

DOI: 10.7652/xjtuxb201602007

结合平衡和滤波技术抑制 GaN 电源转换器的电磁干扰

赵凯, 王闯, 李尊朝, 赵丽娟
(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对 GaN Boost 型电源转换器的电磁干扰降低电源可靠性的问题,提出了一种结合阻抗平衡和滤波技术抑制 GaN Boost 电源转换器电磁干扰的方法。由于阻抗平衡技术利于抑制低频共模电磁干扰,而滤波技术利于抑制高频共模电磁干扰,所以将两者结合以抑制 GaN Boost 型电源转换器的共模电磁干扰。首先用 GaN 高电子迁移率晶体管搭建功率级电路;然后用耦合电感替代功率级电感,并在耦合电感的输出端加上电容以平衡寄生参数的影响;最后加入共模电感以抑制高频共模电磁干扰,综合考虑抑制效果和电路面积,合理选择滤波器共模电感值。该组合方法与阻抗平衡单项技术相比,能有效地抑制高频共模电磁干扰;与滤波器单项技术相比,减小了电路面积。仿真结果表明,抑制后与抑制前的电磁干扰相比,在 200 kHz~10 MHz 低频范围内,电源转换器的共模电磁干扰的抑制量达到 40~60 dB;在 10~30 MHz 高频范围内,电源转换器的共模电磁干扰的抑制量约为 80 dB。

关键词: 电源转换器;电磁干扰抑制;滤波器;平衡技术

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2016)02-0038-05

A Method for Suppressing Electromagnetic Interference of GaN Converter Utilizing Balance and Filter Technologies

ZHAO Kai, WANG Chuang, LI Zunchao, ZHAO Lijuan
(School of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A hybrid method to suppress electromagnetic interference (EMI) is proposed to improve the problem that the reliability of GaN boost converters is reduced by EMI and the method combines the impedance balance and filter techniques. Since the impedance balance technique has the advantage of effectively suppressing low-frequency common-mode EMI, and the filter technique can easily suppress high-frequency common-mode EMI, both the techniques are combined to reduce the common-mode EMI of the GaN boost converter. The GaN high electron mobility transistor is used to build power circuit, then a coupled inductance is used to replace the inductance of power circuit, and a capacitance is added in the output of the coupled inductance to balance the parasitic parameters. Finally, a common-mode inductor is used to suppress the high-frequency common-mode EMI, and the filter inductance is reasonably chosen by trading off between the EMI reduction and circuit area. The hybrid method not only suppresses the high-frequency common-mode EMI more effectively than the impedance balance technique does, but

also occupies less circuit area than the filter technique does. Simulation results show that the hybrid method leads to a 40-60 dB reduction of the common-mode EMI in the range of 200 kHz-10 MHz and a 80 dB reduction in the range of 10-30 MHz.

Keywords: converter; electromagnetic interference reduction; filter; balance technique

在电源转换器中,开关的打开与关闭会导致电路产生电磁干扰(EMI)。随着电源转换器工作频率的不断提高,EMI 问题越发严重。EMI 影响输出电压的稳定性,降低电源转换器的可靠性,可能导致后级电路系统性能下降^[1-2]。

随着高性能电源转换器的需求量不断地增加^[3-6], GaN 电源转换器越来越受到青睐^[7], 但其工作频率高、功率大的特点导致更加严重的 EMI。到目前为止, GaN 电源转换器的 EMI 抑制技术还未见报道, 所以有必要对 GaN 电源转换器的 EMI 抑制技术开展研究。

目前关于 Si 电源转换器 EMI 的抑制技术主要有 3 类:一是平衡技术^[8],这类技术通过平衡阻抗使得共模 EMI 自相消,平衡技术对电源转换器中电容和开关管的共模 EMI 有不错的抑制效果,但未平衡功率级电感的共模 EMI,导致其对高频共模 EMI 抑制效果不佳;二是滤波技术^[9-11],即添加 EMI 滤波器来抑制 EMI,但抑制低频共模 EMI 需要百微亨级或者毫亨级共模电感和大电容,增加电路面积;三是新型控制策略,比如频展方法^[12]、混沌正弦脉冲调制方法^[13]等,缺点是新型控制策略往往需要额外的控制电路,这会增加电路设计的成本。

本文设计了一种考虑寄生参数的 GaN Boost 型电源转换器,结合平衡技术和滤波技术,综合考虑抑制效果和电路面积,合理选择滤波器电感值,抑制了共模 EMI。频率在 30 MHz 以下的 EMI 称为传导 EMI,而 30 MHz 以上的 EMI 称为辐射 EMI。电源转换器中传导 EMI 的影响比辐射 EMI 的影响要大,所以本文提到的 EMI 特指传导 EMI。

1 带寄生参数的 GaN 电源转换器

本文设计了一个将 16 V 电压放大到 32 V 电压的 GaN Boost 电源转换器。它的有源器件有 GaN HEMT 管 (CGH40006P) 和二极管 (MBRS360T3G); 无源器件包括 $1\text{ }\mu\text{F}$ 的输入电容 C_i 、 $100\text{ }\mu\text{F}$ 的输出电容 C_o 以及 $400\text{ }\mu\text{H}$ 的功率级电感 L_1 。由于元器件往往会带有寄生参数, 且金属线与 PCB 板间存在寄生电容, 所以本文的 GaN Boost 电源转换器电路考虑了输入电容 C_i 、输出电容 C_o 、功率电感 L_1 、

GaN 高电子迁移率晶体管 (HEMT)、二极管的寄生参数以及金属线对地寄生电容 C_1 、 C_2 和 C_3 。电源转换器如图 1 所示。

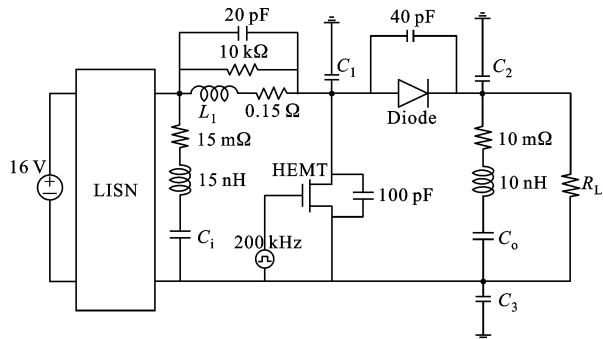


图 1 GaN Boost 型电源转换器

图 1 中,线路阻抗稳定网络(LISN)是测试 EMI 的模块,按照 FCC 标准设置。LISN 有如下作用:①提供稳定的测试阻抗;②将输入电压与 GaN 电源转换器隔离;③转接测试信号^[14]。LISN 电路结构如图 2 所示。对于由分立器件搭建的电源转换器电路,其金属线与 PCB 板的寄生电容大约为几皮法到几十皮法,所以 C_1 、 C_2 和 C_3 分别设为 30、40 和 50 pF。

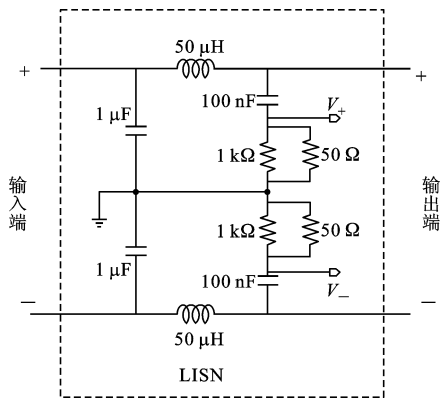


图 2 LISN 电路

图2中,LISN有两个输出端: V_+ 和 V_- 。共模噪声为 $\frac{V_+ + V_-}{2}$ 。

2 平衡技术原理与设计

平衡技术是一种利用惠斯通电桥结构来抑制共模噪声的方法^[8]。为了实现平衡技术,首先分析电

路的噪声来源。图3是 GaN Boost 型电源转换器的噪声等效电路。该电路将输入电容、GaN HEMT 管和输出电容分别等效为噪声电压源 $V_{C_{in},N}$ 、 $V_{H,N}$ 和 $V_{C_o,N}$ ，将二极管等效为噪声电流源 $I_{D,N}$ ，用 Z_1 和 Z_2 表征 LISN 的等效阻抗。

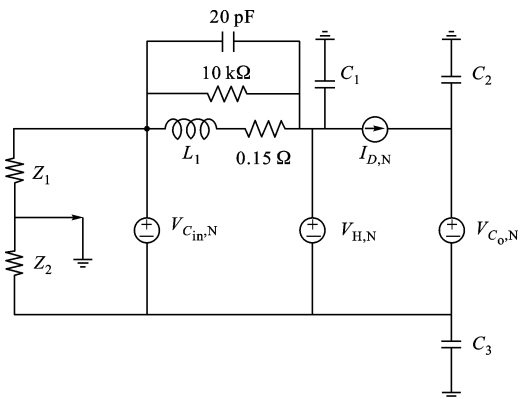


图3 GaN Boost 型电源转换器的噪声等效电路

图3包含3个噪声电压源 $V_{C_{in},N}$ 、 $V_{H,N}$ 和 $V_{C_o,N}$ 以及1个噪声电流源 $I_{D,N}$ 。运用叠加定理讨论各个噪声源对系统噪声的贡献。噪声电流源 $I_{D,N}$ 被噪声电压源 $V_{H,N}$ 和 $V_{C_o,N}$ 短路，在系统噪声中可不考虑。

为了实现平衡技术，将电感 L_1 拆分成 L_2 与 L_3 两个电感。因为使用耦合电感能够减小电感寄生效应的影响^[8]，所以 L_2 和 L_3 使用耦合电感。拆分电感后的噪声等效电路如图4所示。

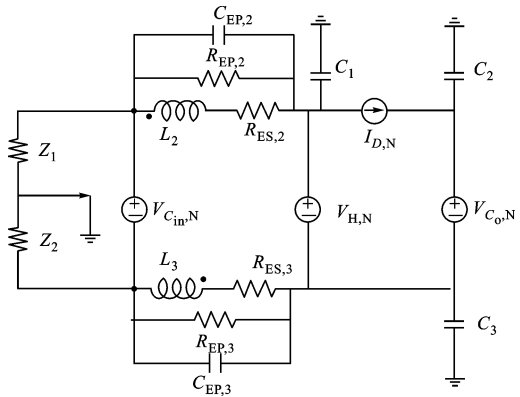


图4 拆分电感后的噪声等效电路

图4中，等效并联电容 $C_{EP,2}$ 、等效并联电阻 $R_{EP,2}$ 和等效串联电阻 $R_{ES,2}$ 是电感 L_2 的寄生参数，等效并联电容 $C_{EP,3}$ 、等效并联电阻 $R_{EP,3}$ 和等效串联电阻 $R_{ES,3}$ 是电感 L_3 的寄生参数。

为了保证大信号特性不变， L_2 和 L_3 满足

$$L_2 + L_3 = L_1 \quad (1)$$

由于测试电路 LISN 是对称式结构，所以

$$Z_1 = Z_2 \quad (2)$$

图4中存在2个惠斯通电桥。第1个是以 $V_{C_{in},N}$ 为中心的惠斯通电桥，为了达到平衡状态，电感 L_2 和 L_3 满足

$$\frac{L_2}{L_3} = \frac{Z_1}{Z_2} \quad (3)$$

第2个是以 $V_{H,N}$ 为中心的惠斯通电桥。为了达到平衡状态，电感 L_2 和 L_3 、寄生电容 C_1 、 C_2 和 C_3 满足

$$\frac{L_2}{L_3} = \frac{C_1}{C_2 + C_3} \quad (4)$$

由式(2)~式(4)可得

$$\frac{L_2}{L_3} = \frac{C_1}{C_2 + C_3} = 1 \quad (5)$$

对于噪声电压源 $V_{C_o,N}$ ，可以通过并联具有更小寄生电阻和寄生电感的电容来抑制其共模噪声^[8]。

加入平衡技术抑制电路后的 GaN Boost 型电源转换器电路如图5所示。

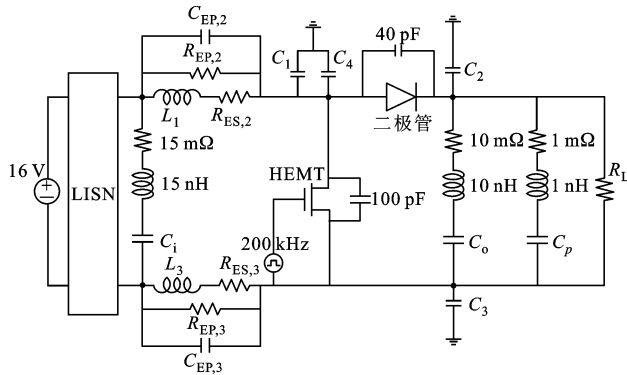


图5 平衡技术抑制共模噪声电路

图5中，电感 L_2 和 L_3 的值由式(1)和式(5)确定为 $L_2 = L_3 = 200 \mu\text{H}$ ，这里 L_2 和 L_3 的自感和互感都取为 $100 \mu\text{H}$ 。实际应用中寄生电容 C_1 与 $C_2 + C_3$ 的比值不可能恰好是 1:1，为了保证式(5)成立，需在 C_1 处并联一个电容 C_4 ，此处 C_4 的值应为 60 pF。

3 滤波技术原理与设计

电源转换器的高速开关能够产生大量的高频 EMI，所以有必要抑制高频共模 EMI。共模电感是最简单的共模 EMI 滤波器，其对电源转换器的大信号没有影响，只滤除共模 EMI。共模电感值可以由式(6)得到

$$L_{CM} = \frac{50}{2\pi f_t} \quad (6)$$

式中： L_{CM} 代表共模电感值； f_t 为共模滤波器的截止频率。加了滤波器之后的 GaN Boost 电源电路如

图 6 所示。

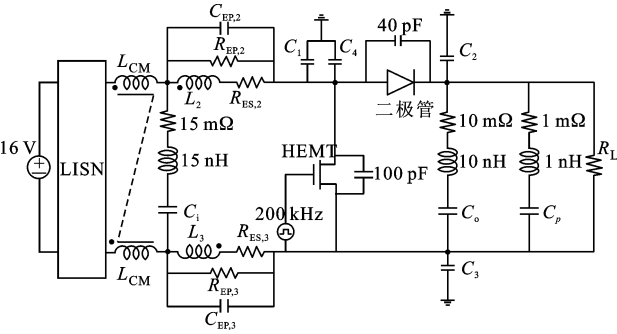


图 6 结合平衡和滤波技术抑制共模 EMI 的 GaN Boost 电源电路

4 抑制效果

在 ADS 仿真环境下,按照图 1、图 5、图 6 分别搭建电路,对比抑制前与抑制后的共模口噪声强度,结果如图 7 所示。

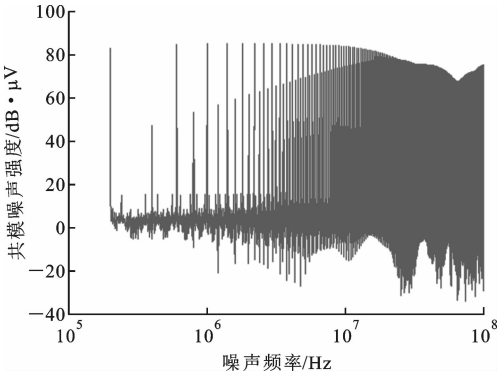
图 7a 显示,在 200~30 MHz 的传导频率范围内,无抑制技术的共模噪声强度在 80 dB·μV 左右。

图 7b 显示采用平衡技术抑制后的共模噪声强度,在 200~30 MHz 的传导频率范围内,其大小为 20~40 dB·μV,相比于无平衡技术的电路,抑制量(抑制前后共模噪声强度的差值)为 40~60 dB。在 200 kHz~10 MHz 的低频范围内,只有个别频率处的共模噪声强度大于 20 dB·μV;在 10~30 MHz 的高频范围内,共模噪声强度普遍大于 20 dB·μV,且 EMI 幅值随频率的增加而变大。

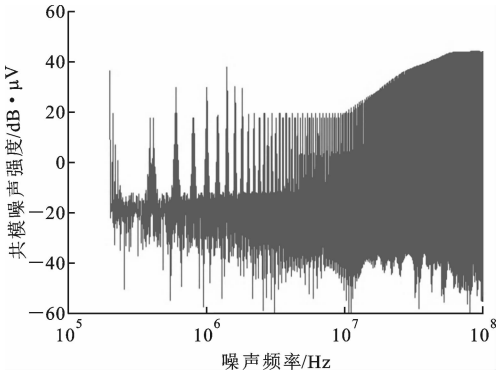
为此,有必要采用滤波技术来抑制 10 MHz 以上高频范围共模噪声强度。将低通滤波器的截止频率选取为 10 MHz,由式(6)计算出电感 L_{CM} 的值约为 0.8 μH。图 7c 显示采用平衡技术和 0.8 μH 电感滤波器后的共模噪声强度。可以看到,10~30 MHz 的高频范围内的共模噪声强度得到了一定的抑制,但由于只使用了非常小的共模电感,导致抑制效果有限,使得 10~30 MHz 的高频范围内的共模噪声强度仍然普遍大于 20 dB·μV。为了保证足够的抑制效果,可以适当增加共模电感的大小。

从图 7b 可以看到,经平衡技术抑制后,在 10~30 MHz 的高频范围内,共模噪声强度随频率的增加而增加。为了研究不同电感值对共模噪声强度的抑制效果,图 8 给出了在 30 MHz 处,经平衡技术抑制后滤波技术的抑制量随共模电感值的变化曲线。

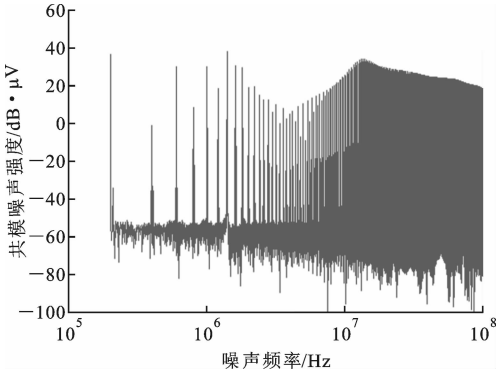
从图 8 可以看到,当共模电感小于 13 μH 时,随着电感值的增加,抑制效果显著提升;而当共模电



(a)无抑制技术



(b)平衡技术



(c)平衡技术结合 0.8 μH 共模电感

图 7 抑制前后共模噪声强度对比

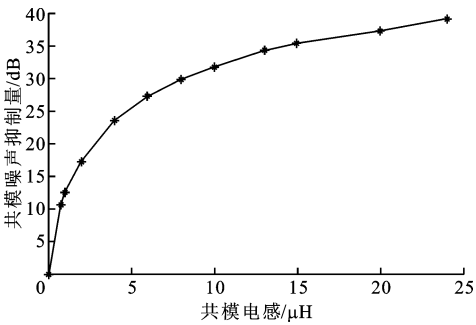


图 8 共模电感的抑制效果

感大于 $13\ \mu\text{H}$ 时,随着电感值的增加,抑制效果提升变缓。折中考虑 EMI 抑制效果和电路面积,可选取 $13\ \mu\text{H}$ 共模电感。

图 9 显示加入 $13\ \mu\text{H}$ 电感滤波器后的共模噪声强度,其中图 9a 表示采用平衡技术结合滤波器抑制的结果;作为对比,图 9b 给出仅采用滤波器抑制的结果。

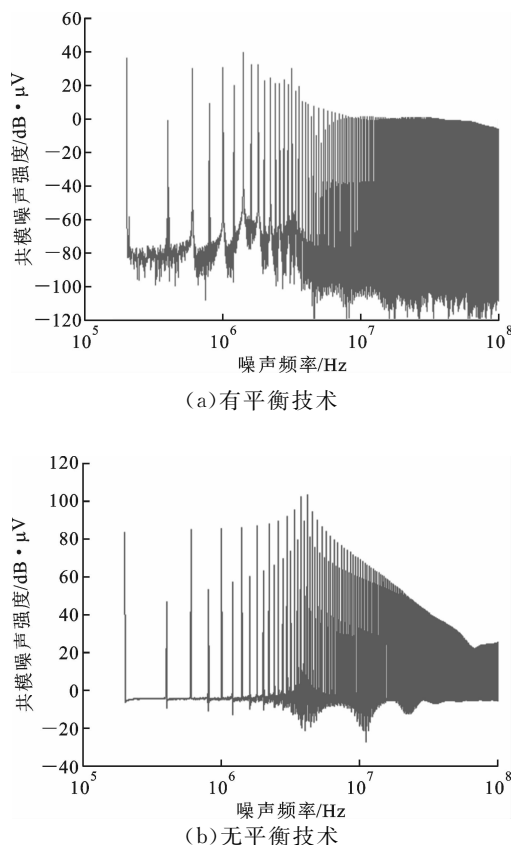


图 9 有、无平衡技术结合的 $13\ \mu\text{H}$ 共模电感抑制后的共模噪声强度

结合图 9a 和图 7a 可知,平衡技术结合 $13\ \mu\text{H}$ 共模电感对 $200\ \text{kHz}\sim 10\ \text{MHz}$ 低频范围共模噪声强度的抑制量为 $40\sim 60\ \text{dB}$,对 $10\sim 30\ \text{MHz}$ 高频范围的抑制量约为 $80\ \text{dB}$ 。

结合图 9b 和图 7a 可知,仅采用滤波器对 $200\ \text{kHz}\sim 10\ \text{MHz}$ 低频范围共模噪声强度几乎没有抑制效果,对 $10\sim 30\ \text{MHz}$ 高频范围抑制量为 $10\sim 40\ \text{dB}$ 。

本文设计的 GaN Boost 型电源转换器因高速开关而产生的峰值电流约为 $2.8\ \text{A}$ 。可以选用 WURTH ELEKTRONIK 生产的表面贴装型 $13\ \mu\text{H}$ 共模电感(744290130)来抑制共模噪声强度,其额定电流值为 $10\ \text{A}$,面积为 $14\ \text{mm}\times 12.5\ \text{mm}$ 。

综上所述,滤波器技术与平衡技术相结合对共模噪声强度具有很好的抑制效果。

5 结 论

本文设计了一种考虑寄生参数的 GaN Boost 型电源转换器,研究了其共模噪声强度抑制技术。考虑到平衡技术对电感产生的高频共模噪声强度抑制效果欠佳,而小共模电感滤波器对高频共模噪声强度抑制效果良好,将两种技术组合用于电源转换器的 EMI 抑制。研究了抑制效果随共模电感值的变化规律,综合考虑抑制效果和电路面积,合理选择滤波器电感值。结果表明,组合技术电路面积小,并能有效抑制 GaN Boost 型电源转换器的共模噪声强度。

参考文献:

- [1] BLANCHETTE H F, AL-HADDAD K. Solving EMI-related problems for reliable high-power converters design with precomputed electromagnetic models [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 219-227.
- [2] KONG Pengju, WANG Shuo, LEE F C, et al. Common-mode EMI study and reduction technique for the interleaved multichannel PFC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2576-2584.
- [3] BANDYOPADHYAY S, RAMADASS Y K, CHANDRAKASAN A P. 20 A to 100 mA DC-DC converter with 2.8-4.2 V battery supply for portable applications in 45 nm CMOS [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 46(12): 807-820.
- [4] ZHANG Xin, CHEN P H, OKUMA Y, et al. A 0.6 V input CCM/DCM operating digital buck converter in 40 nm CMOS [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2014, 49(11): 2377-2386.
- [5] CARLSON E J, STRUNZ K, OTIS B P. A 20 mV input boost converter with efficient digital control for thermoelectric energy harvesting [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2010, 45(4): 741-750.
- [6] WANG Chuang, LI Zunchao, LUO Cheng, et al. An optimized auto-tuning digital DC-DC converter based on linear-non-linear and predictive PID [J]. IEICE Transactions on Electronics, 2014, 97(8): 813-819.
- [7] GAMAND F, LI Mingdong, GAQUIERE C. A 10 MHz GaN HEMT DC/DC boost converter for power amplifier applications [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems: II Express Briefs, 2012, 59(11): 776-779.

(下转第 131 页)