Is Now Part of

ON Semiconductor®

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at
www.onsemi.com

AN-8025

採用FAN7530 LED照明用單級反激式AC-DC轉換器的設計指南

摘要

本使用手冊講述了LED照明用75W通用輸入單級功率因數校正（PFC）的工作原理，並提供了相應的設計指南。採用反激式變換器的拓撲，選擇臨界導通模式控制晶片FAN7530。多重功能專門用於LED照明應用場合，例如，CV/CC模式回授電路、逐周期電流限制、軟啟動功能，等等。

簡介

儘管具有較大的輸出電壓漣波，但是從成本與功率密度的角度考量，較之兩級轉換，單級AC-DC轉換是一種頗有吸引力的解決方案，尤其在諸如電池充電器、等離子顯示幕(PDP)-持續電源、LED照明等應用場合更為如此。較大的低頻（100Hz或120Hz）輸出電壓漣波影響有限。

單級AC-DC轉換器能夠直接將交流輸入電壓轉換為直流輸出電壓，無需透過預調整器，如圖1所示。

本使用手冊推介了一種LED照明用75W單級AC-DC轉換器。作為一種電力變換拓撲，反激式轉換器通常為首選，因為這種轉換器不需要感性輸出濾波。主變壓器本身就是有感濾波器。

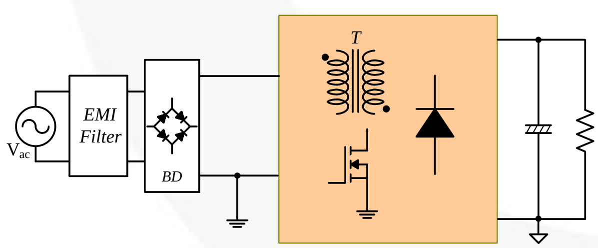


圖1　單級AC-DC轉換器

圖2為反激式AC-DC轉換器的電路圖。FAN7530作為控制器，採用CV(恒壓)與CC(恒流)模式回授電路，可以防止出現超載和過壓。對於LED照明，輸出始終處於滿載狀態。如果結溫上升，LED的正向壓降減少。因此，在正常狀態下，輸出應該受控於CC模式，CV模式僅用於過壓保護狀態。

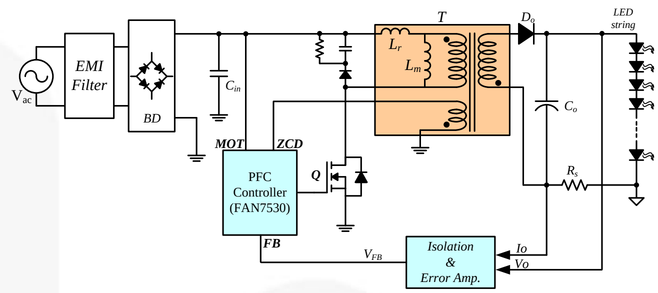


圖2　反激式AC-DC轉換器

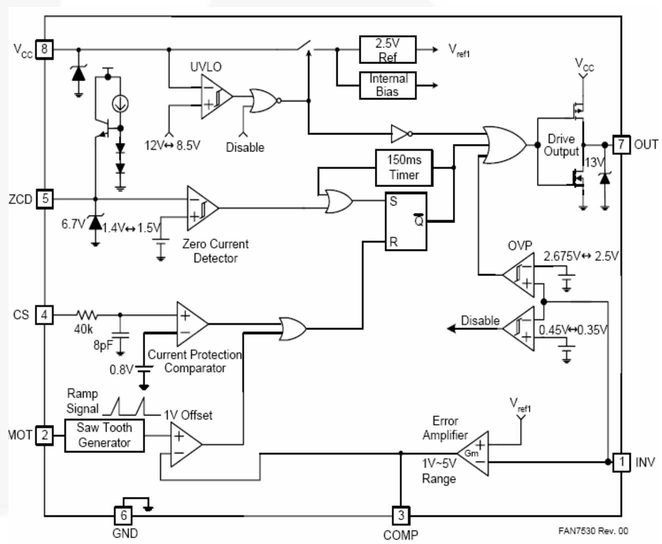


圖3　FAN7530方塊圖

圖3所示為FAN7530的框圖，其主要特徵為：

- 固定導通時間的CRM PFC控制器
- 零電流檢測（ZCS）與低谷切換
- MOSFET過電流保護
- 低啟動電流(40μA)和低工作電流 (1.5mA)
- 高態鉗位的圖騰柱輸出
- +500/-800mA 閘極驅動峰值電流

FAN7530為電壓模式CRM PFC控制器。穩態時，開關的導通時間固定不變，但是關斷時間是變化的。因而，輸入電壓變化時，開關頻率改變，如圖4所示。

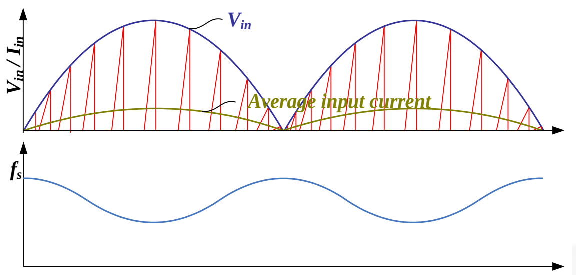


圖4　開關頻率變化

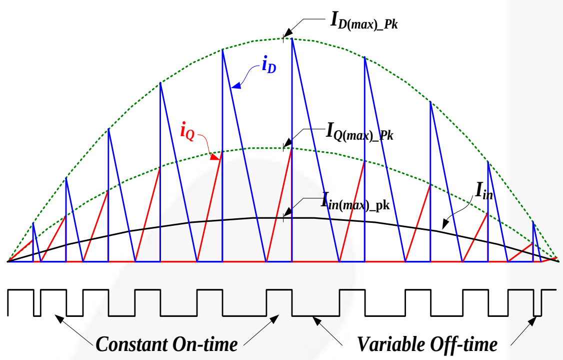


圖5　理論波形

圖5例舉了初級側開關電流、次級側二極體電流以及閘極驅動信號的理論波形。在零電流條件下，快速恢復二極體（FRD）D_o關斷，MOSFET Q開通。Q關斷，D_o在硬切換條件下開通。

設計範例

以下為75W單級反激式AC-DC轉換器的設計指南。應用的系統參數如表1所示。

表1　系統參數

參數	取值
輸出功率	75W
輸入電壓範圍	85~265V_{AC}
輸出電壓	45V
輸出限制電壓	50V
$I_{in(max)_pk}$時工作比, $D_{@\ Iin(max)\_pk}$	0.6
最小開關頻率，f_{s_min}@ V_{in_min}	50kHz
效率, η	85%

1. 反激式變壓器設計

對於反激式轉換器，變壓器很容易飽和，原因在於變壓器只能在B-H環的第一象限得到利用。此外，如若工作在臨界導通模式，其峰值電流將大大高於連續導通模式時的峰值電流。鑒於此，磁路應該加入氣隙，防止變壓器進入飽和。

對於反激式單級AC-DC轉換器，應該選擇合適的圈比N_1/N_2。這是因為MOSFET與快速恢復二極體（FRD）的最大電壓與變壓器圈比密切相關。MOSFET的漏-源電壓幅度V_{dss}與FRD的反向電壓幅度V_R之間存在折中關係，依賴於變壓器的圈比。圈比(N_2/N_1)時較大，要求FRD的V_R較高，MOSFET的V_{dss}較低。相反，圈比較小時，要求MOSFET的電壓應力較高，FRD的V_R較低。圖6給出了MOSFET的V_{dss}與FRD的V_R之間的折中關係。

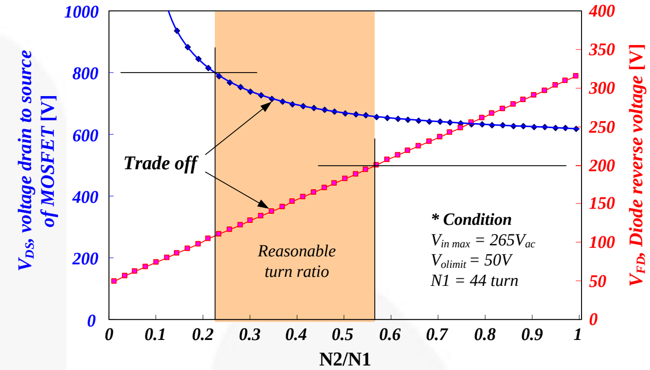


圖6　V_{DS}與V_R之間的折中

因P_o=$\eta V_{in}I_{in}$，所以最大電源電流$I_{in(max)}=P_o/\eta V_{in(min)}$。鑒於開關頻率遠遠高於交流電源頻率$f_{ac}$，可以假定在一個開關週期之內輸入電流恒定不變。

如需確定變壓器的勵磁電感，必須首先確定最長開關週期。最長開關週期一般出現在施加最小輸入電壓時的輸入電流峰值$I_{in(max)_pk}$點，可使用下列算式：

$$I_{in(\max)\_pk}=\frac{1}{T}\int_0^{DT}\frac{I_{Q(\max)\_pk}}{DT}t\,dt=\frac{DI_{Q(\max)\_pk}}{2} \quad (1)$$

$$I_{Q(\max)\_pk}=\frac{2}{D}I_{in(\max)\_pk} \quad (2)$$

其中 $D=D_{@Iin(\max)\_pk}$、$I_{in(\max)\_pk}=\sqrt{2}I_{in(\max)}$、且 $V_{in(\min)\_pk}=\sqrt{2}V_{in(\min)}$。

變壓器初級側電壓V_T為：

$$V_T=L_m\frac{\Delta I}{\Delta T}=L_m\frac{I_{Q(\max)\_pk}f_{s(\min)}}{D_{@\ \mathrm{Iin(max)\_pk}}} \quad (3)$$

勵磁電感值的算式為：

$$L_m\geq\frac{D_{@I_{in(\max)\_pk}}{}^2\cdot V_{in(\min)}}{2I_{in(\max)}f_{s(\min)}}=\frac{0.6^2\times 85}{2\times 1.04\times 50\times 10^3}=294.8uH \quad (4)$$

依據式(5)和表1，勵磁電感計算值為294µH。

可以採用有多種方法確定圈數，以獲得期望電感值，最大磁通密度法是其中最為通用和簡易的方法。可以按下式得到最少匝數。

$$N\geq\frac{Lm\cdot I_{Q(\max)\_pk}}{Bm\cdot Ae}=\frac{2\cdot Lm\cdot I_{in(\max)\_pk}}{Bm\cdot Ae\cdot D_{@\ Iin(\max)\_pk}} \quad (6)$$

Bm為磁性材料的最大飽和磁場強度，根據磁性材料的不同，取值範圍在0.3～0.4T之間，Ae為磁芯的有效截面積。

採用EER3435， Ae值為107mm^2， Bm選0.36T，計算得到的初級圈數計算值為44.5，設計時取44圈。

次級側圈數為17圈，其算式如下：

$$N_2 = \frac{\pi N_1 V_o (1-D_{\max})}{2\sqrt{2} D_{\max} V_{in(\min)}} = \frac{\pi \times 44 \times 45 (1-0.6)}{2\sqrt{2} \times 0.6 \times 85} = 17 \quad (7)$$

2. MOSFET與FRD

MOSFET的電壓應力計算如下：

$$\begin{aligned} V_{ds(\max)} &= V_{in(\max)\_pk} + V_{sn(\max)} \\ &= V_{in(\max)\_pk} + V_f + V_{Lk} \end{aligned} \quad (8)$$

式中，V_{sn}指緩衝電路的最大電容電壓，V_f指反激電壓，V_{Lk}指變壓器漏感的振盪電壓。V_f可以由N1Vo/N2導出，V_{Lk}一般按反激電壓V_f的1.5倍估算。這樣可得MOSFET的最大電壓為：

$$\begin{aligned} V_{ds(\max)} &= \sqrt{2} V_{in(\max)} + 2.5 n V_o = \sqrt{2} \times 265 \times 2.5 + \frac{44}{17} \times 45 \\ &= 665.94V \end{aligned} \quad (9)$$

最大電流有效值與電流峰值分別為：

$$I_{in(\max)} = \frac{P_o}{\eta V_{in(\min)}} = \frac{75}{0.85 \times 85} = 1.04A \quad (10)$$

和

$$I_{Q(\max)\_pk} = \frac{2\sqrt{2} P_o}{\eta D_{@\ \mathrm{Iin(max)\_pk}} V_{in(\min)}} = \frac{2\sqrt{2} \times 75}{0.85 \times 0.6 \times 85} = 4.89A \quad (11)$$

。

因此，考量裕度後，選取N-溝道增強型MOSFET FQPF8N80C（800V, 8A, R_{DS_ON} = 1.55Ω）。

FRD的最大反向電壓與正向峰值電流分別為：

$$\begin{aligned} V_{R(\max)} &= V_{o\_Limit} + \frac{N_2}{N_1} V_{in(\max)\_pk} \\ &= 50 + \frac{17}{44} \times \sqrt{2} \times 265 = 195V \end{aligned} \quad (12)$$

$$I_{R\_pk} = \frac{2}{\left(1 - D_{@\mathrm{Iin(max)\_pk}}\right)} I_o = \frac{2}{(1-0.6)} \times \frac{75}{45} = 8.33A \quad (13)$$

因此，在考量裕度後，選取超快整流二極體(UFRD), F06UP20S (200V, 6A, V_F=1.15V)。

3. 緩衝電路設計

對於反激式轉換器，在MOSFET關斷期間，L_{leak} 與 C_{oss} 之間的諧振會引起過電壓，導致MOSFET損壞。該電壓突波需要進行抑制，防止MOSFET被擊穿。

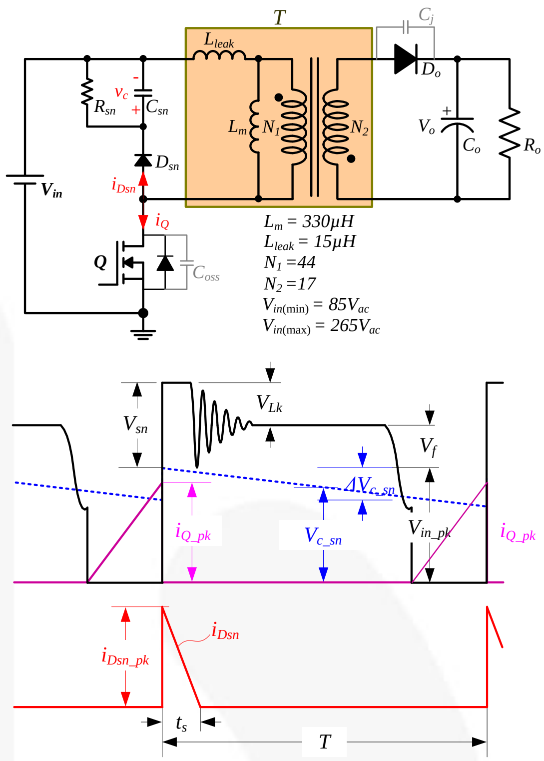


圖7　緩衝電路

緩衝器抑制的嵌位元電壓為：

$$V_{sn} = V_f + L_{leak} \frac{\Delta i}{\Delta t} = V_f + L_{leak} \frac{I_{Dsn\_pk}}{t_s} \quad (14)$$

因而

$$t_s = \frac{L_{leak} \cdot I_{Dsn\_pk}}{V_{sn} - V_f} \quad (15)$$

緩衝電路的最大功耗決定於：

$$P_{sn} = \frac{1}{T} \int_0^{t_s} V_{sn} \cdot \frac{I_{Dsn\_pk}}{t_s} t\, dt = \frac{1}{2} L_{leak} I_{Dsn\_pk}{}^2 \frac{V_{sn}}{V_{sn} - V_f} f_s \quad (16)$$

最大功率消耗為：

$$P_{sn(\max)} = \frac{1}{2} L_{leak} I_{Dsn\_pk}{}^2 \frac{V_{sn}}{V_{sn} - V_f} f_{s@v_{in\_\max}} = \frac{V_{sn}{}^2}{R_{sn}} \quad (17)$$

式中，V_{sn}=V_f +V_{Lr}。

可得電阻R_{sn}為

$$R_{sn} = \frac{V_{sn}{}^2}{\frac{1}{2} L_{leak} I_{Dsn\_pk}{}^2 \frac{V_{sn}}{V_{sn} - V_f} f_{s@v_{in\_\max}}} \quad (18)$$

可得緩衝電路的最大紋波電壓為：

$$\Delta V_{sn} = \frac{V_{sn}}{C_{sn} R_{sn} f_{s@v_{in\_\max}}} \quad (19)$$

緩衝電容量越大，電壓濾波越小，但是功率消耗增加。因此，選擇合適的緩衝電容十分重要。 通常合理的設置為：緩衝電路的電壓突波V_{sn}為2～3倍的反激電壓V_f，紋波電壓Δv_c為50V。在本應用手冊中，設置緩衝電壓

V_{sn}為反激電壓的2.5倍。因此，緩存電阻與緩衝電容可分別由下式確定：

$$I_{Dsn\_pk@V_{in}=265V}=\frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta D_{\min}V_{in}}=\frac{2\sqrt{2}\times 75}{0.85\times 0.33\times 265}=2.85A \quad (20)$$

$$V_{sn}=V_f+V_{Lk}=2.5V_f=2.5\times\frac{44}{17}\times 45=291.17V \quad (21)$$

$$t_s=\frac{L_{leak}\cdot I_{Dsn\_pk}}{V_{sn}-V_f}=\frac{15\times 10^{-6}\times 2.85}{291.17-\frac{44}{17}\times 45}=245.03n\sec \quad (22)$$

$$f_{s@V_{in\_max}}=\frac{D_{\min}V_{sn}}{L_{m(measured)}I_{Dsn\_pk@V_{in}=265V}}=\frac{0.33\times 291.17}{330\times 10^{-6}\times 2.85}=102.03kHz \quad (23)$$

$$R_{sn}=\frac{291.17^2}{\frac{1}{2}\times 15\mu\times 2.85^2\times\frac{291.17}{291.17-(44/17)45}\times 102.03k}=8.16k\Omega \quad (24)$$

$$C_{sn}=\frac{V_{sn}}{\Delta V_{sn}R_{sn}f_{s@V_{in\_max}}}=\frac{291.17}{50\times 8.16k\times 102.03k}=6.99nF \quad (25)$$

式中，最小工作比為：

$$D_{\min}=\frac{V_o}{\frac{N_2}{N_1}V_{iavg(\max)}+V_o}=\frac{45}{\frac{17}{44}\times\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\times 265\right)+45}=0.33 \quad (26)$$

即使R_{sn}計算值為8.16kΩ，實際電阻取值也應該增加。阻值較小時，緩衝電路中功率消耗的預期過大。實際設計中，合理的選擇為：設置電阻值為計算值的兩倍。

4. 檢測電阻

FAN7530 的CS針腳可以限制電流峰值，在瞬態過程中或超載條件下，可以保護MOSFET。合理的電流限值為開關峰值電流的1.5倍。可得開關峰值電流的電流限值與檢測電阻分別為：

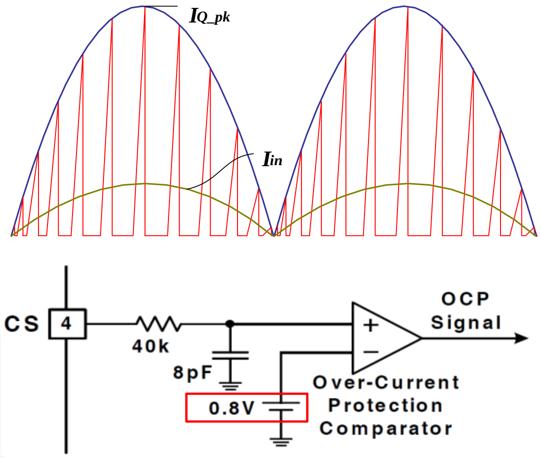


圖8 開關電流限值

$$I_{Q\_Limit}=1.5I_{Q(\max)\_pk}=1.5\times\frac{2}{D_{\max}}\left(\sqrt{2}\frac{P_o}{\eta V_{in(\min)}}\right)=1.5\times\frac{2}{0.6}\left(\sqrt{2}\frac{75}{0.85\times 85}\right)=7.4A \quad (27)$$

$$R_s\le\frac{0.8}{I_{Q\_Limit}}=\frac{0.8}{7.4}=0.11\Omega \quad (28)$$

5. 軟啟動電路

鑒於FAN7530設計針對非隔離升壓PFC電路，因此需要增加一些外部電路。當FAN7530應用於非隔離升壓PFC電路時，內部的禁用放大器可以用於軟啟動功能，但若FAN7530應用於隔離升壓PFC電路時，該禁用放大器並無作用，因為針腳1的初始電壓為零，FAN7530不能啟動。為了防止該禁用放大器工作，需要通過阻斷二極體施加超過0.5V的電壓，如圖9(a)所示。

初始電壓V_{FB}的近似值如下：

$$V_{FB\_initial}=\frac{R_1R_{FB}}{R_{FB}(R_1+R_2)+R_1R_2}\cdot VCC \quad (29)$$

為防止過高的初始開關電流損壞MOSFET，有必要採取外部軟啟動功能。如圖9(b)所示，該電路可以使E/A 的輸出電壓緩慢上升，結果使得導通時間漸增，轉換器能夠平滑啟動。

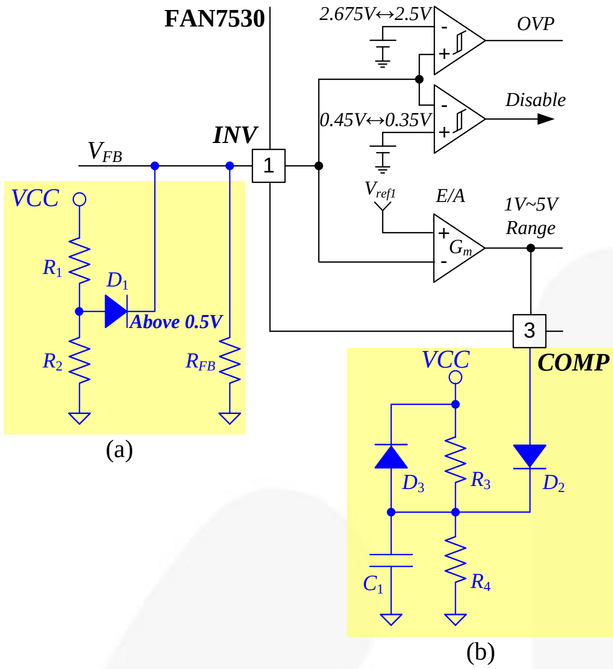


圖9　軟啟動電路

6. 電壓與電流回授

LED照明電源必須受控於恒流（CC）模式和恒壓（CV）模式。由於LED的正向壓降隨著結溫的增加而下降，導致電流劇烈增加，器件被損壞。

圖10為CC與CV模式回授電路的實例。在正常工作中，CC模式為主導。CV模式僅用於異常模式下的過電壓保護（OVP）。

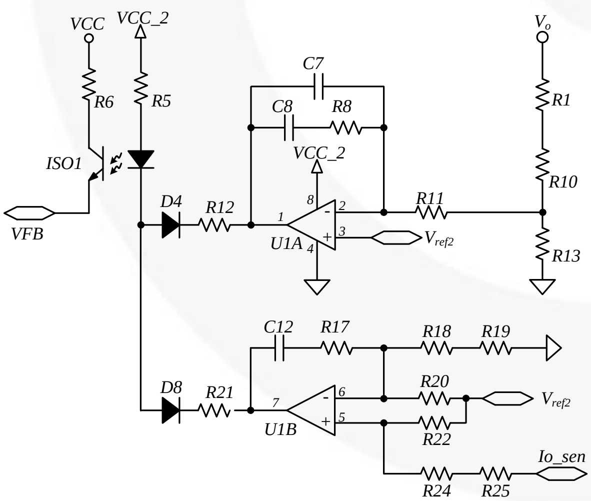


圖10　CC與CV回授電路的實例

實驗結果

為了驗證本使用手冊中設計指南的有效性，構建了原型測試電路並進行測試。關於設計參數與元件取值參見附錄。

圖11分別為輸入條件110V_{AC}和220V_{AC}時輸入電壓與電流波形。110V_{AC}和220V_{AC}時輸入功率因數的測量值分別為0.997與0.955。

圖12分別為開關電壓與電流波形。可見開關電流波形很好地跟蹤了輸入電壓波形。開關實現零電流條件下開通。

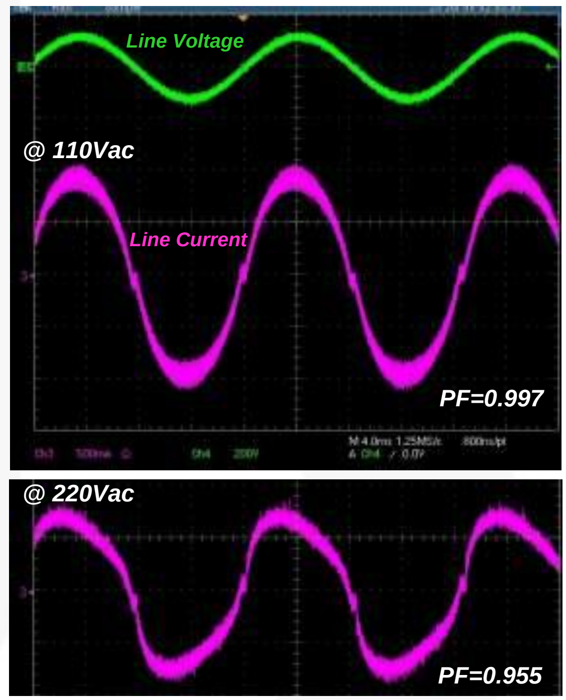
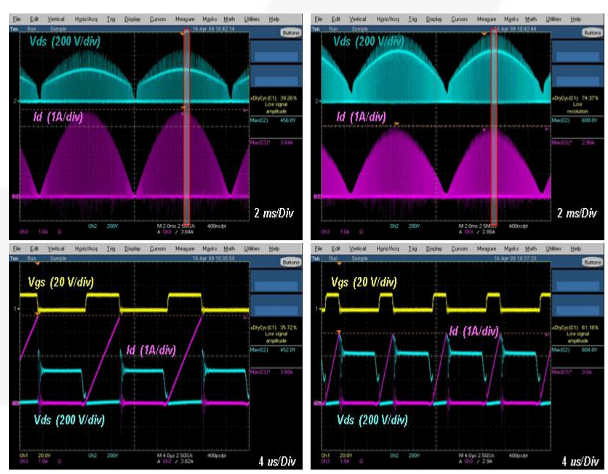


圖11　輸入電壓與電流



(a) 輸入 110 V_{ac} 時　　(b) 輸入 220 V_{ac} 時

圖12　開關電壓與電流

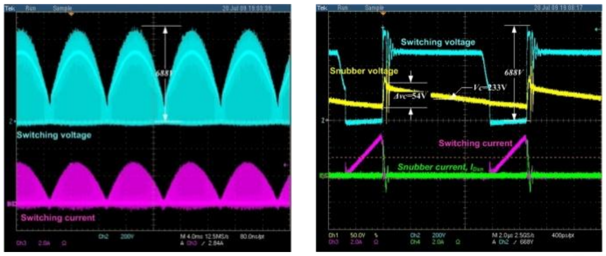


圖13　輸入條件265V$_{AC}$時漏-源電壓與開關電流

圖13為最高輸入電壓下，即輸入線路電壓265V$_{AC}$時漏-源電壓與電流波形。測得緩衝電路紋波電壓為54V，最大電壓應力為688V。鑒於最大電壓為688V，選取額定電壓800V的MOSFET，可以適應寬輸入電壓範圍。

輸入條件110 V_{ac} 與 220 V_{ac}時，根據負載的波動，繪製效率特性，如圖14所示。對於輸入電壓110 V_{ac} 和45W負載條件下，測得效率最大值為85.17%。

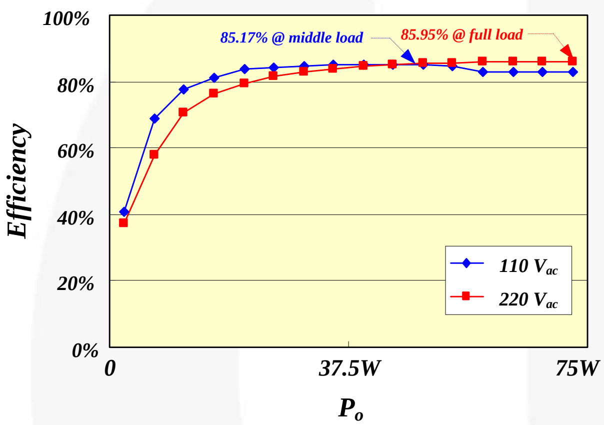


圖14　效率對比

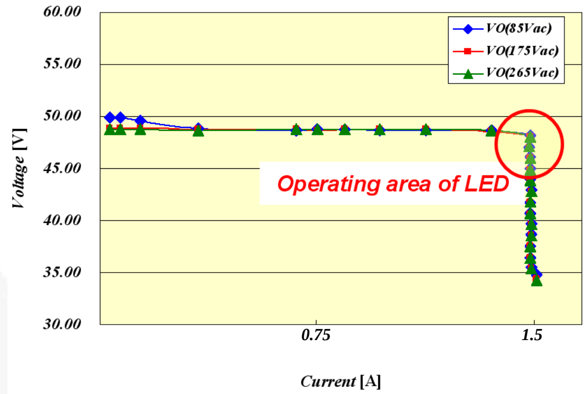


圖15　輸出V-I特性

對於輸入電壓220 V_{ac} 和75W滿載條件下，測得效率最大值為85.17%。

對於LED照明，LED燈串採取額定電流驅動，電源應工作在滿載條件下。因此，在正常條件下，電源要求處於恒流控制。圖15給出了原型實驗電路的V-I特性。所得結果驗證了在整個輸入電壓條件下，恒流控制時輸出驅動效果良好。

參考電路

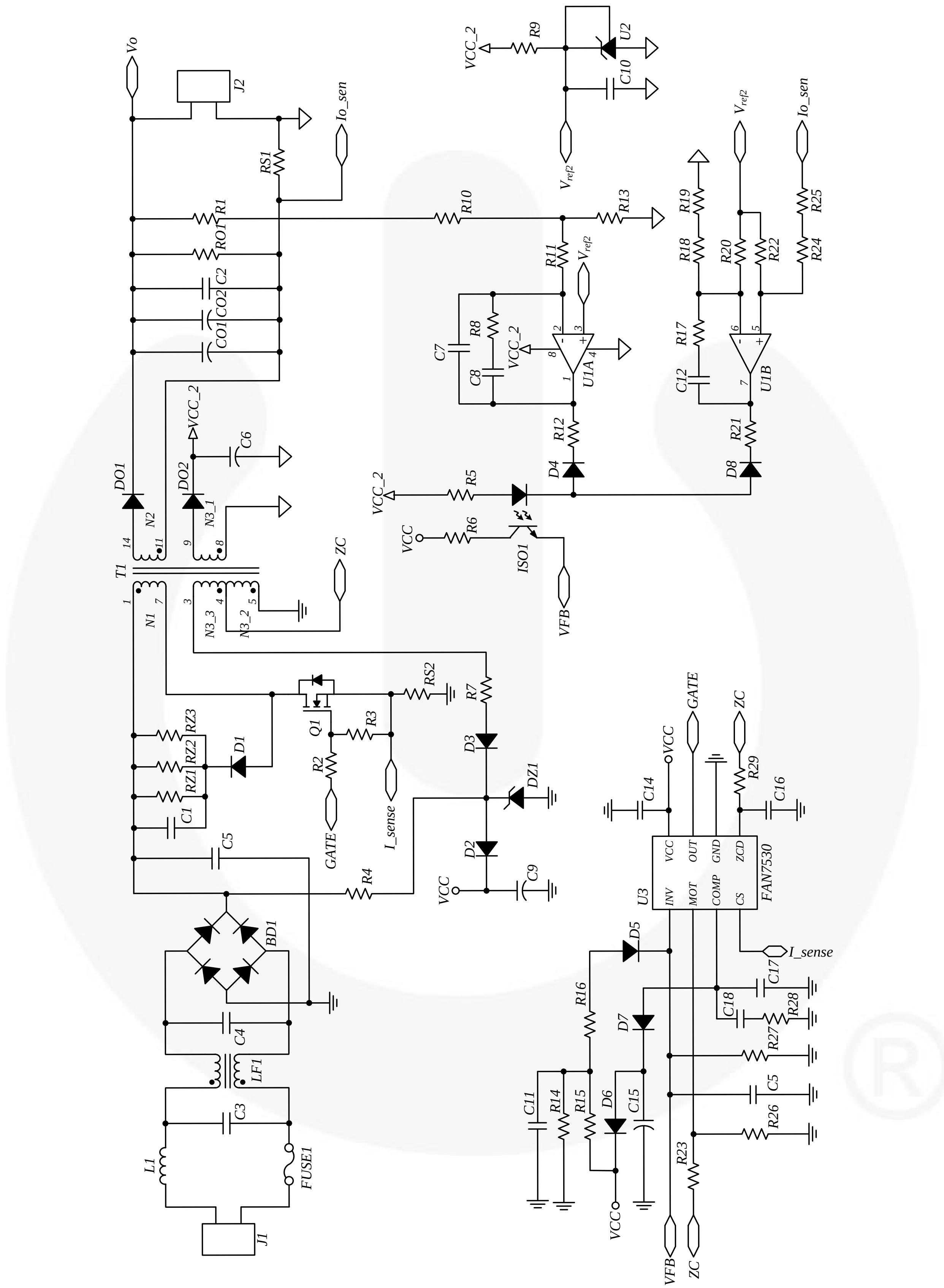


圖16　參考電路圖

物料清單

元件	符號	取值/部件編碼	元件	符號	取值/部件編碼
Rectifier	BD1	GBU8J	電阻器	R1	49.9kΩ
電容器	C1	472/1kV		R2	15Ω
	C2	104		R3	1.5kΩ
	C3	220nF		R4	56kΩ/2Watt
	C4	440nF		R5	3.3kΩ
	C5	474/NP/630V		R6	11kΩ
	C6	33μ/35V		R7	1.5/1W
	C7	473		R8	100kΩ
	C8	224		R9	1.2kΩ
	C9	33μ/35V		R10	47kΩ
	C10	100p		R11	50kΩ
	C11	224		R12	11kΩ
	C12	155		R13	5.1kΩ
	C13	106		R14	1.2kΩ
	C14	105		R15	10kΩ
	C15	683		R16	33Ω
	C16	56p		R17	10kΩ
	C17	473		R18	2kΩ
	C18	224		R19	10Ω
	C19	105		R20	2kΩ
	CO1	2200μ/63V		R21	8.2kΩ
	CO2	2200μ/63V		R22	2kΩ
二極體	D1	UF4005		R23	330kΩ
	D2	RGF1J		R24	2.1kΩ
	D3	UF4005		R25	33Ω
	D4	1N4148		R26	30kΩ
	D5	1N4148		R27	5.1kΩ
	D6	1N4148		R28	100kΩ
	D7	1N4148		R29	47kΩ
	D8	1N4148		RO1	56kΩ/2Watt
	DO1	F06UP20S		RS1	0.05Ω/5Watt
	DO2	UF4005		RS2	0.1Ω/5Watt
齊納二極體	DZ1	1N4746(18V)		RZ1	56kΩ/2Watt
熔斷器	FUSE1	FUSE		RZ2	56kΩ/2Watt
光電耦合器	ISO1	PC817		RZ3	56kΩ/2Watt
連接器	J1	CON4	變壓器	T1	EER3435
	J2	CON4	運算放大器	U1A,B	KA358
電感器	L1	330μH	穩壓器	U2	KA431
抗流圈	LF1	EMI_CHOCK	PFC 晶片	U3	FAN7530
MOSFET	Q1	FQPF8N80C			

相關數據表

FAN7527 — 臨界模式PFC控制晶片

FAN7528 — 雙輸出臨界導通模式控制器

FAN7529 —臨界導通模式控制器

FAN7530 —臨界導通模式控制器

作者

by Jae-Eul Yeon/Ph. D.

HV-PCIA/Fairchild Korea Semiconductor

+82-32-680-1935

E-mail : jaeeul.yeon@fairchildsemi.com

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303−675−2175 or 800−344−3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303−675−2176 or 800−344−3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800−282−9855 Toll Free USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81−3−5817−1050

ON Semiconductor Website: **www.onsemi.com**

Order Literature: http://www.onsemi.com/orderlit

For additional information, please contact your local Sales Representative