

【發明說明書】

【中文發明名稱】 高電壓增益轉換器

【技術領域】

【0001】 本發明是有關於一種升壓型轉換器，特別是指一種用於再生能源電力系統中連結再生能源與高壓匯流排之間的高電壓增益轉換器。

【先前技術】

【0002】 參閱圖1，一種習知的升壓轉換器，習知的升壓轉換器操作在極高導通比才能達到較高電壓增益 $M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D}$ ，參數 V_o 、 V_{in} 、 D 分別為輸出電壓、輸入電壓、開關的責任導通比，但是實務上受到寄生元件的影響，當導通比超過0.9以上時而使電壓增益不增反減，不符高電壓增益的需求，因此，無需極高導通比且同時為符合高電壓增益的需求的高電壓增益轉換器是未來的研究方向。

【發明內容】

【0003】 因此，本發明之目的，即在提供一種高電壓增益轉換器。

【0004】 於是，本發明高電壓增益轉換器，包含一第一電感、一第一開關、一第二開關、一第二電感、第一二極體、一第二二極

體、一第一電容、一第三二極體、一第三開關、一第二電容，與一輸出級。

【0005】 第一電感具有一接收一直流電壓的第一端與一第二端。第一開關具有一電連接該第一電感的第二端的第一端與一接地的第二端，且受控制切換於導通與不導通間。第二開關具有一電連接該第一電感的第一端的第一端與一第二端，且受控制切換於導通與不導通間。第二電感具有一電連接該第二開關的第二端的第一端與一電連接該第一開關的第二端的第二端。第一二極體具有一電連接該第一電感的第一端的陽極，與一陰極。第二二極體具有一電連接該第一開關的第二端的陰極，與一陽極。第一電容具有一電連接該第一二極體的陰極的第一端與一電連接該第一電感的第二端的第二端。第三二極體具有一電連接該第一電感的第二端的陽極，與一陰極。第三開關具有一電連接該第三二極體的陰極的第一端，與一電連接該第二開關的第二端的第二端，且受控制切換於導通與不導通間。第二電容電連接該第二開關的第二端與該第二二極體的陽極之間。輸出級電連接該第一電容的第一端與該第二電容的第二端，用以提供一正比於該第一電容的跨壓與該第二電容的跨壓的加總的輸出電壓。

【0006】 本發明之功效在於：由於導入雙導通比控制技術，增加了電壓增益的設計自由度，所以高電壓增益的達成，轉換器不必操作在極大的導通比。

【圖式簡單說明】

【0007】 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 是一種習知的升壓轉換器的一電路圖；

圖 2 是本發明高電壓增益轉換器的一實施例的一電路圖；

圖 3 是該實施例的連續導通模式一操作時序圖；

圖 4 是該實施例的不連續導通模式一操作時序圖；

圖 5 是該實施例操作於第一階段的一電路圖；

圖 6 是該實施例操作於第二階段的一電路圖；

圖 7 是該實施例操作於第三階段的一電路圖；

圖 8 是該實施例操作於第四階段的一電路圖；

圖 9 是該實施例操作在連續導通模式的不同導通比和電壓增益的一關係曲線圖；

圖 10 是該實施例操作在連續導通模式的不同導通比和電壓增益的一關係曲線圖；

圖 11 是該實施例操作在不連續導通模式的不同導通比和電壓增益的一關係曲線圖；及

圖 12 是該實施例操作在不連續導通模式的不同導通比和電壓增益的一關係曲線圖。

【實施方式】

【0008】 在本發明被詳細描述之前，應當注意在以下的說明內容中，類似的元件是以相同的編號來表示。

【0009】 參閱圖2，本發明高電壓增益轉換器之一實施例，包含一第一電感 L_1 、一第一開關 S_1 、一第二開關 S_2 、一第二電感 L_2 、第一二極體 D_1 、一第二二極體 D_2 、一第一電容 C_1 、一第三二極體 D_3 、一第三開關 S_3 、一第二電容 C_2 、一輸出級2與一控制單元3。

【0010】 第一電感 L_1 具有一接收一直流電壓 V_i 的第一端與一第二端。

【0011】 第一開關 S_1 具有一電連接該第一電感 L_1 的第二端的第一端與一接地的第二端，且受控制切換於導通與不導通間；該第一開關 S_1 是一N型功率半導體電晶體，且該第一開關 S_1 的第一端是汲極，該第一開關 S_1 的第二端是源極。

【0012】 第二開關 S_2 具有一電連接該第一電感 L_1 的第一端的第一端與一第二端，且受控制切換於導通與不導通間；第二開關 S_2

是一N型功率半導體電晶體，且該第二開關 S_2 的第一端是汲極，該第二開關 S_2 的第二端是源極。

【0013】 第二電感 L_2 具有一電連接該第二開關 S_2 的第二端的第一端與一電連接該第一開關 S_1 的第二端的第二端。

【0014】 第一二極體 D_1 具有一電連接該第一電感 L_1 的第一端的陽極，與一陰極。

【0015】 第二二極體 D_2 具有一電連接該第一開關 S_1 的第二端的陰極，與一陽極。

【0016】 第一電容 C_1 具有一電連接該第一二極體 D_1 的陰極的第一端與一電連接該第一電感 L_1 的第二端的第二端。

【0017】 第三二極體 D_3 具有一電連接該第一電感 L_1 的第二端的陽極，與一陰極。

【0018】 第三開關 S_3 具有一電連接該第三二極體 D_3 的陰極的第一端，與一電連接該第二開關 S_2 的第二端的第二端，且受控制切換於導通與不導通間。該第三開關 S_3 是一N型功率半導體電晶體，且該第三開關 S_3 的第一端是汲極，該第三開關 S_3 的第二端是源極。

【0019】 第二電容 C_2 電連接該第二開關 S_2 的第二端與該第二二極體 D_2 的陽極之間。

【0020】 輸出級2電連接該第一電容 C_1 的第一端與該第二電容 C_2 的第二端，用以提供一正比於該第一電容 C_1 的跨壓與該第二電

容 C_2 的跨壓的加總的輸出電壓。該輸出級2包括一輸出二極體 D_O 與一輸出電容 C_O 。輸出二極體 D_O 具有一電連接該第一電容 C_1 的第一端的陽極，與一陰極。輸出電容 C_O 電連接於該輸出二極體 D_O 的陰極與該第二電容 C_2 的第二端之間。

【0021】 該控制單元3產生一切換該第一開關 S_1 的第一脈波調變信號、一切換該第二開關 S_2 的第二脈波調變信號與一切換該第三開關 S_3 的第三脈波調變信號，該第一脈波調變信號與該第二脈波調變信號具有相同的周期時間。

【0022】 參閱圖3、4，分別為本實施例的連續導通模式(Continuous Conduction Mode, CCM)、不連續導通模式(Discontinuous Conduction Mode, DCM)的操作時序圖，其中，參數 v_{gs1} 、 v_{gs2} 、 v_{gs3} 分別代表控制該第一~第三開關 S_1 、 S_2 、 S_3 是否導通的脈波信號的電壓，參數 v_{L1} 、 v_{L2} 分別代表該第一及第二電感 L_1 、 L_2 的二端跨壓，參數 i_{L1} 、 i_{L2} 分別代表該第一及第二電感 L_1 、 L_2 的電流，參數 v_{D1} 、 v_{D2} 、 v_{D_O} 分別代表該第一二極體 D_1 、第二二極體 D_2 、輸出二極體 D_O 的二端跨壓，參數 i_{D1} 、 i_{D2} 、 i_{D_O} 、 i_{C1} 、 i_{C2} 、 i_{C_O} 分別代表該第一二極體 D_1 、第二二極體 D_2 、輸出二極體 D_O 、該第一電容 C_1 、第二電容 C_2 、輸出電容 C_O 的電流，參數 T_s 為第一脈波信號的週期時間。

【0023】 以下為本實施例操作於CCM的三階段的各電路圖，其中，導通的元件以實線表示，不導通的元件以虛線表示，以下分別針對每一階段進行說明。

【0024】 第一階段（時間： $t_0 \sim t_1$ ）：

【0025】 參閱圖3及圖5，第一開關 S_1 與第二開關 S_2 由不導通轉成導通，而第三開關 S_3 不導通，第一二極體 D_1 導通，第二二極體 D_2 導通，第三二極體 D_3 不導通，輸出二極體 D_O 不導通。

【0026】 第一電感 L_1 和第二電感 L_2 等效並聯且跨壓均為輸入電壓 V_i ，其電感電流呈線性上升，因為兩個電感值相同均為 L ，因此斜率均為 V_i/L ，輸入電壓 V_i 經由第一二極體 D_1 和第二二極體 D_2 對第一電容 C_1 和第二電容 C_2 充電，在本階段中

$$\text{【0027】 } i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = i_L(t_0) + \frac{V_i}{L}(t - t_0)$$

$$\text{【0028】 } v_{C1} = v_{C2} = V_i$$

【0029】 當 $t=t_1$ ，第一開關 S_1 和第二開關 S_2 切換為不導通，第三開關 S_3 切換為導通時，本階段結束。

【0030】 第二階段（時間： $t_0 \sim t_1$ ）：

【0031】 參閱圖3及圖6，第一開關 S_1 與第二開關 S_2 由導通轉成不導通，而第三開關 S_3 導通，第一二極體 D_1 不導通，第二二極體 D_2 不導通，第三二極體 D_3 導通，輸出二極體 D_O 不導通。

【0032】 經由第三開關 S_3 和第三二極體 D_3 形成迴路，輸入電壓 V_i 對等效串聯的第一電感 L_1 和第二電感 L_2 充電，此時第一電感 L_1 和第二電感 L_2 的跨壓皆為 $V_i/2$ ，電感電流持續上升，而斜率為 $V_i/2L$ ，在本階段中電感電流可表示為

$$\text{【0033】} \quad i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = i_L(t_1) + \frac{V_i}{2L}(t_2 - t_1)$$

【0034】 當 $t=t_2$ ，第三開關 S_3 切換為不導通時，本階段結束。

【0035】 第三階段（時間： t_2 ）：

【0036】 參閱圖3及圖7，第一開關 S_1 不導通，而第二開關 S_2 不導通，而第三開關 S_3 切換為不導通，第一二極體 D_1 不導通，第二二極體 D_2 不導通，第三二極體 D_3 不導通，輸出二極體 D_O 導通。

【0037】 本階段輸入電壓源 V_i 、第一與第二電感 L_1 和 L_2 、第一電容 C_1 、第二電容 C_2 串聯連接，經由輸出二極體 D_O ，對輸出電容 C_O 及負載 R 傳送能量。第一電感 L_1 和第二電感 L_2 的跨壓為 $(V_i + V_{C1} + V_{C2} - V_O)/2$ ，其電流呈線性下降，在本階段中電感電流可表示為

$$\text{【0038】} \quad i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = i_L(t_2) + \frac{(V_i + V_{C1} + V_{C2} - V_O)}{2L}(t_3 - t_2)$$

【0039】 當 $t=t_3$ ，第一開關 S_1 、第二開關 S_2 切換為導通，第三開關 S_3 保持不導通，本階段結束，進入下一個切換週期。

【0040】 以下為本實施例操作於DCM的四階段的各電路圖，其中，導通的元件以實線表示，不導通的元件以虛線表示，以下分別針對每一階段進行說明。

【0041】 第一階段（時間： $t_0 \sim t_1$ ）：

【0042】 參閱圖4及圖5，本階段的操作原理與CCM操作的第一階段相同。在本階段第一電感 L_1 、第二電感 L_2 的電流最大值為

$$i_{L1}^{\text{max}} = i_{L2}^{\text{max}} = \frac{V_i}{L} d_1 T_s。 \text{ 定義 } t=t_1 \text{ 時的第一電感電流值，}$$

【0043】 當 $t=t_1$ ，第一開關 S_1 和第二開關 S_2 切換為不導通，同時第三開關 S_3 切換為導通，本階段結束。

【0044】 第二階段（時間： $t_1 \sim t_2$ ）：

【0045】 參閱圖4及圖6，本階段的操作原理與CCM操作的第二階段相同。第一開關 S_1 和第二開關 S_2 為不導通，而第三開關 S_3 為導通。輸入電壓 V_i 對第一電感 L_1 和第二電感 L_2 轉移能量，輸出電容 C_o 供應負載電流。第一電感 L_1 和第二電感 L_2 的電流最大值為

$$i_{L1}^{\text{max}} = i_{L2}^{\text{max}} = \frac{V_i}{L} d_1 T_s + \frac{V_i}{2L} d_2 T_s。 \text{ 當 } t=t_2 \text{，第三開關 } S_3 \text{ 切換為不導通，}$$

本階段結束。

【0046】 第三階段（時間： $t_2 \sim t_3$ ）：

【0047】 參閱圖4及圖7，本階段的操作原理與CCM操作的第三階段相同，第一至第三開關 $S_1 \sim S_3$ 都不導通。輸出二極體 D_o 導通。

輸入電壓 V_i 、第一電感 L_1 和 第二電感 L_2 、第一電容 C_1 和 第二電容 C_2 等效串聯對輸出電容 C_o 充電。第一電感 L_1 和 第二電感 L_2 的電流直線下降，第一至第三開關 $S_1 \sim S_3$ 的跨壓為

$$\text{【0048】} \quad V_{s1} = V_{s2} = \frac{V_i - V_{C1} - V_{C2} + V_o}{2}$$

$$\text{【0049】} \quad V_{s3} = V_o - V_{C1} - V_{C2}$$

【0050】 當 $t=t_3$ ，當第一電感 L_1 和 第二電感 L_2 的電流下降至 0，輸出二極體 D_o 自然轉態為不導通，本階段結束。

【0051】 第四階段（時間： $t_3 \sim t_4$ ）：

【0052】 參閱圖 4 及圖 8，本階段所有開關及二極體均為不導通，第一電感 L_1 和 第二電感 L_2 的電流 $i_{L1} = i_{L2} = 0$ 。輸出電容 C_o 放電至負載，負載電流 $i_o = V_o / R$ 。當 $t=t_4$ ，第一開關 S_1 和 第二開關 S_2 切換為導通，本階段結束，新的一個切換週期開始。

【0053】 < CCM 模式電壓增益分析 >

【0054】 對第一電感 L_1 和 第二電感 L_2 應用伏-秒平衡定理 (volt-second balance principle)，因此可得：

$$\text{【0055】} \quad \int_0^{d_1 T_s} v_L^I dt + \int_0^{d_2 T_s} v_L^{II} dt + \int_0^{(1-d_1-d_2)T_s} v_L^{III} dt = 0$$

【0056】 將操作模式中的電感電壓代入可得

$$\text{【0057】} \quad V_i (d_1 T_s) + \frac{1}{2} V_i (d_2 T_s) + \frac{1}{2} (3V_i - V_o) (1 - d_1 - d_2) T_s = 0$$

【0058】 整理可得 CCM 模式情況下，電壓增益 M_{CCM} 為

$$\text{【0059】} \quad M_{CCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{3 - d_1 - 2d_2}{1 - d_1 - d_2}$$

【0060】 從上式可知電壓增益具有導通比 d_1 和 d_2 兩個設計自由度。操作在CCM模式時，電壓增益對應於第一開關 S_1 與第二開關 S_2 的導通比 d_1 和 d_2 的曲線如圖9、10。

【0061】 < DCM模式電壓增益分析>

【0062】 當轉換器操作在不連續導通模式(DCM)時，由於電感依然滿足伏-秒平衡定理，所以可得

$$\text{【0063】} \quad d_1 T_s V_i + d_2 T_s \left(\frac{V_i}{2} \right) + d_3 T_s \left(\frac{3V_i - V_o}{2} \right) = 0$$

【0064】 整理可得

$$\text{【0065】} \quad d_3 = \frac{V_i(2d_1 + d_2)}{V_o - 3V_i} \quad (1)$$

【0066】 穩態時，輸出電容 C_o 的電流波形 i_{co} ，其平均電流可表示為

$$\text{【0067】} \quad \bar{i}_{co} = \left(\frac{i_L^{\max} \times d_3 T_s}{2} - I_o T_s \right) / T_s \quad (2)$$

【0068】 (17)式中電感電流最大值 i_L^{\max} 與輸出電流 I_o 可分別計算如下

$$\text{【0069】} \quad i_L^{\max} = \frac{V_i}{L} \times d_1 T_s + \frac{V_i}{2L} \times d_2 T_s = \frac{V_i T_s}{L} \times \left(d_1 + \frac{d_2}{2} \right) \quad (3)$$

$$\text{【0070】} \quad I_o = \frac{V_o}{R} \quad (4)$$

【0071】 將(1)(3)(4)式代入(2)式，可得

$$\text{【0072】} \quad \bar{i}_{co} = \frac{1}{2} \left[\frac{V_i T_s}{L} \left(d_1 + \frac{d_2}{2} \right) \right] \times \frac{V_i(2d_1 + d_2)}{(V_o - 3V_i)} - \frac{V_o}{R} \quad (5)$$

【0073】 穩態時，輸出電容 C_o 滿足安-秒平衡定理(amp-second balance principle)，即 $\bar{i}_{co} = 0$ ，因此(5)式可化簡為

$$\frac{(2d_1+d_2)^2 V_i^2 T_s}{4(V_o-3V_i)L} - \frac{V_o}{R} = 0 \quad (6)$$

【0075】 定義規一化電感時間常數(normalized inductor time constant)： $\tau_L = L/RT_s$ ，將規一化電感時間常數 τ_L 代入(6)式，整理可得DCM模式的電壓增益為

$$M_{DCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{3}{2} + \frac{3}{2} \sqrt{1 + \frac{(2d_1+d_2)^2}{9\tau_L}} \quad (7)$$

【0077】 從上式可知操作在DCM模式時，電壓增益是規一化電感時間常數 τ_L 及導通比 d_1 和 d_2 的函數。若以 $L=74.2\mu\text{H}$ ， $T_s=20\mu\text{s}$ ， $R=1600\Omega$ 為例，經由計算 $\tau_L = 2.32 \times 10^{-3}$ ，則電壓增益與導通比 d_1 和 d_2 的關係曲線如圖11、12，其中圖11是當 d_1 在不同的定值時，電壓增益與導通比 d_2 的關係曲線；另一方面，圖12是當導通比 d_2 在不同的定值時，電壓增益和導通比 d_1 的關係曲線。

【0078】 <BCM操作模式分析>

【0079】 當轉換器操作在邊界導通模式 (Boundary Conduction Mode, BCM)時，吾人可得CCM模式的電壓增益等於DCM模式的電壓增益，即

$$M_{CCM} = M_{DCM} \quad (8)$$

【0081】 令邊界規一化電感時間常數為 τ_{LB} ，則由上述公式的結果可推導得到

$$\tau_{LB} = \frac{(2d_1 + d_2)(1 - d_1 - d_2)^2}{4(3 - d_1 - 2d_2)} \quad (9)$$

【0083】 因此，若 $\tau_L > \tau_{LB}$ ，則操作在CCM；若 $\tau_L < \tau_{LB}$ ，則操作在DCM。

【0084】 <開關電壓應力分析>

【0085】 由轉換器操作原理分析可得第一至第三開關 $S_1 \sim S_3$ 及每個二極體 D_1 、 D_2 、 D_O 在不同操作階段的跨壓，整理可知開關第一至第三開關 $S_1 \sim S_3$ 的電應力分別為 $V_{S1} = V_{S2} = \frac{V_O - V_i}{2}$ 、

$$V_{S3} = V_O - 2V_i。$$

【0086】 該多個二極體 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_O 的電壓應力分別為

$$V_{D1} = V_{D2} = \frac{V_O - V_i}{2}、V_{D3} = V_i、V_{DO} = V_O - V_i。$$

【0087】 區別於傳統升壓型轉換器的功率開關及二極體的電壓應力為輸出電壓，而本實施例的所有開關與二極體的電壓應力都小於輸出電壓。在高輸出電壓應用中，可使用低額定耐壓具有較低 $R_{DS(ON)}$ 的 MOSFETs，降低開關導通損失。另外，較低電壓應力的二極體可採用蕭特基二極體或導通壓降比較低的二極體，可降低導通損失，提升轉換器轉換效率。

【0088】 上述實施例，具有以下優點：

【0089】 一、由於導入雙導通比控制技術，增加了電壓增益的設計自由度，所以高電壓增益的達成，轉換器不必操作在極大的導通比。

【0090】 二、由於第一至第三開關 $S_1 \sim S_3$ 的電壓應力遠低於輸出電壓，所以可以使用導通阻抗較小的低額定耐壓電晶體，降低導通損失。

【0091】 三、由於第一與第二二極體 D_1 、 D_2 的電壓應力遠低於輸出電壓，所以可以使用導通壓降較小的二極體，降低導通損失。
綜上所述，故確實能達成本發明之目的。

【0092】 惟以上所述者，僅為本發明之實施例而已，當不能以此限定本發明實施之範圍，凡是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】

【0093】

L_1 …… 第一電感

S_1 …… 第一開關

S_2 …… 第二開關

L_2 …… 第二電感

D_1 …… 第一二極體

D_2 …… 第二二極體

C_1 …… 第一電容

D_3 …… 第三二極體

S_3 …… 第三開關

C_2 …… 第二電容

2 …… 輸出級

3 …… 控制單元

V_i …… 直流電壓

C_o …… 輸出電容

D_o …… 輸出二極體