

Buck 开关电源 MOSFET 损耗分析

廖波 李伟亮 赵目龙 吕佳文 杨莉

(中国第一汽车股份有限公司研发总院, 长春 130013)

【摘要】为实现汽车集中式域控制器高性能芯片的开关电源的功率损耗计算,分析了金属-氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)的导通和关断过程,对 Buck 型开关电源的 MOSFET 损耗进行理论分析及公式推导,针对开关损耗部分进行了实例计算和仿真验证。结果表明,计算结果与仿真结果趋于一致,所提出的方法可为开关电源 MOSFET 的选型提供参考。

关键词:开关电源 MOSFET 损耗 Buck 导通损耗 开关损耗

中图分类号:U463.67;U463 **文献标志码:**A **DOI:** 10.20104/j.cnki.1674-6546.20230411

Analysis of MOSFET Power Loss in Buck Switching Power Supply

Liao Bo, Li Weiliang, Zhao Mulong, Lü Jiawen, Yang Li

(Global R&D Center, China FAW Corporation Limited, Changchun 130013)

【Abstract】In order to calculate power loss of switching power supplies of high-performance chip in automotive centralized domain controller, this article analyzes the on and off processes of Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET), theoretically analyzes and derives formulas for the MOSFET losses of Buck type switching power supplies, and focuses on example calculation and simulation verification of the switch losses. The calculation and simulation results tend to be consistent, which can be used as a reference for hardware design engineers when selecting switch power MOSFETs.

Key words: Switching power supplies, MOSFET loss, Buck, Conduction loss, Switching loss

【引用格式】廖波,李伟亮,赵目龙,等. Buck 开关电源 MOSFET 损耗分析[J]. 汽车工程师, 2025(4): 10-16.

LIAO B, LI W L, ZHAO M L, et al. Analysis of MOSFET Power Loss in Buck Switching Power Supply[J]. Automotive Engineer, 2025(4): 10-16.

1 前言

伴随着汽车智能化、轻量化发展,汽车电子电气架构逐步由分布式向集中式域控制器的方向发展。传统分布式控制器的主控芯片为微控制器(Microcontroller Unit, MCU),内部电源系统通常选用集成控制器局域网(Controller Area Network, CAN)总线/局部连接网络(Local Interconnect Network, LIN)通信功能及电源功能的系统基础芯片(System Basis Chip, SBC),或直接选用集成电源管理芯片(Power Management Integrated Circuit, PMIC)。集中式域控制器,尤其是应用于智能驾驶和智能座舱的域控制器,引入了大算力的单片系统(System on Chip, SoC),单路电源电流需求可达几十安,传统 SBC 和 PMIC 无法满足需求,需额外增加分

立电源。常用的降压型分立电源有 Buck 型开关电源和低压差线性稳压器(Low-Dropout Regulator, LDO)。其中 Buck 型开关电源以高效率的特点广泛应用于大电流需求的降压型电路中。

Buck 型开关电源效率通常高于 80%,电源内部能量产生热损耗,并转换成热量^[1],开关电源中主要发热元器件为开关管、整流管、变压器和电感^[2]。其中金属-氧化物-半导体场效应晶体管(Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET)损耗的计算最为复杂,其选型直接影响电路的效率及工作状态。

2 电路原理

根据 Buck 型开关电源芯片是否集成 MOSFET,将其分为转换型和控制型,2 种类型的电路原理分

别如图1、图2所示。

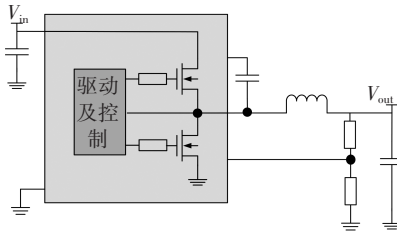


图1 转换型电路原理

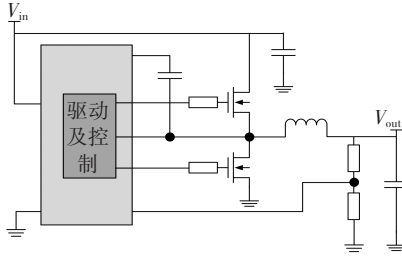


图2 控制型电路原理

转换型电路内置MOSFET,芯片(包含MOSFET)的效率可直接查芯片手册获得,进而推算出芯片(包含MOSFET)的功耗。控制型电路外置MOSFET,需要通过损耗计算分析确定MOSFET的选型。

控制型电路的2个MOSFET功能不同,其中输入电压和电感之间的MOSFET为上管,主要起开关作用,上管导通时,电源通过上管为电感储能,上管关断时,切断输入电源与电感之间的连接。地线和电感之间的MOSFET为下管,主要起续流作用,导通时为电感提供续流路径,关断时切断地线与电感的连接。上管和下管不同时导通,存在一定的死区时间。本文主要进行控制型的Buck型开关电源电路MOSFET损耗的计算分析研究。

3 上管损耗分析

开关管的工作过程分为4个阶段^[3]:开通阶段、关断阶段、导通阶段、截止阶段。其中截止阶段电流几乎为0,在计算损耗时可忽略。上管损耗 $P_{Q,U}$ 包含上管导通损耗 $P_{COND,U}$ 、上管开关损耗 $P_{SW,U}$ 、上管驱动损耗 $P_{drive,U}$:

$$P_{Q,U} = P_{COND,U} + P_{SW,U} + P_{drive,U} \quad (1)$$

设电路的输出电流均值为 I_o ,根据Buck类型开关电源原理,流过上管的均方根电流为:

$$I_{RMS,QU} = I_o \sqrt{D \left(1 + \frac{r^2}{12} \right)} \quad (2)$$

式中: D 为开关电源占空比, r 为开关电源电流纹波率。

由于 r 通常较小(目标值一般为0.2~0.4),在后续近似计算中,均方根电流可近似为:

$$I_{RMS,QU} \approx I_o \sqrt{D} \quad (3)$$

3.1 上管导通损耗

上管导通损耗 $P_{COND,U}$ 是上管完全导通时损失的功率。上管导通损耗受通过MOSFET的电流和MOSFET的导通电阻 $R_{dson,U}$ 影响,计算公式为:

$$P_{COND,U} = I_{RMS,QU}^2 R_{dson,U} \quad (4)$$

由式(3)可得,上管的导通损耗为:

$$P_{COND,U} \approx I_o^2 D R_{dson,U} \quad (5)$$

上管选择导通电阻小的MOSFET,有利于降低MOSFET的导通损耗。电路的均方根电流与输出电流、占空比呈正相关,当输出电流一定时,占空比越大(输入电压越小),均方根电流越大,所以在分析极限情况时,需要考虑输入电压偏下限的情况。

3.2 上管开关损耗

上管在饱和状态与截止状态之间转换需要一定时间^[4],所以在开启和关断过程中存在电压和电流不同时为0的情况,此时,MOSFET会产生一定的功率损耗,即开关损耗 $P_{SW,U}$,图3所示为MOSFET开关过程中电压、电流交叠示意,单个周期内损耗的功率即为阴影部分的面积。

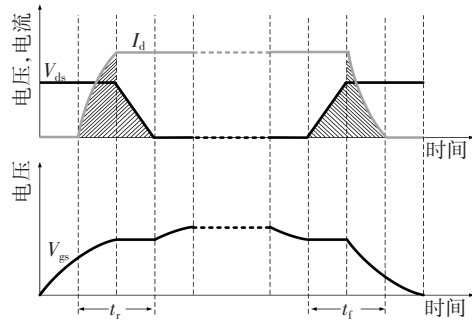


图3 MOSFET开关过程电压电流交叠

图3中, V_{ds} 为MOSFET漏源电压, I_d 为MOSFET漏极电流, V_{gs} 为MOSFET栅源电压, t_r 为MOSFET开启过程中电压和电流交叠时间, t_f 为MOSFET关断过程中电压和电流交叠时间,则:

$$P_{SW,U} = V_{in} I_{o,max} f (t_r + t_f) / 2 \quad (6)$$

式中: V_{in} 为输入电压,在实际应用时,一级电源计算需要考虑抛负载(Load Dump)及辅助启动等工况下的最大输入电压; $I_{o,max} = I_o (1 + r/2)$ 为输出电流最大值; f 为电路的开关频率。

由式(5)、式(6)可知,开关损耗除了与开关管的漏源电压 V_{ds} 、漏极电流 I_d 、开关管的开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 有关^[5],还与开关频率 f 正相关。

3.2.1 开关损耗分析等效模型

开关损耗又称交叠损耗,是在 MOSFET 开通和关断阶段,有效的电压和电流同时作用于 MOSFET 造成的损耗^[6]。上管开关损耗分析等效模型可简化为图 4 中虚线框部分。图 4 中, V_g 为 MOSFET 的栅极电压, V_s 为 MOSFET 的源级电压, V_{out} 为开关电源的输出电压, V_{drive} 为电源芯片驱动模块产生的驱动电压。

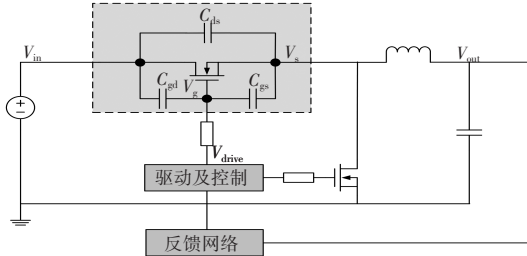


图 4 上管开关损耗分析等效模型

上管栅极输入电容 C_g 为:

$$C_g = C_{gs} + C_{gd} \quad (7)$$

式中: C_{gs} 为栅源电容, C_{gd} 为栅漏电容。

MOSFET 寄生电容的参数通常可按照以下公式换算:

$$C_{gd} = C_{rss} \quad (8)$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} \quad (9)$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} \quad (10)$$

式中: C_{rss} 为反向转移电容, C_{iss} 为输入电容, C_{ds} 为漏源电容, C_{oss} 为输出电容。

MOSFET 开关损耗是开通阶段和关断阶段产生的, 将开通阶段、关断阶段分成 8 个时段分别计算损耗^[7]。

3.2.2 上管开启过程

上管开启过程可以分为 4 个阶段, 对应的时间间隔分别为 t_1 、 t_2 、 t_3 、 t_4 ^[7], 如图 5 所示。

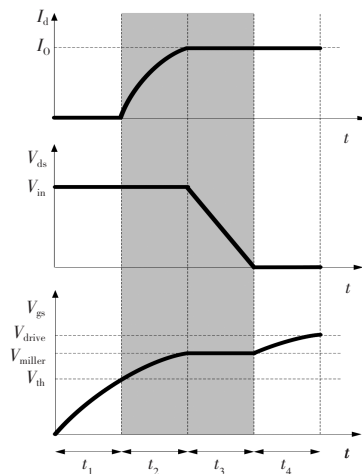


图 5 上管导通阶段波形

当开关电源电路达到稳态时, 上管导通的瞬间, 上管的 S 极(开关电源交换节点)电压 V_s 为 0。

第 1 阶段 t_1 为电源芯片驱动模块产生的驱动电压 V_{drive} 通过上管驱动电阻 R_{UGATE} 为上管栅极充电的过程, 充电时间与驱动电阻和栅极电容有关。此阶段 MOSFET 的栅极电压 V_{gs} 从 0 提高至开启电压 V_{th} , 该阶段 MOSFET 的 D 极和 S 极之间几乎没有电流流过。充电时间常数 T_g 为:

$$T_g = C_g R_{UGATE} \quad (11)$$

其中, R_{UGATE} 包含电源芯片驱动电阻(内部推挽电路推挽管导通阻抗)、芯片与 MOSFET 栅极间的栅极电阻和 MOSFET 管内部的栅极电阻。

上管的栅源电压可以通过如下公式进行计算:

$$V_{gs} = V_{drive_H} (1 - e^{-t/T_g}) \quad (12)$$

式中: V_{drive_H} 为电源芯片栅极驱动电压, t 为时间变量。

式(12)变换可得:

$$t = -T_g \ln \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_{drive_H}} \right) \quad (13)$$

当 $t=t_1$ 时, V_{gs} 与 MOSFET 的开启电压 V_{th} 相等, 则:

$$t_1 = -T_g \ln \left(1 - \frac{V_{th}}{V_{drive_H}} \right) \quad (14)$$

第 2 阶段 t_2 为上管在芯片驱动电压的作用下, 栅源电压 V_{gs} 继续提高至米勒电压 V_{miller} 的过程。在第 1 阶段已经达到了开启电压, 因此, 从第 2 阶段开始, 流过上管的漏极电流逐渐增大, 速率取决于 MOSFET 的跨导。MOSFET 的跨导信息参照第 2 阶段最终达到 MOSFET 栅极电压的电压值(米勒电压)作为参数带入计算, 当 $t=t_1+t_2$ 时, $V_{gs}=V_{miller}$ 。

t_2 可表示为:

$$t_2 = -T_g \ln \left(\frac{V_{drive_H} - V_{miller}}{V_{drive_H} - V_{th}} \right) \quad (15)$$

第 3 阶段 t_3 为 MOSFET 的米勒平台阶段, V_{ds} 开始下降至 0。 C_{gd} 两端电压由 V_{miller} 变化为 $(V_{miller} - V_{in})$, 电源芯片通过驱动电阻向 C_{gd} 注入电流, 上管的 C_{gs} 两端电压 V_{gs} 维持不变, 为米勒电压, 即当 $t=t_1+t_2+t_3$ 时, $V_{gs}=V_{miller}$, $V_d=0$ 。

在 t_3 时段, C_{gd} 向 C_{gs} 注入电流, 与驱动电压向栅极注入的电流相等, 即:

$$\frac{(V_{drive_H} - V_{miller})}{R_{UGATE}} = C_{gd} \frac{V_{in}}{t_3} \quad (16)$$

即:

$$t_3 = C_{gd} R_{UGATE} \frac{V_{in}}{(V_{drive_H} - V_{miller})} \quad (17)$$

在第4阶段 t_4 ,驱动芯片继续通过驱动电阻 R_{UGATE} 向 C_g 充电,根据充电指数公式,在充电时间为 $\ln(1/(1-x)) \times T_g$ 时,电压达到终值的 x 倍,充电到90%终值时充电时间为 $2.3T_g$,则:

$$t_4 = 2.3T_g - t_1 - t_2 \quad (18)$$

如图5所示,开启过程中只有 t_2 和 t_3 时段内电压和电流有交叠不为0的情况,因此:

$$t_i = t_2 + t_3 \quad (19)$$

3.2.3 上管关断过程

上管关断阶段波形如图6所示,可以分为4个阶段,对应的时间间隔分别为 t_5 、 t_6 、 t_7 、 t_8 ^[7]。其中, t_6 和 t_7 时段内电压和电流不同时为0。

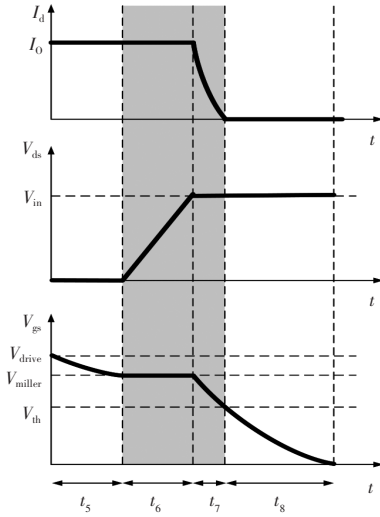


图6 上管关断阶段波形

第5阶段 t_5 开始时上管 V_{gs} 与驱动电压 V_{drive_H} 相等,第5阶段结束时,上管 V_{gs} 为 V_{miller} ,驱动与控制电路输出的驱动电压变为低电平 V_{drive_L} ,电容 C_g 通过驱动电阻放电,此时 V_{gs} 为:

$$V_{gs} = (V_{drive_H} - V_{drive_L}) e^{-t/T_g} + V_{drive_L} \quad (20)$$

当 $t=t_5$ 时, $V_{gs}=V_{miller}$,则:

$$t_5 = -T_g \ln \left(\frac{V_{miller} - V_{drive_L}}{V_{drive_H} - V_{drive_L}} \right) \quad (21)$$

第6阶段 t_6 为米勒平台阶段, $V_{gs}=V_{miller}$,但上管漏极电压逐渐增大至 V_{in} , C_{gd} 两端电压由 V_{miller} 变化为 $(V_{miller} - V_{in})$, C_{gd} 放电电阻 R_{UGATE} 向驱动芯片放电, C_{gs} 两端电压保持不变:

$$\frac{(V_{miller} - V_{drive_L})}{R_{UGATE}} = C_{gd} \frac{V_{in}}{t_6} \quad (22)$$

即:

$$t_6 = \frac{V_{in} (R_{UGATE} C_{gd})}{(V_{miller} - V_{drive_L})} \quad (23)$$

第7阶段 t_7 是 C_g 通过驱动电阻放电的过程,第7阶段开始时, $V_{gs}=V_{miller}$,第7阶段结束时, $V_{gs}=V_{th}$,则 V_{gs} 为:

$$V_{gs} = (V_{miller} - V_{drive_L}) e^{-t/T_g} + V_{drive_L} \quad (24)$$

$$t_7 = -T_g \ln \left(\frac{V_{th} - V_{drive_L}}{V_{miller} - V_{drive_L}} \right) \quad (25)$$

第8阶段 t_8 是 C_g 通过驱动电阻继续放电直至放电完成的过程,设栅极电压降低至初始值的10%时认为放电完成,则放电时间为:

$$t_8 = \ln(1/0.1) T_g - t_5 - t_7 \quad (26)$$

经计算, $t_8 \approx 2.3T_g$ 。

综上,关断过程存在开关损耗的时间 t_i 为:

$$t_i = t_6 + t_7 \quad (27)$$

由式(19)、式(27)和式(6)可得上管的开关损耗。

3.3 上管驱动损耗

基于单个电源开关周期内电荷守恒原理可知下管的驱动损耗为:

$$P_{drive_U} = V_{drive} Q_g f \quad (28)$$

式中: Q_g 为MOSFET栅极电荷。

3.4 上管结温计算

上管温升 ΔT_U 为:

$$\Delta T_U = P_{Q_U} R_{thJA} \quad (29)$$

式中: P_{Q_U} 为上管的功率损耗,可以由式(5)、式(6)、式(28)求得的损耗带入式(1)求得; R_{thJA} 为上管的热阻。

上管结温 $T_{j,U}$ 为:

$$T_{j,U} = T_{amb,U} + \Delta T_U \quad (30)$$

式中: $T_{amb,U}$ 为上管所在控制器内部的环境温度。

在实际计算中, $T_{j,U}$ 以小于MOSFET的最高结温限值为限。

4 下管损耗分析

Buck开关电源分为同步整流和异步整流,其中,异步整流下管使用肖特基整流二极管进行续流,由于二极管存在正向导通压降,当电流较大时,二极管的损耗大。所以在高电流应用场景中,通常选用同步整流,使用MOSFET代替肖特基整流二极管,续流时导通电阻只有几mΩ,能有效降低续流阶段的功率消耗^[1]。本文基于同步整流方式进行下管

功耗分析。

由于下管在导通前、后两端电压接近0,故忽略其开关损耗。下管的损耗 $P_{Q,L}$ 为:

$$P_{Q,L} = P_{COND,L} + P_{drive,L} \quad (31)$$

式中: $P_{COND,U}$ 为下管导通损耗, $P_{drive,L}$ 为下管驱动损耗。

4.1 下管导通损耗

下管导通损耗 $P_{COND,L}$ 为:

$$P_{COND,L} = I_{RMS,QL}^2 R_{dson} \quad (32)$$

式中: $I_{RMS,QL}$ 为均方根电流, R_{dson} 为MOSFET的导通电阻。

其中, $I_{RMS,QL}$ 为:

$$I_{RMS,QL} = I_O \sqrt{(1-D) \left(1 + \frac{r^2}{12} \right)} \quad (33)$$

由于 r 较小,计算可忽略,下管均方根电流值可近似为:

$$I_{RMS,QL} \approx I_O \sqrt{(1-D)} \quad (34)$$

4.2 下管驱动损耗

根据电荷守恒,驱动损耗 $P_{drive,L}$ 为:

$$P_{drive,L} = V_{drive,L} Q_g f \quad (35)$$

4.3 下管结温计算

ΔT_L 下管温升为:

$$\Delta T_L = P_{Q,L} R_{thJA} \quad (36)$$

式中: R_{thJA} 为下管的热阻。

下管结温 $T_{j,L}$ 为:

$$T_{j,L} = T_{amb,L} + \Delta T_L \quad (37)$$

式中: $T_{amb,L}$ 为下管所在控制器内部的环境温度。

在实际计算中, $T_{j,L}$ 以小于MOSFET的最高结温限值为限。

5 实例计算及仿真验证

在实际功耗计算中,开关损耗的时间计算最为复杂,本文以LTC3891为例对上管的开关损耗时间进行仿真及相应的计算验证。LTC3891是同步降压型控制型电源芯片,本例中上、下管均使用Si7850DP,组合实现12V转5V降压电路,为负载提供5A电流。

仿真电路使用LTspice自带的电路仿真模型和器件模型,如图7所示,设定电路参数如表1所示,与上管开关时间计算相关的芯片参数如表2所示,与功耗计算相关的MOSFET参数如表3所示。

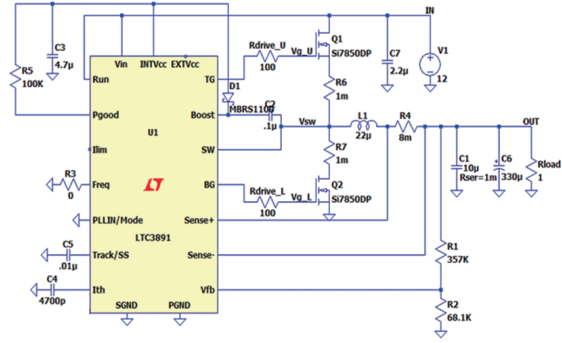


图7 LTC3891降压电路模型

表1 电路参数

参数名称	数值
输入电压/V	12±0.6
输出电压/V	5±0.25
输出电流/A	5±0.25

表2 芯片参数

参数名称	规格书参数数值	仿真参数数值
上管驱动电压高电压/V	4.85	5.35
上管驱动电压低电压/V	0	0
上管驱动电阻/Ω		2.5
上管放电电阻/Ω		1.5

表3 MOSFET参数

参数名称	规格书参数数值	仿真参数数值
栅源电荷 Q_{gs}/nC	3.4	3.4
输入电容 C_{iss}/pF	860~1 300	
输出电容 C_{oss}/pF	140~1 000	
反向传输电容 C_{rsw}/pF	60~500	100~500
开启电压 V_{th}/V	1.0~3.0	2.6
栅极电阻 R_g/Ω	0.50~2.20	3.0
米勒电压 V_{miller}/V	3.6	3.6

计算中实际使用的MOSFET极间电容参数为表4中的计算参数数值。

其中,MOSFET的有效极间电容的计算参数根据文献[7]的折算方法进行缩放,计算所用的MOSFET极间电容基准值来自MOSFET电容曲线中与仿真工况对应的参数值,如图8所示。

表4 MOSFET计算参数

参数名称	规格书参数数值	计算参数数值
输入电容 C_{iss}/pF	860~1 300	1 217.3
输出电容 C_{oss}/pF	140~1 000	310.8
反向传输电容 C_{rsw}/pF	60~500	142.5

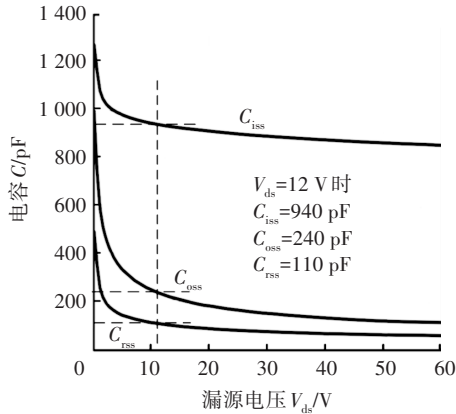


图8 Si7850DP电容曲线

上管开启、关断阶段仿真波形分别如图9、图10

所示。

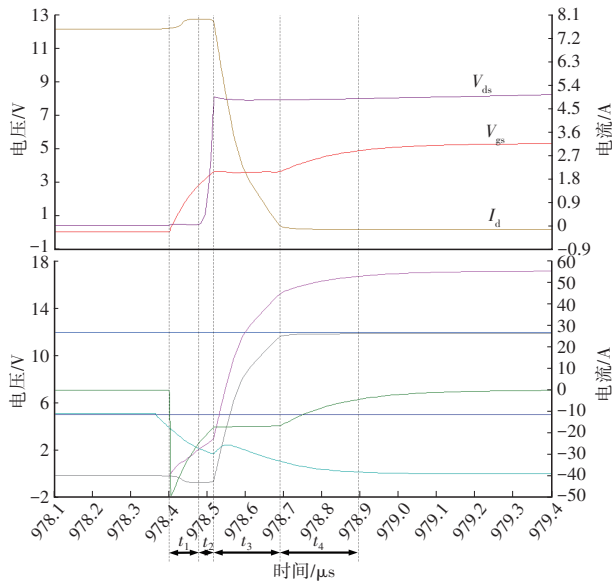


图9 上管开启过程波形

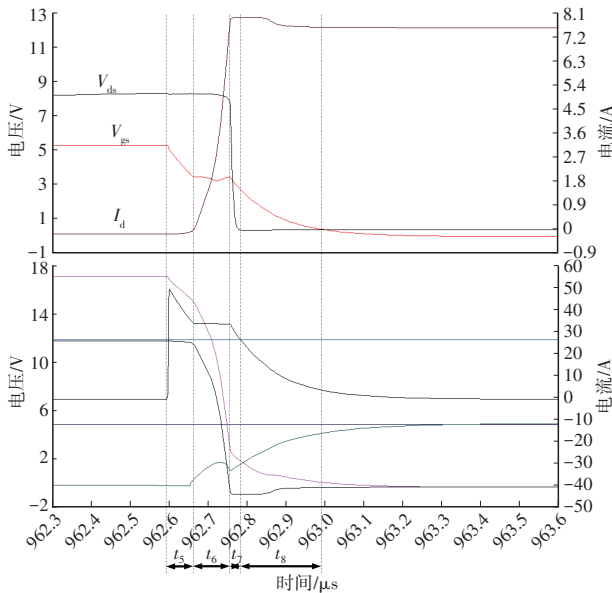


图10 上管关断过程波形

为了更好地进行对比验证,计算分析使用的参数为表2~表4中的仿真参数和计算参数。上管开关过程各阶段的损耗时间仿真与计算对比结果如表5所示。

损耗时间	仿真结果	计算结果
t_1	71.4	88.5
t_2	44.0	60.8
t_3	171.6	114.2
t_4	179.2	152.1
t_5	63.1	49.9
t_6	86.9	53.6
t_7	25.2	42.2
t_8	166.8	206.5
t_r	215.7	175.0
t_f	112.1	95.8

表5中仿真结果与计算结果在 t_3 与 t_6 时段差异较大,这2个时间段是米勒平台时段,分析其原因为仿真模型参数(C_{rss} 为100~500 pF)与实际器件参数(C_{rss} 为50~500 pF)存在差异,而 C_{rss} 反映了MOSFET栅极与漏极之间的极间电容 C_{gd} 大小, C_{gd} 越大,米勒平台持续的时间 t_3 和 t_6 越长。

6 结束语

本文分析了汽车控制器中常用的降压型开关电源外置MOSFET的功耗计算方法,重点针对其开关损耗的时间进行理论推导、实例仿真和计算验证。计算结果与仿真结果趋于一致,表明该功耗计算方法可为降压型开关电源MOSFET选型提供参考依据,并可在控制器测试验证阶段为MOSFET温升问题提供理论分析依据及优化思路。对于具有频繁开关特点的应用场景,如开关较为频繁的负载的驱动电路中,其MOSFET的功耗也可按照本文思路进行推导和计算。

参考文献

[1] 刘天羽,沈任元,田玉冬.提高开关电源效率和节能电源的研究与设计[J].上海电机学院学报,2007(2):93-97.
LIU T Y, SHEN R Y, TIAN Y D. Research and Design on Improvement of Switching Power Supply Efficiency[J]. Journal of Shanghai Dianji University, 2007(2): 93-97.

[2] 甘林川,彭中,景有泉,等.开关电源主要元器件的功耗分析[J].电源世界,2008(2):65-67.
GAN L C, PENG Z, JING Y Q, et al. Power Consumption Analysis of the Main Components of Switching Power Supply

- [J]. The World of Power Supply, 2008(2): 65-67.
- [3] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- ZHANG Z S, CAI X S. Principle and Design of Switching Power Supply[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005.
- [4] 熊亚兰. 谈谈开关电源效率及开关噪声[J]. 火控雷达技术, 2005(2): 59-62.
- XIONG Y L. Discussion on Efficiency and Noise of Switch Power[J]. Fire Control Radar Technology, 2005(2): 59-62.
- [5] 曹洪奎, 陈之勃, 孟丽囡. SiC MOSFET与Si MOSFET在开关电源中功率损耗的对比分析[J]. 辽宁工业大学学报(自然科学版), 2014, 34(2): 82-85.
- CAO H K, CHEN Z B, MENG L N. Comparative Analysis of SiC MOSFET and Si MOSFET Power Losses in Switching Power Supply[J]. Journal of Liaoning University of Technology (Natural Science Edition), 2014, 34(2): 82-85.
- [6] 沙占友, 孟志永. 提高开关电源效率的方法[J]. 电源技术应用, 2012, 15(3): 60-64.
- SHA Z Y, MENG Z Y. Methods to Improve the Efficiency of Switching Power Supplies[J]. Power Supply Technologies and Application, 2012, 15(3): 60-64.
- [7] MANIKTALA S. Switching Power Supplies A-Z[M]. Amsterdam: Elsevier, 2006: 205-236.
- (责任编辑 弦 歌)
- 修改稿收到日期为2023年12月27日。

《汽车工程师》集中与分布式电驱动系统及其关键技术专刊征稿通知

作为战略新兴领域和新质生产力代表,新能源汽车产业的高速发展和电动汽车综合性能不断提升正在重塑汽车技术与品质、高端与豪华。多电机集中式与分布式电驱动系统是下一代模块化高性能新能源整车平台的关键技术,是汽车电驱动系统从中央集中式到轴独立式,再到轮独立式的变革性技术,对于扩展提升电驱动系统综合效率途径、实现驱底一体化底盘动力学综合控制、改善整车综合性能具有重要意义。

为此,《汽车工程师》计划推出“集中与分布式电驱动系统及其关键技术”专刊,并邀请吉林大学王军年教授担任客座主编,欢迎全国高校、科研院所和企事业单位研究团队踊跃投稿。

一、征稿主题(包含但不限于以下主题)

1. 高效驱动电机设计技术
2. 高功率密度轮毂电机技术
3. 多合一电驱动系统集成技术
4. 双电机耦合电动驱动桥技术
5. 全地形电动四驱技术
6. 多轴驱动高效匹配与转矩分配
7. 多目标四轮转矩优化分配技术
8. 驱动防滑与驱制动一体化控制技术
9. 驱动系统与底盘系统融合控制技术
10. 其他电驱动系统设计与控制技术

二、投稿须知

1. 请登录 www.tjqc.cbpt.cnki.net 在线投稿。
2. 论文具体要求见本刊主页“下载中心”栏目《作者指南》,投稿时请在系统内稿件基本信息的中文标题前增加“【集中与分布式电驱动系统及其关键技术专刊】”字样。
3. 投稿截止日期为2025年6月15日。
4. 论文录用并完成编辑加工后即在中国知网进行网络首发,纸质期刊预计出版时间为2025年11月15日。

三、特邀客座主编



王军年 教授

工学博士,教授,博导,吉林大学汽车工程学院汽车工程系主任、汽车基础实验教学中心主任、汽车研究所所长,《汽车技术》《汽车文摘》青年编委会委员,《汽车工程师》编委会委员。

主要研究方向为电动汽车动力传动与智能四驱技术、电动汽车能量管理与驱/制动控制、电动底盘集成设计与智行运动规控,发表学术论文约110篇,其中一作SCI/EI论文60余篇,授权中国发明专利165项、授权美国发明专利15项、授权软件著作权7项。曾获吉林省科技进步一等奖、中国汽车工业科技进步三等奖、吉林省自然科学学术成果二等奖、三等奖等。

《汽车工程师》编辑部