

CPU 电源电路设计系列 6: DC-DC Buck 变换器电压环补偿网络设计

作者：郭奉凯 陈嘉凯

电源技术属于电力电子技术的范畴，是集电力变换、现代电子、自动控制等多学科于一体的边缘交叉技术，现今已广泛应用到工业、能源、交通、信息、航空、国防、教育、文化等领域。电源技术的发展实际上是围绕着提高效率、提高性能、小型轻量化、安全可靠、消除电力公害、减少电磁干扰和电噪声的轨迹进行不懈研究，开关电源是整个电源技术中至关重要的部分，其中的 PWM 电源调整器的反馈补偿网络，是开关电源的重要研究课题，本文将针对 PWM DC-DC Buck 变换器电压环补偿网络设计做出了研究和应用举例。

一 变换器模块介绍

开关变换电路同步整流 Buck 变换器电压调节是一个单环系统，由三个基本模块组成：包括功率开关调节器，低通滤波网络和相位补偿网络。补偿网络由电压采样电路，误差放大器，补偿电路元件组成。它的物理过程描述为：当控制电路输出一个高电平后，功率开关管导通，主电路向输出电路提供能量；反之功率开关断开，停止向输入电源汲取能量。

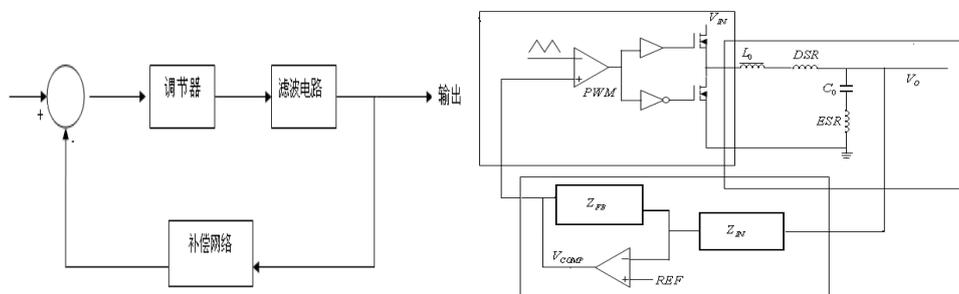


图 1 Buck 调节器的三个基本模块

为设置系统的增益和带宽，要写出系统的开环传递函数，根据电路功能，我们划分出 3 块，如图 1，第一块包括 PWM 比较器到控制 MOSFET 输出，第二块是 LC 低通滤波器，根据输出电压，电流规范选定元器件之后，被动元件引起的相位滞后已经形成，第三块是根据以上两部分的传递函数，设计补偿电路，改变系统的增益和带宽，使系统有理想的相位裕度和带宽，达到系统稳定的要求。

二 系统传递函数

下面分别介绍三部分传递函数

1. PWM 比较器的工作过程，比较器的负相端接时钟电路发出的三角波或锯齿波信号

$u_R(t)$ ，正相端为误差放大器发出的误差信号 $u_c(t)$ ，两个信号比较产生有占空比变化的 PWM 波 $d(t)$ ，由 MOSFET 的驱动向下一级推动 MOSFET 的导通和关断。

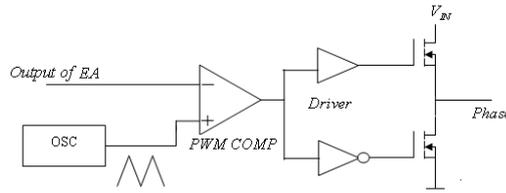


图2 PWM 调节器 (Modulator)

对于这部分，小信号输入为 $u_c(t)$ ，输出为 V_{OUT}

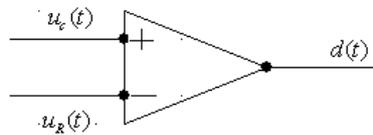


图3 PWM 比较器

当 $u_c(t) > u_R(t)$ ，输出 $d(t)$ 为高电平，反之为低电平。

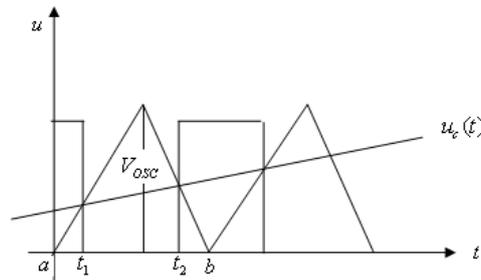


图4 PWM 输入端电压比较

从 ab 为一个时钟周期 T， a, t_1, t_2, b 为高电平时间段，

$$\frac{u_c(t_1)}{V_{OSC}} = \frac{2t_{a_1}}{T} \quad (1)$$

$$\frac{u_c(t_2)}{V_{OSC}} = \frac{2t_{t_2b}}{T} \quad (2)$$

$$\frac{u_c(t_1) + u_c(t_2)}{2V_{OSC}} = \frac{t_{a_1} + t_{t_2b}}{T} \quad (3)$$

$$t_{a_1} + t_{t_2b} = t_{ON} \quad (4)$$

$$\frac{u_c(t_1) + u_c(t_2)}{2} = \overline{u_c(t_{ab})}, \text{ 为该周期内误差信号的平均值,}$$

$$\frac{t_{ON}}{T} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (5)$$

故

传递函数可表示为

$$\frac{V_{OUT}}{u_c(t_{ab})} = \frac{V_{IN}}{V_{OSC}} \quad (6) \quad V_{OSC} \text{ 为三角波信号的峰值}$$

可见，该部分的传函为直流量，没有相位的变化。

2. 低通 LC 滤波网络

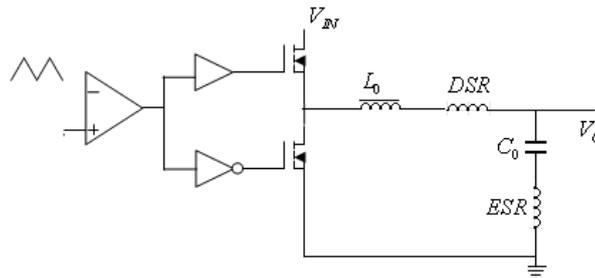


图5 LC 低通滤波器

图中为低通 LC 滤波网络，它是由电感和一系列的并联电容构成，电容可以分为 2 部分，一是大容量低等效电阻的铝电解电容，摆放在输出端附近，二是高频特性好的陶瓷电容，摆放在 CPU 附近，及时满足负载变化的要求。ESR, DCR 分别为电容，电感的寄生电阻。可以写出滤波器的传递函数：

$$H_1(S) = \frac{1 + S \cdot ESR \cdot C}{1 + S \cdot C \cdot ESR + S^2 \cdot L \cdot C} \quad (7)$$

令 $Q = \frac{1}{ESR} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$, $\omega_{z0} = \frac{1}{ESR \cdot C}$, $\omega_{p0} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 变形得

$$H_2(S) = \frac{1 + \frac{S}{\omega_{z0}}}{1 + \frac{S}{Q\omega_{p0}} + \left(\frac{S}{\omega_{p0}}\right)^2} \quad (8)$$

容易看出这是个二阶系统，包含一个重极点也就是滤波器的固有频率，和一个由 ESR 引起的零点，由此可以看出，对于 Buck 系统，它的基本组成系统是稳定的，即它本身保证了相位转移在 180° 以内，但是这不意味它有快速的相应能力，这是由 LC 在重极点附近的 Q 值和 ESR 零点的相对位置决定的。

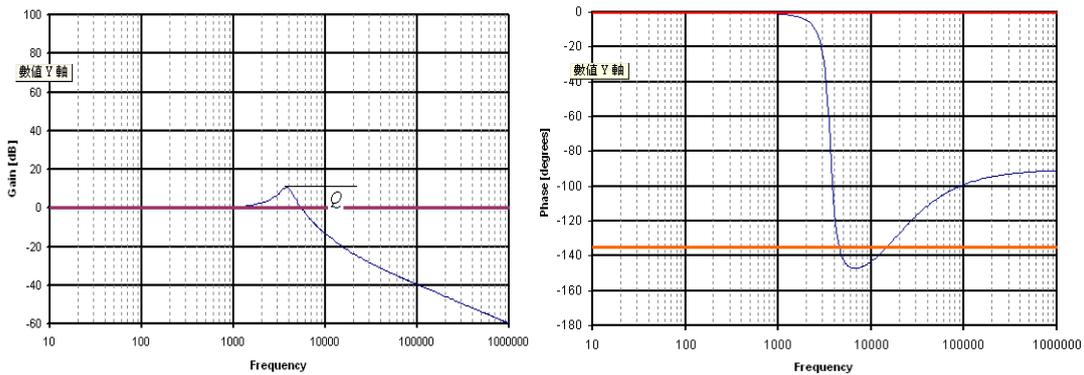


图 6 滤波器幅频相频曲线和 Q 值

相频特性曲线看出，重极点引起的相位 180° 转移，受到 ESR 影响，使相位裕度不到 45° 。减小 ESR 和 DCR 的值，会使 Q 值增大，使相位跌落的更厉害，使相位裕度更小。

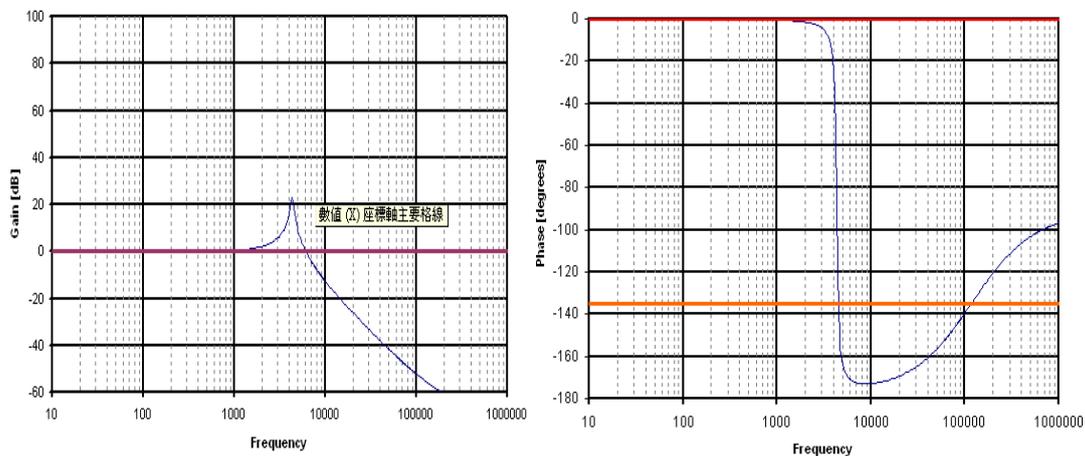


图 7 ESR 为 $1m\Omega$ 的相频幅频曲线

基于以上 LC 滤波网络的特点，影响电路稳定的参数有：电感 L，电容 C 和等效电阻 ESR，重极点跌落的程度影响系统的稳定度，因此需要设计相位补偿网络减小重极点的相位降。

以上分析了调节器和滤波器的传递函数，综合两者可以得到补偿前系统的幅频增益特性。

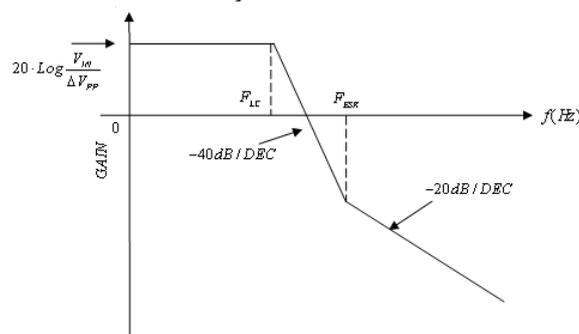


图 8 补偿前系统幅频曲线

3. 误差放大器的补偿网络

在设计补偿网络时，主要是用波特图表示调节器，滤波网络和开环传递函数的频率特性。系统的开环传递函数的波特图能够准确的给出系统的稳定性和稳定裕度，而且还能大致的衡量闭环系统的动态稳定性和稳态特性。波特图里面有两个物理意义，整个闭环回路希望系统的带宽宽和增益大，带宽越宽代表输出电压变化时，处理速度越快；增益大代表输出电压出现细微的变化就有处理的动作。但很多危险的调节都是片面的追求带宽和增益而导致系统出现不稳定机会。

3.1 三个频段分析

在定性的分析系统性能时，可以将波特图大致分为低，中，高三个频段。

1) 低频段

开环传递函数频率特性低频段的形状直接反映系统包含的积分环节的个数和直流增益的大小，因此它主要影响系统的稳态性能。对于开关调节系统，理想的低频特性是直流增益无限大。以-20dB的斜率下降。

2) 中频段

中频段大致是指幅频特性以-20dB斜率下降并穿越0dB线的频段。中频段的宽度与系统的稳定性密切相关。宽度越大，相位裕度 φ_m 越大。穿越频率 ω_c 与系统的上升时间，调节时间以及超调量 σ 等动态性能密切相关。 ω_c 越大，系统的相应速度越快，但超调量 σ 越大。另外，对于开关调节系统，过高的穿越频率可能导致高频开关频率及谐波频率和寄生振荡引起的高频分量得不到有效的抑制，系统仍不能稳定的工作。因此理想的中频段，需要增加一个-40dB下降的频段，以达到降低中频增益限制过高的穿越频率。

3) 高频段

高频段距穿越频率较远，开环传递函数对数幅频特性对系统的动态性能影响不大，但它反应了对高频干扰信号的抑制能力。高频段幅频特性衰减越快，系统的抗干扰能力越强。对于开关调节系统，理想的高频段应以-40斜率下降。

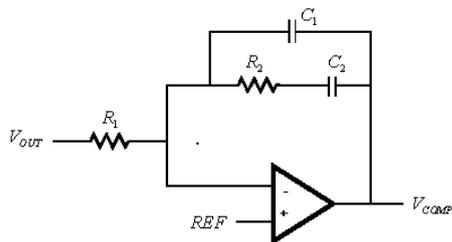
负载瞬态阶跃变化的情况下，比较有下调电压的电源和没有下调电压的电源的性能。虽然这两种电源有着相同的瞬态电压变化趋势和负向瞬变过程，但是对于有下调电压的电源，当负载增加时，输出电压会产生一个负向的 ΔV 的瞬态电压峰值，同时静态输出电压应当相应的减小。这就意味着在瞬态变化后静态调节电压将会保持在一个较低的数值而不需要返回到原值。随后负载电流突然减小，这个降低的静态电压将会产生一个正向的 ΔV 瞬态电压并最终稳定在瞬态峰值电压附近。所以，负向和正向瞬态漂移不是直接的相加，相当于总的漂移值低于两者之和。如果优化下调电压使其等于瞬态电压的峰值，则正向瞬态电压值刚好回到初始电压值 V_{CC} 。结果表明，总体瞬态漂移刚好为 ΔV ，

但如果没有电压的下调电压，总体瞬态漂移则为 $2\Delta V$ 。

根据以上的设计原则，补偿部分的设计步骤是：把系统的性能指标和技术要求转化为开环传递函数的波特图；根据开环传递函数的波特图和控制器的 LC 滤波网络的波特图绘制补偿网络的波特图；基于补偿网络的波特图，选择合适的补偿网络进行参数设计。

主板供电系统经常使用的补偿网络有 2, 3 型，也就是单极点单零点，双极点双零点。同步 Buck 型电路，经验值带宽应设为开关频率的 20-30% 之间。

3.2 单极点-单零点补偿网络



$$H(S)_{TYPE-2} = \frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{S + \frac{1}{R_2 \cdot C_2}}{S \cdot \left(S + \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \right)} \quad (9)$$

图 9 单极点单零点补偿网络 (Type 2)

- 1) 低频段提供一个积分环节，稳态误差为零，所以这种补偿网络第一特点是直流增益高，稳态误差为零；
- 2) 在控制对象传递函数的最低极点或以下引入一个零点，补偿这个极点引起的相位之后，也可以说这个零点抵消补偿网络自身的积分环节引起的相位滞后，所以能够使补偿网络在这一频段内变为一个反相器，使相位增加了 90° 。
- 3) 补偿器的最后一个极点用来抵消 ESR 电阻引起的零点。

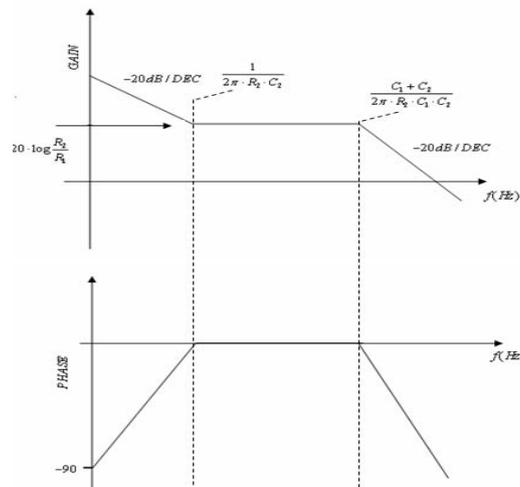


图 10 Type 2 波特图

根据以上原则，下面分析元器件的选择：

1) 选定 R_1 ，通常选择 2—5 k Ω ；

2) 根据中频增益 $\frac{R_2}{R_1}$ 的大小调节带宽，根据系统的参数和第一步确定的 R_1 值，确定 R_2

$$R_2 = \left(\frac{F_{ESR}}{F_{LC}} \right) \cdot \frac{DBW}{F_{ESR}} \cdot \frac{\Delta V_{PP}}{V_{IN}} \cdot R_1 \quad (10) \quad DBW \text{ 为所需要的带宽}$$

3) 根据 LC 重极点的位置确定 C_2

$$C_2 = \frac{10}{2\pi \cdot R_2 \cdot F_{LC}} \quad (11)$$

4) 最后确定抑制高频极点所摆放的零点的 C_1 大小，将零点放在 $\frac{1}{2}F_{SW}$ 处

$$C_1 = \frac{C_2}{\pi \cdot R_2 \cdot F_{SW} \cdot C_2 - 1} \quad (12)$$

由此，可以计算采用第 2 类补偿方法的系统传递函数：

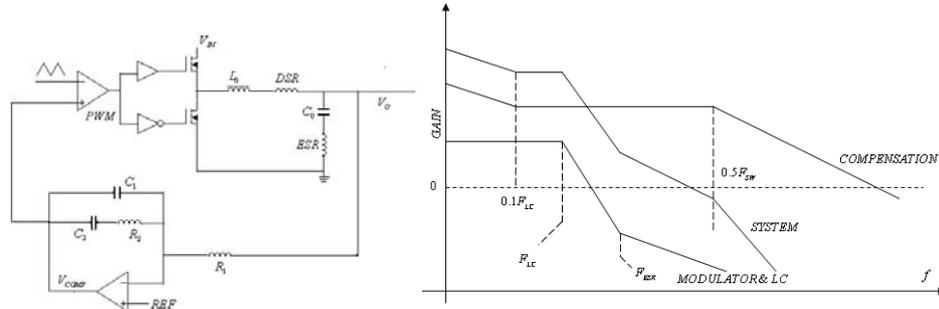


图 11 采用 Type2 补偿网络的闭环系统

$$H(S)_{SYSTEM} = \frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{S + \frac{1}{R_2 \cdot C_2}}{S \cdot \left(S + \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \right)} \cdot \frac{V_{IN}}{\Delta V_{PP}} \cdot \frac{1 + S \cdot ESR \cdot C_{OUT}}{1 + S \cdot (ESR + DCR) \cdot C_{OUT} + S^2 \cdot L \cdot C_{OUT}} \quad (13)$$

系统增益为：

$$GAIN_{TYPE2}(f) = GAIN_{MODULATOR} + GAIN_{LC} + GAIN_{TYPE2} \quad (14)$$

$$GAIN_{TYPE2MODULATOR} = 20 \cdot \lg \frac{V_{IN}}{\Delta \cdot V_{PP}}, \quad (15)$$

$$GAIN_{TYPE2LC} = 10 \cdot \lg \left[1 + (2\pi \cdot ESR \cdot C_{OUT})^2 \right] - 10 \cdot \lg \left[\left(1 - (2\pi \cdot f)^2 \cdot L \cdot C_{OUT} \right)^2 + (2\pi f \cdot (ESR + DCR) \cdot C_{OUT})^2 \right] \quad (17)$$

$$GAIN_{TYPE2} = 10 \cdot \lg \left[1 + (2\pi \cdot R_2 \cdot C_2)^2 \right] - 20 \cdot \lg [2\pi \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2)] - 10 \cdot \lg \left[1 + \left(2\pi f \cdot R_2 \cdot \left(\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right) \right)^2 \right] \quad (18)$$

系统的相位为：

$$PHASE(f) = PHASE_{MODULATOR} + PHASE_{LC} + PHASE_{TYPE2} \quad (19)$$

$$PHASE_{LC} = \arctan [2\pi f \cdot ESR \cdot C_{OUT}] + \arctan \left(\frac{2\pi f \cdot ESR + DCR \cdot C_{OUT}}{2\pi f^2 \cdot L \cdot C_{OUT} - 1} \right) \quad (20)$$

$$PHASE_{TYPE2} = -90^\circ + \arctan(2\pi f \cdot R_2 \cdot C_2) - \arctan\left(2\pi f \cdot R_2 \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right) \quad (21)$$

对于选定的参数，分别用仿真软件做检查工作，使其达到理想的效果，如果仍没有达到理想的相位裕度，可以使用 3 类补偿方法。

3.3 双极点双零点补偿网络

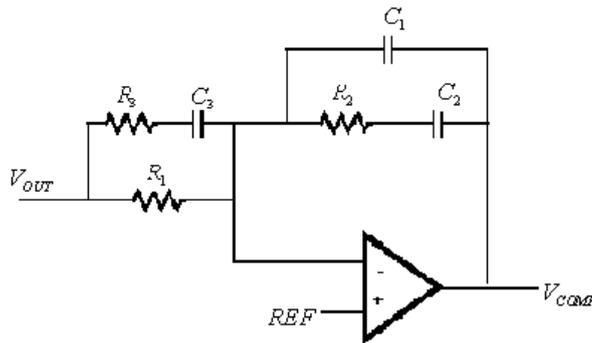


图 13 双极点双零点补偿网络 (Type 3)

$$H(S)_{TYPE3} = \frac{R_1 + R_3}{R_1 \cdot R_3 \cdot C_1} \cdot \frac{\left(S + \frac{1}{R_2 \cdot C_2}\right) \cdot \left(S + \frac{1}{2\pi \cdot (R_1 + R_3) \cdot C_3}\right)}{S \cdot \left(S + \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_2}\right) \cdot \left(S + \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_3}\right)} \quad (22)$$

1) 直流处提供一个极点，稳态误差为零，这一特点与 type2 类相同；

2) 由于补偿网络存在两个零点，若其相频对数特性曲线可提供 180° 的相位超前，假定将补偿网络的这个个零点设置在重极点的位置，可以补偿这两个最低极点引起的相位滞后。因为双重极点的滤波器可以产生最大相位滞后 180° 。因此这种补偿网络可以作为双重极点型控制对象的控制器；

3) 补偿网络的第一个极点是用来抵消输出电容 ESR 引起的零点的；第二个极点用来保证开环传递函数有一个较好的相位裕度和增益裕量，同时在高频段，幅频特性的下降斜率为 -40dB ，对高频干扰有良好的抑制作用，因此 type3 型补偿网络有更好的抑制高频干扰能力。

元器件的选择原则：

1) 首先选择 R_1 值为 $2-5\text{k}\Omega$ ；

2) 选定一个增益值 $\frac{R_2}{R_1}$ ，来改变开环的带宽，

$$R_2 = \frac{DBW}{F_{LC}} \cdot \frac{\Delta V_{PP}}{V_{IN}} \cdot R_1 \quad (23)$$

3) 把零点摆放在输出滤波器重极点的 50% 频率处，可得到 C_2

$$C_2 = \frac{1}{\pi \cdot R_2 \cdot F_{LC}} \quad (24)$$

4) 把第一个极点摆放在 ESR 引起的零点的位置，可得到 C_1 计算式

$$C_1 = \frac{C_2}{2\pi \cdot R_2 \cdot F_{ESR} \cdot C_2 - 1} \quad (25)$$

5) 把第二个极点摆放在 1/2 的开关频率处，第二个零点放在重极点处，可得到一下参数的计算式

$$R_3 = \frac{R_1}{\frac{F_{SW}}{2 \cdot F_{LC}} - 1}, \quad (26) \quad C_3 = \frac{1}{\pi \cdot R_3 \cdot F_{SW}} \quad (27)$$

第三类补偿的系统传递函数可以可到：

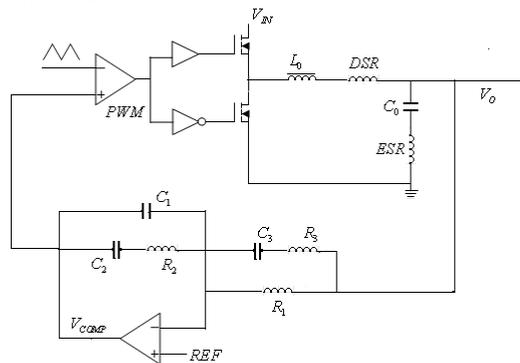


图 14 采用 Type3 补偿网络的闭环系统

$$H(S)_{SYSTEM} = \frac{R_1 + R_3}{R_1 \cdot R_3 \cdot C_1} \cdot \frac{\left(S + \frac{1}{R_2 \cdot C_2}\right) \cdot \left(S + \frac{1}{2\pi \cdot (R_1 + R_3) \cdot C_3}\right)}{S \cdot \left(S + \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_2}\right) \cdot \left(S + \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_3}\right)} \cdot \frac{V_{IN}}{\Delta V_{PP}} \cdot \frac{1 + S \cdot ESR \cdot C_{OUT}}{1 + S \cdot (ESR + DCR) \cdot C_{OUT} + S^2 \cdot L \cdot C_{OUT}}$$

三 主板 5V-3.3V 变换应用

根据以上设计原则，在计算机主板上设计 5V 直流转换为 3.3V 同步整流电路。

输入电压	Vin	5V
输出电压	Vout	3.3V
三角波电压	Vosc	1.5V
开关频率	Fsw	300kHz
输出电容	Cout	990u
电容寄生电阻	ESR	5m
输出电感	Lout	900n
电感寄生电阻	DCR	3m
设计带宽	DW	90kHz

表 1 5V-3.3V 设计应用

根据表中的设计规范，分别采用第 2 类和 3 类补偿网络设计方案。

- 1.) 根据输出电压，电流纹波要求确定电感，电容的大小，计算出

$$F_{LC} = 5332\text{Hz}$$

$$F_{ESR} = 32513\text{Hz}$$

- 2) 采用 2 类补偿设置零极点位置

$$R_1 = 4\text{K}\Omega$$

$$R_2 = 20.86\text{K}\Omega$$

$$R_3 = 151.85\text{K}\Omega$$

确定 $C_1 = 0.2587\text{nF}$ 做出波特图如下

$$C_2 = 2.861\text{nF}$$

$$C_3 = 6.987\text{nF}$$

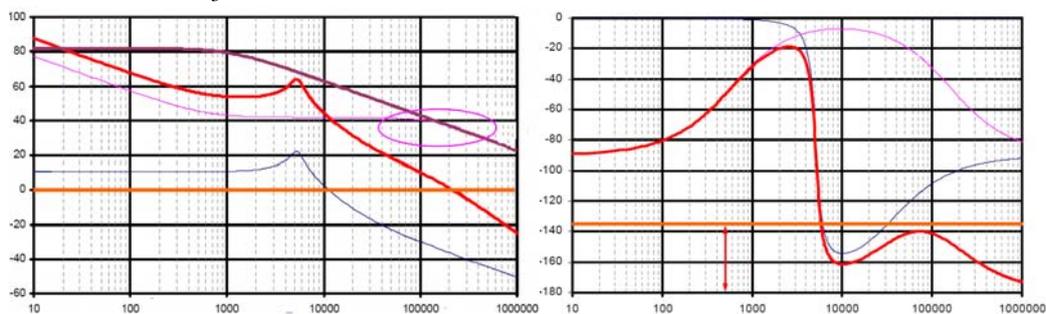


图 15 采用单极点单零点补偿网络波特图

蓝色曲线表示调节器和滤波器的幅频，相频曲线，ESR 小决定了其引起的零点距离 LC 重极点距离较远，在重极点处相位快速跌落，对补偿产生了很大的难度，在重极点 6kHz 附近，相位跌落后就没有再拉回来，虽然增益满足要求，开环波特图中幅频曲线也是按 -20dB/dec 斜率，在带宽为 90kHz 时穿过 0dB（红色曲线），但采用二类补偿方式后，它

提供的相位量无法使系统相位得到充分的补偿，系统的相位裕度不足 45° 。另外发现在上图圆圈标示处频率补偿网络的增益与放大器的开环增益相交，并超过了放大器的放大能力，受到放大器实际工作状态的限制。

4) 采用 3 类补偿设置零极点 确定

$$R_1 = 4K\Omega$$

$$R_2 = 20.86K\Omega$$

$$R_3 = 151.85K\Omega$$

$$C_1 = 0.2587nF$$

$$C_2 = 2.861nF$$

$$C_3 = 6.987nF$$

做出波特图

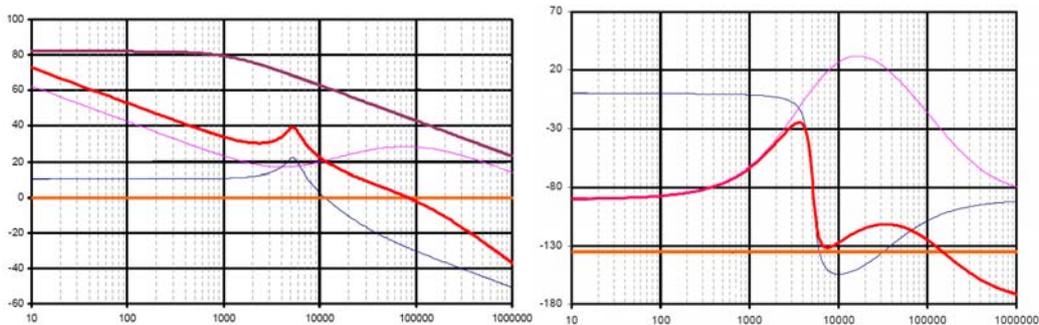


图 16 采用双极点双零点补偿网络波特图

可以看到开环幅频(红色)曲线在低中频段除去在 LC 重极点处一点扰动外都以 $-20\text{dB}/\text{dec}$ 斜率下降，并满足带宽 90KHz ，相位裕度 45° 的设计要求。这样的系统是稳定的。

4 结束语

相位裕度是衡量 Buck 电压变换器稳定的重要参数，其中根据系统设置零极点的位置是改变相位裕度的主要手段。本文实际测量了 DC-DC 变换中补偿网络零极点位置影响系统相位裕度的波特图，对主板中电压变换设计有一定的指导意义。

参考文献:

- [1] Ron Lenk. Practical Design of Power Supplies: Wiley Publishing, Inc, 2005
- [2] Keith Billings. Switchmode Power Supply Handbook: McGraw-Hill Companies, 1999
- [3] 张占松, 蔡宣三 《开关电源的原理与设计》

作者简介:

郭奉凯 (1983-)，山东利津人，主要研究方向为开关电源设计与仿真。

E-mail: guofengkai@163.com

陈嘉凯 (1980-)，山东莒县人。CAPF. BF

E-mail: cjk968@sohu.com