



## 简介

高开关频率是在电源转换技术发展过程中促进尺寸减小的主要因素。为了符合相关法规，通常需要采用电磁干扰 (EMI) 滤波器，而该滤波器通常在系统总体尺寸和体积中占据很大一部分，因此了解高频转换器的 EMI 特性至关重要。

在本系列文章的第 2 部分，您将了解差模 (DM) 和共模 (CM) 传导发射噪声分量的噪声源和传播路径，从而深入了解 DC/DC 转换器的传导 EMI 特性。本部分将介绍如何从总噪声测量结果中分离出 DM/CM 噪声，并将以升压转换器为例，重点介绍适用于汽车应用的主要 CM 噪声传导路径。

## DM 和 CM 传导干扰

DM 和 CM 信号代表两种形式的传导发射。DM 电流通常称为对称模式信号或横向信号，而 CM 电流通常称为非对称模式信号或纵向信号。图 1 显示了同步降压和升压 DC/DC 拓扑中的 DM 和 CM 电流路径。Y 电容  $C_{Y1}$  和  $C_{Y2}$  分别从正负电源线连接到 GND，轻松形成了完整的 CM 电流传播路径。

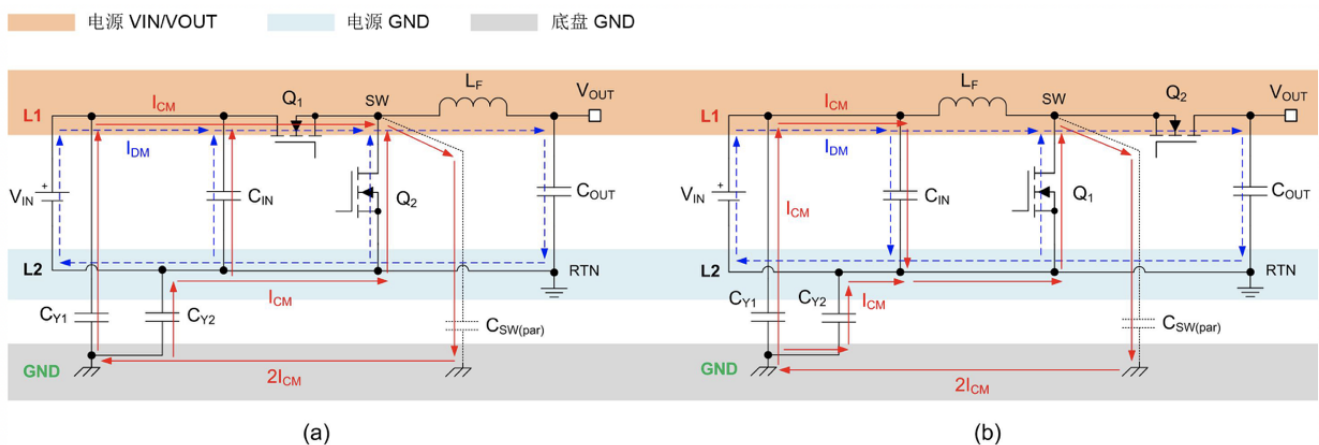


图 1：同步降压 (a) 和升压 (b) 转换器 DM 和 CM 传导噪声路径

## DM 传导噪声

DM 噪声电流 ( $I_{DM}$ ) 由转换器固有开关动作产生，并在正负电源线 L1 和 L2 中以相反方向流动。DM 传导发射为“电流驱动型”，与开关电流 ( $di/dt$ )、磁场和低阻抗相关。DM 噪声通常在较小的回路区域流动，返回路径封闭且紧凑。

例如，在连续导通模式 (CCM) 下，降压转换器会产生一种梯形电流，且这种电流中谐波比较多。这些谐波在电源线上会表现为噪声。降压转换器的输入电容 (图 1 中的  $C_{IN}$ ) 有助于滤除这些高阶电流谐波，但由于电容的非理想寄生特性 (等效串联电感 (ESL) 和等效串联电阻 (ESR))，有些谐波难免会以 DM 噪声形式出现在电源电流中，即使在添加实用的 EMI 输入滤波器级之后也于事无补。

CM 传导噪声

另一方面，CM 噪声电流 ( $I_{CM}$ ) 会流入接地 GND 线并通过 L1 和 L2 电源线返回。CM 传导发射为“电压驱动型”，与高转换率电压 ( $dv/dt$ )、电场和高阻抗相关。在非隔离式 DC/DC 开关转换器中，由于 SW 节点处的  $dv/dt$  较高，产生了 CM 噪声，从而导致产生位移电流。该电流通过与 MOSFET 外壳、散热器和 SW 节点走线相关的寄生电容耦合到 GND 系统。与转换器输入或输出端的接线较长相关的耦合电容也可能构成 CM 噪声路径。

图 1 中的 CM 电流通过输入 EMI 滤波器的 Y 电容 ( $C_{Y1}$  和  $C_{Y2}$ ) 返回。另一条返回路径为，通过 LISN 装置（在本系列文章的第 1 部分中讨论过）的  $50\Omega$  测量阻抗返回，这显然是不合需要的。尽管 CM 电流的幅值远小于 DM 电流，但相对来说更难以处理，因为它通常在较大的传导回路区域流动，如同天线一般，可能增加辐射 EMI。

图 2 显示了 Fly-Buck（隔离式降压）转换器的 DM 和 CM 传导路径。CM 电流通过变压器  $T_1$  的集总绕组间电容（图 2 中的  $C_{PS}$ ）流到二次侧，并通过接地 GND 连接返回。图 2 还显示了 CM 传播的简化等效电路。

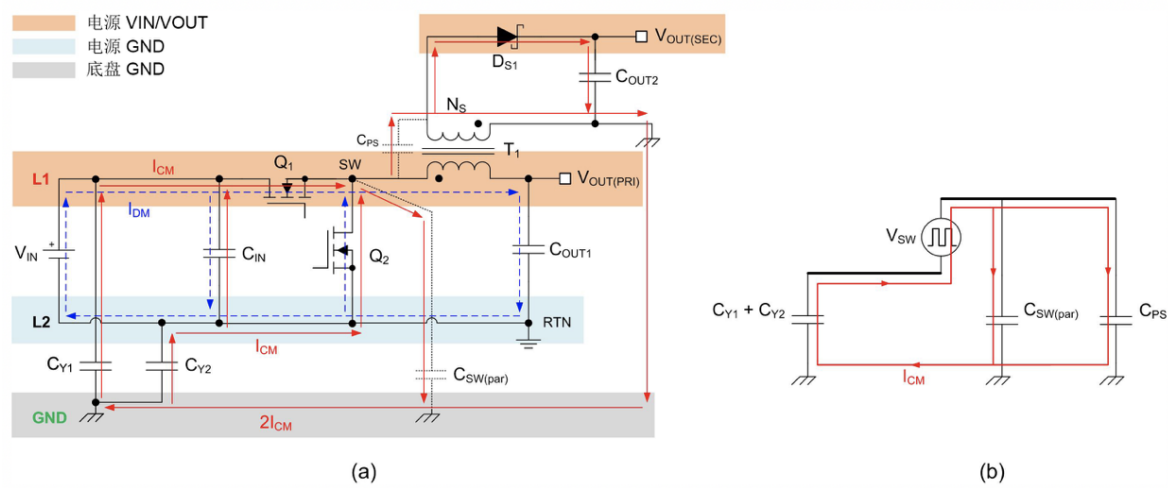


图 2：Fly-Buck 隔离式转换器 DM 和 CM 传导噪声传播路径 (a)；CM 等效电路 (b)

在实际的转换器中，以下元件寄生效应均会影响电压和电流波形以及 CM 噪声：

- MOSFET 输出电容 ( $C_{OSS}$ )。
- 整流二极管结电容 ( $C_D$ )。
- 主电感绕组的等效并联电容 (EPC)。
- 输入和输出电容的等效串联电感 (ESL)。

相关内容，我将在第 3 部分中进一步详细介绍。

噪声源和传播路径

正如第 1 部分所述，测量 DC/DC 转换器传导发射（对于 CISPR 32 标准，规定带宽范围为 150kHz 至 30MHz；对于 CISPR 25 标准，则规定频率范围为更宽的 150kHz 至 108MHz）时，测量的是每条电

源线上 50Ω LISN 电阻两端相对于接地 GND 的**总噪声电压**或“非对称”干扰。

图 3 显示了 EMI 噪声的产生、传播和测量模型。噪声源电压用  $V_N$  表示，噪声源和传播路径阻抗分别用  $Z_S$  和  $Z_P$  表示。LISN 和 EMI 接收器的高频等效电路仅为两个 50Ω 电阻。图 3 还显示了相应的 DM 和 CM 噪声电压  $V_{DM}$  和  $V_{CM}$ ，它们由两条电源线的总噪声电压  $V_1$  和  $V_2$  计算得出。DM（或“对称”）电压分量定义为  $V_1$  和  $V_2$  矢量差的一半；而 CM（或“非对称”）电压分量定义为  $V_1$  和  $V_2$  矢量和的一半。请注意，本文提供的  $V_{DM}$  通用定义与 CISPR 16 标准规定的值相比，可能存在 6dB 的偏差。

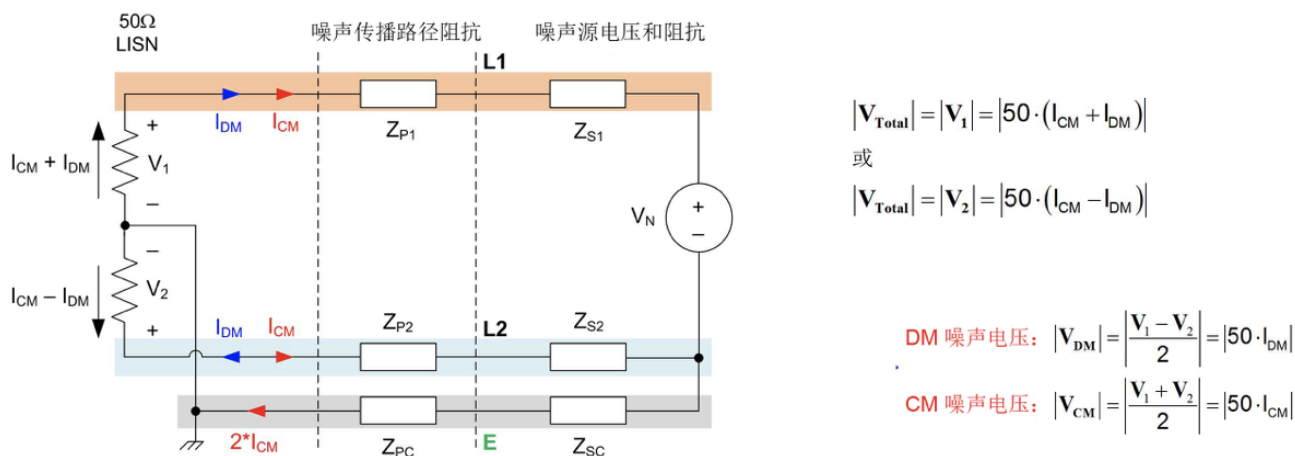


图 3：传导 EMI 发射模型，其中显示了噪声源电压、噪声传播路径和 LISN 等效电路

CM 噪声源阻抗主要是容性阻抗，并且  $Z_{CM}$  随频率的增大而减小。而 DM 噪声源阻抗通常为阻性和感性阻抗，并且  $Z_{DM}$  随频率的增大而增大。

要降低传导噪声水平，确保噪声源本身产生较少的噪声是其中的一种方法。对于噪声传播路径，可以通过滤波或其他方法调整阻抗，从而减小相应的电流。例如，要降低降压或升压转换器中的 CM 噪声，需要降低 SW 节点  $dv/dt$ （噪声源）、通过减小接地寄生电容来增大阻抗、或者使用 Y 电容和/或 CM 扼流器进行滤波。本系列文章的第 4 部分将详细介绍 EMI 抑制技术分类。

## DM 和 CM EMI 滤波

无源 EMI 滤波是最常用的 EMI 噪声抑制方法。顾名思义，这类滤波器仅采用无源元件。将这类滤波器设计用于电力电子设备时特别具有挑战性，因为滤波器端接的噪声源（开关转换器）和负载（电线）阻抗是不断变化的。

图 4a 显示了传统的 p 型 EMI 输入滤波器，以及整流和瞬态电压钳位功能（为直流/交流输入供电的 DC/DC 转换器提供 EMC 保护）。此外，图 4 还包括本系列文章第 1 部分中的 LISN 高频等效电路。

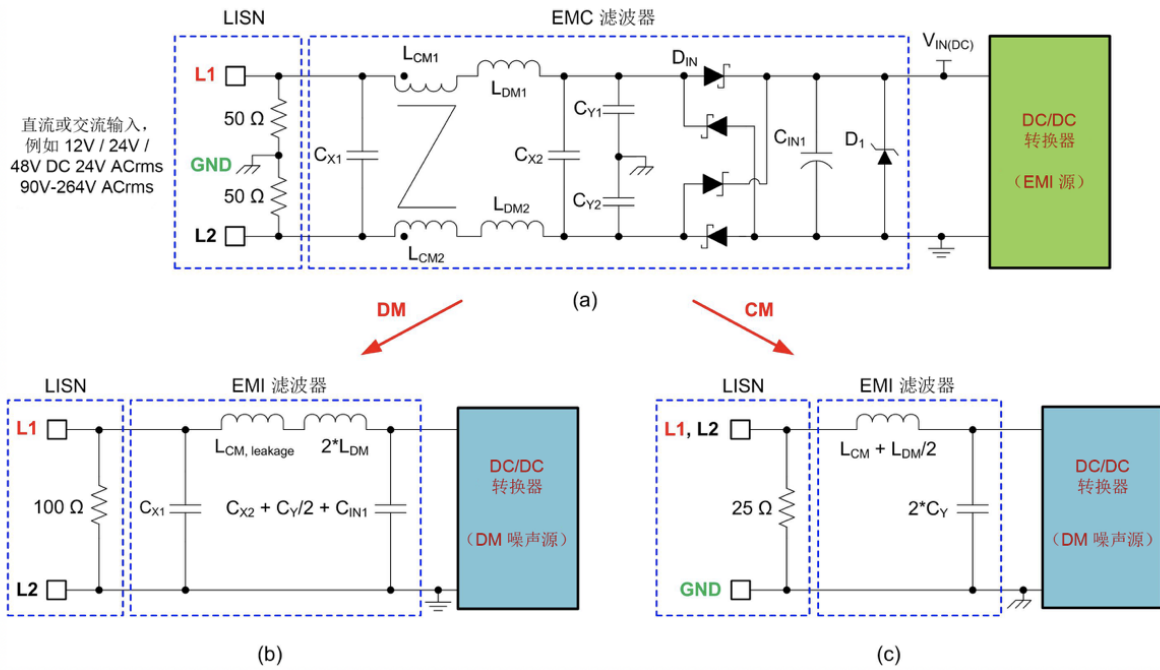


图 4：传统的 EMC 输入滤波器 (a)，包括 DM 等效电路 (b) 和 CM 等效电路 (c)

典型 EMI 滤波器的两个 CM 绕组相互耦合，这两个绕组的 CM 电感分别为  $L_{CM1}$  和  $L_{CM2}$ 。DM 电感  $L_{DM1}$  和  $L_{DM2}$  分别是两个耦合的 CM 绕组的漏电感，并且还可能包括分立的 DM 电感。 $C_{X1}$  和  $C_{X2}$  为 DM 滤波器电容，而  $C_{Y1}$  和  $C_{Y2}$  为 CM 滤波器电容。

通过将 EMI 滤波器去耦为 DM 等效电路和 CM 等效电路，可简化其设计。然后，可以分别分析滤波器的 DM 和 CM 衰减。去耦基于这样的假设，即 EMI 滤波器具有完美对称的电路结构。在实现的对称滤波器中，假设  $L_{CM1} = L_{CM2} = L_{CM}$ ， $C_{Y1} = C_{Y2} = C_Y$ ， $L_{DM1} = L_{DM2} = L_{DM}$ ，并且印刷电路板 (PCB) 布局也完美对称。DM 等效电路和 CM 等效电路分别如图 4b 和图 4c 所示。

但是，严格来说，实际情况下并不存在完美对称，因此 DM 和 CM 滤波器并不能完全去耦。而结构不对称可能导致 DM 噪声转变成 CM 噪声，或者 CM 噪声转变成 DM 噪声。通常，与转换器噪声源和 EMI 滤波器参数相关的不平衡性可能导致这种模式转变。

## DM 和 CM 噪声分离

传导 EMI 的初始测量结果通常显示 EMI 滤波器衰减不足。为了获得适当的 EMI 滤波器设计，必须独立研究待测设备 (EUT) 产生的传导发射的 DM 和 CM 噪声电压分量。

将 DM 和 CM 分开处理有助于确定相关 EMI 源并对其进行故障排除，从而简化 EMI 滤波器设计流程。正如我在上一部分强调的那样，EMI 滤波器采用了截然不同的滤波器元件来抑制 DM 和 CM 发射。在这种情况下，一种常见的诊断检查方法是将传导噪声分离为 DM 噪声电压和 CM 噪声电压。

图 5 显示了无源和有源两种实现形式的 DM/CM 分离器电路，该电路有助于直接同时测量 DM 和 CM 发射。图 5a 中的无源分离器电路 [4] 使用宽带 RF 变压器（如 Coilcraft 的 SWB1010 系列）在 EMI 覆盖的频率范围内实现可接受的分离结果，其中  $T_1$  和  $T_2$  的特征阻抗 ( $Z_0$ ) 分别为 50 Ω 和 100 Ω。将一个

50Ω 的电阻与 DM 输出端口的频谱分析仪的输入阻抗串联，实现图 3 中提供的  $V_{DM}$  表达式的“除 2”功能。

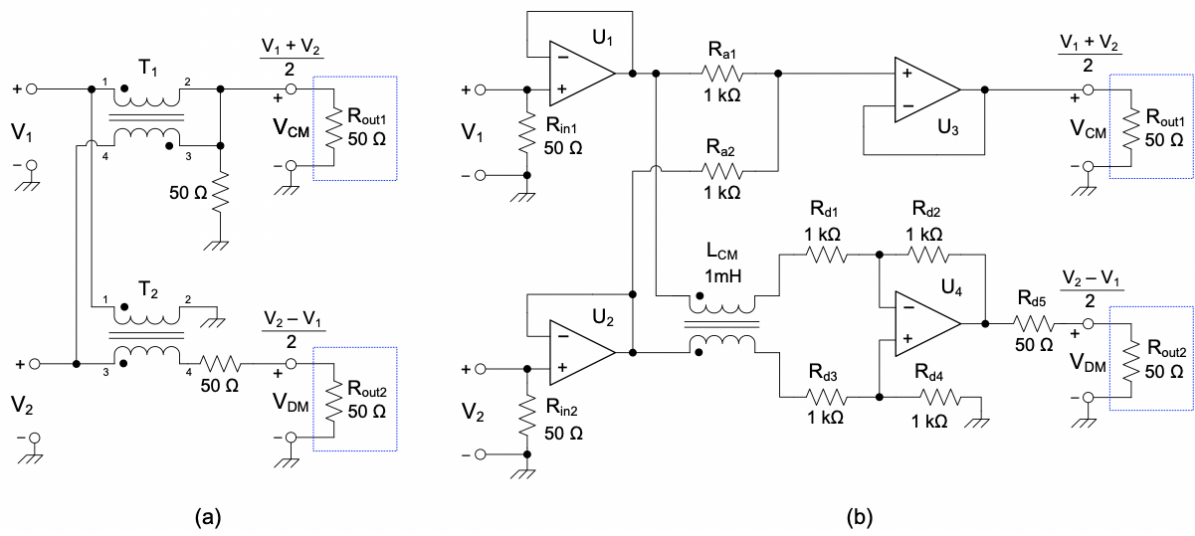


图 5：实现的用于分离 DM/CM 噪声的无源 (a) 和有源 (b) 电路

图 5b 展示的是使用低噪声、高带宽运算放大器的有源分离器电路。  $U_1$  和  $U_2$  实现了 LISN 输出的理想输入阻抗矩阵，而  $U_3$  和  $U_4$  分别提供 CM 和 DM 电压。  $L_{CM}$  是一个 CM 线路滤波器（例如 Würth Elektronik 744222），位于差分放大器  $U_4$  的输入端，用于增大 DM 结果的 CM 抑制比（共模抑制比 [CMRR] @ -¥dB）并最大限度地减少 CM/DM 交叉耦合。

实际电路示例 - 汽车同步升压转换器

考虑图 6 中所示的同步升压转换器。该电路在汽车应用中很常见，通常作为预升压稳压器在冷启动或瞬态欠压条件下保持电池电压供应。

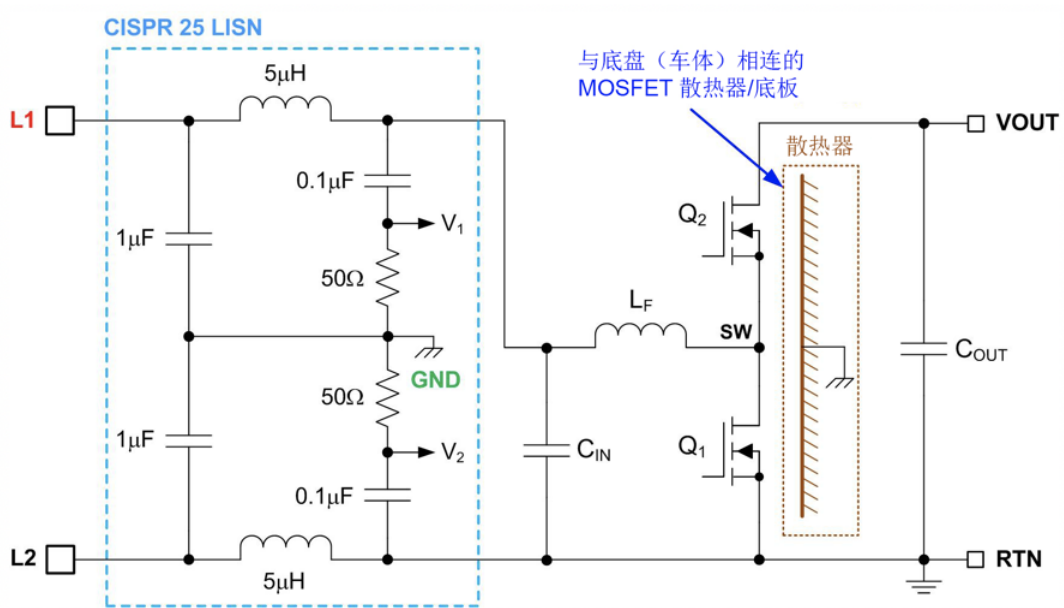


图 6：汽车同步升压转换器（采用 50Ω/5μH LISN，用于 CISPR 25 EMI 测试）



在车辆底盘接地端直接连接一个 MOSFET 散热器，可以提高转换器的热性能和可靠性，但共模 EMI 性能会受到影响。图 6 所示的原理图中，包含升压转换器以及 CISPR 25 建议采用的两个 LISN 电路（分别连接在 L1 和 L2 输入线上）。

考虑到升压转换器的 CM 噪声传播路径，图 7 将 MOSFET  $Q_1$  和  $Q_2$  替换为等效的交流电压源和电流源。图 7 中，还呈现了与升压电感  $L_F$ 、输入电容  $C_{IN}$  和输出电容  $C_{OUT}$  相关的寄生分量部分。特别是  $C_{RL-GND}$ ，它是负载电路与底盘 GND 之间的寄生电容，包括长负载线和布线以及下游负载配置（例如，二次侧输出连接到底盘接地的隔离式转换器，或者用大型金属外壳固定到底盘上的电机驱动系统）所产生的寄生电容。

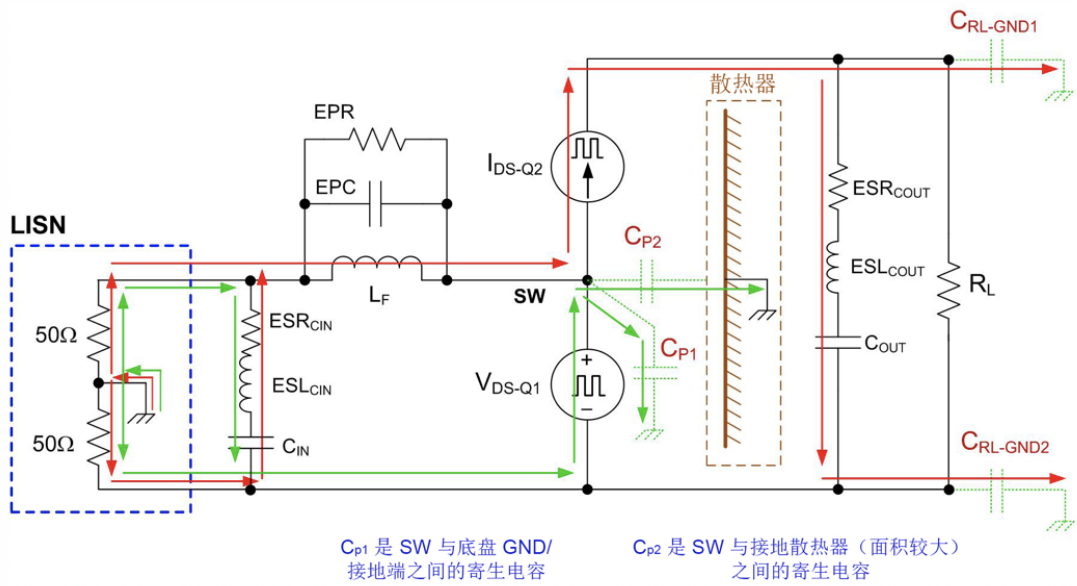


图 7：具有 LISN 的同步升压拓扑的高频等效电路，只有在 LISN 中流动的 CM 电流路径与 CM 发射测量相关

漏源开关（SW 节点）电压的上升沿和下降沿代表主要的 CM 噪声源。  $C_{P1}$  和  $C_{P2}$  分别代表 SW 与底盘之间以及 SW 与散热器之间的有效寄生电容。图 8 显示了 SW 节点电容（电场）耦合为主要 CM 传播路径时简化的 CM 噪声等效电路。

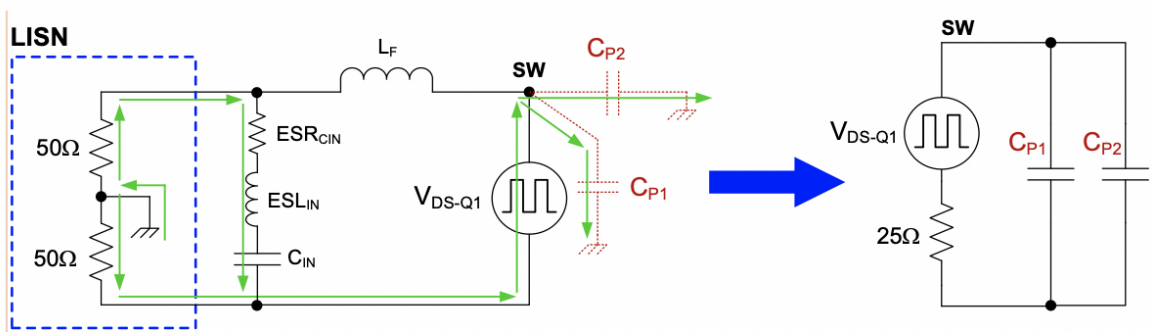


图 8：连有 LISN 的同步升压电路及其简化 CM 等效电路

总结

对于电力电子工程师而言，了解各种电源级拓扑中 DM 和 CM 电流的相关传播路径（包括与高  $dv/dt$  和  $di/dt$  开关相关的电容（电场）和电感（磁场）耦合）非常重要。在 EMI 测试过程中，将 DM 和 CM 发射分开处理有助于对相关 EMI 源进行故障排除，从而简化 EMI 滤波器设计流程。

在即将发表的本系列文章第三部分中，将全面介绍影响转换器开关性能和 EMI 信号的电路元件寄生部分。

[上一篇：EMI 的工程师指南第 1 部分 – 规范和测量](#)

[下一篇：EMI 的工程师指南第 3 部分 – 了解功率级寄生效应](#)



0 评论    0 名在线用户