_5 ：OFF、二極體 D_6 ：OFF〕：請再一併參閱第三圖本發明之預備階段等效線性電路圖所示，在預備階段時，該開關 S_1 與該開關 S_2 導通〔ON〕持續一段時間，該二極體 D_{i1} 、該二極體 D_{i2} 、該二極體 D_3 、該二極體 D_4 、該二極體 D_5 、該二極體 D_6 皆因逆向偏壓而 OFF，此時該電感 L_{i1} 、該電感 L_{i2} 因跨輸入電壓 V_{in} ，電流以斜率 V_{in}/L_{i1} 、 V_{in}/L_{i2} 線性上升，加上該電容 C_c 之電壓 V_{Cc} 使得電流以斜率 $(V_{in}+V_{Cc})/L_1$ 、 $(V_{in}+V_{Cc})/L_2$ 線性上升。當該開關 S_1 由 ON 切換至 OFF 時，該二極體 D_1 由 ON 切換至 OFF，該二極體 D_{i1} 、該二極體 D_3 、該二極體 D_6 由 OFF 切換至 ON，則該轉換器（1）進入在一個切換週期 T_s 下之第一階段電路動作。

【0025】 第一階段〔 $t_0 \sim t_1$ 〕：〔開關 S_1 ：OFF、開關 S_2 ：ON、二極體 D_1 ：OFF、二極體 D_2 ：ON、二極體 D_{i1} ：ON、二極體 D_{i2} ：OFF、二極體 D_3 ：ON、二極體 D_4 ：OFF、二極體 D_5 ：OFF、二極體 D_6 ：ON〕：請再一併參閱第四圖本發明之第一階段等效線性電路圖所

示，該開關 S_1 已由 ON 切換至 OFF，該二極體 D_1 由 ON 切換至 OFF，該二極體 D_{i1} 、該二極體 D_3 、該二極體 D_6 由 OFF 切換至 ON，該開關 S_2 保持為 ON，此時該二極體 D_{i1} 因電流 i_{Li1} 保持連續而導通，該二極體 D_3 與做為輸出二極體之該二極體 D_6 因電流 i_{Li} 保持連續而導通，且該開關 S_1 跨壓 v_{ds1} 被該二極體 D_3 箝位在升壓電容電壓 V_{CA} 。開始對該電容 C_A 、該電容 C_{o1} 作充電，此時電流 i_{Li} 流經該二極體 D_3 與做為輸出二極體之該二極體 D_6 ，降低輸入端電流的提供，電感電流 i_{Li} 以斜率 $(V_{in} + V_{Cc} - V_{CA})/L_1$ 線性下降，電流 i_{Li1} 則流經該二極體 D_{i1} ，電感電流 i_{Li1} 以斜率 $-V_{Cc}/L_{i1}$ 線性下降，當該開關 S_1 由 OFF 切換至 ON 時，則該轉換器 (1) 進入在一個切換週期 T_s 下之第二階段電路動作。

【0026】 第二階段 [$t_1 \sim t_2$] : [開關 S_1 : ON、開關 S_2 : ON、二極體 D_1 : ON、二極體 D_2 : ON、二極體 D_{i1} : OFF、二極體 D_{i2} : OFF、二極體 D_3 : OFF、二極體 D_4 : OFF、二極體 D_5 : OFF、二極體 D_6 : OFF] : 請再一併參閱第五圖本發明之第二階段等效線性電路圖所示，本階段該開關 S_1 由 OFF 轉變為 ON，該開關 S_2 保持為 ON，此時電路動作與預備階段相同。當該開關 S_2 由 ON 切換至 OFF 時，則該轉換器 (1) 進入在一個切換週期 T_s 下之第三階段電路動作。

【0027】 第三階段 [$t_2 \sim t_3$] : [開關 S_1 : ON、開關 S_2 : OFF、二極體 D_1 : ON、二極體 D_2 : OFF、二極體 D_{i1} : OFF、二極體 D_{i2} : ON、二極體 D_3 : OFF、二極體 D_4 : ON、二極體 D_5 : ON、二極體 D_6 : OFF] : 請再一併參閱第六圖本發明之第三階段等效線性電路圖所

示，該開關 S_2 已由 ON 轉變為 OFF，則該二極體 D_2 由 ON 切換至 OFF，此時該二極體 D_{i2} 、該二極體 D_4 、該二極體 D_5 由 OFF 切換至 ON，該開關 S_1 保持為 ON，此階段該二極體 D_{i2} 因電流 i_{Li2} 保持連續而導通，該二極體 D_4 與做為輸出二極體之該二極體 D_5 因電流 i_{L2} 保持連續而導通，且該開關 S_2 跨壓 v_{ds2} 被該二極體 D_4 箝位在升壓電容電壓 V_{CB} 。開始對該電容 C_B 、該電容 C_{o2} 作充電，此時電流 i_{L2} 流經該二極體 D_4 與做為輸出二極體之該二極體 D_5 ，降低輸入端電流的提供，電感電流 i_{L2} 以斜率 $(V_{in} + V_{Cc} - V_{CB})/L_2$ 線性下降，電流 i_{Li2} 則流經該二極體 D_{i2} ，電感電流 i_{Li2} 以斜率 $-V_{Cc}/L_{i2}$ 線性下降，當該開關 S_2 由 OFF 切換至 ON 時，則該轉換器 (1) 進入在一個切換週期 T_s 下之第四階段電路動作。

【0028】 第四階段 [$t_3 \sim t_0 + T$] : [開關 S_1 : ON、開關 S_2 : ON、二極體 D_1 : ON、二極體 D_2 : ON、二極體 D_{i1} : OFF、二極體 D_{i2} : OFF、二極體 D_3 : OFF、二極體 D_4 : OFF、二極體 D_5 : OFF、二極體 D_6 : OFF] : 請再一併參閱第七圖本發明之第四階段等效線性電路圖所示，本階段該開關 S_2 由 OFF 轉變為 ON，該開關 S_1 保持為 ON，此時電路動作與預備階段相同。當該開關 S_1 由 ON 切換至 OFF 時，則該轉換器 (1) 進入下一階段，完成一週期 T_s 下之電路動作。

【0029】 據上述電路動作分析，使用 IsSpice 模擬軟體驗證其電路理論分析、電氣規格以及上述所及之優點，而該轉換器 (1) 之模擬電氣規格與元件參數設定如下表 1 所示：

表 1 電氣規格與元件參數

輸入電壓 V_{in}	20V	導通比	0.55
輸出電壓 V_o	400V	電感 L_{l1} 、 L_{l2} 、 L_1 、 L_2	$100\mu H$
輸出功率 P_o	200W	輸出電容 C_{o1} 、 C_{o2}	$100\mu F$
切換頻率 f_s	100kHz	電容 C_c 、 C_A 、 C_B	$200\mu F$

【0030】 以下將介紹輸出功率 $P_o = 200W$ 之下相關模擬結果。請再一併參閱第八圖本發明之模擬電路示意圖所示，模擬波形將驗正項目如下：

【0031】 A. 電氣規格驗證：輸入電壓 V_{in} 、輸出電壓 V_o 、導通比 D

【0032】 請再一併參閱第九圖本發明之開關驅動信號 $v_{gs(S1)}$ 、 $v_{gs(S2)}$ 與輸入電壓 V_{in} 及輸出電壓 V_o 的模擬波形圖所示，由該第九圖可知，輸入電壓 $V_{in} = 20V$ 、輸出電壓 $V_o = 400V$ ，滿足電氣之需求規格。

【0033】 B. 輸入電流漣波相消： i_{Ll1} 、 i_{Ll2} 、 i_{in}

【0034】 因為該轉換器(1)以交錯 180 度依序導通的驅動方式操作，因此電感電流 i_{Ll1} 和 i_{Ll2} 漣波相差 180 度，又 $i_{in} = i_{Ll1} + i_{Ll2} + i_{Cc}$ ，因此 i_{Ll1} 和 i_{Ll2} 之漣波可以相消以降低輸入電流 i_{in} 之漣波。請再一併參閱第十圖本發明之輸入端電流 i_{Ll1} 、 i_{Ll2} 、 i_{in} 的模擬波形圖所示，可以觀察出，當電感電流漣波 Δi_{Ll1} 和 Δi_{Ll2} 約為 0.8A，輸入電流漣波 Δi_{in} 約為 0.2A，輸入電流 i_{in} 確實因交錯式操作，有漣波相消的性能〔輸入電流 i_{in} 須減去 i_{Cc} 後再作計算〕。

【0035】 C. 開關 S_1 、開關 S_2 的低電壓應力： $(v_{gs(S1)}, v_{ds(S1)}, V_{CA})$ 及 $(v_{gs(S2)}, v_{ds(S2)}, V_{CB})$

【0036】 因為該轉換器（1）加入升壓電容，因此開關跨壓將會被升壓電容給限制住： $v_{ds(S1,max)} = 100V$ 、 $v_{ds(S2,max)} = 100V$ ，請再一併參閱第十一圖本發明之開關 S_1 的相關模擬波形圖及第十二圖本發明之開關 S_2 的相關模擬波形圖所示，開關的跨壓也約為 $100V$ ，可知開關確實擁有遠低於輸出電壓的低電壓應力。

【0037】 而本發明之轉換器（1）與文獻中之高升壓比轉換器，在電壓轉換比進行比較，請參閱下表2所示，本發明之轉換器（1）具有極高的電壓轉換比：

表2 參考文獻與本發明之比較表

高升壓轉換器	文獻〔1〕	文獻〔2〕	文獻〔3〕	本發明
電壓轉換比	$\frac{2+2n}{1-D}$	$\frac{2+2n}{1-D}$	$\frac{2+2n}{1-D}$	$\frac{4}{(1-D)^2}$

【0038】 請再一併參閱第十三圖本發明於匝數比 $n=1$ 時與文獻〔1〕之電壓轉換比比較曲線圖及第十四圖本發明於匝數比 $n=3$ 時與文獻〔1〕之電壓轉換比比較曲線圖所示，由於文獻〔1〕、文獻〔2〕、文獻〔3〕之電壓增益皆相同，取文獻〔1〕為代表與本發明之轉換器（1）進行比較可知，本發明之轉換器（1）具有最高之電壓增益，且當導通比 D 越大時，則差距會更加明顯。

【0039】 參考文獻：

【0040】 〔1〕 W. Li, Y. Zhao, J. Wu, and X. He, " Interleaved High Step-Up Converter with Winding-Cross-Coupled Inductors and Voltage Multiplier Cells" *IEEE Transactions on Power Electronics*,

Vol.27, No.1, January 2012

【0041】 [2] L. He, and J. Lei, " High Step-Up Converter with Passive Lossless Clamp Circuit and Switched-Capacitor: Analysis, Design, and Experimentation" IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 2013

【0042】 [3] K. C. Tseng, and C. C. Huang, " High Step-Up High-Efficiency Interleaved Converter with Voltage Multiplier Module for Renewable Energy System" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 61, No. 3, March 2014

【0043】 藉由以上所述，本發明電路之組成與使用實施說明可知，本發明主要係具有下列特點：

【0044】 1.高升壓增益：本發明之轉換器可得到極高的升壓增益。

【0045】 2.高電力密度：本發明之開關 S_1 、開關 S_2 係以 180° 的相位差交錯工作，可使輸入電流漣波降低，因此可以使用電感值較小之輸入濾波電感，降低電感的體積。

【0046】 3.低電壓應力：本發明之轉換器具高電壓增益的達成，不必操作在極大的導通比，且功率開關具有低於輸出電壓的低電壓應力，故可使用導通電阻較小的低額定耐壓 MOSFET，降低成本與導通損失，提升整體效率。

【0047】 4.高功率應用：本發明之轉換器由於電路架構具有並聯連接

特性，故可分擔輸入電流，能有效降低電路中儲能元件及開關元件之電流應力，適合應用於高功率的場合。

【0048】 5.高轉換效率：本發明之轉換器具有電流分流且可選用低導通電阻 MOSFET，使電路導通損失有效降低，提升轉換器之整體效率。

【0049】 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。

【0050】 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】

【0051】 (1) 轉換器