

## 无须顾虑：SEPIC（单端初级电感转换器）优于 flyback（反激式）拓扑

依次比较上述拓扑结果将有助于您更好的了解问题所在及其后果。而当您处于不同的状况时，您将会得到不同的结果，但随着您对其方式的深入了解，您会发现这都不是问题。

John Betten 及 Robert Kollman，德州仪器

如您所面对的是相应于非隔离型电源所需求的规格参数，其输出电压介于最小值与最大值之间，您会选用哪一种拓扑呢？使用经检验且可靠的反激式拓扑，亦或是尝试使用 SEPIC（单端初级电感转换器）拓扑？由于对 SEPIC 具有“不了解的顾虑”，通常的选择将是典型的反激式拓扑。

然而，这样的选择往往不是最合理的。本文将基于分析及硬件比较，探讨两种不同拓扑的折衷，并阐明 SEPIC 往往是最优的选择。

本文选取了一个车载立体声系统进行比较。表 1 列出了其电源的电气规范。输出电压范围较大，从 10V 到 40V；10V 电压用于提供大电流或是在寒冷的环境下使用，而在汽车的电池断开时，其浪涌(surge)电压可达 40V。15V 的输出电压是输出电压范围的中间值，需要一个能同时对输入电压降压一升压得拓扑。在输出功率为 26W 时，电源需要具有合理的效率以免除散热问题。

Parameter	Specification
Input Voltage	10V - 40V
Output Voltage	15V
Output Current	0.1A - 1.75A
Ripple	1.5%
Efficiency (max load)	86% Minimum

表 1：典型的车载立体声系统电气规范

表 1 中的规范是设计的出发点，也是两种备选拓扑的原型。图 1 为最终的硬件外形。SEPIC 位于左侧，而反激式拓扑位于右侧。两种设计极为相似，因为 SEPIC 的耦合电感尺寸与反激式变压器一致。但 SEPIC 需求较大的电感值（以及其物理尺寸），以确保转换器的轻负载恒流模式(CCM)运转。

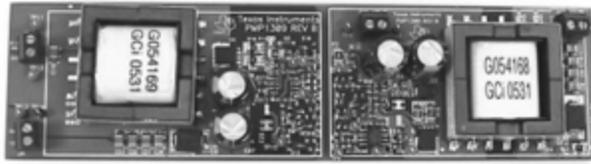


图 1：演示板（左侧为 SEPIC；右侧为反激式）

图 2 为两种简化功率级的原理图。在此处的比较中，反激式亦是设计在 CCM 模式下运转。

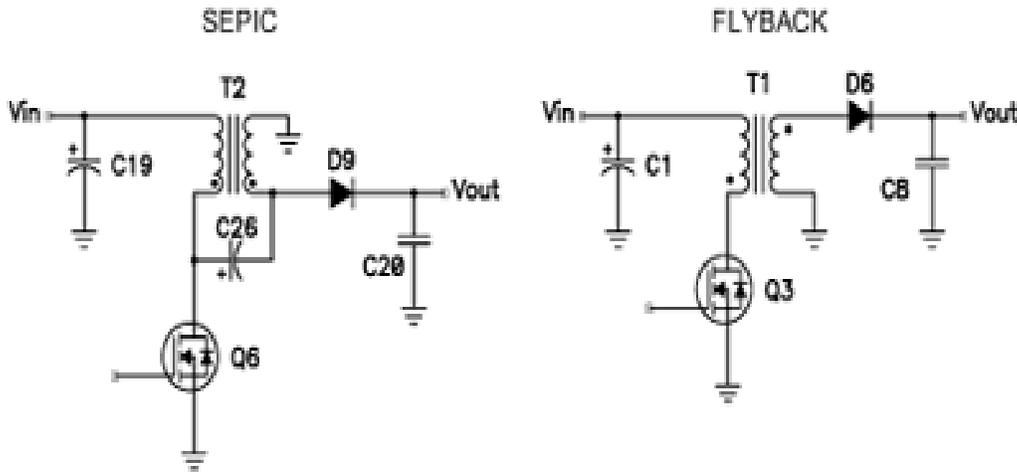


图 2：简化的 SEPIC 及反激式电源

电源开关 $Q_3$ 导通时，变压器所储存的能量增加。而后 $Q_3$ 断开，变压器的次级电压逆转。电流通过 $D_6$ 达到输出端，在此，源自变压器的能量为输出电容充电，并输送至负载。通过控制占空比以及进入系统的能量增幅可实现对电源的调节。电源开关及二极管都是工作于非箝位感应开关(UIS)模式，换言之，施加于电源开关及二极管上的电压很大程度上是由变压器的漏电感(leakage inductance)及杂散电容所控制的。此类非箝位的泄漏将导致振荡(ring)，其振荡幅度可轻松的超过预计电压强度的 50%，因此需要选择更高电压的器件。

图 2 左侧的原理图展示了 SEPIC 转换器功率级。当 $Q_6$ 导通时， $C_{26}$ 的正极端接地。此时 $T_2$ 的转换比率为 1:1，将在 $C_{26}$ 负极端施加一个等于 $V_{in}$ 反相电压。这就意味着电容上将产生一个如所示极性的输入电压。当开关闭合时，电量将增加并存储于初级电感线圈之中。电流流入次级电感及耦合电容( $C_{26}$ )中以均衡电荷。

当开关断开时，T2 的两组线圈上的电压将逆转。随着D<sub>9</sub>的引导，两组线圈将箝位至输出电压电平。Q<sub>6</sub>的漏极电压上升至V<sub>in</sub> + V<sub>out</sub>。而当Q<sub>6</sub>断开时，电流同时流经初级（通过C<sub>26</sub>）及次级（通过D<sub>9</sub>）线圈以供给至输出端。

此电路的优点在于场效应管(FET)及二极管的电压均通过电容得以箝位，因此电路的振荡非常小。但由于C<sub>26</sub>耦合电容上很大的纹波电流，SEPIC有可能为此“付出一定的代价”。然而，上述“代价”也在一定程度上得到了补偿，因SEPIC的持续输入电流极大的降低了输出电容(C<sub>19</sub>)上的纹波电压。SEPIC拓扑还具有另一优点，可同时从漏极输入端汲取功率并输送至输出端，很像一个自耦变压器(auto-transformer)。由于功率开关不必处理所有的功率转换，因而此类电路具有更高的效率。上述两个转换器均设计运转于相等的最大责任周期——处于最小输入电压情况下。从而可基于等同工作状态下的电路性能优劣，对两类拓扑进行平等的比较。表 2 从理论分析及具体数据方面比较了两类拓扑的重要电路参数。此表假定电感的纹波电流极小（极大的电感）且二极管理想化，以简化方程。

Design Parameter	CCM Flyback Nps=1	CCM SEPIC Nps=1	CCM Flyback Stresses	CCM SEPIC Stresses
$I_{indc}$	$\frac{P_{out}}{V_{in} \cdot \eta}$	$\frac{P_{out}}{V_{in} \cdot \eta}$	3.05A	3.05A
D	$\frac{V_{out}}{V_{out} + V_{in} \cdot N_{ps}}$	$\frac{V_{out}}{V_{out} + V_{in} \cdot N_{ps}}$	0.27 0.60	0.27 0.60
$I_{input\_cap\_rms}$	$I_{indc} \cdot \sqrt{\frac{1-D}{D}}$	-	2.49A	0A (L $\rightarrow\infty$ )
$I_{output\_cap\_rms}$	$I_{out} \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}}$	$I_{out} \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}}$	2.14A	2.14A
$I_{coupling\_cap\_rms}$	-	$I_{indc} \cdot \sqrt{\frac{1-D}{D}}$	-	2.49A
$V_{coupling\_cap}$	-	$V_{in\_max}$	-	40V
$V_{FET\_pk}$	$V_{in} + \frac{V_{out}}{N_{ps}}$	$V_{in} + V_{out}$	55V+ Spikes	55V
$I_{FET\_rms}$	$\frac{I_{indc}}{\sqrt{D}}$	$\frac{I_{indc}}{\sqrt{D}}$	3.94A	3.94A
$I_{FET\_pk}$	$\frac{I_{indc}}{D}$	$\frac{I_{indc}}{D}$	5.08A	5.08A
$L_{critical}$	$\frac{D^2 \cdot V_{inmax}^2 \cdot \eta}{2 \cdot f \cdot P_{out\_min}}$	$\frac{D \cdot V_{inmax}^2 \cdot \eta}{4 \cdot f \cdot P_{out\_min}}$	34uH	62uH
$V_{diode\_piv}$	$V_{out} + N_{ps} \cdot V_{in\_max}$	$V_{out} + V_{in\_max}$	55V+ Spikes	55V
$\frac{1}{2}LI^2$	$\frac{\left(\frac{D_{min}}{D_{max}}\right)^2 \left(\frac{P_{out\_max} \cdot V_{in\_max}}{V_{in\_min}}\right)^2}{4 \cdot f \cdot P_{out\_min} \cdot \eta}$	$\frac{\left(\frac{D_{min}}{D_{max}}\right) \left(\frac{P_{out\_max} \cdot V_{in\_max}}{V_{in\_min}}\right)^2}{8 \cdot f \cdot P_{out\_min} \cdot \eta}$	0.43mJ	0.8mJ

表 2: 反激式及 SEPIC 转换器设计方程 (L 假定为无穷大, 二极管假定为理想化)

在此须注意, 两类转换器具有相同的 1:1 变压比(transformer turns ratio), 因为两类拓扑均工作于相等的责任周期。当反激式的输入电容与 SEPIC 的耦合电容相比较时, 两类拓扑的电源纹波是相似的。这两个电容应具有相近的额定电压, 因为它们都是通过输入电压来充载的。而两种拓扑都具有较大的交流纹波电流(AC-ripple), 必须使用低等效串联电阻(ESR)的电容。由于两类拓扑都需要完全的支持二极管关断期间的输出负载电流, 因此其转换器具有相等的电容需求。

表 2 所示的 SEPIC 及反激式拓扑具有相等的 FET 及二极管电压参数。然而，反激式拓扑必须转换非箝位的电感，因而较之 SEPIC 具有更高的 FET 电压参数及二极管峰值逆变电压(PIV)。而由于反激式拓扑需要更高的 FET 额定电压，其传导损失约增加了 50%（由于 FET 较高的导通电阻  $R_{ds[on]}$ ）。大电压尖刺也将增加开关转换时的损失（与 SEPIC 相比较）。

反激式变压器的负相电压尖刺使得肖特基二极管不可用，而必须使用超快速的二极管，此类二极管的传导损耗更高且效率相应的更低。反激式变压器的漏电感在电源开关及输出二极管上所引起的电压尖刺通常需要电压箝位或缓冲电路来限制其电压峰值，这样就更进一步的降低了效率。反激式拓扑唯一的元件优势在于所需的电感更小。电感的体积通常与所储备的能量  $L \times I^2$  相关，反激式拓扑的能量储存需求约为 SEPIC 的一半。较低的储能需求典型的使得反激式拓扑的电感比 SEPIC 拓扑更小。

然而在示例设计中，可用的分立核心尺寸不允许使用进一步小型化的核心。如果设计人员必须使用更小的核心，则在设计中关键电感值可降低以实现较低的最大责任周期，运转于较高的切换频率，或提升最大输出功率以确保连续模式的运转。

图 3 及图 4 是图 1 中硬件原型的电路原理图。每一电路约占 4.5 平方英寸的元件面积，并使用了同等数量的功率元件。而较之 SEPIC 拓扑，反激式电路则使用了若干个附加元件，主要用于缓冲电路(sunbber)。两个设计均采用了 UCC3807 控制器，其允许调节的责任周期范围超过 50%。在本例中，责任周期设定为最大 75%。

反激式拓扑采用两个定值的输入电容来处理 FET 开关所产生的脉冲电流的大交流均方值需求。与陶瓷电容相比，容量较大且成本较低的铝电解电容能实现更好的运作，因为此类电容可提供较低的输入纹波电压。SEPIC 拓扑极大的降低了输入纹波电流的均方值，降低了对输入电容的需求。对于 SEPIC 拓扑来说，仅需一个输入电容即可处理三个电感电流的更低交流均方值。然而，SEPIC 实际需要两个有更高均方值电流所额定的交流耦合电容。此类元件具有与反激式输入电容相同的参数方程。

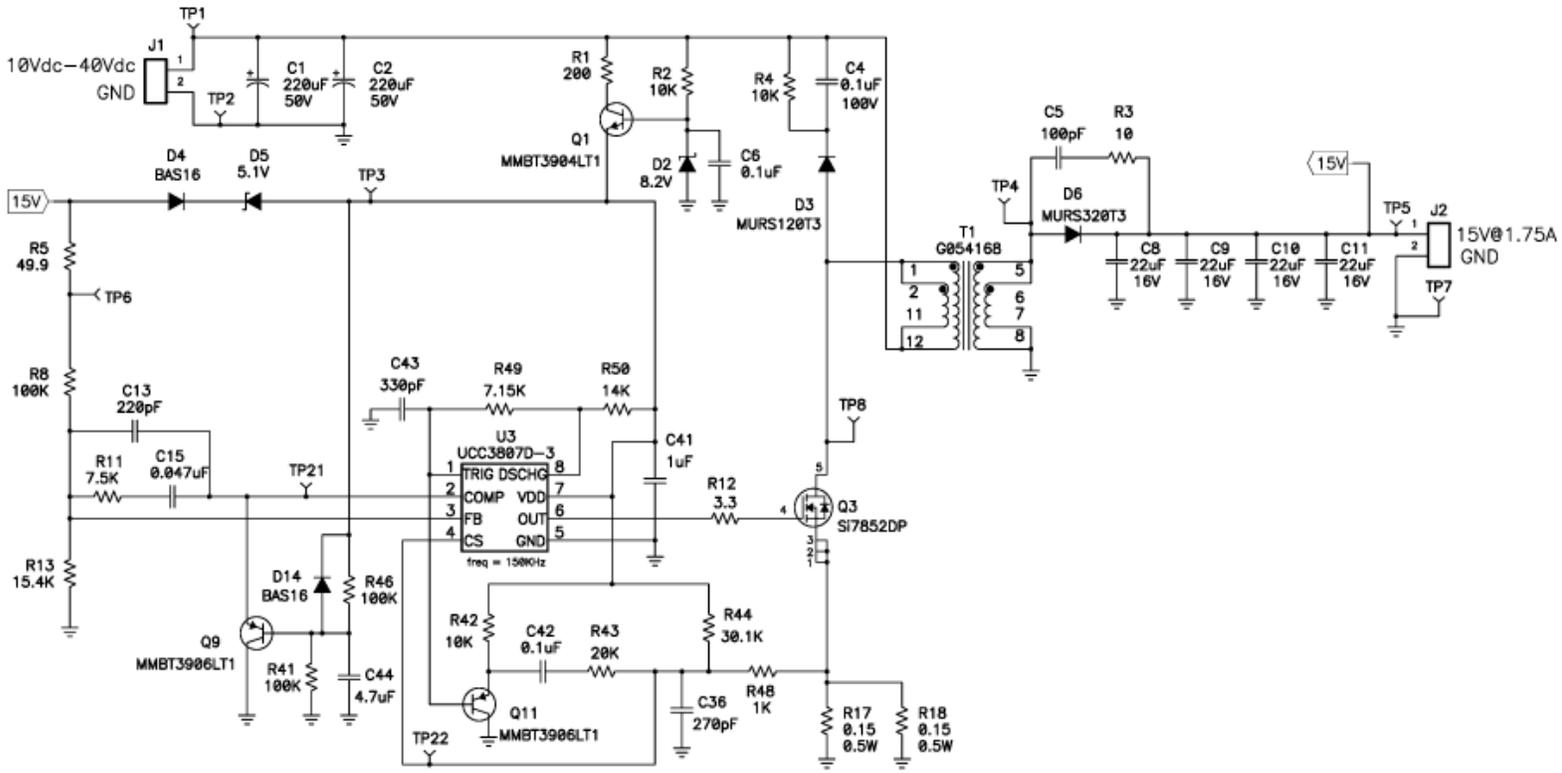


图 3: 反激式转换器设计

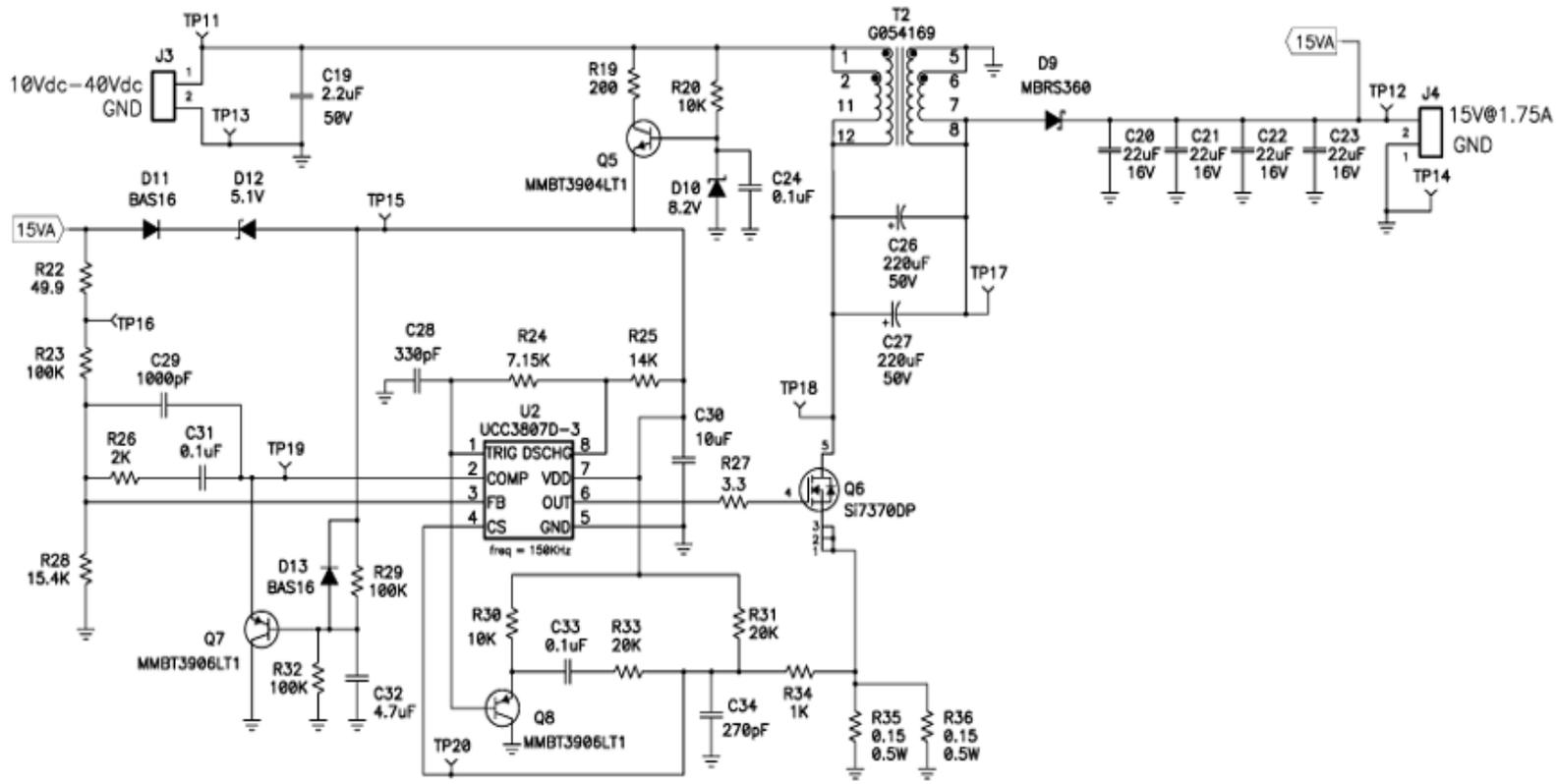


图 4: SEPIC 转换器设计

图 5 展示了反激式及 SEPIC 电路的 FET 漏极电压波形。此波形在最大输出负载及 12V 直流输入条件下测得。反激式变压器的漏电感将产生一个电压尖刺，将额外的 15V 电压施加于“平顶”的电压上。相比较而言，SEPIC FET 的开关波形受到了箝位，并表现出较小的过冲及振荡。此类箝位可实现较低的开关损耗及输出噪声，并使得功率级可运转于更高的频率（较之反激式拓扑）。

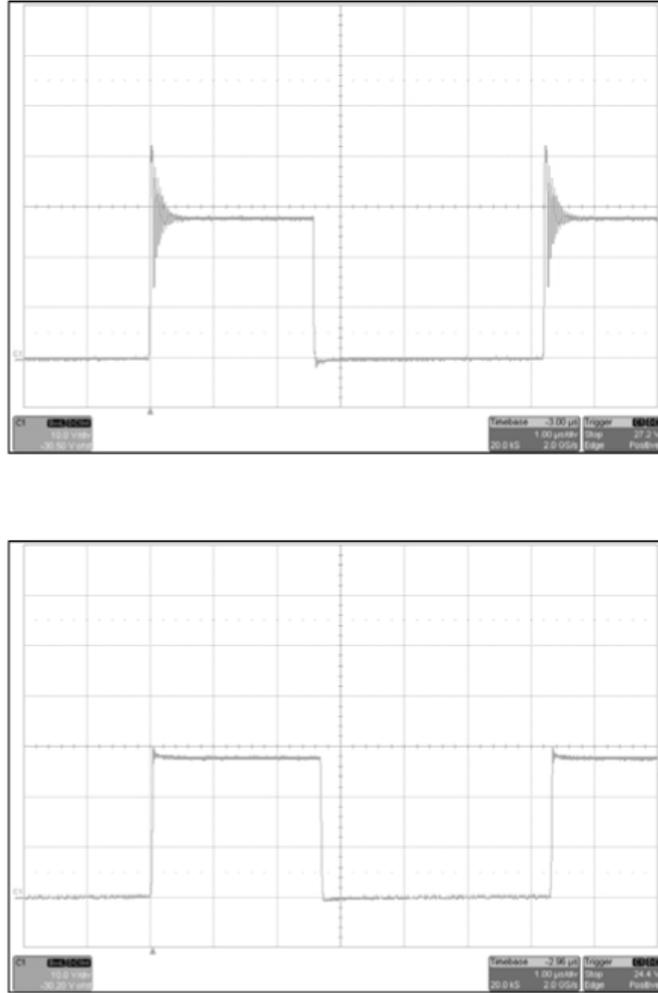


图 5：电源 FET 漏极波形（10V/单位）（上方为反激式，下方为 SEPIC）

图 6 为反激式及 SEPIC 输出二极管的开关波形。同样的，与 SEPIC 相比，反激式变压器漏电感产生了严重的电压尖刺。反激式需要 200V 的输出二极管以处理较大的负相振荡，相比较之下，SEPIC 仅需 60V 的肖特基二极管。SEPIC 肖特基二极管的 0.5V 前向压降与反激式的超快速二极管的 1V 前向压降相比，节省了大量的功率。

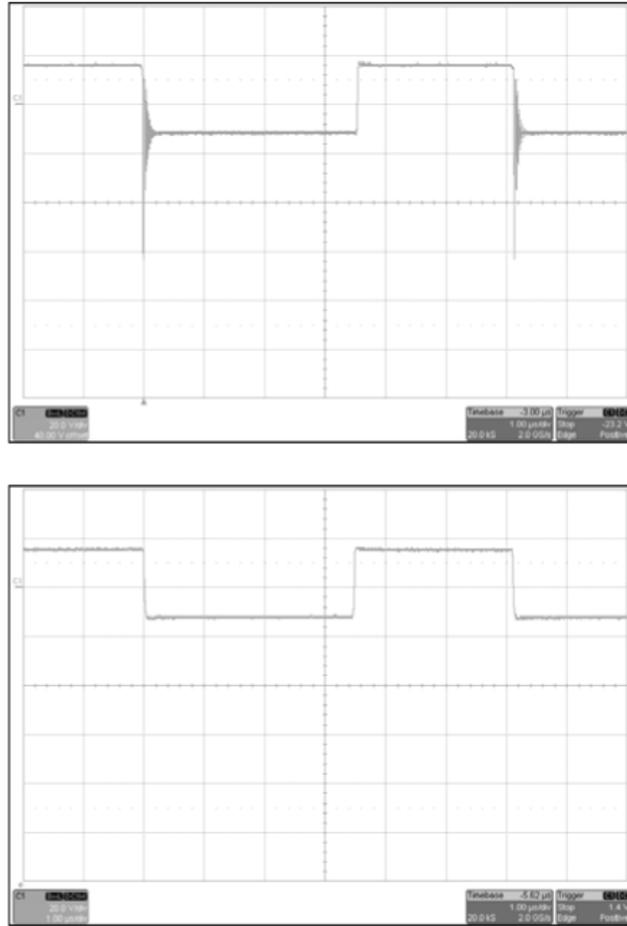


图 6: 输出二极管波形 (20V/单位) (上方为反激式, 下方为 SEPIC)

图 7 展示了两类电路在两个输出电压下的效率曲线。一般情况下, SEPIC 的效率要超出反激式 2~3 个百分点, 可达到 92.7% 的峰值效率。两个电路的元件损耗类似, 除了 FET、输出二极管以及缓冲电路。

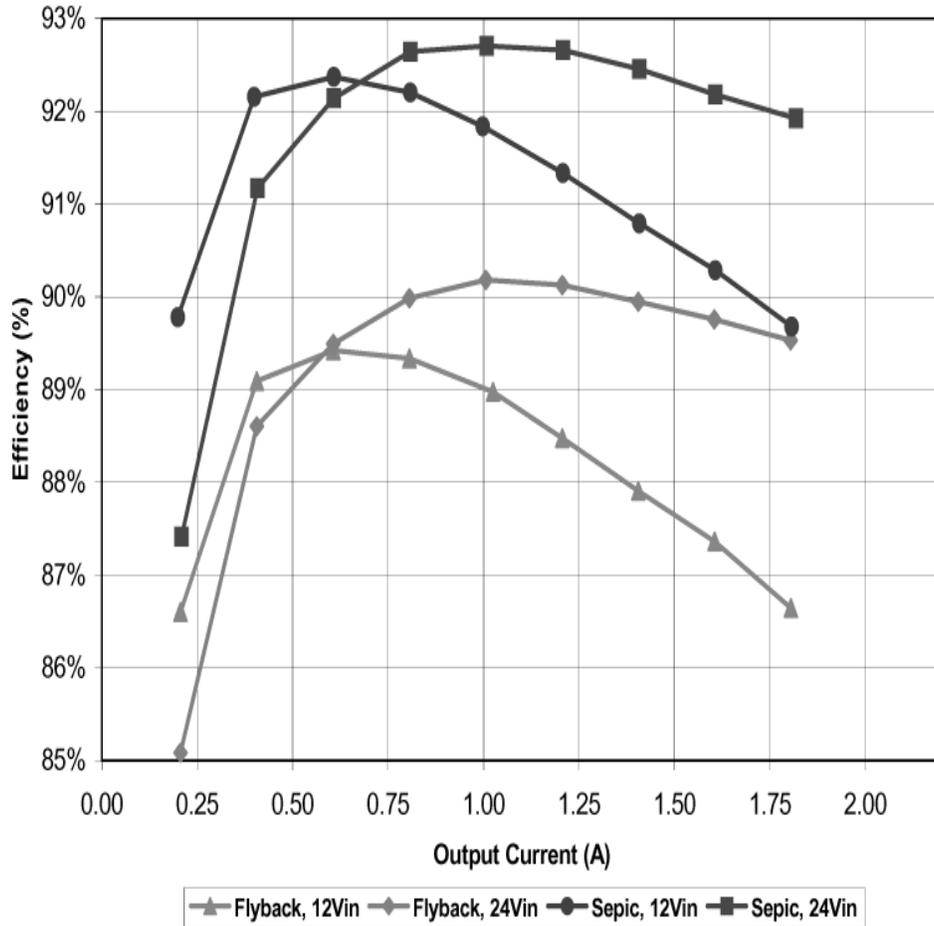


图 7: SEPIC 提供了比反激式转换器更优的效率

反激式转换器相对来说更为简单且为人所熟知，这是其优势，SEPIC 转换器则能提供更高的效率，并元件参数的需求也相对的更低。表 3 对这两种方案进行了对比。SEPIC 的效率更高，因其较低的电路电压参数使得可采用较低额定电压的半导体器件。两个设计的元件数量相近，但反激式拓扑却存在需要缓冲电路的劣势。在元件面积相同时，反激式变压器可实现较小的尺寸，这是由于其电感需求仅为 SEPIC 的一半。连续的输入电流不仅降低了 SEPIC 的输入电容纹波额定值，而且改善了系统的电磁辐射。如果在 12V 输入端存在其它负载，反激式拓扑不连续的输入电流更有可能导致不期望的输入纹波，因而可能需要额外的滤波处理。SEPIC 的问题之一在于具有附加的无源元件——交流耦合电容，将使得控制特性变得复杂。然而，在处理得当的情况下，SEPIC 转换器可说是更卓越、更高效率的解决方案。

<b>Parameter</b>	<b>Flyback</b>	<b>SEPIC</b>
Peak Efficiency (%)	90.2	92.7
Max FET stress (V)	65	55
Max Diode stress (V)	125	55
Area (sq. inches)	4.6	4.6
Power Components	9	9
Other Components	38	34
Continuous Input Current	No	Yes
Control Loop Complexity	Moderate	Complex

图 3: 较之反激式, SEPIC 具有更多的优点