

高效使用 SPC560P50 32 位元 MCU 的雙向 DC-DC 轉換器

如何實現雙向 DC-DC 轉換器，在混合動力汽車的高壓電池與低壓維護電池之間交換電能

作者 : Giovanni D'AQUINO / 意法半導體

目的

本文旨在介紹一個混合動力汽車(HEV)電負載輔助電源雙向 DC-DC 轉換器的功率級和控制設計，與同類傳統 DC-DC 轉換器相比，該方案的電路設計簡單，具有在 12VDC 匯流排和動力系統高壓 DC 匯流排之間雙向電能傳輸的功能。該方案中在升壓模式下實現主動鉗位元，在降壓模式下透過移相調製方法實現軟開關操作，且無需任何其它額外元件，高能效和控制簡單是其主要優點所在。

該方案在 SPC560P50xx(32 位元)微控制器上實現控制演算法，為開發人員提供成本和靈活性優勢，同時，同步整流實現方法簡單，有助於提高轉換器的能效。這些優勢使得該轉換器方案適用於中高功率應用，特別是混合動力汽車的輔助電源，因為功率密度、成本、重量和可靠性是汽車電源設計人員最關心的問題。

前言

今天，高壓蓄電池組在混合動力汽車巡航時為動力系統提供電能，而超級電容等儲能單元在汽車加速時為動力系統提供峰值電能，在煞車過程中儲存峰值電能。因此，動力系統和輔助電源轉換器的新特性體現在高效管理高壓 DC 匯流排，高壓 DC 匯流排由高壓電池組決定，根據馬達功率大小，電池組電壓在 200V 到 800V 之間。

混合動力汽車輔助電源轉換器對功率要求通

常在數千瓦級別，幾個非線性執行器還要求轉換器具有超載能力。考慮到必須相容內燃機汽車，DC 匯流排電壓 12V 仍然是標準電壓值，所以輸出電流很大，峰值電流大約在 200-250A 之間。此外，系統能效還是一個重要特性，是影響設計的關鍵參數之一。

在傳統汽車中，12V 輔助電源儲存的電能為前燈、尾燈、散熱風扇、音響系統等電負載提供電能，還為內燃機(ICE)啟動提供所需電能，這些負載的總功耗通常小於 1kW。在電力高於傳統內燃機的混合動力汽車內，所謂“非傳統負載”進一步提高了輔助電源轉換器的峰值功率和平均功率需求。

儘管在正常工作時高壓電池組為維護電池供電，但是有時也可能需要反向電流傳輸。例如，當內燃機工作時時，通常是馬達給高壓電池組供電，但是，如果高壓電池組電量不足，則需要反向電流給高壓電池組充電。事實上，維護電池儲存的電能還用於給高壓電池組充電，為啟動引擎提供所需電能。

該解決方案基於兩個橋式轉換器，兩個電橋透過一個高頻變壓器相連，最新的功率 MOSFET 和基於移相技術的控制策略，結合主功率元件的主動鉗位元電路，使得該元件在寬負載範圍內，以合理的成本，取得高於 90% 的能效。控制機制透過 SPC560Pxx 32 位微控制器，產生正確的調製向量，以較低的 CPU 負載驅動功率元件工作。

系統描述和規格

要想輸出正確的電壓值，在不同電源和儲能單元之間進行功率管理，就必須使用高效的 DC-DC 轉換器。DC-DC 轉換器將一組電壓和電流轉換成不同的電壓和電流，並受最大功率限制。例如，12V 轉 400V(反之亦然)，本例中最大功率是 1.5kW。

在這個配置中，維護電池為儀錶板、執行器和照明系統供電，標準電壓為 12V。200-800VDC 汇流排電壓用於供給動力系統。

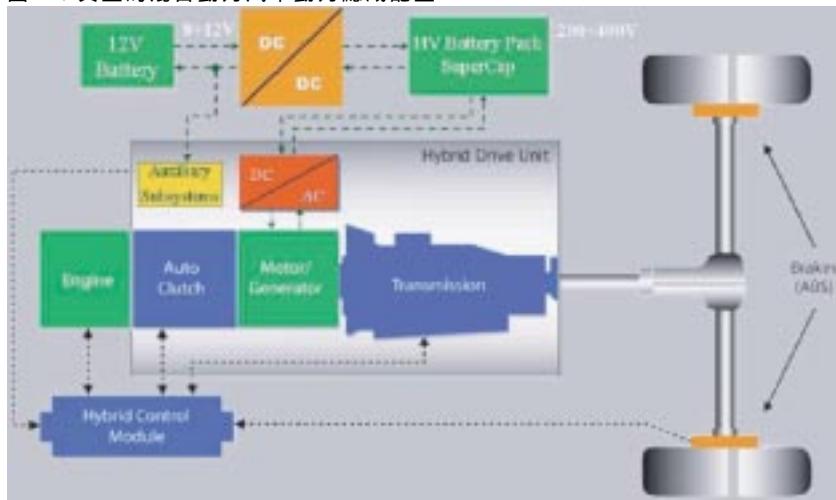
雙向 DC-DC 轉換器方案的技術規格如下：

- 低壓端標稱輸入電壓為 12V，在充放電過程中，可能在 8V 至 16V 之間變化；
- 高壓端標稱輸入電壓為 288V，工作電壓範圍在 255V-425V 之間變化；
- 標稱充放電功率為 1.5 kW；
- 開關頻率 50 kHz；
- 為安全起見，高低壓端之間必需電氣隔離，然後使用高頻變壓器；
- 低壓端參考接地點是汽車底盤；
- 相對於低壓端，高壓端接地狀態是懸空，不連接汽車底盤。

該系統是由高頻變壓器連接的兩個全橋組成。

在升壓模式下，元件 M1-M4 受占空比大於 0.5 的 PWM 訊號控制，比 M2-M3 的控制元件移相

圖 1：典型的混合動力汽車動力總成配置



180°。變壓器漏電感通常會在主功率元件上產生高壓脈衝，MCL、DCL 和 CCL 組成的電路負載負責抑制這些脈衝。鉗位元電容 CCL 在關斷過程中儲存的電能被引入主功率電路，比傳統消耗型緩衝器節省大量電能。

在降壓工作模式下，轉換器採用移相調製方法控制高壓橋臂，透過這種方式，根據變壓器漏電感和元件輸出電容大小，在負載範圍內實現零壓開關操作(ZVS)。

控制策略

兩個方向的 PWM 訊號必須控制得當，才能使轉換器取得最大能效，實現最佳的電流充電曲線，提高電池的能效。在 DC-DC 轉換器控制結構內，有三個電流感測器和兩個電壓感測器。兩個電壓感測器用於調整兩個電池上的電壓，而兩個電流感測器用於控制兩個電池的電流充電曲線，第三個電流感測器用於控制變壓器飽和電流，防止功率元件受損。

在解釋這兩個控制策略前，我們先區分下面的充電流程：

高壓電池組負責給維護電池充電；

維護電池負責給高壓電池組充電。

維護電池充電

在維護電池充電過程中，DC-DC 轉換器進入降壓模式，將電壓從 400V 降至 12V，低壓端的開關不工作，其內建續流二極體只實現一個電壓整流級，同時 PWM 訊號驅動高壓端的四個開關。所選控制策略為移相調製方法，兩個固定占空比為 50% 的互補訊號驅動每個橋臂上的兩個開關，而兩個橋臂之間的訊號移相角度由控制網路決定。該控制策略准許對稱使用變壓器，防止鐵芯飽和，同時調整降壓轉換器的占空比，控制維護電池充電。

透過為兩對驅動全橋逆變器的互補型元件設定適合的死區時間，可使 MOSFET 恰好是在零電壓時導通，從而根除導通損耗問題。如圖所示，當 M5 從導通轉至關斷時，因為死區時間的原因，M7 還是關斷狀態，半橋的中心點將懸空，而且，因為變壓器漏電感和半橋中心點上的寄生電容構成的諧振電路，會發生自然振盪，這將導致 VDS6 以固定頻率振盪，透過正確設定死區時間，M6 可在零壓時判斷。

最後，為進一步提高轉換器能效，M2-3 和 M1-4 是由高壓端的 PWM 訊號的 AND 訊號驅動，實現同步整流功能，以降低當續流二極體導通時出

圖 2：維護電池充電

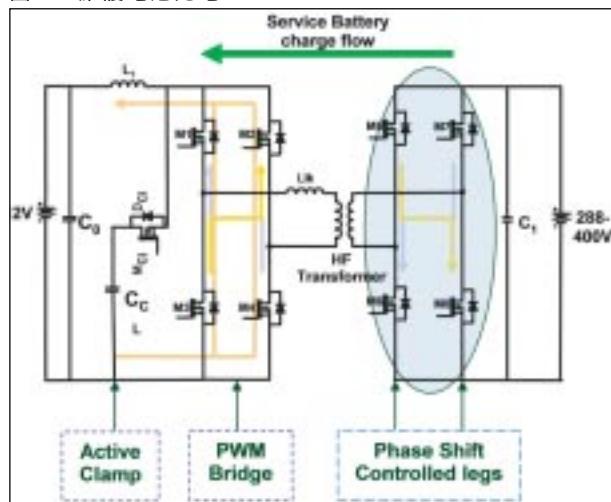


圖 3：死區時間

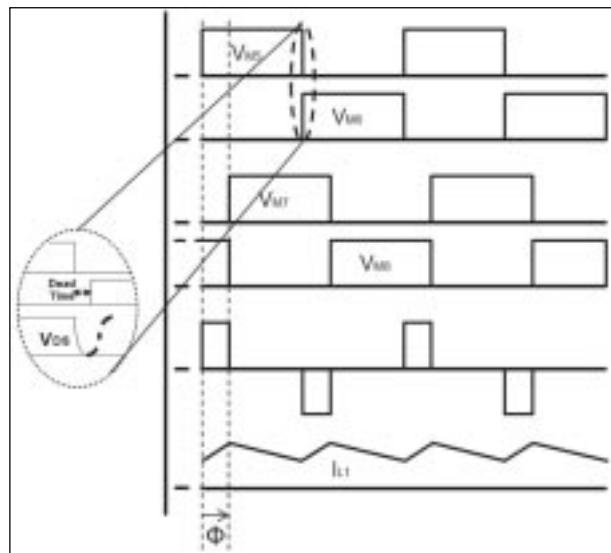
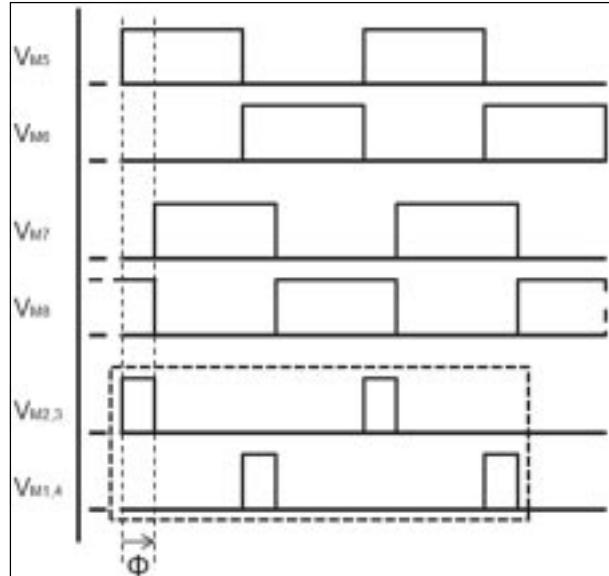


圖 4：同步整流



現的壓降。

高壓電池組充電

在給高壓電池組充電時，DC-DC 轉換器將電能送回到高壓電池組，將電壓從 12V 升至 400V。這時，高壓端全橋開關不工作，續流二極體只執行電壓整流功能。在低壓端，全橋開關必須控制得當，以執行升壓級操作，同時最大限度降低電能損耗。

自舉電路級操作是由一個非常便利的策略實現的：兩個呈 180° 移相角的占空比高於 50% 的 PWM 訊號驅動兩個對角開關，這種方法准許有一

圖 5：高壓電池組充電

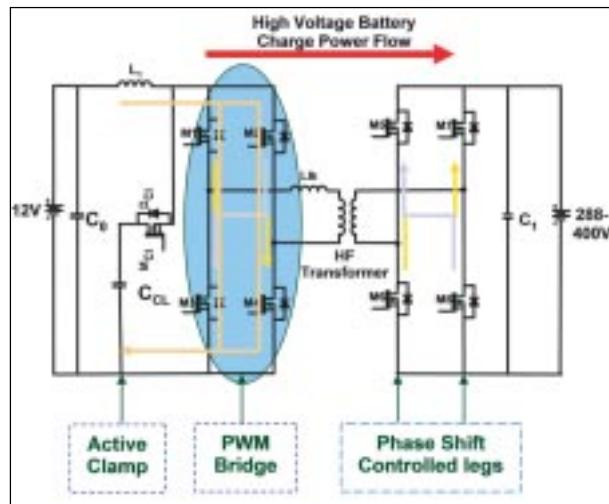


圖 6：PWM 訊號

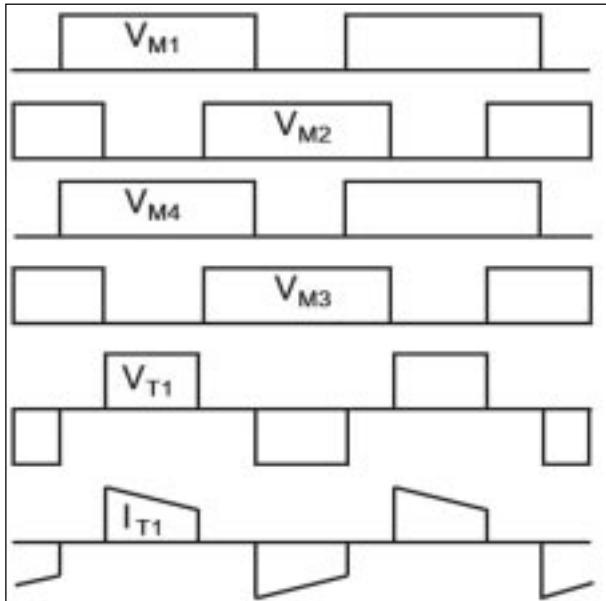
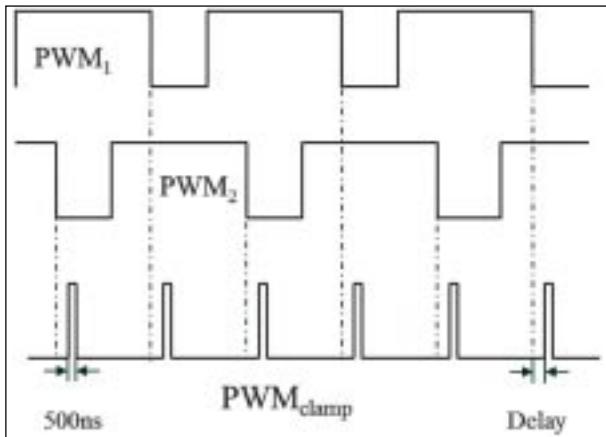


圖 7：PWM 鉗位



個重疊期，四個開關全都同時閉合，給輸入電感充電，同時，透過並聯兩個 MOSFET 橋臂，最大限度降低導通電阻 RDSON。

在其餘的兩個週期內，另一個對角開關導通，透過利用第一和第三象限，准許電能透過磁變壓器。

在這種情況下，主動鉗位元電路防止過壓脈衝損壞 M1、M2、M3 和 M4，在 DV/DI 過程中吸收能量，然後將儲存的電能傳至負載(幾乎沒有損耗)。

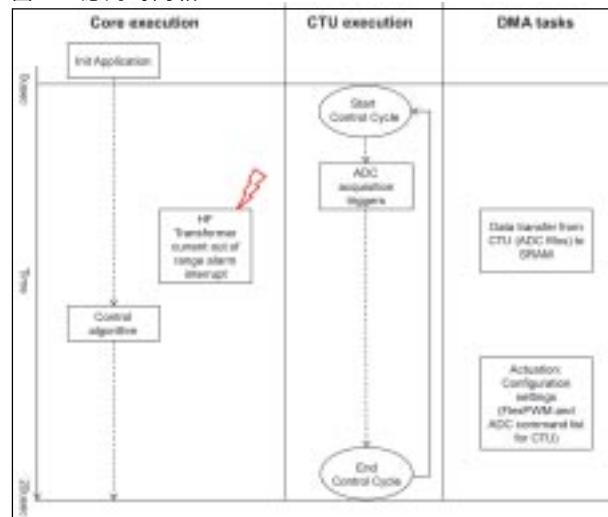
應用描述

SPC560P50x 是開發這種應用設計的重點所

在，因為該微控制器擁有一套功能強大的嵌入式馬達控制周邊設備，准許以極低的 CPU 負載向系統(雙 H 橋)提供正確的向量。該應用設計的核心是利用交叉觸發單元(CTU)和 eDMA(增強型直接記憶體訪問)，准許用戶觸發所有的 ADC 捕獲以及 PWM 配置，無需任何 CPU 干預。

在這情況下，高整合度馬達控制周邊設備組(CTU-FlexPWM-ADC-DMA)^[1]讓 CPU 只執行基於 plant 變數的控制演算法，即在每個時長 20 微秒的控制週期內執行該控制演算法，將 CPU 實際佔用率降低 35% 以下，釋放更多的性能執行其它任務，例如，更多的系統安全措施(即 PWM 產生 /IO 延遲控制)。

圖 8：應用時間軸



CTU 活動與應用的 PWM 週期同步，基於觸發自動 ADC 採集的預程式設計的指令清單(兩個 ADC 單元)。

ADC 採集全都暫存在 CTU 的 ADC FIFO 內，一

圖 9：CTU 觸發器

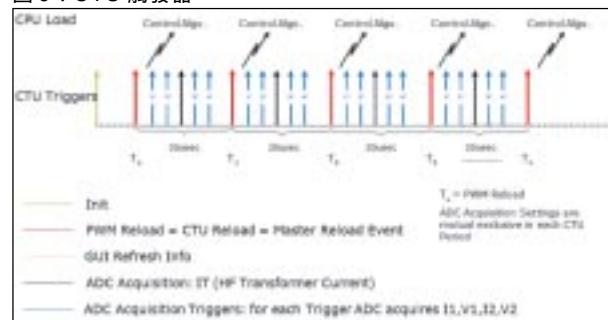
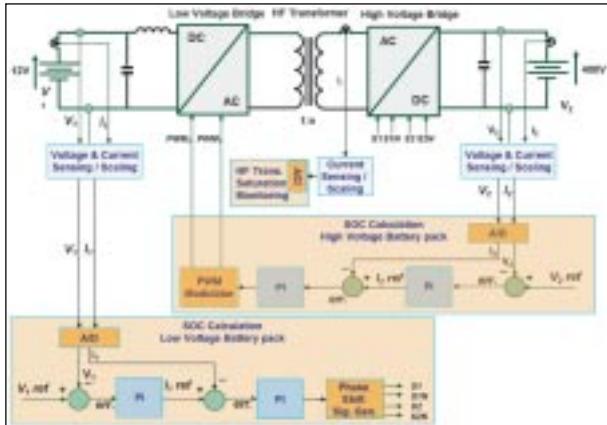


圖 10 : DC-DC 轉換器框圖



一旦這些數值達到一個預程式設計閾值，則立即觸發一次從 DMA 到 SRAM 的傳輸操作。然後，資料經 CPU 預處理後(因為感應變數過採樣已完成)送至控制演算法，為下一個控制週期計算 PWM 向量。

控制演算法為定點控制演算法，每個轉換方向由兩個 PID 控制器組成。

ADC 概述和採樣策略

元件上實現兩個 ADC 模組，每個模組包含使用者可配置取樣速率和轉換次數(在該應用中，採樣和從通道採集資料的總時間低於 0.9 微秒)，分頻器透過 ADC 數位介面的時鐘產生 ADC 時鐘訊號。

ADC 的內部 " 類比看門狗 " 將被轉換資料的數值與使用者程式設計閾值對比，如果被轉換資料超過閾值，則產生一個中斷訊號。

每個ADC都受控於CPU(CPU控制模式)和CTU(CTU控制模式)。CTU可使用一個ADC命令控制

圖 11 : ADC 採集策略 : 12V 轉 400V



圖 12 : ADC 採集策略 : 400V 轉 12V



ADC 採樣，但前提是 ADC 是在 CTU 控制模式。在這種情況下，可以同時觸發兩個 ADC 採集操作。

在這種應用中，兩個 ADC 均採集三個電流值和兩個電壓值，將其轉換為 10 位元解析度的資料(最高電壓 3.3V)[2]。

控制演算法需要用到四個數值($I1, V1, I2, V2$)：
 $I1$ (低壓 H- 橋電流)和 $V1$ (低壓 H- 橋電壓)，用於移相調製轉換控制；
 $I2$ (高壓 H- 橋電流)， $V2$ (高壓 H- 橋電壓)，用於占空比調製轉換控制；

最終數值(IT：高頻變壓器電流)僅用於管理變壓器發生的更差 / 危險事件：類比看門狗功能用於監視該電流。

採集控制演算法測量值的控制策略是基於過採樣方法：使用兩個不同的時間軸觸發 ADC 採樣，具體使用哪一個取決於 PWM 訊號產生方式。每個時間軸(ADC 採集設置)都有四個採集觸發器，分別採集 $I1$ 、 $V1$ 、 $I2$ 、 $V2$ 數值。

注：在第二次採集操作被觸發後，IT(高頻變壓器電流)採集操作被觸發，與採集設置無關(即如果 ADC 採集設置 1 發生後，觸發是在 9.76μs，同時，如果 ADC 採集設置 2 發生後，則觸發操作是在 4.88μs)。

這個策略可提供一個正確的測量值，因為採樣是無 PWM 訊號開關下進行的，最終值是採樣(每個變數)的平均值(預處理)。

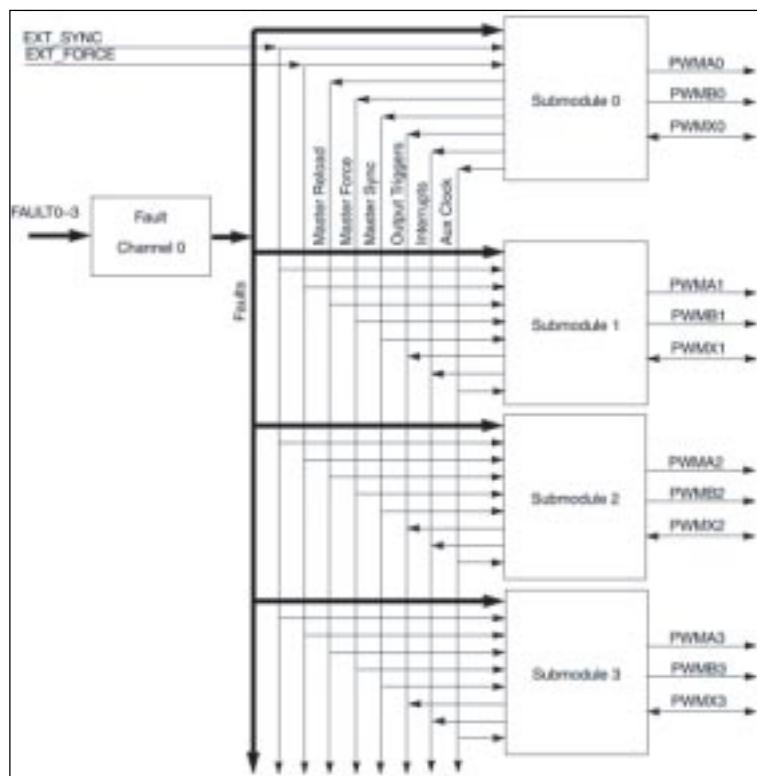
PWM 配置

DC-DC 轉換器使用 7 個 PWM 訊號控制系統，使用 6 個 PWM 訊號控制移相調製(4 個用於高壓 H 橋，2 個用於低壓 H 橋同步整流)，使用 3 個 PWM 訊號控制占空比調製(2 個用於低壓 H 橋，1 個用於鉗位元電路)。

脈寬調製(FlexPWM)模組內建 4 個 PWM 子模組，每個子模組都能控制一個半橋功率級和四個故障輸入通道。針對馬達控制應用專門設計的高靈活性周邊設備具有多種特性，例如，雙緩衝 PWM 寄存器、雙開關 PWM 輸出獨立可編程 PWM 輸出極性支援、獨立頂層和底層死區時間插入^[1]。在本例中，使用者可輕鬆控制 PWM 訊號產生，軟體庫開發工作量極低，所有訊號都由硬體處理。

本應用中所涉及的 PWM 訊號的週期均為 20 微秒(DC-DC 開關頻率 50 kHz)，因此選擇子模組 0 同步 / 重新載入所有 PWM 子模組，以避免 PWM 訊號之間的失匹問題。同一子模組還用於重啟 CTU 控制週期。

圖 13 : FlexPWM 框圖



移相調製(高壓 H 橋)PWM 訊號是由子模組 0 和 1 提供，每個子模組產生兩個訊號，每個訊號(在同一子模組內)是互補關係(只有死區時間不同)。

注：子模組 1 與子模組 0 的產生訊號之間有延遲，延遲時間為 DC-DC 控制演算法產生的移相調製值。

同步整流基於子模組 2 產生的兩個訊號。占空比調製基於子模組 2 訊號(像移相調製的同步整流一樣)。訊號占空比在[52%，90%]範圍內變化，第二個訊號延遲半個週期(10 微秒)。

子模組 3 提供雙開關輸出訊號產生所需的主動鉗位元 PWM 訊號^[1]。這個特性透過對兩個輸出通道進行異或邏輯運算產生一個輸出 PWM 訊號。這樣，它可以代表對應子模組 2 產生的占空比 PWM 訊號的每個下降沿的脈衝。

結論

本文介紹了如何實現一個高效的雙向 DC-DC 轉換器，在混合動力汽車的高壓電池與低壓維護電池之間交換電能。在該解決方案中，SPC560P50x 微控制器扮演一個重要作用，其先進的周邊設備有助於節省研發時間，控制演算法可釋放 CPU 資源，以便執行其它更重要的任務(例如安全功能)。

參考文獻

- [1] 32-bit MCU family built on the Power Architecture embedded category for automotive chassis and safety electronics applications (RM0022, Doc ID14891)
- [2] 32-bit Power Architecture based MCU with 576 KB Flash memory and 40 KB RAM for automotive chassis and safety applications (SPC560P44L3, SPC560P44L5, SPC560P50L3, SPC560P50L5 datasheet, Doc ID14723)

CTA