开关电源环路中的 TL431-Part5

稳定 CCM 65W 反激式转换器

反激式转换器在笔记本适配器市场很普及，这种转换器工作在电流模式控制，使其非常适合于低成本且坚固的结构。这类转换器的典型应用如**图 1** 所示。其中的控制器采用了 NCP1271，这一器件工作在固定频率电流模式控制，包含众多的实用特性，如基于定时器的短路保护、提供利于抑制电磁干扰(EMI)信号的频率调制技术，以及工作在软工作模式的跳周期功能，以满足没有可听噪声时的待机能耗要求。这些转换器通常用于低电源输入时工作在连续导电模式(CCM)以降低导电损耗，而在高电源输入时自然转换到非连续导电模式(DCM)工作。在本文的案例中，假定硬件设计已经完成，这表示已经选择好变压器初级电感 L_p、变压器匝数比 N 及剩余元件。TL431 单独考虑，等待选择补偿元件。

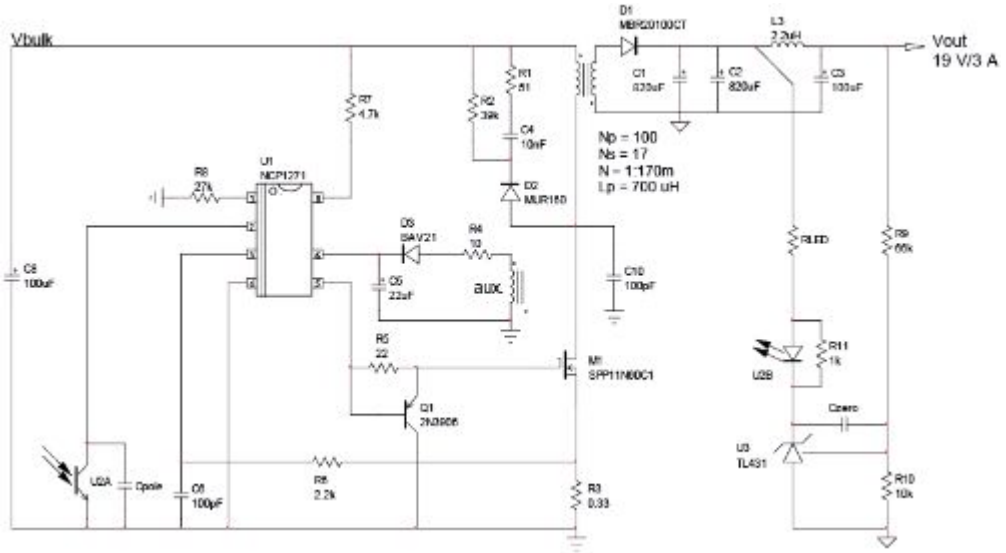

图 1　　采用 NCP1271，包含频率抖动振荡器的典型反激式转换器

首先要做的事情是获取电流模式反激转换器的控制至输出的传递函数，即所谓的开环受控体传递函数。有几种方法来实现这个目标：

1. 解析出所考虑转换器的小信号模式，并使用自动化数学工具析取电源段响应的幅度和相位。CCM 电流模式转换器的幅度等式相当复杂，如等**式(1)**所示。可看到等式中的不同极点/零点，以及位于开关频率 fn 一半频率处、受品质系数 Q_p 影响的 2 个次谐波极点。

$$|H(f)| = 20\log_{10}\left[G_c \frac{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_{z1}}\right)^2}\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_{z2}}\right)^2}\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_{z3}}\right)^2}}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_{p1}}\right)^2}} \frac{1}{\sqrt{\left(1-\left(\frac{f}{f_n}\right)^2\right)^2+\left(\frac{f}{f_n Q_p}\right)^2}}\right] \quad (1)$$

相位也要单独计算，确保产生完整的波特图。第二个条件等式上的负号显示 f_{z2} 实际上是一个右半平面零点(RHPZ)。

$$\arg H(f) = \tan^{-1}\left(\frac{f}{f_{z1}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{f}{f_{z2}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{f}{f_{z3}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{f}{f_{p1}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{f}{f_n Q_p}\frac{1}{1-\left(\frac{f}{f_n}\right)^2}\right) \quad (2)$$

诚然，这些公式表示单独计算所有项，且需要极仔细地计算最终结果及标波特图。此外，它们只适用于 CCM 模式。如果转换器转换至 DCM 模式，这些等式就需要进行更新，拖长了本研究的时间。如果理解如何得出这些结果的技术对于声称掌握开关电源环路控制的人是至关重要的，这些公式的实际应用就局限于轻松进行数学分析的人。

2. 采用 SPICE 大信号或小信号平均模型。这并不防碍获知模型背后潜藏的知识，但不再需要处理枯燥的等式。SPICE 模型首先自动计算工作点，并标识转换器是工作在 CCM 模式或是 DCM。SPICE 模型然后选择适合的等式排列，而且按下开始按钮，1 秒钟内就可以获得交流仿真结果图。

3. 还可采用自动化软件。安森美半导体已发布自动化电子表格，可处理所有这些细节问题：计算 L_p、N、输入电压等的元件值，只要按下更新按钮，一切都帮您完成。后文可看到具体的工作过程。

4. 最后一种选择是构建原型，及尝试借使用网络分析仪解析电源段的交流响应。当测试的电源环路已经稳定及想借基准测量来确认计算时，操作相当简单。在电源未稳定或很不稳定的情况下，这任务很复杂，可能让人懊恼。相反，如果结合选择 4 及上述一种方法，就能确保在最短的时间内构建坚固且稳定的原型。

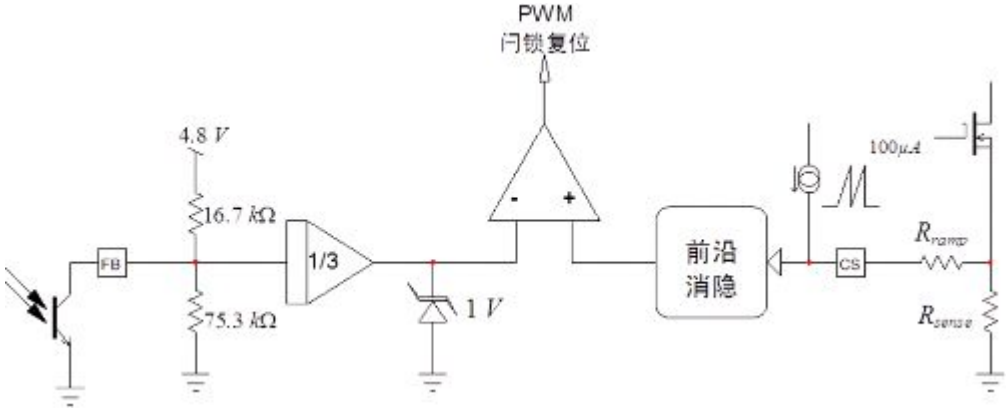

图 2　NCP1271 控制器的内部功能框图显示最大峰值电流精确钳位至 1V±5%

在进行平均仿真之前，有必要研究这个控制器的内部架构。典型 NCP1271 的功能框图如**图 2** 所示，其中电流感测比较器接收其反相输入上的分路反馈信息，以及其同相输入上的电流感测信号。

反馈电压经过除以 3 的操作后，在光耦合器集电极提供适当的动态范围。CS 引脚上读取的初级电流持续与反馈信号进行比较。在出现环路开路反馈、输出轨短路等故障情况下，这一电流安全钳位至精确的 1V 电平。180ns 的前沿消隐(LEB)电路净化电流感测信号，消除杂散元件或二极管 t_{rr} 等可能容易滋生的所有寄生振荡。在采用 CCM 模式工作的电流模式控制转换器中，斜坡补偿技术很有用，可用于调制一半开关频率处的极点。出于这个目的，可凭借与电流感测引脚串联的电阻 R_{ramp}，简化这类斜坡的应用。可调整这一电阻，使电阻值为期望的值，同时这一电阻的放置必须紧邻控制器，而从 CS 引脚至地的小型 100pF 电容能帮助整个电源进一步加强抗扰度。

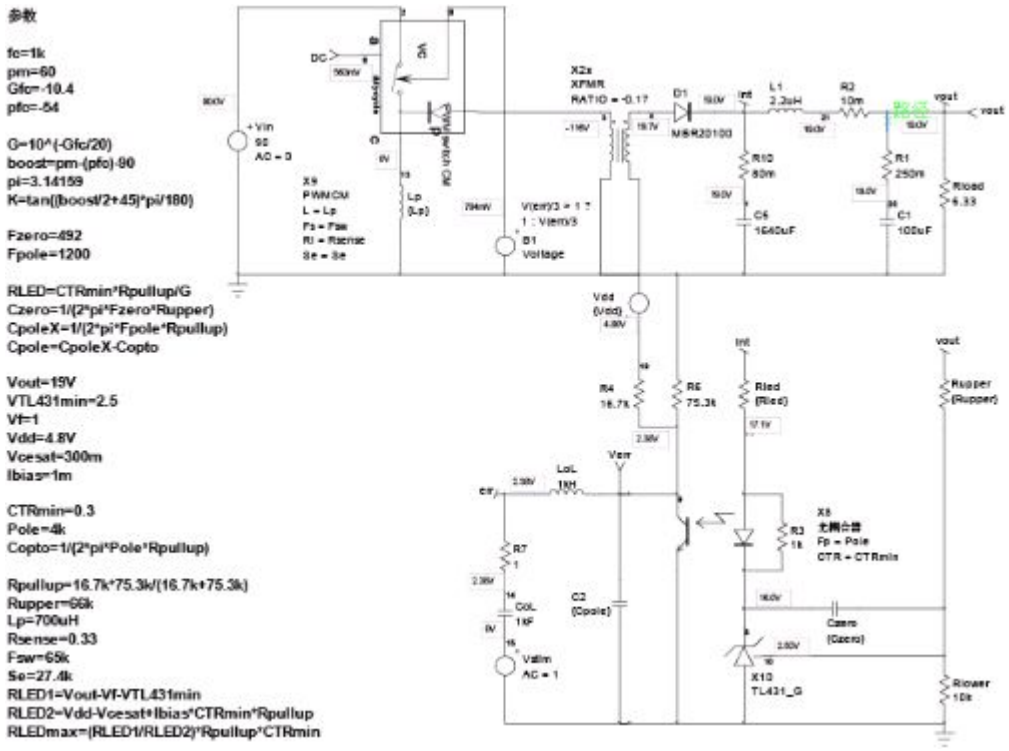

图 3　　使用自动切换平均模型的 CCM 电流模式转换器的小信号表征。

小信号表征

理解了内部架构，下面就来掌握交流仿真示意图。**图 3**所示为电源段及基于TL431 的补偿器。针对电流模式控制选择了专门的平均模型。参考文献 1 中详细描述了这支电路。它支持CCM/DCM工作条件，并在这两种工作条件间自动切换。这个电路由于其专门架构，能工作在直流、瞬态及交流，而在这些条件下都可精确预测次谐波振荡。

在除以 3 电路及其相关的 1V钳位组合至内嵌式的等式中，将漂移钳位至低于 1V，同时将反馈电压除以 3。这一等式对应的电路如**图 3**所示，基于B1 模拟行为模型电压源，采用INTUSOFT的IsSpice语法。如果采用Cadence的PSpice工具，等式如下：

E1 8 0 Value = { IF (V(err/3)>1,1,V(err/3)) }

图 3的示意图中反映了直流工作电平。在任何仿真开始前，仿真器计算这些偏置点。当使用平均模型时，要检查这些偏置点是否符合期望。在本文案例中，输出电压是 19V，计算出占空比为 56.2%，这看上去是对的。0.33W的感测电阻上的峰值电流设定点为 568mV，显示峰值电流为 1.7A。既然平均模型给出正确的直流点，可期望$H(s)=V_{out}(s)/V_{FB}(s)$具有正确的交流响应，其中$V_{FB}(s)$表示控制器反馈引脚上的电压。标图如**图 4**所示，显示了一半开关频率时的次谐波峰值。

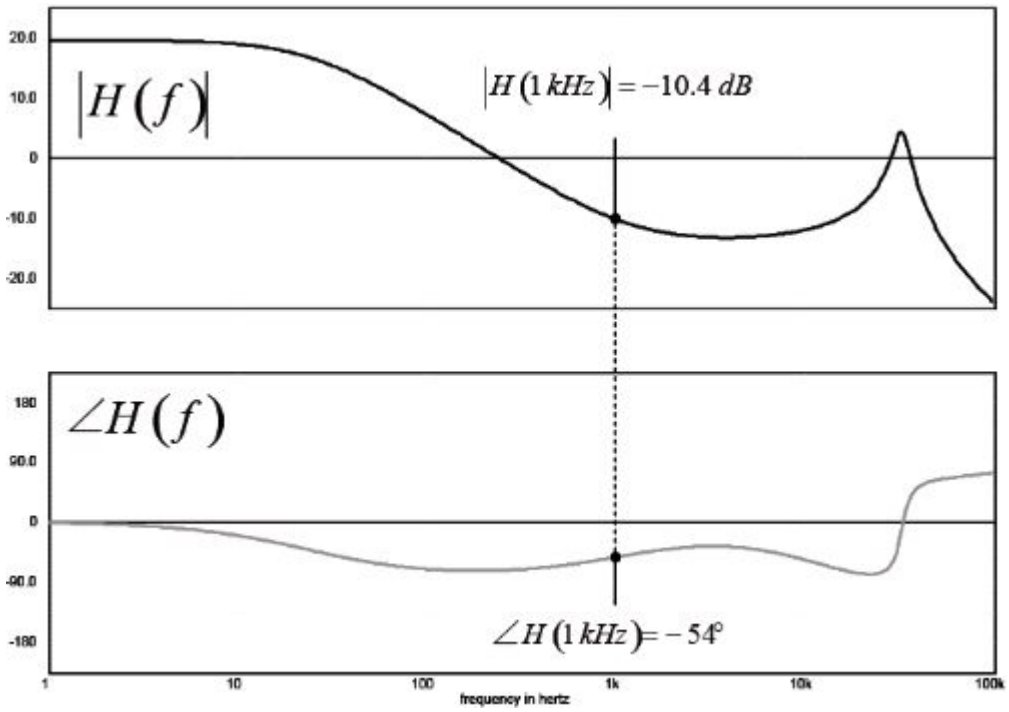

图 4　电源段交流响应显示一半开关频率时次谐波达到峰值，暗示要注入外部斜坡来抑制这些次谐波极点。

这一次谐波尖峰能注入谐波补偿实现快速抑制。最快的方式是计算初级电感的衰减斜坡，将其 50%注入模型，并最终注入控制器中。完整公式如下所示，其中涉及到输出电压 V_{out}、初级电感 L_p、输出二极管正向压降 V_f、感测电阻 R_{sense} 及变压器匝数比 N：

$$S_e = 50\%\left(\frac{V_{out}+V_f}{NL_p}R_{sense}\right) = 0.5\times\left(\frac{19+0.8}{0.17\times 700u}\times 0.33\right) = 27.4\,kV/s \qquad (3)$$

在 1kHz 带宽时补偿转换器

在**图 4**中可以看到 1kHz带宽时-10.4dB的衰减。因此，必须定制补偿器传递函数G(s)，在 1kHz时提供+10.4dB的增益。然后，必须提供某种程度的相位提升，从而在环路关闭时提供足够的相位余量。相位余量的选择取决于众多标准，其中包括恢复时间及元件差量。为确保相位余量不低于 45˚的限制，可争取 60˚的相位余量。为获得这种程度的余量，需要放置极点和零点，使补偿器在接近 1kHz的区域提升相位。需要提供多少的相位提升才能达到 60˚的相位余量？参考文献 1 提供了一个简单的公式，累加补偿环路中出现的相位旋转，并计算超出-360˚限制外所需要的相位提升：

$$BOOST = \varphi_m - \arg H(f_c) - 90° = 60° + 54 - 90 = 24° \qquad (4)$$

在受控体传递函数 H(s)中，可看到输出电容等效串联电阻(ESR)的影响，ESR 可抵制低频极点并改善相位。为迫使增益沿着频率轴的前进而下降，通常需要在恰好出现 ESR 零点的位置放置一个极点：

$$f_{P_1} = \frac{1}{2\pi R_{ESR}C_{out}} = \frac{1}{6.28\times 80m\times 1.64m} = 1.2\,kHz \qquad (5)$$

有了一个位于 1.2kHz 带宽的极点，实际上还要在这个带宽放置零点以获得 24˚的相位提升。极点与零点相隔得越近，获得的相位提升就越少。当然，当它们一致时，相位提升就为零，而最后获得的是一个纯粹的积分器。积分器，也称作 1 类补偿器，只适合于不需要相位提升的情况。例如，如果电源段在交

越频率处拥有低于 45°的相位旋转，那么 1 类补偿器就能完成补偿工作。在本文案例中，由于需要少许的相位提升，需要具有极点和零点的补偿电路。它遵从下面的传递函数等式：

$$G(s)=\frac{\left(1+\frac{s}{s_{z_1}}\right)}{\left(1+\frac{s}{s_{p_1}}\right)} \tag{6}$$

滤波器导致的相位旋转是分子幅角与分母幅角的简单相减：

$$\arg G(f)=\arctan\left(\frac{f}{f_{z1}}\right)-\arctan\left(\frac{f}{f_{p1}}\right) \tag{7}$$

假定交越频率为 1kHz、极点位置在 1.2kHz 及期望的相位提升为 24°，现在从下面的等式就可解出零点位置：

$$f_{z_1}=\frac{f_c}{\tan\left[24^\circ+\tan^{-1}\left(\frac{f_c}{f_{p_1}}\right)\right]}=492\ Hz \tag{8}$$

知道了在何处放置极点及零点，下面就转向 TL431 网络的实际应用问题。

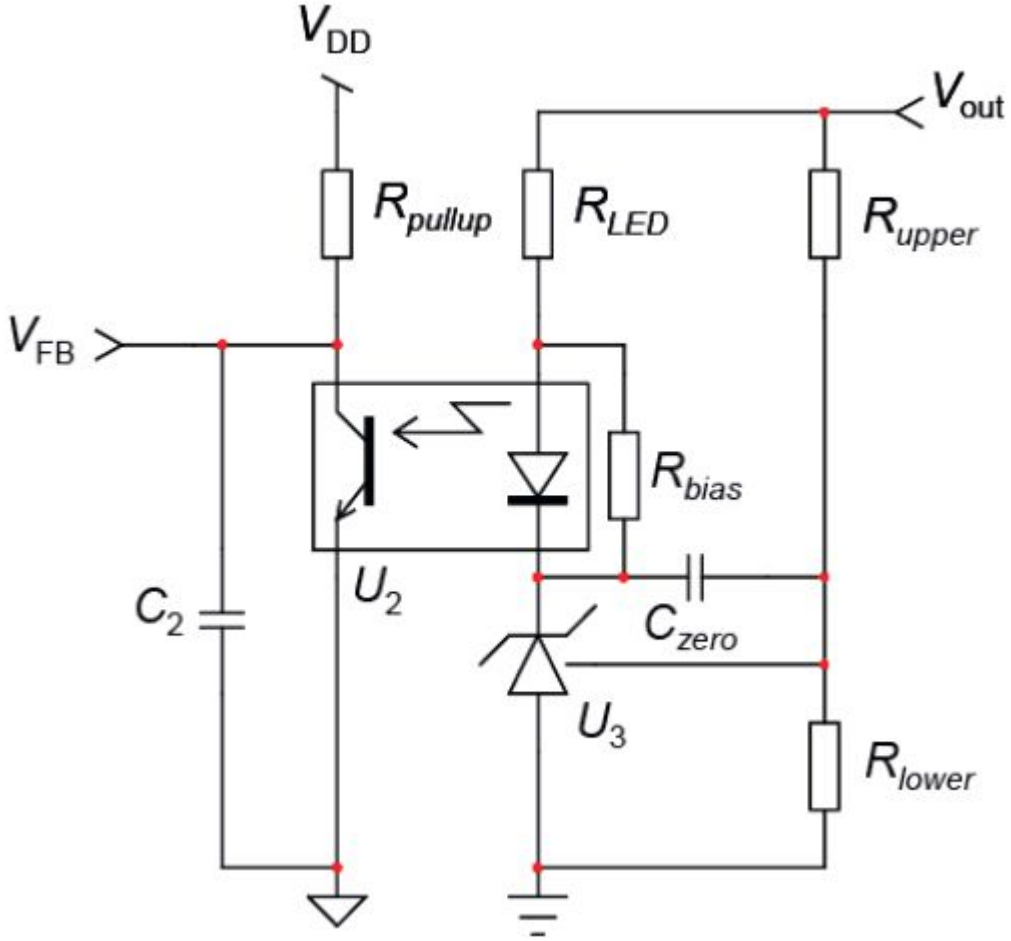

图 5　　采用 TL431 的 2 类补偿器结合了原极点、零点及高频极点

在 2 类补偿器网络中使用 TL431

2 类补偿器如**图 5** 所示。电路使用光耦合器来将隔离的次级端信息传递至初级端控制器。光耦合器需要进行特性表征，从而找出其极点所处的位置。在本文案例中，选择 SFH615 光耦合器，器件工作在 350μA 集电极电流(4.8V V_{DD} 及 16.7kW||75.3kW 的等效上拉电阻)下，显示出约在 4kHz 处的等效极点。因此，它的等效射极-集电极电容为：

$$C_{opto} = \frac{1}{2\pi \times 4k \times 16.7k \,||\, 75.3k} = 2.9\,nF \tag{9}$$

必须放置 1 个零点在 492Hz 处，并放置 1 个极点在 1.2kHz 处。决定零点及极点定义的等式如下所示。它们涉及到将 Vout 带至 TL431 的上部电阻 Rupper，以及等效上拉电阻 Rpullup：

$$C_{zero} = \frac{1}{2\pi R_{upper} f_{z_1}} = \frac{1}{6.28 \times 66k \times 492} \approx 4.9\,nF \tag{10}$$

$$C_{pole} = \frac{1}{2\pi f_{p_1} R_{pullup}} = \frac{1}{6.28 \times 1.2k \times 13.6k} \approx 9.7\,nF \tag{11}$$

C_{pole} 是由 C_2 结合 C_{opto} 组成的，当 C_{opto} 为 2.9nF，就简单得出 C_2 为：

$$C_2 = C_{pole} - C_{opto} = 9.7n - 2.9n = 6.8\,nF \tag{12}$$

最后，LED 串联电阻表征出在选定的 1kHz 频率处交越所需的中频带增益。对于配置在 2 类补偿器的 TL431 而言，中频带增益定义为：

$$R_{LED} = \frac{R_{pullup}\mathrm{CTR}}{G_0} = \frac{13.7k \times 0.3}{10^{\frac{10.4}{20}}} = 1.24\,k\Omega \tag{13}$$

额外电阻 R_{bias} 确保 TL431 中有一定的电流。采用 1kW 的阻值使得这可调节参考根据数据表建议来工作，而数据表中标明了最小偏置电流为 1mA。由于 LED 电阻上的额外偏置，得确保等式(13)提供符合 TL431 最低偏置电压条件(VTL431,min>> 2.5V)的结果。可指出 LED 电阻必须保持在一定值之下，以满足这个要求：

$$R_{LED,max} \le \frac{V_{out} - V_f - V_{TL431,min}}{V_{dd} - V_{CE,sat} + I_{bias}\mathrm{CTR}_{min}R_{pullup}} R_{pullup}\mathrm{CTR}_{min}$$

$$R_{LED,max} \le \frac{19 - 1 - 2.5}{4.8 - 0.3 + 1m \times 0.3 \times 13.6k} \times 0.3 \times 13.6k \le 7.4\,k\Omega \tag{14}$$

在本文案例中，有足够的余量来确保 TL431 在所有工作条件下都有足够的电压。在低输出电压案例下情况实际上恶化了：几乎不得不采用 1 类配置，其中 LED 电阻完全根据偏置考虑因素来计算。

从**图 3**左侧可以看到，所有这些计算都已经自动化，这要归功于INTOSOFT的SpiceNet的宏可能性。Cadence的OrCAD工具也具有这个特性，帮助快速试验不同的极点/零点组合。一旦环路实现补偿，就能检查低及高电源输入时的最终传递函数，确保相位余量仍然存在。这在**图 6** 中得到了确认。

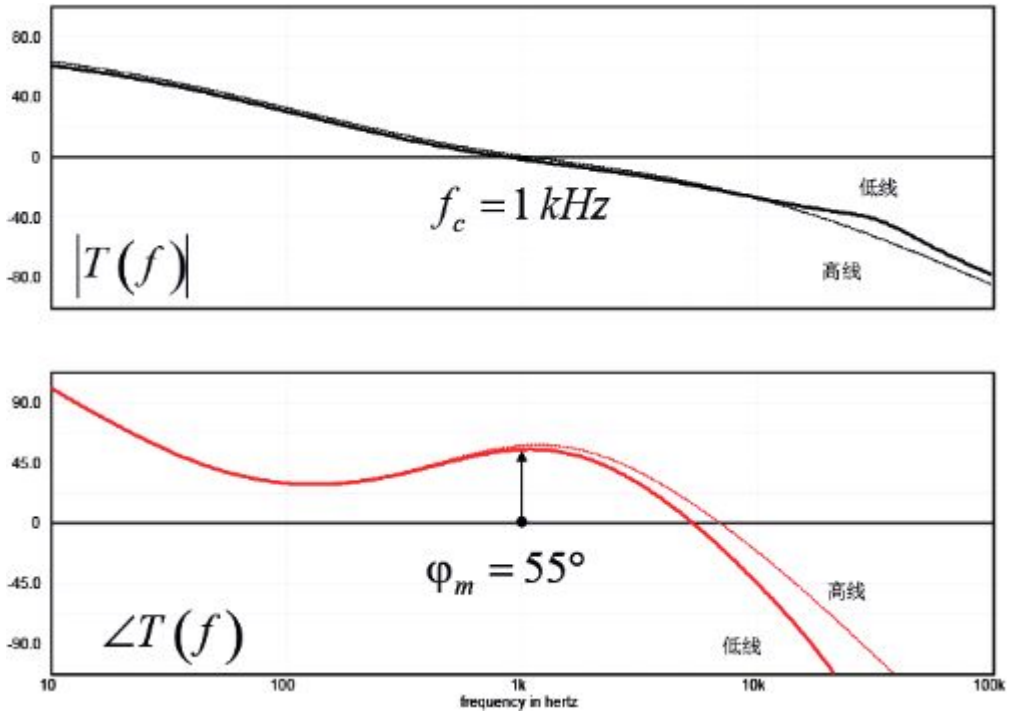

图 6　　一旦补偿了环路，转换器就呈现 1kHz交越频率及适宜的相位余量

新的自动化工具

如前文所见，补偿反激转换器需要有起码的控制环路理论知识。当然，也可以采用实验方法，尝试采用不同的电阻及电容值，直到阶跃响应的效果不错。但如果没有时间来求解方程式，为什么不转用能完成所有数学计算工作的自动化工具呢？这就恰好是当初开发基于Excel的电子表格时的想法，这种电子表格有多个单独标签页，从元件值到最终的物料单等。只需在转换器区域输入各元件值，然后点击“OK”按钮，就会看到电源段响应，如**图 7**(右侧)所示，确认了谐波尖峰及CCM工作。占空比为 55%，直流时增益变平至 19.6dB，如在**图 4**中所见。

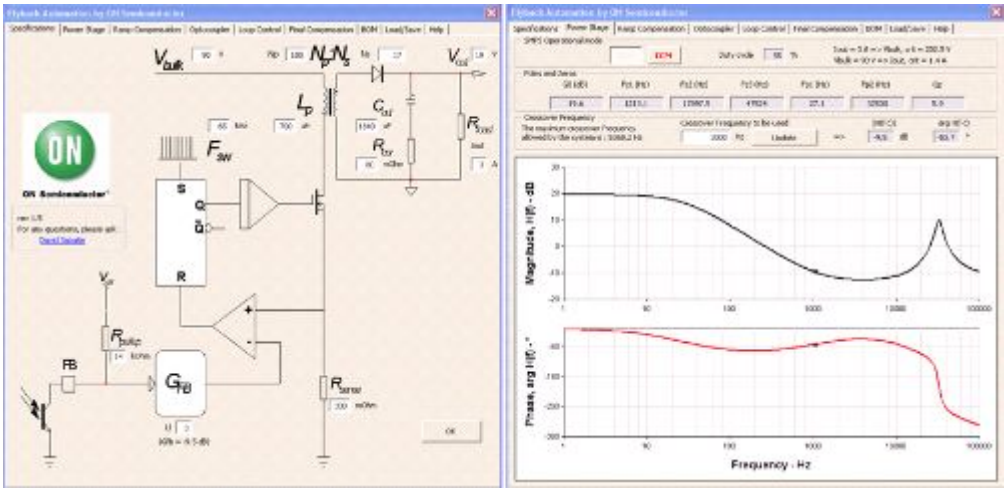

图 7　　左侧开启的屏幕输入已经计算出的各元件值。一旦点击“OK”按钮，电源段标签页就会出现，展示出电耗段交流响应(见图右侧)。

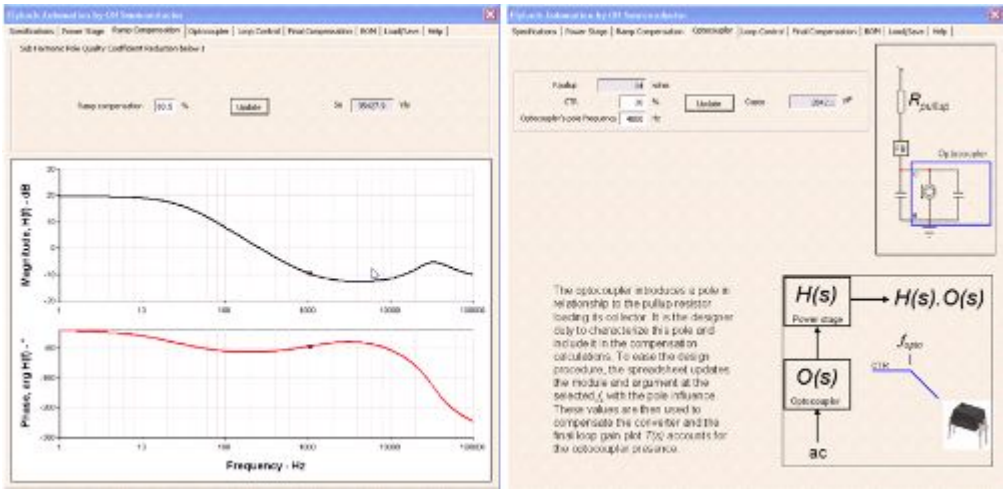

图 8　下一步是计算所需要的斜坡补偿量及其对电源段响应的影响。然后光耦合器标签页就会出现，提示输入所测得的极点。

这一软件会选择恰当量的补偿斜坡(见**图 8**)来抑制次谐波极点。这里使用的方法不同于等式(3)中使用的方法。电子表格计算出等效品质系数 Q_p，并核对需要多少斜坡补偿来将品质系数降至低于 1。理论上，它降低了由等式(3)导致的过补偿风险，因为等式(3)中考虑了达 100%的占空比漂移。然后，用户需要输入光耦合器的特性值，其中包含电流传递比(CTR)和根据上拉或下拉电阻决定的极点。在给定示例中，CTR 为 30%，其中所见到的极点在 4kHz 处。

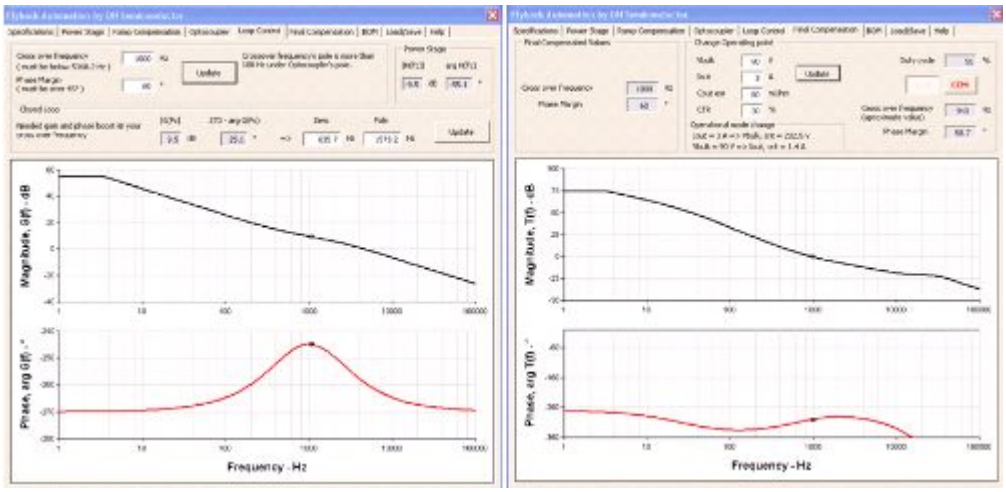

图 9　左图针对 60˚相位余量建议的补偿器显示出 25˚的相位提升，非常接近于计算过的值。一旦补偿了环路，最终的相位余量就会符合最初的期望(见右图)

如**图 9** 所示，2 类补偿器在 635Hz 频率处放置零点，并在 1.5kHz 频率处放置极点(见图左侧)，提供所需的 25˚相位提升。软件应用 k 因数技术，这一技术根据所选极点和零点频率的几何平均值设置交越频率。最后，如图 9 右侧所确认的，环路增益显示出临近 1kHz 处的交越点，并具有足够的相位余量。右上角的按钮能改变工作点，特别是输入电压和输出电流。按下“更新”按钮时，软件将重新计算电源特性，保持补偿器参数不变。然后它显示环路增益，展现所要求的改变。然后就能够快速地检查电源是否保持稳定，如当电源从 CCM 转换至 DCM 时。输出电容 ESR 和光耦合器 CTR 也是能够扫描出来的参数。

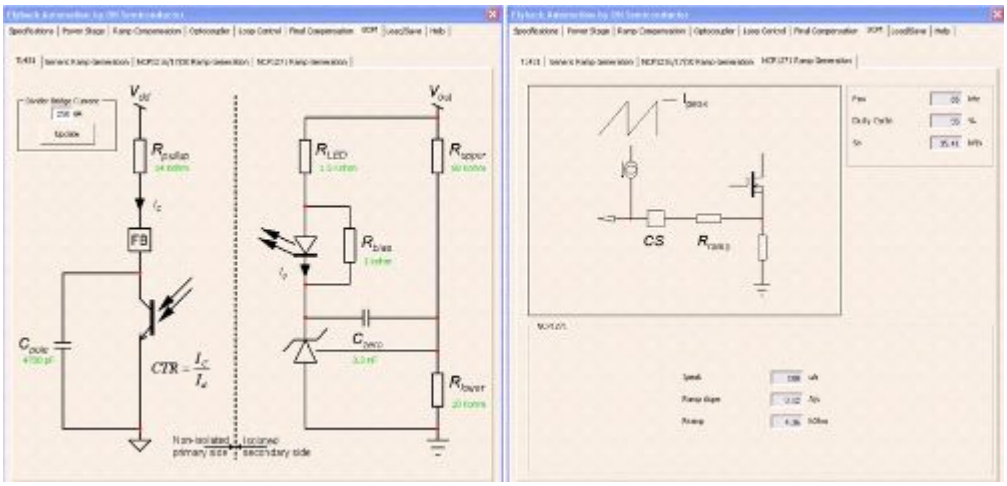

图 10　软件最后显示出 TL431 配置及其相关的元件(左图)。它还教设计者如何例常地或使用 NCP1271 内部电路来应用斜坡补偿(右图)

最后，**图 10** 所示为 TL431 示图及其所有计算出的值。图的右侧显示了实际应用的斜坡补偿方法。由于选择了 NCP1271，在感测元件到电流感测引脚间插入 1 个电阻便可实时完成这项工作。如前面所强调的，最后连接这个电阻及 1 个 100pF 的电容来接地，从而改善电流感测引脚的抗扰度。这两个元件都将位于紧邻控制器引脚的地方。

本文已经做过几个实验来检查电子表格中采用的补偿策略的有效性。实验显示采用网络分析仪在测试台上采集的最终结果非常接近于最终目标。大多数差异源自电容 ESR 或光耦合器特性。在运行软件前要极为注意这些特性，这样一来，环路控制将不再是一个头疼问题。

结语

本文是探讨 TL431 及其在开关电源环路补偿中的应用系列文章中的最后一篇，指出基于这种流行的分流稳压器设计恰当的补偿器所需要理解的相关参数。如果设计软件或仿真工具能快速地揭示有效的电路，同时如能理解补偿器计算背后的解析步骤对设计者会非常有利。这样一来，不单能够校验所提供的结果及检视方法中的不足，还能够重点突出对设计更重要的给定参数，改善最终结果。这也是成功的诀窍。