

# User's Guide

## Power Stage Designer



### 摘要

**Power Stage Designer™** 软件工具是一款基于 Java® 的工具，通过根据用户的输入来计算 21 种拓扑的电压和电流来帮助工程师加速电源设计。另外，Power Stage Designer 还包含波特图绘图工具和具有各种功能的实用工具箱，可帮助您进行电源设计。本文档介绍了如何使用 Power Stage Designer 的不同功能，并阐明了这些功能背后的计算原理。

### 内容

1 “Topologies” 窗口.....	2
2 FET Losses Calculator.....	5
3 Load Step Calculator.....	7
4 Capacitor Current Sharing Calculator.....	8
5 面向交流/直流电源的大容量电容器计算器.....	10
6 RCD-Snubber Calculator for Flyback Converters.....	11
7 RC-Snubber Calculator.....	13
8 Output Voltage Resistor Divider.....	15
9 Dynamic Analog Output Voltage Scaling.....	17
10 Dynamic Digital Output Voltage Scaling.....	18
11 Unit Converter.....	19
12 Loop Calculator.....	20
12.1 输入.....	21
12.2 传递函数.....	23
13 Filter Designer.....	35
13.1 阻抗.....	35
13.2 传递函数.....	35
13.3 滤波器输出阻抗.....	36
13.4 阻尼因子.....	36
14 其他信息.....	37
15 修订历史记录.....	37

### 插图清单

图 1-1. 显示所支持拓扑的 Power Stage Designer 主窗口.....	2
图 1-2. SEPIC 的拓扑窗口.....	3
图 1-3. 在 CCM 中运行的 SEPIC 的 FET Q1 图形窗口.....	4
图 2-1. “FET Losses Calculator” 窗口.....	5
图 3-1. “Load Step Calculator” 窗口.....	7
图 4-1. Capacitor Current Sharing Calculator.....	8
图 5-1. “Bulk Capacitor Calculator for AC/DC Power Supplies” 窗口.....	10
图 6-1. “RCD-Snubber Calculator for Flyback Converters” 窗口.....	12
图 7-1. “RC-Snubber Calculator” 窗口.....	13
图 8-1. “Output Voltage Resistor Divider Calculator” 窗口.....	15
图 9-1. “Dynamic Output Voltage Scaling Calculator” 窗口.....	17
图 10-1. “Dynamic Output Voltage Scaling Calculator” 窗口.....	18
图 11-1. “Unit Converter” 窗口.....	19
图 12-1. “Loop Calculator” 窗口.....	20
图 12-2. II 型补偿网络原理图.....	28
图 12-3. II 型跨导补偿网络原理图.....	30
图 12-4. III 型补偿网络原理图.....	31

图 12-5. 具有齐纳钳位的隔离式 II 型补偿网络的原理图.....	32
图 12-6. 没有齐纳钳位的隔离式 II 型补偿网络原理图.....	33
图 13-1. “Filter Designer” 窗口.....	35

## 商标

Power Stage Designer™ is a trademark of Texas Instruments.

Java® is a registered trademark of Oracle.

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 1 “Topologies” 窗口

要使用 Power Stage Designer 开始电源设计，首先从 “Topology” 菜单中选择一个拓扑。窗口会更改并显示所选拓扑的示意图，其中包含一组输入字段和各种输出值。输入电源规格参数后，Power Stage Designer 会建议输出电感值保持在输入的电流纹波要求以下。对于隔离式拓扑，该工具还会根据所选的最大占空比显示建议的变压器匝数比 (TTR)，并建议磁化电感的值。用户可以输入他们选择的值，并评估这些值对电压和电流波形，以及其他参数 (如开通时间、关断时间和占空比) 的影响。

图 1-1 展示了 Power Stage Designer 的主窗口，其中显示支持的拓扑。

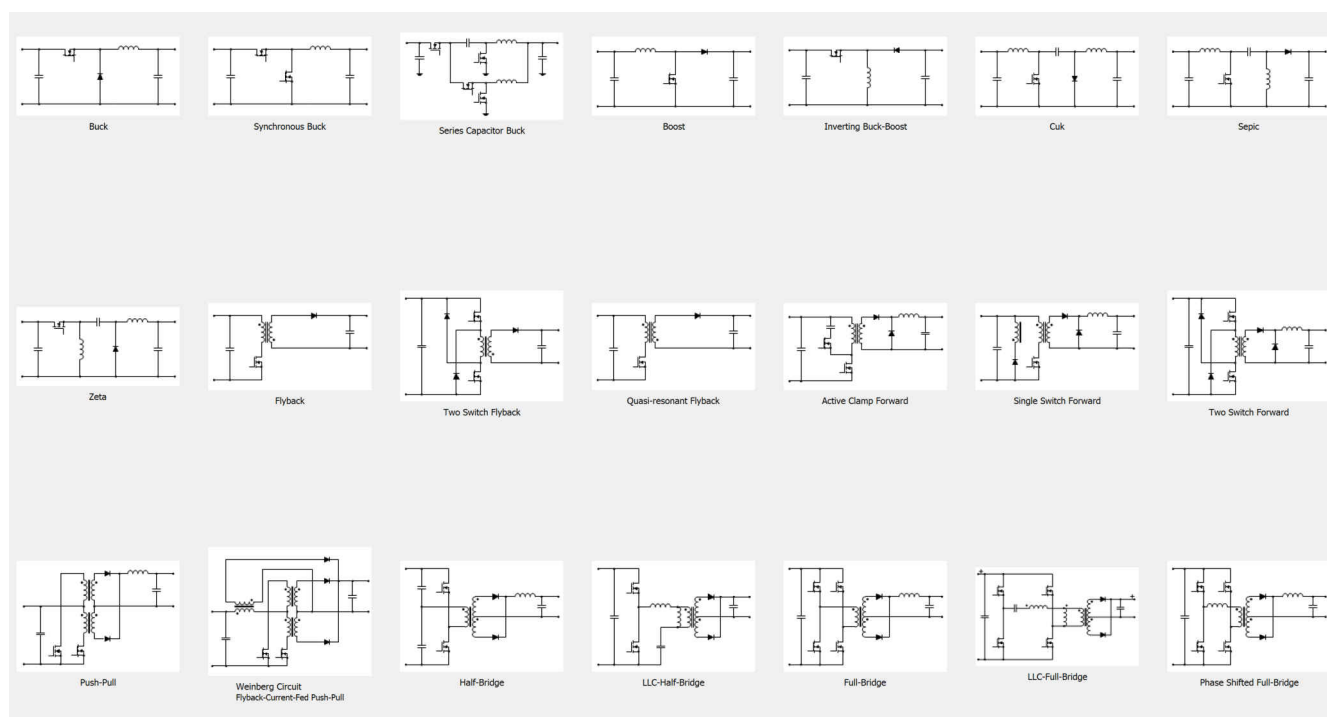


图 1-1. 显示所支持拓扑的 Power Stage Designer 主窗口

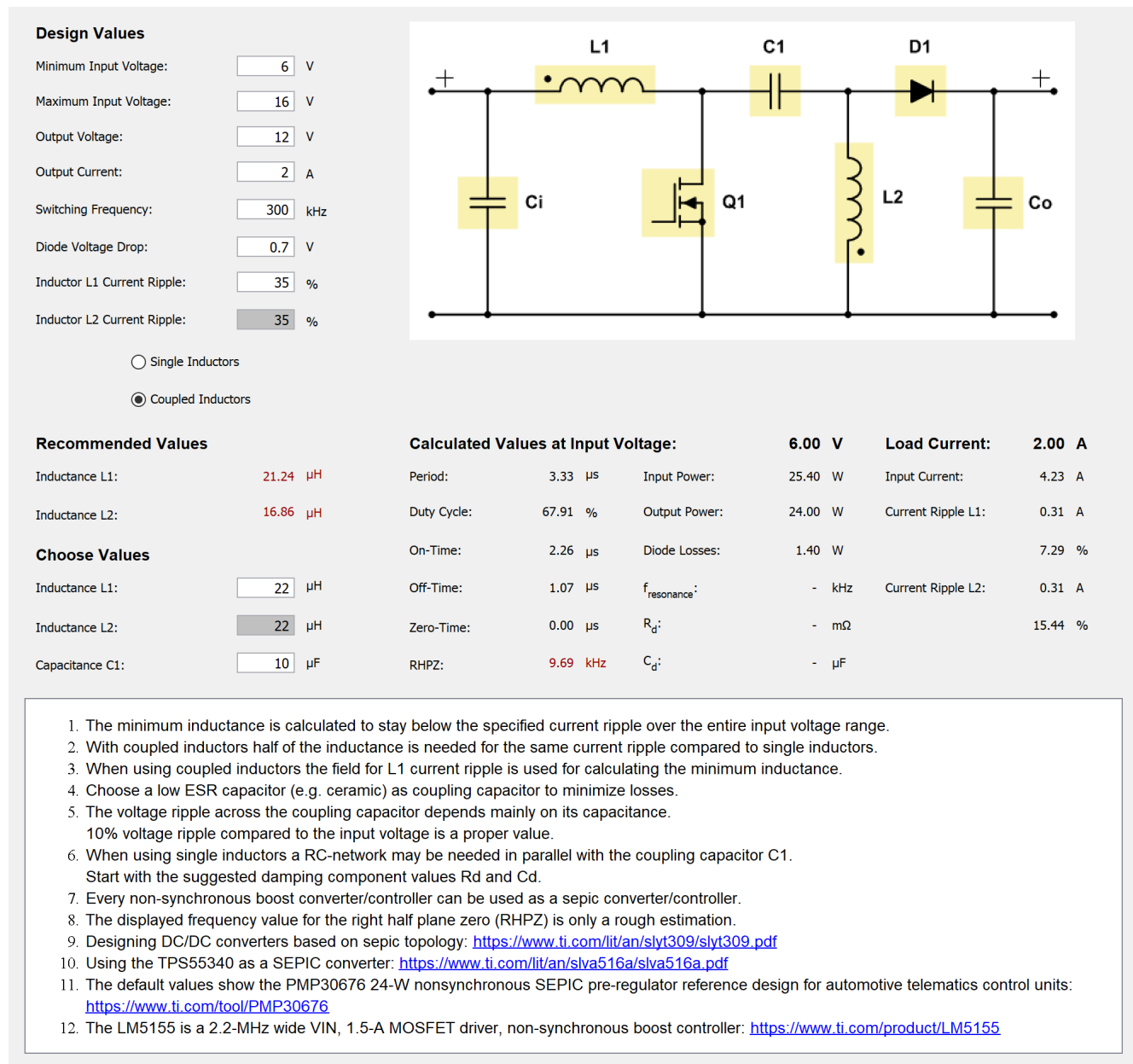


图 1-2. SEPIC 的拓扑窗口

点击原理图中的黄色突出显示元件之一（请参阅图 1-2）后，将在一个新窗口中显示此特定元件的电压和电流波形（请参阅图 1-3）。此窗口中还提供了其他信息，例如最小和最大电压、最小和最大电流，以及电流的均方根 (RMS)、平均值和 AC 值。可以使用滑块在整个输入电压范围内更改输入电压。对于大多数拓扑，可以使用第二个滑块在输入的输出电流的 1% 到 100% 的范围内更改负载电流。由于某些拓扑模型不支持如此宽的负载电流范围，因此只能在 50% 到 100% 的范围内调整负载电流滑块。准谐振反激式模型使用固定输出功率作为所有计算的基础。这就是负载电流滑块不适用于此特定拓扑的原因。



图 1-3. 在 CCM 中运行的 SEPIC 的 FET Q1 图形窗口

### 备注

用于计算的所有公式都是理想情形，唯一的例外是考虑到了整流器和续流二极管的正向电压。有关某些拓扑背后的公式集合，请参阅[电源拓扑手册](#)。

## 2 FET Losses Calculator

通过 FET Losses Calculator，用户可以比较两个不同的 FET，或计算硬开关功率级中主 FET 和同步整流器的损耗。图 2-1 展示了“FET Losses Calculator”窗口。

### 备注

准谐振反激、LLC 半桥、LLC 全桥和相移全桥是谐振拓扑。手动输入可以提供更准确的结果。

The screenshot shows the FET Losses Calculator interface. It is divided into three main sections: General Circuit Information, FET1, and FET2.

**General Circuit Information:**

- $I_{FET,min}$ : 6.0 A
- $I_{FET,max}$ : 8.0 A
- $I_{FET,rms}$ : 5.5 A
- $I_{FET2,rms}$ : 5.5 A
- $f_{switch}$ : 300 kHz
- $V_{GS}$ : 4.5 V
- $V_{DS}$ : 7.5 V

**Instructions:**

1. Use the  $R_{DS(on)}$  from the datasheet at  $V_{GS}$  of the used controller.
2. Obtain  $V_{GS(th)}$ ,  $Q_{gs}$ ,  $Q_{gd}$ ,  $C_{oss}$ ,  $V_{SD}$  from the datasheet of the FET.
3.  $Q_{g(th)}$  (if not specified in the datasheet),  $Q_g$  (depends on  $V_{GS}$ ) and  $V_{miller}$  have to be obtained from the " $Q_g$  vs.  $V_{GS}$ " graph of the FET's datasheet.
4.  $t_{dead,on}$  (Time delay between HDRV fall and LDRV rise) and  $t_{dead,off}$  (Time delay between HDRV rise and LDRV fall) need to be obtained from the datasheet of the used controller.
5. Adjust the total gate resistance with the slider to achieve the maximum driver current your controller supports.
6. Activate the "Synchronous Rectifier" Radio Button to make calculations for a FET used as synchronous rectifier.

**FET1: CSD1851Q5S**

- ☒ Main FET
- ☐ Synchronous Rectifier
- $R_{DS(on)}$ : 1.2 mΩ
- $Q_{gs}$ : 28.0 nC
- $Q_{gd}$ : 21.0 nC
- $Q_{g(th)}$ : 15.0 nC
- $Q_g$ : 75.0 nC
- $C_{oss}$ : 1080 pF
- $V_{GS(th)}$ : 2.3 V
- $V_{miller}$ : 2.6 V
- $V_{SD}$ : 1.0 V
- $t_{dead,on}$ : 70 ns
- $t_{dead,off}$ : 80 ns
- Conductive Losses: 36.30 mW
- Switching Losses: 0.24 W
- Body Diode Losses: 0.00 mW
- $C_{oss}$  Losses: 9.11 mW
- Total Losses: 0.28 W
- Driver Losses: 0.10 W
- Driver Current: 1.95 A
- Rise time: 17.39 ns
- Fall time: 13.38 ns
- $R_{g,FET} + R_{gate} + R_{driver}$ : 1.00 Ω

**FET2: CSD18514Q5A**

- ☒ Main FET
- ☐ Synchronous Rectifier
- $R_{DS(on)}$ : 7.9 mΩ
- $Q_{gs}$ : 6.0 nC
- $Q_{gd}$ : 5.0 nC
- $Q_{g(th)}$ : 3.4 nC
- $Q_g$ : 18.0 nC
- $C_{oss}$ : 267 pF
- $V_{GS(th)}$ : 2.4 V
- $V_{miller}$ : 2.9 V
- $V_{SD}$ : 1.0 V
- $t_{dead,on}$ : 60 ns
- $t_{dead,off}$ : 60 ns
- Conductive Losses: 0.24 W
- Switching Losses: 54.93 mW
- Body Diode Losses: 0.00 mW
- $C_{oss}$  Losses: 2.25 mW
- Total Losses: 0.30 W
- Driver Losses: 24.30 mW
- Driver Current: 1.68 A
- Rise time: 4.53 ns
- Fall time: 2.71 ns
- $R_{g,FET} + R_{gate} + R_{driver}$ : 1.00 Ω

图 2-1. “FET Losses Calculator” 窗口

为了获得更准确的结果，确定电源管理控制器的栅极驱动电压 ( $V_{GS}$ ) 至关重要，因为  $Q_g$  (与驱动器损耗相关) 和  $R_{DS(on)}$  的值取决于该电压，该电压必须从 FET 数据表中的图表中获取。

在电源的 FET 中可以看到的不同损耗包括传导损耗、开关损耗、 $C_{oss}$  损耗和体二极管损耗。反向恢复损耗被忽略，但在高开关频率下会变得很重要。

传导损耗：

$$P_{cond} = I_{FET,rms}^2 \times R_{DS(on)} \quad (1)$$

开关损耗：

$$t_{\text{rise}} = \frac{(Q_{\text{gs}} - Q_{\text{g(th)}}) \times R_{\text{g:total}}}{V_{\text{GS}} - \frac{V_{\text{miller}}}{2} - \frac{V_{\text{GS(th)}}}{2}} + \frac{Q_{\text{gd}} \times R_{\text{g:total}}}{V_{\text{GS}} - V_{\text{miller}}}$$

$$t_{\text{fall}} = \frac{Q_{\text{gd}} \times R_{\text{g:total}}}{V_{\text{miller}}} + \frac{(Q_{\text{gs}} - Q_{\text{g(th)}}) \times R_{\text{g:total}}}{\frac{V_{\text{miller}}}{2} + \frac{V_{\text{GS(th)}}}{2}}$$

$$P_{\text{sWitching}} = V_{\text{DS}} \times \frac{f_{\text{sWitch}}}{2} \times (t_{\text{rise}} \times I_{\text{FET, min}} + t_{\text{fall}} \times I_{\text{FET, max}}) \quad (2)$$

C<sub>oss</sub> 损耗：

$$P_{\text{Coss}} = C_{\text{oss}} \times V_{\text{DS}}^2 \times \frac{f_{\text{sWitch}}}{2} \quad (3)$$

体二极管损耗：

$$P_{\text{body}} = V_{\text{SD}} \times f_{\text{sWitch}} \times (t_{\text{dead, on}} \times I_{\text{FET, min}} + t_{\text{dead, off}} \times I_{\text{FET, max}}) \quad (4)$$

主 FET 的总损耗可以通过[方程式 5](#) 计算

$$P_{\text{total}} = P_{\text{cond}} + P_{\text{sWitching}} + P_{\text{Coss}} \quad (5)$$

对于同步整流器，由于采用软开关，开关损耗为零，但在死区时间内，体二极管导通。因此，总损耗结果如[方程式 6](#) 所示：

$$P_{\text{total}} = P_{\text{cond}} + P_{\text{body}} + P_{\text{Coss}} \quad (6)$$

此外，电源管理控制器中会出现驱动器损耗，计算方法如[方程式 7](#) 所示：

$$P_{\text{driver}} = Q_{\text{g}} \times V_{\text{GS}} \times f_{\text{sWitch}} \quad (7)$$

电源管理控制器通常具有有限的栅极驱动电流，这些电流可以拉出和灌入。因此，重要的是调整栅极驱动路径中的总电阻，使产生的栅极驱动电流等于或小于数据表中的限制。

### 3 Load Step Calculator

通过 *Load Step Calculator*，用户能够估算所需的最小输出电容，以便满足使用电流模式控制或电压模式控制方案的电源的特定负载瞬态要求。

☐ Voltage Mode
 ☒ Current Mode

L:   $\mu\text{H}$   
 ESR:   $\text{m}\Omega$   
 $\Delta I$ :  A  
 $\Delta V$ :  V  
 $f_{co}$ :  kHz  
 Phasemargin:   $^\circ$   
 Minimum  $C_{out}$ : 1.6 mF

1. A phase margin of minimum  $60^\circ$  at room temperature is recommended for all designs.
2. A phase margin of minimum  $65^\circ$  at room temperature is recommended for designs using electrolytic output capacitors.
3. DC-biasing effects of MLCCs need to be considered when selecting the right amount of output capacitance!
4. The effect of ESL is neglected in this calculation model, but needs to be considered when designing high current converters ( $>50\text{A}$ ).
5. Power Tips: Calculating capacitance for load transients:  
[https://e2e.ti.com/blogs\\_/b/powerhouse/archive/2015/05/14/power-tips-calculating-capacitance-for-load-transients](https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/archive/2015/05/14/power-tips-calculating-capacitance-for-load-transients)

图 3-1. “Load Step Calculator” 窗口

电流模式控制 (CMC) :

$$C_{out} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{co} \times \left( \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{tran}} - \text{ESR} \right) \times \sqrt{2 - 2 \times \cos\left(\frac{\text{PM} \times \pi}{180^\circ}\right)}} \quad (8)$$

电压模式控制 (VMC) :

$$C_{out} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{co} \times \left( \frac{1}{\frac{\Delta I_{tran}}{\Delta V_{out}} - \frac{1}{2 \times \pi \times f_{co} \times L}} - \text{ESR} \right) \times \sqrt{2 - 2 \times \cos\left(\frac{\text{PM} \times \pi}{180^\circ}\right)}} \quad (9)$$

## 4 Capacitor Current Sharing Calculator

当在电源的输入端或输出端并联连接不同类型的电容器时，流经每个电容器的 **RMS** 电流是不同的，因为它取决于电容器在整个频率范围内的阻抗。要获得每个电容器的 **RMS** 电流的精确结果，必须计算开关频率的所有谐波的阻抗和电流。每个谐波的 **RMS** 电流必须根据谐波频率下总阻抗和单个电容器阻抗之间的比率，通过总电流信号的快速傅里叶变换 (FFT) 导出。

图 4-1 展示了 Capacitor Current Sharing Calculator。

### 备注

在 **Power Stage Designer** 中，仅在开关频率下计算阻抗和 **RMS** 电流。因此，得到的 **RMS** 电流是粗略的估计值。

Capacitance C <sub>1</sub> :	<input type="text" value="0.1"/>	μF	ESR C <sub>1</sub> :	<input type="text" value="4"/>	mΩ	ESL C <sub>1</sub> :	<input type="text" value="4"/>	nH
Capacitance C <sub>2</sub> :	<input type="text" value="1"/>	μF	ESR C <sub>2</sub> :	<input type="text" value="4"/>	mΩ	ESL C <sub>2</sub> :	<input type="text" value="4"/>	nH
Capacitance C <sub>3</sub> :	<input type="text" value="100"/>	μF	ESR C <sub>3</sub> :	<input type="text" value="40"/>	mΩ	ESL C <sub>3</sub> :	<input type="text" value="4"/>	nH
RMS Current:	<input type="text" value="2.5"/>	A						
f <sub>switch</sub> :	<input type="text" value="300"/>	kHz						
RMS Current C <sub>1</sub> :	0.02 A		<p>1. The RMS current of each capacitor is calculated <u>only</u> at the entered switching frequency based on the impedance of each capacitor. Thus the displayed result is a rough estimation as impedances might be different at higher harmonics, but contribute to the overall rms current.</p> <p>2. Typical capacitor ESL values are between 1nH and 7nH.</p>					
RMS Current C <sub>2</sub> :	0.19 A							
RMS Current C <sub>3</sub> :	2.50 A							

图 4-1. Capacitor Current Sharing Calculator

可以按照[方程式 10](#) 计算一个电容器在开关频率下的阻抗 ( n 可以是 1、2 或 3，并且是指电容器指数 )：

$$Z_{cap,n} = ESR_{C_n} + i \times \left( 2 \times \pi \times f_{switch} \times ESL_{C_n} - \frac{1}{2 \times \pi \times f_{switch} \times C_n} \right) \quad (10)$$

电容器的典型 **ESL** 值为 1nH 至 7nH。假设导体的寄生电感为 6nH/cm，陶瓷电容器的电感可以通过将该值乘以电容器长度来估算。PCB 布线和过孔可能会略微增大此值 ( 请参阅 [\[1\]](#) )。



开关频率下三个并联电容器的总阻抗如[方程式 11](#) 所示：

$$Z_{\text{total}} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{\text{cap},1}} + \frac{1}{Z_{\text{cap},2}} + \frac{1}{Z_{\text{cap},3}}} \quad (11)$$

在忽略包括开关频率的所有其他谐波时，一个电容器的 RMS 电流计算如 [方程式 12](#) 所示：

$$I_{\text{rms:cap},n} = I_{\text{rms,total}} \times \frac{|Z_{\text{total}}|}{|Z_{\text{cap},n}|} \quad (12)$$

## 5 面向交流/直流电源的大容量电容器计算器

交流/直流电源通常需要输入整流器后面的大容量电容器，该电容器为转换器级提供准恒定的输入电压（请参阅图 5-1）。Power Stage Designer 可以根据所需的最小恒电压  $V_{\text{bulk,min}}$ 、最大可接受电压纹波  $\Delta V$ （百分比）、输入电源  $P_{\text{in}}$  和最小线路频率  $f_{\text{line,min}}$  来计算最小电容（请参阅方程式 13）。

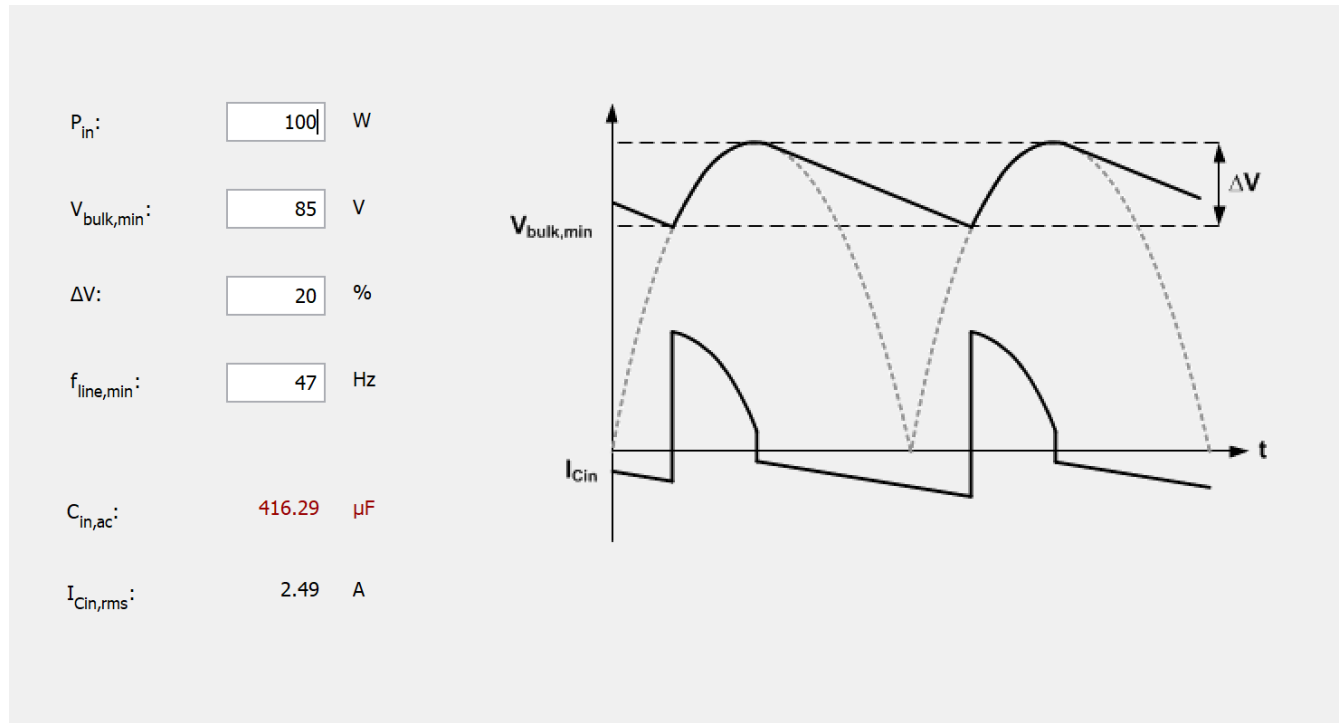


图 5-1. “Bulk Capacitor Calculator for AC/DC Power Supplies” 窗口

$$V_{\text{AC,min}} = \frac{V_{\text{bulk,min}}}{(1 - \Delta V) \times \sqrt{2}}$$

$$t_{\text{discharge}} = \frac{1}{4 \times f_{\text{line,min}}} + \frac{1}{2 \times \pi \times f_{\text{line,min}}} \times \sin^{-1}(1 - \Delta V)$$

$$t_{\text{charge}} = \frac{1}{4 \times f_{\text{line,min}}} - \frac{1}{2 \times \pi \times f_{\text{line,min}}} \times \sin^{-1}(1 - \Delta V)$$

$$C_{\text{bulk}} = \frac{2 \times P_{\text{in}} \times t_{\text{discharge}}}{V_{\text{bulk,min}}^2 \times \left( \left( \frac{1}{1 - \Delta V} \right)^2 - 1 \right)}$$

$$I_{\text{bulk,rms}} = \sqrt{\left( \frac{C_{\text{bulk}} \times V_{\text{bulk,min}} \times \left( \frac{1}{1 - \Delta V} - 1 \right)}{t_{\text{charge}} \times \sqrt{3}} \right)^2 + \left( \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{bulk,min}}} \right)^2} \quad (13)$$

## 6 RCD-Snubber Calculator for Flyback Converters

在反激式转换器中，输出电压从次级侧反射到初级侧。此外，由布局和反激式变压器漏电感引起的寄生效应会导致电压尖峰，然后在 MOSFET 关闭时产生振铃。可以通过与初级绕组并联实施 RCD 缓冲器电路来限制电压尖峰和振铃。高频振铃的能量在 RCD 网络中消散。Power Stage Designer 中的 RCD-Snubber Calculator for Flyback Converters 可以帮助设计人员根据用户输入选择缓冲器电阻器和电容器的起始值，具体如下：

- 输出电压与整流器电压之和
- 反激式变压器匝数比
- 漏电感
- 最大初级电流
- 开关频率
- 允许的电压过冲作为一个因素
- 缓冲器电容器电压纹波百分比

图 6-1 展示了“RCD-Snubber Calculator for Flyback Converters”窗口。

$V_{out} + V_f$ :	<input type="text" value="12.7"/>	V	$V_{snub}$ :	<input type="text" value="19.05"/>	V
$N_p / N_s$ :	<input type="text" value="1"/>		$R_{snub}$ :	<input type="text" value="537.63"/>	$\Omega$
$L_{leak}$ :	<input type="text" value="1"/>	$\mu H$	$C_{snub}$ :	<input type="text" value="93.00"/>	nF
$I_{max,pri}$ :	<input type="text" value="1.5"/>	A			
$f_{switch}$ :	<input type="text" value="200"/>	kHz			
$K_{snub}$ :	<input type="text" value="1.5"/>				
$\Delta V_{snub}$ :	<input type="text" value="10"/>	%			

图 6-1. “RCD-Snubber Calculator for Flyback Converters” 窗口

$V_{snub}$  是反射输出电压加上由变压器漏电感和开关节点寄生效应引起的允许过冲。因此， $K_{snub}$  的值大于 1。对于大多数应用，TI 建议使用值 1.5，允许 50% 的过冲（请参阅 [1]）。请参阅方程式 14。

$$V_{snub} = K_{snub} \times \frac{N_p}{N_s} \times (V_{out} + V_f) \quad (14)$$

启动缓冲器电阻：

$$R_{\text{snub}} = \frac{V_{\text{snub}}^2}{\frac{1}{2} \times L_{\text{leak}} \times I_{\text{max, pri}}^2 \times \frac{V_{\text{snub}}}{V_{\text{snub}} - \frac{N_p}{N_s} \times (V_{\text{out}} + V_f)} \times f_{\text{SWitch}}} \quad (15)$$

起始缓冲电容：

$$C_{\text{snub}} = \frac{V_{\text{snub}}}{\Delta V_{\text{snub}} \times V_{\text{snub}} \times R_{\text{snub}} \times f_{\text{SWitch}}} \quad (16)$$

## 7 RC-Snubber Calculator

RC 缓冲器电路是一种减少开关模式电源中振铃的方案。替代方案是使用 MOSFET 栅极电阻器或与自举电容器串联的电阻器来延长上升和/或下降时间。借助 RC-Snubber Calculator, Power Stage Designer 可以帮助设计人员确定缓冲器电阻器和电容器的起始值。

图 7-1 展示了“RC-Snubber Calculator”窗口。

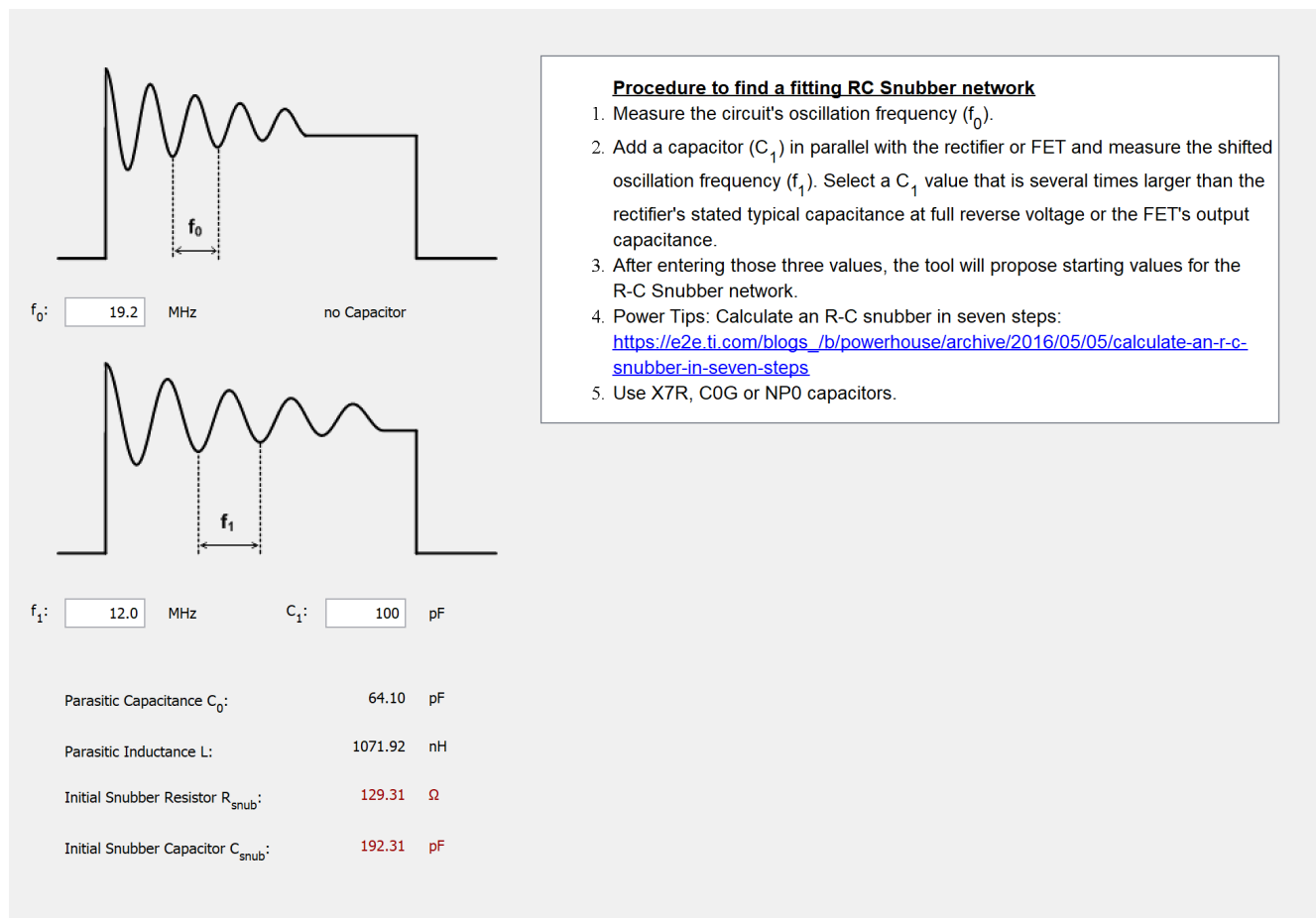


图 7-1. “RC-Snubber Calculator” 窗口

- 测量无缓冲器网络的电路的振荡频率  $f_0$ 。
- 与整流器或 FET 并联添加电容器  $C_1$ ，并测量偏移的振荡频率  $f_1$ 。选择一个  $C_1$  值，该值比整流器在全反向电压下规定的典型电容或 FET 的输出电容大几倍。
- 输入这三个值后，该工具将为 R-C 缓冲器网络建议起始值。

频移比：

$$m = \frac{f_0}{f_1} \quad (17)$$

寄生电容：

$$C_0 = \frac{C_1}{m^2 - 1} \quad (18)$$

寄生电感：

$$L = \frac{m^2 - 1}{(2 \times \pi \times f_0)^2 \times C_1} \quad (19)$$

初始缓冲器电容：

$$C_{\text{snub}} = 3 \times C_0 \quad (20)$$

初始缓冲器电阻：

$$R_{\text{snub}} = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (21)$$

## 8 Output Voltage Resistor Divider

Output Voltage Resistor Divider 工具根据输入的参考电压、参考电压容差和所需电阻值计算所选 E 系列的最接近电阻值，以便匹配指定的输出电压。可以为高侧 (HS) 电阻器或低侧 (LS) 电阻器输入电阻值。也可以并联两个电阻以获得更精确的结果。以下公式在考虑电阻容差和参考电压容差的同时，计算产生的输出电压。但是，由于计算中未考虑偏置电流造成的影响，因此这些值为估计值。

图 8-1 展示了 “Output Voltage Resistor Divider Calculator” 窗口。

图 8-1. “Output Voltage Resistor Divider Calculator” 窗口

具有所选电阻值的有效输出电压 ( 请参阅方程式 22 ) :

$$V_{out,real} = V_{ref} \times \frac{R_{HS} + R_{LS}}{R_{LS}}$$

$$\Delta V_{out} = \frac{V_{out,real} - V_{out}}{V_{out}} \quad (22)$$

偏置电流 :

$$I_{bias} = \frac{V_{out,real}}{R_{HS} + R_{LS}} \quad (23)$$

最坏情况下的最小输出电压：

$$V_{\text{out, min}} = V_{\text{ref, min}} \times \frac{R_{\text{HS, min}} + R_{\text{LS, max}}}{R_{\text{LS, max}}}$$
$$\Delta V_{\text{out, min}} = \frac{V_{\text{out, min}} - V_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} \quad (24)$$

最坏情况下的最大输出电压：

$$V_{\text{out, max}} = V_{\text{ref, max}} \times \frac{R_{\text{HS, max}} + R_{\text{LS, min}}}{R_{\text{LS, min}}}$$
$$\Delta V_{\text{out, max}} = \frac{V_{\text{out, max}} - V_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} \quad (25)$$



## 9 Dynamic Analog Output Voltage Scaling

如果电源的输出电压必须可调，请将第三个电阻添加到反馈电阻分压器，并将模拟电压施加到该电阻（例如，使用微控制器的 DAC）。还可以通过使用低通滤波器平滑 PWM 信号来提供模拟信号。输入最小输出电压、最大输出电压、参考电压、最大调节电压信号和顶部反馈电阻的期望值后，Power Stage Designer 会计算所需的底部反馈电阻和调节电压信号串联电阻，以及通过顶部反馈电阻器的最小偏置电流。

图 9-1 展示了“Dynamic Output Voltage Scaling Calculator”窗口。

图 9-1. “Dynamic Output Voltage Scaling Calculator” 窗口

$$I_{R1, \min} = \frac{V_{out, \min} - V_{ref}}{R_1}$$

$$R_3 = \frac{R_1 \times V_{adj, \max}}{V_{out, \max} - V_{ref} - R_1 \times I_{R1, \min}}$$

$$R_2 = \frac{R_1 \times R_3 \times V_{ref}}{R_3 \times V_{out, \max} - R_3 \times V_{ref} - R_1 \times V_{ref}} \quad (26)$$

## 10 Dynamic Digital Output Voltage Scaling

还可以通过将 GPIO 信号应用于与反馈分压器的低侧电阻器并联的电阻器和信号 FET 组合阵列来实现动态输出电压调节。在大多数情况下，可以使用采用开漏配置的微控制器输出代替外部信号 FET，因为它已经是系统的一部分。Power Stage Designer 根据输出电压范围、参考电压、位数和高侧反馈电阻器的值计算低侧反馈电阻器、阶跃电压、偏置电流和每个位的串联电阻。

图 10-1 展示了 “Dynamic Output Voltage Scaling Calculator” 窗口。

图 10-1. “Dynamic Output Voltage Scaling Calculator” 窗口

$$\begin{aligned}
 I_{R1, \min} &= \frac{V_{\text{out, min}} - V_{\text{ref}}}{R_1} \\
 R_2 &= \frac{R_1 \times V_{\text{ref}}}{V_{\text{out, min}} - V_{\text{ref}}} \\
 V_{\text{step}} &= \frac{V_{\text{out, max}} - V_{\text{out, min}}}{2^{\text{Bits}} - 1} \\
 R_{\text{Bit } n} &= \frac{1}{\frac{V_{\text{out, min}} + 2^{\text{Bit}} \times V_{\text{step}} - V_{\text{ref}}}{R_1 \times V_{\text{ref}}} - \frac{1}{R_2}}
 \end{aligned} \tag{27}$$

LM10011 是一款为 4/6 位 VID 集成了此功能的器件。

## 11 Unit Converter

Unit Converter 可以帮助电源设计人员转换与电源相关的典型参数。这些参数是磁通量、增益、长度、重量、气流、PCB 铜厚度和温度。图 11-1 展示了“Unit Converter”窗口。

Flux	<input type="text" value="1000"/>	G to mT	100.0
Gain	<input type="text" value="10"/>	factor to Voltage dB	20.0
Length	<input type="text" value="100"/>	mil to mm	2.54
Weight	<input type="text" value="1"/>	oz to g	28.349
Airstream	<input type="text" value="100"/>	lfm to m/s	0.508
PCB Copper	<input type="text" value="1"/>	oz to $\mu\text{m}$	35.0
Temperature	<input type="text" value="20"/>	$^{\circ}\text{C}$ to $^{\circ}\text{F}$	68.0
Power	<input type="text" value="200"/>	kW to hp	272
Torque	<input type="text" value="1000"/>	Nm to lb-ft	737.56
Speed	<input type="text" value="250"/>	km/h to mph	155.34

图 11-1. “Unit Converter” 窗口

## 12 Loop Calculator

Loop Calculator 可以帮助电源设计人员为在连续导通模式 (CCM) 下运行的电压模式控制 (VMC) 降压转换器或电流模式控制 (CMC) 降压、升压、反相降压/升压、正向和反激式转换器提供补偿网络。传递函数已简化，因此结果给出了电源波特图显示方式的一阶近似值。图 12-1 展示了 “Loop Calculator” 窗口。

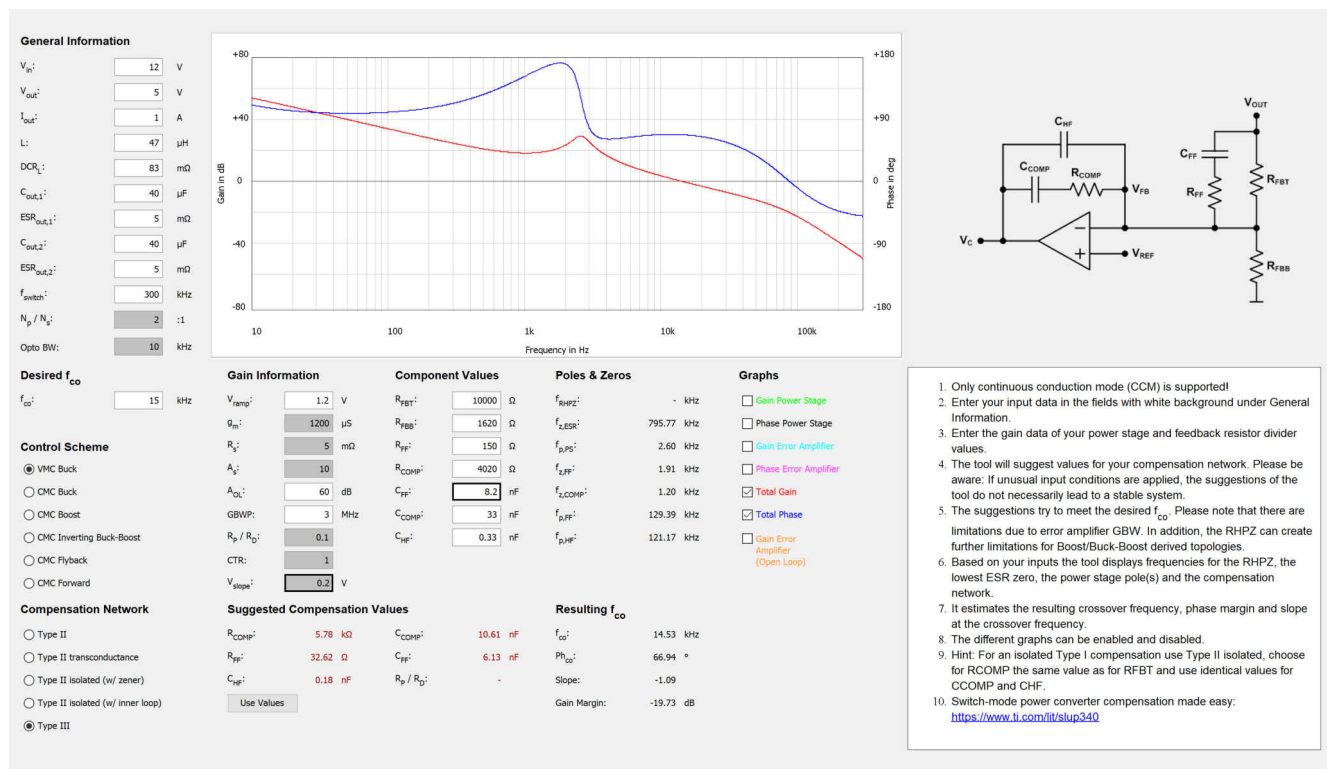


图 12-1. “Loop Calculator” 窗口

使用 Loop Calculator 时以下步骤适用。

1. 使用左下角的单选按钮为设计选择拓扑/控制方案和补偿类型。通常，只有 VMC 降压需要第 III 类补偿。对于所有 CMC 拓扑，第 II 类补偿通常就足够了。
2. 填写白色背景的所有输入字段。如果 Loop Calculator 是从支持的拓扑之一启动的，则拓扑窗口中的适用值将直接传输到 “Loop Calculator” 窗口。
3. 在 “General Information” (来自原理图) 中，对相同输出电容器类型的电容进行求和，并计算其有效 ESR。必须考虑陶瓷电容器的直流偏置效应，因为它会对功率级的增益和相位图的精度产生重大影响。
4. 输入 “Gain Information” (来自控制器的原理图和数据表)。
5. 填写 RFBT 和 RFBS 的值。利用这些信息，Loop Calculator 可以为输入电源设计的补偿网络建议值。

补偿网络建议计算如下：

### CAUTION

如果应用了异常输入条件，该工具的建议不一定会使系统稳定。

- 补偿零点位于功率级传递函数的极点（对于 VMC，为 L 和  $C_{out}$  两极，对于 CMC，为  $R_{out}$  和  $C_{out}$  单级）上。
- 对于降压衍生拓扑，补偿极点位于开关频率的一半或 ESR 零两者之中的较低点。
- 对于升压或降压/升压衍生拓扑，补偿极点位于右半平面零点 (RHPZ) 频率或 ESR 零点频率两者之中的较低点。
- 可实现的最大交叉频率大约比误差放大器的 GBWP（增益带宽积）低约二十倍频程。补偿网络的增益绝不应超过误差放大器的开环增益。否则，误差放大器将被削波。
- 对于升压或降压/升压衍生拓扑，所需的交叉频率会自动设置为 RHPZ 频率的 1/5。

## 12.1 输入

表 12-1 列出了一般信息。

表 12-1. 基本信息

$V_{in}$	输入电压
$V_{out}$	输出电压
$I_{out}$	负载电流
L	电感/反激式初级电感
$DCR_L$	电感器直流电阻
$C_{out,1}$	电容输出电容器 1 对于陶瓷电容器，使用直流偏置电压下的电容。
$ESR_{out,1}$	等效串联电阻输出电容器 1
$C_{out,2}$	电容输出电容器 2 对于陶瓷电容器，使用直流偏置电压下的电容。
$ESR_{out,2}$	等效串联电阻输出电容器 2
$f_{switch}$	开关频率
$N_p/N_s$	变压器匝数比
Opto BW	光耦合器带宽

表 12-2 列出了增益信息。

表 12-2. 增益信息

$V_{ramp}$	PWM 斜坡电压
$G_m$	误差放大器跨导
$A_s$	电流检测放大器增益
$R_s$	电流检测电阻
$A_{OL}$	误差放大器开环增益
GBWP	误差放大器增益带宽积
$R_p/R_D$	光耦合器传输比
计数器	电流传输比
$V_{slope}$	斜坡补偿电压
SLM	斜率补偿乘法器

电流检测增益  $A_s$  和电流检测电阻  $R_s$ ：

对于带有集成电流检测电路的转换器，有时数据表中没有  $A_s$  和  $R_s$  的具体值。相反，通常会显示  $G_{m,ps}$  的值（也可以显示为“COMP 到开关电流跨导”）。方程式 28 展示了这些值之间的关系。

$$G_{m:ps} = \frac{1}{A_s \times R_s} \quad (28)$$

在这种情况下，必须选择  $A_s$  和  $R_s$  的值才能获得规定的  $G_{m,ps}$ 。（例如，将内部 FET 的  $R_{DS(on)}$  用于  $R_s$ ，并根据 [方程式 28](#) 计算  $A_s$ 。）

如果设计器无法计算  $V_{slope}$  的值（例如，由于内部斜率补偿）， $V_{slope}$  的输入字段让用户可以选择使用  $V_{slope}$  或斜率补偿乘法器 (SLM)。可以通过右键单击  $V_{slope}/SLM$  输入字段在这两个变量之间切换。

$V_{slope}$ ：

- 使用数据表中的公式计算  $V_{slope}$  的值。如果器件具有内部斜率补偿，则  $V_{slope}$  的值通常在“电气特性”部分中给出。

SLM：

- SLM 是一个模拟特定情况下斜率补偿的变量。此变量如何影响计算可在每个拓扑的小节中找到。
- 理想的斜率补偿将使用值 1 进行计算。
- 大于 1 的值显示转换器将如何随着 SLM 值的增加而漂移到 VMC，因为原始电流信号的信息将在某个点丢失。然后需要一个 III 类补偿网络来补偿转换器。
- 0 到 1 范围内的值模拟没有足够斜率补偿的情况，并且在开关频率的一半处可见由电感双极的品质因数引起的谐振。

[表 12-3](#) 列出了分量值。

**表 12-3. 分量值**

$R_{FBT}$	顶部反馈电阻
$R_{FBB}$	底部反馈电阻
$R_{FF}$	补偿前馈电阻
$R_{COMP}$	补偿电阻
$C_{FF}$	补偿前馈电容
$C_{COMP}$	补偿电容
$C_{HF}$	补偿高频电容

对于 II 型和 II 型跨导补偿网络，Loop Calculator 提供了使用与  $R_{FBT}$  并联的附加前馈电容器的选项。可以通过右键单击  $C_{FF}$  输入字段并选择 *Use* 来启用此选项。

启动时，Loop Calculator 仅显示总增益和总相位的波特图结果。可以通过选择相应的复选框打开功率级增益、功率级相位、误差放大器增益、误差放大器相位和误差放大器开环增益的图表。

## 12.2 传递函数

### 12.2.1 输出阻抗传递函数

对于两个并联电容器，传递函数可以写成[方程式 29](#)：

$$Z_{out} = \frac{R_{out} \times (s \times C_1 \times ESR_1 + 1) \times (s \times C_2 \times ESR_2 + 1)}{(s \times C_1 \times ESR_1 + 1) \times (s \times C_2 \times ESR_2 + 1) + R_{out} \times [s \times C_2 \times (s \times C_1 \times ESR_1 + 1) + s \times C_1 \times (s \times C_2 \times ESR_2 + 1)]} \quad (29)$$

### 12.2.2 传递函数 VMC 降压功率级

$$\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{v}_c} = \frac{K_m \times Z_{out}}{Z_L + Z_{out}} \quad (30)$$

直流增益：

$$K_m = \frac{V_{in}}{V_{ramp}} \quad (31)$$

滤波电感器阻抗：

$$Z_L = s \times L + DCR_L \quad (32)$$

### 12.2.3 传递函数 CMC 降压功率级

$$\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{v}_c} = \frac{K_m \times Z_{out}}{Z_L + Z_{out} + K_m \times R_i \times H(s)} \quad (33)$$

占空比：

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (34)$$

直流增益：

$$K_m = \frac{1}{(0.5 - D) \times R_S \times A_S \times \frac{1}{f_{sWitch} \times L} + \frac{V_{slope}}{V_{in}}} \quad (35)$$

采样增益极点：

$$\omega_L = \pi \times f_{sWitch} \quad (36)$$

$$R_i = A_S \times R_S \quad (37)$$

$$H(s) = 1 + \frac{s}{Q_L \times \omega_L} + \frac{s^2}{\omega_L^2} \quad (38)$$

使用  $V_{slope}$ ：

$$s_e = V_{slope} \times f_{sWitch} \quad (39)$$

使用 SLM :

$$s_e = \frac{SLM \times V_{out} \times A_s \times R_s}{L}$$

$$s_n = \frac{(V_{in} - V_{out}) \times A_s \times R_s}{L}$$

$$Q_L = \frac{1}{\pi \times \left[ \left( 1 + \frac{s_e}{s_n} \right) \times (1 - D) - 0.5 \right]} \quad (40)$$

#### 12.2.4 传递函数 CMC 升压功率级

$$\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{v}_c} = \frac{K_m \times \left( 1 - D \right) \times \left( 1 - \frac{Z_L}{(1 - D)^2 \times R_{out}} \right)}{(1 - D)^2 + \frac{Z_L}{Z_{out}} + K_m \times R_i \times H(s) \times \left( \frac{1}{R_{out}} + \frac{1}{Z_{out}} \right) + K \times K_m \times (1 - D) \times \left( 1 - \frac{Z_L}{(1 - D)^2 \times R_{out}} \right)} \quad (41)$$

占空比:

$$D = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} \quad (42)$$

直流增益 :

$$K_m = \frac{1}{(0.5 - D) \times R_s \times A_s \times \frac{1}{f_{sWitch} \times L} + \frac{V_{slope}}{V_{in}}} \quad (43)$$

$$K = 0.5 \times R_s \times A_s \times \frac{1}{f_{sWitch} \times L} \times D \times (1 - D) \quad (44)$$

采样增益极点 :

$$\omega_L = \pi \times f_{sWitch} \quad (45)$$

$$R_i = A_s \times R_s \quad (46)$$

$$H(s) = 1 + \frac{s}{Q_L \times \omega_L} + \frac{s^2}{\omega_L^2} \quad (47)$$

使用  $V_{slope}$  :

$$s_e = V_{slope} \times f_{sWitch} \quad (48)$$



使用 SLM :

$$s_e = \frac{SLM \times V_{out} \times A_s \times R_s}{L}$$

$$s_n = \frac{V_{in} \times A_s \times R_s}{L}$$

$$Q_L = \frac{1}{\pi \times \left[ \left( 1 + \frac{s_e}{s_n} \right) \times (1 - D) - 0.5 \right]} \quad (49)$$

### 12.2.5 传递函数 CMC 反相降压/升压功率级

$$\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{v}_c} = \frac{K_m \times \left( 1 - D \right) \times \left( 1 - \frac{D \times Z_L}{(1 - D)^2 \times R_{out}} \right)}{(1 - D)^2 + \frac{Z_L}{Z_{out}} + K_m \times R_i \times H(s) \times \left( \frac{D}{R_{out}} + \frac{1}{Z_{out}} \right) + K \times K_m \times (1 - D) \times \left( 1 - \frac{D \times Z_L}{(1 - D)^2 \times R_{out}} \right)} \quad (50)$$

占空比:

$$D = \frac{-V_{out}}{-V_{out} + V_{in}} \quad (51)$$

采样增益极点 :

$$\omega_L = \pi \times f_{sWitch} \quad (52)$$

$$R_i = A_s \times R_s \quad (53)$$

$$H(s) = 1 + \frac{s}{Q_L \times \omega_L} + \frac{s^2}{\omega_L^2} \quad (54)$$

$$K_m = \frac{1}{(0.5 - D) \times R_s \times A_s \times \frac{1}{f_{sWitch} \times L} + \frac{V_{slope}}{V_{in} - V_{out}}} \quad (55)$$

$$K = 0.5 \times R_s \times A_s \times \frac{1}{f_{sWitch} \times L} \times D \times (1 - D) \quad (56)$$

使用  $V_{slope}$  :

$$s_e = V_{slope} \times f_{sWitch} \quad (57)$$

使用 SLM :

$$s_e = \frac{SLM \times (-V_{out}) \times A_s \times R_s}{L}$$

$$s_n = \frac{V_{in} \times A_s \times R_s}{L}$$

$$Q_L = \frac{1}{\pi \times \left[ \left( 1 + \frac{s_e}{s_n} \right) \times (1 - D) - 0.5 \right]} \quad (58)$$

### 12.2.6 传递函数 CMC 正向功率级

对于推挽式、半桥或全桥等交错拓扑，必须使用两倍的 FET 开关频率进行计算，因为输出电感器“看到”的是两倍的 FET 开关频率。

$$\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{v}_c} = \frac{K_m \times Z_{out} \times \frac{N_s}{N_p}}{Z_L + Z_{out} + K_m \times R_i \times \frac{N_s}{N_p}} \quad (59)$$

占空比:

$$D = \frac{V_{out} \times \frac{N_p}{N_s}}{V_{in}} \quad (60)$$

直流增益 :

$$K_m = \frac{1}{(0.5 - D) \times R_s \times A_s \times \frac{1}{f_{sW} \times L} + \frac{V_{slope}}{V_{in}}} \quad (61)$$

采样增益极点 :

$$\omega_L = \pi \times f_{sWitch} \quad (62)$$

$$R_i = A_s \times R_s \quad (63)$$

$$A_s = \frac{1}{N'} \quad (64)$$

$N'$  是辅助绕组和初级绕组之间的匝数比。

$$H(s) = 1 + \frac{s}{Q_L \times \omega_L} + \frac{s^2}{\omega_L^2} \quad (65)$$

使用  $V_{slope}$  :

$$s_e = V_{slope} \times f_{sWitch} \quad (66)$$

使用 SLM :

$$s_e = \frac{SLM \times V_{out} \times \frac{N_p}{N_s} \times A_s \times R_s}{L \times \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2}$$

$$s_n = \frac{\left(V_{in} \times \frac{N_s}{N_p} - V_{out}\right) \times A_s \times R_s}{L}$$

$$Q_L = \frac{1}{\pi \times \left[\left(1 + \frac{s_e}{s_n}\right) \times (1 - D) - 0.5\right]} \quad (67)$$

### 12.2.7 传递函数 CMC 反激式功率级

$$\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{v}_c} = \frac{K_m \times \left(1 - D\right) \times \left(1 - \frac{D \times Z_L}{(1 - D)^2 \times R_{out} \times \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2}\right)}{(1 - D)^2 + \frac{Z_L}{Z_{out} \times \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2} + K_m \times R_i \times H(s) \times \left(\frac{D}{R_{out}} + \frac{1}{Z_{out} \times \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2}\right) + K \times K_m \times (1 - D) \times \left(1 - \frac{D \times Z_L}{(1 - D)^2 \times R_{out} \times \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2}\right)} \quad (68)$$

占空比:

$$D = \frac{V_{out} \times \frac{N_p}{N_s}}{V_{in} + V_{out} \times \frac{N_p}{N_s}} \quad (69)$$

直流增益 :

$$K_m = \frac{1}{(0.5 - D) \times R_s \times A_s \times \frac{1}{f_{sW} \times L} + \frac{V_{slope}}{V_{in} + \left(\frac{N_p}{N_s}\right) \times V_{out}}} \quad (70)$$

$$K = 0.5 \times R_s \times A_s \times \frac{1}{f_{sWitch} \times L} \times D \times (1 - D) \quad (71)$$

采样增益极点 :

$$\omega_L = \pi \times f_{sWitch} \quad (72)$$

$$R_i = A_s \times R_s \quad (73)$$

$$H(s) = 1 + \frac{s}{Q_L \times \omega_L} + \frac{s^2}{\omega_L^2} \quad (74)$$

使用  $V_{slope}$  :

$$s_e = V_{slope} \times f_{sWitch} \quad (75)$$

使用 SLM :

$$s_e = \frac{SLM \times V_{out} \times \frac{N_p}{N_s} \times A_s \times R_s}{L}$$

$$s_n = \frac{V_{in} \times A_s \times R_s}{L}$$

$$Q_L = \frac{1}{\pi \times \left[ \left( 1 + \frac{s_e}{s_n} \right) \times (1 - D) - 0.5 \right]} \quad (76)$$

### 12.2.8 传递函数闭环

非隔离式反馈的闭环误差放大器传递函数：

$$\frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_{out}} = -G_{EA}(s) \times \frac{1}{1 + \left( \frac{1}{A_{OL}} + \frac{s}{\omega_{BW}} \right) + (1 + G_{FB}(s))} \quad (77)$$

#### 12.2.8.1 传递函数 II 型补偿网络

图 12-2 是 II 型补偿网络的原理图。

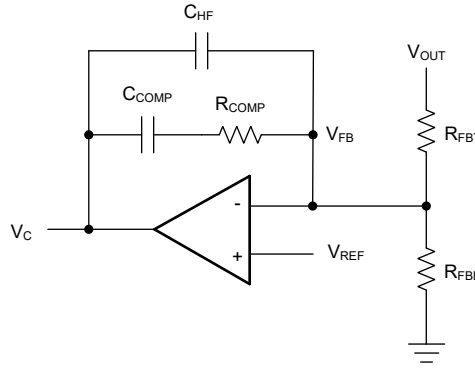


图 12-2. II 型补偿网络原理图

具有前馈的 II 型：

$$G_{EA}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}} \right) \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{ZFF}} \right)}{\left( 1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}} \right) \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{HF}} \right)} \quad (78)$$

$$G_{FB}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}} \right) \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{ZFF}} \right)}{\frac{R_{FBB}}{R_{FBB} + R_{FBT}} \times \left( 1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}} \right) \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{HF}} \right)} \quad (79)$$

II 型：

$$G_{EA}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}} \right)}{\left( 1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}} \right) \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{HF}} \right)} \quad (80)$$

$$G_{FB}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}} \right)}{\frac{R_{FBB}}{R_{FBB} + R_{FBT}} \times \left( 1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}} \right) \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{HF}} \right)} \quad (81)$$

补偿零点：

$$\omega_{ZEA} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}} \quad (82)$$

补偿极点：

$$\omega_{HF} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{HF}} \quad (83)$$

使用与  $R_{FBT}$  并联的附加前馈电容器：

$$\omega_{ZFF} = \frac{1}{R_{FBT} \times C_{FF}}$$
$$\omega_{PFF} = \frac{1}{\left( \frac{1}{R_{RFBB}} + \frac{1}{R_{RFBT}} \right)} \times C_{FF} \quad (84)$$

### 12.2.8.2 传递函数 II 型跨导补偿网络

图 12-3 是 II 型跨导补偿网络的原理图。

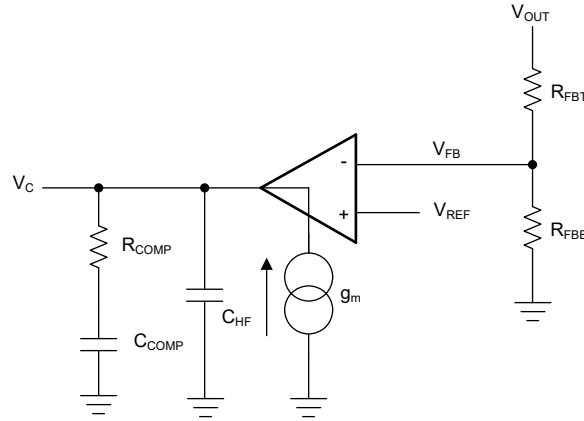


图 12-3. II 型跨导补偿网络原理图

具有前馈的 II 型跨导：

$$G_{EA}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{ZFF}}\right)}{\left(1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{PFF}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{HF}}\right)} \quad (85)$$

$$G_{FB}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{ZFF}}\right)}{\frac{R_{FBB}}{R_{FBB} + R_{FBT}} \times \left(1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{PFF}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{HF}}\right)} \quad (86)$$

II 型跨导：

$$G_{EA}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}}\right)}{\left(1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{HF}}\right)} \quad (87)$$

$$G_{FB}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}}\right)}{\frac{R_{FBB}}{R_{FBB} + R_{FBT}} \times \left(1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{HF}}\right)} \quad (88)$$

直流增益：

$$A_{VM} = \frac{R_{FBB}}{R_{FBB} + R_{FBT}} \times G_m \times R_{COMP} \quad (89)$$

补偿零点：

$$\omega_{ZEA} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}} \quad (90)$$

补偿极点：

$$\omega_{HF} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{HF}} \quad (91)$$

使用与  $R_{FBT}$  并联的附加前馈电容器：

$$\omega_{ZFF} = \frac{1}{R_{FBT} \times C_{FF}}$$

$$\omega_{PFF} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{R_{FBB}} + \frac{1}{R_{FBT}}} \times C_{FF}} \quad (92)$$

### 12.2.8.3 传递函数 III 型补偿网络

图 12-4 是 III 型补偿网络的原理图。

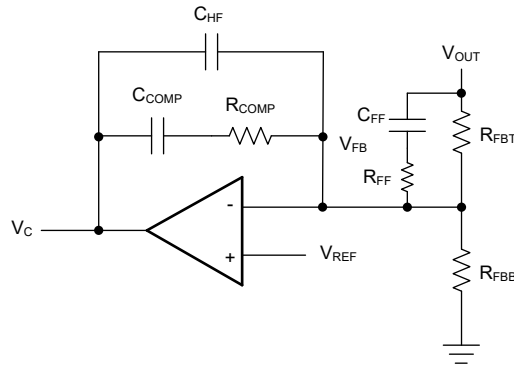


图 12-4. III 型补偿网络原理图

III 型：

$$G_{EA}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{ZFF}}\right)}{\left(1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{PFF}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{HF}}\right)} \quad (93)$$

$$G_{FB}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{ZFF}}\right)}{\frac{R_{FBB}}{R_{FBB} + R_{FBT}} \times \left(1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{PFF}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{HF}}\right)} \quad (94)$$

直流增益：

$$A_{VM} = \frac{R_{COMP}}{R_{FBT}} \quad (95)$$

补偿零点 1：

$$\omega_{ZEA} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}} \quad (96)$$

补偿零点 2：

$$\omega_{ZFF} = \frac{1}{R_{FBT} \times C_{FF}} \quad (97)$$

补偿极点 1：

$$\omega_{FP} = \frac{1}{R_{FF} \times C_{FF}} \quad (98)$$

补偿极点 2：

$$\omega_{HF} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{HF}} \quad (99)$$

### 12.2.9 具有齐纳钳位的传递函数隔离式 II 型补偿网络

图 12-5 是具有齐纳钳位的隔离式 II 型补偿网络的原理图。

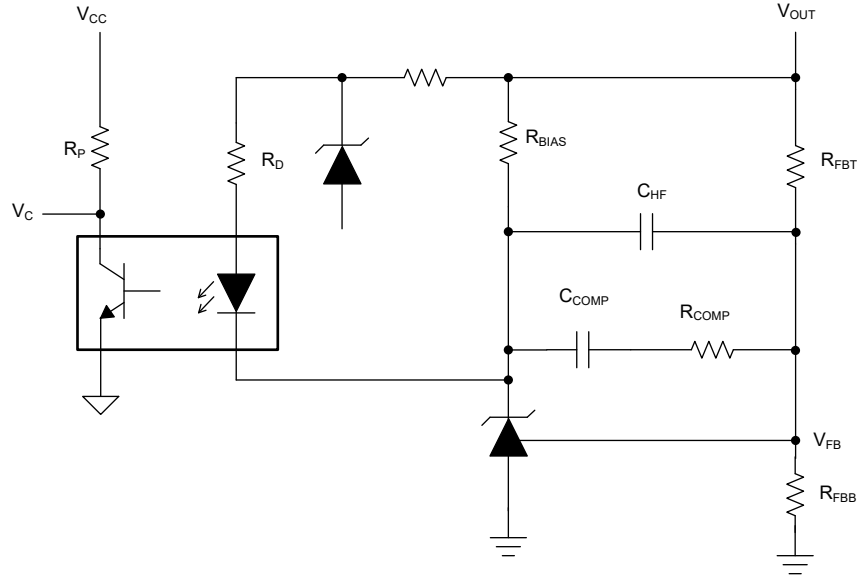


图 12-5. 具有齐纳钳位的隔离式 II 型补偿网络的原理图

隔离式反馈的闭环误差放大器传递函数。

具有齐纳钳位的 II 型隔离式：

$$\frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_{out}} = -CTR(s) \times \frac{R_P}{R_D} \times G_{EA}(s) \times \frac{1}{1 + \left( \frac{1}{A_{OL}} + \frac{s}{\omega_{BW}} \right) + (1 + G_{FB}(s))} \quad (100)$$

$$G_{EA}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}} \right)}{\left( 1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}} \right) \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{HF}} \right)} \quad (101)$$

$$G_{FB}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}} \right)}{\frac{R_{FBB}}{R_{FBB} + R_{FBT}} \times \left( 1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}} \right) \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{HF}} \right)} \quad (102)$$

$$CTR(s) = \frac{CTR}{1 + \frac{s}{\omega_{OPTO}}} \quad (103)$$



直流增益：

$$A_{VM} = CTR \times \frac{R_p}{R_D} \quad (104)$$

Power Stage Designer 对 CTR 使用恒定值 1。

补偿零点：

$$\omega_{ZEA} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}} \quad (105)$$

补偿极点：

$$\omega_{HF} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{HF}} \quad (106)$$

### 12.2.10 没有齐纳钳位的传递函数隔离式 II 型补偿网络

图 12-6 是没有齐纳钳位的隔离式 II 型补偿网络的原理图。

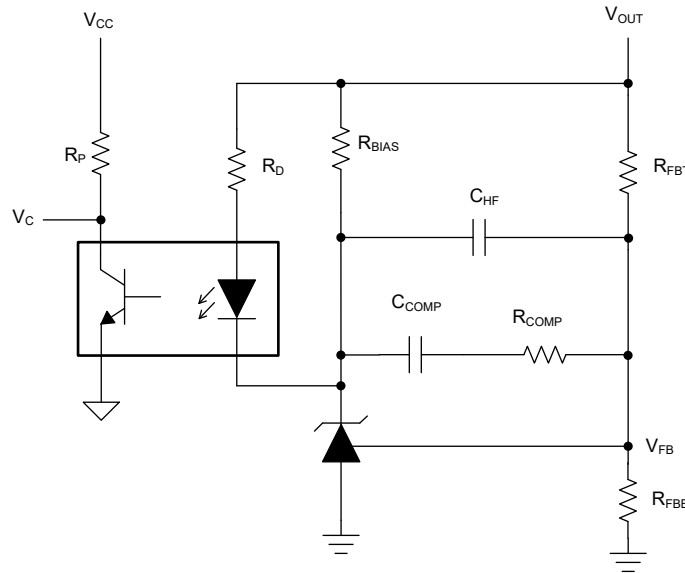


图 12-6. 没有齐纳钳位的隔离式 II 型补偿网络原理图

$$\frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_{out}} = -CTR(s) \times \frac{R_p}{R_D} \times \left[ 1 + G_{EA}(s) \times \frac{1}{1 + \left( \frac{1}{A_{OL}} + \frac{s}{\omega_{BW}} \right) + (1 + G_{FB}(s))} \right] \quad (107)$$

$$G_{EA}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}} \right)}{\left( 1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}} \right) \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{HF}} \right)} \quad (108)$$

$$G_{FB}(s) = \frac{A_{VM} \times \frac{\omega_{ZEA}}{s} \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}} \right)}{\frac{R_{FBB}}{R_{FBB} + R_{FBT}} \times \left( 1 + \frac{C_{HF}}{C_{COMP}} \right) \times \left( 1 + \frac{s}{\omega_{HF}} \right)} \quad (109)$$

$$CTR(s) = \frac{CTR}{1 + \frac{s}{\omega_{OPTO}}} \quad (110)$$

直流增益：

$$A_{VM} = CTR \times \frac{R_P}{R_D} \quad (111)$$

补偿零点：

$$\omega_{ZEA} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}} \quad (112)$$

补偿极点：

$$\omega_{HF} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{HF}} \quad (113)$$

---

### 备注

#### Loop Calculator 提示

可以通过选择 II 型补偿 ( II 型、具有齐纳钳位的隔离式 II 型、具有内部环路的隔离式 II 型 )，并将  $R_{COMP}$  设置为等于  $R_{FBT}$  来模拟 I 型补偿网络。交叉频率取决于  $C_{COMP}$  的值。将  $C_{HF}$  设置为等于  $C_{COMP}$ 。

---

## 13 Filter Designer

通过 Filter Designer，用户能够设计差模滤波器，例如电源的输入滤波器。该工具展示了滤波器传递函数和阻尼电路的波特图，有助于找到所需的阻尼电路（请参阅图 13-1 中的示例）。此外，还显示带阻尼电路和不带阻尼电路的滤波器阻抗，以便确定滤波器是否稳定。

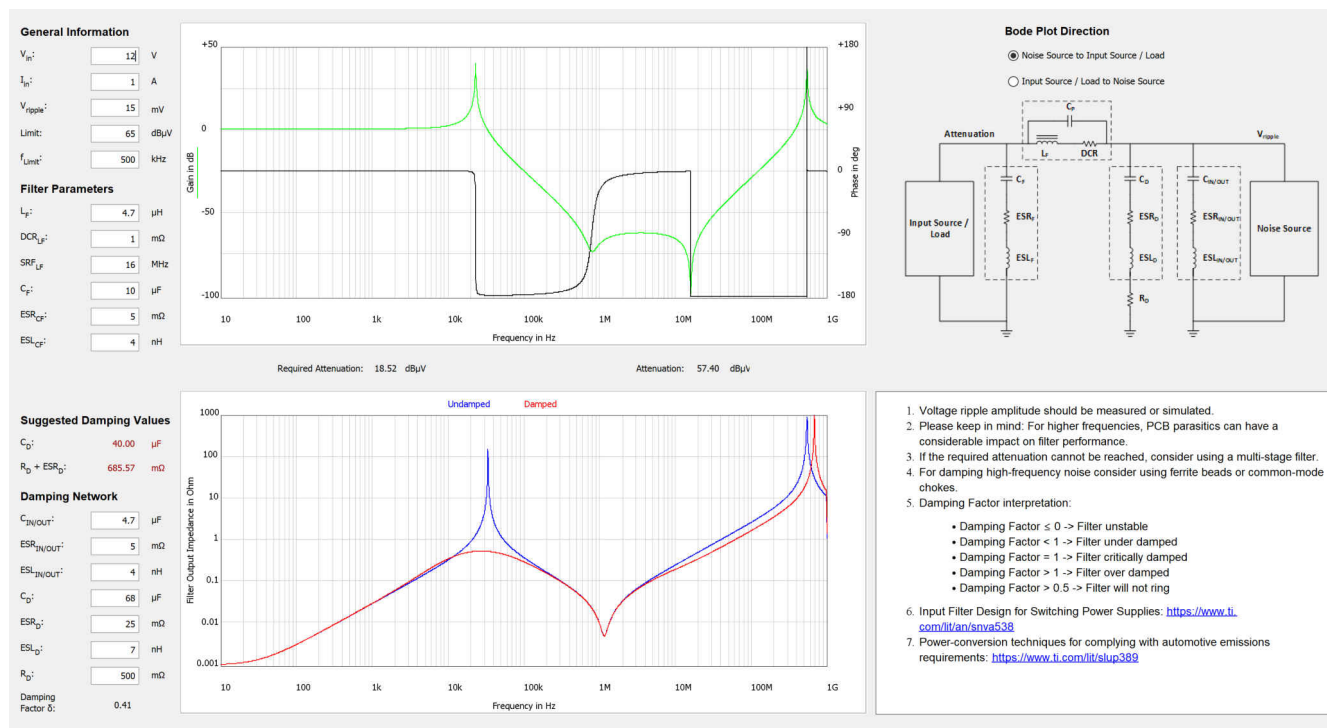


图 13-1. “Filter Designer” 窗口

### 13.1 阻抗

$$Z_{IN/OUT}(s) = ESR_{IN/OUT} + s \times ESL_{IN/OUT} + \frac{1}{s \times C_{IN/OUT}} \quad (114)$$

$$Z_D(s) = R_D + ESR_D + s \times ESL_D + \frac{1}{s \times C_D} \quad (115)$$

$$Z_F(s) = ESR_F + s \times ESL_F + \frac{1}{s \times C_F} \quad (116)$$

$$C_L = \frac{1}{L_F} \times \left( \frac{1}{2 \times \pi \times SRF} \right)^2 \quad (117)$$

$$Z_L(s) = \frac{DCR + s \times L}{s \times C_L \times (DCR + s \times L) + 1} \quad (118)$$

### 13.2 传递函数

噪声源到输入源，负载：

$$G_F(s) = \frac{Z_F(s)}{Z_F(s) + Z_L(s)} \quad (119)$$

输入源，负载到噪声源：

$$G_D(s) = \frac{\frac{Z_D(s) \times Z_{IN/OUT}(s)}{Z_D(s) + Z_{IN/OUT}(s)}}{\frac{Z_D(s) \times Z_{IN/OUT}(s)}{Z_D(s) + Z_{IN/OUT}(s)} + Z_L(s)} \quad (120)$$

### 13.3 滤波器输出阻抗

无阻尼：

$$Z_{out, undamped}(s) = \left| \frac{Z_L(s) \times Z_{IN/OUT}(s)}{Z_L(s) + Z_{IN/OUT}(s)} \right| \quad (121)$$

阻尼：

$$Z_{out, damped}(s) = \left| \frac{Z_L(s) \times \frac{Z_D(s) \times Z_{IN/OUT}(s)}{Z_D(s) + Z_{IN/OUT}(s)}}{Z_L(s) + \frac{Z_D(s) \times Z_{IN/OUT}(s)}{Z_D(s) + Z_{IN/OUT}(s)}} \right| \quad (122)$$

### 13.4 阻尼因子

$f_{damp}$  是滤波器电感器、并联输入/输出电容器和阻尼电容器网络的滤波器频率。

$$X_{Cin/out} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{damp} \times C_{IN/OUT}} \quad (123)$$

$$X_{Cd} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{damp} \times C_D} \quad (124)$$

以下情况下的有效阻抗： $f_{damp}$ 。

$$Z_{eff} = \frac{\sqrt{ESR_{IN/OUT}^2 + X_{Cin/out}^2} \times \sqrt{(R_D + ESR_D)^2 + X_{Cd}^2}}{\sqrt{(R_D + ESR_D + ESR_{IN/OUT})^2 + (X_{Cd} + X_{Cin/out})^2}} \quad (125)$$

以下情况下的有效相位角： $f_{damp}$ 。

$$\varphi_{eff} = \tan^{-1}\left(\frac{X_{Cin/out}}{ESR_{IN/OUT}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{X_{Cd}}{R_D + ESR_D}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{X_{Cin/out} + X_{Cd}}{ESR_{IN/OUT} + R_D + ESR_D}\right) \quad (126)$$

有效电容：

$$C_{eff} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{damp} \times Z_{eff} \times \sin(\varphi_{eff})} \quad (127)$$

有效 ESR：

$$ESR_{eff} = Z_{eff} \times \cos(\varphi_{eff}) \quad (128)$$

阻尼因子：

$$\delta = 0.5 \times \left( \frac{DCR + ESR_{eff}}{\sqrt{\frac{L_F}{C_{eff}}}} + \frac{\sqrt{\frac{L_F}{C_{eff}}}}{-\frac{V_{in}}{I_{in}}} \right) \quad (129)$$

## 14 其他信息

下面列出了本用户指南中各个主题的附加信息参考。

1. Robert A. Mammano ; Robert Kollmann ; 电源设计基础，第 13 章“构建电源”，德州仪器 (TI)，ISBN : 978-0-9985994-0-3 ( 请参阅 [节 4](#) )
2. Dinwoodie, L. ; [揭示准谐振反激式转换器的内部行为](#)，德州仪器 (TI) 电源设计研讨会 SEM2000，2012/2013 ( 请参阅 [节 5](#) )
3. Bernard Keogh ; Isaac Cohen ; [反激式变压器设计在效率和 EMI 方面的注意事项](#)，德州仪器 (TI) 电源设计研讨会 SEM2200，2016/2017 ( 请参阅 [节 6](#) )
4. Lisa Dinwoodie ; [设计评审：采用 UCC3809 初级侧控制器与 UC3965 精密基准和误差放大器的隔离 50W 反激式转换器](#) ( 请参阅 [节 6](#) )
5. Lisa Dinwoodie ; [应用报告：UCC38C44 12V 隔离式辅助电源](#) ( 请参阅 [节 6](#) )
6. John Betten ; [电源设计小贴士：分七步计算 R-C 缓冲器](#) ( 请参阅 [节 7](#) )
7. Sheehan, R. ; Diana, L. ; [简化开关模式功率转换器补偿](#)，德州仪器 (TI) 电源设计研讨会 SEM2200，2016/2017 ( 请参阅 [节 12.2](#) )
8. Ridley, R. ; [更精确的电流模式控制模型](#)，德州仪器 (TI) 电源设计研讨会 SEM1400，2000 ( 请参阅 [节 12.2](#) )

## 15 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision A (November 2017) to Revision B (February 2023)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式。.....	1
• 替换了几幅图来表示新 UI。更新了 <a href="#">Capacitor Current Sharing Calculator</a> 和 <a href="#">Loop Calculator</a> 的公式。添加了新工具 <a href="#">Load Step Calculator</a> 和 <a href="#">Filter Designer</a> .....	1
Changes from Revision * (November 2017) to Revision A (February 2018)	Page
• 更改了的第四行的 <a href="#">方程式 13</a> 。.....	10

## 重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2023，德州仪器 (TI) 公司