

## 离线式反激转换器的反馈设计

Feedback Control Design of Off-line Flyback Converter

### 摘要

离线式反激转换器 (off-line flyback converter) 的反馈控制经常困扰着电源工程师，因为牵涉到连续导通模式 (continuous conduction mode, CCM) 与非连续导通模式 (discontinuous conduction mode, DCM) 的小信号模型、TL431 与光耦合器 (opto-coupler) 的特殊反馈补偿模式，使得反馈参数的设计，还流于试误 (cut and try) 模式。本设计指南提供完整的理论设计，从功率级的转换函数到设计 TL431 与光耦补偿器，使得系统获得良好的相位裕度 (phase margin)，达到瞬时稳定度的要求。本文将利用 Mathcad 软件做理论计算，同时以 Simplis 模拟做比较验证。此法可应用于立锜科技 RT773x 系列离线式反激控制 IC 的电路设计中。

### 目錄

一、适用范围：次级稳压反激转换器 .....	2
二、功率电路的小信号模型 .....	3
三、反馈补偿电路设计 .....	7

## 一、适用范围：次级稳压反激转换器

绝大部份反激转换器都采用次级稳压的峰值电流控制(peak current mode control)来完成调节输出电压的反馈方式,图一为其简图。次级输出电压经过光耦与 TL431 电路,在初级侧形成电压  $V_{COMP}$ ,这个电压与初级峰值电流比较,决定开关晶体管 Q 的占空比,完成负反馈稳压的作用。其中,  $R_S$  为初级电流检测电阻,  $CTR$  为光耦的电流传递比(current transfer ratio),  $G_{FB}$  为小信号增益 (在 RT773x IC 内部设计为 1/3),  $S_e$  为消除次谐波振荡(sub-harmonic oscillation) 所外加的斜率补偿(slop compensation)。

为方便后续的推导与说明,电路做了基本的假设如下:

1. 开关器件 Q 与次级二极管 D 为理想组件
2. 变压器视为理想器件
3. TL431 的开回路增益为无限大 (常规的开路增益约 50 ~ 60dB)
4. 光耦的电流传递比为一常数

其中,光耦的电流传递比是一个极非线性的数值,随着工作点(通过光耦二极管的电流)的变动,电流传递比也会随着变化。但为了方便说明与推导起见,姑且将其视为定值。在常规的应用中,流过光耦二极管的电流很低,可能低于 1mA,导致电流传递比可能小于 20%。

其他名詞與符號定義如下:

$D$ : 工作周期

$f_s$ : 切换频率

$M = \frac{n \cdot V_o}{V_{in}}$ : 电压转换比

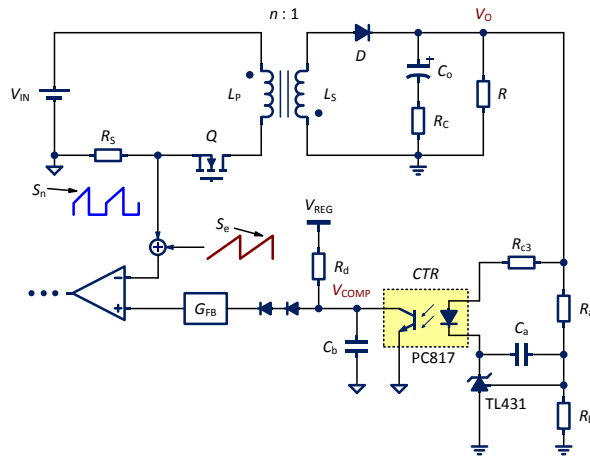
$n = \frac{N_p}{N_s}$ : 变压器匝数比

$\tau_L = \frac{2 \cdot L_p \cdot f_s}{n^2 \cdot R}$ : 时间常数

$S_n = \frac{V_{in}}{L_p} \cdot R_s$ : 导通时间初级电流检知电压上升斜率 (单位: V/sec)

$S_e$ : 外加电压斜率 (单位: V/sec)

$G_{FB} = \frac{\hat{V}_{RS}}{\hat{V}_{FB}}$ : 小信号增益



图一、利用 TL431 与光耦反馈的反激转换器

## 二、功率电路的小信号模型

在许多不同的参考文献中可以找到不同的反激转换器小信号模型[1-3]，这些模型都是基于状态平均(state averaging)法推导的，可能是因为简化或假设条件不同而有些许差异。本文乃采用 Christophe Basso 的小信号模型作反馈补偿设计[1]。从实用的角度而言，所有小信号模型都将得到近似的结果。

### 连续导通模式(CCM)的转移函数(transfer function)

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{comp}(s)} = G_0 \cdot \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}) \cdot (1 - \frac{s}{\omega_{z2}})}{(1 + \frac{s}{\omega_{p1}})} \quad (1)$$

其中，

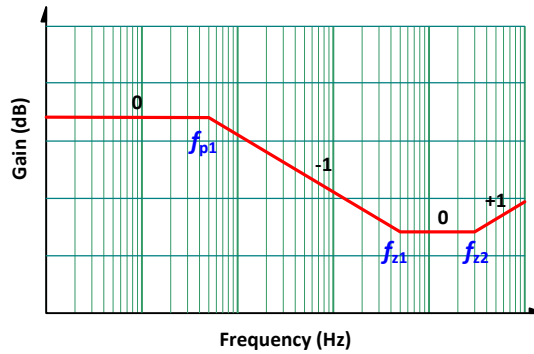
$$G_0 = \frac{n \cdot R \cdot G_{FB}}{R_s} \cdot \frac{1}{\frac{(1-D)^2}{\tau_L} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{S_e}{S_n}\right) + 2 \cdot M + 1}$$

$$\omega_{p1} = \frac{\frac{(1-D)^3}{\tau_L} \cdot (1 + 2 \cdot \frac{S_e}{S_n}) + D + 1}{R \cdot C_o}$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_c \cdot C_o} \quad (\text{ESR 左半平面零点})$$

$$\omega_{z2} = \frac{(1-D)^2 \cdot n^2 \cdot R}{D \cdot L_p} \quad (\text{右半平面零点})$$

这是一个一个极点(pole)、两个零点(zero)的系统，如图二所示。极点的位置与电路参数以及负载轻重有关，而第一个零点为输出电容与其等效串联电阻(ESR)所构成，为一固定不动的零点。另一个零点在 s-平面的右边边，称为右半平面零点(RHP zero)，这个右半平面零点的位置与输入电压、负载电流的高低有关。在一个设计良好的系统里，交越频率 (cross-over frequency) 必须设计得远低于右半平面零点频率，才能有足够的相位裕量(phase margin)。所以在补偿电路设计时，这个高频的零点将忽略不计。



图二、CCM 1P2Z 的转移函数图

非连续导通模式 (DCM)的转移函数

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{comp}(s)} = G_0 \cdot \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}) \cdot (1 - \frac{s}{\omega_{z2}})}{(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}) \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{p2}})} \quad (2)$$

其中，

$$G_0 = V_{in} \cdot G_{FB} \cdot \sqrt{\frac{f_s \cdot R}{2 \cdot L_p}} \cdot \frac{1}{(S_n + S_e)}$$

$$\omega_{p1} = \frac{2}{R \cdot C_o}$$

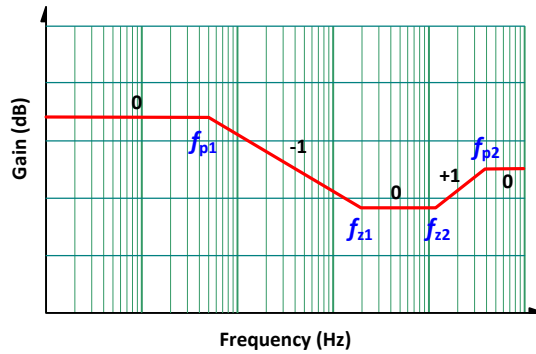
$$\omega_{p2} = 2f_s \cdot \left( \frac{\frac{1}{D}}{(1 + \frac{1}{M})} \right)^2$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_c \cdot C_o} \quad (\text{ESR 左半平面零点})$$

$$\omega_{z2} = \frac{n^2 \cdot R}{M \cdot (1 + M) \cdot L_p} \quad (\text{右半平面零点})$$

将(2)式的转移函数绘制在波德图(Bode Plot)上, 如图三。在 DCM 模式下, 功率电路小信号模型呈现两极点与两零点, 不过其中有一个极点  $\omega_{p2}$  频率极高(远高于目标的交越频率), 在设计反馈时不需考虑。所以等效上, 不论 CCM 或是 DCM, 其功率级的转移函数, 均可视为一极点、两零点(1P2Z)的形式, 这非常有利于反馈组态电路的选定。

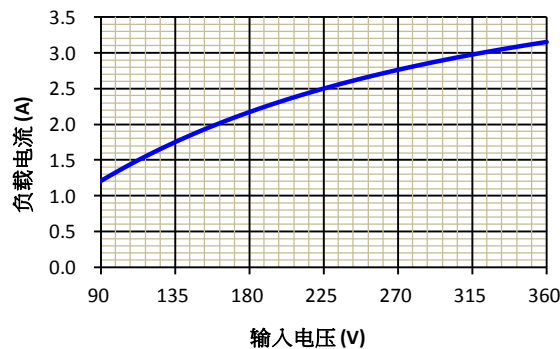
从(1)与(2) 转移函数来看, 这些极点与零点, 有些是固定不变的, 如输出电容等效串联电阻 ESR 造成的零点。大部份的极零点与直流增益都与工作点(operating point)有关, 所谓工作点即指某一个输入电压与某个负载电流工作条件。接下来, 就用数值来说明这些极零点的变化。



图三、DCM 2P2Z 的转移函数图

工作点与极零点变化

举一个常规的应用例子来说明: 一个反激转换器, 输入电压范围为 90V 到 360V, 负载范为为 0 到 3A, 输出电压为 12V。并有着下列的电路参数 :  $L_P = 1.1\text{mH}$ ,  $N_P : N_S = n = 7.7$ ,  $C_O = 1360\mu\text{F}$ ,  $R_{ESR} = 30\text{ m}\Omega$ ,  $R_S = 0.56\Omega$ ,  $f_S = 65\text{kHz}$ ,  $S_e = 3.46 \times 10^4\text{ V/sec}$ ,  $G_{FB} = 0.3333$ 。(其中  $S_e$  与  $G_{FB}$  必须由控制 IC 提供)根据反激转换器的工作原理[4], 在常规的设计里, 高输入电压与轻载状态总是让转换器倾向于非连续导通模式; 反之, 低输入电压与重载的条件下, 转换器会走向连续导通模式。其间存在着一条所谓 CCM 与 DCM 的边界曲线, 如图四所示, 在曲线上方为 CCM 工作模式, 曲线下方为 DCM 工作模式。(3)式就是代表这条曲线的方程式。



图四、CCM 与 DCM 边界曲线

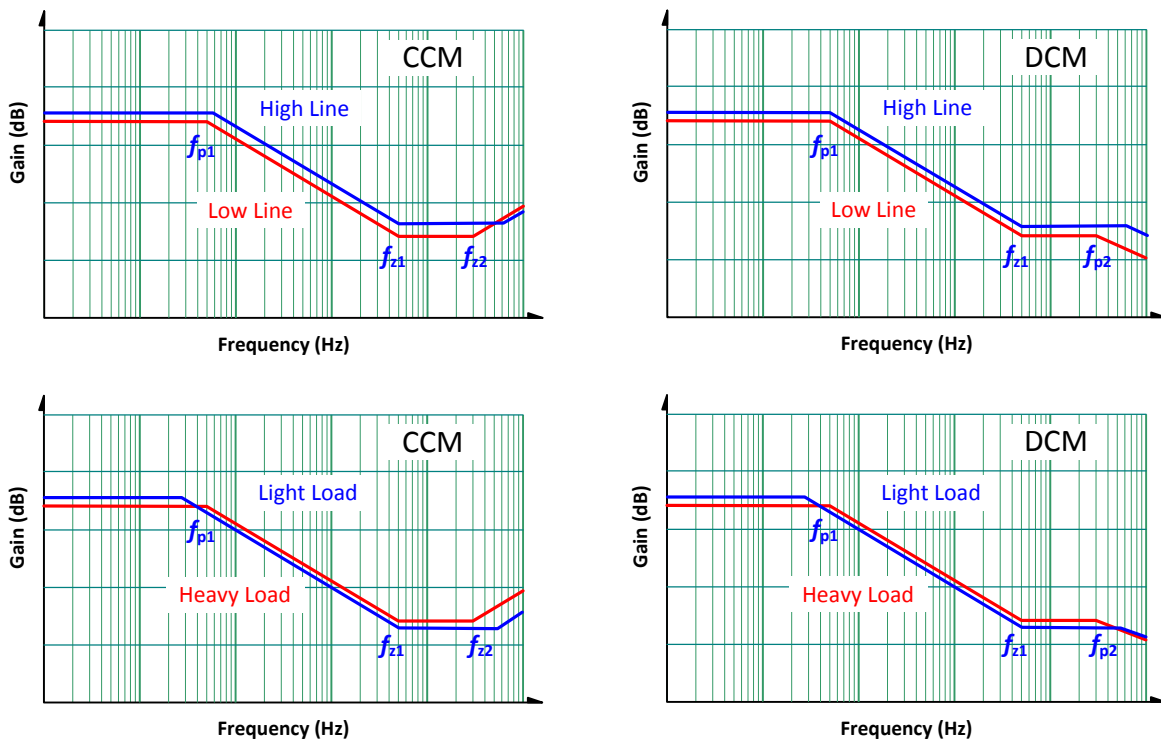
$$I_o = \frac{n^2 \cdot V_o}{2 \cdot L_p \cdot f_s} \cdot \frac{V_{IN}^2}{(V_{IN} + nV_o)^2} \quad (3)$$

不同工作点的零极点变化

表一为范例中的直流增益以及零极点位置的计算结果。图五为输入电压与负载电流变化的波德示意图。可以看出，当低输入电压与高负载时，增益曲线较低；反之，高输入电压与轻载时，增益曲线较高。这个事实关系到如何选择工作点作为反馈设计的基准，很显然，低输入电压与重载条件做为反馈设计点是比较恰当的。也就是说在这样的条件下，如果拥有足够的相位裕量，通常也能延伸到其他工作点有着更好的相对稳定裕量。

表一、不同工作点的直流增益与零极点位置

V <sub>IN</sub> (V)	90	180	270	360	90	90	90	360	360	360
I <sub>o</sub> (A)	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	2.0	1.0	3.0	2.0	1.0
Mode	CCM	CCM	CCM	DCM	CCM	CCM	DCM	DCM	DCM	DCM
G <sub>0</sub> (dB)	13.1	16.5	17.0	17.1	13.1	15.6	17.0	17.1	18.8	21.8
f <sub>p1</sub> (Hz)	59.0	53.0	57.0	58.5	59.0	44.0	19.5	58.5	39.0	19.5
f <sub>p2</sub> (Hz)	NA	NA	NA	21.7k	NA	NA	25k	21.7k	32.6k	65k
f <sub>z1</sub> (Hz)	3.9k	3.9k	3.9k	3.9k	3.9k	3.9k	3.9k	3.9k	3.9k	3.9k
f <sub>z2</sub> (Hz)	16.5k	44.2k	75k	106k	16.5k	24.7k	49.5k	106k	160k	319k



图五、改变工作点的增益曲线变化

### 三、反馈补偿电路设计

从前面的分析得知，不同的操作点有着不同的零极点位置以及不同的低频直流增益，所以存在着许多设计补偿电路的方法。基本上一个 Type II 的补偿器 (一个零频率的极点，随着一个低频零点以及一个极点) 最适合做此类的补偿。如果用一个低频零点来补偿功率电路的低频极点，同时利用高频极点来补偿 ESR 零点，这样将容易获得较好的相位裕量。利用补偿器的中频段增益来设定适当的交越频率，系统将有相当好的稳定度。

一种简单实用的方法便是先设定好一个“目标回路增益”(target loop gain)为:

$$\text{回路增益 (loop gain)} = \frac{k}{s} \quad (4)$$

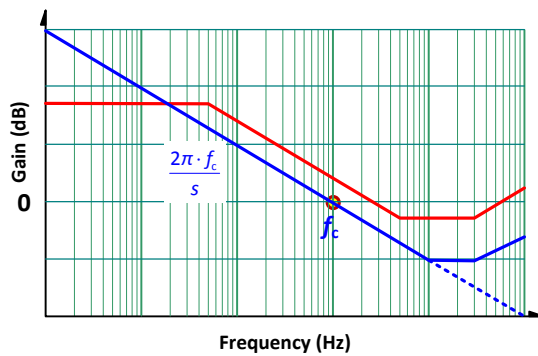
这样的回路增益在波德图上就是一条 -20dB/dec 斜率的直线，如图六，在低频直流部分有着极高(相当于补偿器的开路增益)的增益，所以整个电路的直流稳态电压调整率理论值可为零。

同时，其交越频率  $f_c$  为

$$f_c = \frac{k}{2\pi} \quad (5)$$

因为斜率近似 -20dB/dec，所以在交越频率有着近 90° 的相位裕量。

对一个离线的反激转换器而言，交越频率设计在低压输入满载时工作点为 800Hz 到 3kHz 为最恰当 (以 65kHz 开关频率而言)。



图六、功率电路转移函数曲线(红色)与目标回路增益(蓝色)

#### 设计步骤

有了以上的了解与认知后，很自然的一般补偿器设计的方法就可以应用了，现将这些步骤整理如下:

1. 选择低压输入与满载做为补偿电路设计基准的功率电路。

如前所述，采用这个工作点设计的补偿器可以延伸涵盖到其他工作点，并且有更好的相位裕量。

2. 设定交越频率  $f_c$ ，其回路增益波德图为  $-20\text{dB/dec}$  斜率。

越高的交越频率，虽然代表着更快的瞬时响应，但是别忘了反激转换器固有的右半平面零点问题，这个零点无法用传统的极点补偿，所以交越频率必须远低于这个零点位置。实务上，离线反激转换器的交越频率多半设计在  $3\text{kHz}$  以下。

3. 定义一个两极点、一零点的补偿电路，并设定补偿电路的零点为功率电路的低频极点；设定补偿电路的高频极点为功率电路的 ESR 零点。

利用一组 Type II 的补偿电路，恰可以结合功率电路的转移函数，成为目标回路增益。

4. 根据功率电路在  $f_c$  的增益，算出补偿器的中频增益。
5. 同时，相位裕量可以先预估。
6. 补偿电路的转换函数可以确定了：

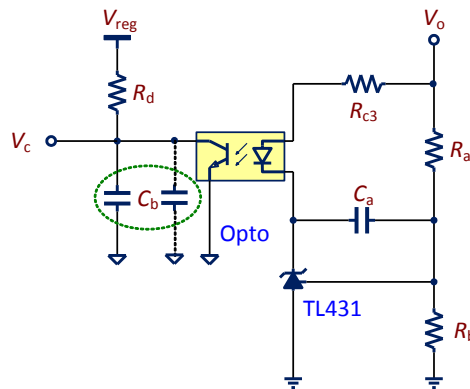
$$G_{\text{comp}}(s) = A \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{\text{cz1}}}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_{\text{cp1}}}\right)} \quad (6)$$

也就是说 (6) 式的  $A$ 、 $\omega_{\text{cp1}}$  與  $\omega_{\text{cz1}}$  都可以计算出来了。

### 补偿电路的实现

1. 选用最广泛使用的 TL431 与光耦合器架构，如图七。

实现 Type II 补偿器的电路结构有许多种 不在此讨论 仅提供最常用结合 TL431 与光耦的常规 Type II 电路计算与说明。



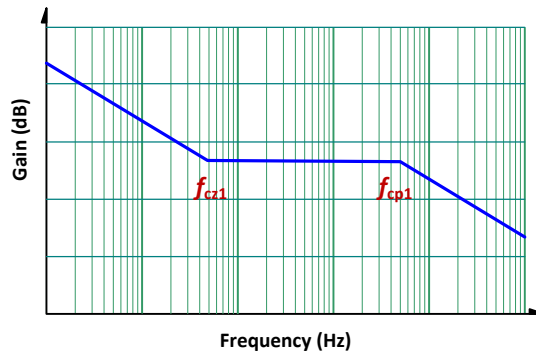
图七、实现反馈补偿的电路结构

2. 图七补偿电路的小信号转换函数如下 [5]

$$G_{\text{comp}}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} = \text{CTR} \cdot \frac{R_d}{R_{c3}} \cdot \frac{1}{s C_a R_a} \cdot \frac{(1 + s C_b R_d)}{(1 + s C_a R_a)} \quad (7)$$



图八为相应的补偿器波德图。



图八、Type II 补偿器波德图

3. 从(7)式看，共有  $R_a$ 、 $R_b$ 、 $R_{c3}$ 、 $R_d$ 、 $C_a$ 、 $C_b$  及  $CTR$  等七个参数待定。而已知的只有前面算出的三个关系式。

$$CTR \cdot \frac{R_d}{R_{c3}} \cdot \frac{1}{C_a R_a} = A \tag{8}$$

$$\frac{1}{C_a R_a} = \omega_{cz1} \tag{9}$$

$$\frac{1}{C_b R_d} = \omega_{cp1} \tag{10}$$

换句话说，有四个参数必须从其他条件获得。

4. 首先为电阻  $R_d$ ，大部份新型的控制 IC 都已设定好，设计者可以从 IC 供货商数据中获得。  
 5. 其次，TL431 的参考电压也可从供货商数据中得取，常规约为 2.5V。为让 TL431 正常运作，通过  $R_b$  的电流( $I_{vd}$ ) 至少须 125 $\mu$ A，一般加上余裕，可以设定成 250 $\mu$ A。所以  $R_a$  与  $R_b$  就可以很容易的计算出来。

$$R_b = \frac{V_{REF}}{I_{vd}} \tag{11}$$

$$R_a = (V_o - V_{REF}) \cdot I_{vd} \tag{12}$$

6. 此外，光耦的电流传递比(CTR)可以从供货商数据里估计。事实上如前所述，CTR 为一非线性值，随通过光耦二极管电流大小而变。一般通过光耦二极管电流约为几百  $\mu$ A，CTR 约在 0.1 到 0.5 之间，确实的数值必须透过精密量测而得。此例将假设 CTR 为 0.5。  
 7. 如此一来，七个参数已经决定了四个，其余的三个参数可藉由(8)、(9)及(10)三个关系式算出唯一解。

8. 算出  $R_{C3}$  的数值后必须要检讨一下。从 TL431 运行原理，其阴极电压必须高于 2.5V，同时流过阴极的电流必须大于 1mA 才可以获得正确的稳压。通常会在光耦二极管上并联一个 1k $\Omega$  左右的电阻以提供足够的阴极电流。特别注意，这个并联电阻并不会改变系统小信号特性。所以可以得到下列关系式：

$$V_{\text{cathode}} = V_O - I_{\text{cathode}} \cdot R_{C3} - V_F > 2.5V \quad (13)$$

$$I_{\text{cathode}} = \frac{I_{\text{opto\_transistor}}}{\text{CTR}} + \frac{V_F}{R_{\text{parallel}}} > 1\text{mA} \quad (14)$$

其中  $V_F$  为光耦二极管的顺向压降，常规约略为 1.0V。 $R_{C3}$  的最大值就可以估计出来了。

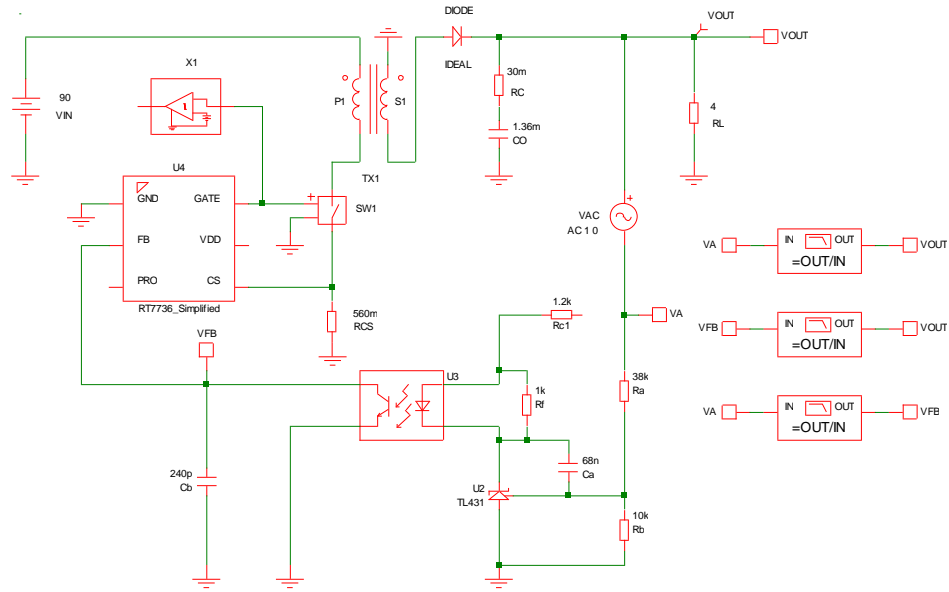
$$R_{C3} < \frac{V_O - V_F - 2.5}{I_{\text{cathode}}} \quad (15)$$

代入前面的例子，同时假定最大阴极电流为 1.5mA，则  $R_{C3}$  必须小于 5.6k $\Omega$ 。太高的  $R_{C3}$  会降低补偿电路的中频增益。如果计算出来的  $R_{C3}$  大于上限值就表示必须降低设定交越频率，或采用其他的补偿计算方法。

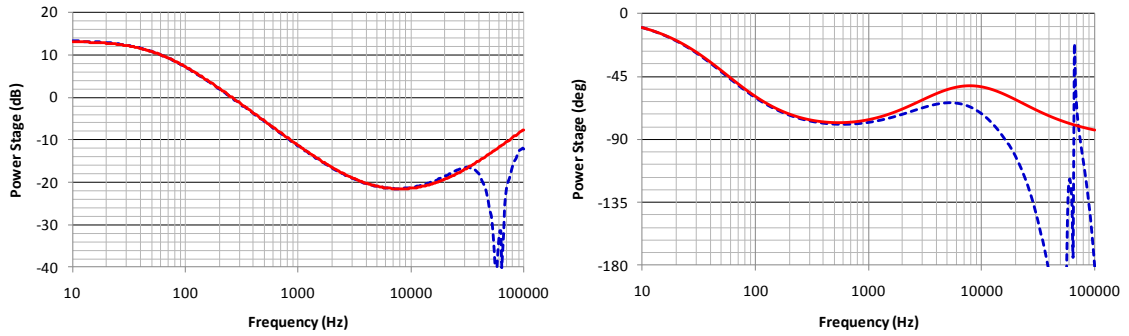
9. 光耦合器在先天上存在一个并联于光耦三极管的等效电容，必须用电路量测的方法测得，常规约在 2nF 到 5nF 之间。补偿器计算出来的  $C_b$  值必须减去这个杂散电容，才是要外加的电容值。如果算出来的  $C_b$  值比杂散电容小，那就不需要外加电容了，不过因为不能完全补偿 ESR 零点(极点靠近低频)，所以相位裕量会变差一些。

## 設計工具與模擬驗證

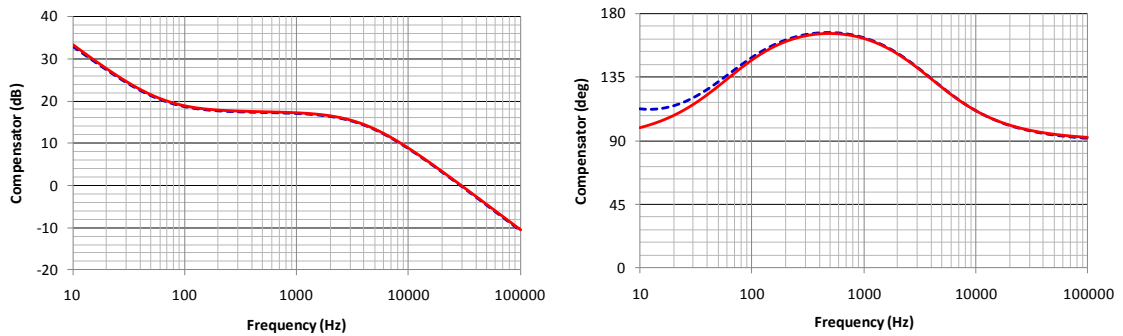
为了让上述计算可以快速进行，特别制作两个 Mathcad 计算程序“Flyback CCM Type II Compensation”与“Flyback Loop Gain Analysis”，方便反馈的计算与分析。同时可藉由 Simplis 仿真来比较本文模型计算的误差。图九为 Simplis 仿真电路图，图十到图十二为本文提供的设计方法用 Mathcad 分析计算与 Simplis 模拟结果比较。图十为功率电路转移函数波德图，图十一为补偿器电路转移函数波德图，图十二为回路增益波德图。(a)为幅值，(b)为相位。图中红色实曲线为 Mathcad 依据小信号模型计算结果，蓝色虚曲线为用 Simplis 直接仿真的结果。可以看出从低频段到交越频率，小信号模型有很好的准确度。高频部份由于小信号模型的误差，有比较大的误差，不过因为回路增益已远小于 1，对于实际瞬时响应影响不大。图十三为用 Simplis 仿真在输入电压为 90V 情况下阶梯负载变化(负载自 1A 瞬变到 3A)的输出电压瞬时响应图，可以看出只有很小的过冲(overshoot)以及很快的回复时间(settling time)。



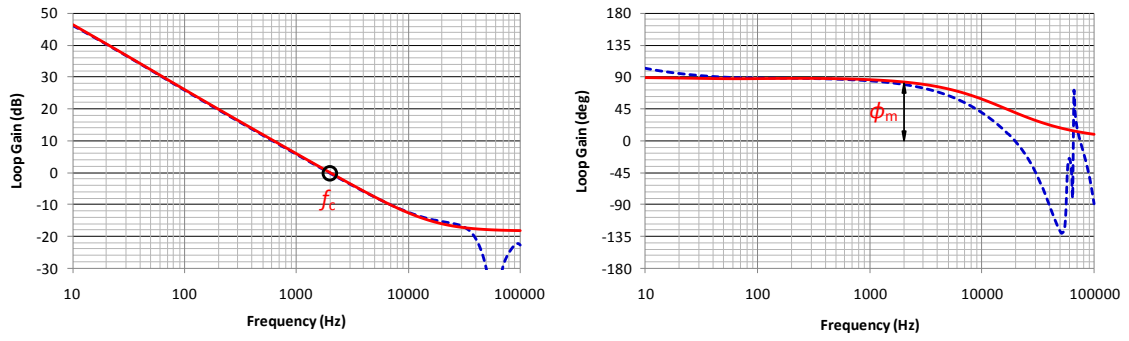
图九、Simplis 仿真电路图



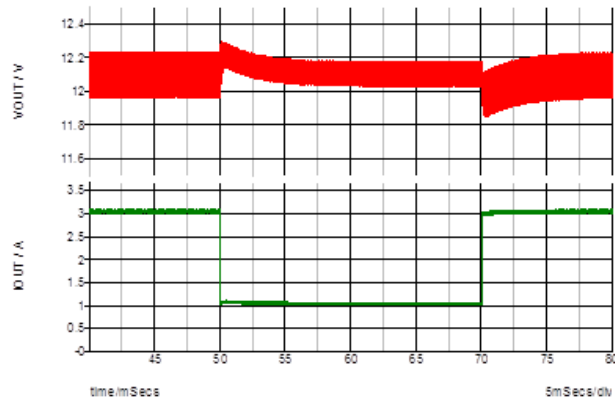
图十、功率电路转移函数波德图 (a) 幅值, (b) 相位



图十一、补偿器电路转移函数波德图 (a) 幅值, (b) 相位



图十二、回路增益波德图 (a) 幅值, (b) 相位



图十三、负载瞬变瞬态响应图

## 参考文献

- [1] Christophe P. Basso, "Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs", McGraw\_Hill, 2008.
- [2] W. Kleebchampee and C. Bunlaksananusorn, "Modeling and Control Design of a Current-Mode Controlled Flyback Converter with Optocoupler Feedback", IEEE PEDS 2005.
- [3] Yuri Panov and Milan M. Jovanovic', "Small-Signal Analysis and Control Design of Isolated Power Supplies with Optocoupler Feedback", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, JULY 2005.
- [4] 王信雄, "定频返驰式转换器设计指南", RTAD1202TC, 立锜科技设计指南, 2012.
- [5] John Schönberger, "Design of a TL431-Based Controller for a Flyback Converter", Plexim GmbH.

## 相关产品

[RT7736](#)

SmartJitter™ PWM Flyback Controller Datasheet



## 相关资源

- 立锜科技电子报 [订阅立锜科技电子报](#)
- 档案下载 [PDF 下载](#)
- 相关应用 [Flyback Controller](#)

## Richtek Technology Corporation

14F, No. 8, Tai Yuen 1<sup>st</sup> Street, Chupei City

Hsinchu, Taiwan, R.O.C.

Tel: 886-3-5526789

Richtek products are sold by description only. Richtek reserves the right to change the circuitry and/or specifications without notice at any time. Customers should obtain the latest relevant information and data sheets before placing orders and should verify that such information is current and complete. Richtek cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Richtek product. Information furnished by Richtek is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Richtek or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Richtek or its subsidiaries.