



Is Now Part of



ON Semiconductor®

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at
www.onsemi.com

ON Semiconductor and the ON Semiconductor logo are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.



AN-9012

感应加热系统拓扑概述

1. 引言

所有应用感应加热 (IH) 的系统都是使用电磁感应效应开发的, 该原理 1831 年由迈克尔·法拉第首次发现。电磁感应是指通过附近另一电路中的电流的变化在封闭电路中产生电流的现象。感应加热 (法拉第效应的一种应用形式) 的基本原理是流经电路的交流电流影响附近次级电路中的磁场运动。初级电路内部的电流波动解释了相邻次级电路中产生神秘电流的方式。根据法拉第效应, 人们发明了电动机、发电机、变压器和无线通信器件。但其应用并非完美无缺。感应加热过程中发生的热损耗一直是一个大难题, 它会影响系统的整体功能。研究人员通过层压放置在电机或变压器内部的磁性架, 力求最大程度地降低热损耗。法拉第定理后又发现了楞次定律。此定理解释感应电流沿与感应磁场运动变化相反的方向流动。

通过应用此定理, 电磁感应过程中发生的热损耗可转换为磁加热系统中的高效热能。许多行业已受益于该技术突破, 将感应加热实施于焙烧、淬火和焊接。在这些应用中, 感应加热使得设置加热参数变得更简单, 而无需其他外部电源。这显著降低了热损耗, 同时保持了更便利的工作环境。因为与加热器件无任何物理接触, 因此可避免讨厌的电气事故。通过在一段相对较短的时间内产生足够的热能, 实现了高能量密度。

对质量更高、更安全以及能耗更少的产品的需求不断上升。使用感应加热 (IH) 的产品包括电饭锅和平底锅。安全、高效的快速加热设备正在吸引越来越多的客户。本文档介绍感应加热、电源系统和 IH 应用。

2. 感应加热 (IH) 基本原理

感应加热由三个基本因素组成: 电磁感应、集肤效应和热传递。IH 的基本原理类似于变压器。本节介绍电磁感应和集肤效应。图 1 说明了由感应加热线圈和电流组成的基本系统, 用于解释电磁感应和集肤效应。图 1-a 显示了变压器的最简单形式, 其中次级电流根据匝比与初级电流成正比。初级和次级损耗由绕组电阻导致, 而两个电路间的耦合系数为 1。此处忽略了漏磁电流。

当次级线圈仅一圈并短路时, 由于负载电流 (次级电流) 增加而产生大量热损耗。如图 1-b 中所示。图 1-c 显示感应加热概念, 其中从电源提供的能量与初级和次级总损耗相同。在这些图示中, 初级端电感线圈有多匝, 而次级端仅一匝且短路。电感加热线圈和负载通过一个小孔径相互绝缘。集肤效应在高频率下发生, 2.2 部分予以介绍。

由于感应加热的主要目的是最大程度地增加次级端产生的热能, 感应加热线圈的孔径设计为尽可能小, 并且次级端采用具有低电阻和高磁导率的物质制成。有色金属具有高电阻和低磁导率的特性, 因此会降低能效。

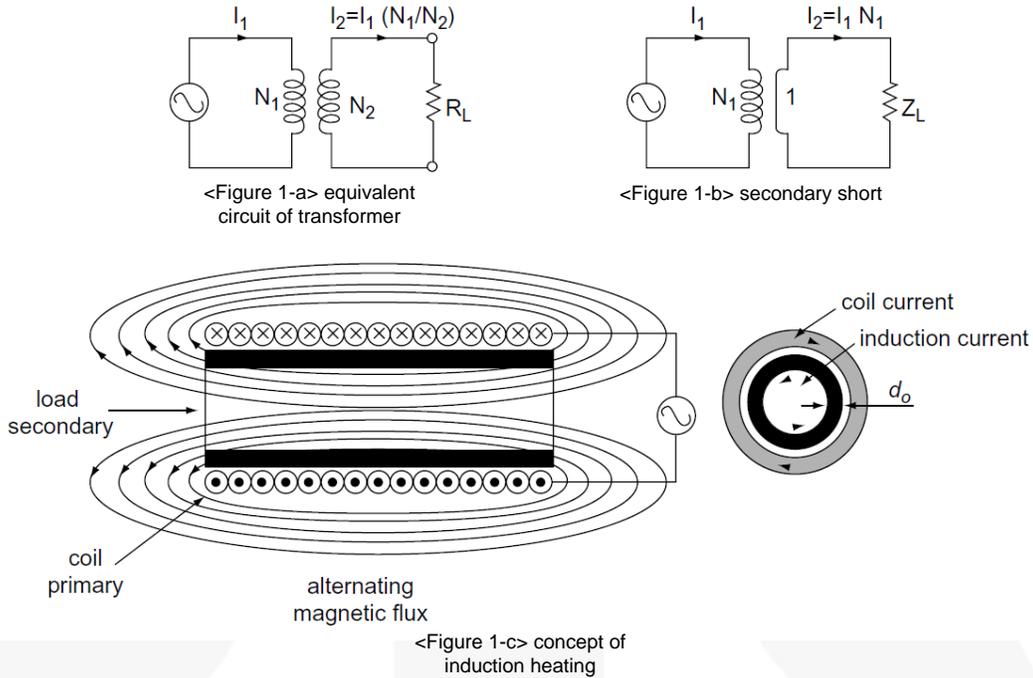


图 1. 感应基本原理

2.1. 电磁感应

如图 1 中所示，当交流电流进入线圈时，线圈周围将形成磁场，根据安培定律如下计算：

$$\int H di = Ni = f \quad (1)$$

$$\Phi = \mu HA$$

在磁场中放置一个物体会导致磁性运动的速度改变。

磁场密度随物体从表面靠近中心而减小。根据法拉第定理，导电物体表面上产生的电流与感应电路上的电流相反，如等式 (2) 所述。物体表面上的电流产生涡流，可由下式计算得出：

$$E \frac{d\lambda}{dt} = N \frac{d\phi}{dt} \quad (2)$$

因此，由感应电流和涡流导致的电能转换为热能，如等式 (3) 所示。

$$P = \frac{E^2}{R} = i^2 R \quad (3)$$

电阻由导电物体的电阻率 (ρ) 和磁导率 (μ) 确定。

电流由磁场的密度确定。热能与集肤深度相反，其在 2.2 部分中有描述。

如果物体具有像铁一样的导电性能，由于磁滞现象会产生额外热能。由磁滞产生的热能量与磁滞大小成比例。在本文中，此额外能量比感应电流产生的能量小得多（小于 10%），因此可忽略。

2.2. 集肤效应

电流供应线圈的频率越高，在负载表面流动的感应电流就越密集。更靠近中心时，感应电流的密度减小，如下等式 (4) 和 (5) 所示。这种现象称为“集肤效应”或“趋肤效应”。根据此效应，可推断出，从电能转换而来的热能集中在集肤深度（物体的表面）：

$$i_x = i_o e^{-x/d_o} \quad (4)$$

其中：

- i_x = 距物体皮肤（表面）的距离， x 的电流密度；
- i_o = 表面 ($x=0$) 的电流密度；
- d_o = 由频率确定的常量（电流穿透深度或集肤深度）；以及：

$$d_o = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (5)$$

其中：

- ρ = 电阻率；
- μ = 物体的磁导率；以及
- ω = 流经物体的电流的频率。

等式 (5) 说明集肤厚度由物体的电阻率、磁导率和频率确定。下面的图 2 是与集肤厚度相关的电流密度的分布图。

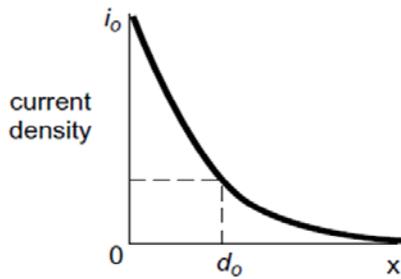


图 2. 电流密度和集肤厚度的分布图

3. 电源系统拓扑

通常，半导体开关器件在用于电源系统的各种类型的脉宽调制 (PWM) DC-DC 转换器和 DC-AC 逆变拓扑中以硬开关模式工作。在此模式中，只要发生开关操作，即在特定电压下导通或关断特定电流，如图 3 中所示。此过程导致开关损耗。频率越高，开关损耗越大，从而阻碍提升频率的操作。开关损耗可由下面所示的等式计算得出。开关操作还会导致 EMI 问题，因为会产生大量 di/dt 和 dv/dt 。

$$P_{sw} = \frac{1}{2} V_{sw} I_{sw} f_s (t_{on} + t_{off}) \quad (6)$$

其中：

P_{sw} = 开关损耗 [W]；

V_{sw} = 开关电压 [V]；

I_{sw} = 开关电流 [A]；

f_s = 开关频率 [kHz]；

t_{on} = 开关导通时间 [s]；以及

t_{off} = 开关关断时间 [s]。

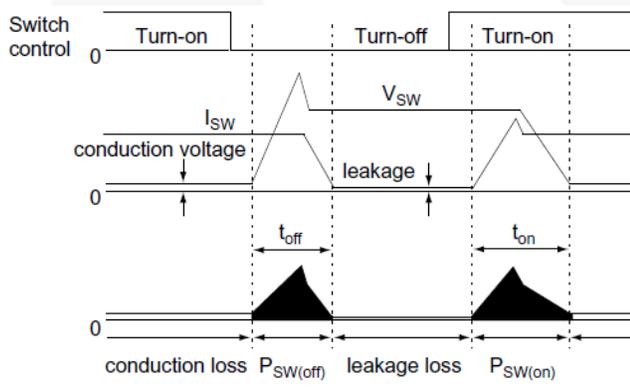


图 3. 开关器件波形

提升开关频率会减小变压器和滤波器的大小，这有助于构建具有高功率密度且更小、更轻的转换器。但开关损耗会降低整个电源系统的能量转换效率，因为频率更高，产生的损耗也更多。通过并联连接缓冲电路和开关电路，可避免部分开关损耗。但是，系统产生的总开关损耗量保持相同。避免的损耗已转移到了缓冲电路。

通过将开关操作时的电压或电流变为零，可获得高频开关下的更高能源转换效率。这称为“软开关”，其可

细分为两种方法：零电压开关 (ZVS) 和零电流开关 (ZCS)。ZVS 指的是，通过在导通电路前将开关电路电压设置为零来消除导通开关损耗。ZCS 通过在关断前防止电流流过电路来避免关断开关损耗。使用 L-C 谐振电路产生的谐振可将施加于开关电路的电压或电流变为零。这就是“谐振转换器”拓扑。

在 ZCS 中，现有电感吸入谐振电路，从而消除了关断情况下的电压浪涌。由结电容放电导致的电压浪涌（导通开关电路时发生）无法避免。此方法导致开关损耗 ($0.5CV^2f$)。然而，ZVS 没有这种缺陷，并使现有电感和电容同时加入谐振电路。这就避免了关断（由电感导致）或导通（由电容导致）情况下产生电流浪涌。ZVS 使开关损耗更小，同时显著减少高频率下的 EMI 问题。这种特性差异使得 ZVS 在大多数应用中比 ZCS 更具吸引力。

谐振转换器通过最大程度地减少开关损耗大范围提高能源转换效率，因此广泛用于各种行业。这也是 IH 电源系统拓扑中采用转换器的原因，本文对此进行了详细说明。用于家用电器（如电饭锅）的电源系统通常采用 ZVS 谐振转换器。ZVS 转换器可分为两种主要类型：半桥串联谐振转换器和准谐振转换器。本文的 4 部分中对此进行了详细探讨。

3.1. 谐振逆变器

谐振逆变器的谐振电路由电容、电感和电阻/电源组成。通常使用两种谐振逆变器：串联谐振电路和并联谐振电路。图 4 显示了这两种常用类型。接通电源时，电能（如等式 (8) 所示）存储在电感中并传输到电容。等式 (9) 简化了电容中存储的能量电容中的能量传送到电感的计算。电感和电容交换能量时产生谐振。谐振期间存储在电路中的总能量保持不变。此总量与电感或电容中峰值时存储的能量相同。

$$i = \sqrt{2I} \sin \omega t [a] \quad (7)$$

$$V_C = \frac{1}{C} \int idt = -\frac{\sqrt{2I}}{\omega C} \cos \omega t [J] \quad (8)$$

$$E_L = \frac{1}{2} Li^2 = LI^2 \sin^2 \omega t [J] \quad (9)$$

$$E_C = \frac{1}{2} CV_C^2 = \frac{I^2}{\omega^2 C} \cos^2 \omega t = LI^2 \cos^2 \omega t [J] \quad (10)$$

$$E_L + E_C = LI^2 (\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t) = LI^2 \frac{I^2}{\omega^2 C} [J] \quad (11)$$

由于谐振过程中电阻导致的部分能量损失，存储在电感中的总能量在每次谐振交换时都会减小。谐振频率即能量传输速度由电容 (C) 和电感 (L) 确定，如等式 (15) 所示。

感抗和容抗分别在等式 (12) 和 (13) 中总结。串联谐振电路中阻抗的大小可由等式 (14) 确定。

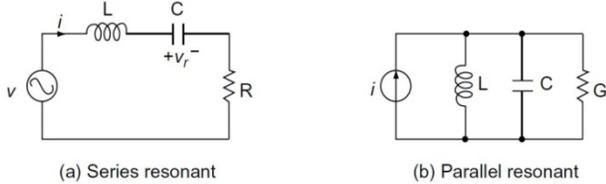


图 4. 谐振电路

$$X_L = j\omega L = j2\pi fL [\Omega] \quad (12)$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j2\pi fC} [\Omega] \quad (13)$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} [\Omega] \quad (14)$$

在谐振频率下，等式 (12) 的感抗和等式 (13) 的容抗相同，即电源电压和电路中的电流保持在相同相位下。谐振频率可总结在等式 (15) 中。电路中的电流在电源频率与谐振频率相等时达到峰值。当电源频率高于或低于谐振频率时减小：

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} [\text{Hz}] \quad (15)$$

电路中的电抗特性称为“特征”阻抗，如以下等式所述：

$$Z_0 = X_L = X_C = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (16)$$

$$X_0^2 = X_L \times X_C = \frac{L}{C}$$

半桥串联谐振电路的选择比如以下等式所示：

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{Z_0}{R} \quad (17)$$

如等式 (17) 中所示，电阻比电容越小，例如在电源频率更接近谐振频率时，图 5 的频率曲线就越陡峭，Q 值就越大。分子是谐振期间电感中积聚的能量，分母是每个周期中电阻消耗的平均能量。频率曲线说明谐振电路的电流/输出能量和电源频率之间的关系（当电源电压不变时）。电流和输出能量在谐振频率下达到其最大值。

在开关频率低于谐振频率的区域，感抗与开关频率直接相关。换言之，频率越低，感抗越小。根据等式 (13)，容抗与频率相反。随着电抗越来越趋于容性，电流比电压超前。当开关频率增大时（等式 (14) 中的），阻抗也增大，从而增大了输出能量，如图 5 所示。相反，开关频率更低导致阻抗更小，从而使输出能量减小。

在开关频率高于谐振频率的区域，开关频率越高，感抗越大。根据等式 (13)，容抗值变得更小。感抗更高导致电流滞后电压。在这种情况下，开关频率更高，阻抗也增大（等式 (14)），从而导致输出能量更低（如图 5 中的所示）。当开关频率降低时，阻抗也减小，从而提升输出能量（如等式 (14) 中的所示）。

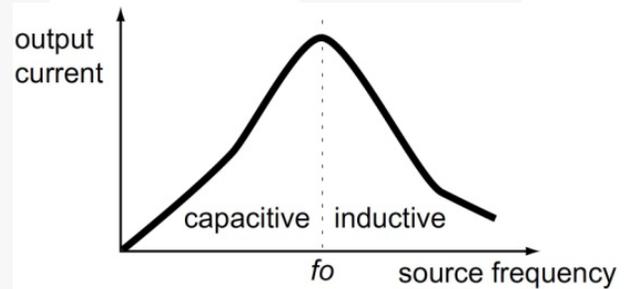


图 5. 频率曲线

4. 感应加热应用

在高频率下开发半导体芯片开关的先进技术使得以较低价格、较小尺寸推出具有复杂功能的新开关器件成为可能。感应加热系统曾经只在特定领域应用，如导弹，现已在开发高效家用电器（如电饭锅）领域开辟了新的阶段。本部分介绍感应加热电饭锅的工作原理、整体电源系统以及电源系统中控制电路的更详细说明。

4.1. 感应加热电饭锅的工作原理

IH 电饭锅应用中采用的感应加热概念在部分 2 中说明。此概念可简化为如下：首先，使用整流器将来自电源的交流电转换为直流电。然后，将此直流电连接至高频率开关电路，向加热线圈供应高频电流。根据安培定律，加热的线圈周围会产生高频磁场。如果将导电物体（如电饭锅的容器）放在磁场内，根据集肤效应和法拉第定理，将在容器的集肤深度上产生感应电压和涡流。这样就可可在容器表面产生热能。米饭便可采用这种热能煮熟。

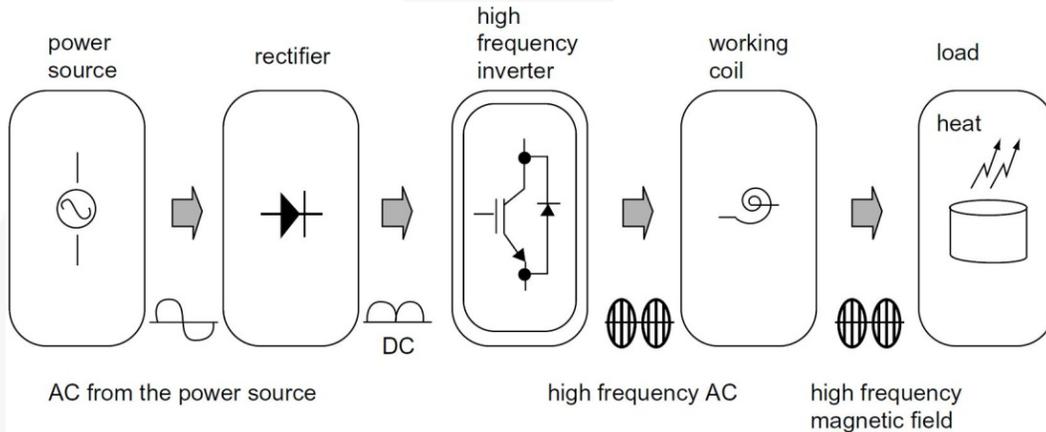


图 6. IH 电饭锅的工作原理

4.2. IH 电饭锅的电源系统

电源系统中使用了两种类型的拓扑，如部分 3 中所提及：半桥串联谐振逆变和准谐振逆变。这两种拓扑各有其优缺点。半桥串联谐振逆变的优点是稳定的开关操作、低成本和简化的设计。由于电路电压限制为输入电压电平，开关电路可具有低内部压力，这有助于降低成本。电路内部的开关控制元件设计可简化。也有一些缺点。由于半桥方法需要两个开关电路，整体工作流程变得更复杂，散热片和 PCB 的尺寸变得更大。此外，栅极工作电路必须绝缘。

准谐振逆变的其中一个优点是只需要一个开关电路。这就使得散热片和 PCB 的设计较小，从而简化工作流程。另一个优势是可共享系统接地。准谐振逆变也有缺陷：开关操作相对不稳定，由供应到电路两端的谐振电压导致的高内部压力推高了电路的成本。控制元件的设计更复杂。如前所述，高频率半导体开关器件的技术改进带来了创新，实现了更低的价格、更高的性能和高可靠性。现在通常使用准谐振逆变器，因为它具有较小的散热片和 PCB 尺寸，工作流程更简单。下面介绍半桥串联谐振逆变器和准谐振逆变器的工作。

半桥串联谐振逆变器

各种设计方法可用于使用半桥串联谐振逆变器的电源系统。图 7 是考虑了可靠性和经济性的简化形式电源系统的框图。此系统由交流电源、主电源电路、控制电路、输入电流检测电路、谐振电流检测电路和栅极工作电路组成。所有设计和测试系统的必要步骤在框图中显示。图纸不包含加热器和制冷风扇。整体电源系统工作如图 7 中所述。

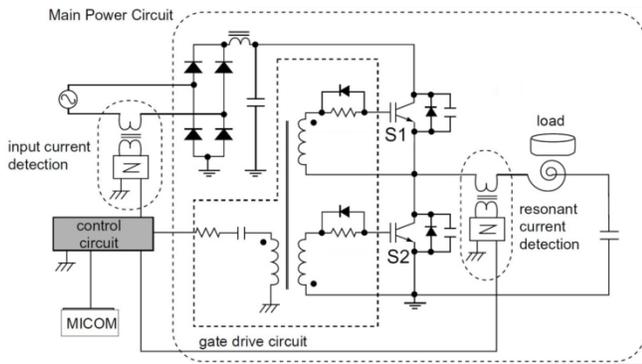


图 7. 半桥串联谐振逆变器

交流 (220 V/60 Hz) 电源通过整流器传输到电容。现有电源系统中的电容太小，不支持平直电压，导致了 120 Hz 的整流纹波电流，而这并不是正好是直流电。但是，用于 IH 电饭锅的系统不需要大电容使直流电流更平整，因为此系统的主要目的是产生热能。高低不平的直流电反而有助于提高系统的功率因数。在此系统中，平整电容用作滤波器，可防止高频电流流向转换器并进入输入部分。输入电流成为平均转换器电流并且纹波流向调平整电容。

通过平整电容的电压在逆变器的高频率开关过程中变为方波。方波中的高频率谐波由 L_r , C_r 滤波器消除。方波使能谐振电路中的谐振，后者反过来在谐振电感周围创建磁场影响负载（米饭容器）。物体表面周围形成涡流，从而产生热能。

从交流输入部分流到整流器的输入电流和从逆变器流到谐振电路的谐振电流是控制电路的输入。要控制输入和谐振电流的最大值，控制电路设置转换器的开关频率，通过栅极工作电路供应给逆变器开关的栅极。

主电源电路

主电源电路采用高频率半桥串联逆变器开关，如图 8 中所示。开关电路包含一个绝缘栅极双极性晶体管 (IGBT)。当二极管处于导通期间时，导通 IGBT 可使能零电压/电流导通开关。谐振电路由谐振电感 (L_r) 和谐振电容 (C_r) 组成。电容 C_1 和 C_2 是开关 S_1 和 S_2 的无损关断缓冲器。

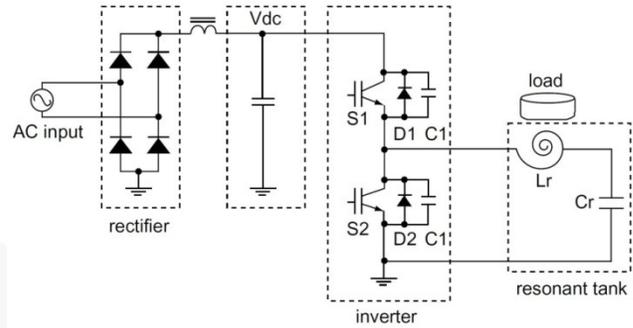


图 8. 主电源电路

谐振电路的等效电路如图 9 中所述。电路 (a) 中的负载等于 (b) 中电路的负载，其中变压器次级端连有电阻。这可以和电路 (c) 一样简化；其中 R^* 、 L^* 和 C_r 直接连接。(c) 中的 R^* 表示从次级端转换而来的变压器的初级电路的电阻。 L^* 表示变压器初级端的电感 (L_r)，其为漏感和次级电感组合的谐振电感。

根据系统的实际测量， $L_r = 52.7 \mu\text{H}$ 和 $C_r = 0.8 \mu\text{F}$ ，从而得出以下谐振频率公式， f_0 ：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = 24.5[\text{kHz}] \quad (18)$$

对于部分 3 中解释的开关频率，感性区域在许多方面比容性区域更具优势。^[18] 开关频率设置为 28 kHz，比谐振频率更高，可避免音频频段中产生的噪音。

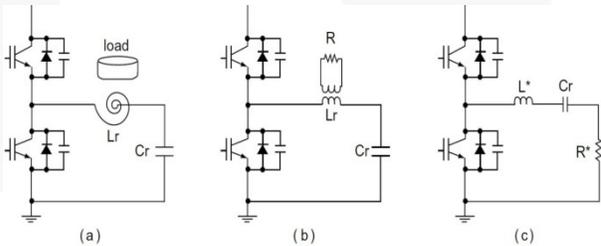


图 9. 谐振电路的等效电路

工作原理

通过连接 IGBT 开关电路 S_1 和 S_2 以及与其并联的二极管 D_1 和 D_2 ，最大程度地减少电流造成的损耗。当 S_1 关断时， D_2 帮助 S_2 在导通之前保持在零电压/电流上，从而显著降低了电流损耗 (S_1 的情形相同)。由于两端的电压在关断二极管之后都保持为零，因此没有反向恢复问题。但是，当在电压和电流上限左右关断开关电路时，关断会导致一些开关损耗。电容 C_1 和 C_2 用作与 S_1 和 S_2 并联连接的关断缓冲器，将此损耗保持在最小。导通时，开关电路从零电压/电流启动，因此这些关断缓冲器在无损耗的情况下工作。

图 8 中的半桥串联谐振逆变器配置可简化为图 10 中所示的等效电路。图 11 是主电源电路 频率周期中各阶段的波形。当 L^*Cr 谐振电路的电流以相反方向流经 D1 (S1 和 S2 保持关断) 时, 导通 S1。直到 $t < t_0$, 谐振电流以相反方向流经 D1, 而不是直接通过 S1。

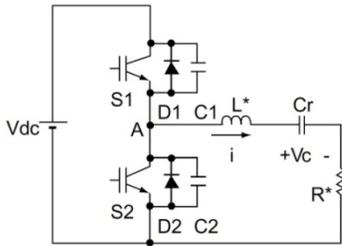


图 10. 主电源电路的等效电路

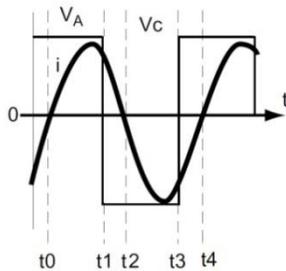


图 11. 主电源电路的波形

模式 I: t0-t1

以相反方向流动的谐振电流在流经 S1 的 $t=t_0$ 点时改变其方向。在此模式下, V_{DC} 的母线电压通过 S1 供电, 从而让谐振电路积聚能量。

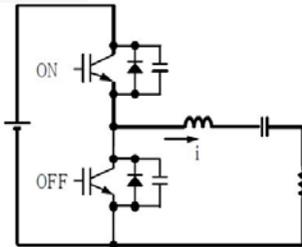


图 12. 工作模式 I

模式 II: t1-t2

当 S1 在 $t=t_1$ 时关断时, 流经 S1 的谐振电流开始通过 D2 二极管续流。在此过程中, 关断 S1 开关时发生少量开关关断损耗, 同时存在电压和电流。对于此工作模式的剩下部分, 当 $t_1 < t < t_2$ 时 S2 导通。由于 S2 开关保持在零电压/电流, 导通时不会发生开关损耗。D1 的反向恢复不一定要很快。

关断 S1 后, 一小段时间内, 在续流 D2 之前谐振电流经过缓冲器 C1。本指南不介绍此期间。

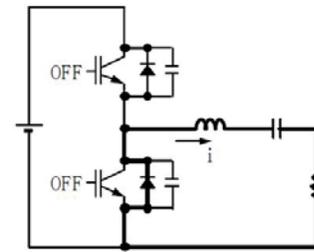


图 13. 工作模式 II

模式 III: t2-t3

$t=t_2$ 后, 电流自由谐振并以相反方向流经 S2 (已导通)。谐振电容 Cr 用作电压源。

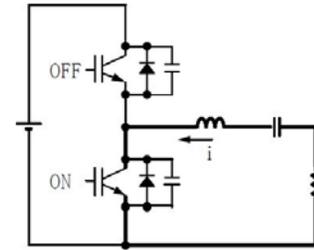


图 14. 工作模式 III

模式 IV: t3-t4

当 S2 在 $t=t_3$ 时关断时, 流过 S2 的谐振电流开始通过 D1 二极管续流。在此过程中, 在关断时发生少量开关损耗。此模式后, S1 开关在这一点 ($t_3 < t < t_4$) 导通。此时, 由于 S1 开关保持在零电压/电流, 导通时没有开关损耗。D2 的反向恢复不一定要很快。在此模式下, 谐振电路的能量转换为经过 D1 的 V_{DC} 。 $t > t_4$ 周期后从模式 I 到模式 IV 的工作模式如上所述。

在此过程中, 一小段时间内, 谐振电流在续流 D1 之前经过缓冲器 C2。本指南不介绍此期间。

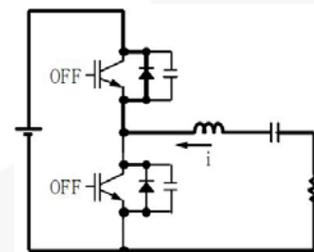


图 15. 操作

4.3. 确定谐振电路的电感和电容

由于在谐振电路中电感和电容之间的能源交换过程中产生热能, 电感和电容的电平是一个重要因素。下文说明确定电感感值的一些因素。

功耗

由于多数常用电饭锅的尺寸是 1.8 升（可供 10 人使用），整体电源针对此容量进行设计，最大值为 1250 W。

交流电流

半桥串联谐振逆变器适用于 220 V 电源。在 $\pm 15\%$ 的缓冲范围内，电压设计为 187 V 至 253 V（60 Hz 下）。

谐振频率

为避免音频频率，谐振频率设置为超过 20 kHz。在此例中，频率为 24 kHz。

电容 (C)

谐振电流的计算如下。由于输入电流为平均谐振电流，周期的输入电流计算为（谐振电流 $/2\pi$ ）：

$$I = \frac{2\pi P}{V} = \frac{2\pi \times 1250}{197 \times \sqrt{2}} = 29.7 [A] \quad (19)$$

谐振电容的电容可由下式确定：

$$C = \frac{I}{2\pi f V} = \frac{29.7}{2\pi \times 24000 \times 187\sqrt{2}} = 0.74 [\mu F] \quad (20)$$

在本指南中，标准电容值为 0.8 μF 。

电感 (L)

谐振电感的电感使用上面等式 (13) 中所述的得到的电容值代入计算。

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \times 24000)^2 \times 0.8 \times 10^{-6}} = 55 [\mu H] \quad (21)$$

务必考虑具有上面 L 值的线圈是否适合容器。L 值由线圈厚度和匝数及磁芯确定。

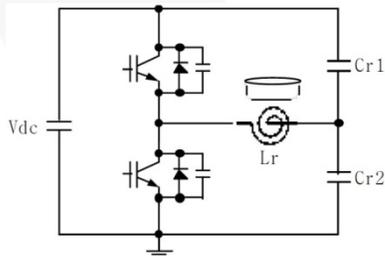


图 16. 主电源电路的常用类型

4.4. 实际主电源电路

图 16 说明主电源电路，比图 8 中的更常用。谐振电容 C_r 分为两个相同电容 C_{r1} 和 C_{r2} ($C_{r1}=C_{r2}$)。由于具有两个相同电容，流过每个电容的电流被减半，而电容的电压保持不变。这就导致 ESR 产生的热更少，直流母线电容的纹波电流的 RMS 值减为 $1/\sqrt{2}$ 。

由于两个系统中流过电感的谐振电流总量相等，产生的热能量也相等。但电容中的电流不同。本文未提供电流的流向图。

4.5. 准谐振逆变器

采用准谐振逆变器的电源系统有多种设计方法。图 17 是具有此类系统的简化形式框图。实际测试了此系统。本文省略了加热器说明。

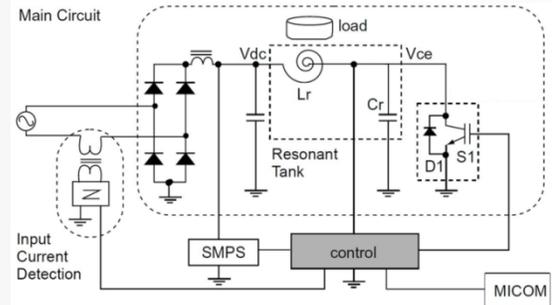


图 17. 准谐振逆变器

总系统原理框图由主电源电路、输入电流检测电路、控制电路和 SMPS 电路组成，如图 17 中所示。从产生热能的方式看，准谐振电路的基本工作概念类似于半桥串联谐振逆变器。但是，控制开关电路中栅极的方法完全不同。每个模块的主要功能如下。

主电源电路

主电源电路采用准谐振逆变器，如图 18 所示。这包括绝缘栅极双极性晶体管 (IGBT) 和并联连接的二极管。电路执行高频开关。通过在二极管处于导通状态时导通 IGBT，可导通开关，同时电压和电流保持为零。谐振电路由谐振电感 (L_r) 和谐振电容 (C_r) 组成。

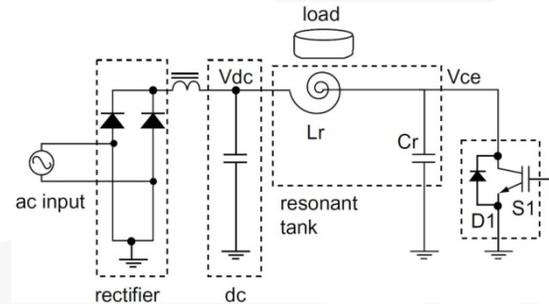


图 18. 主电源电路

谐振电路的等效电路

图 19 显示谐振电路的等效电路。电路 (b) 中的电阻等效于电路 (a) 中的负载。这两个电路可以像电路 (c) 一样以更简单的形式重新建模，即由 R^* 、 L^* 和 C_r 组成。 R^* 等效于变压器 (b) 的 R 。 L^* 是谐振电感；由主电路的 L_r 、漏电感和次级电感组成。

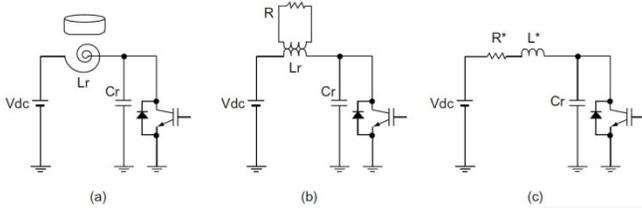


图 19. 谐振电路的等效电路

工作电流

图 20 说明了主电源电路的等效电路。当连接至 $S1$ 开关电路的 $D1$ 处于导通状态时，零电压导通开关可用因为电路的 V_{CE} 变为零。在此电路中，开关必须耐受高内部压力以适应供应给开关两端的 V_{CE} 的高压。

图 21 显示一个周期中主电源电路每个阶段的波形。起初，当电流流过 L^* 且 $S1$ 达到峰值时，控制电路关断 $S1$ 。此时， $V_c(0)=0V$ 。有四种模式可用，如下所示。

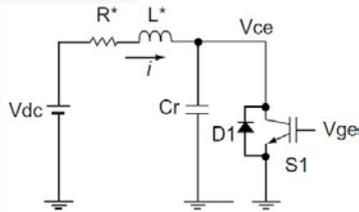


图 20. 主电源电路的等效电路

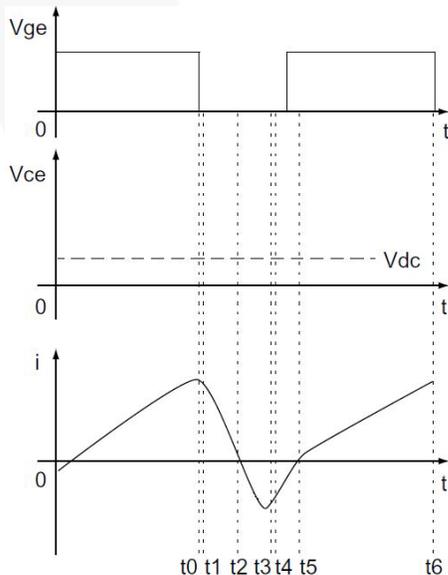


图 21. 主电源电路的波形

模式 I: t_0-t_1

开关器件在 $t=t_0$ 时关断。 V_{CE} 由电容 (C_r) 逐渐增大，在 $t=t_1$ 时等于直流母线电压 (V_{dc})。

即使开关在 $t=t_0$ 时关断，当 V_{CE} 等于 V_{dc} 时，电流仍保持增大直至在 $t=t_1$ 达到峰值。此时，电感中存储的能量开始传输至电容。

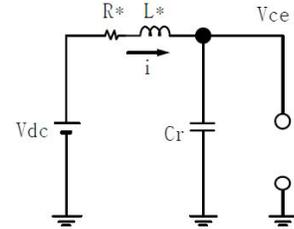


图 22. 工作模式 I

模式 II: t_1-t_4

当 $t=t_1$ 后 V_{CE} 高于 V_{DC} 时，电流在 $t=t_2$ 时减小并达到零，而谐振电压达到其最大电平。这也是完成电感中存储的能量传输到电容的点。谐振电压的峰值电平与开关时间直接相关 (模式 IV: t_5-t_6)。

在 $t=t_2$ 后，电容开始向电感释放能量，这导致谐振电压下降并在 t_3 时达到其最小电平，即 $V_{CE}=V_{DC}$ 通过 $t=t_3$ ，谐振电流在 $V_{CE}<V_{DC}$ 时增加，并在 $t=t_4$ 时完成放电。

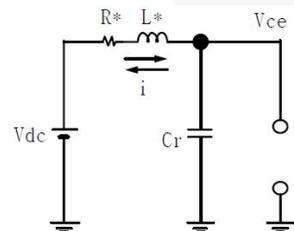


图 23. 工作模式 II

模式 III: t_4-t_5

在 $t=t_4$ 时， V_{CE} 变为零，而并联二极管 $D1$ 自然导通。由于谐振电流流过 $D1$ ，开关的压降保持为零。因此，零电压开关 (ZVS) 导通可通过在此模式下导通开关实现。

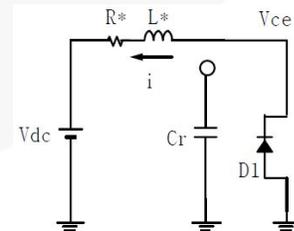


图 24. 工作模式 III

模式 IV: t5-t6

在 $t=t5$ 时, 电流方向改变并流过电感。因此, 电感开始存储能量。

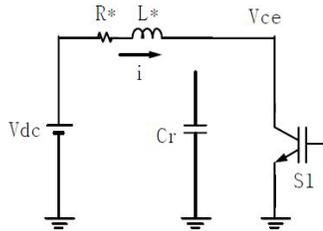


图 25. 工作模式 IV

在 $t=t6$ 时, 开关关断, 返回模式 I。逆变器的输出功率可由具有固定关断时间和可变导通时间的脉冲频率调制 (PFM) 控制。只要直流母线变为 LOW 或负载阻抗中有任何变化, 谐振电压的波形就会改变。因为电容器的电容较小, 直流母线电压 (V_{DC}) 在零到最大值范围内。谐振电压的波形可分为三种类型, 如图 26 中所示。

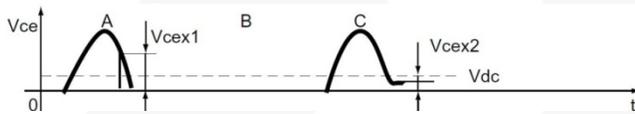


图 26. 谐振电压的波形

A、B、C 和 D 分别是早期导通、正常负载、轻负载和延迟导通情况下电压的波形。如果 C 波形在正常情况下产生, 则意味着电感或电容的值未正确设置。如果在正常情况下出现 A 或 D 的波形, 则应调整开关频率的关断时间。

开关电路导通时, 电感中存储的能量必须足够大, 否则轻负载情况下会发生谐振。在这种情况下, 谐振电压具有非零的有限值 (V_{cex2}), 消除了模式 III ($t4-t5$) 的续流

期间, 从而禁用零电压导通。电容中存储的能量因导通电路而损失, 数量如下:

$$W = \frac{1}{2} C_R V^2 cex2 f_s \quad (22)$$

谐振电路的品质因数 (Q) 必须正确维护, 以尽可能将电感或电容中存储的能量保持在最大级别。如果 Q 太大, 则更难产生热能。这会对容器材料提出更多要求。

以下公式对上述内容进行了总结:

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \omega \frac{Li^2}{Ri_2} \quad (23)$$

= L 中存储的能量/每个周期中负载消耗的能量。

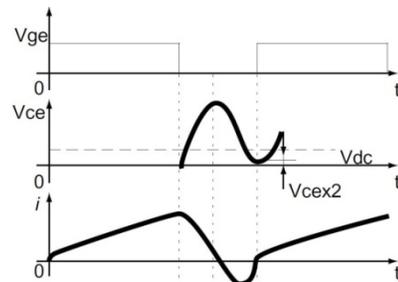


图 27. 非零电压导通时的波形

5. 结论

这总结了感应加热系统的整体说明。在尝试开发感应加热系统应用之前, 应了解感应加热和具有谐振逆变器的电源系统的基本概念。

6. 参考文献

- [1] K.H. Liu and F.C. Lee, "Resonant switches-A unified approach to improve performances of switching converters," *IEEE INTELEC Conference Record*, pp.344~351, 1984.
- [2] K.H. Liu, R. Oruganti, and F.C. Lee, "Resonant switches-Topologies and characteristics," *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, pp.106~116, 1985.
- [3] K.H.Liu and F.C. Lee, "Zero-voltage switching technique in DC-DC converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, pp.58~70, 1986.
- [4] W.A. Tabisz, P. Gradzki, and F.C. Lee, "Zero-voltage-switched buck and flyback converters- Experimental results at 10MHz," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp.404~413, 1987.
- [5] W.A. Tabisz and F.C. Lee, "Zero-voltage switching multi-resonant technique in DC-DC converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, pp.9~17, 1988.
- [6] W.A. Tabisz and F.C. Lee, "Development of power supply for induction heating," *Annual Project Report for ERL/ITRI of VPEC*, July 1991.
- [7] L. Grajales, W.A. Tabisz and F.C. Lee, "Development of power supply for induction heating," *Annual Project Report for ERL/ITRI of VPEC*, July 1992.
- [8] L. Grajales, K.R. Wang and F.C. Lee, "Development of power supply for induction heating," *Annual Project Report for ERL/ITRI of VPEC*, July 1993.
- [9] W.C. Moreland, "The induction range: Its performance and its development problems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.IA-9, pp.81~85, 1973.
- [10] P.H. Peters, "A portable cool-surface induction cooking appliance," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.IA-10, no.6, pp.814~822, 1974.
- [11] H. Omori, M. Nakaoka, H. Yamashita and T. Maruhashi, "A novel type induction-heating single-ended resonant inverter using new bipolar Darlington transistor," *IEEE PESC Proc.*, pp.590~599, 1985.
- [12] P. Jain and S.B. Dewan, "Starting problems associated with a transformer coupled load in a series inverter," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.24, no.6, pp.2895~2897, 1988.
- [13] G. Zaiser, G. Fischer, M. Bruckmann and H. Doht, "ZVS driver for voltage-controlled switches in resonant converters," *Power Conversion, June 1995 Proceedings*, pp.481~489.
- [14] H.W. Koertzen, J.D. van Wyk and J.A. Ferreira, "Design of the half-bridge series resonant converter for induction heating," *IEEE PESC Record*, vol.2, pp.729~735, 1995.
- [15] S. Hinchliffe and L. Hobson, "Review of solid state devices and circuits for HF electric process heating applications: Part devices," *Int'l Journal of Electronics*, vol.61,no.2,pp.143~167, 1986.
- [16] S. Hinchliffe and L. Hobson, "Review of solid state devices and circuits for HF electric process heating applications: Part circuit," *Int'l Journal of Electronics*, vol.61,no.3,pp.261~279, 1986.
- [17] M. Orfeuil & A. Robin, *Electric Process Heating*, Battelle Press, 1987.
- [18] J. Davies, *Induction Heating Handbook*, McGraw-Hill, 1979.
- [19] M.G. Lozinskii, *Industrial Applications of Induction Heating*, Pergamon Press, 1969.
- [20] N. Mohan, T.M. Undeland & W.P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons, 1989.

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com
Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>
For additional information, please contact your local
Sales Representative