

Application Note

采用 **TPSM33620-Q1** 的 **EMI** 缓解技术



Joshua Austria

摘要

电磁干扰 (EMI) 是当今数字世界所面临的一项普遍挑战。从降压转换器到微控制器，几乎每个电子器件都容易受到 EMI 发射和接收的影响。虽然肉眼不可见，但 EMI 可能会干扰关键信号和系统，从而可能降低性能。在汽车应用中，人们迫切需要通过实现符合监管电子世界的严格 EMI 指南的高能效系统。本应用手册分析了使用 TPSM33620-Q1 时（一款高效降压转换器电源模块），可用于实现发射合规性 (EMC) 的各种技术和实践。

内容

1 简介.....	2
2 传导 EMI.....	4
2.1 差模噪声.....	5
2.2 共模噪声.....	7
3 辐射 EMI.....	9
3.1 关键环路布线.....	10
3.2 缓冲器电路.....	10
3.3 PCB 布局技巧.....	12
4 总结.....	14
5 参考资料.....	14

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

根据麦克斯韦方程，任何时变电场都会产生时变磁场。这些场线穿过空间，可以通过寄生电容和电感耦合到其他系统中。这些耦合信号可能会在敏感信号上引起不需要的电场，从而影响任何受扰系统。根据此原理，任何具有不同电流的应用都可能产生不必要的 EMI。不过，本应用手册重点介绍了一种常用的功率拓扑，即降压转换器。

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (3)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \left(\mathbf{J} + \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \quad (4)$$

在核心部分，降压转换器接受输入电压并将其转换为较低的稳定输出电压。降压转换器最常见的形式是在锁存器配置中使用两个开关，将它们交替开关。当输入电压馈入降压转换器时，开关会产生脉宽调制 (PWM) 信号，在源电位 (VIN) 和返回电位 (GND) 之间交替。一旦 PWM 脉冲通过降压转换器输出级的电感电容滤波器进行平均，降压转换器就会有效地将高电势降压到较低电势。此外，输出电压经过检测并反馈至 IC，从而实现稳压输出。与通用低压降稳压器 (LDO) 等其他常见的电源转换器拓扑相比，降压转换器可以将高电势转换为低电势，并具有更高的效率。由于 MOSFET 开关被驱动至线性运行区域，因此降压转换器的功率耗散低于 LDO，因而这些器件非常适合高功率应用或低功率耗散至关重要的系统。

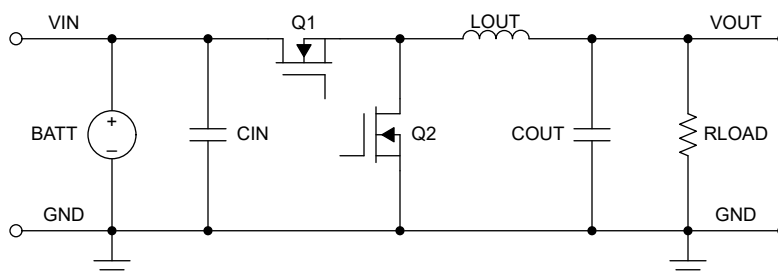


图 1-1. 同步降压转换器拓扑

与 LDO 相比，使用降压转换器的主要权衡之一是产生的 EMI 量更高。为了实现高效转换，降压转换器在两个 MOSFET 之间节点处交替变化电压 (dv/dt)。因此，降压转换器环路的一部分会产生时变电流 (di/dt)，如图 1-2 所示。高 dv/dt 和 di/dt 波形共同发射表征 EMI 噪声的时变电场及磁场。如果可以缓解降压转换器的 EMI 噪声，该设计将具有高效且足够安静的电源。

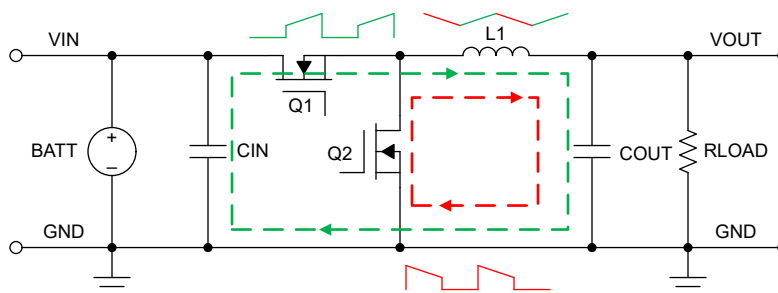


图 1-2. 降压转换器拓扑中的时变电流

要实现足够安静的系统，第一步是从 EMI 的角度了解什么符合安静条件。20 世纪 30 年代，成立了国际无线电干扰特别委员会 (CISPR)，以制定限制系统高频电压干扰的标准。美国联邦通信委员会 (FCC) 在 20 世纪 80 年代采用了 CISPR 指南，作为在所有商业销售电子器件之间强制实施 EMC 合规性的方法。采用的 CISPR 指南概述了所有类型系统的干扰电压的不同限制。由于 TPSM33620-Q1 是汽车器件，因此本文的重点是通过 CISPR25 汽车标准符合 EMC 要求。

CISPR EMI 标准包括传导和辐射 EMI 的限制。任何器件若要通过 CISPR 标准，必须同时实现传导和辐射合规性。传导 EMI 表示由于发射极及接收器之间的电气连接而产生的 EMI 部分。另外，辐射 EMI 表示 EMI 的分量，该分量从空气辐射到未以电气方式连接到 EMI 发射器的接收器。许多降压转换器应用都无法同时满足传导和辐射 EMI 标准，需要各种滤波和电路板设计技术才能实现 EMC。本应用手册的其余部分讨论了 TPSM33620-Q1 上用于通过 CISPR25 汽车 5 类 EMI 标准的常见 EMI 缓解技术。

2 传导 EMI

传导 EMI 封装了直通系统的发射，直接连接到发射极。为了测量传导 EMI，在电源和被测器件 (DUT) 之间放置了一个线路阻抗稳定网络 (LISN)。LISN 的目的有两个，一是过滤掉测试设置所需的无关连接可能产生的任何传导 EMI，二是提供恒定的阻抗，使全球传导 EMI 测试设置的测试标准化。图 2-1 展示了用于完成第一个任务的高阻抗滤波器以及在相位和中性点连接之间连接的恒定 $50\ \Omega$ 负载（成功实现第二个目标）。巧妙地选择 $50\ \Omega$ 电阻器来实现与电源和 LISN 之间常见的 $50\ \Omega$ 同轴连接线的阻抗匹配，从而避免来自原本嘈杂的电源的传输线路反射。

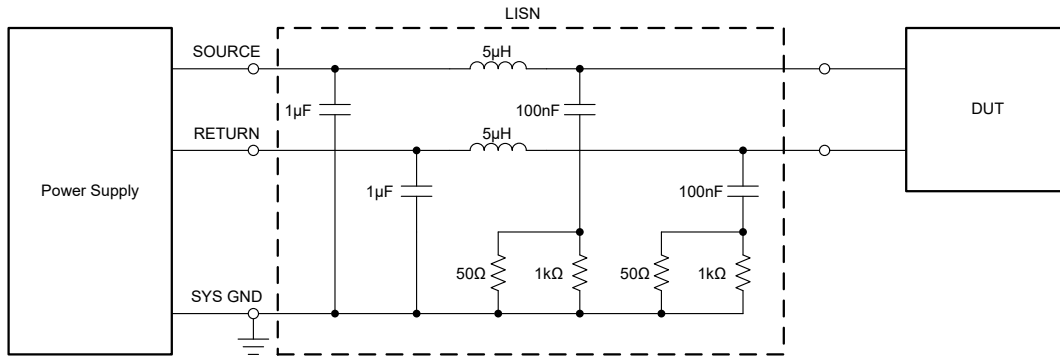


图 2-1. 用于 EMI 测试的 LISN 原理图及设置

传导 EMI 可以进一步分为差模噪声和共模噪声两个部分。差模噪声来自电流沿相反方向流动的系统源和回流。图 2-2 显示了器件的不连续电流，该电流会在 VIN 和 GND 之间产生噪声。共模噪声由沿源极和返回方向流动的电流组成，但电流方向相同。对于降压转换器，这是 VIN 和 GND 线路相对于机箱接地的寄生电容的结果，如图 2-3 所示。为了充分降低传导 EMI，必须从定性角度分析这两种噪声。只有通过单独解决这些 EMI 模式，设计人员才能改善系统的整体传导 EMI 曲线。

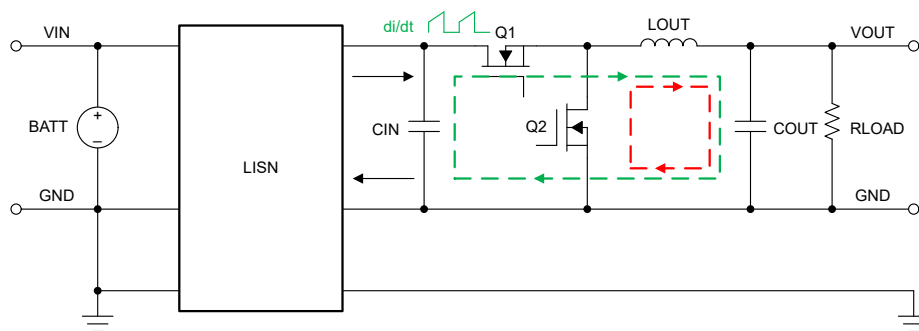


图 2-2. 降压转换器中的差模噪声

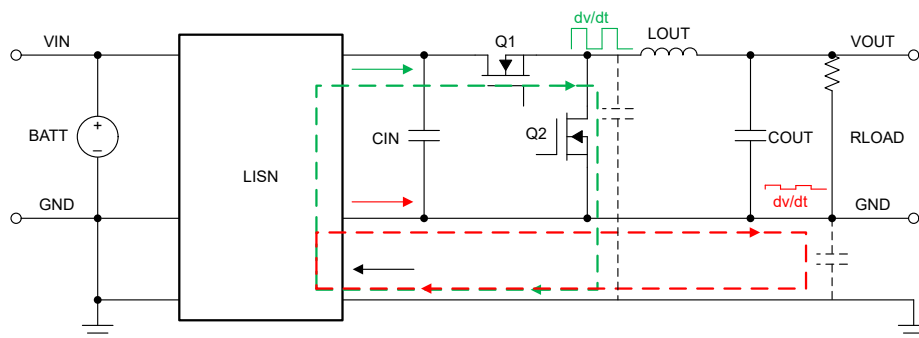


图 2-3. 降压转换器中的共模噪声

2.1 差模噪声

对于差模噪声，电流从线到线 (VIN 到 GND) 行进，从而通过器件的主电流环路产生噪声。图 2-2 表示开关 MOSFET 的不连续电流如何导致 VIN 线路中出现高 di/dt。绿色波形显示流经 Q1 的电流的不连续特性。一旦 Q1 (作为降压转换器的函数) 关断，而 Q2 (作为降压转换器的函数) 导通，就会生成相反的类似的不连续 di/dt。当不连续电流流经由 CIN、Q1 和 Q2 创建的环路时，由于 VIN 和 GND 线路中的寄生电感，会产生电磁力 (emf)。该 emf 表征降压转换器中的大多数传导差模噪声。

通过使用无源器件来过滤差模噪声，这些无源器件会阻止不需要的能量并将其从 VIN 分流到 GND。滤除降压转换器的差模噪声的常见方法是采用低通 π 型滤波器。低通 π 型滤波器以原理图形状命名，由 VIN 和 GND 之间的电容器以及一个与 VIN 线串联的电感器组成。电感会阻碍噪声的产生，而电容会在各种频率范围内将其分流到 GND 线路上。在 IC 侧添加具有足够等效串联电阻 (ESR) 的附加体电容，以抑制 LC 滤波器产生的自然谐振，从而防止电感性振铃并稳定整个回路。

由于 π 型滤波器利用无源器件，因此下面的简单公式可用于确定适用于给定衰减的滤波器元件尺寸。首先，必须选择电感器 (LF)。由于 LF 部分定义了滤波器的谐振，因此 400kHz 至 2.2MHz 应用的合理范围通常是 1μH 至 10μH。选择 LF 后，公式 5 和 6 将给出滤波电容器 (CF) 的最小值。只要 CF 大于公式 5 和 6 的值，EMI 滤波器的谐振将保持在器件开关频率 (FS) 以下至少一个十倍频程，并实现滤波器通过 EMI 所需的以 dB 计衰减 (Att_{dB})。最后，使用公式 7 以及公式 8 中所需的阻尼电阻 (ESRD) 计算阻尼电容 (CD)。这些元件的多种组合可以用于实现类似的衰减曲线。由应用设计者决定哪些组件值将受到限制。

$$C_F = \frac{C_{IN}}{C_{IN}L_F(2\pi F_S/10)^2 - 1} \quad (5)$$

$$C_F = \frac{1}{L_F} \left(\frac{10^{|Att|_{dB}/40}}{2\pi F_S} \right)^2 \quad (6)$$

$$C_D \geq 4C_{IN} \quad (7)$$

$$ESR_D \approx \sqrt{\frac{L_F}{C_{IN}}} \quad (8)$$

对于理想电感器，阻抗以及衰减能力会随着频率的增加而上升。在实践中，由于电感器线圈之间的绕组间电容，电感器会受到尺寸和高效率之间的争用的限制。随着频率的增加，绕组间电容决定了电感器的特性，从而大大降低了其衰减噪声的能力。电感器制造商通常指定电感器的自谐振频率 (SRF)，以表示衰减不再有效的位置。通常，随着电感器的 SRF 增加，其尺寸也会随着其增加线圈之间的间距而增加，从而减小其绕组间电容。

另一方面，随着频率的上升，铁氧体磁珠类似于电阻器，而不是电容器。虽然铁氧体磁珠的操作可能比电感器更有损耗，但结果是在相对较小的封装中，在更宽的频率范围内具有更宽容的衰减曲线。对于 TPSM33620-Q1，使用铁氧体磁珠代替电感器，因为与类似电感器相比，铁氧体在低电流应用中的损耗增加是可以接受的，这源于铁氧体的简单性和更小尺寸。这一理解，以及上面的方程式 5 和方程式 6，产生了图 2-4 中的输入滤波器。

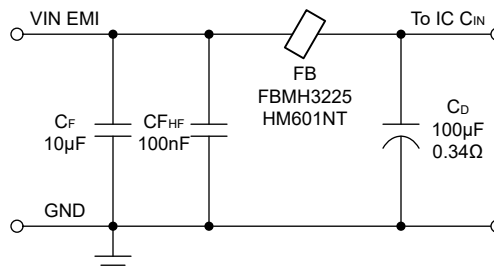


图 2-4. TPSM33620-Q1 的铁氧体差模 EMI 滤波器

图 2-5 示出了不带输入滤波器的 TPSM33620-Q1 的传导 EMI 结果。最大的噪声尖峰出现在 2.2MHz 处，即器件的 FS。差模开关噪声不受阻碍地传播到更高的谐波，最终超出 CISPR25 传导 EMI 的限制线。在实施图 2-4 中的输入滤波器后，可以立即看到改进。图 2-6 显示了在开关频率有效衰减时低得多的噪声水平。由于差模噪声的抑

制，较高频率下的传导 EMI 也会降低。TPSM33620-Q1 只用一个简单的铁氧体磁珠滤波器，即可满足 CISPR25 传导 EMI 标准。

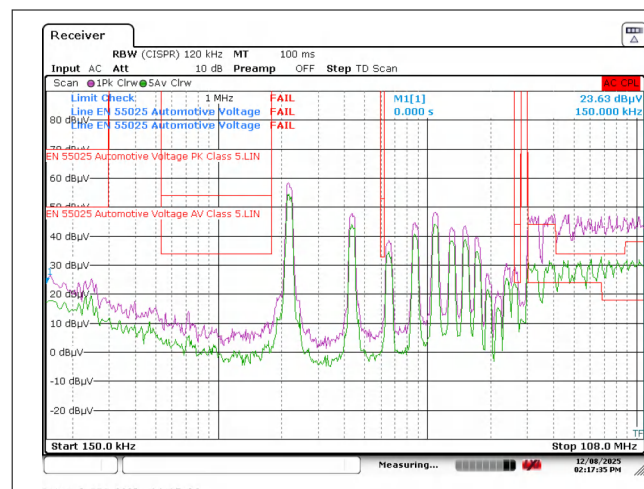


图 2-5. TPSM33620-Q1 不带输入滤波器、12.5VIN、3.3VOUT、2A 时的传导 EMI

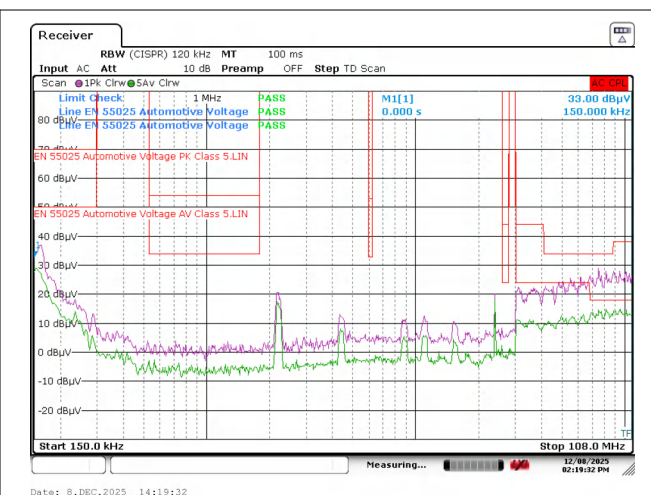


图 2-6. TPSM33620-Q1 带有输入滤波器、12.5VIN、3.3VOUT、2A 时的传导 EMI

2.2 共模噪声

共模噪声比差模噪声更难以处理。理论上，不能存在共模噪声，因为 VIN 和 GND 线路与测量室接地之间没有电气连接。但是，由于两条线路与室温接地之间的寄生电容，共模噪声有一条通往 LISN 的路径。图 2-3 展示了将 Q1 源极连接到 Q2 漏极的开关节点 (SW) 处生成的高 dv/dt 波形。通过 SW 和室接地之间的寄生电容，这个高 dv/dt 信号可以通过 LISN 传播，从而形成通常在共模噪声中占主导地位的绿色电流环路。在 GND 线内，每个元件上的寄生阻抗和电容都会返回，并且器件中的一般开关噪声会导致一种称为接地反弹的现象，即电路板上的基准接地不一致。dv/dt 通常较小但仍然存在，会形成红色电流环路，从而进一步增加共模噪声。在这两条路径中，共模噪声占主导地位。

与差模噪声类似，许多共模噪声滤波技术都涉及阻止和分流噪声。与差模铁氧体磁珠和电感器一样，共模扼流圈可与 VIN 和 GND 线路串联放置以提供衰减。Y 电容器还可以放置在系统和机箱接地之间以分流共模噪声，从而形成有效的共模噪声滤波器。但是，这两个元件都有通常禁止使用的关键注意事项。共模扼流圈很大并降低了器件的效率，而 Y 电容器需要物理连接到系统的机箱接地端，这对于许多应用来说可能并不可行。因此，TPSM33620-Q1 不使用共模扼流圈或 Y 电容器来降低传导共模噪声。

TPSM33620-Q1 采用了一种称为展频的技术，旨在帮助降低共模噪声。扩频将器件的开关频率抖动一个设定的百分比，将高 dv/dt 开关噪声的能量分散在整个频谱上，以减少 EMI 峰值。虽然在降压转换器输出端表示频率调制时，这确实具有略微增加输出电压纹波的效果，但 EMI 性能大大提高。图 2-7 示出了 TPSM33620-Q1 中的展频实现。

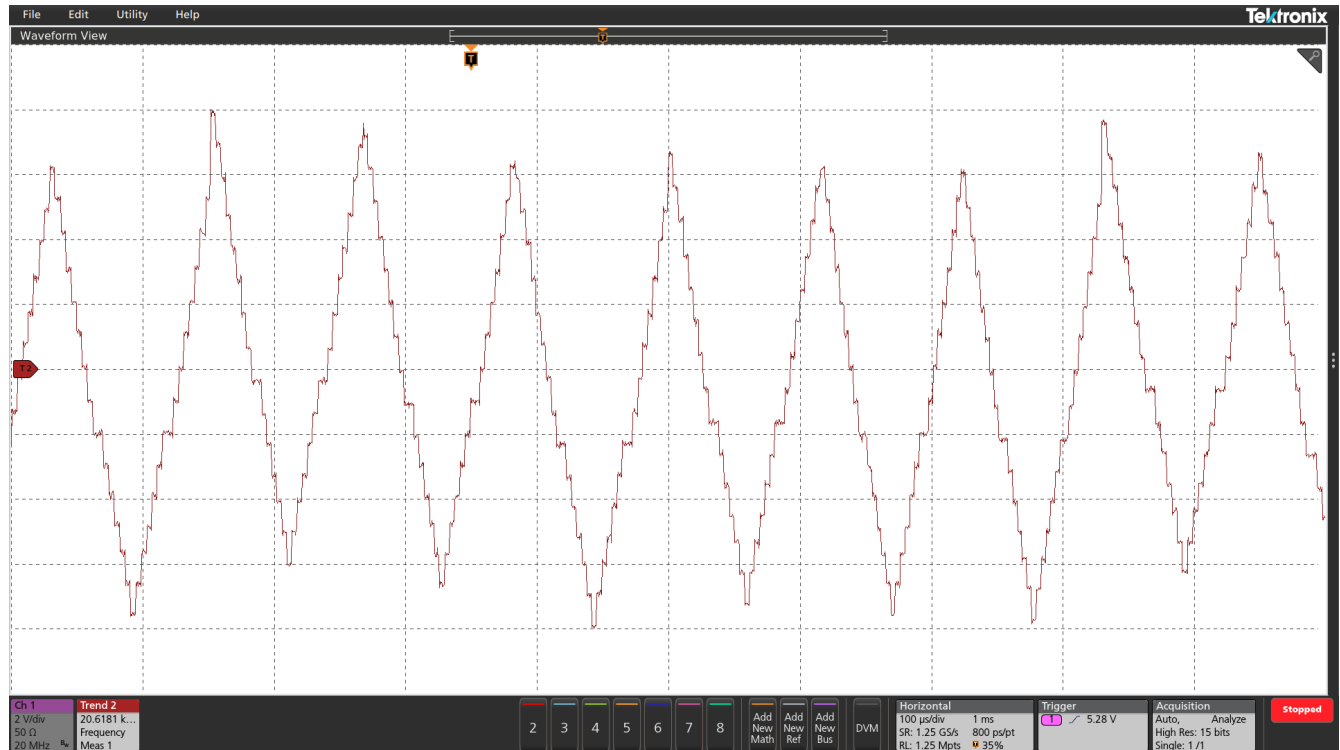


图 2-7. TPSM33620-Q1 上的展频方案导致频率随时间变化

此外，TPSM33620-Q1 还包含集成式自举电容器和薄型电感器。这样可以将开关节点缩小到最低限度，从而限制高效辐射噪声的能力并通过室温接地层减少其寄生电容，进而简化布局过程。TPSM33620-Q1 利用简单的 π 差模滤波器，同时利用扩频实现和关键集成元件，通过了汽车 CISPR25 5 级传导 EMI 标准。

3 辐射 EMI

虽然 TPSM33620-Q1 使用滤波元件实现了符合传导 EMI 标准的 EMC，但辐射 EMI 通常是一个棘手的问题。辐射 EMI 包括影响系统的发射，而不是以电气方式连接到电位发射极。因此，辐射 EMI 的 CISPR 指南可以将频率封装到 1GHz 以上，并使用远离器件的敏感天线进行测量。符合 EMC 传导标准的器件仍可能不符合相应的辐射标准，因为用于在电气线路上实现传导 EMC 的技术不会影响太空中电磁波的辐射噪声。实现辐射 EMC 更侧重于识别及限制辐射 EMI 的噪声源的有效性。

与传导 EMI 一样，辐射 EMI 的来源是降压转换器运行过程中不连续的电流和电压。如前所述，由于器件的开关特性，高 di/dt 电流会通过 CIN、Q1 和 Q2 创建的环路传播。根据安培定律，环路中的时变电流会产生一个磁场，这个磁场是辐射 EMI 噪声的主要来源。通过增加环路尺寸、寄生电感或电流，该环路中的磁通和磁场会被放大。

来自 SW 节点的高 dv/dt 环路是辐射噪声的另一主要来源。从本质上讲， dv/dt 环路会产生一个在空间中传播的电场。SW 节点和接地之间的寄生电容会在 SW 波形中产生不必要的电压尖峰，从而进一步加剧辐射噪声。图 3-1 显示了负责降压转换器发出的辐射 EMI 的 di/dt 和 dv/dt 信号。

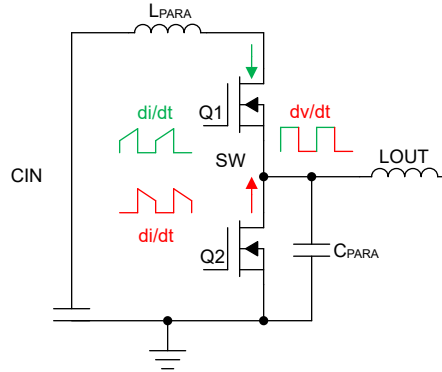


图 3-1. 降压转换器中的辐射 EMI 路径

3.1 关键环路布线

降低高 di/dt 信号产生的辐射 EMI 的主要方法之一是减小 CIN、Q1、Q2 及 GND 追溯的面积。由于降压模块已在 IC 中集成了 MOSFET 和电感器，因此可以布线以减小电流环路面积的唯一关键元件是 VIN 电容器。VIN 电容器是为应用提供滤波的第一道防线，可抵御器件的高 di/dt 环路。此外，低容值电容器（100nF 范围内）在高频下提供低阻抗路径，以便将有问题的噪声接地。对于 TPSM33620-Q1 布局，低值电容器布置在器件下方，因为这种放置方式经证明是 VIN 高频电容器的最短电流环路 and 最小电感路径。此外，将两个电容器并联，以便进一步降低电流环路这一部分的电感。较大的电容器放置在电路板顶部和底部的并联配置中，以帮助对低频噪声进行去耦，使其尽可能靠近降压转换器引脚。总之，TPSM33620-Q1 EMI EVM 上的电容器组合提供了一个良好、短的去耦路径，有助于限制整个器件中辐射 EMI 的传播。

3.2 缓冲器电路

减少降压转换器中高 dv/dt 的 EMI 辐射的一种常见方法是减缓 SW 节点的速度。通过减慢 SW 节点，器件寄生电容产生的电压峰值不那么明显，从而减少了相关的辐射电场。对于许多器件，这是通过与自举电容器串联的电阻器来实现的。但是，TPSM33620-Q1 具有集成式自举电容器，因此无法访问自举电容器。此外，添加与引导电容器串联的电阻会导致器件产生更多热量，因为这会强制高侧 FET 导通更长时间。在只能访问 SW 的情况下，缓冲器电路是 TPSM33620-Q1 上降低 dv/dt 速度的唯一方法。

图 3-2 展示了 TPSM33620-Q1 的开关节点。与任何高 dv/dt 环路一样，在高频范围内都存在过冲和下冲。这些电压尖峰会在这些频率范围内产生相关 EMI 峰值。测量 dv/dt 峰值的频率可得到 400MHz 到 500MHz 范围内的频率，这与图 3-3 和图 3-4 中的 EMI 尖峰相匹配。由于存在这种噪声的开关节点，TPSM33620-Q1 在 400MHz 到 500MHz 频率范围内会错过 EMC 的几个 dB。

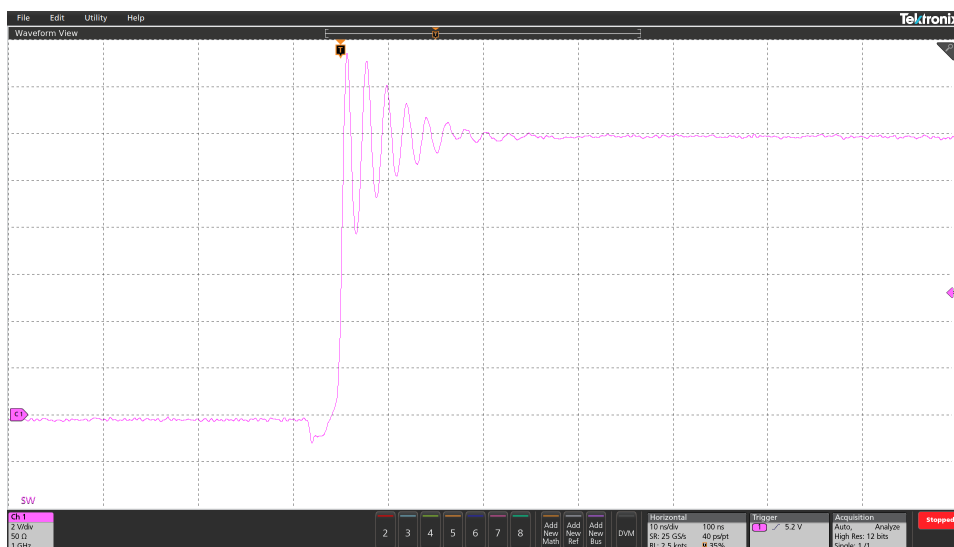


图 3-2. TPSM33620-Q1 开关节点上升沿纹波

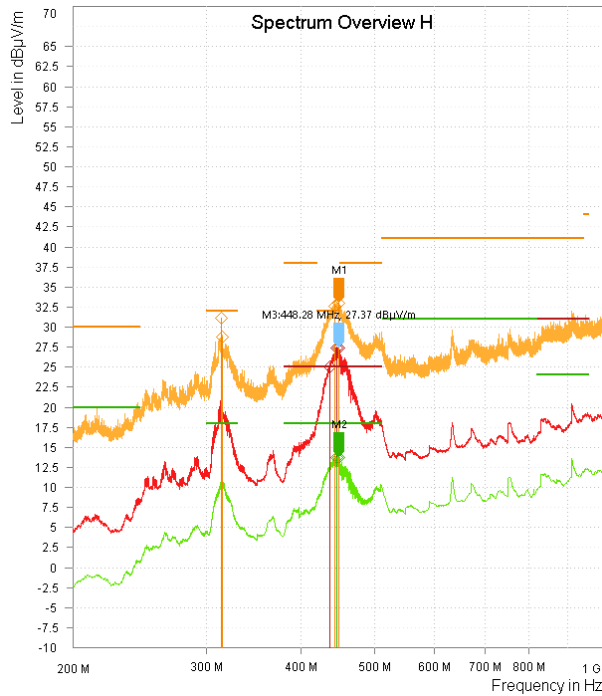


图 3-3. TPSM33620-Q1 不带缓冲器、水平极化、12VIN、3.3VOUT、2A 时的辐射 EMI



图 3-4. TPSM33620-Q1 不带缓冲器、垂直极化、12VIN、3.3VOUT、2A 时的辐射 EMI

为了解决这些发射问题，通过抑制该节点中的寄生电感来“缓冲”高频 dv/dt 。缓冲电路从开关节点吸取能量，从而降低对 EMI 的影响。本[技术文章](#)可以用于计算有效抑制开关节点所需的 RC 常数。值得注意的是，通过减小电阻并增加缓冲器的电容，可以增加衰减的能量。对于 TPSM33620-Q1，缓冲电阻器降低至 $1\ \Omega$ ，缓冲电容器增加至 1000pF 以进行补偿。图 3-5 显示了开关节点中更低的 dv/dt 尖峰。因此，图 3-6 和图 3-7 显示了在开关振铃产生噪声的高频区域的改进。虽然可有效降低 EMI，但缓冲器电路会耗散更多能量，从而降低应用的效率。借助此缓冲器电路，TPSM33620-Q1 在 2A 负载下的功耗可增加 30mW 。

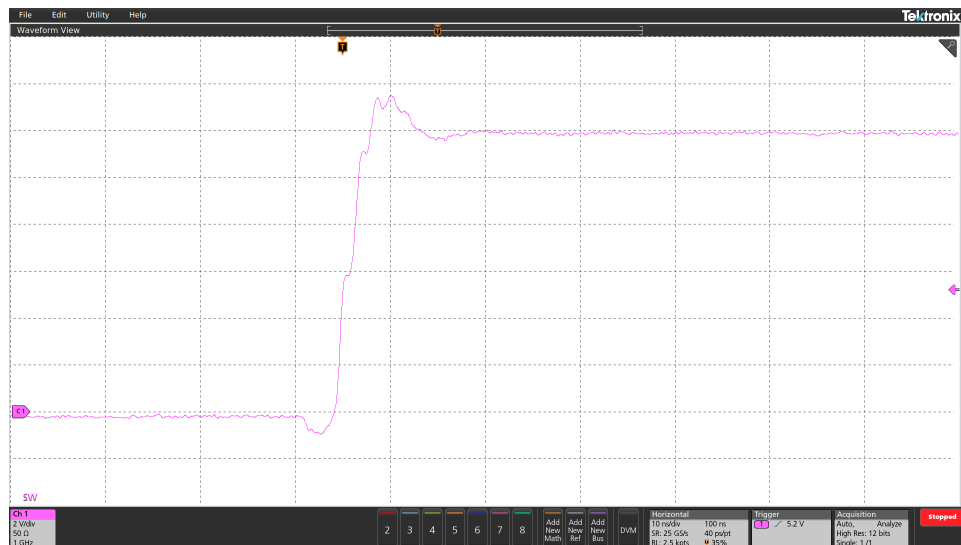


图 3-5. TPSM33620-Q1 带缓冲器的开关节点上升沿纹波

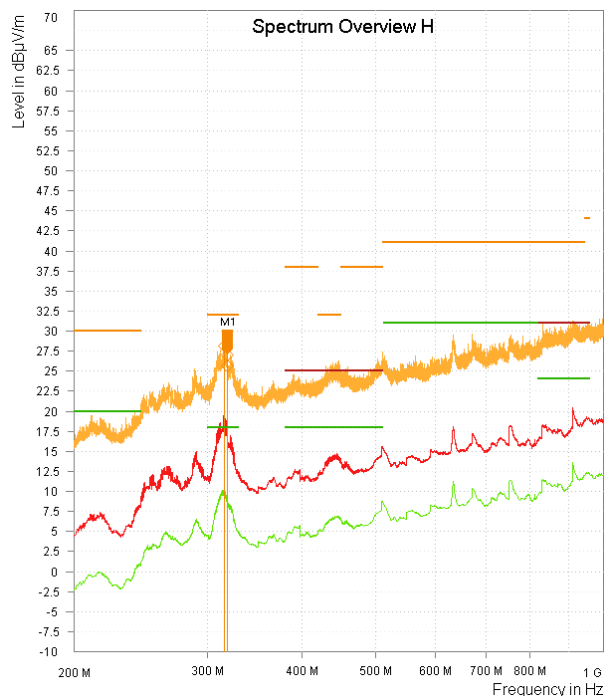


图 3-6. TPSM33620-Q1 带缓冲器电路、水平极化、12VIN、3.3VOUT、2A 时的辐射 EMI

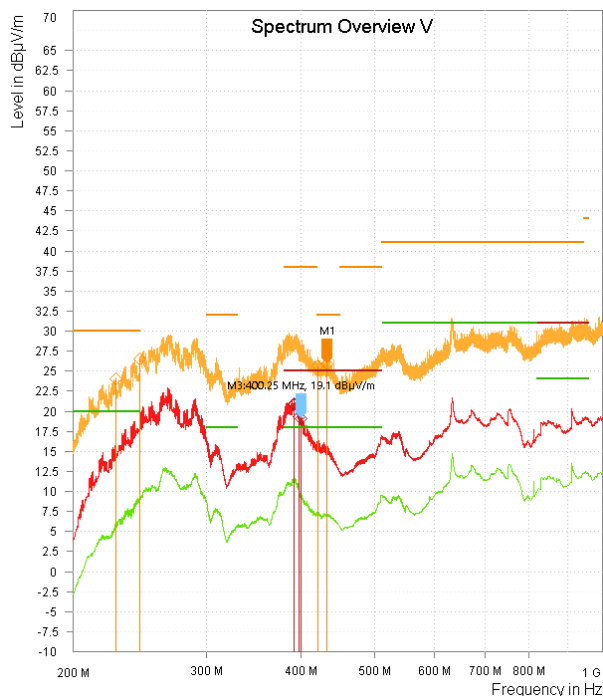


图 3-7. TPSM33620-Q1 带缓冲器电路、垂直极化、12VIN、3.3VOUT、2A 时的辐射 EMI

3.3 PCB 布局技巧

降低降压转换器总体辐射发射的另一种方法是将有问题的布线掩埋并且环绕在铜接地平面中。部分 VIN 布线可以布置在第二个接地层下方。实际上，这会将第 2 层和第 4 层上 GND 平面之间的布线夹合在一起，为噪声关键型 VIN 信号提供临时的法拉第笼。对于在电路板电源和降压转换器之间需要较长电源布线的的应用，这可以产生简单的电路板噪声滤波器。该技术也可用于输出电压，但影响较小，因为它不会承载来自高 dv/dt 开关环路的几乎大部分能量。

与在 PCB 中掩埋布线类似，可以使用过孔来实现类似的效果。通过使用穿孔接地过孔将嘈杂的高电势线路围起来，可以有效地将布线的 EMI 与电路板的其余部分隔离开来。这会中断任何潜在的接收天线，并为来自围栏布线的噪声提供低阻抗接地路径。可以通过接地过孔屏蔽 VIN 和 VOUT 电源布线，从而帮助防止任何意外的天线辐射 EMI。这些对于跨越 VIN 和 VOUT 等多层的电源迹线最为有效，基本上用 GND 完全包围 VIN 和 VOUT 迹线。

通过对敏感信号、缓冲电路和 PCB 布局技术进行精心布线，TPSM33620-Q1 符合 CISPR25 辐射 EMI 标准。图 3-8、图 3-9 和图 3-10 表示 TPSM33620-Q1 在 150kHz 至 1GHz 范围内测得的峰值和平均辐射 EMI 性能。

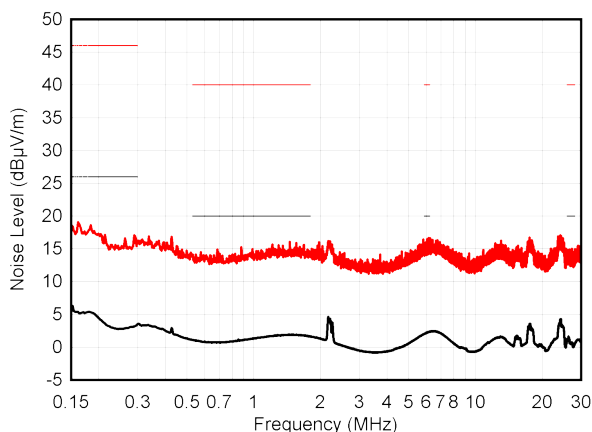


图 3-8. TPSM33620-Q1 150kHz 至 30MHz、12.5VIN、3.3VOUT、2A 时的辐射 EMI

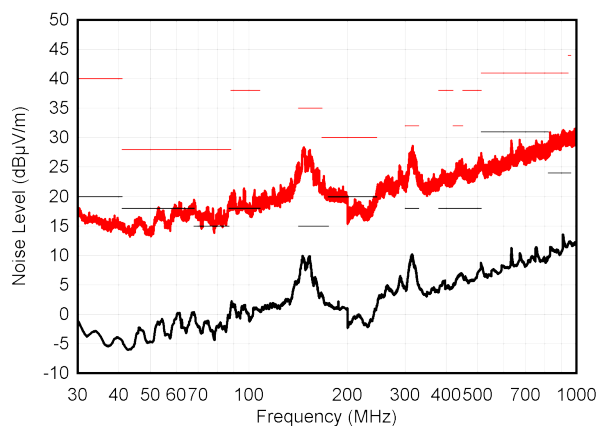


图 3-9. TPMS33620-Q1 辐射 EMI 30MHz 至 1GHz ,
水平极化 , 12.5VIN , 3.3VOUT , 2A

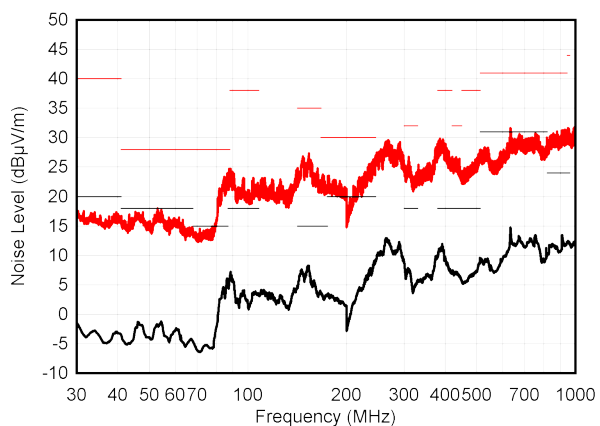


图 3-10. TPMS33620-Q1 辐射 EMI 30MHz 至 1GHz ,
垂直极化 , 12.5VIN , 3.3VOUT , 2A

4 总结

电磁兼容性是任何电子系统的一个重要方面。虽然降压模块因相对简单和高效率而对电力电子领域至关重要，但开关行为会导致 EMI 问题。尽管 TPSM33620-Q1 已使用集成电感器和引导电容器来帮助限制 EMI 辐射，但需要精心的板级设计，以达到辐射和传导标准的 EMC。TPSM33620-Q1 使用铁氧体 π 型滤波器、缓冲器和所述的电路板技术，可满足 CISPR25 5 类传导和辐射标准的 EMC 要求。

5 参考资料

- Alan Martin, *AN-2162: 轻松解决 直流/直流转换器的传导 EMI 问题*
- Clayton R. Paul, *电磁兼容性简介, 第 2 版*
- F. A. Kharanaq, A. Emadi 和 B. Bilgin, *用于电源转换器 EMI 分析的传导发射建模: 最新技术综述, IEEE Access*, 第 8 卷, 第 189313-189325 页, 2020 年
- 合规新闻, *CISPR 历史*
- Jerry Freeman, *EMI/EMC: 从 IC 到 PCB 全球 FAE 会议*
- Reto B. Keller, *电磁兼容性设计 — 简述*

重要通知和免责声明

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、与某特定用途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、安保法规或其他要求。

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月