

设计一个SEPIC转换器

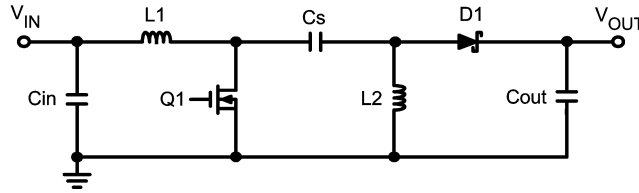
美国国家半导体公司
应用注释 AN1484
Wei Gu
2006年5月



引言

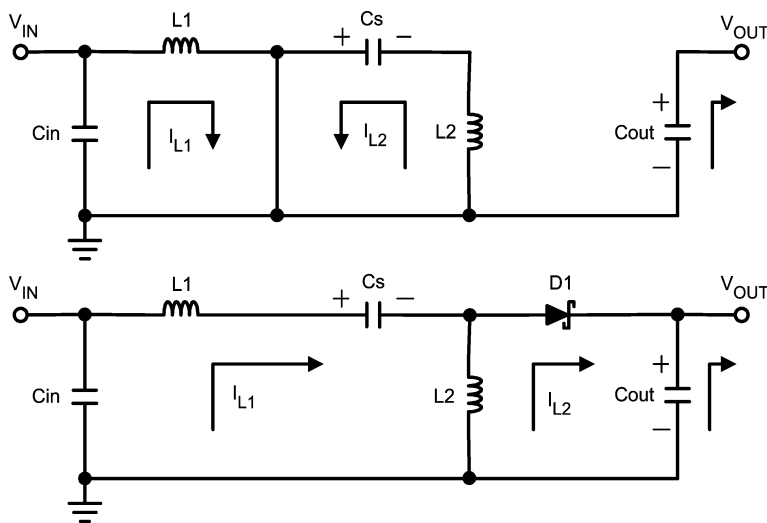
在SEPIC（单端初级电感转换器）设计中，输出电压会高于或者低于输入电压。如图1所示的SEPIC转换器使用两个电感L1和L2。因为在开关周期过程中施加相同的电压，所以两个电感可以绕在同一颗铁芯上。

使用一个耦合电感占用更少的PCB空间，而且往往比两个独立电感的成本更低。电容Cs将输入和输出隔离，并提供负载短路保护。图2和图3显示了SEPIC转换器电流和开关波形。



20194801

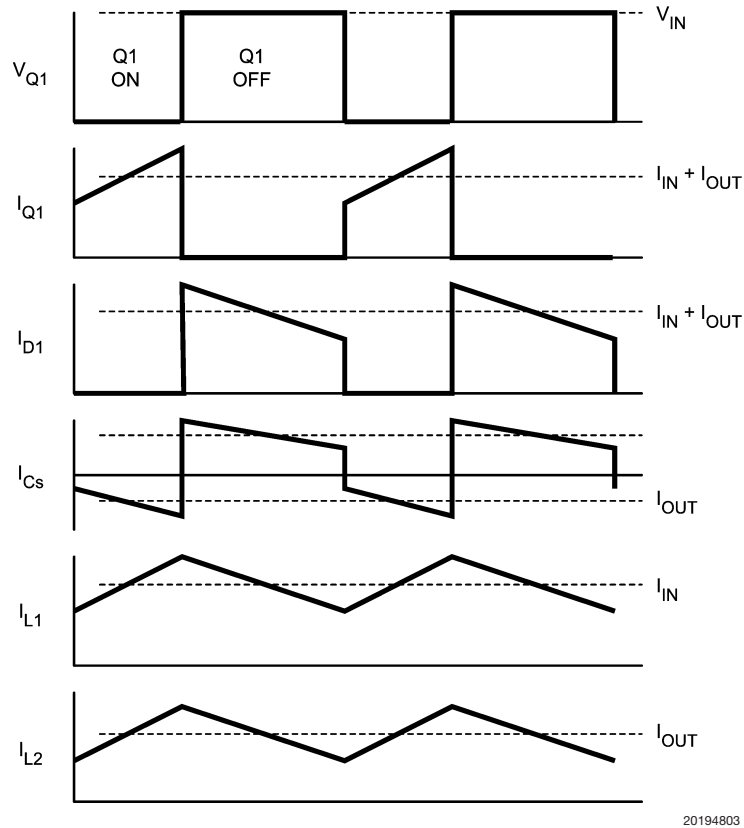
图1.SEPIC拓扑结构



20194802

图2.SEPIC转换器电流
上图：在Q1导通期间，
下图：在Q1关断期间

引言 (续)



20194803

图3.SEPIC转换器开关波形 (V_{Q1}:Q1的漏源电压)

占空比考虑

对于工作在连续传导模式 (CCM) 下的SEPIC转换器, 得到的占空比如下:

$$D = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_{OUT} + V_D}$$

V_D 是二极管D1的正向压降。最大占空比为:

$$D_{max} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(min)} + V_{IN} + V_{OUT} + V_D}$$

电感的选择

确定电感的一个好的规则就是, 在最小输入电压时使得纹波电流峰峰值大约等于最大输入电流的40%。流入

相同值电感L1和L2的纹波电流为:

$$\Delta I_L = I_{IN} \times 40\% = I_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN(min)}} \times 40\%$$

电感值计算如下:

$$L1 = L2 = L = \frac{V_{IN(min)}}{\Delta I_L \times f_{SW}} \times D_{max}$$

F_{sw} 是开关频率, D_{max} 为在 V_{in} 最小值时的占空比。为了确保电感不会达到饱和, 电感的峰值电流应满足:

电感选择 (续)

$$I_{L1(\text{peak})} = I_{\text{OUT}} \times \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}(\text{min})}} \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right)$$

$$I_{L2(\text{peak})} = I_{\text{OUT}} \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right)$$

如果L1和L2绕在相同的铁芯上, 由于存在互感, 上式中的电感值应替换为2L。电感值计算如下:

$$L1' = L2' = \frac{L}{2} = \frac{V_{\text{IN}(\text{min})}}{2 \times \Delta I_L \times f_{\text{SW}}} \times D_{\text{max}}$$

功率MOSFET选择

决定MOSFET选择的参数有: 最小阈值电压 $V_{\text{th}(\text{min})}$ 、导通电阻 $R_{\text{DS}(\text{on})}$ 、栅漏电荷 Q_{GD} 和最大漏源电压 $V_{\text{DS}(\text{max})}$ 。根据栅极驱动电压, 选择逻辑电平或者亚逻辑电平阈值的MOSFET。峰值开关电压等于 $V_{\text{in}}+V_{\text{out}}$ 。峰值开关电流由下式给出:

$$I_{Q1(\text{peak})} = I_{L1(\text{peak})} + I_{L2(\text{peak})}$$

流经开关的平均电流(RMS)由下式给出:

$$I_{Q1(\text{RMS})} = I_{\text{OUT}} \sqrt{\frac{(V_{\text{OUT}} + V_{\text{IN}(\text{min})}) \times V_{\text{OUT}}}{V_{\text{in}(\text{min})}}}$$

MOSFET功率消耗 P_{Q1} 约为:

$$P_{Q1} = I_{Q1(\text{RMS})}^2 \times R_{\text{DS}(\text{ON})} \times D_{\text{max}} + (V_{\text{IN}(\text{min})} + V_{\text{OUT}}) \times I_{Q1(\text{peak})} \times \frac{Q_{\text{GD}} \times f_{\text{SW}}}{I_{\text{GATE}}}$$

MOSFET的整体功率消耗 P_{Q1} 包括传导损耗(上式中第一项所示)和第二项所示的开关损耗。 I_{g} 是栅驱动电流。应选择在最大工作结温时的 $R_{\text{DS}(\text{ON})}$ 值, 此值一般会在MOSFET数据手册中给出。确保传导损耗加上开关损耗不会超过封装额定值或者整体散热预算。

输出二极管的选择

必须选择输出二极管来处理峰值电流和反向电压。在SEPIC转换器中, 二极管峰值电流等于开关峰值电流 $I_{Q1(\text{peak})}$ 。二极管必须承受的最小的峰值反向电压为:

$$V_{\text{RD1}} = V_{\text{in}} + V_{\text{out}}$$

与升压转换器类似, 二极管平均电流等于输出电流。二极管的功率消耗等于输出电流与二极管正向压降的乘积。建议选择肖特基二极管使效率损耗降到最低。

SEPIC耦合电容的选择

SEPIC电容 C_s 的选择取决于RMS电流, 由下式给出:

$$I_{C_s(\text{RMS})} = I_{\text{OUT}} \times \sqrt{\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}(\text{min})}}}$$

必须考虑与输出功率有关的较大的RMS电流来额定SEPIC电容。该特性使得SEPIC更加适合于低功耗应用, 因为通过电容的RMS电流相对较小(和电容技术有关)。SEPIC电容的额定电压值必须大于最大输入电压。钽电容和陶瓷电容是应用于SMT的最佳选择, 同等尺寸时具有高的RMS电流值。在尺寸不受限制的场合, 电解电容在需穿孔的应用中比较适用, 可以容纳所需要的RMS电流。

C_s 上的纹波电压峰峰值为:

$$\Delta V_{C_s} = \frac{I_{\text{OUT}} \times D_{\text{max}}}{C_s \times f_{\text{SW}}} \quad (1)$$

满足RMS电流条件的电容 C_s 上通常会产生较小的纹波电压, 因此, 峰值电压一般会接近输入电压。

输出电容的选择

在SEPIC转换器中, 当功率开关Q1开启时, 对电感进行充电, 输出电流由输出电容提供。最终, 可在输出电容上见到较大的纹波电流。因而选择的输出电容必须能够处理最大的RMS电流。在输出电容中的RMS电流是:

$$I_{C_{\text{out}}(\text{RMS})} = I_{\text{OUT}} \times \sqrt{\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}(\text{min})}}} \quad (2)$$

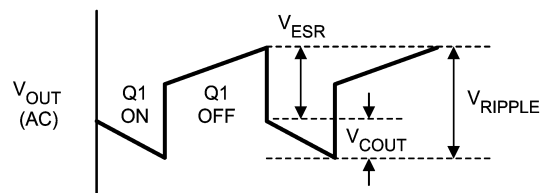


图4. 输出纹波电压

ESR、ESL和输出电容的降压电容值直接控制输出

输出电容的选择 (续)

纹波。如图4所示，我们假定纹波的一半是由ESR造成的，另外一半是由电容量引起的。因此，

$$ESR \leq \frac{V_{\text{ripple}} \times 0.5}{I_{L1(\text{peak})} + I_{L2(\text{peak})}} \quad (3)$$

$$C_{\text{OUT}} \geq \frac{I_{\text{OUT}}}{V_{\text{ripple}} \times 0.5 \times f_{\text{SW}}} \quad (4)$$

输出电容必须满足RMS电流、ESR和电容的要求。在表面贴装应用中，建议在输出端使用钽、聚合物电解和聚合物钽，或者多层陶瓷电容。

输入电容的选择

类似于升压转换器，SEPIC转换器在输入端具有电感。因此输入电流是连续的三角波形。

设计电感确保能在输入电容上观察到相当低的纹波电流。在输入电容中的RMS电流为：

$$I_{\text{CIN(RMS)}} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} \quad (5)$$

输入电容应该能够处理RMS电流。尽管在SEPIC应用中输入电容并不是很关键，一个10 μF 或者更大、高品质电容将会有助于防止阻抗和输入电源产生交互作用。

SEPIC转换器设计实例

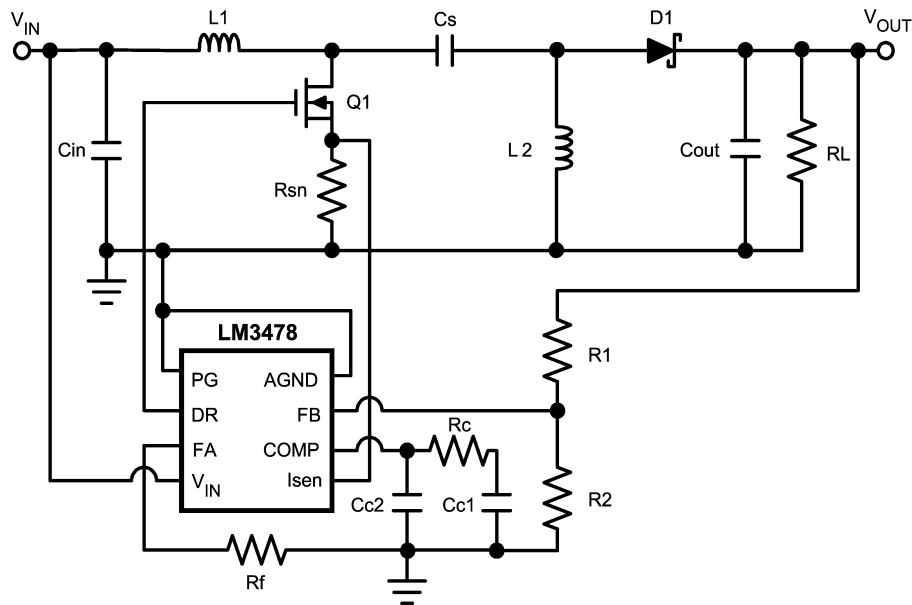
输入电压 (V_{IN}):3.0V-5.7V在该例中使用LM3478控制器。电路如图5所示。

输出电压(V_{OUT}):3.3V

输出电流(I_{OUT}):2A

开关频率:330kHz

在该例中使用LM3478控制器。电路如图5所示。



20194820

图5.电路

步骤1: 计算占空比

我们假定 V_D 是0.5V,

$$D_{\text{max}} = \frac{V_{\text{OUT}} + V_D}{V_{\text{IN}(\text{min})} + V_{\text{OUT}} + V_D} = \frac{3.3 + 0.5}{3.0 + 3.3 + 0.5} = 0.56$$

$$D_{\text{max}} = \frac{V_{\text{OUT}} + V_D}{V_{\text{IN}(\text{max})} + V_{\text{OUT}} + V_D} = \frac{3.3 + 0.5}{3.0 + 3.3 + 0.5} = 0.40 \quad (6)$$

步骤2:选择电感

输入电感L1的纹波电流为：

$$\Delta I_L = I_{\text{OUT}} \times \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}(\text{min})}} \times 40\% = 2.5 \times \frac{3.3}{3.0} \times 0.4 = 1.1\text{A} \quad (7)$$

L1和L2的电感为：

$$L1 = L2 = L = \frac{V_{\text{IN}(\text{min})}}{\Delta I_L \times f_{\text{SW}}} \times D_{\text{max}} = \frac{3.0}{1.1 \times 330\text{k}} \times 0.56 = 4.6 \mu\text{H} \quad (8)$$

SEPIC转换器设计实例（续）

市场出售的最接近的标准电感值是4.7μH。输入电感峰值电流为：

$$I_{L1(\text{peak})} = I_{\text{OUT}} \times \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}(\text{min})}} \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 2.5 \times \frac{3.3}{3.0} \times 1.2 = 3.85\text{A} \quad (9)$$

L2的峰值电流为：

$$I_{L2(\text{peak})} = I_{\text{OUT}} \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 2.5 \times 1.2 = 3.5\text{A} \quad (10)$$

步骤3:选择功率MOSFET

MOSFET峰值电流为：

$$I_{Q1(\text{peak})} = I_{L1(\text{peak})} + I_{L2(\text{peak})} = 3.85 + 3.5 = 7.35\text{A} \quad (11)$$

且RMS电流为：

$$I_{Q1(\text{RMS})} = I_{\text{OUT}} \sqrt{\frac{(V_{\text{out}} + V_{\text{in}(\text{min})}) \times V_{\text{out}}}{V_{\text{in}(\text{min})}}} = 2.5 \times \sqrt{\frac{(3.3 + 3.0) \times 3.3}{3.0}} = 3.8\text{A} \quad (12)$$

MOSFET的额定漏电压必须高于 $V_{\text{in}} + V_{\text{out}}$ 。本次设计中选择Si4442DY ($R_{\text{DS(ON)}} = 8\text{m}\Omega$, $Q_{\text{GD}} = 10\text{nC}$)LM3478的栅驱动电流 I_{g} 为0.3A。估计功率损耗为：

$$P_{Q1} = I_{Q1(\text{RMS})}^2 \times R_{\text{DS(ON)}} \times D_{\text{max}} + (V_{\text{in}(\text{min})} + V_{\text{out}}) \times I_{Q1(\text{peak})} \times \frac{Q_{\text{GD}} \times f_{\text{sw}}}{I_{\text{gate}}} \\ = 3.82 \times 0.008 \times 0.58 + (3.0 + 3.3) \times 7.35 \times \frac{10\text{n} \times 330\text{k}}{0.3} = 0.59\text{W} \quad (13)$$

步骤4:选择输出二极管

二极管额定的反向电压必须高于 $V_{\text{in}} + V_{\text{out}}$ ，二极管平均电流等于满载时的输出电流。

步骤5:选择SEPIC耦合电容

C_s 的RMS电流为：

$$I_{C_s(\text{RMS})} = I_{\text{OUT}} \times \sqrt{\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}(\text{min})}}} = 2.5 \times \sqrt{\frac{3.3}{3.0}} = 2.62\text{A}$$

纹波电压为：

$$\Delta V_{C_s} = \frac{I_{\text{out}} \times D_{\text{max}}}{C_s \times f_{\text{sw}}} = \frac{2.5 \times 0.56}{10 \mu \times 330\text{k}} = 0.42\text{V}$$

选择一个10μF的陶瓷电容。

步骤6:选择输出电容

输出电容的RMS电流是：

$$I_{C_{\text{out}}(\text{RMS})} = I_{\text{OUT}} \times \sqrt{\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}(\text{min})}}} = 2.5 \times \sqrt{\frac{3.3}{3.0}} = 2.62\text{A}$$

假定纹波是输出电压3.3V的2%。输出电容的ESR值为：

$$\text{ESR} \leq \frac{V_{\text{ripple}} \times 0.5}{I_{L1(\text{peak})} + I_{L2(\text{peak})}} = \frac{0.02 \times 3.3 \times 0.5}{3.85 + 3.5} = 4.5 \text{ m}\Omega$$

以及电容值为：

$$C_{\text{out}} \geq \frac{I_{\text{out}}}{V_{\text{ripple}} \times 0.5 \times f_{\text{sw}}} \times D_{\text{max}} = \frac{2.5}{0.02 \times 3.3 \times 0.5 \times 300\text{k}} \times 0.56 = 140 \mu\text{F}$$

使用两片100μF(6mΩ ESR)陶瓷电容。在对成本控制严格的应用中，可以将电解电容和陶瓷电容一起使用。对噪声敏感的应用可包括一个二阶滤波器。

步骤7:选择输入电容

输出电容的RMS电流是：

$$I_{\text{cin}(\text{RMS})} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = \frac{1.1}{\sqrt{12}} = 0.32\text{A}$$

步骤8:选择反馈电阻，电流感应电阻计算和频率设定电阻

R_1 和 R_2 分别是电阻分压器的顶端电阻值和末端电阻值。反馈参考电压为1.26V。如果 $R_1 = 20\text{k}\Omega$ ，则：

$$R_2 = \frac{V_{\text{out}} + V_{\text{ref}}}{V_{\text{ref}}} \times R_1 = \frac{3.3 - 1.26}{1.26} \times 20\text{k} = 32.4 \text{ k}\Omega$$

对于LM3478而言，电流保护电路的触发阈值电压为120mV。从120mV里减去补偿斜率压降，得到感应电阻上大约为75mV的电压。因而感应电阻值为：

$$R_{\text{sn}} = \frac{75 \text{ mV}}{I_{Q1(\text{peak})}} = \frac{0.075}{7.35} = 10 \text{ m}\Omega$$

在频率为330kHz时， R_f 大约为50kΩ。

步骤9:补偿设计

在峰值电流模式可控的SEPIC转换器里对输出传输函数的控制中，估算负载极点为 $1/(2\pi R_{\text{LC}_{\text{out}}})$ ；输出电容的ESR零点为 $1/(2\pi \text{ESR} C_{\text{out}})$ ，此时RL是负载阻抗， C_{out} 是输出电容，ESR是输出电容的等价串联阻抗。同样存在一个右半平面零点 (f_{RHPZ})，得到：

$$f_{\text{RHPZ}} = \frac{(1 - D_{\text{max}})^2 \times V_{\text{OUT}}}{2 \times \pi \times D_{\text{max}} \times L_2 \times 0.5 \times I_{\text{OUT}}} \\ = \frac{(1 - 0.56)^2 \times 3.3}{2 \times \pi \times 0.56 \times 4.7 \mu \times 0.5 \times 2.5} = 31.1 \text{ kHz}$$

SEPIC转换器设计实例 (续)

在幅频特性图中由SEPIC的电容 C_s 和电感 L_2 构成的网络谐振频率处,可以观察到一个短的"干扰"脉冲。

$$f_R = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{L_2 \times C_s}} = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{4.7 \mu\text{H} \times 10 \mu\text{F}}} = 23.2 \text{ kHz}$$

设置交越频率为 f_{RHPZ} 或者 f_R 的1/6, 任何一个都要低于:

$$f_c = \frac{f_R}{6} = \frac{23.2\text{k}}{6} = 3.87 \text{ kHz}$$

器件 C_{C1} , C_{C2} 和 R_c 构成了补偿网络, 在 $1/(2 \pi R_c C_{C1})$ 处存在一个零点, 在原点处存在一个极点, 在 $1/(2 \pi R_c C_{C2})$ 存在另一个极点。

其中, V_{ref} 是1.26V的参考电压, V_{out} 是输出电压, G_{CS} 是电流感应增益(约为 $1/R_{sn}$)100A/V, 且 G_{ma} 是误差放大器的跨导(800 μmho)。

选择 R_c 来设定期望的交越频率。

$$R_c = \frac{2\pi \times f_c \times C_{OUT} \times V_{out}^2 \times (1 + D_{max})}{G_{CS} \times G_{ma} \times V_{REF} \times V_{IN(min)} \times D_{max}}$$

$$= \frac{2\pi \times 3.87\text{k} \times 200\mu \times 3.3^2 \times (1 + 0.56)}{100 \times 800\mu \times 1.26 \times 3.0 \times 0.56} = 487\Omega$$

选择 C_{C1} 来设定补偿零点为交越频率的1/4。

$$C_{C1} = \frac{4}{2 \times \pi \times f_c \times R_c} = \frac{4}{2 \times \pi \times 3.87\text{k} \times 487} = 330 \text{ nF}$$

$1/(2 \pi R_c C_{C2})$ 处的极点抵消了ESR零点 $1/(2 \pi ESR C_{out})$,

$$C_{C2} = \frac{C_{out} \times ESR}{R_c} = \frac{200 \mu \times 3\text{m}}{487} = 1.2 \text{ nF}$$

对于上述任何电路的使用, 美国国家半导体公司不承担任何责任且不默示任何电路专利许可。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利, 恕不另行通知。
想了解最新的产品信息, 请访问我们的网址: www.national.com。

生命支持策略

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批, 不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明:

1. 生命支持设备/系统指: (a) 打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统; (b) 支持或维持生命, 依照使用说明书正确使用, 有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
2. 关键部件是在生命支持设备或系统中, 有理由认为其失效会造成生命支持设备/系统失效, 或影响生命支持设备/系统的安全性或效力的任何部件。

禁用物质合规

美国国家半导体公司制造的产品和使用的包装材料符合《消费产品管理规范 (CSP-9-111C2)》以及《相关禁用物质和材料规范 (CSP-9-111S2)》的条款, 不包含CSP-9-111S2限定的任何"禁用物质"。
无铅产品符合RoHS指令。



National Semiconductor
Americas Customer
Support Center
Email: new.feedback@nsc.com
Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Support Center
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
Fax: 81-3-5639-7507
Email: jpn.feedback@nsc.com
Tel: 81-3-5639-7560

www.national.com