

DOI: 10.13718/j.cnki.xdzk.2020.10.020

基于 GaN 开关管高频手机适配器研究

杨 奕^{1,2}, 张学健¹, 罗 蕾¹

1. 重庆理工大学 电气与电子工程学院, 重庆 400054; 2. 重庆市能源互联网工程技术研究中心, 重庆 400054

摘要: 基于开关管高频化的问题, 提出了符合 MATLAB 仿真的一种 GaN 开关管高频手机适配器的实验研究. 通过对次级谐振有源钳位反激电路的仿真模型分析, 设计了一种基于 GaN 开关管高频手机适配器. 根据对有源钳位反激和无源钳位反激的比较分析, 得出无源钳位反激的局限性. 在有源钳位反激中, 对比分析初级谐振和次级谐振, 提出初级谐振的不足同时凸显次级谐振的优势. 设计通过相应的控制策略和参数设定, 能够提高适配器充电效率和变换器的功率密度, 减少开关损耗, 安全可靠.

关键词: GaN 开关管; 有源钳位反激; 无源钳位反激; 次级谐振的 ACF; 充电效率

中图分类号: TN86

文献标志码: A

文章编号: 1673-9868(2020)10-0156-08

随着社会的发展, 人们对移动电话和平板电脑等小型电子设备及其适配器的要求愈来愈高^[1]. 尽管 LLC 拓扑可用于为电路提供高频和高能效, 但由于成本和输入电压等因素, 不适用于移动电话或计算机等电源. 无源钳位反激式拓扑虽然可以满足成本和输入电压等因素, 但它不适用于高频应用. 因此, 我们提出了有源钳位反激拓扑和 GaN 电源开关器件, 设计出了满足要求的高功率密度适配器^[2].

1 ACF 和 PCF 的比较分析

1.1 效率比较

如图 1 所示为有源钳位反激(ACF)拓扑图, 图 2 为无源钳位反激(PCF)拓扑图. 由图可知, PCF 具有钳位二极管和 TVS 管, ACF 具有高强度 MOS 管, 对于输出效率而言^[3-5], ACF 拓扑比 PCF 拓扑有所提高.

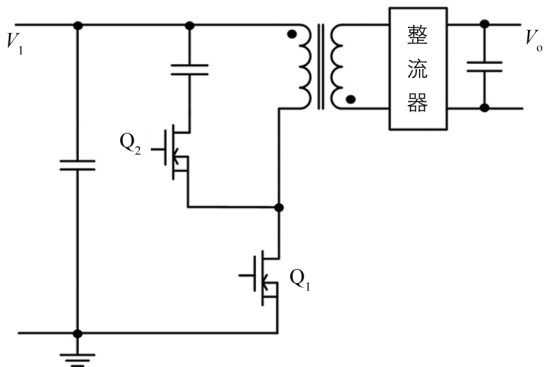


图 1 ACF 拓扑图

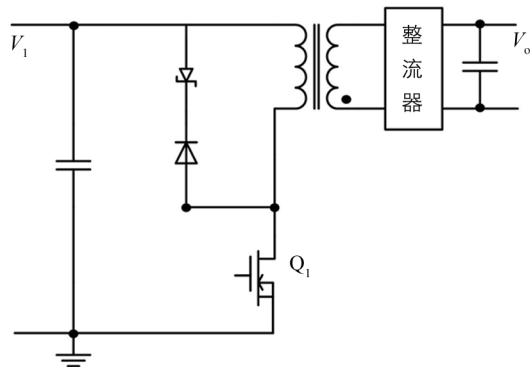


图 2 PCF 拓扑图

收稿日期: 2020-05-17

基金项目: 重庆市技术创新与应用发展专项面上项目(cstc2019jscx-msxmX0003).

作者简介: 杨 奕(1970—), 男, 硕士, 教授, 主要从事电工电子技术、信息理论及汽车电子方面的研究和教学.

1.2 PCF 损耗分析

如图 3 所示, 当下管 Q_1 关闭时, 通过变压器的漏感, 主 MOS 管上将产生高压尖峰, 因此需要在无源器件上消耗漏感能量来限制电压尖峰. 限制传统反激式拓扑高频的因素首先是钳位电压与输出电压, 二者越接近且开关频率越高反射电压损耗就越大^[3-5]. 然后是主 MOS 管的导通会造成开关损耗, 而且开关损耗与开关频率成正比.

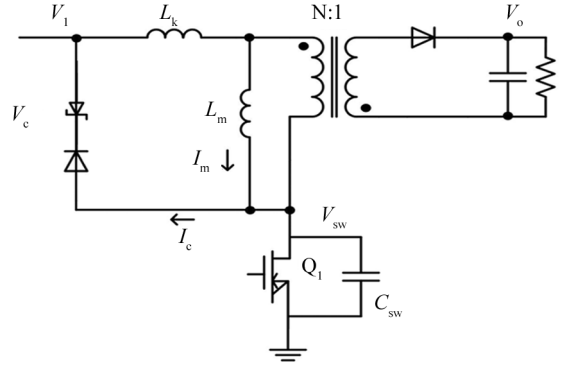


图 3 传统反激拓扑图

2 ACF 的类型分析

2.1 初级谐振 ACF

在适配器中, DCM 模式下钳位损耗和开关损耗与开关频率成正比. 为了减小系统的损耗, 普遍应用临界模式(TM). 临界模式降低了开关损耗同时减少了变压器的铁损和铜损, 在同一工作频率下, 临界模式有更小磁通损耗和铁损, 但是临界模式在输入电压较高时仍然不能消除开关损耗.

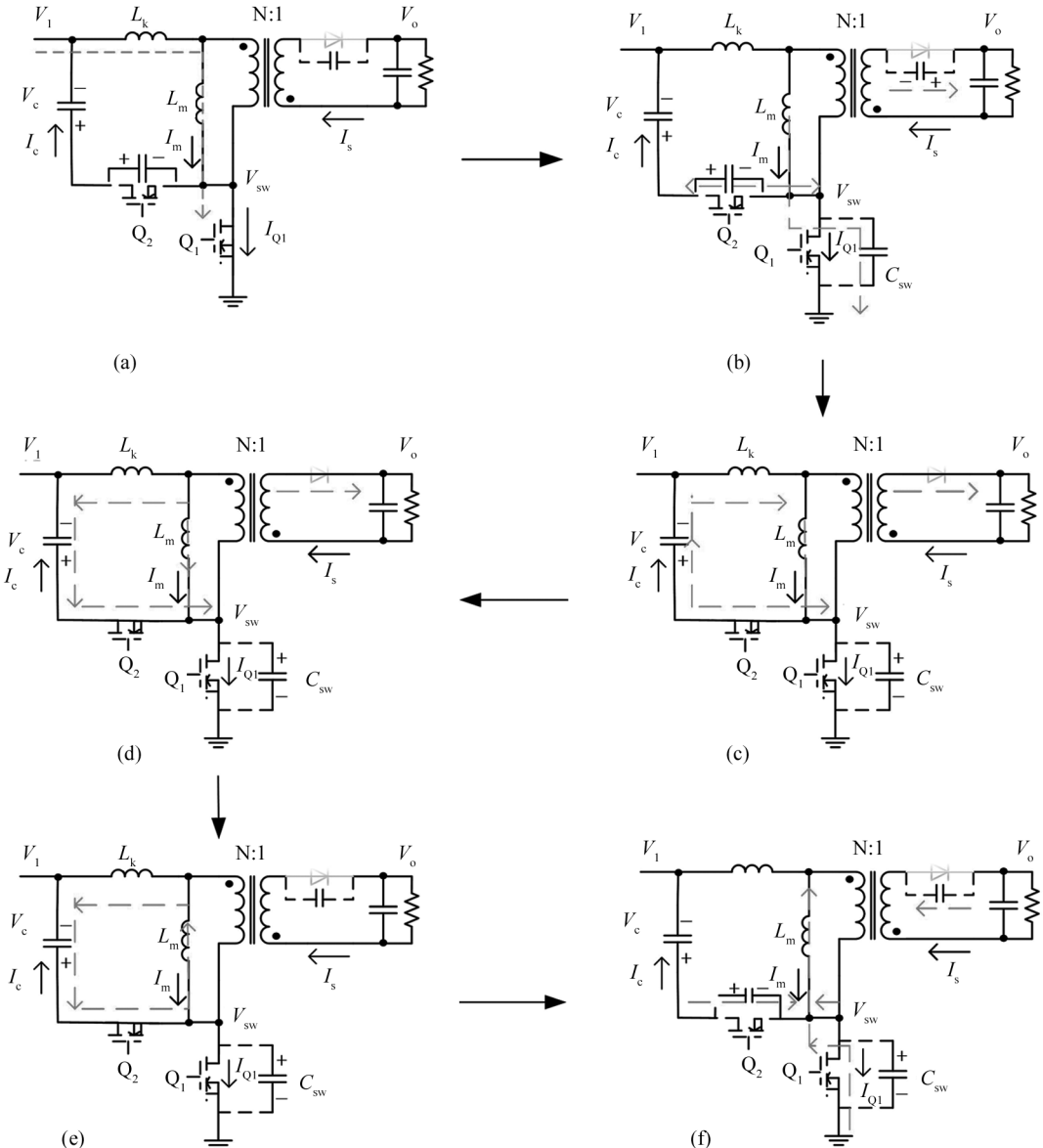


图 4 ACF 模态分析图

如图 4 所示为基于 GaN 的有源钳位反激模式分析图^[6-11], 图 5 是在时间 t_0-t_6 每个参数的变化曲线. 由于 GaN 的开关频率非常快, 可以达到 MHz, MOS 管去除了二极管以便电路可以更好地运行. 在 $t=t_0$ 时刻下管 Q_1 开通, 输入电容的电压连到变压器的励磁电感两端, 励磁电流线性增加储存能量. 在 $t=t_1$ 时刻, 上管 Q_2 和下管 Q_1 关断, 励磁电流给 C_{sw} 充电, 给上管的结电容以及副边的结电容放电. 在 $t=t_2$ 时刻, 高边的管子开通, 励磁电流减小, 励磁电感释放能量到输出, 钳位电容和漏感谐振吸收能量, 钳位电流为正向. 在 $t=t_3$ 时刻, 钳位电流反向, 励磁能量和漏感能量一起传递到输出. 在 $t=t_4$ 时刻, 谐振完成, 副边二极管自然关断, 输出电压不再给励磁电感去磁, 由于上管 Q_2 仍然开通, 钳位电容继续给励磁电感去磁, 励磁电流保持反向. 在 $t=t_5$ 时刻, 在上管 Q_2 关断后, 负向电流开始给下管 Q_1 的结电容放电, 同时给上管 Q_2 的结电容充电, 开关节点的电压从高水平降到零. 下管在接近零电压开通, 实现零电压开通^[12].

2.2 次级谐振的 ACF

尽管 ACF 比 PCF 更有效, 但对于传统的 ACF, 上管 Q_2 和下管 Q_1 都有损耗而且次级二极管电流 i_D 有效值较大, 从而导致变压器损耗更大, 为了消除传统 ACF 的缺点, 提出了次级谐振^[13].

如图 6 所示, 次级谐振拓扑和传统 ACF 拓扑结构的区别在于恒定电流源并联连接在次级电容两端使其在次级谐振下工作.

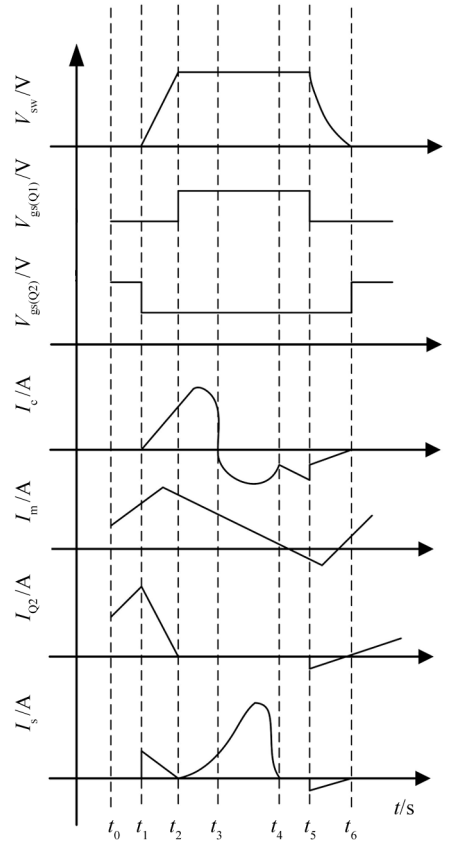


图 5 ACF 参数变化图

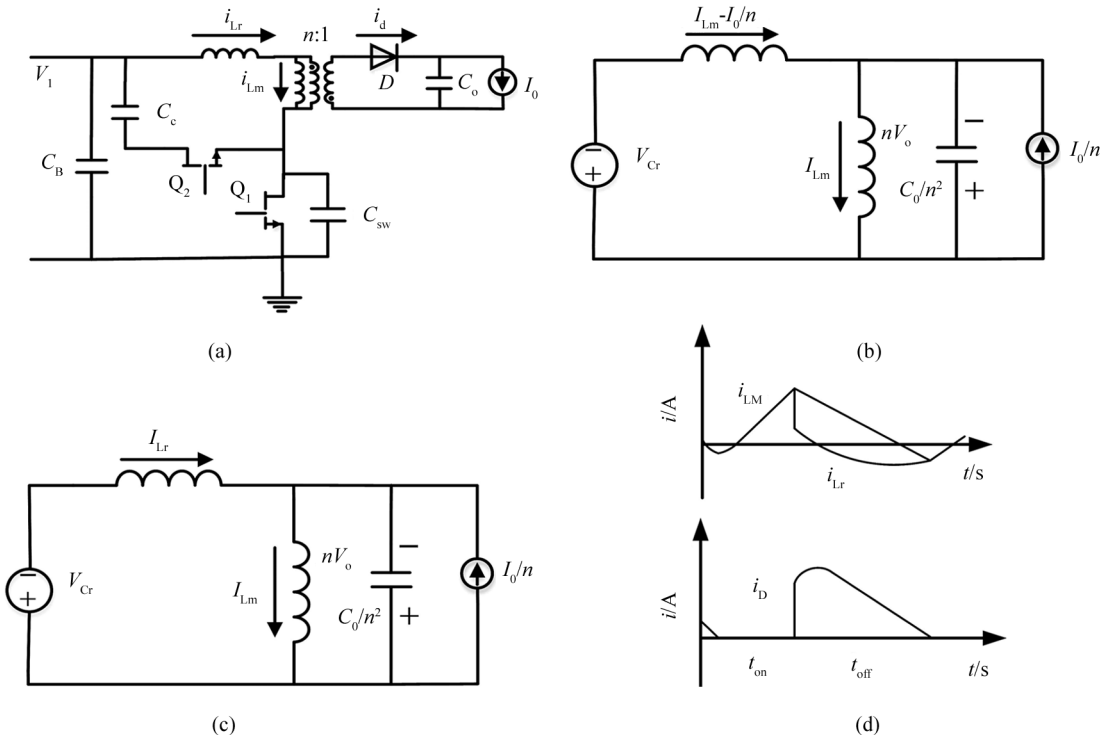


图 6 次级谐振拓扑图及其波形图

当开关管 Q_1 接通时与传统 ACF 工作情况一致. 当开关管 Q_1 闭合时, 次级电容和恒流源被转换到初级侧. 等效电路如图 7 所示, 由于电容 C_r 远大于 C , C_r 被视为恒压源并且漏电感 L_r 和次级电容发生谐振. 当励磁电流减小到零时, 励磁电流波形 i_{Lm} 和输出整流器 i_D 波形如图 6 所示, 次级整流器可以实现 ZVS 关断并降低 i_{Lr} . 与传统的 ACF 相比, 次级谐振 ACF 输出的 i_D 波形更平稳, 提高了充电效率.

以 UCC28780 为控制芯片, NV6117GaN 为开关管设计一个 45W 开关频率为 200~300 kHz 的反激式电源. 如图 7 所示为初级谐振与次级谐振原边电流曲线图, 图 8 为副边二极管电流曲线图, 由图可知相同输入电压下次级谐振的原边电流和输出二极管电流更小. 如图 9 所示为效率对比图, 由图可知随着输出电压的增大, 次级谐振效率更高.

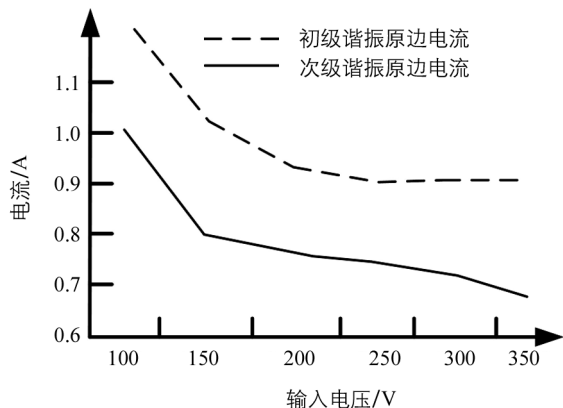


图 7 原边电流曲线图

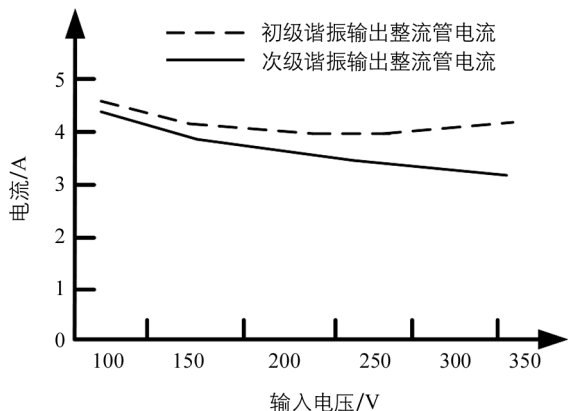


图 8 副边二极管电流曲线图

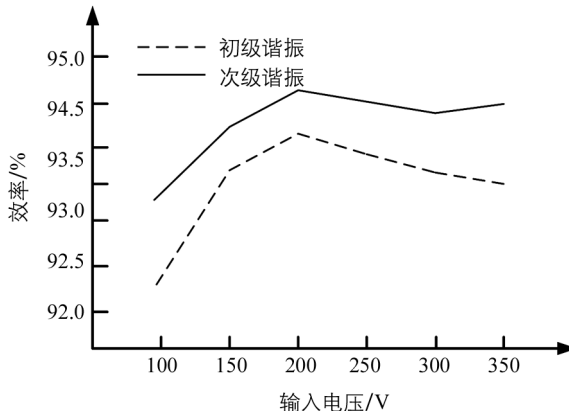


图 9 效率对比图

3 控制策略

3.1 自适应调幅(AAM)

在 AAM 中, RUN 信号非常强, 因此半桥驱动器保持活动状态. 开关管 Q_1 和 Q_2 带死区交替互补导通. 当负载电流减小时, 负磁化电流(I^-)不变, 正磁化电流(I^+)降低. 由于临界模式的特性, 负载越轻, 峰值电流越低, 开关频率越高.

3.2 自适应激增(ABM)

在 ABM 模式中, VC 钳位且对于给定的输入电压电平, 每个开关周期的峰值励磁电流和开关频率不变. 在这种模式下, RUN 信号的最小关闭时间为 $2.2 \mu s$, PWM1 的最小开启时间被限制为峰值电流环路的前沿消隐时间(t_c). 当边界内的负载缓慢增加时, 在电涌模块下方会产生 9 个以上的脉冲.

3.3 低功率模式(LPM)

在 LPM 模式中, PWM1 的最小导通时间可以进一步减小到 $t_{ON(min)}$, 以允许在峰值电流环路的 t_c 所限制的标准之前减小峰值励磁电流. LPM 模式通过控制 V_{CST} 以调节输出电压且 Q_2 关闭, 两个 PWM1 脉冲通过感测 ZCD 使 Q_1 在底部附近开启, 当在第二个脉冲结束时检测到 ZCD 时, RUN 引脚变为低电平, UCC28780 进入低功耗待机状态.

3.4 备用功率模式(SBP)

在 SBP 模式中, Q_2 继续保持禁用状态, SBP 将 N_{sw} 固定为 2 且脉冲关闭时间调整输出电压, 此时栅

极驱动器和 UCC28780 长时间处于等待状态, 以减少静态功耗.

4 参数设计

1) 输入电容和最小体电压

输入电容(C_1)的大小应与最小输入交流线电压($V_{in(min)}$)和输入电容的最小电压($V_{1(min)}$)兼容. 计算公式如下:

$$C_{1(min)} = \frac{\frac{P_0}{\eta} \times \left[0.5 + \frac{1}{\pi} \times \arcsin\left(\frac{V_{1(min)}}{\sqrt{2} \times V_{in(min)}}\right) \right]}{(2 \times V_{in(min)}^2 - V_{1(min)}^2) \times f_1} \quad (1)$$

2) 变压器匝数比(N)

N 最大值($N_{(max)}$)受 Q_1 的最大漏源电压($V_{DS1(max)}$)的限制, 如下式所示, ΔV_1 是反射输出电压以上的电压, V_O 为输出电压, V_D 为二次整流正向压降. N 的最下值($N_{(min)}$)受到次级整流器的最大漏源极电压($V_{SR(max)}$)的限制. ΔV_1 是比 $V_{1(max)}/N$ 更高的电压尖峰. 在 AAM 模式下当 Q_2 在非零电流状态开启和关断时会产生 ΔV_1 .

$$\frac{V_{1(max)}}{V_{SR(max)} - V_O - \Delta V_1} \leq N_{(max)} \leq \frac{V_{DS1(max)} - V_{1(max)} - \Delta V_1}{V_O + V_D} \quad (2)$$

3) 一次磁化电感(L_M)

选择 N 后, 根据 $V_{1(min)}$ 处的最小开关频率($f_{(min)}$)估计 L_M , 最大占空比(D_{max})和满载电流输出功率(P_O). K 表示占空比等待开关节点电压从反射输出电压过渡到零的损耗.

$$D_{max} = \frac{N(V_O + V_D)}{V_{1(max)} + N(V_O + V_D)} \quad (3)$$

$$L_M = \frac{D_{max}^2 V_{1(min)}^2 \eta}{2P_O} \times \frac{(1-K)}{f_{(min)}} \quad (4)$$

4) 变压器一次侧匝数

在最大峰值励磁电流($I_{M(min)}$)的条件下, 最大磁通密度(B_{max})必须保持在磁芯饱和极限(B_S)以下. A_E 是核心截面积, $P_{O(OPP)}$ 是触发 OPP 故障的输出功率. 选择 N_1 后, 可以通过 N 计算 N_2 .

$$I_{(max)}^+ = \frac{2P_{O(OPP)}}{D_{(max)} V_{1(min)} \eta} \frac{V_{CST(max)}}{V_{CST(OPP1)}} \quad (5)$$

$$B_{max} = \frac{L_M I_{(max)}^+}{N_1 A_E} < B_S \quad (6)$$

$$N_2 = \frac{N_1}{N} \quad (7)$$

5) 交流磁通密度(ΔB)影响变压器的铁心损耗, 对于临界模式有源钳位反激, 高线处的铁心损耗通常是最大的, 因为对于一个给定负载条件开关频率最高, 占空比最小. 如下面公式所示, I^- 是负磁化电流, C_{sw} 是开关节点电容.

$$I^- = -\sqrt{\frac{C_{sw}}{L_M}} V_1 \quad (8)$$

$$I_{in} = \frac{P_{O(FL)}}{\eta} \frac{1}{V_1} \quad (9)$$

$$D = \frac{N(V_O + V_D)}{V_1 + N(V_O + V_D)} \quad (10)$$

$$f = D^2 V_1 / (2L_M I_{in} - DL_M L^- + DV_1 \times 0.5\pi \sqrt{L_M C_{sw}}) \quad (11)$$

$$I_M = \sqrt{\frac{2P_{O(FL)}}{\eta L_M f} + I^2} \tag{12}$$

$$\Delta B = \frac{L_M(I_M - I^-)}{N_1 A_E} \tag{13}$$

6) 辅助绕组匝数(N_3), 其中($V_{VDD(max)}$)是 VDD 引脚的最大额定电压.

$$\frac{V_{VDD(OFF)} + V_{VDD(PCT)} + \Delta V}{V_{O(min)} + V_F} N_2 \leq N_{3(max)} \leq \frac{V_{VDD(max)}}{V_{O(max)} + V_D} N_2 \tag{14}$$

7) 钳位电容公式如下, 其中 L_K 是变压器漏感.

$$C_C = \frac{1}{L_K} \left[\frac{L_M L_{M(FL)}}{1.5\pi N(V_O + V_D)} \right]^2 \tag{15}$$

8) 泄漏电阻公式如下, 其中 $I_{2(max)}$ 为最大电流应力, V_2 为残余电压, t_1 为延迟恢复时间.

$$V_2 \approx I_{2(max)} \sqrt{\frac{L_K}{C_C}} \tag{16}$$

$$R_B = \frac{t_1}{C_C \ln \left[\frac{N(V_O + V_D) + \Delta V_C}{V_2} \right]} \tag{17}$$

9) 输出滤波电容的计算

$$C_{O(min)} = \frac{\Delta I_O t_1}{\Delta V_O} \tag{18}$$

5 仿真分析和验证

基于以上理论分析, 设计了一种基于 GaN 高功率密度的手机适配器. 适配器的技术参数为: 输入电压: 115~264 VRMS, 输出电压: 19 ± 0.5 VRMS, 输出电流: 0.6~2.25 A, 输出功率: 11~45 W, 开关管采用 IRF540N, 次级整流管采用 SUP90N04. 如图 10 所示为 AAM 模式下的 PWM1, PWM2, V_{sw} 和 I_1 的波形, 电源在主动钳位的临界模式下工作, 开关模式使 PWM1 和 PWM2 与死区时间交替互补. 图 11 为随着负载的变化, 输出电压和电流的波形图. 图 12 为输入电压为 115 V 时不同负载下的效率曲线, 由图可知满载时效率最大, 可达 94%.

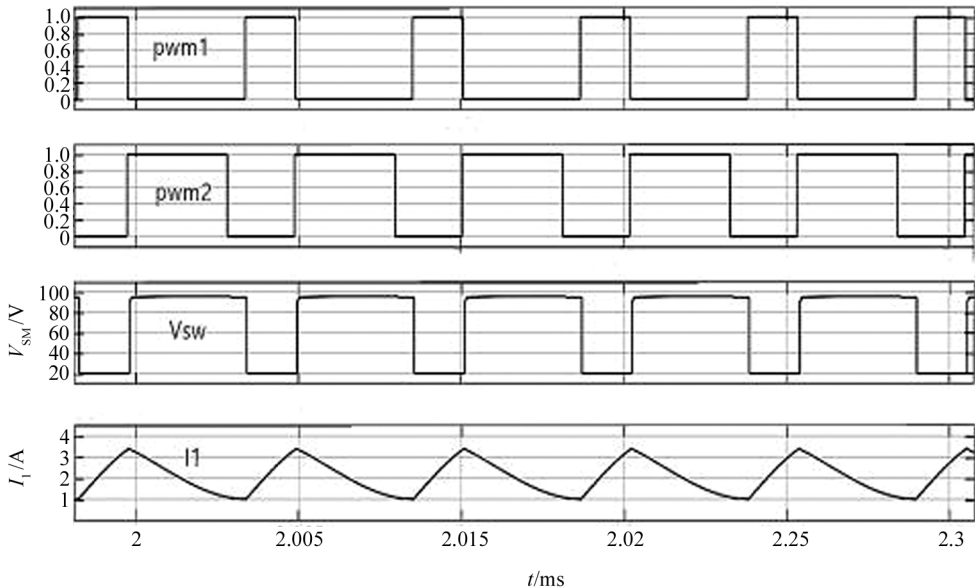
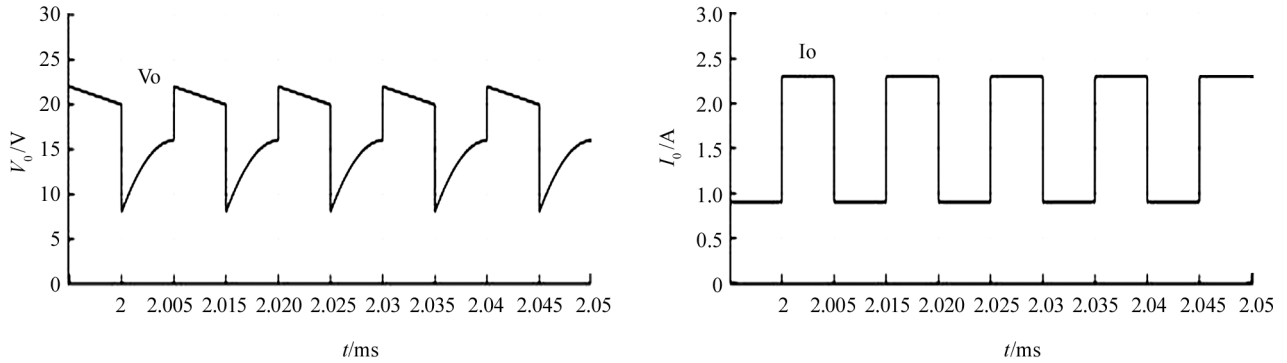


图 10 AAM 模式下波形图

图 11 负载瞬态 $V_o(I_o)$ 波形图

6 结 语

以有源钳位反激拓扑为基础,对初级谐振的不足进行了思考,从而提出次级谐振弥补了初级谐振的不足.根据 GaN 的优良特性将其加入到功率开关器件中,大大地提高了充电效率,减小了充电器的体积,对于个别支持 PD 协议的手机而言,若使用普通充电器强行提速会对电池造成不可逆伤害,由于使用的是 UCC28780 控制器,所以在充电过程中会形成涓流充电保护,当设备充电达到 80% 以上便会开启,以此保护电池,延长使用寿命.

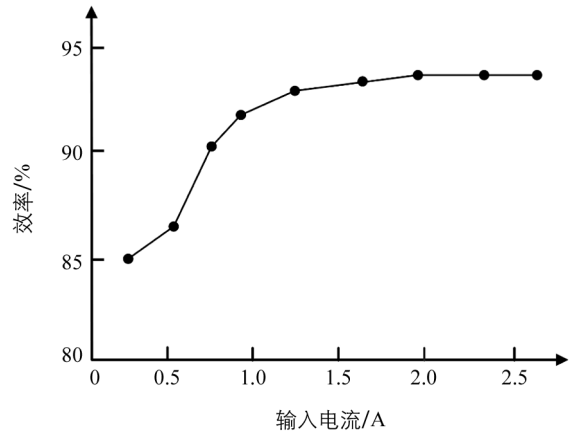


图 12 效率曲线图

参考文献:

- [1] 杨 奕, 万春梅, 申小松. 双向 DC-DC 电源软件设计 [J]. 西南大学学报(自然科学版), 2017, 39(10): 175-180.
- [2] 佚 名. 高频准谐振反激式参考设计实现超高功率密度紧凑适配器 [J]. 电源世界, 2016(10): 21-23.
- [3] 瞿惠琴, 谷永先, 吴孔培, 等. 低功耗交直流小功率测量系统的设计与实现 [J]. 西南大学学报(自然科学版), 2019, 41(5): 149-154.
- [4] 杨保亮, 杨文耀. 活性炭电极材料的有效电阻和放电电压随时间变化规律研究 [J]. 西南师范大学学报(自然科学版), 2018, 43(8): 102-106.
- [5] 张浩波, 李云松. 超级电容器储能和充电效率随电流变化规律探讨 [J]. 西南师范大学学报(自然科学版), 2016, 41(3): 18-24.
- [6] 吴 琨, 钱 挺, 王 浩. 一种开关频率固定的输出可调型有源钳位正激双向谐振变换器 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(20): 4771-4779.
- [7] 黄先进, 赵 鹏, 游小杰. 一种基于输入串联输出并联移相全桥变换器的改进交错控制方法 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 81-90.
- [8] 王大庆, 贲洪奇, 孟 涛. 单级 Boost 桥式 PFC 变换器的 Buck 启动策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 25-33.
- [9] 陈亚娟. 一种有源钳位同步整流 DC-DC 变换器的研究 [J]. 淮阴工学院学报, 2004, 13(5): 21-23.
- [10] 李 惺, 靳 丽, 钱跃国, 等. 准谐振反激式开关电源设计 [J]. 现代电子技术, 2013(21): 148-151.

- [11] 部 阳, 刘欢欢, 唐 林. 基于有源钳位的 Flyback 变换器分析 [J]. 物联网技术, 2011(6): 80-82.
- [12] 何 玲. 有源钳位电路主管不能实现零电压原因分析与解决方案 [J]. 电子工业专用设备, 2015, 44(10): 49-51.
- [13] 孙奉姿, 郝英杰. 反激变换器次级谐振反射的研究 [J]. 中南民族大学学报(自然科学版), 2012, 31(1): 71-74.

Research on a High-Frequency Mobile Phone Adapter Based on GaN FET

YANG Yi^{1,2}, ZHANG Xue-jian¹, LUO Lei¹

1. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;

2. Chongqing Energy Internet Engineering Technology Research Center, Chongqing University of
Technology, Chongqing 400054, China

Abstract: An experiment was carried out to develop a high-frequency mobile phone adapter of GaN switch tube in accordance with MATLAB simulation based on the problem of high frequency of switch tube. By analyzing the simulation model of the secondary resonant active clamp flyback circuit, a high-frequency mobile phone adapter based on GaN switch tube is designed. Based on the comparative analysis of active clamp flyback and passive clamp flyback, the limitation of passive clamp flyback is obtained. In active clamp flyback, the primary resonance and the secondary resonance are compared, and the deficiency of the primary resonance is proposed to highlight the advantage of the secondary resonance. Through the corresponding control strategy and parameter setting, this design can improve the charging efficiency of the adapter and the power density of the converter and reduce the switching loss, and are safe and reliable.

Key words: GaN FET; active-clamp flyback; passive-clamp flyback; the secondary resonance of ACF; charging efficiency

责任编辑 汤振金