

CM6800/1 低启动电流 PFC/PWM 二合一控制器

一般说明:

CM6800/1 是一个具有 PFC(功率因素校正)之开关电源控制器。PFC 可以容许使用较小的低损耗的 bulk 电容, 降低电源线负载与开关 FET 所受的压力, 使电源供应器能完全符合 IEC-1000-2-3 之规格。CM6800/1 的目的是作为已成为工业标准的 ML-4824 之 BICMOS 版本, 所以线路上包括上升缘触发(leading edge)的平均电流控制模式的升压型之 PFC 和下降缘触发的(trailing edge)PWM。栅极驱动(Gate-driver)电流可达 1A, 可以大量减少外加驱动线路。且这颗 IC 消耗功率低, 故可增加电源供应器整体效率并降低零件损耗。

一旦负载忽然降低, 则过电压比较器立即关掉 PFC。PFC 亦具有峰值电流限制(peak current limiting)与输入电压太低(Input voltage brownout)之保护作用。PWM 可以在电压或电流模式下运作。频率可高至 250KHZ, 并能将工作周期准确的限制在 50%之内, 以防变压器饱和。

功能:

- 与 ML4800, FAN6800/1 脚对脚完全相同互用。
- 在 PWM 增加一组 folded-back 电流限制
- 23V Bi-CMOS 制程.
- VIN OK 保证在 2.5V 时开启 PWM 而不是 1.5V。
- 在同一 IC 中集成了具同步的 leading edge PFC 与 trailing edge PWM
- slew rate 使 transconductance error amplifier 具有超快的响应
- 低启动电流(100MA), 低工作电流(3MA), 低谐波失真, 高 PF

PIN DESCRIPTION

1 IEAO	PFC 跨导电流误差放大器输出
2 IAC	PFC 增益控制信号参考输入
3 ISENSE	PFC 电流限制比较器电流检测信号输入
4 VRMS	PFC RMS 电源电压补偿信号输入
5 SS	PWM 软启动电容接点
6 VDC	PWM 电压回馈输入
7 RAMP1	振盪时序, 由 RT, CT 决定振盪周期
8 RAMP2	电流模式时, 此脚位作为电流检测输入; 电压模式时, 则为 PFC 输出至 PWM 输入
9 DC ILIMIT	PWM 电流限制比较器输入
10 GND	
11 PWM OUT	PWM 驱动输出
12 PFC OUT	PFC 驱动输出
13 VCC	
14 VREF	内部 7.5v 基准电压之缓冲输出
15 VFB	PFC 跨导误差放大器输入
16 VEA0	PFC 跨导误差放大器输出

一般功能说明: (Functional Description)

CM6800/I 包括一組具平均電流模式控制的連續升壓型 PFC 之前端線路 (Front End) 與一組同步 PWM 之後端線路。PWM 工作在電流或電壓模式。在電壓模式時，來自 PFC 輸出端的前饋控制信號可提高 PWM 的 Line regulation. 在電壓或電流模式，PWM 均使用傳統式的 trailing edge 工作周期調度，而在 PFC 則使用 leading edge 調度。這種具有專利的 leading/trailing edge 調度技術可使得 PFC 之 error amplifier bandwidth (頻寬) 更高更好用。並且能大大的降低 PFC 之直流 buss 電容。

PWM 與 PFC 同步控制了 PFC 輸出端電容之 ripple (也是 PWM 之輸入端)，從而簡化了 PWM 的補償電路。PWM 與 PFC 均在同一頻率下運作。除了具有 PFC 功能，CM6800/I 內建有多組保護線路，包括：軟啓動，PFC 過電壓保護，峰值電流限制，欠電壓保護，占空比限制與低電壓停止動作。

Power Factor Correction

從 AC 電源線看進去, PFC 使非線性負載看似純電阻負載。對電阻負載而言，從電源線端輸入之電流與電壓同相位。所以，功率因素 (power factor) 等於 1。一般電源線供應器是非線性負載。從電源線輸入後，經橋式整流與濾波，因為輸入濾波電容器之故，產生高振幅脈沖電流，使得電源線上的電流不與電壓成正弦波相位一致，使得電源功率因素小於 1。因此，在輸入電源線上產生極明顯的電源頻率諧波電流。若電源供應器之輸入電流能隨輸入電壓作瞬間幅度變化，則從 AC 線端看來，就類似純電阻負載，亦能達到單位功率因素。

因此，為使自電源線流入之輸入電流與輸入電壓同相位，則必須採用一種辦法，使得電源之電流不會因電壓之瞬間變動而不成正比。CM6800/I 的 PFC 採用升壓型 DC-DC converter 來達到此目的。AC 輸入電源經過全波整流後，並不使用大濾波電容，所以 boost converter 之輸入電壓從 0V 至 AC 輸入峰值電壓的範圍內變化。為使 boost converter 同時滿足下列兩種條件，才能使從電源線流入電源供應器的電流與電壓成正比。一種條件是 boost converter 的輸出電壓須高於電源的峰值電壓。一般常用的是 385VDC，高於電源線的 270VACrms；另一條件是電源電流在任何瞬間皆須與電壓成正比。所以為滿足第一條件，需建立一適當的 converter 電壓控制迴路，這迴路控制電流誤差放大器和開關輸出驅動。為滿足第二條件，則利用經整流後的電源電壓來調制電壓輸出迴路。這種調制能使得電流誤差放大器 (current error amplifier) 管制自電源輸入進來並直接隨輸入電壓變化的電源電流。電壓迴路頻寬刻意保持較低，以防止在升壓迴路輸出端的 ripple 產生(一般在 385VDC 會有 10VAC)，這 ripple 會造成 voltage error amplifier 的失真。最後的調整是使 PFC 的全部增益 (gain) 與 $1/V_{IN}^2$ 成比例，這樣當 AC 輸入電壓變化時，使整體的轉換功能呈線性變化。

因 CM6800/I PFC 是平均電流式故不需斜率 (slope) 補償。

PFC Section (PFC 部份)

增益調制

圖 1 表示 CM6800/I PFC 部份的方塊圖。這增益調制是 PFC 心臟，它控制電流迴路對線電壓波形變化和頻率，輸入電壓 V_{in} 值, PFC 輸出電壓等的反應。這增益調制有 3 個輸入：

1. 描述瞬間輸入電壓(幅度與波形)的至 PFC 的電流。經過整流的 AC 輸入正弦波，流經電阻後，產生與電壓成比例的電流自 IAC 輸入增益控制。經過這樣的“取樣電流”可減小“地雜訊” (ground noise)，這是高功率的開關電源所必需的。這“增益調制”與電流成線性正比。

2. 經分壓(scaling)和整流濾波後之電壓，正比於較長期不變的 AC 輸入電壓 RMS 值。這訊號在增益調制上以 V_{RMS} 代表。這“增益調制”的輸出與 V_{RMS} 的平方成反比(除了在很低的 V_{RMS} 時)， V_{RMS} 與增益(gain)的關係叫作 K，在典型功能特性裡有描述。

3.VEAO 稱作“電壓誤差放大器輸出”這增益隨此輸出的變動作線性變化，“誤差放大輸出”是屬電流訊號。在一般情況下：

$$I_{GAINMOD} = \frac{I_{ac} * VEAO * 1V}{V_{rms} * V_{rms}}$$

更正確的是 $I_{GAINMOD} = K \times (VEAO - 0.625V) \times I_{AC}$ ，K 的單位是 V^{-1}

注意，增益調制的輸出電流限制在約 228.47mA，而最大增益調制的輸出電壓限制在 $228.47mA \times 3.5K = 0.8V$ ，這 0.8V 亦將決定最大 input power。

然而，無法直接自 I_{SENSE} 量到 $I_{GAINMOD}$

$I_{SENSE} = I_{GAINMOD} - I_{OFFSET}$ ， I_{OFFSET} 能量測得到，當 VEAO 小於 0.5V 與 $I_{GAINMOD} = 0A$ 時，一般說來，大約是 60uA..

Selecting R_{AC} for IAC pin(選擇 IAC 腳的 R_{AC} 值)

IAC 是增益調制的輸入端，也是鏡像電流 (current mirror) 輸入端並且需要電流輸入。所以，選擇適當的 R_{AC} 值，能提供自電源電壓輸入的較好正弦電流，也因此能規劃出最大的輸入功率與最小的輸入電壓。

$R_{AC} = V_{in\ peak} * 7.9k$ 例如：最小輸入電壓 80Vac，則 $R_{AC} = 80 * 1.414 * 7.9K = 894Kohm$

Current Error Amplifier IEAO(電流誤差放大器)

電流誤差放大器的輸出控制 PFC 的 duty cycle 以確保流經 boost inductor 之平均電流與輸入電壓 (line voltage) 成線性作用。從電流誤差放大器的反相端輸入，則增益調制器的輸出電流為所有加在 I_{SENSE} 腳的負電壓總和，這電流源自串聯在橋式整流負端的電流檢測電阻。在大 power 的應用，有時用到二個電流變壓器，一個用於監控 boost diode 的 IF。如前面所說，電流誤差放大器的反相輸入是虛擬的地。根據這點，以及 PFC 內部的 duty cycle 調制器極性的安排，增加增益調制器的正向電流，將導致輸出級的 duty cycle 增加，直到 I_{SENSE} 的電壓達到某適當的負值，才能解除這增加的電流。同理，若增益調制器的輸出減小，則輸出工作周期亦隨之減小，使得 I_{SENSE} 腳位負電壓變得更小。

Cycle-By-Cycle Current Limiter and Selecting R_s

逐周電流限制器與 R_s 的選擇

I_{sense} 是電流回受(饋)之部分，是 PFC 逐周電流限制之輸入端。若此腳位之電壓比 -1v 更負，就使得 PFC 無輸出，直到在下一個 PFC 周期的時鐘脈沖到來時從新起動保護開關。 R_s 是 PFC boost converter 的檢測電阻。在穩定狀態時， $line\ input\ current * R_s = I_{GAINMOD} * 3.5K$ ，而因為增益調制(gain modulator)之最大輸出電壓是 $I_{GAINMOD} * 3.5k = 0.8v$ (在穩定狀態時)， $R_s * line\ input\ current$ 必須限制在 0.8v 以下。所以選擇 R_s ，採用此公式：

$$R_s = 0.7v * V_{inpeak} / (2 * Line\ input\ power)$$

例如，若最小輸入電壓是 80Vac，而最大輸入 RMS 是 200W

$$R_s=(0.7*80v*1.414)/(2*200)=0.197ohm$$

PFC OVP

在 CM6800/1，PFC OVP 比較器，被用來作為因負載突然變動以致電壓超出之電源保護。從 PFC 高 DC 電壓輸出端，經電阻分壓後，輸入至 V_{FB} ，當 V_{FB} 電壓超過 2.75V，PFC 輸出驅動就關掉，PWM 將繼續動作。這 OVP 比較器會有 250mv 的滯後現象，且 PFC 將不會再啓動除非 V_{FB} 電壓降至 2.75V 以下。 V_{FB} 功率元件與 CM6800/1 必須工作在其安全電壓範圍內，但不要太低以致干擾到 boost voltage regulation loop。並且，VCC OVP 可作為 PFC OVP 保護之備用，VCC OVP 之開啓電壓是 9.4V，有 1.5V 的滯後現象。

Error Amplifier Compensation (誤差放大補償)

PFC 的 PWM 負載可視為是一負電阻 negative resistor 模式--PWM 之電壓增加會使輸入電流減少，這樣的反應會使得 2 個 transconductance 誤差放大器獲得適當的補償。圖 2 表示一般常用的電壓和電流誤差放大的補償回路，電流回路補償是接到 V_{REF} 使得 PFC 產生軟啓動的特性：當參考電壓自 0V 上升，在 I_{EAO} 上會產生微分電壓(differentiated voltage)以防止 PFC 馬上出現全占空比 (full duty cycle)。

PFC Voltage Loop (PFC 電壓回路)

穩定度與瞬間反應是電壓回路誤差放大器在作補償時應特別注意的。為使在瞬間反應與穩定度間取得佳化，需要將誤差放大器的開路交叉頻率(crossover frequency)設定在電源輸入頻率的 1/2,例如電源輸入頻率是 47HZ,則為 23HZ 比預期的實際電源頻率為低。增益相對於 CM6800/1 的電壓誤差放大之輸入電壓 V_{EAO} 有一個很特別的非線性形狀，使得在穩定狀態工作時誤差放大的跨導處於最小值。擾動或因負載情況，以致電壓誤差放大器的輸入端偏移了正常的 2.5V。發生這情形時，則誤差放大器的跨導會顯著增加，這特性參看特性曲線圖。這提高電壓回路的增益一頻寬乘積以應付輸入電源的急速變動，比以往傳統式的線性增益特性來得快速有效。

$$\begin{aligned} \text{電壓回路增益}(S) &= (\Delta V_{OUT}/\Delta V_{EAO}) * (\Delta V_{FB}/\Delta V_{OUT}) * (\Delta V_{EAO}/\Delta V_{FB}) \\ &= (P_{IN} * 2.5v) / (V_{OUTDC}^2 * \Delta V_{EAO} * S * C_{DC}) * GM_v * Z_{CV} \end{aligned}$$

Z_{CV} ：電壓回路的補償線路

GM_v ： V_{EAO} 的跨導

P_{IN} ：PFC 之平均輸入功率

V_{OUTDC} :PFC Boost Output Voltage，一般設計在 380v

C_{DC} :PFC Boost Output 電容

PFC Current Loop:

電流放大器補償類似電壓誤差放大器，除了必須選擇交叉頻率。電流放大器的交叉頻率至少是電壓放大器的 10 倍，為免與電壓回路產生交互作用，必須限制在開關頻率的 1/6，也就是 100KHZ 時是 16.7KHZ。

$$\begin{aligned} \text{電流回路增益}(S) &= (\Delta V_{ISENSE}/\Delta D_{OFF}) * (\Delta D_{OFF}/\Delta I_{EAO}) * (\Delta I_{EAO}/\Delta I_{SENSE}) \\ &= (V_{OUTDC} * R_s * GM_i * Z_{CI}) / (S * L * 2.5v) \end{aligned}$$

Z_{CI} :電流回路的補償線路

GMi: IEAO 的跨導

V_{OUTDC}:PFC Boost Output Voltage，一般設計在 380v，並以最壞情況計算 Z_{Ci} 值

R_s: Boost Converter 之感測電阻

2.5v:PFC 前端引導調變斜坡之振幅

L: Boost inductor

為加速對電流回路變動的反應,電流誤差放大器的轉換特性曲線有一適當的增益輪廓線。然而,boost inductor 是決定全部電流回路最關鍵的因素,因此,這輪廓線與電壓誤差放大器比較起來就較不具意義,這些都表示在一般的特性曲線上。

I_{SENSE} Filter (I_{SENSE} 濾波器),在 R_s 與 I_{SENSE} 之間和 RC 濾波:

在 I_{SENSE} 腳加濾波有 2 個目的:

- 1) 保護:在電源剛啟動或有 inrush current 的情況,在 PFC 在感測電阻 R_s 兩端會產生高電壓,所以需要 I_{SENSE} 濾波來衰減這能量。
- 2) 降低 Boost Inductor 之 L 值:因為 I_{SENSE} 濾波器的作用類似整合器,在 I_{SENSE} 輸入電流誤差放大器 IEAO 之前,所以 I_{SENSE} 濾波器可以降低 Boost Inductor 之電感值。

I_{SENSE} 濾波器是 RC 濾波器,R 值介於 100Ω 到 50Ω 之間,因為 I_{OFFSET} × R 產生 IEAO 的補償電壓 (offset voltage)。若選擇 R_{FILTER} 等於 50Ω,將使 IEAO 的補償電壓低於 5mv,一般將 I_{SENS} 濾波器設計在 f_{pc}/6,也就是 PFC 開關頻率的 1/6,如此, boost inductor 就可以減少 6 倍,也不致影響到穩定性。因此,C_{FILTER},也就是 I_{SENSE} 濾波電容的值,約在 283NF。

Oscillator (RAMP1) 振蕩器

振蕩頻率由 R_T,C_T 的值決定,也決定振蕩時脈之斜度與開關時間:

$$f_{osc} = 1 / (t_{RAMP} + t_{DEADTIME})$$

$$t_{RAMP} = C_T * R_T * \ln[(V_{REF} - 1.25) / (V_{REF} - 3.75)]$$

當 V_{REF}=7.5v, t_{RAMP}=C_T*R_T*0.51.

因此,振蕩的開關時間由下式決定:

$$t_{DEADTIME} = (2.5v / 5.5mA) * C_T = 450 * C_T$$

因為 t_{RAMP} 甚大於 t_{DEADTIME},所以操作頻率一般來說大約是:

$$f_{osc} = 1 / t_{RAMP}$$

例:以此應用線路為例,若振蕩頻率為:f_{osc}=100kHz=1/t_{RAMP}

因 t_{RAMP}=C_T*R_T*0.51 代入得 C_T*R_T=1.96*10⁻⁵

可選 C_T=390PF, R_T=51.1KΩ

在很多應用情況下,必須小心選擇 C_T,使最大工作周期不超過 50%,這就必須選擇 C_T 穩定的電容值在 390PF,當振蕩器的 dead time 為零時,最大工作周期一般是 45%.

PWM 部分

CM6800/1 的 PWM 是簡單易懂的,但有幾點必須說明。最重要的是它與 PFC 同步,並且是它的基本時序。PWM 可以是電流或電壓模式運作。若應用在電流模式,PWM RAMP 直接引自輸出端初級的電流感測電阻或電流變壓器,因而代表流經 converter 輸出端之電流,稱為 DC I_{LIMIT},提供每周期的限流。DC I_{LIMIT} 一般接到 RAMP2 上。若應用在電壓模式,或其他特別應用,RAMP2 接到分開的 RC 時間電路,產生 Voltage ramp,以別於 V_{DC}。在這種情

況下，從 PFC 直接輸入的電壓，對 line regulation 的準確性與反應有幫助。而在電流模式運作時，DC ILIMIT 輸入被用在輸出的過電流保護。

在 CM6800/1 的 PWM 含有無電壓誤差放大器，這功能一般是用在 PWM 隔離界線的輸出端。為方便光藕合線路的設計，在 PWM 的 RAMP2 內建有一補償線路，當輸入電壓低於 1.25v 時，使得 V_{DC} 可控制在 0% 的工作周期。

PWM Current Limit (PWM 電流限制)

DC ILIMIT 腳是 PWM 每周期電流限制器的直接輸入端。當這腳位的輸入電壓超過 1v 時，輸出端 flip-flop(翹板開關)會被下一個 PWM 電源周期的起始時序重新起動。此外，當 DC ILIMIT 起動了周而復始的電流時，亦同時使得軟起動電容緩緩的放電，這會限制 PWM 工作周期，因此，當 dead short 時之功率消耗減少。

Vin OK Comparator (輸入電壓 OK 比較器) :

當 V_{FB} 的電壓低於其正常值 2.45v 時，Vin OK Comparator 監視著 PFC 的 DC 輸出，並抑制 PWM 發生動作。當電壓達到 2.45v 時，它亦使 PFC 輸出電容充電至額定 boost 電壓，使得 Soft-Start(軟起動)開關作用。

PWM Control(RAMP2)

當 PWM 用在電流模式時，RAMP2 通常被用來作為取樣點，以電壓代表 PWM 輸出變壓器初級測之電流，這可自電流感測電阻或電流變壓器取得。在電壓模式時，由第二組時序零件 R_{RAMP2},C_{RAMP2} 產生的斜坡上升電壓(Ramp Voltage)，最小是 0v，最大峰值約達 5v。在電壓模式操作，直接從 PFC 輸出，使 PWM 產生 timing RAMP 是一個極佳方式。

Soft Start(軟起動)

PWM 起動控制在 SS 外接電容的選擇，20μA 的電流源供給電容的起動電流，PWM 的起動電壓從 1.25v 開始。若要減緩起動，可用下式： $C_{SS}=t_{DELAY} * 20\mu A / 1.25v$

C_{SS} 是指 soft start capacitance , t_{DELAY} 是指需要的延緩起動時間。設定 PWM 軟起動的時間常數 (time constant) 是很重要的，因為這會讓 PFC 有足夠時間產生足夠的輸出功率提供給 PWM。PWM 起動延遲至少需要 5ms。C_{SS} 之最小值為：

$$C_{SS}=5ms*(20\mu A/1.25v)=80nF$$

要注意的是，當選用最小的軟起動電容時，由於 Vin OK 比較器在起動時 V_{FB} 處於滯後狀態，可能導致 SS 電容預先飽和，以致使 PWM 發生動作。一般來說，當線電壓在 90V_{rms} 至 265V_{rms} 之間，用 1.0μF 的軟起動電容，在 PWM 未起動前，應不致使 V_{FB} 與 PFC 達到其正常值。

Generating Vcc

當在 13v 開啓 CM6800/1，則工作電壓會在 10v—19.4v 間變化。V_{CC} OVP(過電壓保護)比較器的閾值電壓設在 19.4v。V_{CC} OVP 的滯後電壓是 1.5v。故當 V_{CC} 達到 19.4v 時，PFC OUT 將會處於低電平，所以 PWM 不會受到擾亂。因此，有兩種方法用以建立 V_{CC} 電壓：一種是用一組輔助電壓大約是 15v；另一種是用 bootstrap winding 方式產生自偏壓。此方式線圈繞法，可取自 PFC boost choke 或從 DC 到 DC 級的變壓器中取出。Bootstrap winding 變壓器繞線之圈數比須設在 18v 至 15v 之間。在 V_{CC}(13 腳)與 bootstrap 線圈間，應裝設濾波電路。濾波電路

的電阻設定如下式：

$$R_{\text{FILTER}} * I_{\text{VCC}} \approx 2\text{V}$$

$$I_{\text{VCC}} = I_{\text{OP}} + (Q_{\text{PFCFET}} + Q_{\text{PWMFET}}) * f_{\text{SW}}$$

$$I_{\text{OP}} = 3\text{mA}(\text{typ})$$

若出現問題，而 Vcc 超過 19.4v, PFC 門極(12 腳)驅動變低，PWM 門極(11 腳)驅動仍有動作。電阻值必須選定以符合 CM6800/1 的操作時電流需求(5mA,最大值)，加上驅動 PFC 與 PWM 所需的二門極驅動輸出電流。

例：

若需要 VBIAS 電壓 18v, Vcc 15v, 而 CM6800/1 驅動門極總充電需 90nC, 在 100KHz(以 1, IRF840 MOSFET and 2, IRF820 MOSFET 為例)，則 gate drive 電流需：

$$I_{\text{GATEDRIVE}} = 100\text{KHz} * 90\text{nC} = 9\text{mA}$$

$$R_{\text{BIAS}} = (V_{\text{BIAS}} - V_{\text{CC}}) / (I_{\text{CC}} + I_{\text{G}}) = (18\text{v} - 15\text{v}) / (5\text{mA} + 9\text{mA}) = 214\Omega$$

CM6800/1 需要 1μF 的旁路電容(陶瓷)，大部分應用上，亦需要安裝一個 47μF 至 220μF 的電解電容，一者作濾波用，一者作為 bootstrap 線路的起動。

