

减小同步 Buck 变换器开关节点振荡的三种方法

Antony Fu, Nison Wang

North West China OEM Team

摘要

在同步 Buck 变换器中，MOSFET 开通与关断瞬间，由于 POL 自身寄生电感和电容以及 PCB 走线的寄生电感和电容参数的原因开关节点会产生高频振荡。过高的振荡会增加损耗、加重 EMI 干扰，POL 负电流保护，甚至击穿芯片影响系统的稳定工作。本文研究了开关节点振荡产生的机制，并提出了三种方法对其进行抑制。实验结果表明，三种方法均能产生明显的效果，实际应用中应权衡做出选择。

目录

1	开关节点振荡产生机制.....	2
2	输入电容 C_{sm} 的选择	3
3	RC snubber缓冲电路的设计	6
4	R_{boot} 的选取.....	9
5	小结.....	11
	参考文献	11

图例

图 1	理想的同步Buck变换器	2
图 2	实际的同步Buck变换器	2
图 3	开关节点波形.....	2
图 4	S2关断后的电流路径.....	3
图 5	S1开通后的电流路径.....	3
图 6	C2的充电回路	3
图 7	RLC振荡电路	3
图 8	陶瓷电容的频率特性	4
图 9	TPS549D22EVM	4
图 10	不同C10对应的开关节点波形.....	5
图 11	不同Layout方式产生的寄生电感.....	5
图 12	采用RC缓冲电路的同步Buck变换器	6
图 13	C_{SNB} 充放电路径	7
图 14	开关节点波形.....	7
图 15	不同C值时振荡电压峰值与效率降低.....	8
图 16	不同R值时振荡电压峰值与效率降低.....	8
图 17	上管开通时驱动电流路径	10
图 18	下管开通时 C_{boot} 充电路径	10
图 19	不同 R_{boot} 值时振荡电压峰值与效率降低	11

1 开关节点振荡产生机制

理想的同步 Buck 变换器如图 1 所示，但是在实际的同步 Buck 变换器中需要将寄生参数考虑在内，如图 2 所示^[1]。D1 和 D2 分别为 S1 和 S2 的体二极管，C1 和 C2 分别为 S1 和 S2 的漏源电容， R_{bus} 和 L_{bus} 为传输线上的寄生电阻和寄生电感， R_{bulk} 和 L_{bulk} 为大电容（一般为电解电容或大容值的陶瓷电容）上的寄生电阻和寄生电感， R_{sm} 和 L_{sm} 为小电容（一般为陶瓷电容）上的寄生电阻和寄生电感， R_{board} 、 L_{board} 、 R_{loop} 和 L_{loop} 为 layout 引入的寄生电阻和寄生电感， R_{DCR} 为电感的直流电阻。开关节点的波形如图 3 所示，在 MOSFET 开通关断的瞬间，可以看到明显的振荡。为了分析这个现象，以 S2 关断、S1 开通为例，研究开关节点振荡的产生机制。

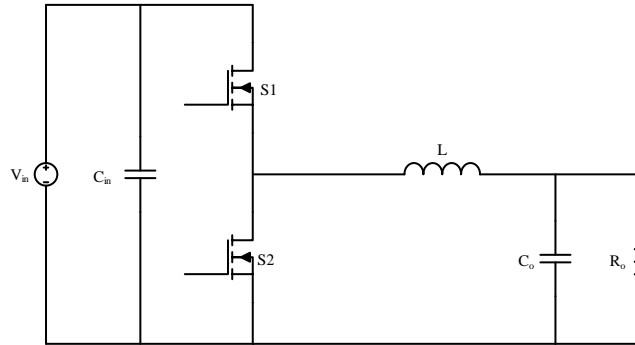


图 1 理想的同步 Buck 变换器

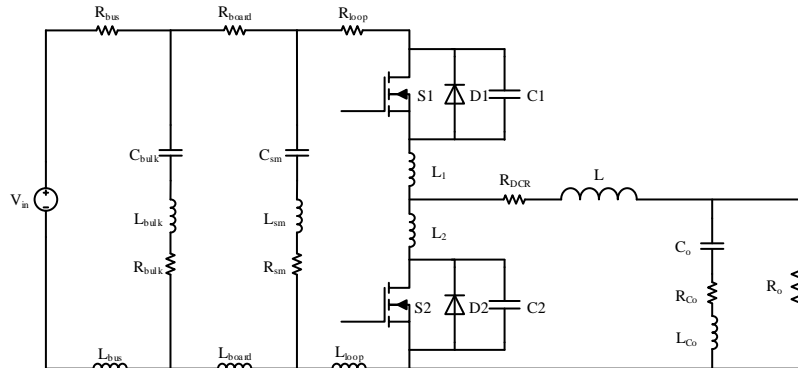


图 2 实际的同步 Buck 变换器

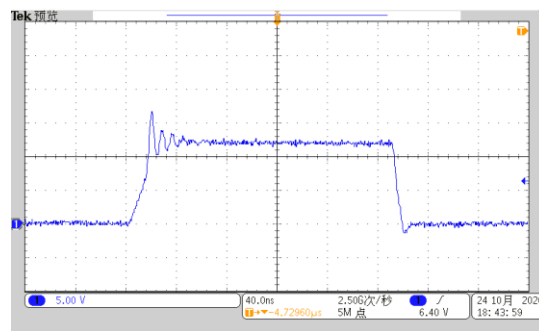


图 3 开关节点波形

在此过程中，将电感等效为一个恒流源。S2 关断后，由于死区的存在，S1 还未开通，此时电感电流完全从 D2 中流过，如图 4 所示。S1 开通后，电感电流完全从 S1 中流过，如图 5 所示。此时，S1 可以等效为一个低阻值的电阻，C1 通过 S1 放电，C2 进行充电。由于 $L_{board} \gg L_{loop}$ 且 $L_{bulk} \gg L_{sm}$ ，C2 的充电能量主要由 C_{sm} 来提供。因此，C2 的充电回路可以简化为图 6， R_{on} 为 S1 的导通电阻。图 6 可以等效为图 7 的 RLC 振荡电路，其中

$$R_{sum} = R_{sm} + R_{loop} + R_{on}$$

$$L_{sum} = L_{sm} + L_{loop} + L_1 + L_2$$

因此，在 C_{sm} 对 C2 充电的过程中，C2 两端电压必然会产生振荡，并且寄生电感越大、开关速度越快、负载越重，振荡就越剧烈。

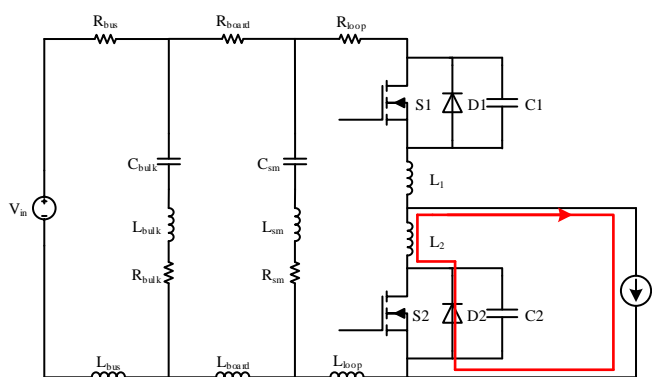


图 4 S2 关断后的电流路径

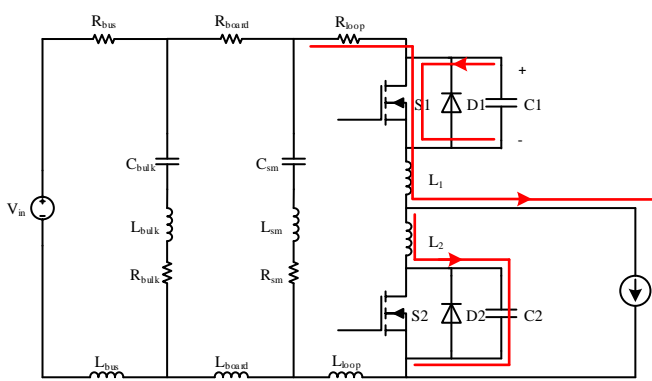


图 5 S1 开通后的电流路径

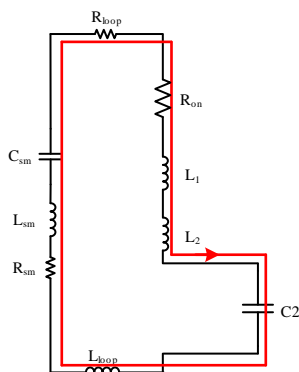


图 6 C2 的充电回路

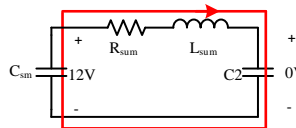


图 7 RLC 振荡电路

2 输入电容 C_{sm} 的选择

对于输入电容 C_{sm} 来说，陶瓷电容是最好的选择，因为其 ESR 和 ESL 都较小。0402 的封装较好，因为封装越小，ESL 越小，瞬态响应越快。并且 0402 封装的电容在 layout 的时候可以离芯片的 VIN 和 GND 管脚尽可能近，以减小 L_{Loop} 和 R_{Loop} 。考虑到高频特性和温度特性，电容材质建议选择 C0G 或 NPO，其次是 X7R 或 X5R。

最重要的一点是选择电容的容值，本文给出一个经验方法，即选择一个在振荡频率下等效阻抗最小的电容。电容的频率特性如图 8 所示^[2]，在不同的频率下，其等效阻抗不同。下面对该方法进行验证。实验平台选用 TI 的同步 Buck 评估版 TPS549D22EVM^[3]，如图 9 所示，输入电压为 12V，输出电压为 1V。其输入电容 C_{sm} 为 C10，首先将 C10 取下，测量开关节点的波形，发现振荡频率约为 125MHz。将不同型号的电容焊接到 C10 的位置分别测试开关节点的波形，测试结果如表 1。可以发现，在选择 4700pF 或 10000pF 的电容时，其在 125MHz 时的等效阻抗最小，并且开关节点的振荡幅度也是最小的。因此，该方法的准确性得以验证。在输入电压为 12V，输出为 1V/20A 时测试，图 10 为不加 C10 与 C10=10000pF 时的开关节点波形对比，振荡峰值减小了近 2V。

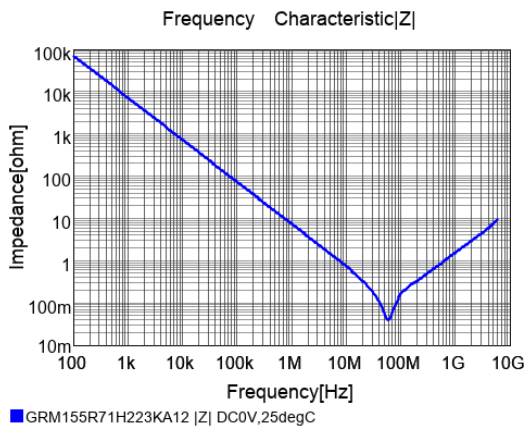


图 8 陶瓷电容的频率特性

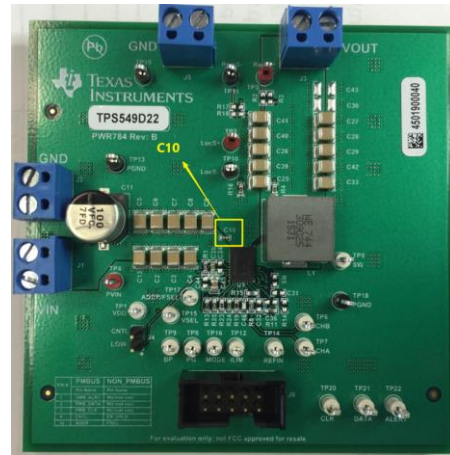


图 9 TPS549D22EVM

表 1 不同型号电容的测试结果

Type	C10 (pF)	Impedance@125MHz (Ω)	Max V_{sw} when $I_o=10A(V)$	Max V_{sw} when $I_o=20A(V)$
-	0	-	23.4	26.3
GRM1555C1H101JA01	100	12.87	23.1	25.9
GRM1555C1H471JA01	470	2.528	22.9	25.6
GRM155R71H102KA01	1000	1.286	22	24.3
GRM155R71H222KA01	2200	0.4270	21.5	24.1
GRM155R71H472KA01	4700	0.1273	21.3	23.9
GRM155R71H103KA88	10000	0.1449	21.2	23.6
GRM155R71H223KA12	22000	0.2093	21.4	24.1
GRM155R71E473KA88	47000	0.2122	22.1	24.9

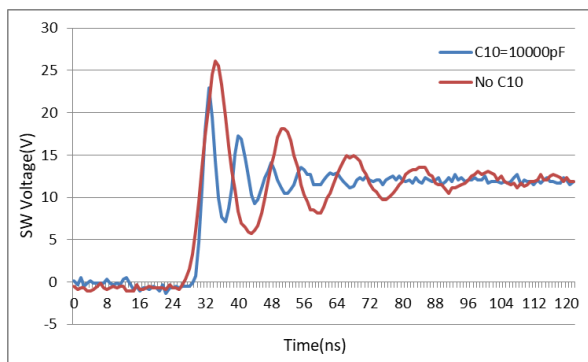


图 10 不同 C10 对应的开关节点波形

因此，将上述选择电容的过程总结如下：

- (1) 当不加 C_{sm} 时，测量开关节点波形，确定振荡频率；
- (2) 根据以下公式估算 C_{sm} 的容值，估算的容值和最优的容值会有一些偏差，可以根据电容的 spec 进一步优化选择。

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中 L 为常数，经验值是

$$L = 1.5nH$$

- (3) 为了进一步排除 layout 对 L 的影响，选择估算容值 $\times 2$ 与估算容值 $\times 0.5$ 的电容，将三个电容分别焊接到电路中进行测试，选择使振荡幅值达到最小的电容作为输入电容 C_{sm} 。

C_{sm} 的位置非常关键，要保证其到芯片 VIN 及 GND 引脚的走线尽量短，尽量粗，否则起不到抑制振荡的作用。图 11 列举了 C_{sm} layout 的三种情况，CASE1 是最优的 layout 方式。

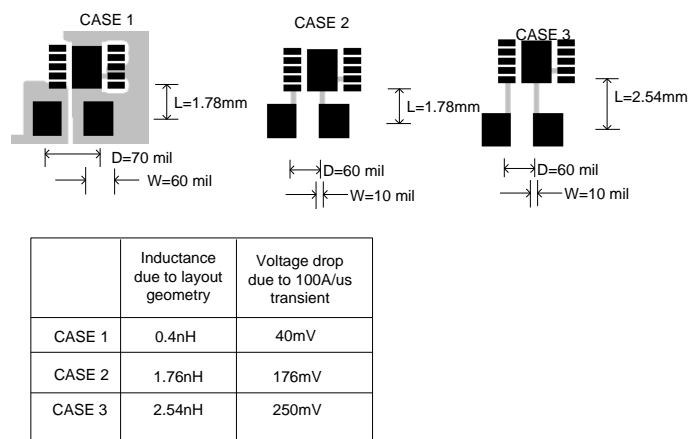


图 11 不同 Layout 方式产生的寄生电感

寄生电感的计算可参考下式：

$$\frac{L_{loop}}{L} \approx \frac{\mu_0}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{D}{W}\right)$$

其中，

$$\mu_0 = 4\pi * 10^{-7}$$

3 RC snubber 缓冲电路的设计

为减小开关节点振荡，还可以采用 RC 缓冲电路，如图 12 所示。

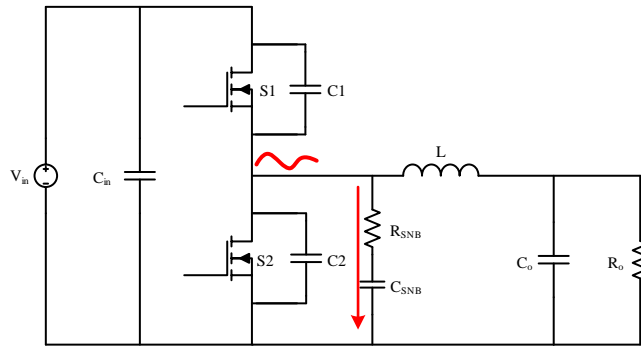


图 12 采用 RC 缓冲电路的同步 Buck 变换器

本文给出一种优化的 RC 参数设计方法，步骤如下^[4]：

- (1) 不加 RC 缓冲电路时，测量开关节点振荡波形，确定振荡频率；
- (2) 在开关节点与 GND 之间并联一个容值合适的电容 C_{ADD} ，使振荡频率减半；
- (3) 根据公式可以得出下 MOSFET 漏源电容 C_2 与 C_{ADD} 的关系为：

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sum}C_2}}$$

$$\frac{f_r}{2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sum}(C_2 + C_{ADD})}}$$

$$C_2 = \frac{C_{ADD}}{3}$$

- (4) 计算环路的寄生电感为

$$L_{sum} = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_2}$$

- (5) RC 缓冲电路参数可设计为

$$R_{SNB} = \sqrt{\frac{L_{sum}}{C_2}}$$

$$C_{SNB} = C_{ADD}$$

RC 缓冲电路会带来额外的损耗，上管 S1 开通时，C_{SNB} 充电到 V_{in}，如图 13(a)所示。下管 S2 开通时，C_{SNB} 通过 S2 放电到 0，如图 13(b)所示。整个过程中的损耗为

$$P_{RC} = C_{SNB} V_{in}^2 f_{sw}$$

通过上式可以发现，此损耗与 C_{SNB} 成正比，与 R_{SNB} 无关。

同样，实验平台选用图 9 中的同步 Buck 评估版 TPS549D22EVM，没有 RC 缓冲电路时测量开关节点的振荡波形，发现振荡频率为 125MHz。通过反复尝试，C_{ADD} 为 2.2nF 时，振荡频率减半，大约为 57MHz。因此通过以上步骤可以计算出推荐值为 R_{SNB}=1.78Ω, C_{SNB}=2.2nF。

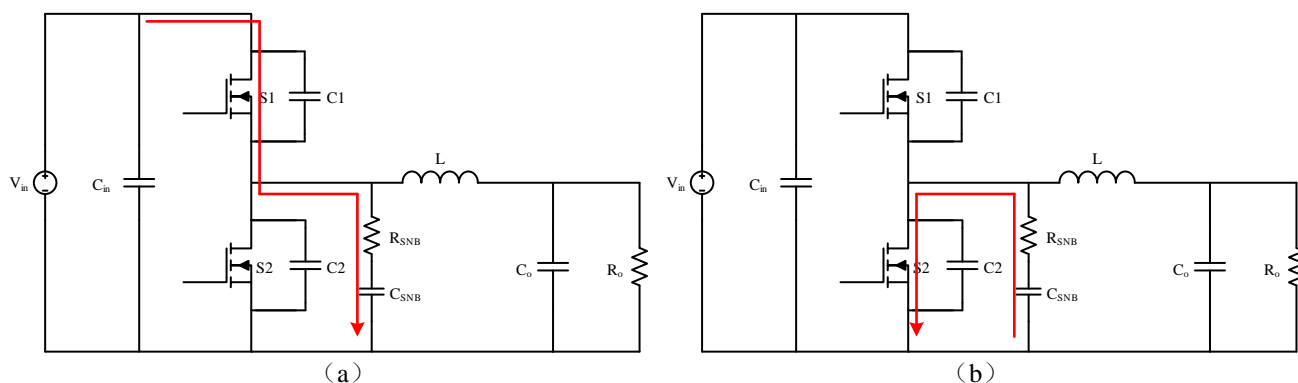


图 13 C_{SNB} 充放电路径

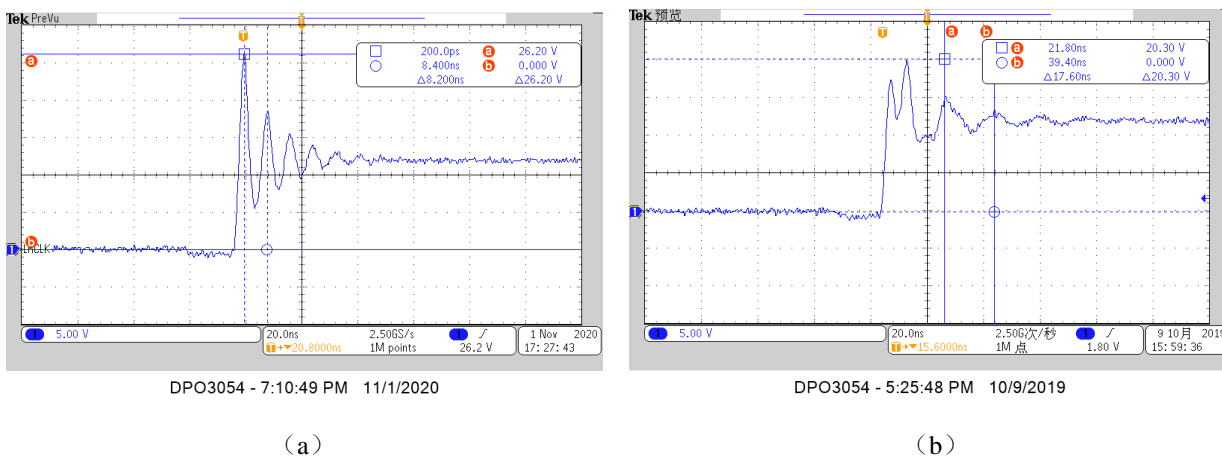


图 14 开关节点波形

在以上推荐值附近选择几组值进行对比，在输入电压为 12V，输出电压为 1V，输出电流为 20A 时，得出的测试结果如表 2 和表 3 所示，表中 V_p 为振荡电压峰值， ΔP_{diss} 为缓冲电路的损耗， $\Delta\eta$ 为缓冲电路导致的效率降低。

表 2 不同 C 值的测试结果

	C_{SNB}/nF	V_p/V	$\Delta P_{diss}/W$	$\Delta\eta/\%$
$R_{SNB}=1.6\Omega$	0.1	26.5	0.0168	0.084
	1	22.9	0.1092	0.546
	2.2	22.5	0.2328	1.164
	4.7	21.8	0.4776	2.388
	10	21.6	0.9876	4.938
	22	21.6	1.9476	9.738

表 3 不同 R 值的测试结果

	R_{SNB}/Ω	V_p/V	$\Delta P_{diss}/W$	$\Delta\eta/\%$
$C_{SNB}=2.2nF$	1.6	22.5	0.2328	1.164
	2	22.8	0.2364	1.182
	2.5	23	0.2424	1.212
	3.3	23.6	0.2352	1.176
	5	24.5	0.2328	1.164

表 2 和表 3 可以绘制为图 15 和图 16，通过比较可以得出以下结论：

- (1) 根据图 15，C 的增大有利于抑制开关节点振荡，但是 C 不能无限制增大。一方面振荡峰值不会继续减小，另一方面损耗会随着电容值等比例增加。
- (2) 根据图 16，R 的减小有利于抑制开关节点振荡，并且损耗几乎不会增加。为使振荡电路工作在阻尼振荡状态，R 的最小推荐值为 1Ω 。
- (3) 前述方法计算的 RC 推荐值 $R_{SNB}=1.78\Omega$ ， $C_{SNB}=2.2nF$ 可以起到很好的效果。在实际应用中，应在推荐值附近多选取几组值进行测试，在抑制效果与效率之间做出权衡的选择。

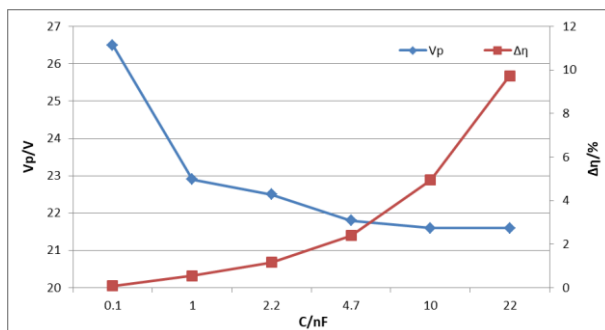


图 15 不同 C 值时振荡电压峰值与效率降低

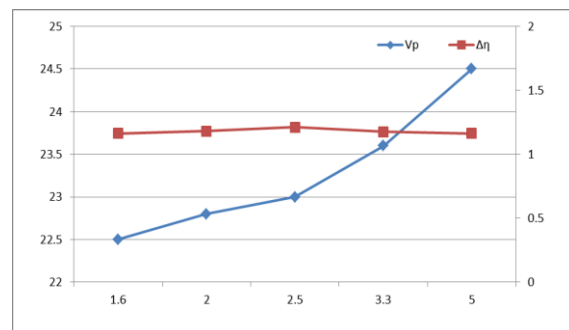


图 16 不同 R 值时振荡电压峰值与效率降低

开关频率为 650kHz 时，缓冲电阻 R_{SNB} 上的损耗为

$$P_{RSNB} = C_{SNB} V_{in}^2 f_{sw} = 2.2nF * (12V)^2 * 650kHz = 0.206W$$

根据表 4， R_{SNB} 选择 1206 封装的贴片电阻比较合适。

表 4 不同封装贴片电阻对应的额定功率

封装	功率
0201	1/20W
0402	1/16W
0603	1/10W
0805	1/8W
1206	1/4W
1210	1/3W
1812	1/2W
2010	3/4W
2512	1W

4 R_{boot} 的选取

同步 Buck 变换器一般采用自举电路供电，如图 17 所示^[5]。开关节点上升沿的振荡与上管开通关系密切，上管开通时的驱动电流路径如图 17 所示。因此，可以通过增大 R_{boot} 来减缓上管开通的速度，从而抑制开关节点的振荡。同样，实验平台选用图 9 中的同步 Buck 评估版 TPS549D22EVM，在输入电压为 12V，输出 1V/20A 时，改变 R_{boot} 的值，得到测试结果如图 19 和表 5，增大 R_{boot} 能够明显抑制开关节点振荡，但是开关损耗会明显增大，在实际应用中应权衡选取 R_{boot} 的值。

下面估计 R_{boot} 上的损耗，以 TPS549D22 为例，其内部集成的 MOS 为 16V/40A，因此以规格类似的 CSD16401Q5(25V/38A)作为参考，其栅极电荷 Q_g 为 21nC，因此，可以认为 TPS549D22 内部集成 MOS 的 Q_g 也是 21nC，驱动电压 V_{BP} 为 5.07V。

上管开通时，如图 17， C_{boot} 释放的能量为

$$\Delta E_{C_{boot}} = Q_g * V_{BP} = 21nC * 5.07V = 106.5nJ$$

上管寄生电容 C_{gs} 储存的能量为

$$\Delta E_{C_{gs}} = \frac{1}{2} * C_{gs} * V_{BP}^2 = \frac{1}{2} * Q_g * V_{BP} = 53.24nJ$$

R_{boot} 上消耗的能量为

$$E_{R_{boot1}} = \Delta E_{C_{boot}} - \Delta E_{C_{gs}} = 53.24nJ$$

上管开通后， C_{boot} 由于能量消耗电压降为

$$V_{low} = \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{2} * C_{boot} * V_{BP}^2 - \Delta E_{Cboot}\right)}{\frac{1}{2} * C_{boot}}} = 4.855V$$

下管开通后，C_{boot}的充电回路如图 18，C_{boot} 补充的电荷量为

$$\Delta Q_{Cboot} = C_{boot} * (V_{BP} - V_{low}) = 21.45nC$$

BP 上供给的能量为

$$E_{BP} = \Delta Q_{Cboot} * V_{BP} = 108.8nJ$$

因此，R_{boot}上消耗的能量为

$$E_{Rboot2} = E_{BP} - \Delta E_{Cboot} = 2.301nJ$$

因此，每个开关周期内 R_{boot}上消耗的能量为

$$E_{Rboot} = E_{Rboot1} + E_{Rboot2} = 55.54nJ$$

开关频率 650kHz 时，R_{boot}上的损耗为

$$P_{Rboot} = E_{Rboot} * f_{sw} = 36.101mW$$

根据表 4，选择 0603 封装的贴片电阻即可。

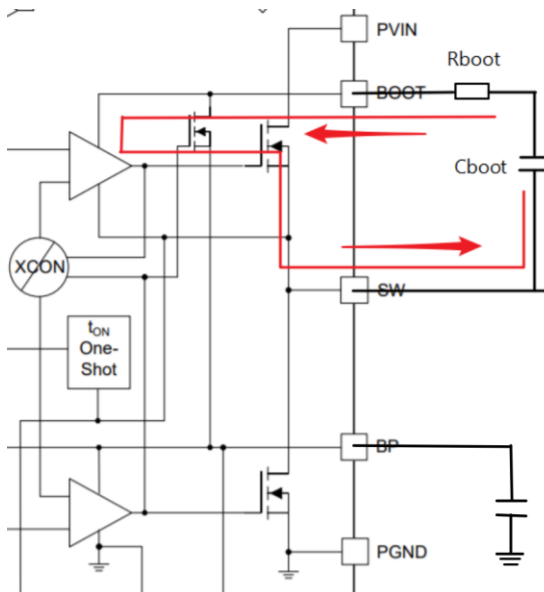


图 17 上管开通时驱动电流路径

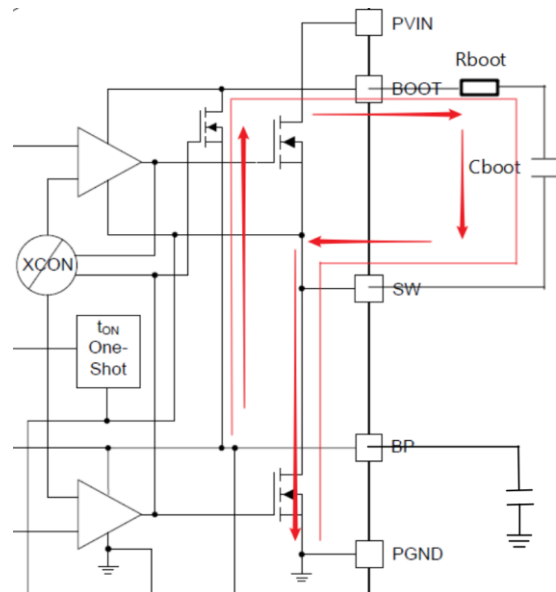


图 18 下管开通时 C_{boot} 充电路径

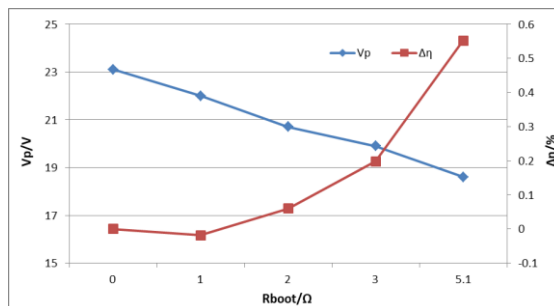


图19 不同 R_{boot} 值时振荡电压峰值与效率降低

表 5 不同 R_{boot} 值的测试结果

R_{boot}	V_p/V	$\Delta P_{diss}/W$	$\Delta \eta/\%$
0	23.10	0	0
1	22.00	-0.0036	-0.018
2	20.70	0.012	0.060
3	19.90	0.0396	0.198
5.1	18.60	0.1104	0.552

5 小结

本文研究了开关节点振荡产生的机制，并提出了三种抑制方法。第一种方法是利用输入端的高频去耦电容，第二种方法是设计 RC 缓冲电路，第三种方法是优化自举电路的串联电阻。以上三种方法均通过实验加以验证，对开关节点振荡具有很好的抑制作用。本文提出的设计方法仅供参考，设计者应该综合同步 Buck 变换器的各项指标权衡设计。

参考文献

- [1]. K. Wang, H. Ma, X. Yang, X. Zeng and G. Li, "An optimized layout with split bus capacitors in eGaN-based integrated DC-DC converter module," 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, Shanghai, 2014, pp. 446-450.
- [2]. GRM155R71H223KA12. <https://psearch.cn.murata.com/capacitor/product/GRM155R71H223KA12%23.html>
- [3]. TPS549D22EVM User's Guide. <http://www.ti.com/lit/ug/sluubg4/sluubg4.pdf>
- [4]. Snubber Circuit for Buck Converter IC http://rohmfs.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/buck_snubber_app-e.pdf
- [5]. TPS549D22 Datasheet. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps549d22.pdf>

重要声明和免责声明

TI 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安全、安保或其他要求。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 (<https://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 或 [ti.com.cn](https://www.ti.com.cn) 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。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122
Copyright © 2021 德州仪器半导体技术（上海）有限公司