

## MBI6662 應用說明書

### 前言

MBI6662 是一個高功率定電流且高效率的共陽極降壓式轉換器，具有 4.5V 到 60V 寬廣的輸入電壓範圍，以滿足各種不同的應用條件。高達 2 安培的內建電晶體可滿足高輸出電流的應用要求。創新的高速響應定頻控制技術非常適合調光的應用。同時 MBI6662 具有欠電壓保護(UVLO)、過溫度保護(OTP)以及過電流保護(OCP)，以避免 IC 損壞。MBI6662 提供具有散熱片的 DFN10 及 SOP10 封裝，可幫助 IC 散熱。

### 應用電路

在傳統的磁滯頻率調變控制架構下，切換頻率會隨著不同的輸入電壓或輸出電壓而改變。MBI6662 基於磁滯頻率調變控制架構下，使用創新的頻率固定技術降低切換頻率對輸入輸出電壓的敏感性。根據公式(1)，為了在不同輸入電壓維持固定頻率，磁滯調變的範圍( $\Delta HYS$ )是必須可以調整的 (假設電感值  $L_S$ ,  $V_{LED}$  與  $I_{LED}$  不變的情況下)。MBI6662 可以自行進行 5% 到 80% 磁滯範圍的調整，以滿足不同的應用。

$$f_s = \frac{(V_{IN} - V_{LED}) \frac{V_{LED}}{V_{IN}}}{2 \times \Delta HYS \times L_S \times I_{LED}} \dots \dots \dots (1)$$

其中  $f_s$  是切換頻率，而磁滯調變的範圍  $\Delta HYS = \Delta I_{HYS} / I_{LED}$ ，其中  $\Delta I_{HYS}$  為磁滯控制的電流變化量，如圖 2 所示。MBI6662 的應用電路如圖 1，當電源啟動時，內建的電晶體將會導通。而電流將會經過 LED 燈串、電感( $L_S$ )、內建電晶體，最後流過  $R_{CSP}$  回到 GND。隨著電感電流上升， $V_{CSP}$  的電壓也會跟著上升，如圖 2 所示。當  $V_{CSP}$  的電壓達到  $V_{HYS\_H}$ ，電晶體將會關閉，而飛輪二極體( $D_S$ )將會導通，此時因為電感釋能，電感電流開始下降，直到  $V_{CSN}$  的電壓低於  $V_{HYS\_L} + V_{IN}$ 。

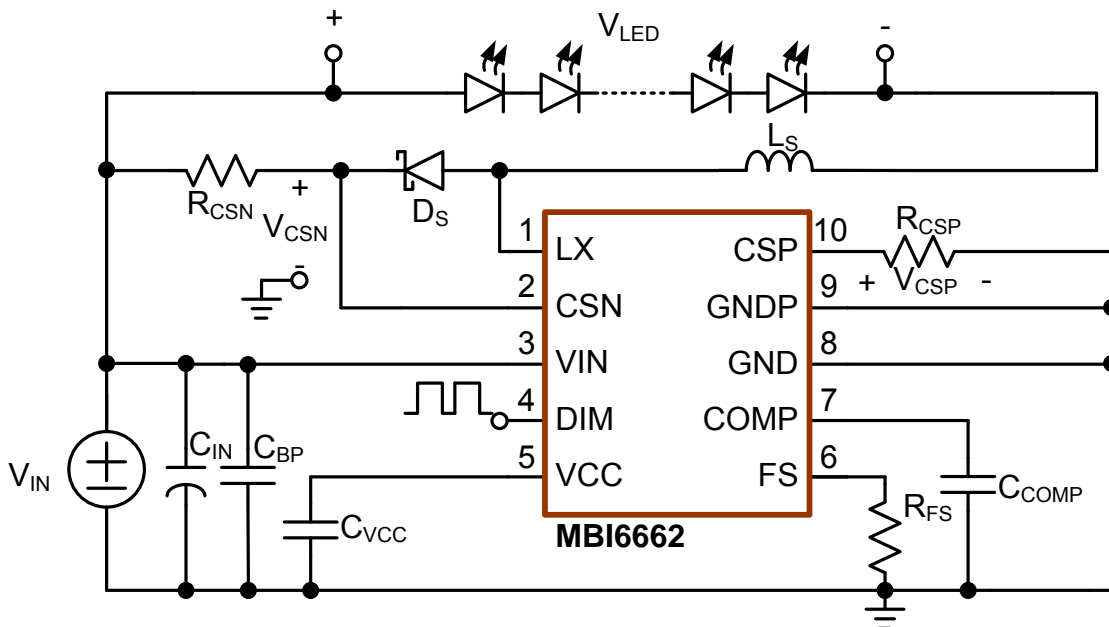


圖 1 MBI6662 應用電路範例

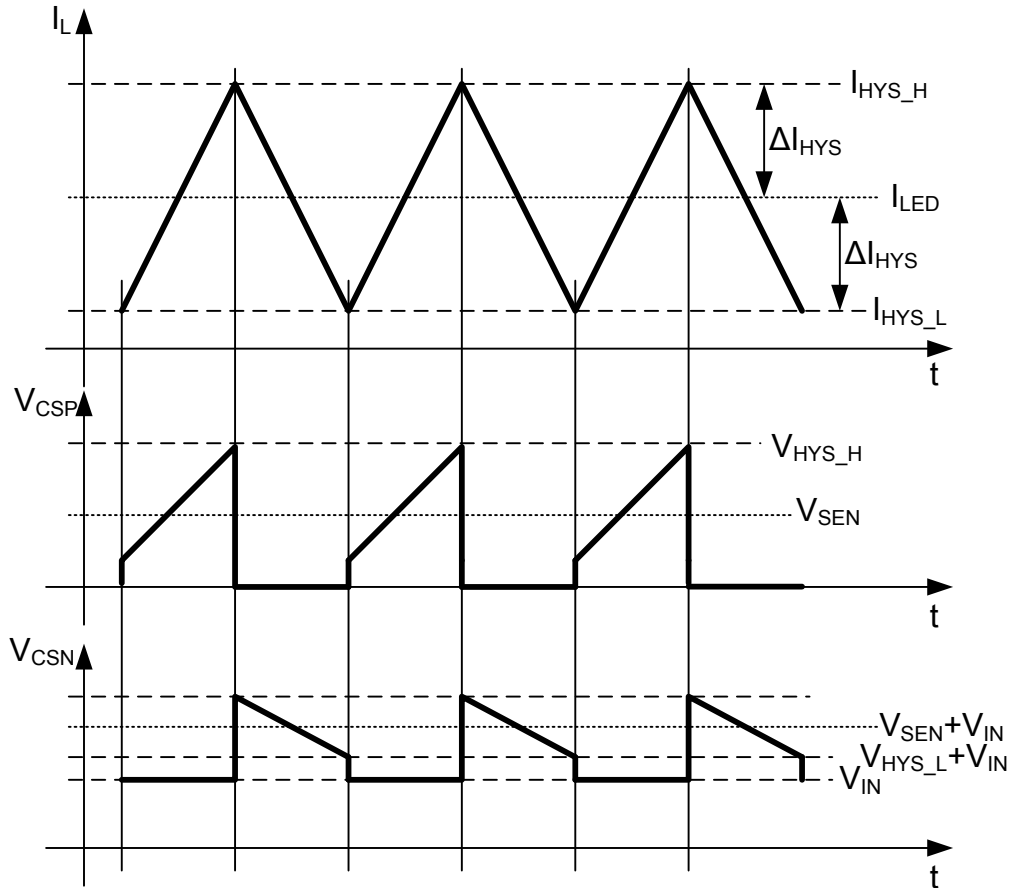


圖 2 MBI6662 控制架構的操作波形

由圖 1 及圖 2 可得到平均輸出電流  $I_{LED}$ ，如公式(2)所示。

$$I_{LED} = \frac{1}{2}(I_{HYS\_H} + I_{HYS\_L}) = \frac{1}{2}\left(\frac{V_{HYS\_H}}{R_{CSP}} + \frac{V_{HYS\_L}}{R_{CSN}}\right) \dots\dots\dots (2)$$

$$\begin{aligned} V_{HYS\_H} &= (1 + \Delta HYS) \times V_{SEN} \\ V_{HYS\_L} &= (1 - \Delta HYS) \times V_{SEN} \end{aligned} \dots\dots\dots (3)$$

$$I_{LED} = \frac{V_{SEN}}{2} \left( \frac{(1 + \Delta HYS)}{R_{CSP}} + \frac{(1 - \Delta HYS)}{R_{CSN}} \right) \dots\dots\dots (4)$$

為了方便設計輸出電流值， $R_{CSP}$  與  $R_{CSN}$  使用相同阻值  $R_{SEN}$  帶入公式(4)，可得到輸出電流，如公式(5)。

$$I_{LED} = \frac{V_{SEN}}{R_{SEN}} \dots\dots\dots (5)$$

其中  $V_{SEN}$  為 IC 內部的參考電壓 100mV，而  $R_{CSP}=R_{CSN}=R_{SEN}$ 。

### 頻率控制技術

MBI6662 藉由  $R_{FS}$  的選擇，提供一個固定的參考頻率，而 IC 內部會透過誤差放大器把系統的切換頻率與  $R_{FS}$  所決定的參考頻率比較，而自行調整 COMP 腳位上的電壓，以控制電感電流的磁滯範圍，達到定頻的目的，如圖 3 所示。因為系統迴路受到響應速度的影響，造成在 COMP 上會有微小的漣波出現。因此，切換頻率會有展頻的效果出現。

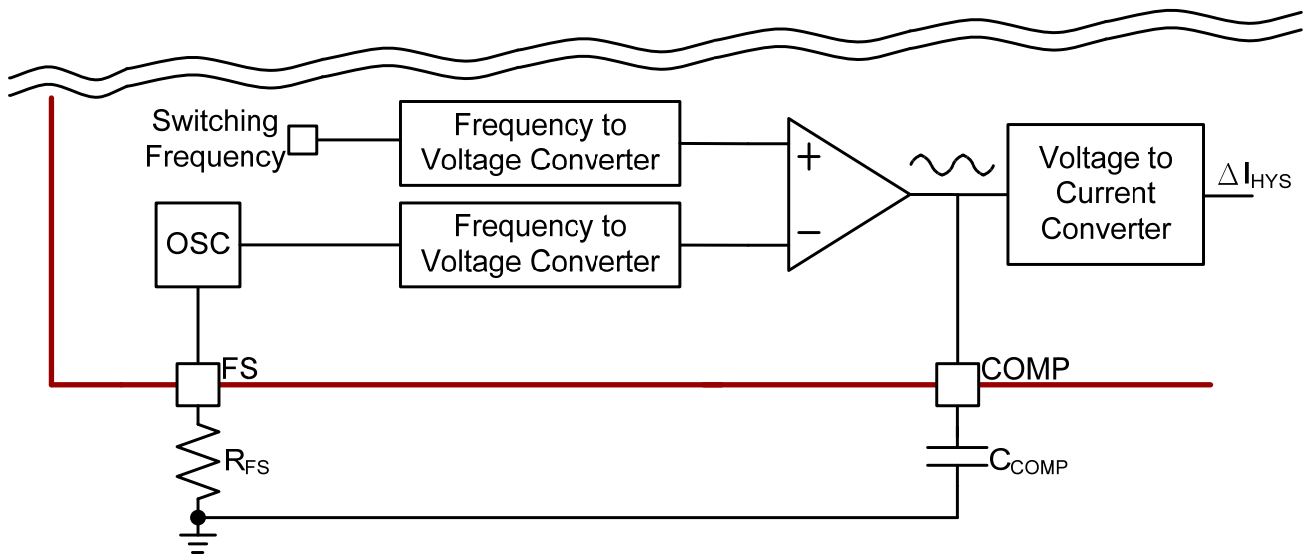
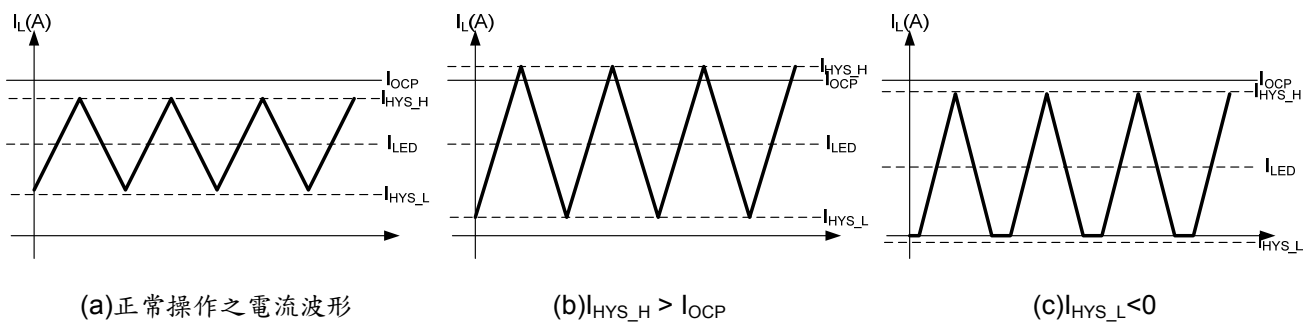


圖 3 頻率控制技術方塊圖

### 設計注意事項

在設計 MBI6662 模組時，切換頻率是其中一個關鍵因素。對於調光的應用來說，為了提高低亮度時的電流精準度，最小亮度的 PWM 寬度建議至少大於 3~5 個切換週期。舉例來說，假設調光的頻率為 1kHz，如要達到 1% 解析度的要求，則切換頻率應設置在 300kHz~500kHz。切換頻率關係著調光的解析度，切換頻率越快，調光解析度越高，但相對的轉換器的切換損也會跟著變高，導致效率變差，IC 的表面溫度上升，因此使用者必須在調光解析度與效率上做個取捨。

接著，選擇合適的電感使用，根據公式(1)，代入適當的  $\Delta HYS$ ，即可得到對應的電感值。雖然  $\Delta HYS$  可設定在 5~80% 之間，但為避免電感的峰值電流超過電流保護的臨界值 ( $I_{OCP}$ )，建議設計者將  $\Delta HYS$  設定在 50% 以下，如圖 4(b)，或波谷電流低於零電流值，如圖 4(c)。當峰值電流超過  $I_{OCP}$  時，MBI6662 將會關閉內部電晶體，直到電源重新啟動。當波谷電流低於零，MBI6662 的操作模式將由 CCM 進入 DCM，而系統會處於一個不穩定狀態下，且降低輸出電流的精準度。除此之外，在高解析度調光的應用下，通常不會放置輸出電容，因此  $\Delta HYS$  的大小，決定了輸出漣波電流的大小。


 圖 4 電感電流波形與  $\Delta HYS$  之關係。

## 元件選擇

### 設定輸出電流

如公式(5)所示，將  $V_{SEN}$  電壓除以預計輸出的電流值  $I_{LED}$  即可得到  $R_{SEN}$ ，將  $R_{CSP}$  與  $R_{CSN}$  設為  $R_{SEN}$  之電阻值可達到所要求之輸出電流，為提高電流精準度建議使用 1% 誤差的精密電阻。而跨在電阻兩端的電壓  $V_{SEN}$  為 100mV，因此電阻所承受的功率為  $P_{RSEN} = (V_{SEN}^2 / R_{SEN})$ ，建議選用 2.5 倍  $P_{RSEN}$  以上的功率電阻，以避免電阻因為環境溫度上升，造成其額定功率下降。若電阻功率不足，建議將電阻併聯使用，以避免電阻因過熱燒毀。

### 設定切換頻率

切換頻率可由  $R_{FS}$  所設定， $R_{FS}$  與頻率的關係，請參考圖 5。切換頻率的快慢，關係著效率與調光的解析度。若使用在輸出電流 2 安培的應用，建議切換頻率約在 100k 赫茲，而切換頻率 500k 赫茲以上之應用，輸出電流建議以不超過 1 安培為原則。請注意在決定頻率時，要確認系統操作是否還在磁滯範圍之內，否則切換頻率將無法固定。

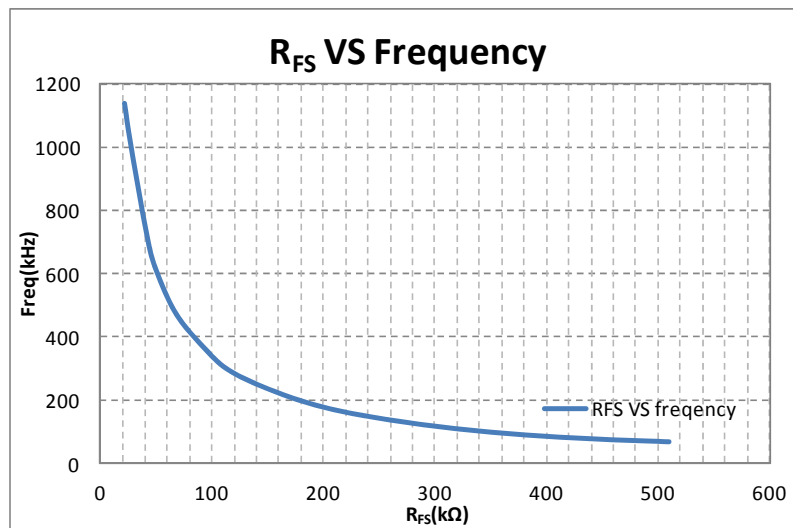


圖 5  $R_{FS}$  電阻與設定頻率關係圖

### 選擇電感

當頻率決定以後，根據使用者決定可以接受的磁滯範圍  $\Delta HYS$ ，代入公式(1)，即可得到電感值。選擇電感時，電感值並非唯一的考量，還必需留意飽和電流的大小。建議電感的飽和電流至少須大於電感電流峰值 ( $I_{HYS\_H}$ ) 的 1.25 倍 (註  $I_{HYS\_H} = I_{LED} * (1 + \Delta HYS)$ )。另外，**電感值越大其輸出電流的線性及負載調整率會越好**，但在相同體積下的情形下，電感值越大，其飽和電流越小，這是使用者必須考量的地方。同時為了在 EMI 上有較好的表現，建議選用有屏蔽的電感以降低干擾。

### 選擇輸入電容

當 MOSFET 開啟時，輸入電容  $C_{IN}$  可以提供瞬間的能量給 MBI6662 使用，反之當 MOSFET 關閉時，輸入電源將會對輸入電容充電。為系統的穩定性考量，輸入電容的建議值為 10uF，但可視系統的規格進行調整，而輸入電容的額定電壓應為輸入電壓的 1.5 倍。

考量元件取得的方便性與成本，電解電容是一個不錯的選擇。電解電容的優點為電容值大且容易取得且價格便宜，但在高溫環境有元件壽命縮短的疑慮。陶瓷電容則具有良好的高頻特性，體積小，ESR 小，但在熱插拔應用上，需增加暫態電壓抑制器 (TVS)，抑制熱插拔情況下電容與電源線上的寄生電感所造成的突波。

使用電解電容當作輸入電容使用時，除了需要考量額定電壓外，還必須注意其最大漣波電流值。若選擇的電解電容的額定電流漣波不足，容易造成 IC 或電容的損害。此外，建議可以併聯一個陶瓷電容作為旁路電容，並且將它放置在 IC 的 VIN 與 GND 腳位附近，以加強對於電源雜訊的抵抗能力，建議的電容值為 0.1 $\mu$ F 到 1 $\mu$ F，如在高溫環境下應用，建議使用 X7R 材質的陶瓷電容。

### 選擇蕭特基二極體

當 MOSFET 關閉時，電感將會透過飛輪二極體形成一個放電的路徑，以維持 LED 的電流迴路。為提高效率，建議使用具有低順向偏壓與反應時間快速的蕭特基二極體。選用蕭特基二極體有兩個因素需要考量，一個是其最大的逆向電壓，建議值為輸入電壓的 1.5 倍；另外一個是其最大的順向導通電流，建議值為電感電流峰值( $I_{HYS\_H}$ ) 的 1.25 倍。

### 選擇 $C_{COMP}$ 電容

在 MBI6662 的頻率控制技術中，需要一個電容做為整個系統頻率回授的補償器。這個電容的大小決定了回授補償的頻寬，電容越大響應越慢，反之亦然。換句話說，電容較大其切換頻率展頻的現象較輕微，電容較小其展頻現象較明顯。此電容值建議為 4.7nF。

### 選擇 $C_{VCC}$ 電容

在 MOSFET 開啟時， $C_{VCC}$  電容提供瞬間的暫態電流給 MBI6662 的閘極驅動器，使 MOSFET 可以快速的導通。一般建議值為 1 $\mu$ F，但操作在低電壓輸入時驅動能力較弱，可適當的增加電容值，以避免 VCC 電壓被拉到 UVLO 之下，導致 IC 重新啟動。

### 選擇輸出電容(選用)

在 LED 旁並聯輸出電容可降低 LED 的漣波電流，容值越大 LED 的漣波電流越小。一般而言，建議使用電解電容或陶瓷電容，建議值為 10 $\mu$ F，可視輸出漣波的容許度增加。但電容值的大小將會影響到調光的解析度，若需要高解析度調光之應用，不建議放置輸出電容。輸出電容的選用，須考慮其額定電壓，建議為輸出電壓的 1.5 倍。

## 電路佈局注意事項

好的電路佈局對效率與系統的穩定性有很大的幫助，以下提供幾個電路佈局的注意事項供使用者參考。

1. IC 的 GND 與 GNDP 腳位請直接短路，並以最短路徑連接至輸入電容負端，且盡可能保持地平面的完整性。
2. 為提供輸出電流的精準度，將  $R_{CSN}$  與  $R_{CSP}$  盡量放置靠近 IC 的 CSN 與 CSP 腳位，並以短而寬的方式進行連接。
3. 輸入電容請放置於最靠近 IC VIN 腳位的地方，若因 PCB 尺寸與機構之限制，請務必在靠近 VIN 腳位的地方，增加一個旁路電容。
4. 為清除切換時所造成的雜訊干擾，請將 IC 的 SW 腳位、電感和蕭基二極體的連接點面積盡量縮小。
5. 為消除佈局拉線時所產生的寄生元件，如雜散電感與寄生電容，影響系統的穩定性，請將流經大電流的路徑以短而寬的原則進行佈線。
6. 進行多組模組並聯設計時，接地方式的好壞決定了模組間是否會有互相干擾的問題。各組地平面的連結採用並聯單點接地的方式進行，如圖 6(a)，並且盡量以短而寬的走線方式實現。多組 MBI6662 並聯使用的 PCB 佈局如圖 7 所示。

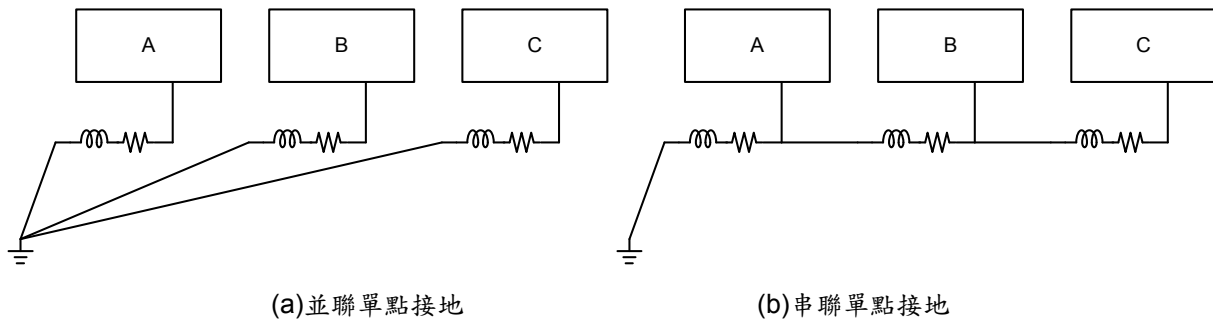


圖 6 多組模組接地方式說明。

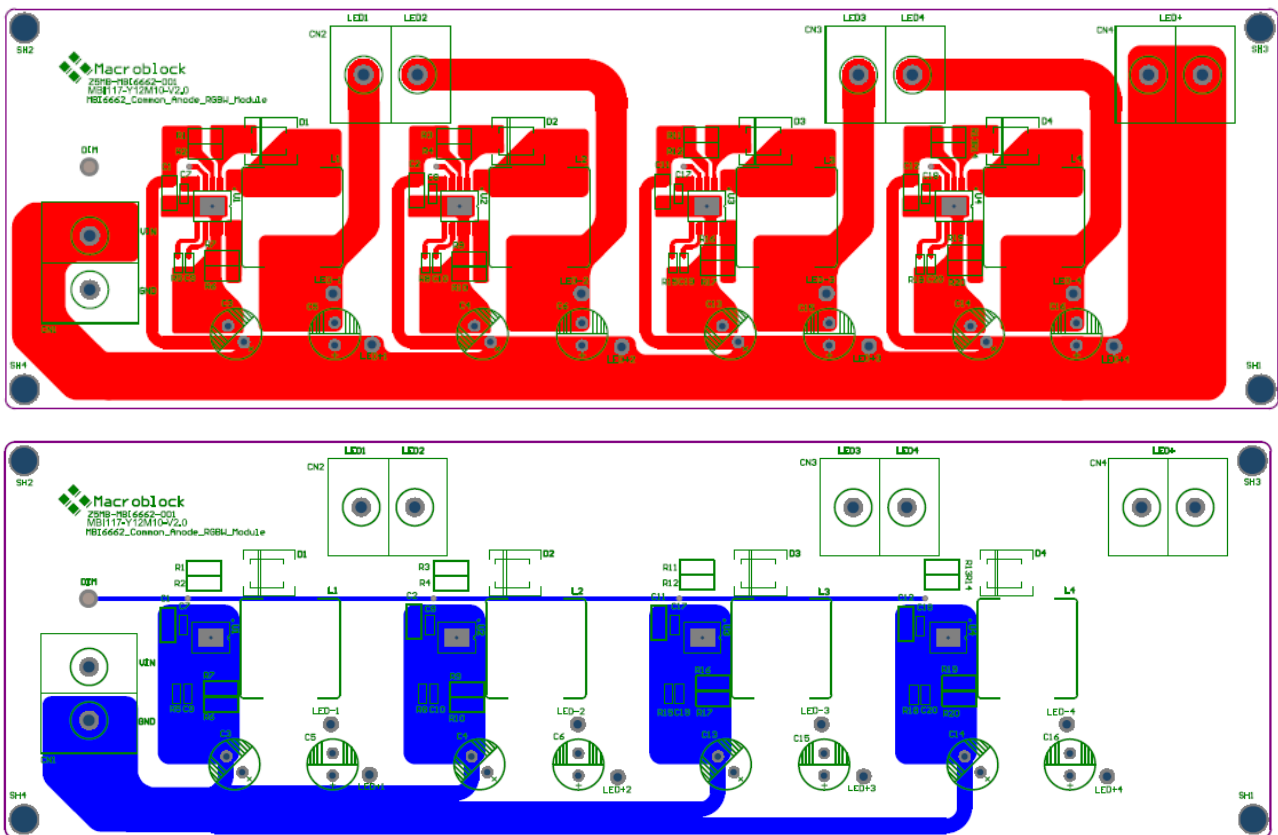


圖 7 多組 MBI6662 使用之 PCB 佈局圖

## 設計範例

### 電感選用

以  $V_{IN}=12V$ ，輸出為 3 顆 LED 串聯 ( $V_F=3.5$ )，且輸出電流為 1.5A 之應用規格，當作設計範例進行以下設計。首先，為了得到較高的效率決定將切換頻率  $f_S$  設定為 100kHz，而  $\Delta HYS$  設計在 20% 以下。

將這些參數代入公式(1)可得到

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{LED}) \frac{V_{LED}}{V_{IN}}}{2 \times \Delta HYS \times f_S \times I_{LED}} = \frac{(12 - 10.5) \times \frac{10.5}{12}}{2 \times 20\% \times 10^5 \times 1.5} = 21.87 \times 10^{-6} \text{ (H)}$$

因此，選擇電感感值為 22uH，可使  $\Delta HYS$  小於 20%。將此電感值代入公式(1)可得到

$$\Delta HYS = \frac{(V_{IN} - V_{LED}) \frac{V_{LED}}{V_{IN}}}{2 \times L \times f_S \times I_{LED}} = \frac{(12 - 10.5) \times \frac{10.5}{12}}{2 \times 22 \times 10^{-6} \times 10^5 \times 1.5} = 0.198$$

而  $I_{HYS\_H} = (1 + \Delta HYS) \times I_{LED} = 1.79(A)$ ，所以電感的飽和電流需大於 1.25 倍的  $I_{HYS\_H}$ 。在此選用高創科技 (GOTREND) 出產型號為 GSDRK125P-220M 的電感，其飽和電流為 4.8 安培。

### 蕭基二極體選用

蕭基二極體選用逆向偏壓大於輸入電壓的 1.5 倍(18V)，順向電流大於  $I_{HYS\_H}$  的 1.25 倍(2.6A)。在此選用力勤 (CHENMKO) 型號為 SBM310GP 的蕭基二極體，其最大逆向偏壓值為 100V，最大順向電流值為 3A。

### 輸出電流設定

輸出電流為 1.5 安培，由公式(5)得知， $R_{SEN}=66m\Omega$ ，此電阻須承受的瓦數為 0.15 瓦，因此  $R_{CSN}$  與  $R_{CSP}$  使用兩顆 133m $\Omega$  的電阻併聯，以降低單一電阻所承受之能量。在此採用華新科(WALSIN)型號為 WW12XR133FTL 的電阻，其規格為 1206 包裝、1/4W、且精度 $\pm 1\%$ 誤差。

### 輸出頻率設定

設定頻率為 100kHz，由圖 5 可知， $R_{FS}$  電阻約為 374k $\Omega$ ，採用華新科(WALSIN)電阻型號 WR06X3743FTL，其規格為 0603 包裝、1/10W、且精度 $\pm 1\%$ 誤差的電阻。

### 輸入電容選用

輸入電容使用耐壓為輸入電壓的 1.5 倍，建議電容值為 10uF，在此使用日電貿(NICHIDENBO)型號為 EKY-101ETD100MF111 之 100V 耐壓電解電容，另外請併聯一顆 0.1uF 的陶瓷電容於 IC VIN 腳位旁。

### $C_{VCC}$ 電容選用

$C_{VCC}$  電容使用 1uF/16V 之 X7R 陶瓷電容，以供應瞬間的驅動電流。

### $C_{COMP}$ 電容選用

$C_{COMP}$  電容使用 4.7nF/16V 之 X7R 陶瓷電容，做為頻率控制之補償電容。

### 預估效率

在各個元件上的功率損耗如下計算

$$P_{OUT} = V_{OUT} \times I_{OUT} = 1.5 \times 10.5 = 15.75W$$

$$P_C = I_{OUT}^2 \times R_{ds(on)} \times D = (1.5)^2 \times 0.3 \times 0.875 = 0.59W$$

$$P_{SW} = V_{IN} \times I_{OUT} \times (t_r + t_f) \times f_S = 12 \times 1.5 \times (20ns + 20ns) \times 100kHz = 72mW$$

$$P_{IC} = I_{DD} \times V_{IN} = 2.5mA \times 12 = 30mW$$

$$P_L = I_{OUT}^2 \times R_{DCR} = (1.5)^2 \times 42m\Omega = 94.5mW$$

$$P_D = V_{FD} \times I_{OUT} \times (1-D) = 0.8 \times 1.5 \times (1-0.875) = 0.15W$$

$$P_{RSEN} = V_{SEN} \times I_{OUT} \times 2 = 0.1 \times 1.5 \times 2 = 0.3W$$

$$P_{LOSS} = P_C + P_{SW} + P_{IC} + P_L + P_D + P_{RSEN} = 1.2365W$$

因此在本例中預估的效率為

$$\eta = P_{OUT} / (P_{OUT} + P_{LOSS}) = 92.7\%$$

此設計範例之應用電路元件可參考  
表 1。

表 1 設計範例元件列表

Designator	Part Number	Description	Vendor	Quantity	Contact Window
U1	MBI6662	Buck converter	MARCOBLOCK	1	+886-3-579-0068
C <sub>IN</sub>	EKY-101ETD100MF111	Electrolytic Capacitor, 100V/10uF	NICHIDENBO	1	+886-2-2219-0505
C <sub>BP</sub>	C0805X104K101T	Ceramic Capacitor, 100V/0.1uF	HOLYSTONE	1	+886-2-2627-0383
D <sub>S</sub>	SBM310GP	Schottky Diode, 100V/3A	CHEMKO	1	+886-2-2913-5566
L <sub>S</sub>	GSDRK125P-220M	Inductor, 4.8A/22uH	GOTREND	1	+886-2-8227-1808
R <sub>C<sub>SN</sub></sub> , R <sub>C<sub>SP</sub></sub>	WW12XR133FTL	Sense Resistors, 1206/133mΩ	WALSIN	4	+886-3-475-8711
R <sub>FS</sub>	WR06X3743FTL	Resistor, 0603/330kΩ	WALSIN	1	+886-3-475-8711
C <sub>COMP</sub>	0603B472K160	Ceramic Capacitor, 0603/16V/4.7nF	WALSIN	1	+886-3-475-8711
C <sub>VCC</sub>	0603B105K160CT	Ceramic Capacitor, 0603/16V/1uF	WALSIN	1	+886-3-475-8711