

感应烹饪

电磁炉设计人员要了解的方方面面

简介

传统的燃气炉和电炉仍然是市场中最受欢迎的理念。对于到底哪种技术是最出色的烹饪加热技术，及其背后理由的争论从未停止。而今天，电磁加热在烹饪领域日益盛行。电磁感应烹饪技术不但比传统解决方案(燃气炉和电炉)的热转换效率高，而且还具有加热快、局部加热、直接加热、功率密度高、可靠性出色、运行成本低以及无可听噪声等优点。美国能源部调查指出，电磁加热系统的能量转换效率大约为84%，而平面炉头非感应电炉的热转换率大约为74%，同等热转换量，前者比后者可节约大约10%的能源。[1]

电磁炉的原理是激发线圈，由此产生的感应电流进入由特殊材质制成的锅体中，这种材质必须具备较高的磁导率，并且该锅体必须位于上述线圈的附近。电磁炉的工作原理与电感器相似，锅子就是一个大损耗磁芯。器皿底层产生的涡电流与锅子中的磁性材料产生的磁滞损耗相结合，从而产生热量。几乎对于所有型号的电磁炉来说，烹饪容器都必须由铁磁性金属制成，或将容器放置在一个特殊的圆形界面上，从而使得能够将非电磁专用厨具用于电磁炉表面。



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

APPLICATION NOTE

在电磁炉应用中，在烹饪锅体下方放置铜丝线圈。一股交流电流流经线圈，产生振荡磁场。通过该磁场的感应效应在锅体中产生电流。在金属锅体中流动的电流产生电阻加热效应，将食物加热。电流较高时，则表示电压较低。

这种系统的核心是电子电路，这从设计角度来看是最大的挑战。它结合了电源段和数字控制系统，而且还必须解决热管理问题。图1为电磁炉的示意图。

产生的热量值遵循焦耳效应原理，即用 R 乘以感应电流的平方。图2是电磁炉逆变器的结构图。主要结构包括一个EMI滤波器和过压、过流保护装置，一个桥式整流器和总线电容，谐振逆变器，线圈，传感器和致动器，辅助电源，热管理系统和控制单元。

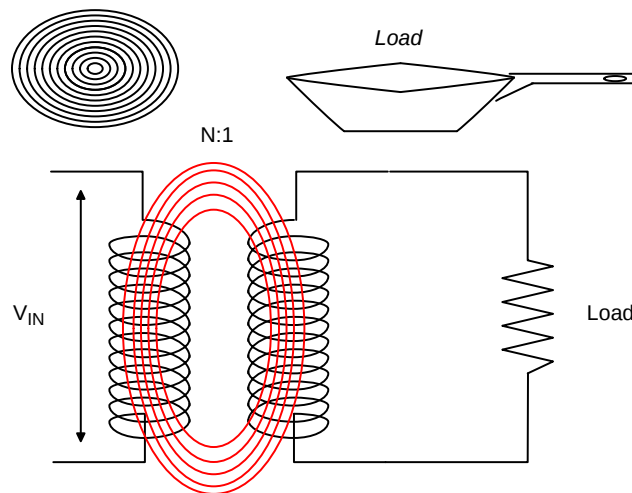


Figure 1. Equivalent of an Induction Cooking System

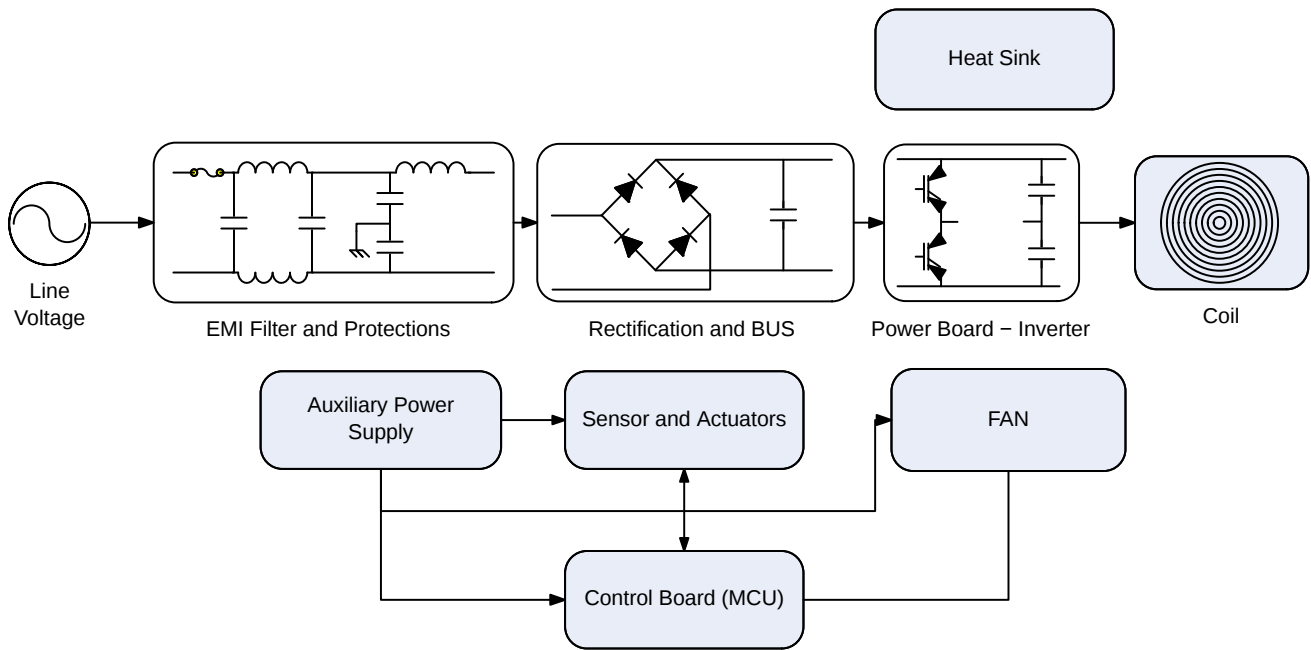


Figure 2. Block Diagram of an Inductor Cooker

感应加热工作原理

感应加热是指通过电磁感应加热金属的过程。电磁感应在金属内部产生涡电流，电阻引发焦耳加热效应(如图3所示)，而且还会由于锅体中的金属材料的磁滞而引起损耗。[1] 电磁炉包括铜线圈(通常情况)，高频交流电(AC)流经该线圈。所使用的交流电的频率取决于开关的最高开关频率，此处的开关通常是IGBT。

开关频率高能够降低线圈的电感，缩减谐振电容的大小，节约成本。感应加热的原理是电磁感应定律。整个系统类似于变压器，初级是电磁炉的铜线圈，而次级是锅体的底层(请参见图4和图5)。由于加载了锅体损耗等效电阻而产生热量，对于变压器而言，就像是次级绕组上的负载电阻。

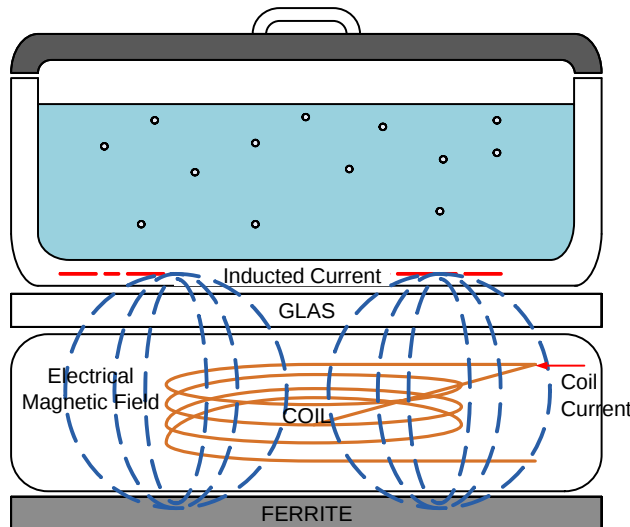


Figure 3. Scheme of an Induction Cooking

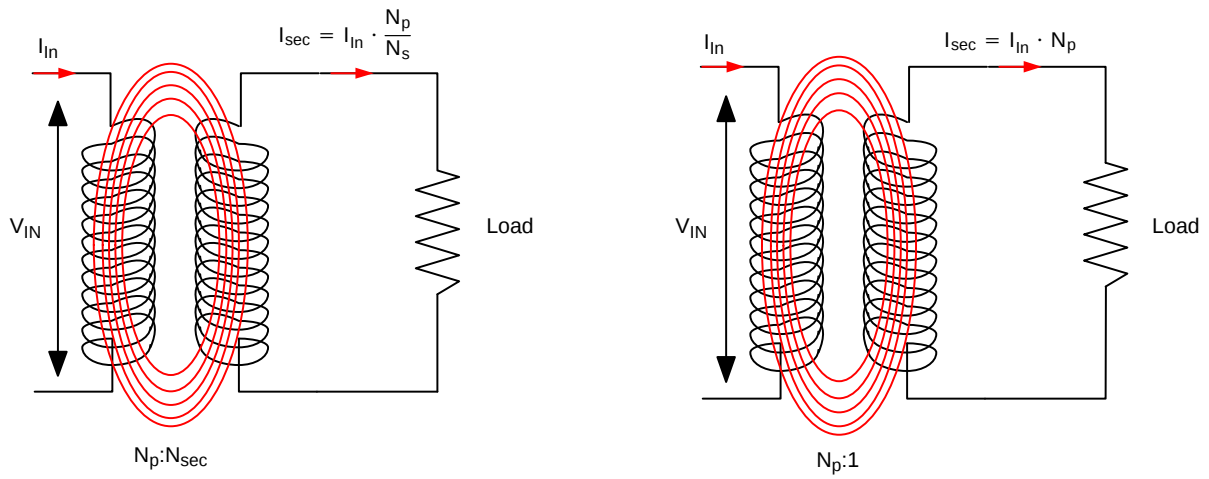


Figure 4. Scheme of the Equivalent Transformer for an Induction Heating System

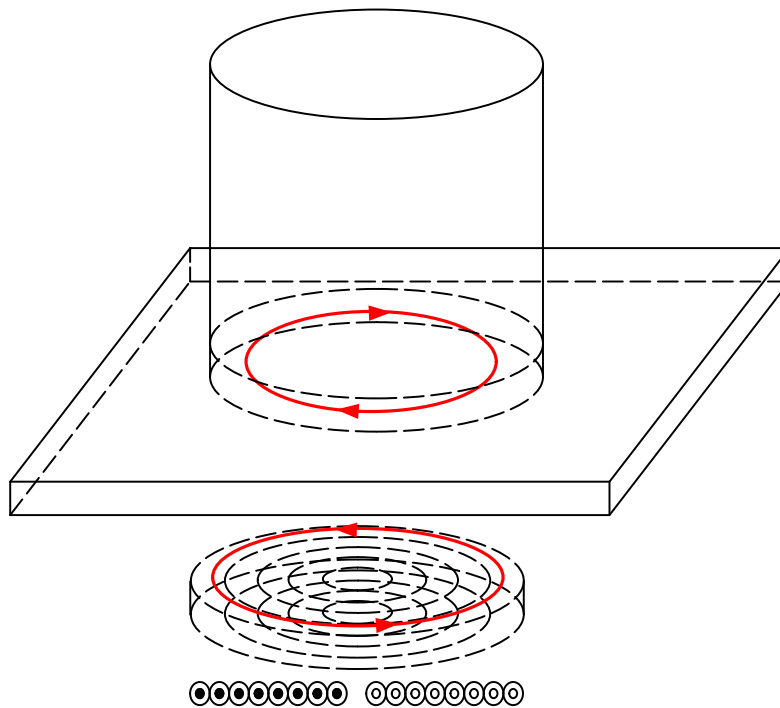


Figure 5. Induced Current in the Pot Bottom Layer

电磁感应

电磁感应也称为感应，遵循法拉第定律：“闭合电路中产生的感应电动势的大小跟穿过该电路的磁通量变化率成正比”。下面的解释有助于让你更清楚地理解这一定律：当某个交流电流穿过的电路在另一个位于交变磁通量场中的电路中产生电流时，就会产生电磁感应。而穿过导体的交流电源也会遵循相同的公式产生磁场：

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \sum i \quad (\text{eq. 1})$$

$$\phi = \iint_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (\text{eq. 2})$$

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} \quad (\text{eq. 3})$$

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (\text{eq. 4})$$

$$e = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{eq. 5})$$

其中 $\mathbf{H}$ [A/m]是指磁场强度(请参见图6)。 $d\phi$ 是指沿电线的极弧长度，而线积分则沿电线计算。 i 是指穿过某个导体的电流。 $\mathbf{B}$ [Wb/m²]是指磁通量密度。 μ 是指磁导率， μ_0 是指自由空间内的磁导率， μ_r 是指相对磁导率。 E 是指电动势(EMF)，单位为伏特， Φ [Wb]是指磁通量。电动势的方向根据楞次定律决定。 dA 是移动表面 A 的表面积， $\mathbf{B}$ 是磁场， $\mathbf{B} \cdot d\mathbf{A}$ 是指磁通量总量。从更倾向于视觉的角度来讲，穿过线圈的磁通量与穿过线圈的磁通量线的数量成正比。 N 是指线圈的圈数，而 $\mathbf{B}$ 是指穿过单个线圈的磁通量，单位是韦伯。

当磁通量变化，线圈就会获得电动势 e [V]，电容式的定义是指单位电荷绕线圈一周产生的能量。如图1所示的等效电路，电压 e 是通过切断电线，形成断路状态，然后在电线一头连接电压计测量得出的电压值。

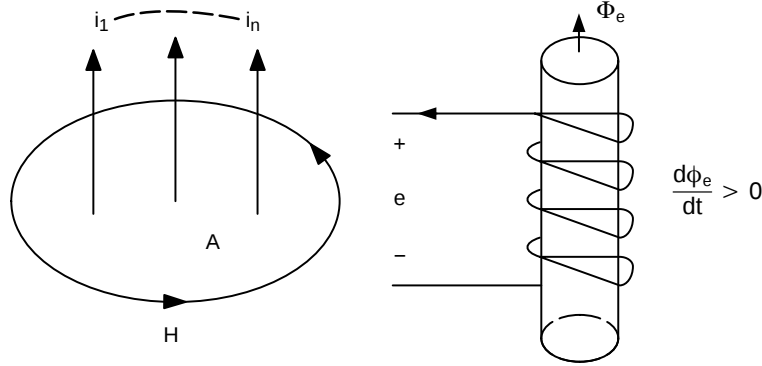


Figure 6. Graphical Illustration of Ampere's Law and Lenz's Law

趋肤效应

当一股交流电流穿过导体时，导体内电流的分布是不均匀的，但是电流倾向于流动在导体表面，穿透深度取决于电流的频率。这种效应的计算公式如下所示：

$$J = J_s \cdot e^{-\frac{d}{\delta}} \quad (\text{eq. 6})$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (\text{eq. 7})$$

式中的 J 是指电流强度[A/m²]， J_s 是指导体表面的电流强度， δ 称为趋肤深度，而 d 是指深度。根据公式7，在导体中，交流电流强度 J 会随着从表面深入 d 位置，而从表面值呈幂次方下降(如图7所示)。 ρ 是指导体的电阻率， ω 是电流的角频率，该频率值等于电流频率的 2π 倍。 μ 是指导体的绝对磁导率。

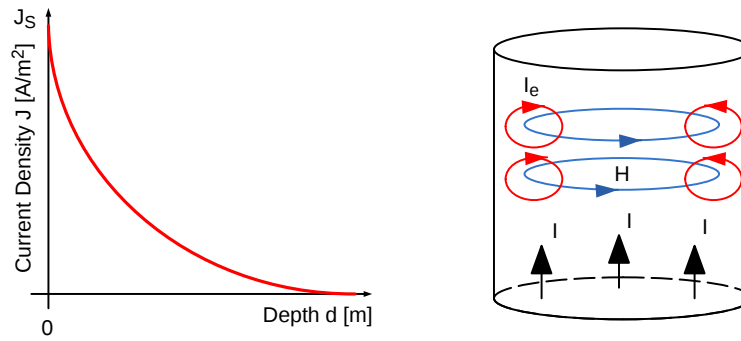


Figure 7. Current Density as a Function of Depth and Skin Effect and Eddy Current

趋肤深度效应是由于流动的涡电流抵消了导体中心位置的电流，并且驱迫电流朝表面位置流动。在存在交流电流的情况下，由于趋肤效应的作用，等效电阻会升高。

热传递

上文所述的现象将产生不需要的电流，并流入附近的导体中(如图8所示的涡电流)。这些进入导体的感应电流会产生热量。产生并进入导体的热量值遵循焦耳加热定律，也称为欧姆加热定律。在这一过程中，穿过导体的电流以功率和释放热量的形式消散。这一效应也称为焦耳第一定律：

$$\dot{Q} = P = R \cdot i^2 = v \cdot i \quad (\text{eq. 8})$$

式中 $\dot{Q}$ 和 P [W]代表从电能转换为热能的功率， I [A]是指穿过导体的电流(在此例中是涡电流)，而 v [V]是指整个元件的电压降(在此例中是EMF)， R [Ω]是指导体的等效电阻(如果是感应加热，则为锅体底层的电阻)。根据公式8，释放的热量值与电流平方值成正比。加热技术(感应加热技术的原理之一)的性能系数是1.0，意味着每1瓦特的电能将转换为1瓦特的热能。相比较而言，热泵的系数大于1.0，因为它还能够额外从环境吸收加热能量，并将这种能量输送至所需的位置。

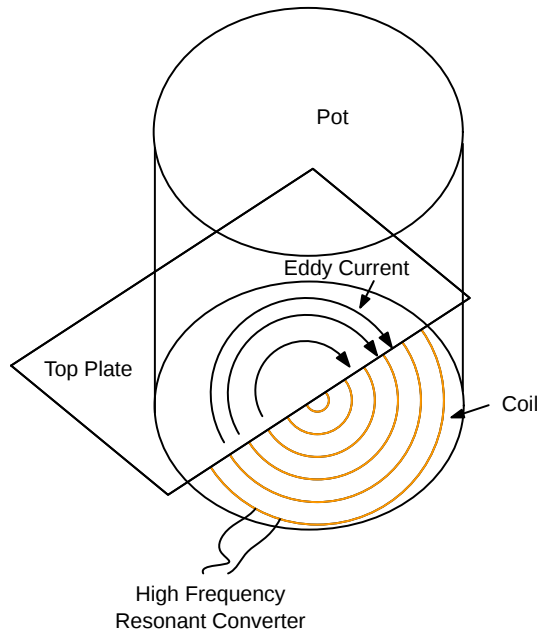


Figure 8. Generated Eddy Current into the POT's Bottom

感应加热烹饪应用中的谐振转换器

对于功率电子元件来说，在开关模式下运行的普通PWM电源转换器很常见。按照惯例，如图9所示，开关会在所谓的硬开关模式下从高电流切换至低电流。“硬开关”一词是指功率电子装置的受压开关行为。在接通和断开过程中，电源装置必须同时承受高

电压和高电流状态，引起较高的功率开关损耗和应力。在这些电路中，通常通过增加缓冲器来降低功率器件的电压瞬变和开关损耗。开关损耗与开关频率成正比，从而限制了电源转换器的最高开关频率[6]。

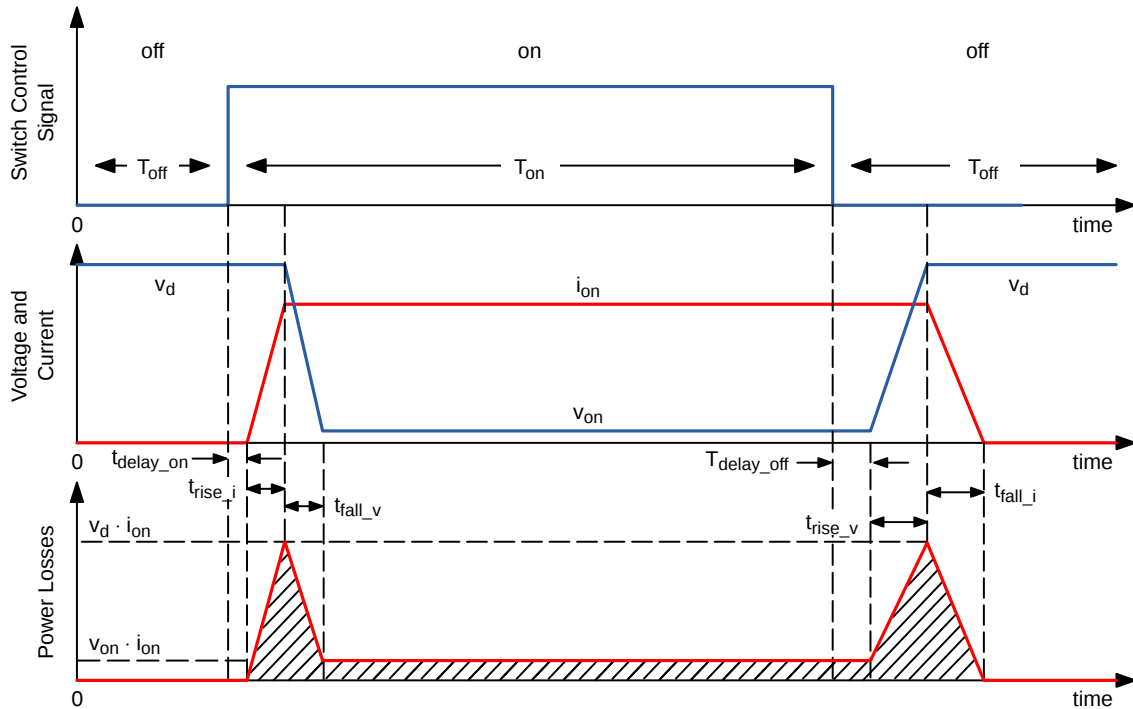


Figure 9. Power Losses in a Conventional SMPS Converter

开关频率升高，就能够在转换器中使用尺寸更小、成本更低的电感和电容。但是组件尺寸缩小必然会以功率开关损耗升高作为代价。为了使频率升高，同时保留在这些频率下运作的各种优点，就采用了谐振转换器。谐振转换器[3]在普通转换器的基础上增加了谐振回路，形成振荡(通常为正弦)电压和/或电流波形，从而实现功率开关的零电压开关(ZVS)和零电流开关(ZCS)状态。继而使开关功率损耗降低，提高谐振转换器的有效开关频率。谐振转换器的主要优点在于能够在极高的开关频率范围，以及极低的功率损耗条件下工作。多种控制技术，例如零电流开关(ZCS)或零电压开关(ZVS)都可用于降低谐振转换器中的功率损耗。

图10显示了硬开关、缓冲器支持换向和软开关[4] [5] [6]条件下的开关区域。在硬开关接通和断开过程中，功率器件必须同时承受高电压和高电流状态，引起较高的功率开关损耗和应力。因此通常在电源电路中增加无源无损缓冲器，从而降低功率器件中的 dv/dt 和电源峰值。降低开关损耗，并且持续改善功率开关有助于使得IGBT开关的谐振转换器频率接近100 kHz。从而缩小磁性组件和电容组件的大小，同时提高转换器的功率密度。

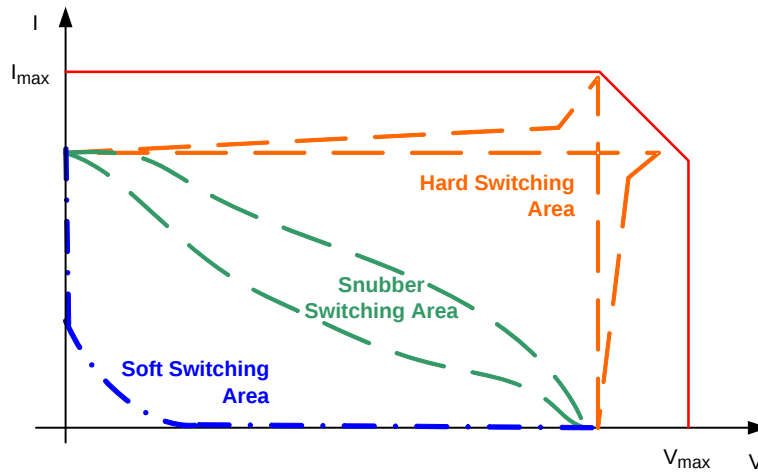


Figure 10. Switching Area

下图展示了感应加热系统的一些拓扑结构。图11(a)和(b)分别是全桥拓扑[8]、半桥拓扑[9] (b)，以及两个单开关逆变器拓扑，分别是零电压开关(ZVS) [10] (c) 和零电流开关(ZCS)操作[11] (d)。所有常用于控制输出功率的调制策略都是基于修改开关频率或占空比来实现所需的功率这一原则[12]。每种功率转换器的拓扑结构都提供了不同的性能特点，满足成本、硬件以

及控制复杂度方面的各种要求。此类系统常见于各种文献，以及相关参数的设计准则中。

最流行的IH拓扑结构式半桥(HB)串联谐振转换器和单开关反激准谐振(QR)或QR反激。谐振半桥在四炉头式灶台中非常常见，而且在欧洲市场非常流行。而反激准谐振或QR反激则常用于单炉头，而且在亚洲市场中最为流行。

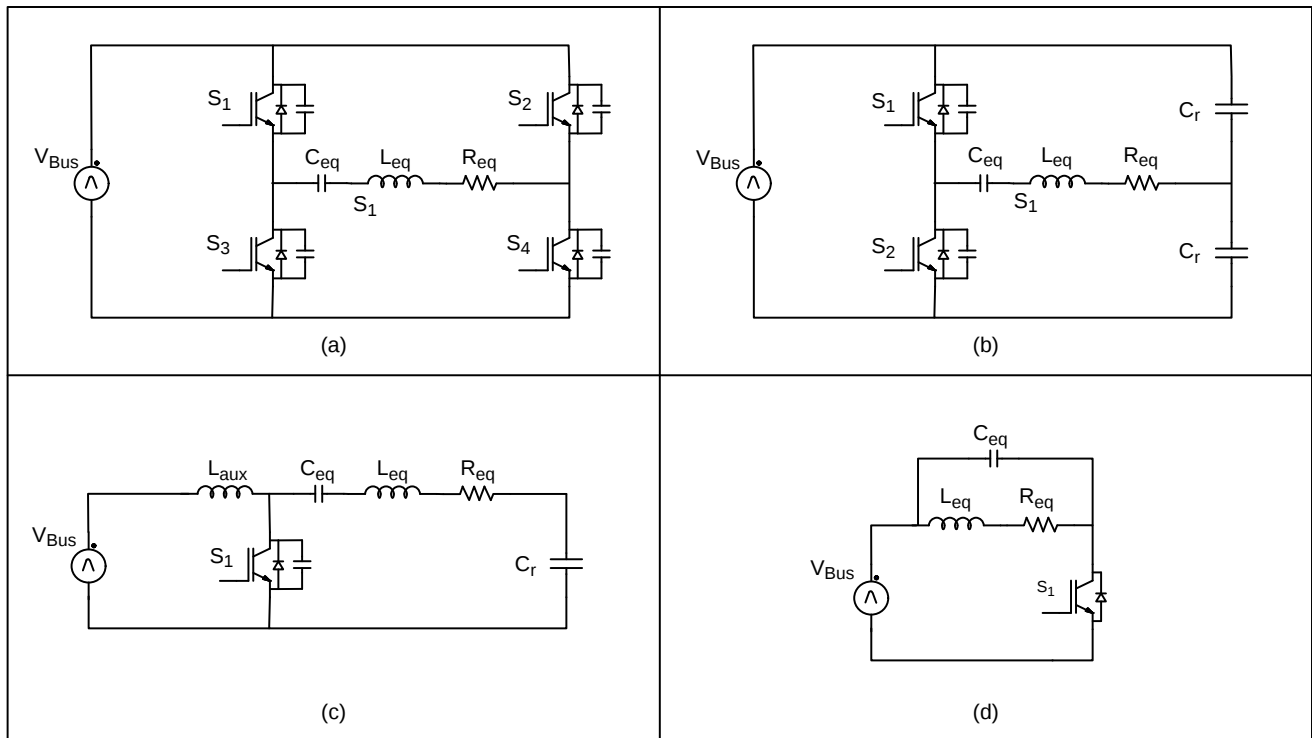


Figure 11. Samples of the Topologies Presented in Literature in the Last Decades

谐振半桥

谐振半桥逆变器(11b)是目前多炉头感应灶台中应用最为广泛的拓扑结构,因为这种逆变器结构简单、成本效率出色和组件电气要求特点低。这种拓扑结构常见于欧洲市场。等效负载基本上就是谐振回路,由感应线圈、谐振电容器和锅体等效电阻组成。感应线圈和锅体耦合可设计为基于变压器模拟的电感和电阻串联,两个值分别为 L_r 和 R_{load} 。这些值主要随着施加于开关的开关频率、锅体材料、温度和感应器-锅体耦合等条件而变化。谐振半桥属于谐振转换器。与标准半桥相似,总线容量(谐振电容器)根据在特定频率条件下谐振的线圈(所谓的谐振频率)而设置。电源段由两个带反向并联二极管的开关、两个电容器和一个线圈组成。出于计算目的,电路可简化为如图12所示,两个电容器并联为上文图中的一个电 容器。

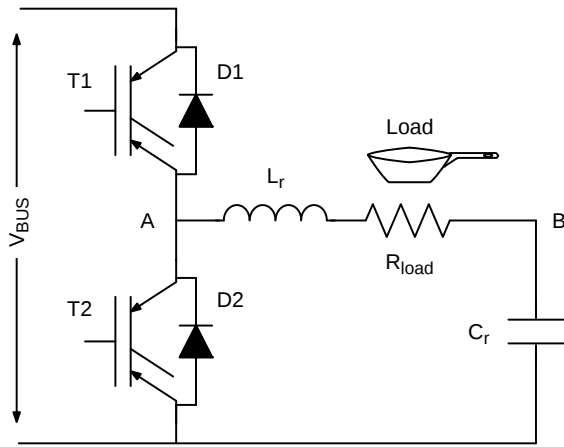


Figure 12. Equivalent Circuit for a Resonant Half-Bridge for Cooking Application

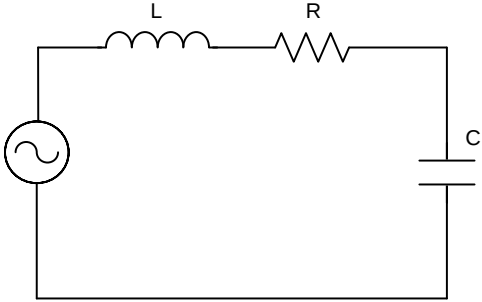


Figure 13. Equivalent Series Resonant Circuits

图12表示的是等效串联谐振电路。你可以发现,谐振半桥的等效电路域串联电路等效。该电路的阻抗可使用如下公式计算:

$$Z_{series} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R \quad (\text{eq. 9})$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (\text{eq. 10})$$

式中 Z_{series} (如图13所示)是指从产生器角度的电路阻抗, ω 指角频率。该公式计算得出的最小值称为谐振频率 ω_0 。在该值条件下,电感的电抗相等,与电容器的电抗相对。定义谐振电路的另一个重要系数是品质因数 Q ,从物理角度来看,是指一种无量纲参数,以电路阻抗和电路损耗比的形式表现。 Q 越高就表示相对于谐振器存储的能量,能量损耗比越低;振荡消失的速度缓慢。

$$Q = \frac{Z_0}{R} \quad (\text{eq. 11})$$

式中 Z_0 是指谐振频率条件下的阻抗。在此处,可使用如下公式计算谐振。

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (\text{eq. 12})$$

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (\text{eq. 13})$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (\text{eq. 14})$$

$$Q_L = \frac{Z_0}{r_{pot}} \quad (\text{eq. 15})$$

$$\varphi = a \tan \left(\frac{\frac{L_r}{C_r}}{r_{pot}} \right) \quad (\text{eq. 16})$$

式中 f_{res} 是指谐振频率。 L_r 是指线圈电感, C_r 是指并联谐振电容的总和。 φ 是指电流和电压之间的相位。

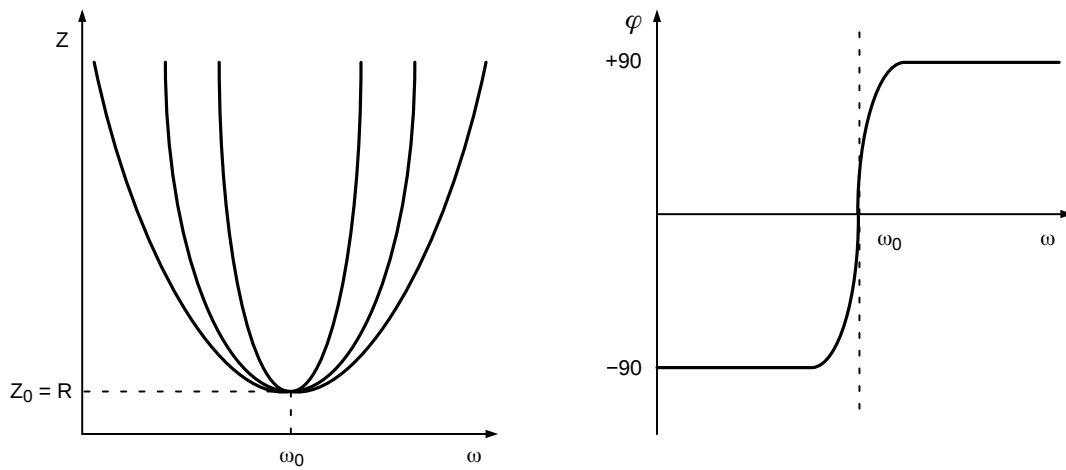


Figure 14. Impedance Module and Phase of the Equivalent Half-Bridge Resonant Circuit

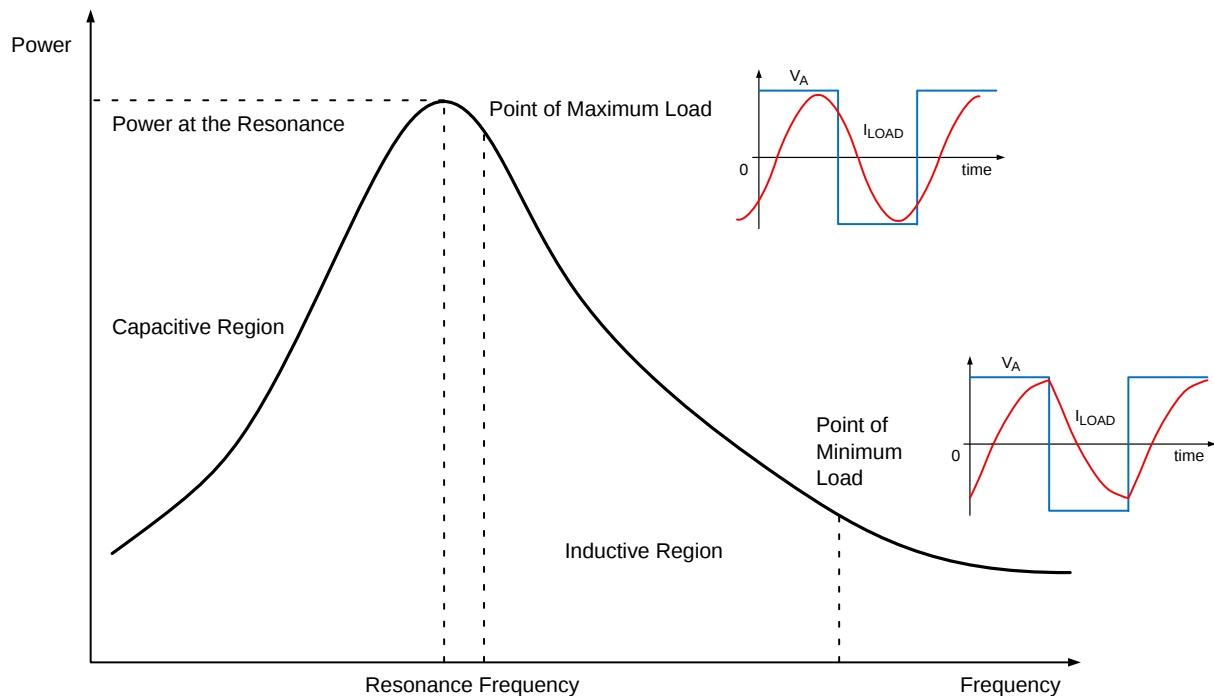


Figure 15. Output Power vs. Switching Frequency for Maximum Load and Minimum Load

对于这种类型的电路，基本上有三种操作模式：低于谐振频率、高于谐振频率和位于谐振频率。这三种模式的特点分别是， $f < f_{\text{res}}$ 时的电容性负载、 $f > f_{\text{res}}$ 时的电感型负载和 $f = f_{\text{res}}$ 时的纯电阻性负载。另请参阅图15。在感应加热应用的谐振半桥设计中，设计出能够在电感型负载区，同时在谐振范围内工作的整体系统很重要。这是因为，对于电容性负载区，存在三种可能会在接通时损坏装置的有效效应：相反极性开关的反向并联二极管的反向恢复；晶体管输出电容的放电和米勒电容效应。

半桥的工作原理

在本节中，将探讨感应加热应用半桥的工作原理。图16显示当转换器在接近谐振频率条件下工作时，IH灶台在开关频率等于谐振频率时的电压波形图(上图蓝色波形)、流入谐振电路电流的波形图(上图红色波形图)，以及转换器在接近谐振频率条件下工作时，两个开关的栅极信号(下图蓝色波形栅极T₁，和红色波形T₂)波形图。这种工作模式能够实现特定负载条件下的最大功率。

如果功率级低于最高值，那么开关频率升高，波形不再是正弦波。当炉子不在升压模式下工作时就会出现这种现象。图17显示了开关频率超过谐振频率条件下，两个开关的工作波形。正常操作基本上可以分为四个间隔期： t_0-t_1 、 t_1-t_2 、 t_2-t_3 和 t_3-t_4 。图18表示的是某个开关中的电路。半导体器件的传导顺序是 $D_1-T_1-D_2-T_2$ 。让我们先来看一下 t_0-t_1 (图17)。电流 t_0 穿过 T_2 之前，如果 T_2 断开， D_1 就会被迫进入传导状态，而 T_1 的栅极仍然断开。这是为了避免交叉导通。栅极 T_1 和栅极 T_2 同时断开的时段称为死区时间。 t_0 之时， T_1 的栅极接通，但是电流仍然如图17所示穿

过 D_1 。 t_1 之时，电流从负极流向正极，开始流入 T_1 。二极管的反向恢复电流穿过相对的IGBT，而且不会引起谐振半桥器件发生任何额外损耗。接通时，器件损耗为零，而断开时，具体的损耗则与高电流和高电压之间的交叉存在非常密切的关系。事实上， t_2 之时，开关 T_1 断开，但是电流仍然很高，这就引发与电压之间的重合，引起器件内产生断开损耗。此外还存在米勒效应，导致晶体管输入栅极电荷升高，断开速度变慢，损耗升高。 t_2-t_3 和 t_3-t_4 间隔期与之前的间隔期相同，唯一不同点在于 T_2 和 D_2 处于工作状态。

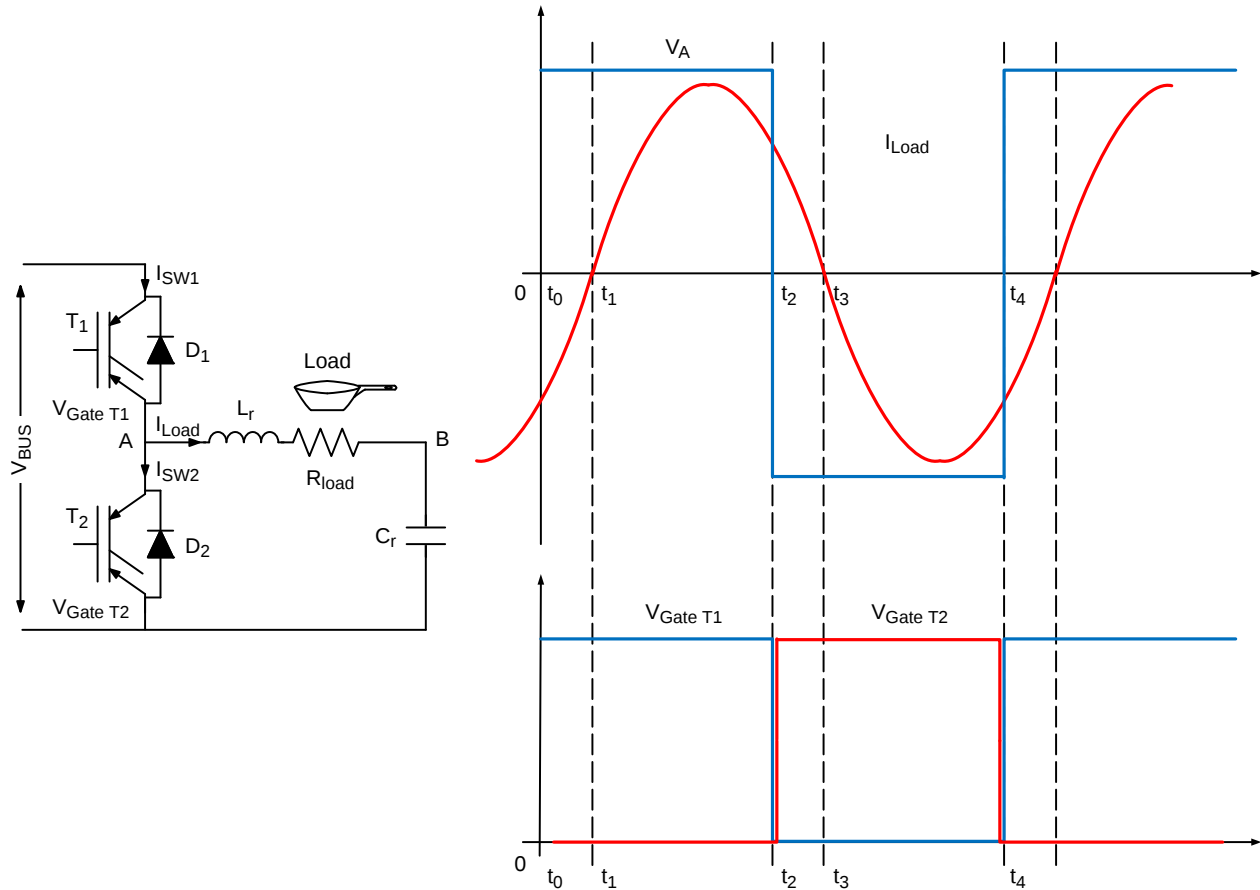


Figure 16. Resonant Half-Bridge Waveforms.

Upper Graph: Load Current (Red) and Voltage at the Central Point A (Blue).

Lower Graph: Gate Voltage for the Higher Side IGBT (Blue) and the Lower Side IGBT (Red).

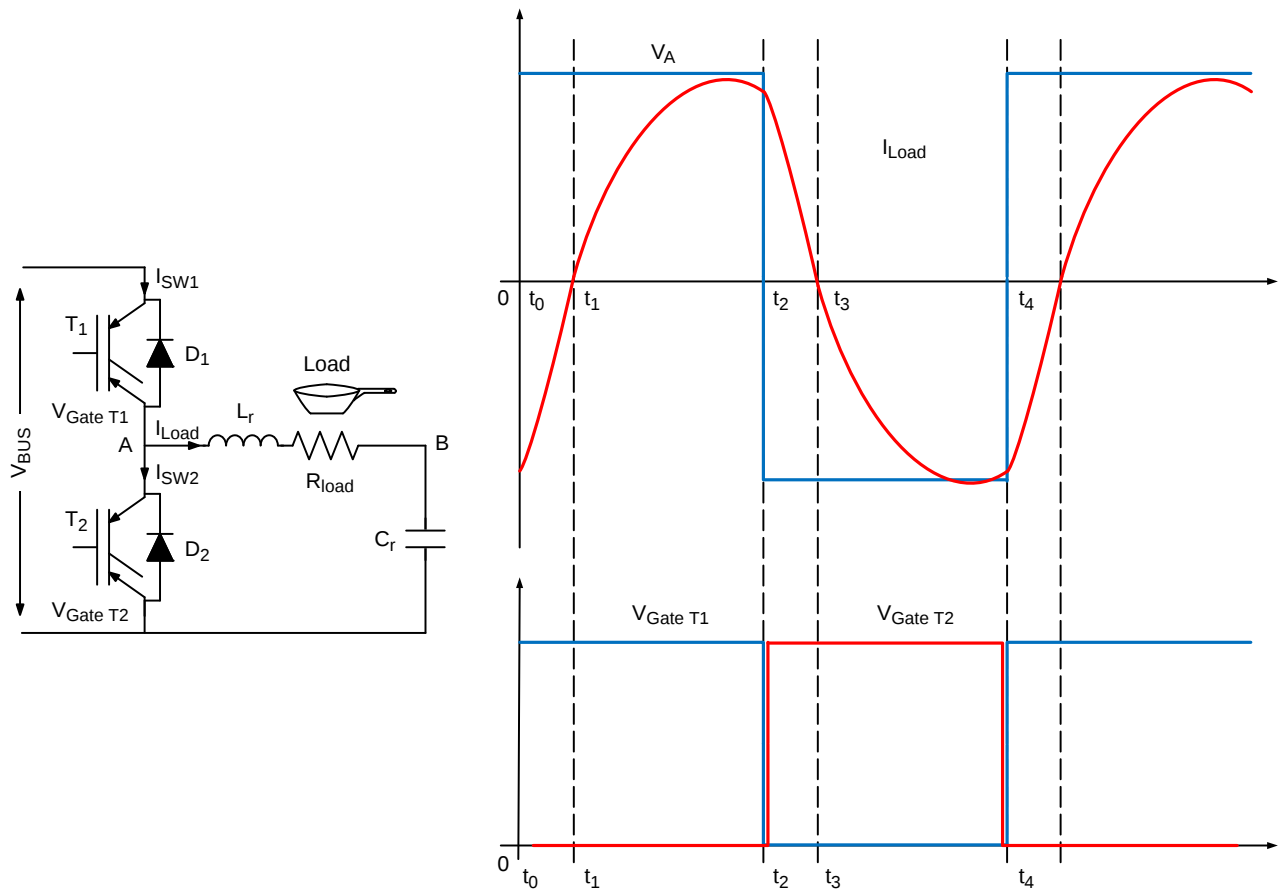


Figure 17. Resonant Half-Bridge Waveforms for a Switching Frequency > Resonant Frequency.
Upper Graph: Load Current (Red) and Voltage at the Central Point A (Blue).
Lower Graph: Gate Voltage for the Higher Side IGBT (Blue) and the Lower Side IGBT (Red).

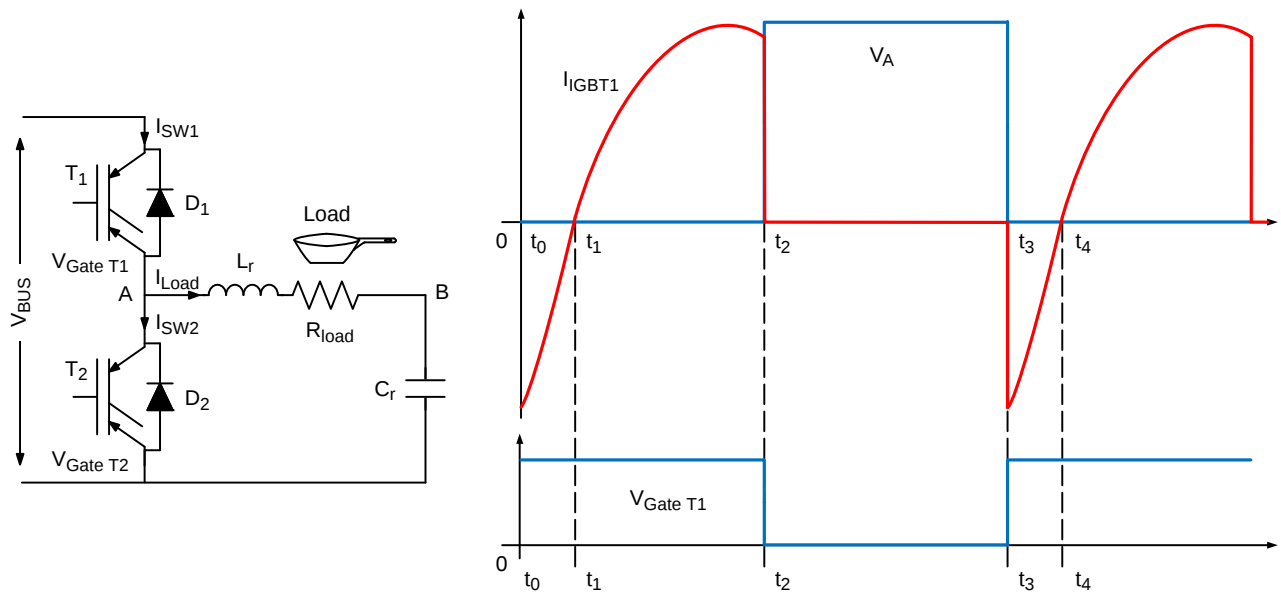


Figure 18. Resonant Half-Bridge Waveforms for the High Side IGBT T1 for Switching Frequency > Resonant Frequency.
Upper Graph: IGBT1 Current (Red) and Voltage Collector Emitter IGBT1 (Blue).
Lower Graph: Gate Voltage for the Higher Side IGBT (Blue).

准谐振

准谐振(QR)转换器[13] [14] [15] [16] [17] [18]在各种应用中广泛作为交流电源使用,例如感应加热灶台或为磁控管供电的微波逆变器应用。这种转换器对于家用电器有着特殊的吸引力,因为它只需要一个开关,通常是IGBT开关,而且只需要一个谐振电容。QR转换器是成本和能量转换效率两种因素的完美平衡。目前非常常见于亚洲市场台面单炉头灶台设计。

而这种类型转换器的一个缺陷就是调制范围有限。调制范围通常是指最高功率级(受到开关内最高允许电压的限制)和最低可设置功率(受零电压开关条件ZVS或软开关模式下损耗的限制)之间的比值。如果需要在ZVS模式下工作,那么IH灶台通常能够在谐振电压未达到零的功率级条件下工作。而在更低的功率级条件下,整体功率调制就成为极低频率条件下的脉冲宽度调制,以限制损耗的产生。在这种低功率工作模式下,装置可以在低功率级条件下工作1秒钟,然后关闭1秒钟。这要比锅体和锅子内食物的热时间常数短得多,也不会对烹饪操作产生任何不良影响;而且还有助于最大程度提高功率级的效率,限制IGBT开关温度升高。

在特定的负载条件下(即某种特定的锅体),最高功率级、最高电源电压、开关和谐振电容器的额定峰值电压可以通过QR理论计算,并且通过等式17得出近似值。

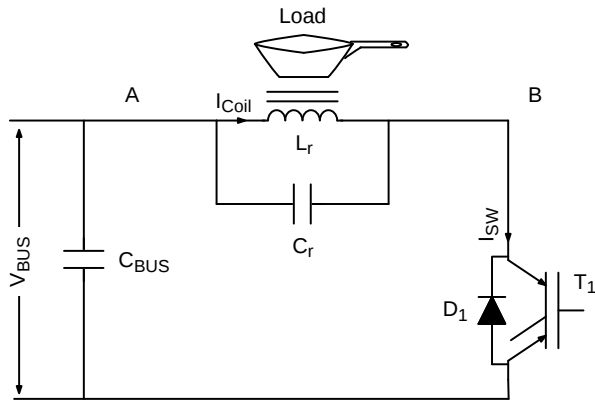


Figure 19. Impedance Module and Phase of the Equivalent Half-Bridge Resonant Circuit

$$V_{res} \cong \sqrt{\frac{2 \cdot E}{C}} \quad (\text{eq. 17})$$

式中, E是指 T_{ON} 阶段过程中, 贮存在负载感应部位的能量

$$E \cong \frac{1}{2} L \cdot I_{pk}^2 \quad (\text{eq. 18})$$

峰值电流与 T_{ON} , V_{dc-bus} 成正比

$$I_{pk} = T_{ON} \cdot \frac{V_{dc-bus}}{L} \quad (\text{eq. 19})$$

谐振电压 V_{res} 的计算可使用 T_{ON} 和 V_{dc-bus} 和表达式

$$V_{res} \cong \frac{T_{ON} \cdot V_{dc-bus}}{\sqrt{LC}} \quad (\text{eq. 20})$$

通常情况下, T_{ON} 在电源半衰期过程中保持恒定。

准谐振转换器的工作原理

对于QR转换器的工作, 主要有两个工作阶段(请参见图20): 充电阶段, 在此阶段中, 系统表现类似于LR 1阶系统, 以及谐振阶段, 在此阶段中, 系统表现类似于LRC 2阶系统。QR转换器按照两个阶段的顺序工作, 在第一个阶段中, 线圈(L_r)充电, 维持开关 T_1 处于接通状态, 并且基于感应器内的电流向负载输送电源。在第二个阶段过程中, 感应器内贮存的能量传输至谐振电容器(C_r), 并且部分消散至负载中, 也就是指锅体的底层。消散至电阻器中的能量就是输送至负载的实际能量。为了评估电路在稳定状态和开关部分的工作情况, 我们把波形分为四个间隔期: $(0-t_0)$ 、 (t_1-t_2) 、 (t_2-t_3) 和 (t_3-t_4) 。谐振回路从前一个间隔期(时间0之前)开始振荡。在如图20所示的0时间之时, 二极管 D_1 导电, T_1 的栅极断开。这一状态将持续至时间 t_0 。在时间 t_0 之时, 电流从负极流向正极, 并开始穿过 T_1 。因此, 在QR转换器中, 接通开关损耗从理论上可以完全消除, 密勒效应也不存在, 二极管的反向恢复电流穿过 T_1 , 不会对谐振电路产生任何额外的损耗。在QR转换器中, 断开损耗与高电流和高电压之间的过渡相关。事实上, t_2 之时, 开关 T_1 断开, 但是电流仍然很高, 这就引发与电压之间的重合, 引起装置内产生断开损耗。密勒效应也会导致损耗升高。装置电源断开后, 谐振回路开始振荡。这一谐振阶段可以分为两个间隔期, 在 t_1-t_2 期间, 整个装置内的电压是正电压, 流入线圈的电流是正电流, 而在 t_2-t_3 期间, 装置内的电压仍然是正电压, 但是流入线圈的电流也变为正电流。

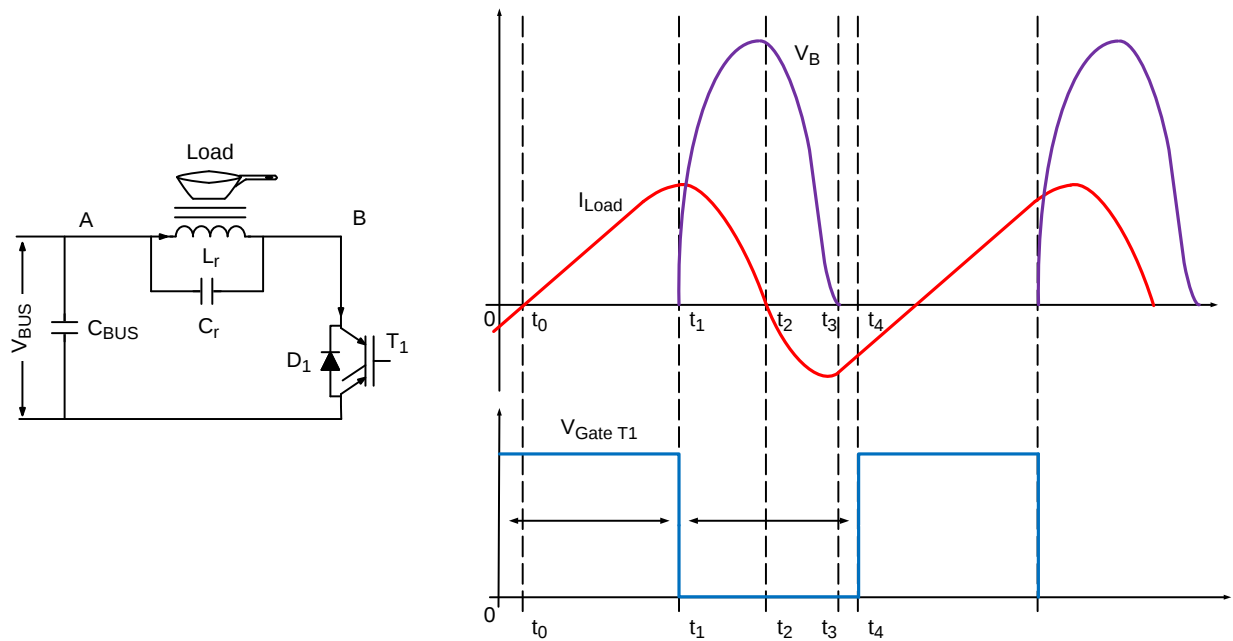


Figure 20. Quasi-Resonant Inverter Waveforms.

Upper Graph: Red-waveform is the Current into the Coil L_r , while the Purple-waveform is the Voltage across the Power Devices (T_1+D_1).

Lower Graph: IGBT Gate voltage

控制

接下来让我们重点研究一下两种结构的控制算法。两种拓扑结构的控制电路在基本工作模式方面存在显著的差异。谐振半桥逆变器受频率控制。特定功率级的开关频率是固定的，而两个控制闸极信号(高位IGBT和低位)互相偏离 180° ，固定占空比为50% (然而值得注意的是，为避免交叉导电，两个信号之间必须存在死区时间)。而反激准谐振逆变器则受 T_{ON} 控制。特定功率级的接通时间(T_{ON})是固定的，而断开时间(T_{OFF})则取决于谐振回路(L_r 和 C_r)。

下图为反激准谐振和谐振半桥拓扑结构的流程图。在图21中，展示了感应烹饪应用谐振半桥逆变器的一般控制算法。控制算法的第一步是检查输入电压是否处于限制范围内(最低和最高输入电压范围)。这一条件核实完毕后，进入下一个步骤，并闭合主继电器。随后等待零交叉，使定时器和采集操作同步。随后进行锅体检测。这一步骤主要确认锅体是否存在。如果

检测到锅体存在，控制算法将进入下一步骤，否则将停止。然后执行频率扫描操作。开始后，将施加频率，并且计算传输至负载的相对功率。从此时开始，初始频率将升高并且/或者降低，以生成一张表格，使得开关频率能够与各自相应的功率级产生关联。然后处理用户请求，从上述表格中选择一个开关频率，并在特定间隔期内对请求的功率和实际传输功率进行比较，以便传输用户所请求的功率级。如果功率超过请求的水平，那么开关频率将升高，否则将保持恒定。如果实际功率低于请求的水平，那么开关频率将降低。与此同时，所有保护装置将开始运行。

在图22中，展示了感应烹饪应用反激准谐振单开关逆变器的一般控制算法。该控制算法与谐振半桥的算法非常相似。主要差异就是驱动算法。在谐振半桥中，驱动数量是恒定占空比的开关频率，而在反激准谐振中，驱动数量是 T_{ON} [13]。

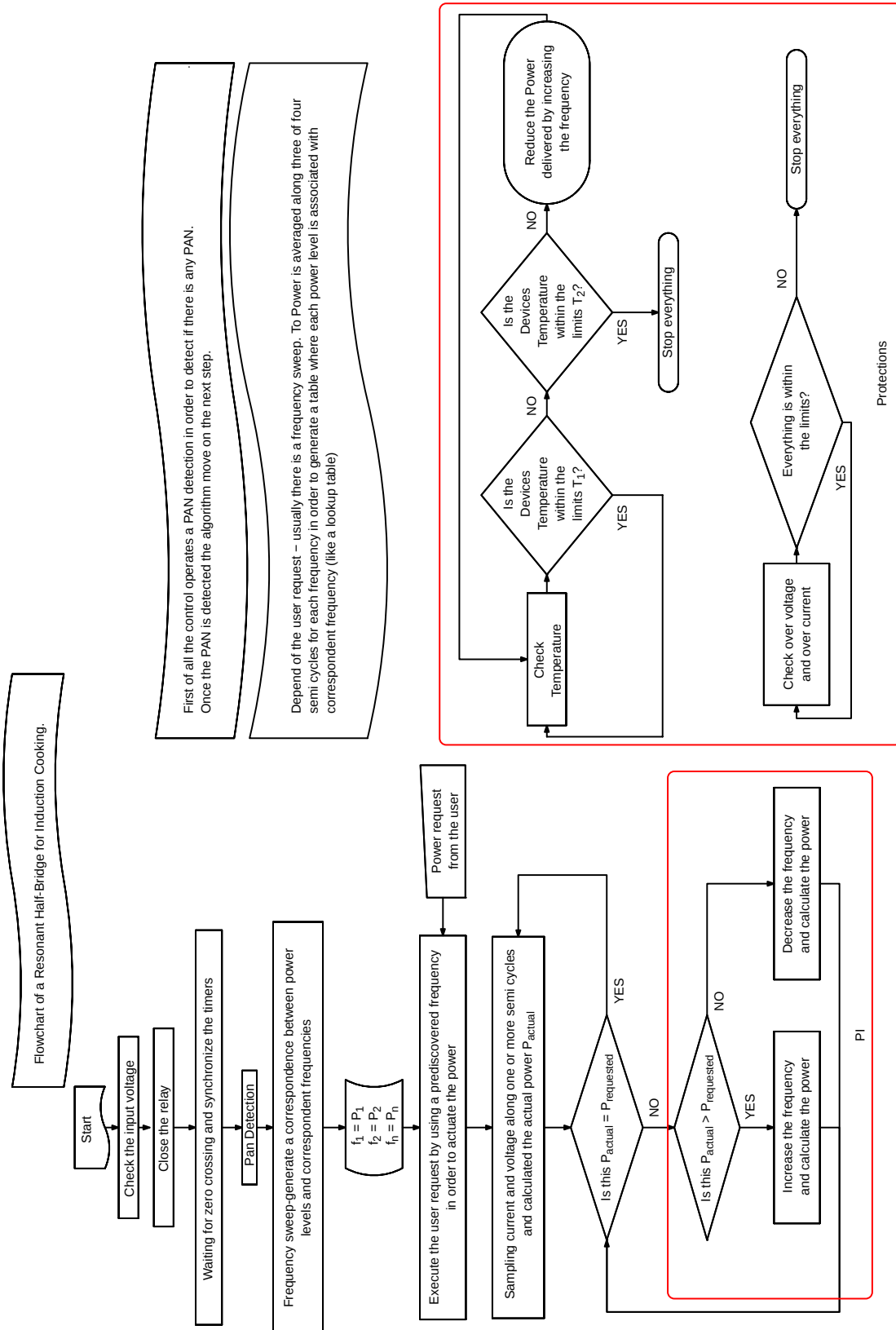


Figure 21. Flow Chart of a Generic Resonant Half-Bridge for Induction Cooking Control Algorithm

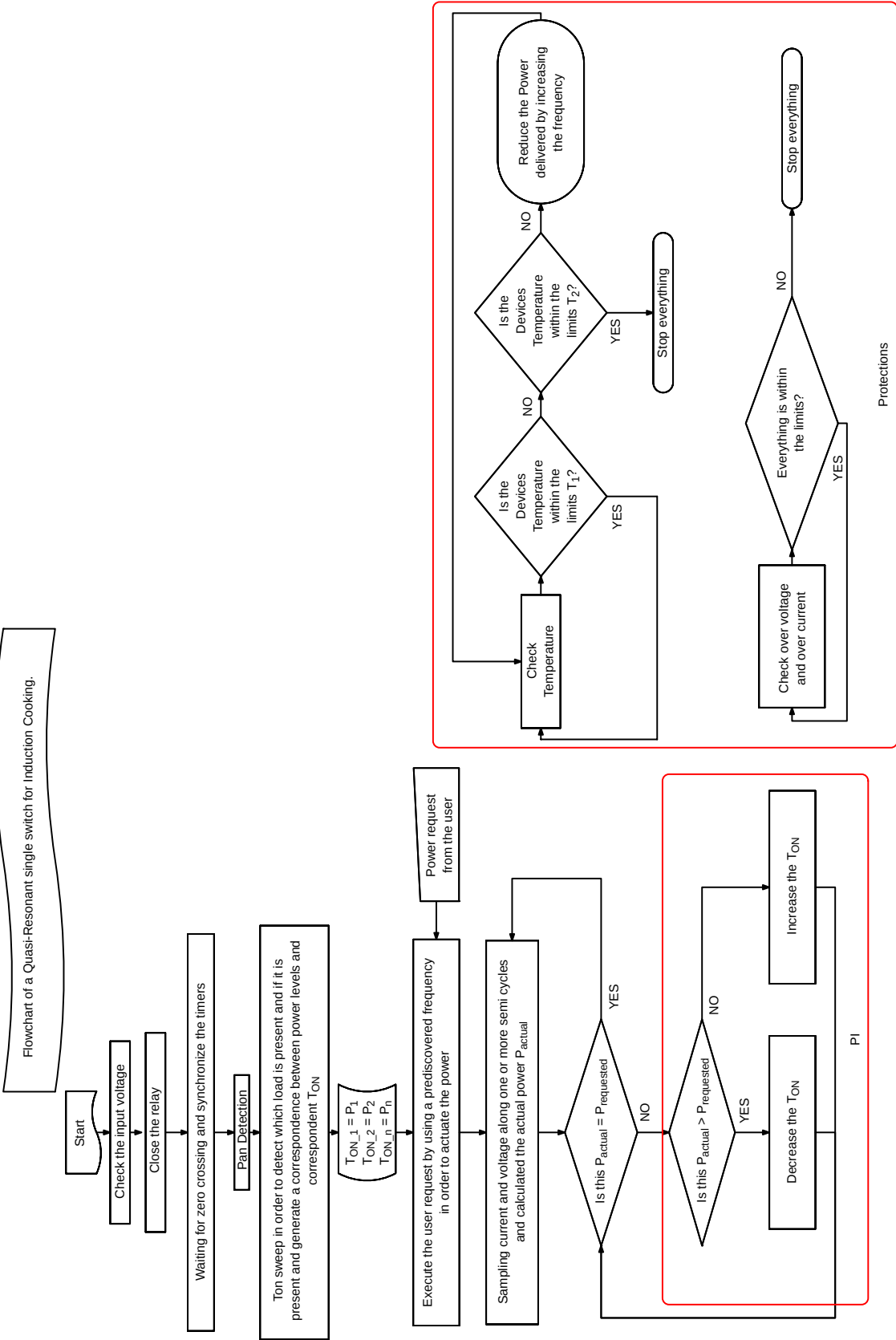


Figure 22. Flow Chart of a Generic Quasi-Resonant for Induction Cooking Control Algorithm

正常工作过程中的波形

在本段中，我们将展示两种转换器正常工作过程中的一些实际波形。图23展示了感应烹饪用谐振半桥的功率和相位，该拓扑结构带有谐振回路，回路由一个

29.5 μH 的谐振线圈，和一个两倍680 nF的谐振电容器组成。

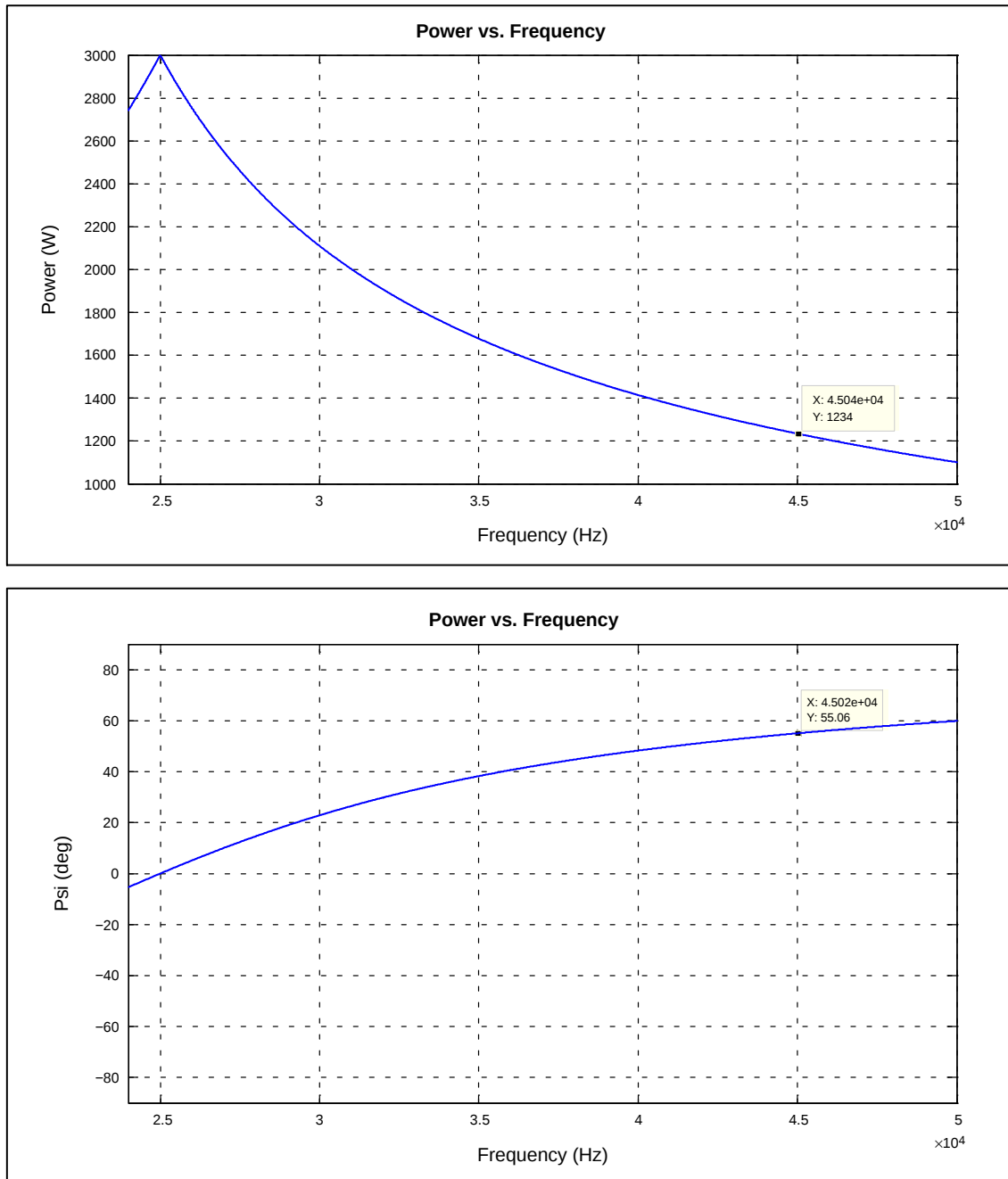


Figure 23. V_{in} 220 Vac – 1200 W Power and Phase for a Resonant Half-Bridge Inverter for a Cooking Application

图24、图25、图26、图27、图28和图29则展示了不同开关频率条件下谐振半桥逆变器的正常工作波形，频率范围在45 kHz (1,200 W) – 24.7 kHz (2,450 W)

之间。电流波形的形状随频率的改变而变化。频率越接近开关频率，流入线圈的电流波形就越趋向正弦波形(如图15所示)。

AND9166/D

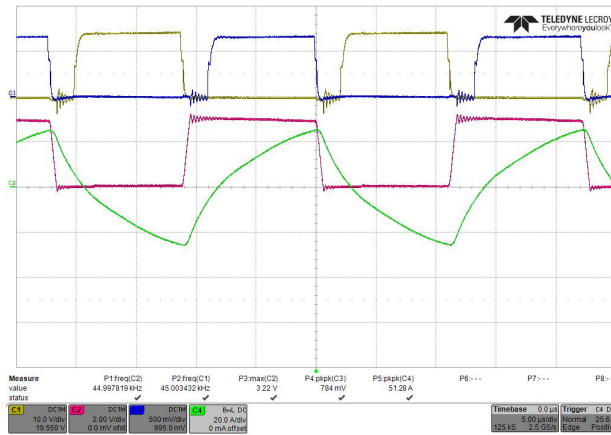


Figure 24. V_{in} 220 Vac – 1200 W – 45 kHz Switching Frequency Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (200 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Coil-Load Current (20 A/div). Time 5 μ s/div

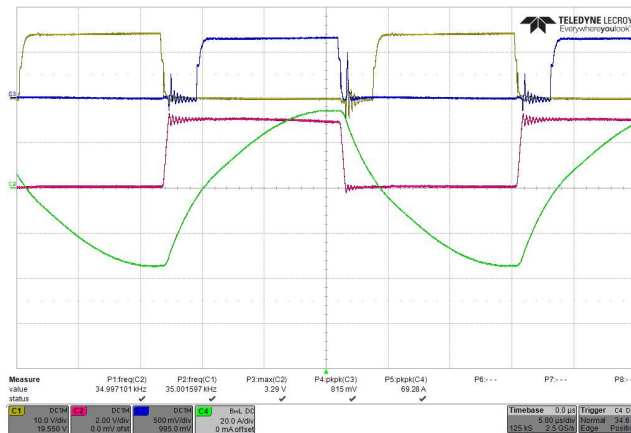


Figure 25. V_{in} 220 Vac – 1500 W – 35 kHz operation for a Resonant Half-Bridge inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (200 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Coil-Load Current (20 A/div). Time 5 μ s/div

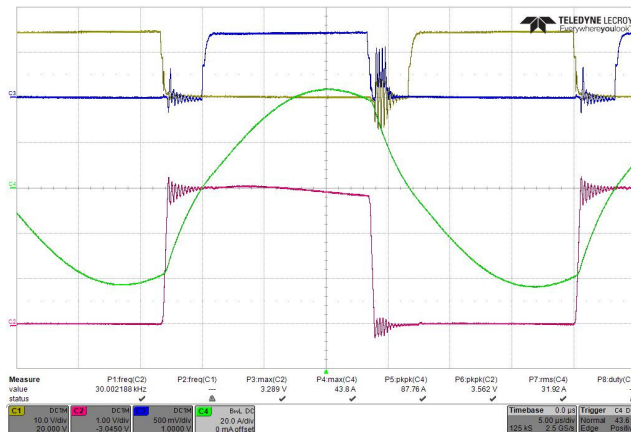


Figure 26. V_{in} 220 Vac – 1800 W – 30 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (100 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Coil-Load Current (20 A/div). Time 5 μ s/div

AND9166/D

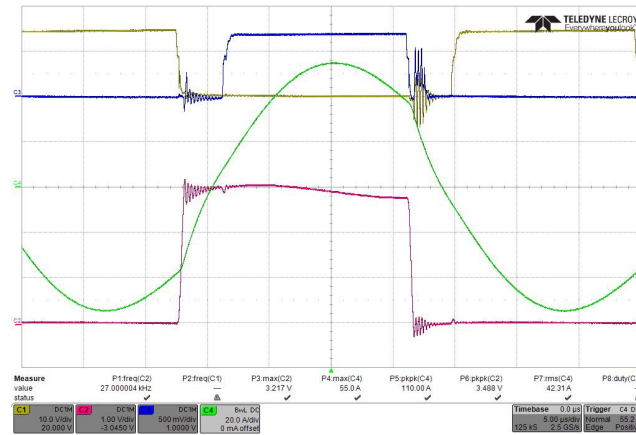


Figure 27. V_{in} 220 Vac – 2300 W – 27 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (100 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Coil-Load Current (20 A/div). Time 5 μ s/div

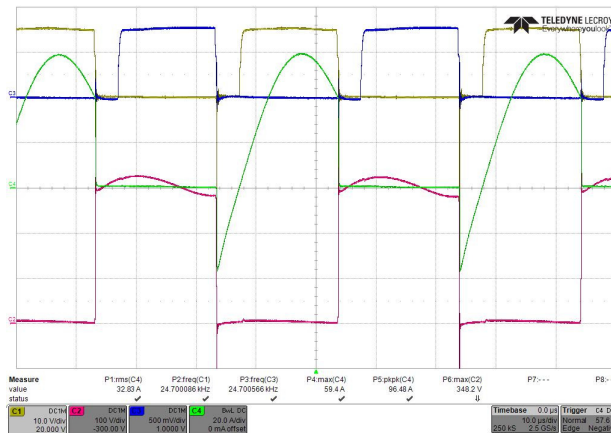


Figure 28. V_{in} 230 Vac – 2450 W – 24.7 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (100 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Low Side IGBT Collector Emitter Current (20 A/div). Time 10 μ s/div

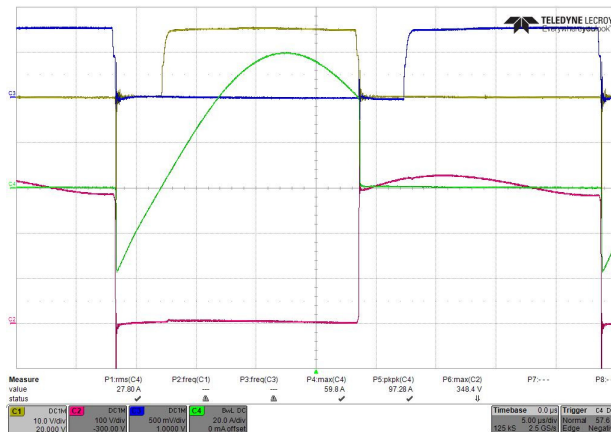


Figure 29. V_{in} 230 Vac – 2450 W – 24.7 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (100 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Low Side IGBT Collector Emitter Current (20 A/div). Time 5 μ s/div

图30和图31展示了烹饪应用反激谐振逆变器的正常工作波形。图32展示了谐振线圈中的电流波形。

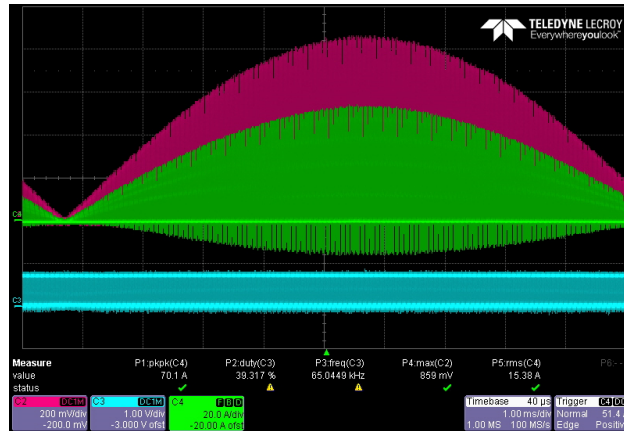


Figure 30. V_{in} 220 Vac – 2100 W – 65 kHz operation for a Quasi-Resonant Inverter: C2 IGBT Collector Emitter Voltage (200 V/div) C3 IGBT Gate Voltage (20 V/div) C4 IGBT Collector current (20 A/div). Time 1 ms/div

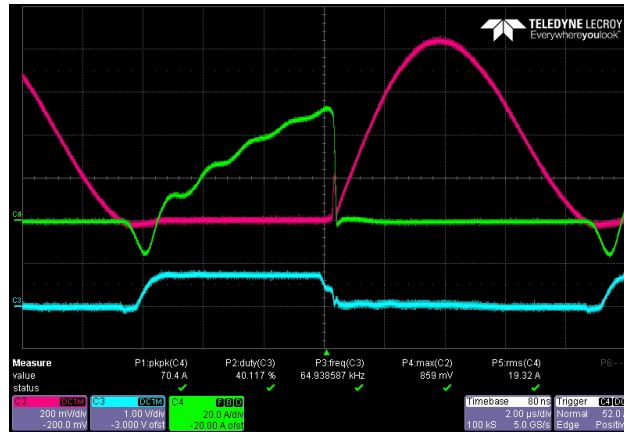


Figure 31. V_{in} 220 Vac – 2100 W – 65 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C2 IGBT Collector Emitter Voltage (200 V/div) C3 IGBT Gate Voltage (20 V/div) C4 IGBT Collector current (20 A/div). Time 2 μ s/div

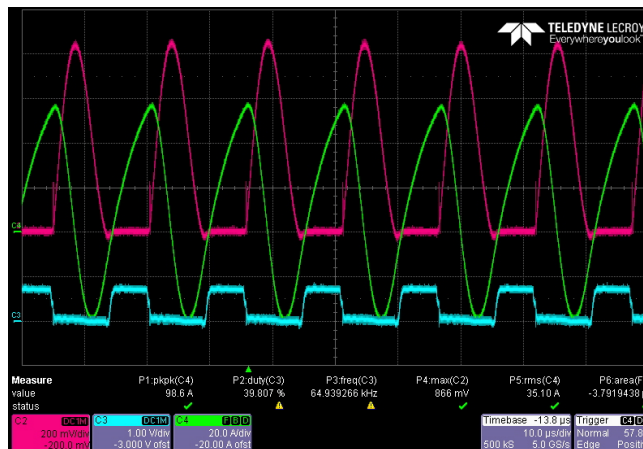


Figure 32. V_{in} 220 Vac – 2100 W – 65 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C2 IGBT Collector Emitter Voltage (200 V/div) C3 IGBT Gate Voltage (20 V/div) C4 IGBT Collector current (20 A/div). Time 10 μ s/div

结论

运用于烹饪应用的感应加热技术是一门非常具有吸引力的技术，而且由于其出色的能量转换表现而日益盛行。在本应用注释中，对感应加热在烹饪系统中的运用进行了全面的阐述和讨论。本文中所探讨的内容

不仅提供了感应加热理念背后的背景原理，而且还概括介绍了当前的技术和控制算法。此外，还列举了最常用的拓扑结构，即准谐振和谐振半桥拓扑结构的一些实际波形。

参考文献

- [1] Technical support document for residential cooking products. Volume 2: Potential impact of alternative efficiency levels for residential cooking products. U.S. Department of Energy, Office of Codes and Standards. Retrieved 2011-12-06
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics – Converters, Applications and Design*
- [3] M. K. Kazimieczuk, D. Czarkowski, “Resonant Power Converter”, John Wiley & Sons, inc.
- [4] *IGBT Applications Handbook – HBD871/D On Semiconductor* 2012
- [5] W. C. Moreland, “The Induction Range: Its Performance and Its Development Problems”, *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol. IA-9, no. 1, pp. 81, 85, Jan. 1973
- [6] J. Acero, J. M. Burdio, L. A. Barragán, D. Navarro, R. Alonso, J. R. García, F. Monterde, P. Hernandez, S. Llorente, I. Garde, “The domestic induction heating appliance: An overview of recent research”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, vol., no., pp. 651, 657, 24–28 Feb. 2008
- [7] AN9012: Induction Heating System Topology Review, Fairchild, July 2000
- [8] J. M. Burdio, F. Monterde, J. R. García, L. A. Barragán, and A. Martínez, “A two-output series-resonant inverter for induction heating cooking appliances”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 815–822, July 2005
- [9] H. W. Koertzen, J. D. v. Wyk, and J. A. Ferreira, “Design of the Half-Bridge Series Resonant Converters for Induction Cooking”, in *IEEE Power Electronics Specialist Conference Records*, pp. 729–735, 1995
- [10] S. Wang, K. Izaki, I. Hirota, H. Yamashita, H. Omori, and M. Nakaoka, “Induction-heated cooking appliance using new Quasi-Resonant ZVS-PWM inverter with power factor correction”, *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol. 34, no. 4, pp. 705–712, July/August 1998
- [11] J. M. Leisten and L. Hobson, “A parallel resonant power supply for induction cooking using a GTO”, in *Power Electronics and Variable-Speed Drives Conference*, 1990, pp. 224–230
- [12] O. Lucía, I. Millán, J. M. Burdio, S. Llorente, and D. Puyal, “Control algorithm of half-bridge series resonant inverter with different loads for domestic induction heating”, in *International Symposium on Heating by Electromagnetic Sources*, pp. 107–114, 2007
- [13] V. Crisafulli, C. V. Pastore, “New control method to increase power regulation in a AC/AC Quasi-Resonant converter for high efficiency induction cooker,” *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2012 3rd IEEE International Symposium on, vol., no., pp. 628, 635, 25–28 June 2012
- [14] V. Crisafulli, A. Gallivanoni, C. V. Pastore, “Model based design tool for EMC reduction using spread spectrum techniques in induction heating platform”, *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2012 13th International Conference on, vol., no., pp. 845, 852, 24–26 May 2012
- [15] N. A. Ahmed, A. Eid, Hyun Woo Lee, M. Nakaoka, Y. Miura, T. Ahmed, E. Hiraki, “Quasi-Resonant Dual Mode Soft Switching PWM and PDM High-Frequency Inverter with IH Load Resonant Tank”, *Power Electronics Specialists Conference*, 2005. PESC '05. IEEE 36th Issue Date: 16-16 June 2005 On page(s): 2830–2835
- [16] I. Hirota, H. Omori, K. A. Chandra, M. Nakaoka, “Practical evaluations of single-ended load-resonant inverter using application-specific IGBT and driver IC for induction-heating appliance”, *Power Electronics and Drive Systems*, 1995., *Proceedings of 1995 International Conference on*, vol., no., pp. 531–537 vol. 1, 21–24 Feb 1995
- [17] I. Hirota, H. Omori, M. Nakaoka, “Performance evaluations of single-ended quasi-load resonant inverter incorporating advanced-2nd generation IGBT for soft switching”, *Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, 1992. *Power Electronics and Motion Control*, *Proceedings of the 1992 International Conference on*, vol., no., pp. 223–228 vol. 1, 9–13 Nov 1992
- [18] H. Ogiwara, M. Nakaoka, “Zero-current soft-switched high-frequency induction-heating inverter using bipolar-mode normally-off SITs”, *Industry Applications Society Annual Meeting*, 1993., *Conference Record of the 1993 IEEE*, vol., no., pp. 1106–1112 vol. 2, 2–8 Oct 1993
- [19] K. Chatterjee, V. Ramanarayanan, “Optimum design of single switch resonant induction heater”, *Industrial Electronics*, 1992., *Proceedings of the IEEE International Symposium on*, vol., no., pp. 858–859 vol. 2, 25–29 May 1992

术语表

感应加热 (Induction Heating)	IH	导体等效电阻	
交换电流 (Alternating Current)	AC	(Equivalent Resistance of a Conductor)	R
磁场强度 (Magnetic Field Intensity)	H	零电压开关 (Zero Voltage Switching)	ZVS
通量密度 (Flux Density)	B	零电流开关 (Zero Current Switching)	ZCS
磁导率 (Permeability)	μ	半桥 (Half-Bridge)	HB
自由空间磁导率 (Permeability in Free Space)	μ_0	反激准谐振 (Quasi-Resonant)	QR
相对自导率 (Relative Permeability)	μ_r	从发电机角度的电路阻抗 (Impedance of the Circuit from the Generator Point of View)	Z_{series}
电动势 (Electromotive Force) (EMF)	e	角谐振频率 (Angular Resonant Frequency)	ω_0
磁通量 (Magnetic Flux)	Φ	质量系数 (Quality Factor)	Q
匝数 (Number of Turns)	N	谐振频率 (Resonant Frequency)	f_{res}
电流密度 (Current Density)	J	电流和电压之间的相位	
导体表面电流密度		(Phase between the Current and the Voltage)	φ
(Current Density at the Surface of the Conductor)	J_S	绝缘栅双极晶体管	
趋肤深度 (Skin Depth)	δ	(Insulated Gate Bipolar Transistor)	IGBT
深度 (Depth)	d	金属氧化物半导体 (Metal-Oxide-Semiconductor)	MOS
导体电阻率 (Resistivity of the Conductor)	ρ	双极结型晶体管 (Bipolar Junction Transistor)	BJT
角频率 (Angular Frequency)	ω	穿通 (Punch Through)	PT
从电能转换到热能的功率 (Power Converted from		非穿通 (Non Punch Through)	NPT
Electrical Energy to Thermal Energy)	$\dot{Q}$	场终止技术 (Field Stop Technology)	FS

ON Semiconductor 和  是 Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC) 公司的注册商标。SCILLC 持有大量专利、商标、版权、商业机密相关权利和知识产权。可访问 www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf 了解 SCILLC 产品/专利内容。SCILLC 保留对本文中提及的产品进行改良的权利，恕不另行通知。SCILLC 对其产品对于任何特定用途的适用性不作任何保证、陈述或担保，SCILLC 对由于任何产品或电路的应用或使用而产生的问题不承担任何责任，并且明确免除任何以及全部责任，包括但不限于特殊、因果或意外损害。SCILLC 数据表和/或规格中提及的“典型”参数会在不同的应用中有所不同，并且实际性能也会随着时间的流逝而变化。所有其他操作参数，包括“典型”参数都必须由客户自己的技术专家针对各自的应用进行核实。SCILLC 不转让其专利权或其他权利相关的许可。SCILLC 产品并非设计、预期或授权用于作为人体移植手术系统的组成部分，或其他支持或维持生命的其他应用的组成部分，或一旦 SCILLC 产品发生故障，可能会导致人身伤害或死亡的任何其他应用。如果买方将 SCILLC 产品用于任何上述非预期或未经授权的应用，那么买方应针对由于上述非预期或未经授权使用而引起的人身伤害或死亡事件而引发的任何索赔，向 SCILLC 及其官员、员工、子公司、关联公司和经销商补偿相关成本、损失和费用，以及合理的律师费，即使上述索赔断言 SCILLC 在产品的设计或制造方面存在过失。SCILLC 是提供平等机会、积极行动的雇主。本文档受所有适用的版权法的管辖，不得以任何形式转售。

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 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