

## Application Note

**BQ2575x 系列的 MOSFET 选择指南**

Nancy Hidalgo, Ethan Galloway

**摘要**

本应用手册旨在帮助工程师为 BQ2575x 系列器件选择开关 MOSFET，并了解 MOSFET 功率损耗的来源。所用的 MOSFET 对于提高系统的整体效率发挥着重要作用。MOSFET 的选择在很大程度上取决于系统参数，例如开关频率、输出电流、输出电压和输入电压。

**内容**

<b>1 简介</b> .....	<b>2</b>
<b>2 降压和升压充电器中的 MOSFET 功率损耗</b> .....	<b>3</b>
2.1 降压模式损耗.....	3
2.2 升压模式损耗.....	5
2.3 有关 FET 损耗的最终总结.....	5
<b>3 使用设计计算器评估 MOSFET</b> .....	<b>6</b>
3.1 将 MOSFET 数据表参数与设计计算器参数相关联.....	6
3.2 设计计算器 MOSFET 比较示例.....	8
<b>4 BOM 评估</b> .....	<b>9</b>
<b>5 总结</b> .....	<b>12</b>
<b>6 参考资料</b> .....	<b>13</b>

**商标**

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 1 简介

随着电网、汽车工业和物联网 (IoT) 领域快速发展的电气化趋势，高效的功率转换对当今许多系统来说变得越来越重要。

BQ2575x 系列器件是一系列适用于锂离子电池和磷酸铁锂电池的充电控制器。在本应用手册发布时，该系列由以下器件组成：BQ25750、BQ25756、BQ25756E、BQ25758、BQ25758A 和 BQ25758S。这些器件可用于设计高效的降压或降压/升压拓扑，从而用于电池充电或直流/直流转换。图 1-1 展示了使用 BQ25756 充电控制器的充电器系统示例。

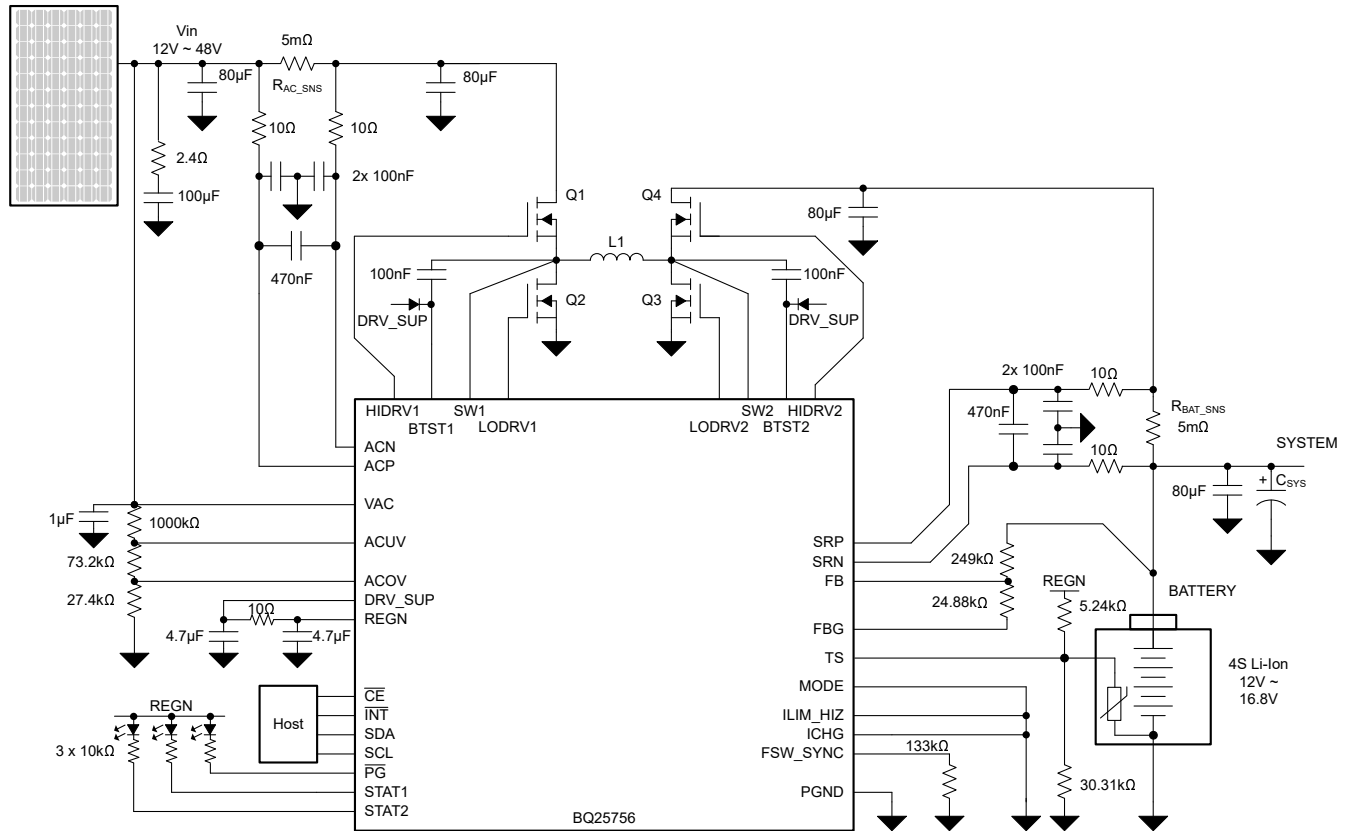


图 1-1. 使用 BQ25756 器件的应用系统示例

本应用手册为如何选择与这些器件结合使用的外部 MOSFET 提供了指南。其中包括以下内容：

- 阐明这些充电器系统中损耗的来源。
- 分析 MOSFET 数据表中通常包括的关键参数。
- 阐释了如何使用 BQ2575x 器件的设计计算器。
- 检查已使用 BQ2575x 系列器件进行测试的各种 BOM。

## 2 降压和升压充电器中的 MOSFET 功率损耗

在开关模式转换器中，总损耗来自 MOSFET 损耗以及无功和电感分量的寄生电阻。对于储能元件，损耗来自每个元件的等效串联电阻。本应用手册重点介绍了 MOSFET 损耗以及导致这些损耗的参数。为了便于参考，图 2-1 演示了 MOSFET 寄生模型。

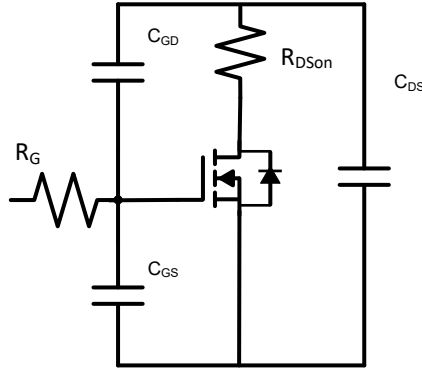


图 2-1. MOSFET 寄生模型

### 2.1 降压模式损耗

在降压模式下，顶部 FET 是同步 FET，底部 FET 是异步 FET。顶部 FET 的功率损耗可分为开关损耗和导通损耗，如方程式 1 所示。

$$P_{top} = P_{con\_top} + P_{sw\_top} \quad (1)$$

导通损耗来自静态导通的 MOSFET。

$$P_{con\_top} = D \times I_{L\_RMS}^2 \times R_{DS(on)\_top} \quad (2)$$

$$I_{L\_RMS}^2 = I_{L\_DC}^2 + \frac{I_{ripple}^2}{12} \quad (3)$$

开关损耗来自 FET 导通和关断期间的电流和电压重叠，寄生栅极电容以及进入 FET 的栅极驱动损耗。

$$P_{sw\_top} = P_{IV\_top} + P_{Qoss\_top} + P_{gate\_top} \quad (4)$$

其中， $P_{IV\_top}$  是由于电流和电压重叠而导致的顶部 MOSFET 损耗中的损耗， $P_{Qoss\_top}$  是 MOSFET 寄生输出电容导致的损耗，而  $P_{gate\_top}$  是栅极驱动损耗。可通过以下公式计算得出  $P_{IV\_top}$ ：

$$P_{IV\_top} = 0.5V_{IN} \times I_{valley} \times t_{on} \times f_{sw} + 0.5V_{IN} \times I_{peak} \times t_{off} \times f_{sw} \quad (5)$$

$$I_{valley} = I_{L\_DC} - 0.5I_{ripple} \quad (6)$$

$$I_{peak} = I_{L\_DC} + 0.5I_{ripple} \quad (7)$$

其中， $I_{L\_DC}$  是直流电感器电流、 $I_{ripple}$  是电感器的峰值间纹波电流。MOSFET 导通和关断时间  $t_{on}$  和  $t_{off}$  由以下公式定义：

$$t_{on} = \frac{Q_{sw\_top}}{I_{on}} \quad (8)$$

$$t_{off} = \frac{Q_{sw\_top}}{I_{off}} \quad (9)$$

其中， $Q_{sw\_top}$  是顶部 FET 的开关电荷，可通过 [方程式 10](#) 大致计算得出。

$$Q_{sw\_top} = Q_{GD\_top} + Q_{GS\_top} \quad (10)$$

$I_{on}$  和  $I_{off}$  由以下公式定义：

$$I_{on} = \frac{V_{DRV\_SUP} - V_{plt}}{R_{on}} \quad (11)$$

$$I_{off} = \frac{V_{plt}}{R_{off}} \quad (12)$$

其中， $V_{plt}$  是米勒平坦区域电压， $V_{DRV\_SUP}$  是 MOSFET 上的栅极驱动电压， $R_{on}$  是总导通栅极电阻， $R_{off}$  是栅极驱动器的总关断栅极电阻。总损耗计算中的下一项  $P_{Qoss\_top}$  可以通过 [方程式 13](#) 计算得出。

$$P_{Qoss\_top} = 0.5V_{IN} \times Q_{oss\_total} \times f_{sw} \quad (13)$$

其中  $Q_{oss\_total}$  是总寄生输出电荷。

$$Q_{oss\_total} = Q_{gd\_top} + Q_{ds\_top} + Q_{gd\_bot} + Q_{ds\_bot} \quad (14)$$

损耗公式中的最后一项可以通过 [方程式 15](#) 计算得出。

$$P_{gate\_top} = V_{IN} \times Q_{gate\_top} \times f_{sw} \quad (15)$$

其中， $Q_{gate\_top}$  是顶部 MOSFET 的栅极电荷， $V_{IN}$  是输入电压，而不是 MOSFET 的栅极驱动电压。其中包括充电控制器的内部 LDO 产生的损耗。如果提供外部栅极驱动电压，则可以避免 LDO 损耗，并且可以改用 [方程式 16](#)：

$$P_{gate\_top} = V_{DRV\_SUP} \times Q_{gate\_top} \times f_{sw} \quad (16)$$

底部 MOSFET 的损耗包括导通损耗和开关损耗：

$$P_{bottom} = P_{con\_bottom} + P_{sw\_bottom} \quad (17)$$

对于导通损耗，可以使用 [方程式 18](#) 将损耗定义为降压模式，与顶部 FET 类似。

$$P_{con\_bottom} = (1 - D) \times I_{L\_RMS}^2 \times R_{DS\_ON\_bottom} \quad (18)$$

其中， $D$  是占空比， $I_{L\_RMS}$  是流经电感器的 RMS 电流。为了大幅减少导通损耗，需要降低  $R_{DS\_ON}$ 。损耗计算中的下一项和最后一项，开关损耗可以由 [方程式 19](#) 计算得出。

$$P_{sw\_bottom} = P_{RR\_bottom} + P_{dead\_bottom} + P_{gate\_bottom} \quad (19)$$

其中， $P_{RR\_bottom}$  项是由于 MOSFET 的反向恢复电荷而导致的损耗， $P_{dead\_bottom}$  是由于死区时间内体二极管的导通损耗而导致的损耗，而  $P_{gate\_bottom}$  是栅极驱动损耗。可通过以下公式推导出每个项：

$$P_{RR\_bottom} = V_{IN} \times Q_{rr} \times f_{sw} \quad (20)$$

$$P_{dead\_bottom} = V_{SD} \times I_{valley} \times f_{sw} \times t_{dead\_rise} + V_{SD} \times I_{peak} \times f_{sw} \times t_{dead\_fall} \quad (21)$$

$$P_{gate\_bottom} = V_{IN} \times Q_{gate\_bottom} \times f_{sw} \quad (22)$$

$Q_{gate\_bottom}$  是底部 MOSFET 的栅极电荷， $V_{SD}$  是体二极管的正向电压， $V_{IN}$  是输入电压，而不是 MOSFET 的栅极驱动电压。这包括由器件的内部 LDO 产生的损耗。如果提供外部栅极驱动电压，可改用 [方程式 23](#)：

$$P_{gate\_bottom} = V_{DRV\_SUP} \times Q_{gate\_bottom} \times f_{sw} \quad (23)$$

## 2.2 升压模式损耗

在升压模式下，顶部 FET 是异步的，底部 FET 是同步的。顶部和底部 FET 的总功率损耗可按照与降压模式相同的方式通过以下公式确定：

$$P_{top} = P_{con\_top} + P_{sw\_top} \quad (24)$$

$$P_{bottom} = P_{con\_bottom} + P_{sw\_bottom} \quad (25)$$

顶部 FET 的导通损耗与降压模式损耗类似：

$$P_{con\_top} = (1 - D) \times I_{L\_RMS}^2 \times R_{DS(on)\_top} \quad (26)$$

$$I_{L\_RMS}^2 = I_{L\_DC}^2 + \frac{I_{ripple}^2}{12} \quad (27)$$

在升压模式下，顶部 FET 会产生来自反向恢复电荷、死区时间和栅极电容的损耗。

$$P_{sw\_top} = P_{RR\_top} + P_{dead\_top} + P_{gate\_top} \quad (28)$$

栅极损耗、死区时间损耗和反向恢复损耗包括：

$$P_{RR\_top} = V_{IN} \times Q_{rr} \times f_{sw} \quad (29)$$

$$P_{dead\_top} = V_{SD} \times I_{valley} \times f_{sw} \times t_{dead\_rise} + V_{SD} \times I_{peak} \times f_{sw} \times t_{dead\_fall} \quad (30)$$

$$P_{gate\_top} = V_{IN} \times Q_{gate\_top} \times f_{sw} \quad (31)$$

与之前一样，如果提供外部栅极驱动电压，则可以改用以下公式：

$$P_{gate\_top} = V_{DRV\_SUP} \times Q_{gate\_top} \times f_{sw} \quad (32)$$

可以计算底部 FET 的损耗，方法与计算同步降压 FET 损耗大致相同。

$$P_{con\_bottom} = D \times I_{L\_RMS}^2 \times R_{DS(on)\_bottom} \quad (33)$$

$$I_{L\_RMS}^2 = I_{L\_DC}^2 + \frac{I_{ripple}^2}{12} \quad (34)$$

开关损耗来自 FET 导通和关断期间的电流和电压重叠，寄生栅极电容以及进入 FET 的栅极驱动损耗。

$$P_{sw\_bottom} = P_{IV\_bottom} + P_{Qoss\_bottom} + P_{gate\_bottom} \quad (35)$$

其中， $P_{IV\_top}$  是由于电流和电压重叠而导致的顶部 MOSFET 损耗中的损耗， $P_{Qoss\_top}$  是 MOSFET 寄生输出电容导致的损耗，而  $P_{gate\_top}$  是栅极驱动损耗。可通过以下公式计算得出  $P_{IV\_top}$ ：

$$P_{IV\_bottom} = 0.5V_{IN} \times I_{valley} \times t_{on} \times f_{sw} + 0.5V_{IN} \times I_{peak} \times t_{off} \times f_{sw} \quad (36)$$

$I_{valley}$ 、 $I_{peak}$ 、 $t_{on}$  和  $t_{off}$  的计算与降压模式相同。

## 2.3 有关 FET 损耗的最终总结

根据这些公式可以推断，当充电电流较低时，开关损耗更高。随着电流增加，导通损耗也会增加，导通损耗成为公式中的主要损耗项。如何选择高效 FET 可能取决于充电器的开关频率和平均充电电流。

此外，建议限制开关节点电容，以便符合以下要求：

$$C_{sw}(nF) < \frac{160}{V_{in}} \quad (37)$$

如果  $V_{in}$  为 60V，建议将总开关节点电容 ( $C_{sw}$ ) 保持在 2.67nF 以下。这可以减轻开关损耗，并且是确保器件正常运行的一项要求。

为便于参考，表 2-1 中列出了 BQ2575X 的栅极驱动器电阻  $R_{on}$  和  $R_{off}$  以及死区时间 ( $t_{dead\_time}$ )。死区时间可调整为 45ns、75ns、105ns 或 135ns。

表 2-1. BQ2575X IC 的栅极驱动器特性

参数	典型值
$R_{on}$	3.4 $\Omega$
$R_{off}$	1.0 $\Omega$
$t_{dead\_time}$ (两侧)	45ns

### 3 使用设计计算器评估 MOSFET

**BQ25756 设计计算器** 可用于所有 BQ2575X 系列器件。该计算器可帮助进行电阻器编程、IC 设置和 BOM 选择。该计算器还可获取有关运行条件、BOM 和系统要求的用户输入，以评估功率损耗和效率。请注意，该计算器不考虑其他来源的功率损耗，例如磁芯损耗或铜走线损耗。效率计算器最适合用于将一个 FET 与另一个 FET 进行比较。

该计算器还包含热敏电阻鉴定选项卡，用于评估各种温度充电窗口的最小/典型/最大温度下降和上升阈值。此选项卡可用于根据相关应用选择热敏电阻，但本节重点介绍该计算器的功率损耗/效率选项卡。

若要使用该计算器，请忽略有关循环引用的警告，并填写黄色单元格。带红色选项卡的单元格包含有关相邻单元格的其他信息。红色单元格突出显示了可能有问题的单元格。填写设计计算器中的所有黄色单元格后，可以使用效率/功率损耗分析器部分来绘制两个 MOSFET 的效率、检测电阻损耗和功率损耗图。

图 3-1 显示输入电压最大值超出工作范围。因此，文字显示为红色。当光标悬停在红色选项卡上时，将显示说明文本。

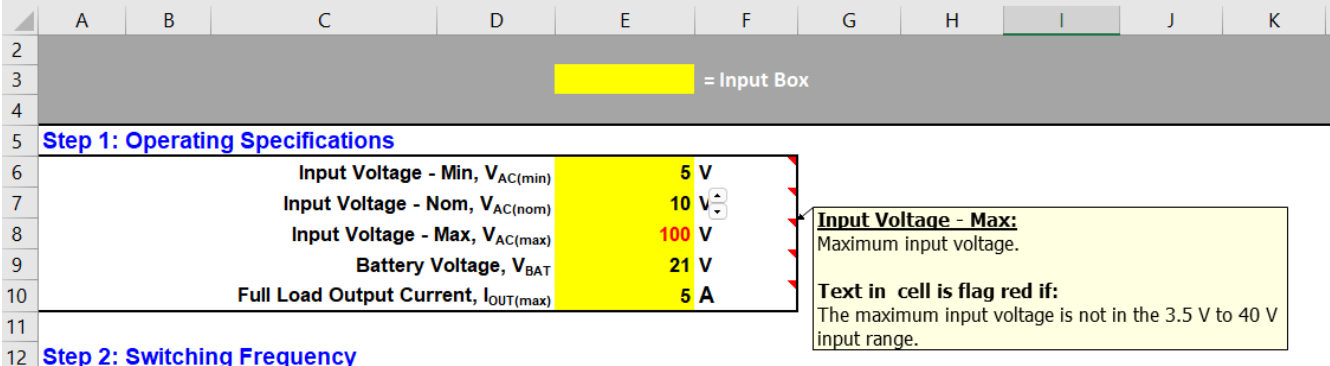


图 3-1. BQ2575x 设计计算器示例

#### 3.1 将 MOSFET 数据表参数与设计计算器参数相关联

本部分旨在将 MOSFET 数据表中通常给出的器件参数与设计计算器中包含的参数相关联。如果数据表中没有参数，请联系器件制造商。

此处的这些参数是使用设计计算器所需的输入。降压相和升压相开关 MOSFET 的参数是相同的。

Custom Power MOSFETs			
Custom MOSFET			
Buck-Leg Power MOSFETs (Q <sub>1</sub> , Q <sub>2</sub> )			
	Hi-side	Low-side	
On-State Resistance V <sub>gs</sub> = 4.5 V, R <sub>DS(on)</sub>	8.6	8.6	mΩ
On-State Resistance V <sub>gs</sub> = 10 V, R <sub>DS(on)</sub>	5.7	5.7	mΩ
On-State Resistance V <sub>gs</sub> = Custom Voltage, R <sub>DS(on)</sub>	4.9	4.9	mΩ
Total Gate Charge V <sub>gs</sub> = 4.5 V, Q <sub>G</sub>	7.3	7.3	nC
Total Gate Charge V <sub>gs</sub> = 10 V, Q <sub>G</sub>	15	15	nC
Total Gate Charge V <sub>gs</sub> = Custom Voltage, Q <sub>G</sub>	17	17	nC
Gate-Drain Charge, Q <sub>GD</sub>	2.9	2.9	nC
Gate-Source Charge, Q <sub>GS</sub>	3.3	3.3	nC
Output Charge, Q <sub>OSS</sub>	36	36	nC
Gate Resistance, R <sub>G</sub>	1.5	1.5	Ω
Transconductance, g <sub>FS</sub>	100	100	S
Gate-Source Threshold Voltage, V <sub>TH</sub>	4	4	V
Diode Forward Voltage, V <sub>SD</sub>	0.8	0.8	V
Reverse Recovery Charge, Q <sub>RR</sub>		63	nC
Thermal Resistance, θ <sub>JA</sub>	50	50	°C/W

图 3-2. BQ2575x 设计计算器的 MOSFET 参数输入

设计计算器中的第一个参数是导通状态电阻 (R<sub>DS(on)</sub>)。这是 MOSFET 导通时漏极和源极端子上的电阻。计算器要求 R<sub>DS(on)</sub> 为 4.5V 和 10V。R<sub>DS(on)</sub> 通常在数据表的电气特性部分或绘制 V<sub>gs</sub> 与 R<sub>DS(on)</sub> 的图中给出。

总栅极电荷 (Q<sub>G</sub>) 是指为栅极电容充电以导通 MOSFET，从而使 MOSFET 的实际栅极电压与驱动电压相匹配所需的电荷 (以库仑为单位)。这与开关电荷不同。Q<sub>G</sub> 通常在 MOSFET 数据表中给出。通常还提供栅漏电荷 (Q<sub>GD</sub>) 和栅源电荷 (Q<sub>GS</sub>)。输出电荷 Q<sub>OSS</sub> 在 方程式 38 中定义。

$$Q_{Oss} = \int_0^{V_{DS}} C_{Oss}(v) dv \quad (38)$$

内部栅极电阻 R<sub>G</sub> 可以通过与 MOSFET 栅极串联的电阻建模，如图 2-1 所示。

跨导 (g<sub>fs</sub>) 是指 MOSFET 的小信号增益。阈值电压 (V<sub>TH</sub>) 是 MOSFET 进入有源区域并在漏极和源极两端传导电流的电压。这两个参数通常都包含在 MOSFET 数据表中。

二极管正向电压 (V<sub>SD</sub>) 是 MOSFET 体二极管正向偏置时漏极和源极两端的压降。

反向恢复电荷 (Q<sub>RR</sub>) 是存储在体二极管中的电荷，在体二极管可以阻止反向偏置方向的电流流动之前，必须将其耗尽。

热阻是衡量 MOSFET 热性能的指标。对于给定功率耗散，热阻越高，MOSFET 的温度变化越大。

### 3.2 设计计算器 MOSFET 比较示例

为了便于举例，这里使用设计计算器比较 TI 推荐的 SiR680LDP 和 SiR880BDP 这两个 MOSFET，将其作为自定义 MOSFET。在本例中，对其使用了以下运行条件：

所有其他输入参数保留为默认值。

表 3-1. 设计计算器运行条件示例

参数	值
$V_{IN}$ (最小值)	5V
$V_{IN}$ (标称值)	10V
$V_{IN}$ (最大值)	50V
$V_{BAT}$	21V
$V_{ext\_drv}$	10V
$I_{out}$	8A
$f_{sw}$	200kHz
$R_{fsw}$	200k $\Omega$
$I_{SAT}$	19A
选择的电感, L	10 $\mu$ H
选择的电感器 DCR	12m $\Omega$

然后，根据这些运行条件，得到以下效率和功率损耗图。

填充黄色单元格后，计算器可以绘制这些图。图 1 是建议使用的 SiR680LDP，图 2 是 SiR880BDP。

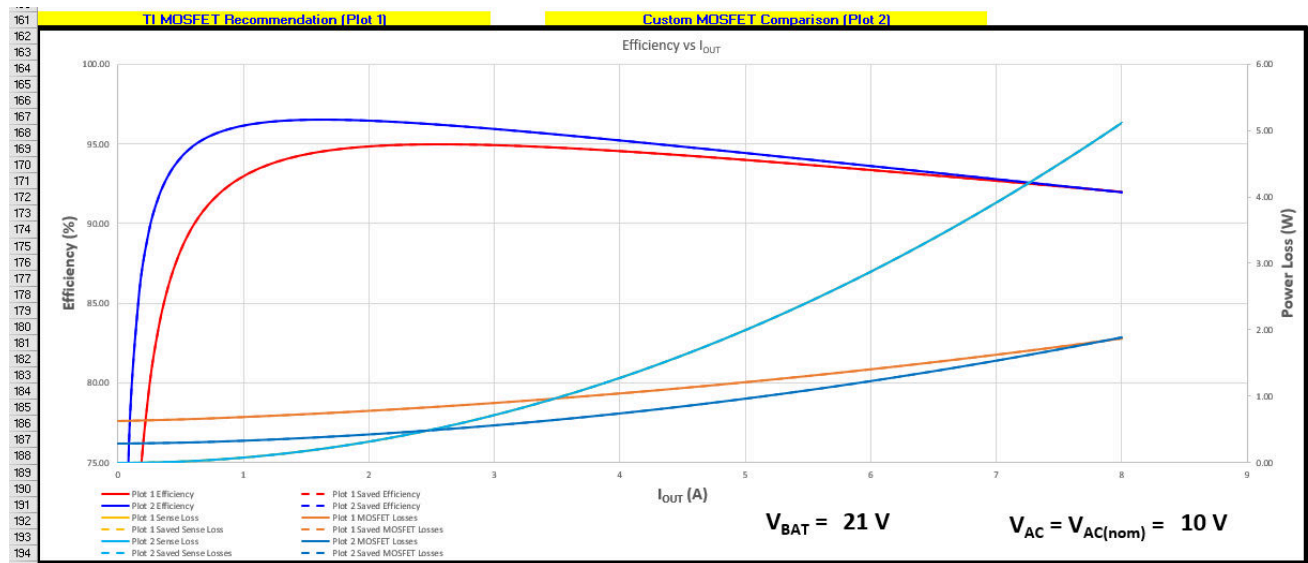


图 3-3. 用于比较 MOSFET 的设计计算器效率和损耗图

在本例中，由于栅极电容和输出电容较低，SiR880BDP MOSFET (如图 2 所示) 在较轻负载下可实现较高的效率。较低的电容可减小开关损耗。在较高负载下，导通损耗大于开关损耗，并且由于  $R_{DS(ON)}$  较低，SiR680LDP 效率更高。



## 4 BOM 评估

已经对几个 BOM 的效率和损耗进行了评估。评估发现，可以使用 BQ2575x 系列器件设计高效系统。每个 BOM 的最高效率的摘要包括在表 4-1 中。

运行条件显示了输出电流、总线电压、开关频率、输入电压和外部栅极驱动电压。

表 4-1. BOM 汇总

BOM 编号	MOSFET 关键属性 ( $R_{DS(ON)}$ 、额定电压 )	开关频率	电感器属性
1	SiR880BDP MOSFET ( $BV_{dss}=80V$ 、 $V_{gs}=10$ 时 $R_{DS(ON)}=5.3m\Omega$ 、 $I_d=10$ )	450kHz	CMLB135T-100MS 电感器 ( $L=10\mu H$ 、 $DCR=22m\Omega$ )
2	AON6380 MOSFET ( $BV_{dss}=30V$ 、 $R_{DS(ON)}$ ( $V_{gs}=10V$ 、 $I_d=20A$ )= $5.6m\Omega$ )	600kHz	HCM1103-2R2-R 电感器 ( $L=2.2\mu H$ 、 $DCR=8.4m\Omega$ )
3	SiR680LDP MOSFET ( $BV_{dss}=80V$ 、 $R_{DS(ON)}=2.33m\Omega$ )	250kHz	SRP1050Wa-100M 电感器 ( $L=10\mu H$ 、 $DCR=23m\Omega$ )
4	SiR188LDP MOSFET ( $BV_{dss}=60V$ 、 $R_{DS(ON)}=3.1m\Omega$ )	350kHz	CMLB135T-6RBMS 电感器 ( $L=6.8\mu H$ 、 $DCR=15m\Omega$ )
5	SiR880BDP MOSFET ( $BV_{dss}=80V$ 、 $V_{gs}=10$ 时 $R_{DS(ON)}=5.3m\Omega$ 、 $I_d=10$ )	450kHz	IHLP6767GZER150M01 电感器 ( $L=15\mu H$ 、 $18.8m\Omega$ )

下图显示了其中每个 BOM 的效率和损耗。

在图 4-1 和图 4-2 中，当  $V_{IN}$  约等于  $V_{OUT}$  时，效率最高。 $V_{IN}$  和  $V_{OUT}$  之间的巨大差异会降低占空比，使充电器工作更困难。降压/升压模式是效率最高的模式，因为降压相和升压相以低占空比运行，并且开关损耗最低。

在图 4-2 中，BOM1 与 BQ25758BOM 相同，并且 BOM1 可以涵盖整个 USB-EPR 电压范围。

在图 4-3 中，BOM2 设计为与 100W USB-PD 配合使用，并将元件安装在较小的区域内。

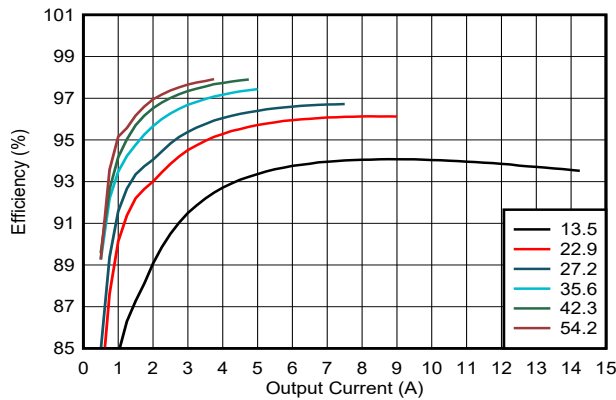


图 4-1.  $V_{IN}=48V$  时的 BOM1 效率和损耗

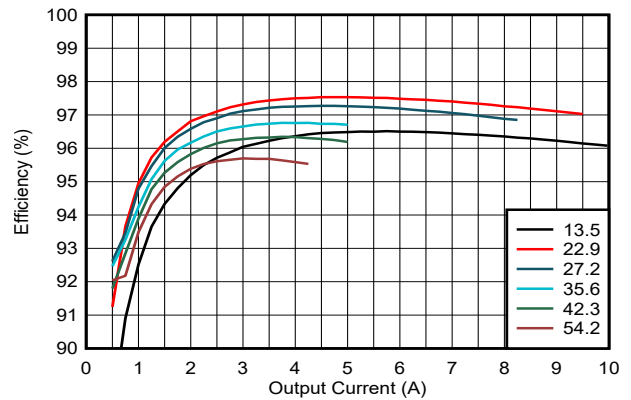
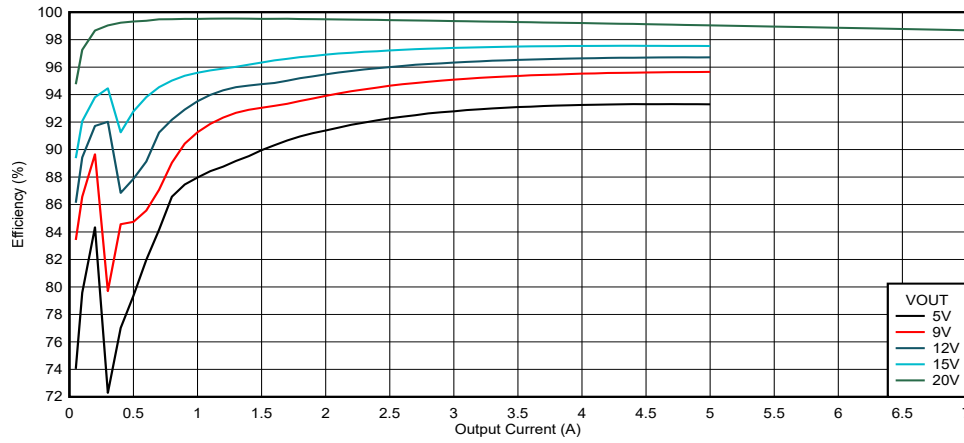


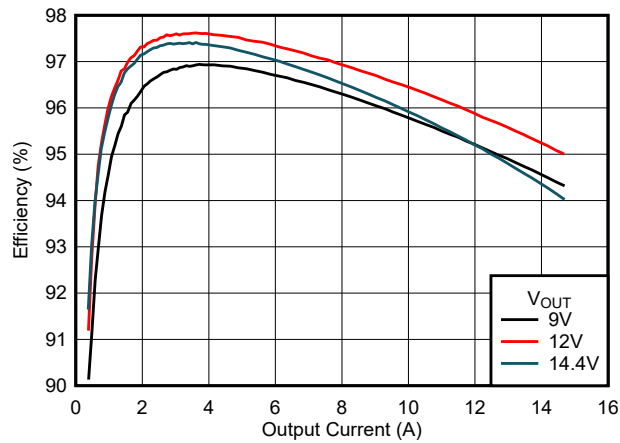
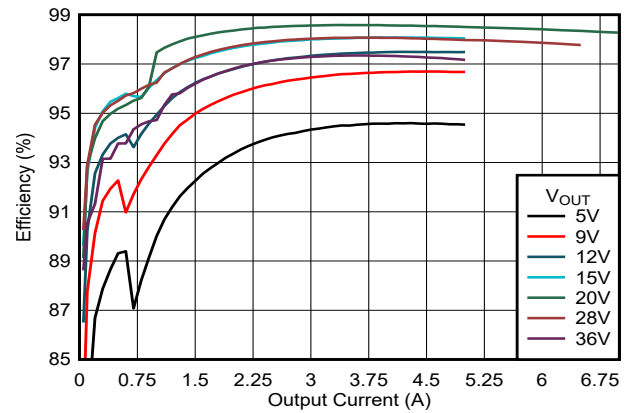
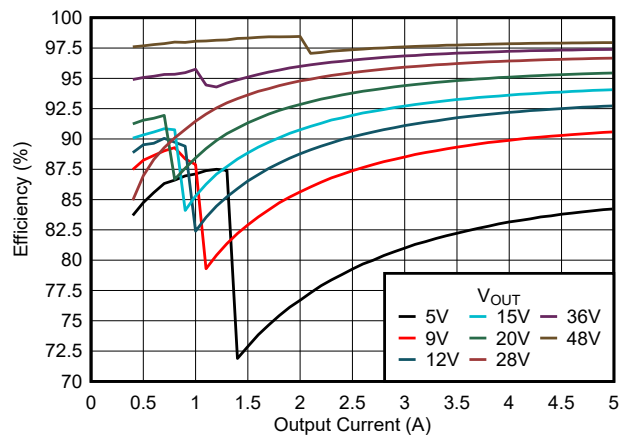
图 4-2.  $V_{IN}=20V$  时的 BOM1 效率和损耗

图 4-3.  $V_{IN}=20V$  时的 BOM2

在图 4-4 中，BOM3 专为使用 12V 磷酸铁锂电池的汽车应用而设计。

在图 4-5 中，BOM4 设计用于 140W USB-PD 充电。在该图中，BOM4 使用 7V 外部栅极驱动电源。

在图 4-6 中，BOM5 专为使用 48V 磷酸铁锂电池的汽车应用而设计。

图 4-4. BOM3 效率图 ( $V_{IN}=12V$ )图 4-5. BOM4 效率图 ( $V_{IN}=20V$ )图 4-6. BOM5 效率图 ( $V_{IN}=48V$ )

这里的关键点是，终端应用可以决定运行条件和 BOM 选择。当  $V_{IN}$  接近  $V_{OUT}$  时，效率最高。这些决策可以在很大程度上决定系统的整体效率。

接下来，可以更仔细地检查不同的栅极驱动电压。现在，比较输入电压、输出电压和 BOM 相同，但栅极驱动电压不同的情况：

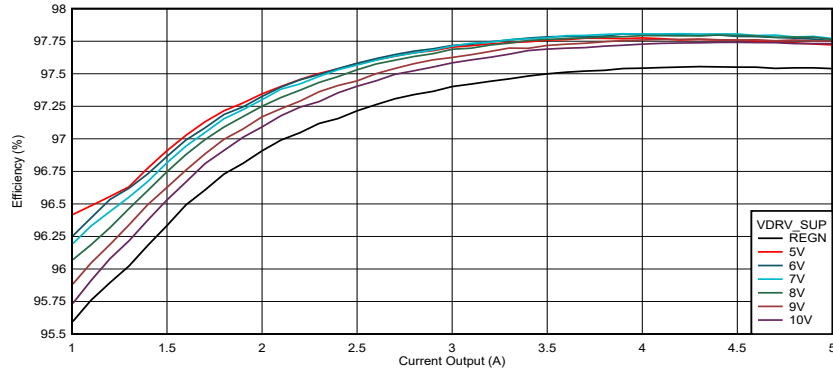


图 4-7.  $V_{IN}=20V$  且  $V_{OUT}=15V$  时的 BOM2

请注意，该器件具有内部 LDO，可为开关转换器提供栅极驱动电压。外部驱动会忽略内部 REGN LDO 导致的损耗。输入电压越高，LDO 损耗越高。可以在上图中观察到这种影响。

为了使图表更易于阅读，图 4-8 采用了栅极驱动电源（与“仅 5A”情况相比）。

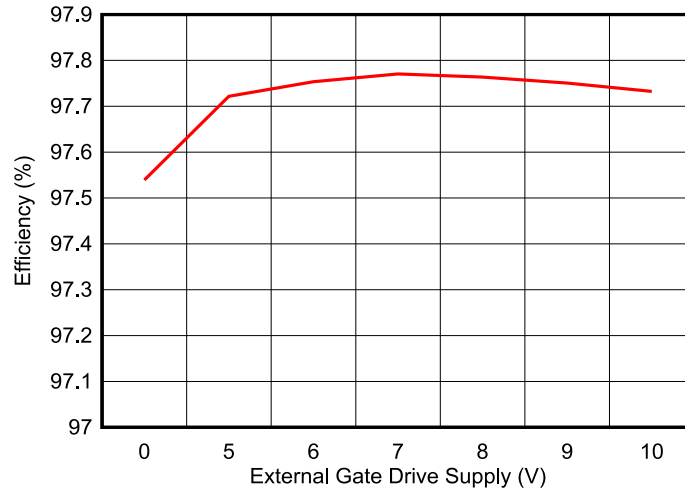


图 4-8.  $V_{IN}=20V$ 、 $V_{OUT}=15V$  且  $I_{CHG}=5A$  时的 BOM2

在这种情况下，开关损耗和导通损耗较低时的电压为 7V。电压为 10V 时，开关损耗会增加以抵消降低的 FET 导通增益。图 4-9 显示了外部栅极驱动电压为 7V 时效率提高的情况。

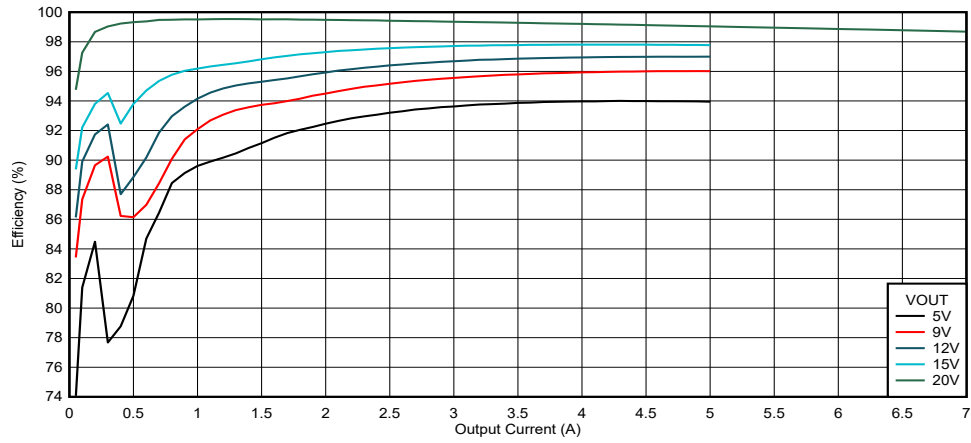


图 4-9.  $V_{IN}=20V$  和  $V_{DRV\_SUP}=7$  时的 BOM2

## 5 总结

BQ2575x 系列器件可用于为各种应用创建高效的充电器系统。这些系统的效率会因系统运行条件和 BOM 选择（尤其是 MOSFET 选择）而异。需要仔细查看和考虑 MOSFET 的数据表参数，尤其是栅极电荷参数和  $R_{DS(ON)}$ 。MOSFET 的使用方式会影响这些参数，因此还需要考虑开关频率、栅极驱动电压和输出负载等运行条件。

## 6 参考资料

1. 德州仪器 (TI) , [GaN to the rescue! 第 1 部分 : Body-diode reverse recovery](#) , 技术文章
2. 德州仪器 (TI) , [BQ25756 : Standalone/I<sup>2</sup>C Controlled, 1- to 14-Cell Bidirectional Buck-Boost Battery Charge Controller](#) , 数据表
3. 德州仪器 (TI) , [BQ25750 : Standalone/I<sup>2</sup>C Controlled, 1- to 14-Cell Bidirectional Buck-Boost Battery Charge Controller with Direct Power Path Control](#) , 数据表
4. 德州仪器 (TI) , [BQ25758 : I<sup>2</sup>C Controlled, Bidirectional Buck-Boost Controller with Wide Voltage Range](#) , 数据表
5. 德州仪器 (TI) , [BQ25756-Design-Calc](#) , 设计计算器
6. Vishay , [Measuring Power MOSFET Characteristics](#) , 应用手册

## 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、某特定用途方面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功能安全、信息安全、监管或其他要求。

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。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/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。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司