

第二章 多階段電壓位準應用特性與架構

2.1 前言

電力電子的應用技術在近年來趨於成熟而被大量使用於各項產品，尤其以中低功率的交流馬達驅動更是普遍，而各種轉換器的架構，也一直被發展出來[4-6]。基本上這些轉換器都利用將開關元件導通或截止，使線路達到所預期的成效及行為模式，在功率元件的選擇上，其主要的規格在於工作電壓、工作電流及操作頻率等，雖然可控制的閘流體(Gated ,GTO)擁有高電壓及耐受大電流操作的特性，但其工作頻率低卻是一大缺點，而功率型場效電晶體(MOSFET)可以工作在較佳的工作頻率，但其額定電流卻遠遠低了許多。

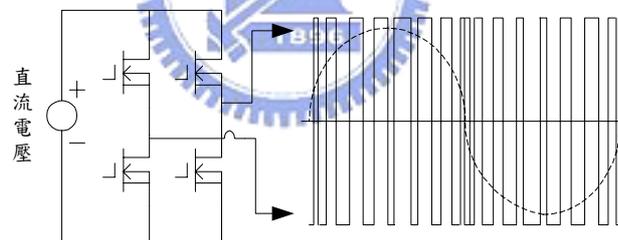
目前為了達到更加的效率及操作性能，一些新的元件如 IGBT 亦被開始導入使用。但在低輸入電壓高功率的應用場合時，可藉由並聯操作及同步驅動方式，來達到分散功率的控制。但如面對高電壓輸入的需求時，雖然串聯可以解決耐壓的問題，但如何確保開關動作的一致性，卻也衍生出另一個棘手的問題。除了高壓應用時功率零件的選擇是個問題外，在高壓開關切換時，如工作模式處於硬式切換，所帶來的開關切換損失消耗，亦是不容忽視的問題，除此之外，由於零件及線路的等效電感及開關的寄生電容所引發的高頻震盪，亦產生不必要的功率損失及電磁干擾。

而多階式轉換器其設計的目的，主要在解決傳統式二階轉換器，於交流端所產生的電壓及電流諧波，因此得以有效解決電力品質的改善。同時隨著階數的增加，致使在開關零件電壓承受的幅度明顯地降低，如此一

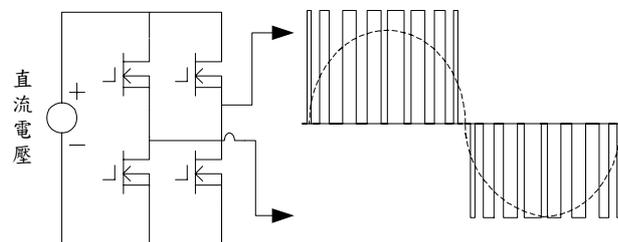
來，使得多階式轉換器符合應用於高壓的要求。然而多階式轉換器必須使用多個開關件數與相對於傳統二階轉換器的複雜控制及時序動作，來達到降低電壓應力的需求，卻也衍生出需精密及繁瑣線路組合的缺點。

2.2 階數的定義說明

通常對於階數的定義，泛指在轉換器於轉換能量的過程中，其電壓電位在一個工作週期內，其所調變的電壓位準變化次數。例如在圖 2.1 中為一全橋式的直交流轉換器，在開關控制時序上，可藉由單極性(unipolar)脈波寬度調變或雙極性(bipolar)脈寬調變達到指定的輸出波形，由其波形可觀察出在單極性控制上電壓的變化時序為 $+V_{DC}$ 、 0 及 $-V_{DC}$ ，其電壓位準變化次數為 3，因此稱為三階層轉換器運用，而在雙極性控制上電壓的變化時序為 $+V_{DC}$ 及 $-V_{DC}$ ，故稱為二階層轉換器運用。



(a)bipolar PWM



(b)unipolar PWM

圖 2.1. 全橋式直交流轉換器

2.3 多階式轉換器介紹

在多階式轉換器的使用上，除了可應用於直流/直流轉換器外，亦可應用於直流/交流轉換器上。其方式不外乎利用適當的脈波調變技術[21]、[22]，將原來的高壓依需求分成若干階層，解決了零件耐壓的限制外，亦提供了降低階波及電感電流連波的優點。這使得其開關元件所需的工作電壓及電流應力較傳統式二階單開關或多開關轉換器低之外，亦提供了較小的儲能電感、電容元件及帶來了降低開關切換頻率及高效率等優點，因此多階式轉換器廣泛地被研究，但其具開關零件較傳統式多以及驅動過於複雜的缺點，也是目前討論的重點。其中在文獻[3]中探討了二極體箝位技術，而電容箝制方式在文獻中[2]亦被探討。在此將對幾種多階式的技術，利用二極體或電容使電路電壓得以被箝制，予以適當的說明。

2.3.1 隔離型 H 橋式多階轉換器

隔離型全橋式結構在所有的多階轉換器中是最簡單的架構，其利用兩組以上的全橋式轉換器予以串聯，正如圖 2.2 所示，每個單一轉換器其電位變化為 $+V_{DC}$ 、 0 及 $-V_{DC}$ ，

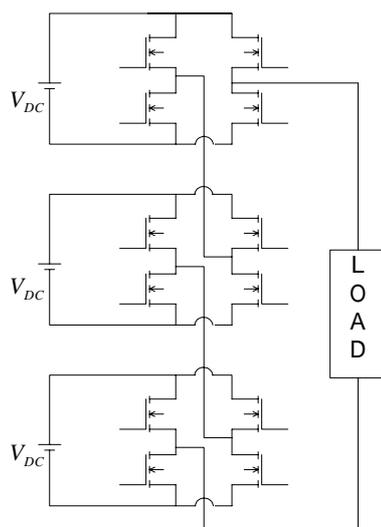


圖 2.2. 隔離型全橋式直交流轉換器

當串聯組數為 n 時，由於每組係獨立分別控制輸出電壓，因此整個轉換器輸出電壓位階可視為有 $+nV_{DC}$ 、 0 及 $-nV_{DC}$ 的變化，也就是說有 n 階的電壓位準。但由於每個獨立轉換器的電源是彼此互相隔離開的，因此如何提供各組所需的隔離電源，變成了另一個有趣的議題，如果該問題可以被忽略，則轉換器串聯組數的限制便可被排除忽略。

由於上述的缺點使得其應用被限制在輸入為隔離的獨立電源，適用於如為電池或是太陽能電源的輸入條件，另一個解決的方法可利用在輸入端加入一隔離型變壓器，其結構型態為單組輸入多組輸出，且其輸出各組之間為互相隔離絕緣，在絕緣電壓範圍許可之下，其階數可以視需求增加，儘管如此，但仍然有線路過於複雜及成本太高等負面效應產生。

2.3.2 電容中性點箝制式多階轉換器

電容中性點箝制式多階轉換器主要利用電容作為箝制，在圖中 2.3 為一 3 階式電容箝制直流轉交流轉換器，此轉換器是由四個開關、一個箝制電容所組合而成，同樣地利用脈波寬度調變技術，使 AB 兩端的電壓變化為 $+V_{DC}/2$ 、 0 及 $-V_{DC}/2$ ，構成了一三階層轉換器。

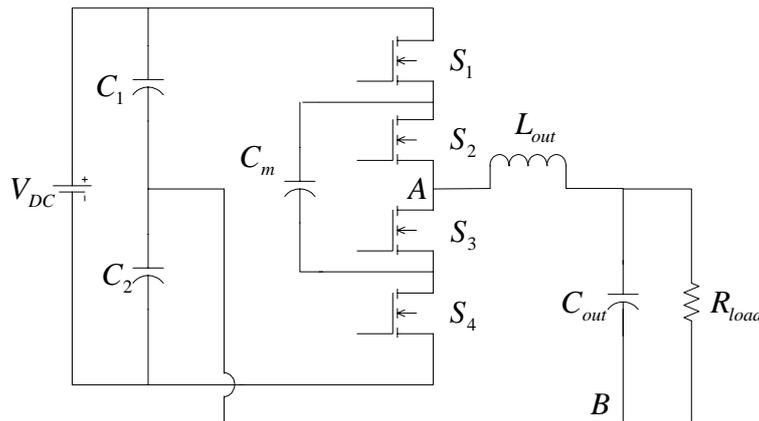


圖 2.3. 電容中性點箝制式 3 階轉換器

以下對於線路的動作模式，作一簡單說明

1. 工作時序 1：

一開始開關 S_1 與 S_2 開關導通，此時 S_3 及 S_4 開關截止，如圖 2.4 所示

在此假設 C_1 及 C_2 的值都相等且非常大，可視為將輸入電壓源等比例分壓，當輸出交流波形為正半週時，輸出電感 L_{out} 開始充電，形成一傳統的降壓型轉換器輸出，其輸出電壓為輸入電壓與責任週期比(Duty ratio)的相乘，由於工作週期必須小於 1 的限制，使得調變工作週期便可容易得到指定的波形輸出，在此定義電流的方向為電感流入的方向為正斜率，因此電感電流以正斜率方式增加。

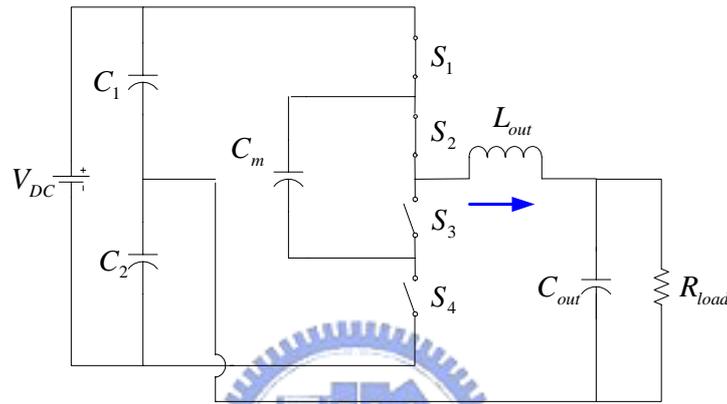


圖 2.4. 工作時序 1：電容中性點箝制式 3 階轉換器

2. 工作時序 2：

接下來將開關 S_2 截止， S_1 及 S_3 持續保持導通狀態，如圖 2.5 所示，電流流經 S_1 後經箝制電容 C_m 、開關 S_3 、再流入輸出濾波器電感，形成一電壓迴路，在適當的工作週期控制下，由於 AB 兩端的電壓可視 V_{C_1} 減去 V_{C_m} 為零電壓，因此輸出電感電流斜率此時為負。

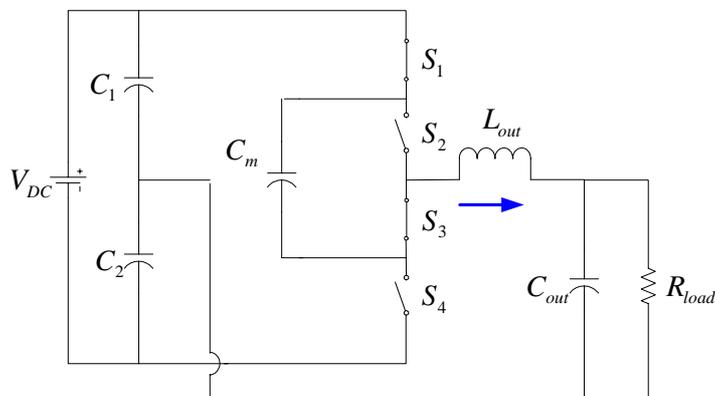


圖 2.5. 工作時序 2：電容中性點箝制式 3 階轉換器

3. 工作時序 3：

當在輸出波形要求為負半週時，將 S_3 及 S_4 處於導通狀態，而開關 S_2 截止，如圖 2.6 所示，電流先由電容器 C_2 的正端，流經 C_{out} 後經輸出濾波器電感、開關 S_3 及 S_4 、再流回電容器 C_2 的負端，形成一電壓迴路，在此定義電流的方向為電感流入的方向為正斜率，因此輸出電感電流斜率此時為負。

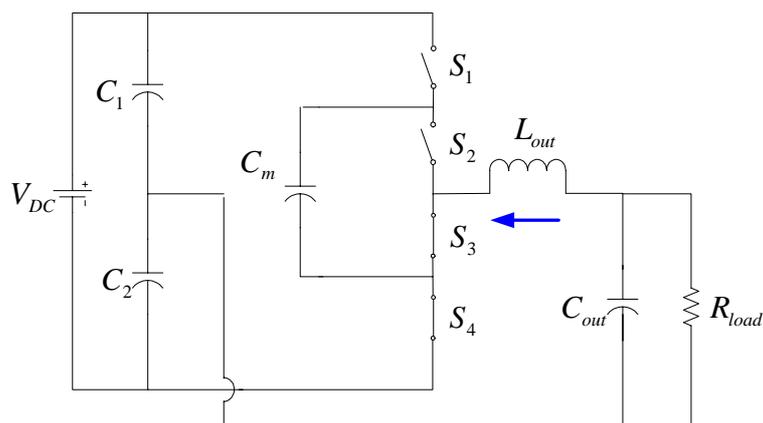


圖 2.6. 工作時序 3：電容中性點箝制式 3 階轉換器

由於在電容中性點箝制式中，利用將不同的電容電壓位準，因此輸出電壓依電容的不同電壓可做出電位組合，例如在圖 2.7 中，分別將電容充電至 0 、 $+V_{DC}$ 、 $+2V_{DC}$ 、 $+3V_{DC}$ 及 $+4V_{DC}$ 不同的電位，由於每個電容的電位對地電位而言，係呈現浮接的狀態，因此便可輕易得到 5 階的電位變化，就如同將所需的電容電壓，依不同的開關時序控制，輸出接至負載端，舉例而言，如欲輸出的電壓 $+3V_{DC}$ ，只需將開關 SW_2 、 SW_3 、 SW_4 及 SW_8 導通即可。

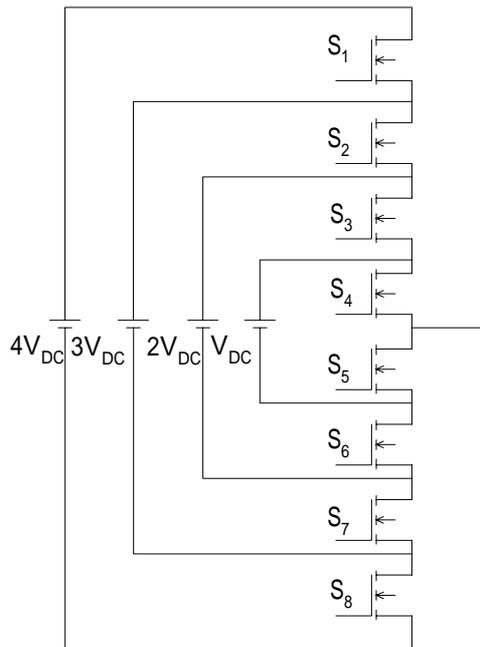


圖 2.7. 電容中性點箝制式多階轉換器

或者只欲輸出的電壓 $+V_{DC}$ ，則可由以下幾種不同的開關組合模式得到：

1. 開關 S_4 、 S_6 、 S_7 及 S_8 導通，輸出電壓 $+V_{DC}$ 直接接於負載上。
2. 開關 S_3 及 S_5 導通，輸出電壓 $2V_{DC} - V_{DC}$ 直接接於負載上。
3. 開關 S_2 、 S_5 及 S_6 導通，輸出電壓 $3V_{DC} - 2V_{DC}$ 直接接於負載上。
4. 開關 S_1 、 S_5 、 S_6 及 S_7 導通，電壓迴路如圖 2.8 所示，輸出電壓 $4V_{DC} - 3V_{DC}$ 直接接於負載上。

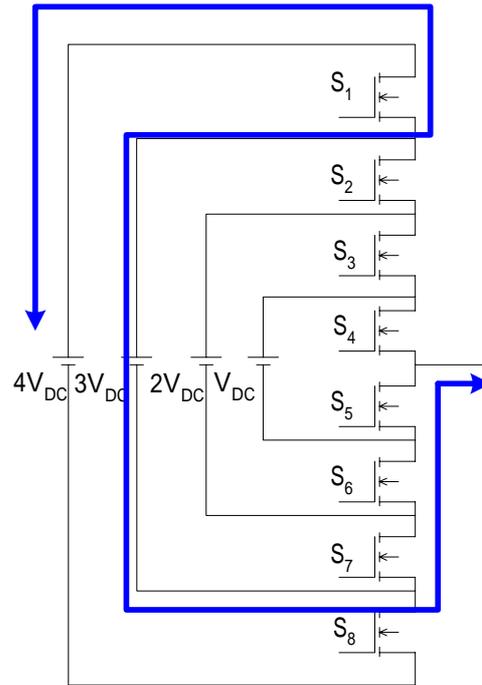


圖 2.8. 輸出電壓 $+V_{DC}$ 的電壓迴路

理論上於電路中的電容器，都假設其容值都非常的大，使得當在輸出一平均值為零的正弦波時，其電容器上的充放電電壓亦變化不大，但值得注意的是，在實際上驅動馬達的應用上，電容的電壓控制必須非常小心，否則不僅會造成輸出電壓的失真變形外，亦會引起加在零件兩端的電壓，因控制不當造成耐壓不足，以致損毀的情形發生。

2.3.3 二極體箝制式多階轉換器

第三種方式為二極體箝制式，在輸入端一串電容器予以串聯分壓，在此假設每個電容器的電容值都足夠大，因此電容可視為將輸入直流電壓予以分壓為若干等份，其線路結構如圖 2.9 所示，此轉換器是由 4 個開關、2 個箝制二極體及兩個電容器所組合而成的 3 階轉換器，其開關以串聯方式連接，數量則為剛好電容器的兩倍，其中額外的二極體則提供了線路所需的迴路路徑，在此將工作方式分為 3 個時序予以說明。

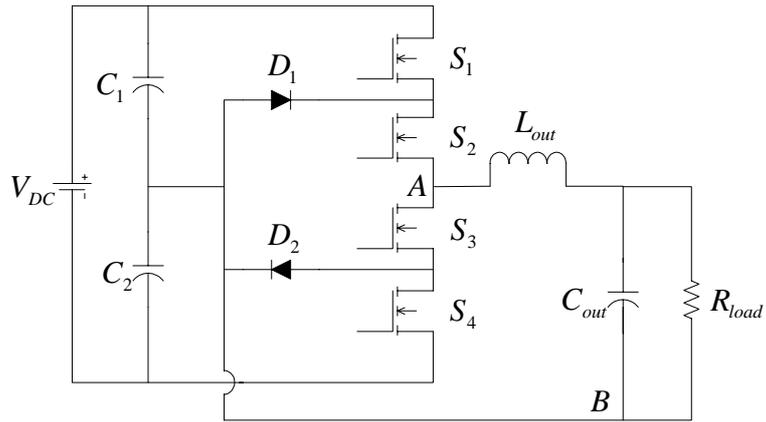


圖 2.9. 二極體箝制式 3 階轉換器

1. 工作時序 1：

一開始時 S_1 與 S_2 開關導通，此時 S_3 及 S_4 開關截止，而二極體處於逆偏狀態，如圖 2.10 所示，同時在 AB 兩端的電壓可視為 $V_{DC}/2$ 。

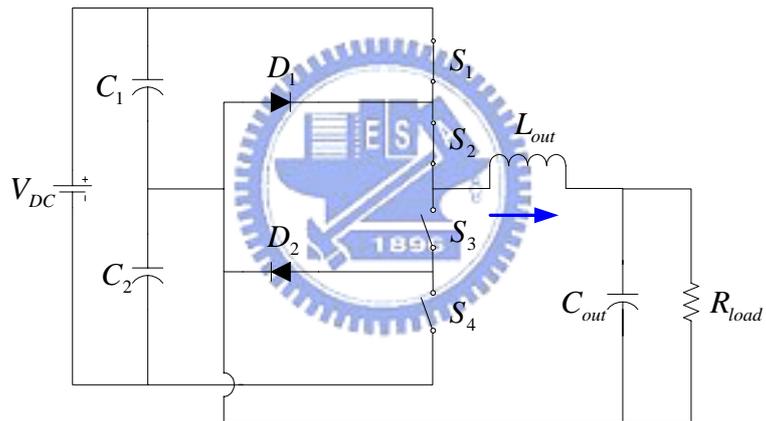


圖 2.10. 工作時序 1：二極體箝制式 3 階轉換器

2. 工作時序 2：

接下來將開關 S_1 截止， S_2 持續保持導通狀態，如圖 2.11 所示，由於電感電流的連續，使得二極體 D_1 導通並處於飛輪狀態，輸入電源並未對輸出電感充電，此時在 AB 兩端的電壓可視為零。由於電感電流以線性負斜率方式下降，因此輸出電感及電容均處於放電狀態。

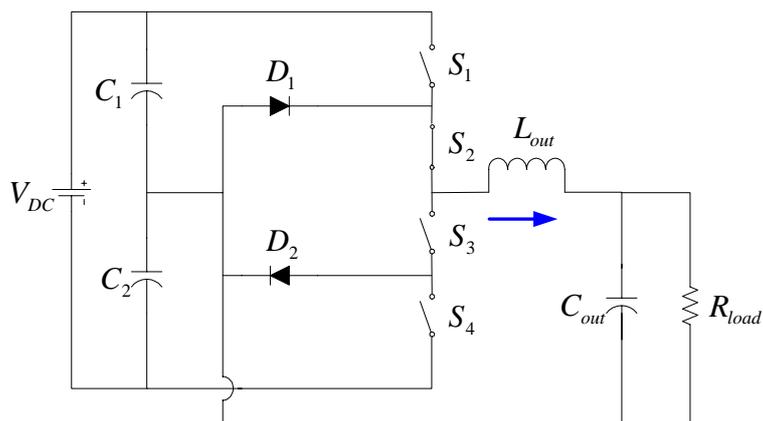


圖 2.11. 工作時序 2：二極體箝制式 3 階轉換器

3. 工作時序 3：

當輸出為負半週時，將開關 S_1 及 S_2 均處於截止狀態，而使 S_3 及 S_4 均處於導通狀態，如圖 2.12 所示。二極體 D_2 處於逆偏狀態電感電流經由開關 S_3 及 S_4 及電容 C_2 形成一充電迴路，在此定義電流的方向為電感流入的方向為正斜率，因此電感電流以負斜率方式增加，同時在 AB 兩端的電壓可視為 $-V_{DC}/2$ 。

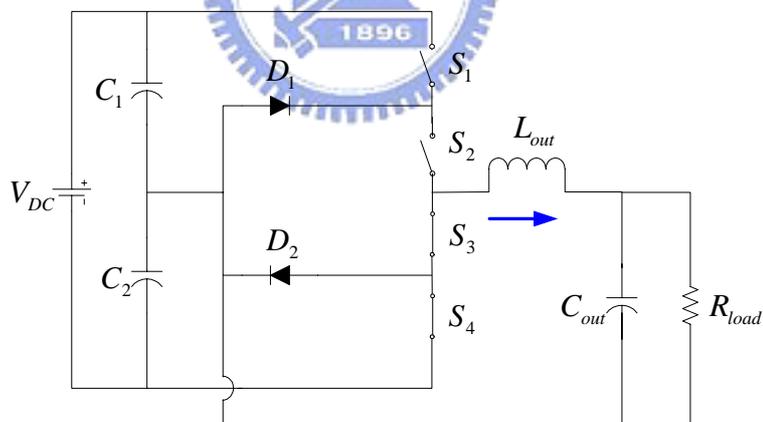


圖 2.12. 工作時序 3：二極體箝制式 3 階轉換器

經由上述的說明可以清楚的看出，AB 兩端的電壓變化為 $+V_{DC}/2$ 、0 及 $-V_{DC}/2$ ，構成了一三階層轉換器，而每個開關元件的耐壓承受只需原來直流連的一半電壓而已。同樣的工作模式如欲增加階層式則可參考圖 2.13 的做法，但需使用到由 8 個開關、4 個箝制二極體及 4 個電容器所組合而成的 5 階轉換器，其所增加的零件數就相當可觀了。

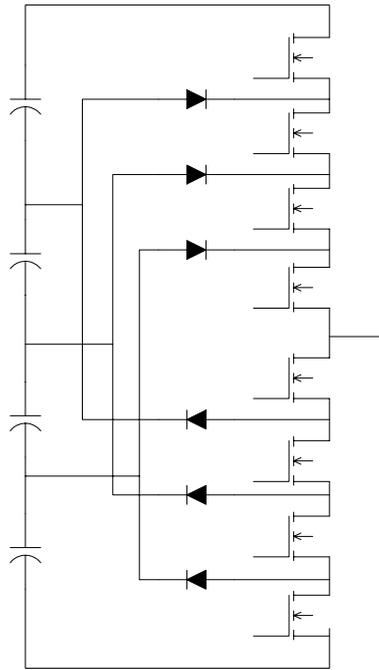


圖 2.13. 二極體箝制式 5 階轉換器

以 3 階的二極體箝制式線路為例，其中兩個電容所串聯的點，可視為中性點電位，而輸出的電壓則依此電位點變化，作出正電壓或負電壓的電位變化，如此一來，在線路零件完全一致的前提下，輸出波形可控制為完全對稱，便可以使得中性點的平均電流為零。但事實上要達到如此平衡的需求似乎是不可能，因此一旦電路零件或驅動線路的不對稱，就會導致兩個電容器的電壓處於不平均的狀態，使得上述的中性點的平均電流為零的條件不存在，於是相關討論確保電容器電壓平衡的文章變衍生而出了[24]。

2.3.4 各式轉換器比較說明

在前文所提及的各式轉換器及新式輔助 3 階層電路轉換器，都具備了中性點箝制及降低開關元件所必須承受的工作耐壓等特性，其在 3 階層電路上所具備的優缺點如表 2.1 所示。在直流轉交流轉換器其輸出為正半週需求時，所有轉換器皆是利用開關的導通形成一電壓迴路，將儲存於電容器的能量移轉至輸出電感上充電，因此此工作區間開關元件的耐壓為 $+V_{DC}/2$ ，但由於開關元件的數量不同，所引發的傳導損失亦不同，因此

本論文將研究一 3 階層電路轉換器的設計，以 3 個開關即能達到在負載變化時維持 3 階層特性，同時具備有共振及零電壓切換的特性，其詳細電路工作將在第三章做詳細說明。

表 2.1. 3 階層電路比較表

轉換器方式	開關數量	開關工作模式	優點	缺點
隔離型 H 橋式 3 階轉換器	4	硬性切換	多階層轉換 中性點箝制	功率開關數多 驅動控制複雜
電容中性點箝制 3 階轉換器	4	硬性切換	多階層轉換 中性點箝制	功率開關數多 驅動控制複雜
二極體箝制式 3 階轉換器	4	硬性切換	多階層轉換 中性點箝制	功率開關數多 驅動控制複雜

2.4 脈波寬度調變介紹

多階式轉換器主要利用開關元件的組合，加上適當時序的控制，達到電壓多層次的表現，因此在該應用上脈波寬度調變的方式，影響了整個架構的工作模式及性能，各式探討的文獻也陸續被提出[25~26]，以下將說明應用於直流轉直流轉換器及直流轉交流轉換器所需的調變技術。

脈波寬度調變技術，係由一個小信號的誤差控制訊號與一個三角波的載波信號做比較，得出一調變週期的驅動信號，用以驅動功率開關元件，使其控制輸出電感電容的充電及放電迴路，得以達到控制輸出電壓波形或功率控制的目的，以下將以圖形說明調變技術的方法。

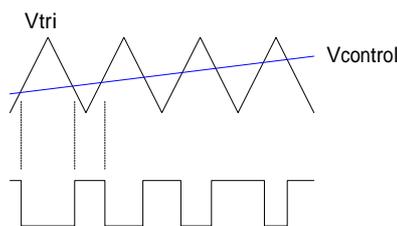


圖 2.14. 脈波寬度調變方式

其中 $V_{control}$ 為回授誤差補償器的輸出信號，當 $V_{control} > V_{tri}$ 時輸出信號為高電位，使得功率級開關得以導通，以其線路所設計位置流經所需電流。反之，當 $V_{control} < V_{tri}$ 時輸出信號為零電位，功率級開關得以截止，使迴路呈現斷路狀態。以下式子得以清楚說明：

$$\begin{cases} D = 1 \Rightarrow V_{control} > V_{tri} \\ D = 0 \Rightarrow V_{control} < V_{tri} \end{cases}$$

其中 D 定義為工作週期比。

在此通常將三角波的載波信號與回授誤差補償器的輸出信號的比值表示為：

$$m_a = \frac{\hat{v}_{control}}{\hat{v}_{tri}} \quad (2.1)$$

其中 $\hat{v}_{control}$ 為 $V_{control}$ 的振幅大小，而 \hat{v}_{tri} 為 v_{tri} 的振幅大小。

而在交流輸出的工作週期調變技術上，則是延續上述的原理，只是將直流誤差的控制訊號改為交流正弦波形控制訊號，與一個三角波的載波信號做比較後，得到所需控制正弦輸出電壓波形的目的，如圖 2.17 為本論文所提出的 3 階層轉換器應用於直流交流轉換器的工作週期調變方式。

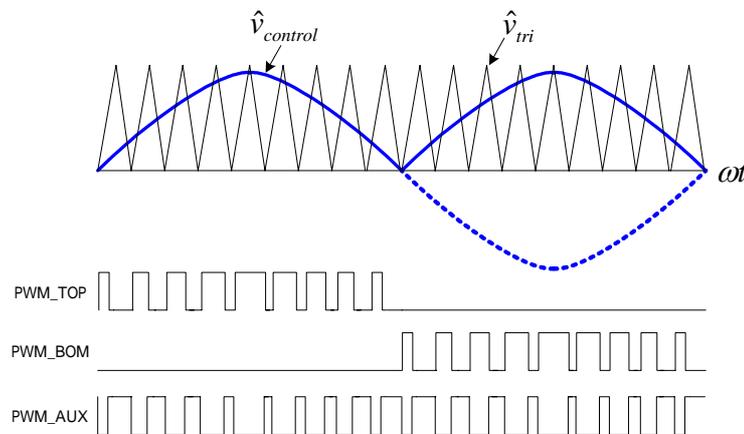


圖 2.15. 正弦輸出脈波寬度調變方式

在正半弦波時，只控制半橋式轉換器的上臂開關 S_1 ，而下臂開關 S_2 維持在截止狀態，以其減少不必要的切換損失，當 $V_{control} > V_{tri}$ 時，輸出信號為低電位，由於線路為一降壓型轉換器(Step-down buck)結構，因此當電感電流為連續電流導通模式時，其輸入電壓與輸出電壓比的關係式可表示為

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (2.2)$$

而在不連續的工作模式下，上述關係式可改寫為

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4}(I_{out} / I_{LB,max})} \quad (2.3)$$

其中 t_{on} 為開關所需導通時間， T_s 為轉換器所需工作切換週期， I_{out} 為輸出電流的平均值， $I_{LB,max}$ 為電感電流介於連續導通模式與不連續導通模式的臨界值。

而在交流輸出工作模式中，交流頻率調變指數則被定義為

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.4)$$

其中 f_1 為 $V_{control}$ 的基本波頻率，而 f_s 為 v_{tri} 的頻率大小。

值的一提的是本驅動電路的重點在於，當在輸出為正半弦波時，上臂開關 S_1 導通截止前，輔助開關在適當的時間導通，然後再下一個工作週期導通前的適當時間前截止，除了提供中性點箝制的主要功能外，亦提供了共振迴路所需的電流迴路，同樣地在負半弦波工作時，下臂開關 S_2 導通截止前，輔助開關再度在適當的時間導通，同樣提供同正半弦工作時的特性，如圖 2.18 清楚說明其工作所需的時序控制，在第 3 章及第 4 章會對該部分作詳加說明。

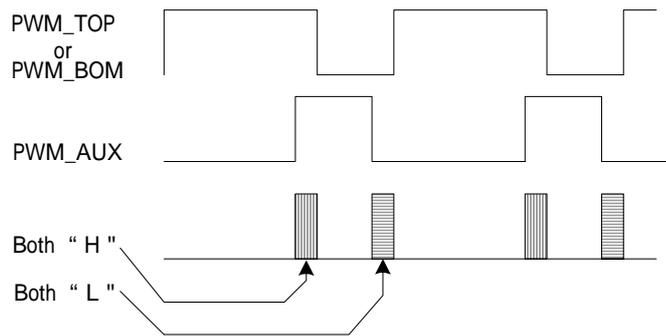


圖 2.16. 驅動訊號時序控制

