

【發明說明書】

【中文發明名稱】 發電轉換器

【技術領域】

【0001】 本發明係在提供一種發電轉換器，特別係設有輸入電壓、第一分壓電容、第二分壓電容、交錯式驅動電路、共振槽、倍壓整流器、濾波電容及負載所電性連接而成；如此，該交錯式驅動電路可確保正常驅動，該共振槽可使該交錯式驅動電路之第一功率開關、第二功率開關在零電壓或零電流之狀態下，減少該交錯式驅動電路之第一功率開關、第二功率開關之切換損失，以提高再生能源發電轉換的操作效率。

【先前技術】

【0002】 按，目前石油在能源工業扮演著不可或缺的角色，而隨著石油廣泛的使用，能源危機已趨於白熱化，讓人們不得不重視急切的能源危機問題；又，人類最常使用的電力能源，大部份是由化石燃料轉換所得之二次能源，因此發電過程中會伴隨溫室氣體二氧化碳的排放，造成全球氣候的異常，為解決氣候變化，於1997年12月在日本京都府京都市的國立京都國際會館所召開聯合國氣候變化綱要公約參加國三次會議制定，其目標係將大氣中的溫室氣體含量穩定在一個適當的水平，以保證生態系統的平穩適應、食物的安全生產和經濟的可持續發展，來規範38個國家及歐盟，以個別或共同的方式控制人為排放之溫室氣體數量，減少溫室效應對全球氣候環境造成的影響；為了解決此問題，近而研究如何提升再生能源的轉換技術，藉此提高能源的運用於電力電子領域，但目前市面上的電子產品所使用的轉換器，大多數是以硬式切換為主，當功率開關操作於高頻切換時，會造成功率開關之切換損失及產品之效率低落；緣此，本發明人有鑑於習知存在有如上述之缺失，乃潛心研究、改良，遂得以首先發明本發明。

【發明內容】

【0003】 本發明之主要目的係在：該交錯式驅動電路可確保正常驅動，該共振槽可使該交錯式驅動電路之第一功率開關、第二功率開關在零電壓或零電流之狀態下，減少該交錯式驅動電路之第一功率開關、第二功率開關之切換損失，以提高再生能源發電轉換操作效率之發電轉換器。

【0004】 本發明之主要特徵係在：設有輸入電壓、第一分壓電容、第二分壓電容、交錯式驅動電路、共振槽、倍壓整流器、濾波電容及負載所電性連接而成，該輸入電壓之一端係連接於該第一分壓電容之一端及該交錯式驅動電路之第一功率開關之汲極，該第一分壓電容之另一端係連接於該第二分壓電容之一端、該共振槽之第一共振電感之一端、該倍壓整流器之第三電容之一端及該倍壓整流器之第四電容之一端，該第二分壓電容之另一端係連接於該輸入電壓之另一端及該交錯式驅動電路之第二功率開關之源極，該交錯式驅動電路之第一功率開關之源極係連接於該交錯式驅動電路之第二功率開關之汲極及該共振槽之共振電容之一端，該共振槽之共振電容之另一端係連接於該共振槽之第二共振電感之一端，該共振槽之第二共振電感之另一端係連接於該共振槽之第一共振電感之另一端、該倍壓整流器之第一二極體之一端及該倍壓整流器之第二二極體之一端，該倍壓整流器之第一二極體之另一端係連接於該倍壓整流器之第三電容之另一端、該濾波電容之一端及該負載之一端，該倍壓整流器之第二二極體之另一端係連接於該倍壓整流器之第四電容之另一端、該濾波電容之另一端及該負載之另一端。

【0005】 本發明發電轉換器，其中，該輸入電壓係為150V，該輸出電壓係為143V，該輸出功率係為169W，該切換頻率係為115kHz，其整體操作效率達到98.85%。

【圖式簡單說明】

【0006】

第一圖所示係為本發明實施例之電路圖。

第二圖所示係為本發明實施例工作模式之波形圖。

第三圖所示係為本發明實施例工作模式一之電路圖。

第四圖所示係為本發明實施例工作模式二之電路圖。

第五圖所示係為本發明實施例工作模式三之電路圖。

第六圖所示係為本發明實施例工作模式四之電路圖。

第七圖所示係為本發明實施例工作模式五之電路圖。

第八圖所示係為本發明實施例工作模式六之電路圖。

第九圖所示係為本發明實施例第一驅動電壓 V_{gs1} 與第一功率開關電壓 V_{ds1} 之波形圖。

第十圖所示係為本發明實施例第一功率開關電壓 V_{ds1} 與第一功率開關電流 i_{s1} 之波形圖。

第十一圖所示係為本發明實施例第二驅動電壓 V_{gs2} 與第二功率開關電壓 V_{ds2} 之波形圖。

第十二圖所示係為本發明實施例第二功率開關電壓 V_{ds2} 與第二功率開關電流 i_{s2} 之波形圖。

第十三圖所示係為本發明實施例共振輸入電壓 V_a 與共振電容電流 i_{cs} 之波形圖。

第十四圖所示係為本發明實施例共振電容電壓 V_{cs} 與共振電容電流 i_{cs} 之波形圖。

第十五圖所示係為本發明實施例第一共振電感電壓 V_{Lp} 與第一共振電感電流 i_{Lp} 之波形圖。

第十六圖所示係為本發明實施例共振輸入電壓 V_a 與共振輸出電壓 V_b 之波形圖。

第十七圖所示係為本發明實施例共振輸出電壓 V_b 與共振輸出電流 i_b 之波形圖。

第十八圖所示係為本發明實施例輸出電壓 V_o 與輸出電流 I_o 之波形圖。

第十九圖所示係為本發明實施例之效率曲線圖。

【實施方式】

【0007】 有關本發明為達上述之使用目的與功效，所採用之技術手段，茲舉出較佳可行之實施例，並配合圖式所示，詳述如下：

【0008】 本發明之實施例，請先參閱第一圖所示，主要係設有輸入電壓 V_s 、第一分壓電容 C_1 、第二分壓電容 C_2 、交錯式驅動電路1、共振槽2、倍壓整流器3、濾波電容 C_o 及負載 R 所電性連接而成，該輸入電壓 V_s 之一端係連接於該第一分壓電容 C_1 之一端及該交錯式驅動電路1之第一功率開關 S_1 之汲極，該第一分壓電容 C_1 之另一端係連接於該第二分壓電容 C_2 之一端、該共振槽2之第一共振電感 L_p 之一端、該倍壓整流器3之第三電容 C_3 之一端及該倍壓整流器3之第四電容 C_4 之一端，該第二分壓電容 C_2 之另一端係連接於該輸入電壓 V_s 之另一端及該交錯式驅動電路1之第二功率開關 S_2 之源極，該交錯式驅動電路1之第一功率開關 S_1 之源極係連接於該交錯式驅動電路1之第二功率開關 S_2 之汲極及該共振槽2之共振電容 C_s 之一端，該共振槽2之共振電容 C_s 之另一端係連接於該共振槽2之第二共振電感 L_s 之一端，該共振槽2之第二共振電感 L_s 之另一端係連接於該共振槽2之第一共振電感 L_p 之另一端、該倍壓整流器3之第一二極體 $DR1$ 之一端及該倍壓整流器3之第二二極體 $DR2$ 之一端，該倍壓整流器3之第一二極體 $DR1$ 之另一端係連接於該倍壓整流器3之第三電容 C_3 之另一端、該濾波電容 C_o 之一端及該負載 R 之一端，該倍壓整流器3之第二二極體 $DR2$ 之另一端係連接於該倍壓整流器3之第四電容 C_4 之另一端、該濾波電容 C_o 之另一端及該負載 R 之另一端。

【0009】 使用時，請參閱第一圖所示，係在該輸入電壓 V 輸入一穩定的直流電壓源，經由該第一分壓電容 C_1 或該第二分壓電容 C_2 分壓、濾波，再將分壓、濾波後之直流電壓供給該交錯式驅動電路1之第一功率開關 S_1 或第二功率開關 S_2 ，由該交錯式驅動電路1之第一功率開關 S_1 或第二功率開關 S_2 來控制切換的模式

，同時確保正常驅動，並以高頻交流形式之方波輸入至該共振槽2，該第一功率開關 S_1 或第二功率開關 S_2 係選擇MOSFET電晶體開關，其內寄生反向之第一開關二極體 D_1 、第二開關二極體 D_2 可用來配合工作模式的動作，而該共振槽2係為共振電容 C_s 、第一共振電感 L_p 及第二共振電感 L_s 所電性連接而成之串並聯共振式電路，該共振槽2輸出交流形式之方波經過該倍壓整流器3轉換成直流電源，可使該交錯式驅動電路1之第一功率開關 S_1 、第二功率開關 S_2 在零電壓或零電流之狀態下，減少該交錯式驅動電路1之第一功率開關 S_1 、第二功率開關 S_2 之高頻切換損失，並經過濾波電容 C_o 將高頻雜訊濾除後，可以得到更穩定的直流輸出電壓 V_o 與輸出電流 I_o 給該負載 R ，以提高再生能源發電轉換的操作效率。

【0010】 本發明工作模式之波形圖，如第二圖所示，其工作模式分別為：

【0011】 一、工作模式一 ($t_0 < t < t_1$)，請配合參閱第三圖所示，在 t_0 時，該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 持續下降，該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 流經該交錯式驅動電路1之第一開關二極體 D_1 ，此時該共振輸入電壓 $v_a = -\frac{V_S}{2}$ ；在 t_1 時，該交錯式驅動電路1之第一功率開關 S_1 為導通狀態，此時該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 下降至最低點，該共振槽2之共振電容電流 i_{Cs} 由負值上升至零點，進入工作模式二。

【0012】 二、工作模式二 ($t_1 < t < t_2$)，請配合參閱第四圖所示，在 t_1 時，該交錯式驅動電路1之第一功率開關 S_1 為導通狀態，該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 開始上升，但還是處於負值，該共振槽2之共振電容電流 i_{Cs} 持續維持上升；在 t_2 時，該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 上升至零值，該共振槽2之共振電容電流 i_{Cs} 上升到達最高點，進入工作模式三。

【0013】 三、工作模式三 ($t_2 < t < t_3$)，請配合參閱第五圖所示，在 t_2 時，該交錯式驅動電路1之第一功率開關 S_1 被強迫截止，該共振槽2之第一共振電感電流

i_{Lp} 持續維持上升，該共振槽2之共振電容電流 i_{Cs} 開始下降；在 t 時，該共振槽2之共振電容電流 i_{Cs} 持續維持下降，進入工作模式四。

【0014】 四、工作模式四 ($t_3 < t < t_4$)，請配合參閱第六圖所示，在 t 時，該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 流經該交錯式驅動電路1之第一開關二極體 D_2 ，此時共振輸入電壓 $v_a = +\frac{V_s}{2}$ ，而該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 持續維持上升，該共振槽2之共振電容電流 i_{Cs} 持續維持下降；在 t 時，該交錯式驅動電路1之第二功率開關 S_2 為導通狀態，該共振槽2之共振電容電流 i_{Cs} 下降至零值，該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 上升到最高點，進入工作模式五。

【0015】 五、工作模式五 ($t_4 < t < t_5$)，請配合參閱第七圖所示，在 t 時，該交錯式驅動電路1之第二功率開關 S_2 為導通狀態，該共振槽2之共振電容電流 i_{Cs} 下降至負值，而該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 開始下降；在 t 時，該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 持續維持下降，進入工作模式六。

【0016】 六、工作模式六 ($t_5 < t < t_6$)，請配合參閱第八圖所示，在 t 時，該交錯式驅動電路1之第二功率開關 S_2 被強迫截止，該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 下降至零值，該共振槽2之共振電容電流 i_{Cs} 開始上升；在 t 時，該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 流向該交錯式驅動電路1之第一開關二極體 D_1 ，該共振槽2之第一共振電感電流 i_{Lp} 下降至最低值，該共振槽2之共振電容電流 i_{Cs} 上升至零值，此時電路動作重新回到工作模式一。

【0017】 本發明第一驅動電壓 V_{gs1} 與第一功率開關電壓 V_{ds1} 之波形圖，如第九圖所示，其中CH1:10V/div；CH3:100V/div；Time:2.5 μ s/div。

【0018】 本發明第一功率開關電壓 V_{ds1} 與第一功率開關電流 i_{s1} 之波形圖，如第十圖所示，其中CH3:100V/div；CH4:1A/div；Time:2.5 μ s/div。

【0019】 本發明第二驅動電壓 V_{gs2} 與第二功率開關電壓 V_{ds2} 之波形圖，如第十一圖所示，其中CH2:100V/div；CH3:10V/div；Time:2.5 μ s/div。

【0020】 本發明第二功率開關電壓 V_{ds2} 與第二功率開關電流 i_{s2} 之波形圖，如第十二圖所示，其中CH3:100V/div；CH4:1A/div；Time:2.5 μ s/div。

【0021】 本發明共振輸入電壓 V_a 與共振電容電流 i_{cs} 之波形圖，如第十三圖所示，其中CH3:100V/div；CH4:5A/div；Time:2.5 μ s/div。

【0022】 本發明共振電容電壓 V_{cs} 與共振電容電流 i_{cs} 之波形圖，如第十四圖所示，其中CH3:20V/div；CH4:5A/div；Time:2.5 μ s/div。

【0023】 本發明第一共振電感電壓 V_{Lp} 與第一共振電感電流 i_{Lp} 之波形圖，如第十五圖所示，其中CH3:100V/div；CH4:200mA/div；Time:2.5 μ s/div。

【0024】 本發明共振輸入電壓 V_a 與共振輸出電壓 V_b 之波形圖，如第十六圖所示，其中CH2:100V/div；CH3:100V/div；Time:2.5 μ s/div。

【0025】 本發明共振輸出電壓 V_b 與共振輸出電流 i_b 之波形圖，如第十七圖所示，其中CH3:100V/div；CH4:5A/div；Time:2.5 μ s/div。

【0026】 本發明輸出電壓 V_o 與輸出電流 I_o 之波形圖，如第十八圖所示，其中CH3:10V/div；CH4:500mA/div；Time:2.5 μ s/div。

【0027】 本發明經由選擇適當之參數，如下參數表：

輸入電壓 V_s	150V	共振頻率 f_{o1}	106.35kHz
第一共振電感 L_p	1.73mH	共振頻率 f_{o2}	9.838kHz
第二共振電感 L_s	14.93H	切換頻率 f_s	115kHz
共振電容 C_s	0.15F	輸出電壓 V_o	143V
濾波電容 C_o	2700F	負載 R	33 Ω

因此，當該輸入電壓 V_s 係為150V，該輸出電壓 V_o 係為143V，該輸出功率係為169W，該切換頻率(f_s)係為115kHz，其整體操作效率 (η) 達到98.85%，如第十九圖所示，係為本發明之效率曲線圖，其效率 (η) 均超過85%，且最高效率 (η) 高達98.85%；如此，該交錯式驅動電路1可確保正常驅動，該共振槽2可使該交錯式驅動電路1之第一功率開關 S_1 、第二功率開關 S_2 在零電壓或零電流之狀態

下，減少該交錯式驅動電路1之第一功率開關 S_1 、第二功率開關 S_2 之切換損失，以提高再生能源發電轉換的操作效率。

【0028】 綜上所述，本發明確實已達到所預期之使用目的與功效，且更較習知者為之理想、實用，惟，上述實施例僅係針對本發明之較佳實施例進行具體說明而已，該實施例並非用以限定本發明之申請專利範圍，舉凡其它未脫離本發明所揭示之技術手段下所完成之均等變化與修飾，均應包含於本發明所涵蓋之申請專利範圍中。

【符號說明】

【0029】

1 交錯式驅動電路

2 共振槽

3 倍壓整流器

V_s 輸入電壓

i_s 輸入電流

C_1 第一分壓電容

V_{c1} 第一分壓電容電壓

i_{c1} 第一分壓電容電流

C_2 第二分壓電容

V_{c2} 第二分壓電容電壓

i_{c2} 第二分壓電容電流

V_{gs1} 第一驅動電壓

V_{gs2} 第二驅動電壓

S_1 第一功率開關

D_1 第一開關二極體

V_{ds1} 第一功率開關電壓

i_{s1} 第一功率開關電流

S_2 第二功率開關

D_2 第二開關二極體

V_{ds2} 第二功率開關電壓

i_{s2} 第二功率開關電流

C_s 共振電容

V_{cs} 共振電容電壓

i_{cs} 共振電容電流

L_p 第一共振電感

V_{Lp} 第一共振電感電壓

i_{Lp} 第一共振電感電流

L_s 第二共振電感	V_{Ls} 第二共振電感電壓
i_{Ls} 第二共振電感電流	V_a 共振輸入電壓
V_b 共振輸出電壓	i_b 共振輸出電流
$DR1$ 第一二極體	V_{DR1} 第一二極體電壓
i_{DR1} 第一二極體電流	$DR2$ 第二二極體
V_{DR2} 第二二極體電壓	i_{DR2} 第二二極體電流
C_3 第三電容	V_{c3} 第三電容電壓
i_{c3} 第三電容電流	C_4 第四電容
V_{c4} 第四電容電壓	i_{c4} 第四電容電流
C_o 濾波電容	V_{co} 濾波電容電壓
i_{co} 濾波電容電流	R 負載
V_o 輸出電壓	I_o 輸出電流