

用于电磁炉和谐振应用的逆导 IGBT

关于本文档

范围和目的

本文旨在介绍电磁炉的工作原理，并提供英飞凌 IGBT 技术在电磁炉应用中的最佳适用见解，同时还为设计目标应用提供了基本指南。该文档还适用于变频微波炉的应用。

目标读者

需要选择 IGBT 来设计谐振变换器实现电磁炉应用的工程师。

目录

目录

关于本文档.....	1
目录	2
1 简介	3
2 感应加热原理.....	5
3 电磁炉应用中的谐振变换器拓扑	8
3.1 功率半导体器件的硬开关与软开关操作.....	8
3.2 准谐振 (QR) 变换器.....	9
3.2.1 QR 变换器基本方程式.....	10
3.2.2 QR 变换器的硬切换操作.....	11
3.2.3 过压保护	13
3.2.4 准谐振变换器在电磁炉中的优缺点.....	14
3.3 半桥串联谐振变换器.....	15
3.3.1 半桥串联谐振变换器基本方程式.....	19
3.3.1.1 用一阶谐波近似法进行分析	20
3.3.2 脉冲宽度调制方案下，半桥串联谐振变换器的运行.....	22
3.3.3 半桥串联谐振变换器在电磁炉应用的优缺点.....	23
4 用于电磁炉烹饪的英飞凌 IGBT 技术和产品.....	24
4.1 QR 变换器对 IGBT 及二极管的要求.....	24
4.2 HBSR 变换器对 IGBT 和二极管的要求	27
5 参考文献	29
文档修订记录	30
声明	31

简介

1 简介

迈克尔·法拉第 (Michael Faraday) 在 1831 年发现了电磁感应加热原理。他通过一个实验将两个线圈绕在磁芯上。当电池连接到第一个线圈并进行开关时，可以用电流计在第二个线圈上测量到相反电流。他以此得出结论：磁场的变化可以产生电流。由于初级线圈与次级线圈无电连接，他称次级线圈电压为“感应”。法拉第基于该实验发明了一项普遍定律指出：“电路中感应的电动势 (EMF) 与磁通量随时间的变化率成正比。”海因里希·伦茨后来提出：感应电动势的极性会产生电流，进而产生磁通量以抵消回路中的磁通量变化。[1]

这种原理用于转换不同电平的电压，从而实现电力高效传输和电气设备运行。在能量转换过程中，观察到磁芯内部产生了热量。磁芯通常由层叠的钢片制成。在许多实际应用中，发热是一种不希望出现的现象，因此所有电气设备的设计都旨在将热量降低到最小。然而，有些系统的主要目标是产生热量（例如工业炉）。针对这些系统，电磁场可进行感应和热量产生，而无需直接进行热接触。这项技术因而被称为感应加热技术，在应用于烹饪领域时，通常称作电磁感应烹饪。



图 1 电磁炉的典型外观：a) 单灶，b) 多灶。

感应加热产生的热量取决于几个系数，如场频率、加热容器材料以及场与容器的耦合。通常情况下，容器中驱动的磁场频率和振幅越高，容器产生的热量就越多。在先进设计中，20 kHz 至 75 kHz 的频率范围为大多数铁磁材料提供高达 4 kW 的加热功率。为了将操作范围扩展到非铁磁材料（例如铸铁甚至铝），通常需要更高频率和更强磁场，从而将频率范围扩展到 100 kHz。这种磁场通过逆变器产生，逆变器以所需频率的振荡电流来刺激线圈。在该频率范围内，由于 IGBT 具有高电流能力，IGBT 是最常用的功率半导体器件，用于控制电流。受限于功率半导体器件的开关损耗以及由此产生的热应力，家用灶具在最高额定功率下的工作频率通常限制在 20 kHz 至 40 kHz。为了减少线圈产生的可闻噪声，并且允许不同材料的广泛应用，主要原因是提高开关频率。一种替代方案是使用基于硅或宽带隙材料的功率 MOSFET。这种方案可以提高工作频率，但由于开销较高，竞争力仍然较低。

简介

图 1 展示了几款在售电磁炉。美国能源部数据显示，当前感应加热设备可节省 25% 的一次能源，而在工艺加热方面，节能效果甚至可提升至 60%[1]。若要提高商用和住宅应用中逆变器的效率，需采用先进控制系统和新一代功率半导体。为优化这些器件的电气性能，英飞凌科技持续开发新一代半导体。650V 至 1600V 的 IGBT 在感应加热设备中得到了广泛应用。采用这样宽泛的电压等级主要是因为构建高频逆变器时使用了不同的电路拓扑。以下将介绍几种常见的电路拓扑，并阐述英飞凌科技针对各种拓扑设计出的 IGBT 所具备的主要特性。

感应加热原理

2 感应加热原理

正如前一节所述，为了在容器中产生热量，需要通过物理激励线圈中的电流循环来生成交变磁场[2]。对于平面表面的感应炉，通常使用平面线圈，这些线圈有时也称为“煎饼线圈”。然而，在其他类型的设备中，线圈可以有不同的形状。典型的线圈排列如图 2 所示。在大多数情况下，线圈利用铁氧体棒来增加磁场的约束并实现更好的对准。线圈的设计和 optimization 通常借助 3D CAD 和电磁仿真软件来完成[3]。



图 2 不同电磁炉线圈的形状。

线圈磁场与激励电流的关系如下：

$$\Phi = L * I,$$

其中， Φ 是穿过线圈表面的磁通量， L 为线圈的等效电感。从前面的方程式可以看出，线圈产生的磁通量与电流的振幅成正比。只要线圈周围没有其他导体，磁场就不会传递任何能量，线圈吸收的主要是无功能量。如图 3a 所示，当一个容器放置在线圈上方时，场开始渗透到容器的底部表面。此场景下，耦合到容器的磁场有两个作用：

- 根据法拉第-伦茨定律，由于磁场随时间变化的速率，在容器中产生了与之成比例的电动势（EMF）。

$$E = - \frac{d\Phi_c}{dt},$$

其中， Φ_c 是耦合到容器的磁通量。导电材料会使施加的 EMF 产生电流 I ，从而加热容器底部表面。

- 如果容器由强磁敏感材料（如铁磁材料）制成，振荡磁场会因迟滞产生损耗。在这种情况下，热量的产生与特定材料的滞回区（迟滞）面积成正比。

感应加热原理

图 3a 模拟了一种磁场分布，右侧展示了该容器的材料结构¹。可以看出，在线圈和容器之间的区域产生了最高的场密度。该图还说明了磁性材料条形物的效果，可以防护通常放置在线圈下方的电子元件免受磁场的影响。这些条形磁铁还可以将磁场限制在一个较小的区域，从而进一步提高容器底部的场密度。

根据前面的分析，可以看出，通过增加交流电的振幅或频率，或增强磁场与容器之间的磁耦合，可以增加热量生成。上述两种效应叠加，引起容器底部散热。典型炊具由非常好的导电材料制成，主要热量来自滞回。在与容器具有相同耦合的情况下，对于典型的非铁磁材料如铝，需要一个振幅和频率都远高于铁磁材料的场。

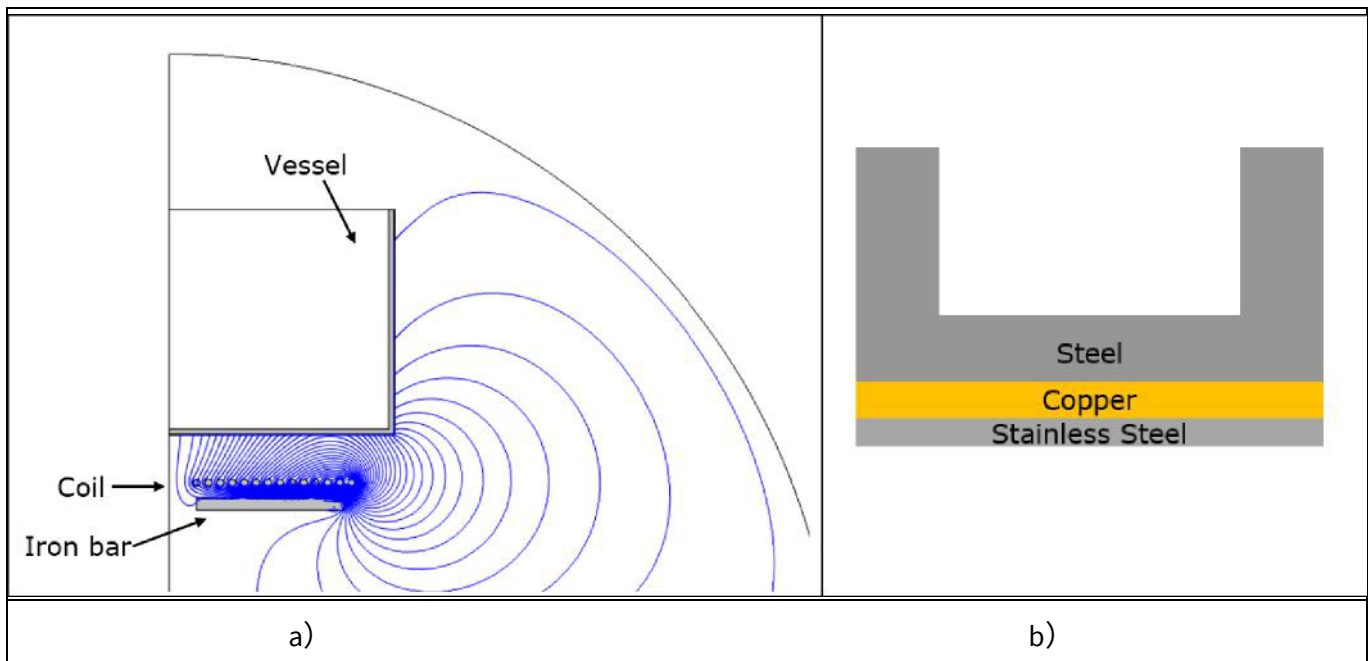


图 3 a) 线圈和容器布置的场模拟；b) 容器材料原理图。

如简介所述，线圈的电感值是其特征，因此，可以用一个简单的电感器来表示。另一方面，容器也可以视为一个（等效线圈数=1 的）电感器。通过这种简化，可以用一个简单的变压器来表示线圈和容器的等效模型。耦合系数表明了线圈产生的场与容器之间的耦合程度。

Note: 概述部分省略了仿真几何形状和边界条件的详细信息，旨在精准提供线圈与容器之间磁耦合的基准。如需进行更详细的分析，请进一步了解线圈设计和容器的实际信息。本文档不提供相关信息。

¹ 由于该电流在垂直磁场的闭合回路中流动，因此通常称为“涡流”。

感应加热原理

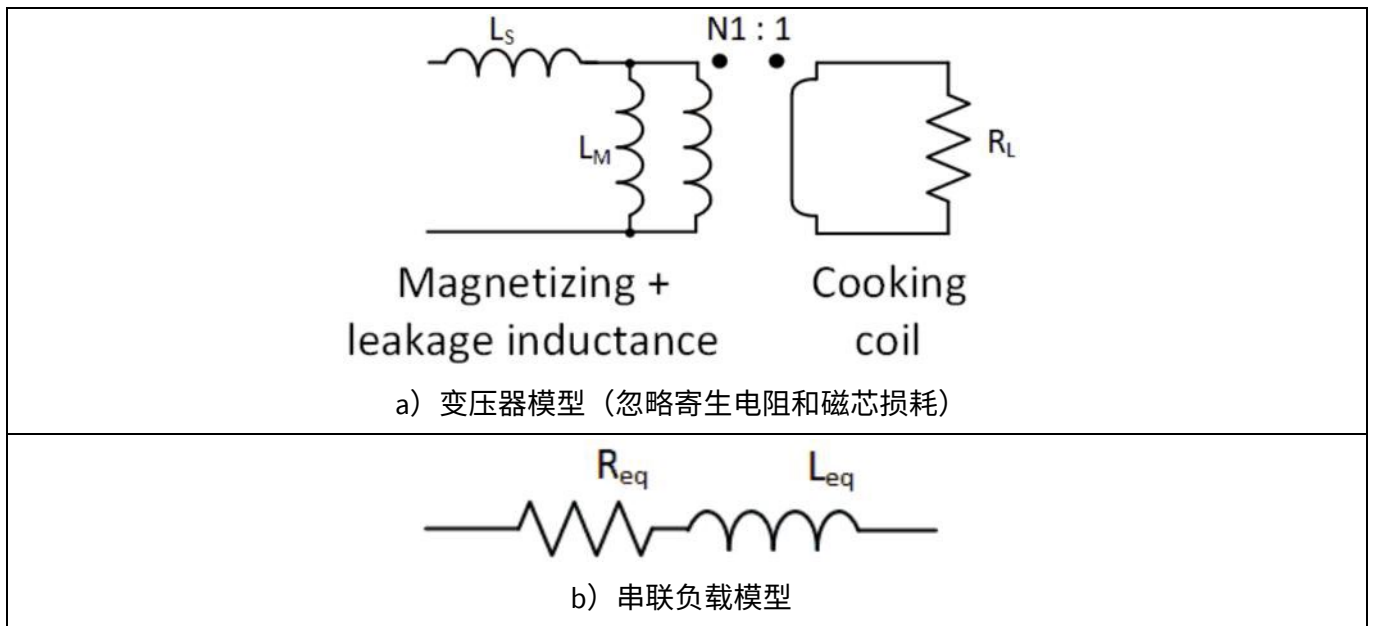


图 4 线圈与容器布置的等效模型。

为提高耦合系数，需要尽量减少线圈与磁芯之间的距离。在典型电磁炉中，线圈与玻璃表面的垂直距离通常在 1 到 3cm 之间。磁场耦合的效果主要取决于炊具与线圈中心的对准。非单位磁耦合能够提供各种优势，详情请见后续部分。非单位磁耦合产生的漏电感可以与电容器结合，通过谐振逆变器拓扑结构产生振荡电流。下一节会讨论拓扑结构。图 4 展示了两种不同的线圈和炊具布置模型。第一种是松耦合变压器方法，虽然在物理上更为准确，但使用起来更为复杂。第二种是串联负载模型，更易于使用，是通过忽略励磁电感的影响从第一种模型推导出来的。通过仿真或直接测量线圈端子的阻抗，可以获得线圈与容器的等效模型。在这两种情况下，必须明确考虑温度对参数的影响。

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

3 电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

构建感应烹饪设备主要有三种不同的拓扑结构[4]，包括：

- 准谐振变换器，也称为单端并联谐振变换器，在亚洲特别受欢迎，主要用于单灶和电饭煲，也用于低端领域的多头炉和变频微波炉。
- 半桥串联谐振变换器：主要用于高端多头灶和微波炉。
- 全桥串联谐振变换器：能够提供更高的功率，通常限于商用烹饪设备市场。

前两种拓扑结构主要用于家用电磁炉应用，以下仅针对这两拓扑展开分析。在详细分析每种拓扑的工作原理之前，需要对硬开关和软开关的操作概念有基本的认识。

3.1 功率半导体器件的硬开关与软开关操作

在现代电力电子变换器中，一个或多个电力开关不断地在通态和关断态之间切换。如图 5a 所示，在大多数应用中，每次换向期间的某个时间间隔内，切换的电流和电压都是非零的，因此每次换向都会产生显著的功率耗散。这种操作通常称为硬开关换向模式。每次换向过程中产生的损耗通常会限制功率变换器的开关频率。通常，提高开关频率有助于减小无源元件尺寸。为了使操作频率超越开关损耗所限制的极限，可以设计一种功率变换器，使得功率开关采用所谓的软切换换向进行操作[5]。在这种换向中，开关要么在电压为零时切换（ZVS，零电压切换），要么在电流为零时切换（ZCS，零电流切换）。某些配置可以同时实现 ZVS 和 ZCS。图 11 是一个典型的 ZVS 曲线。

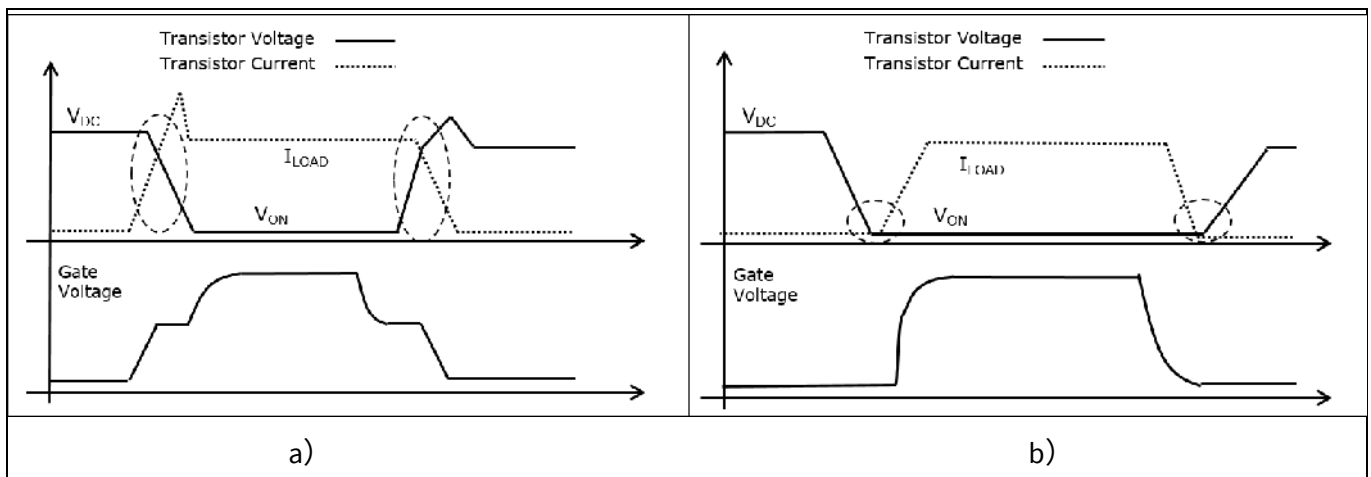


图 5 典型硬开关 (a) 与零电压开关 (zvs) (b) 波形。

谐振变换器可实现功率开关的软开关操作。谐振变换器通过谐振电路生成振荡的电流和电压，实现 ZVS 和 /或 ZCS 操作。由于同样的振荡电流既可以用于软开关转换，也可以在锅具中产生加热磁场，因此谐振变换器可高效应用于电磁炉应用。

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

3.2 准谐振 (QR) 变换器

图 6a 是典型准谐振变换器[6]的原理图。该拓扑结构由单个 IGBT 和反并联二极管组成，并连接到谐振槽。谐振线圈与电磁炉中用于产生场的线圈类型相同。IGBT 典型开关波形如图 6b 所示。当开关打开时，电流首先流经二极管，然后在极性改变后流向 IGBT。在二极管换向到 IGBT 时，由于电流变为零且电压始终很低，因此实现了 ZVS 和 ZCS 开通。在 IGBT 关断时，电流下降得非常快，而集电极电压由于受谐振电容的限制，上升得相对较慢。因此，在关断时也可以实现虚拟 ZVS 操作。

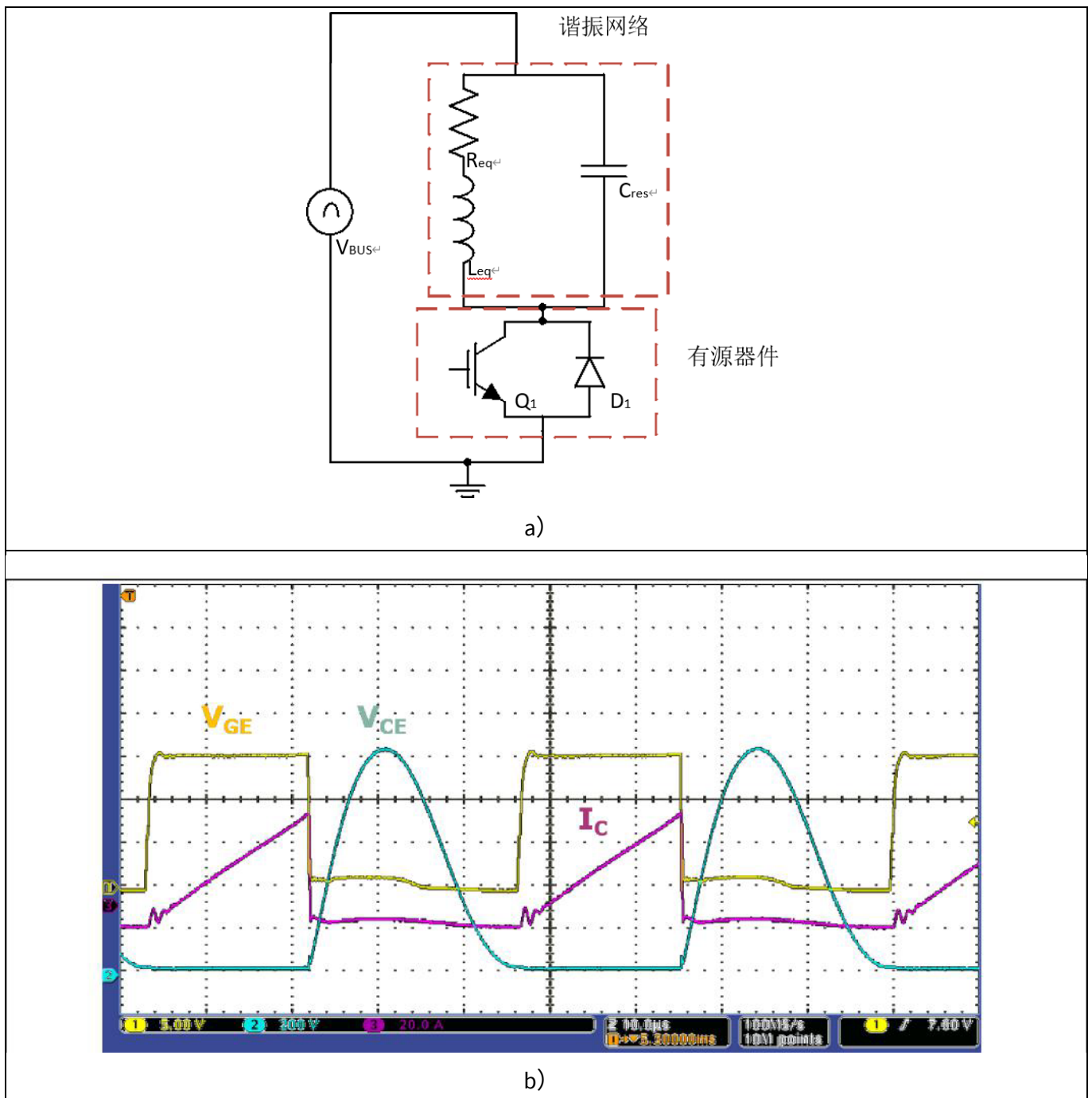


图 6 准谐振变换器原理图及典型 IGBT 波形。

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

图 7 显示了准谐振变换器在一个开关周期内的四个工作阶段[8]:

- 阶段一：当电感器电流极性变化时，IGBT 随之导通。在此阶段，由于母线电压 (VBUS) 和谐振电感的比率，电感电流 (即 IGBT 电流) 几乎呈线性模式增加。IGBT 关断时，阶段一结束。
- 阶段二和三：电流在电感和电容之间流动。因此，电感电流和电容器电压会以谐振槽的自然频率谐振。阶段二在电感电流变为负值时结束；当开关上的电压变为负值且二极管开始导通时，阶段三结束。
- 阶段四：当开关电压变为略微负值时，二极管会导通。在此阶段中，有源器件电流为负 (从发射极流向集电极)，且其绝对值逐渐减小。变化速率几乎恒定，并且大约等于阶段一的上升速率。

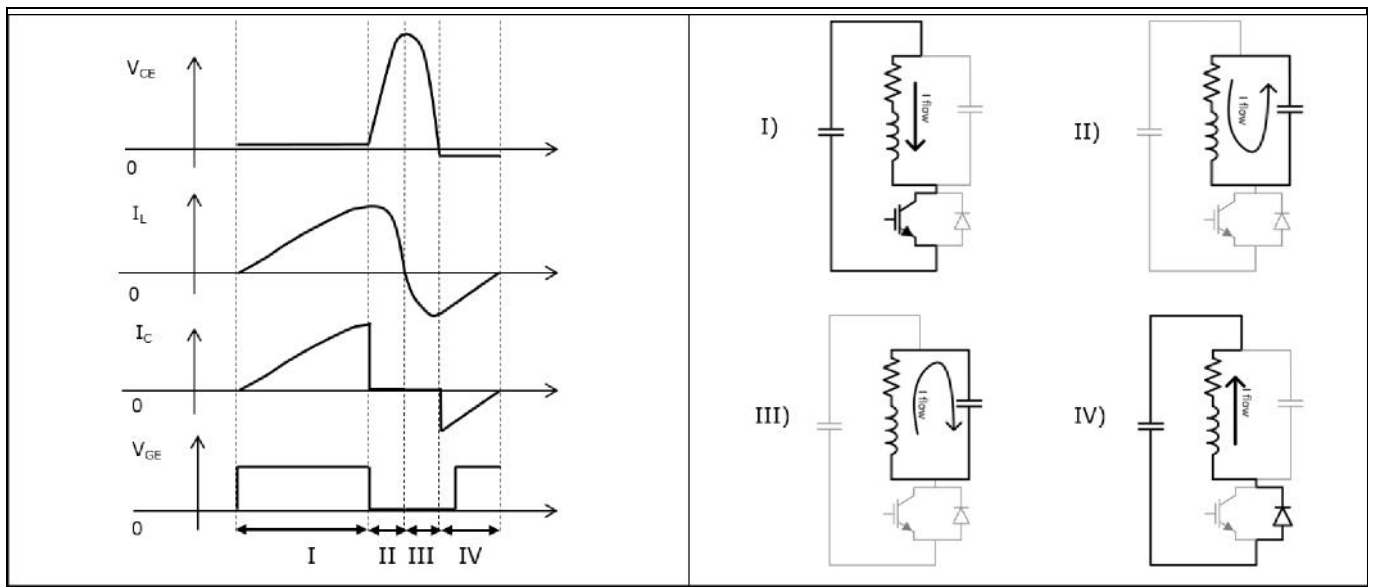


图 7 准谐振变换器状态。

在准谐振变换器中，通过改变 IGBT 的通态时间实现功率控制。IGBT 导通时间越长，谐振电感中的峰值电流越高，传递到容器的功率也越大。

3.2.1 QR 变换器基本方程式

在给定的开关周期内，参数 VBUS 是总线电容器上的电压，默认为常数。

- 在阶段一和阶段四，电路表现为典型的 RL 串联电路，可以用以下方程式描述：

$$I_C = I_L = I_0 + (I_{MAX} - I_0) * (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (1)$$

其中， $I_{max} = \frac{V_{BUS}}{R}$ ， $\tau = \frac{L}{R}$ ， I_0 是二极管的导通电流。

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

IGBT 的峰值电流可以表示为其导通时间 T_{ON} 的函数：

$$I_{IGBT,peak} = I_0 + (I_{MAX} - I_0) * (1 - e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}}) \quad (2)$$

- 在阶段二和阶段三，由于初始电流等于 IGBT 关断电流，电路作为典型的 RLC 串联网络运行。假设电流存在阻尼振荡行为[7]，其典型方程式可以写为：

$$I_L = A * e^{-b} * \sin(c * t + \gamma) \quad (3)$$

其中， $b = \frac{R}{2*L}$ ， $c = \sqrt{\omega_0^2 - b^2}$ ， $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L*C}}$

必须根据以下边界条件确定系数 A 和 γ ：

$$I_L(0) = I_{IGBT,peak} \quad I_L(T_{OFF}) = I_0$$

初步估算时，可以通过以下公式，从电感器的最大电流计算 IGBT 在关断状态下的最大峰值电压：

$$V_{CE,peak} = \sqrt{\frac{2*E}{C}} \quad (4)$$

其中，E 是储存在谐振电感中的能量，约等于 $E = \frac{L*I_{MAX}^2}{2}$ 。从方程式 4 可以明显看出，IGBT 在关断时的电压与电感电流呈线性关系，与电感值呈平方根关系。然而，上述公式是基于等效电阻为零的近似推导，因此实际的峰值电压确实较小。

3.2.2 QR 变换器的硬切换操作

只要电感电流能够流经二极管，在 QR 变换器中就可以实现 ZCS 和 ZVS IGBT 开通操作。在谐振期间，这种情况只有 IGBT 电压变为负值时才会出现。如果在 IGBT 关断时，电感储能太少或容器等效阻抗较高，IGBT 电压可能无法降至零。如图 8 所示，虽然 IGBT 仍然处于零电流状态，但无法再在零电压下进行切换。在 IGBT 开通时，由于谐振电容器的快速放电，会出现较大的电流尖脉冲。在此阶段，IGBT 电流受其等效导通电阻和电路杂散电感限制。这种硬开关事件会增加 IGBT 的整体功率耗散。IGBT 开通期间的功率耗散可以估算为 IGBT 开通时谐振电容中的剩余能量与 IGBT 开关频率的乘积：

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

$$P_{diss,turn-on} = 0.5 * C * V * f_{sw}$$

(5)

其中， V_{ON} 是 IGBT 导通时，谐振电容中的剩余电压。可使用较低电平的栅极电压（例如 $10V^1$ ）限制开通尖脉冲。由于脉冲高度降低，系统 EMI 性能将得到改善。为提高系统的电流能力，应考虑从导通到最佳栅极电压的系统电压阶跃。

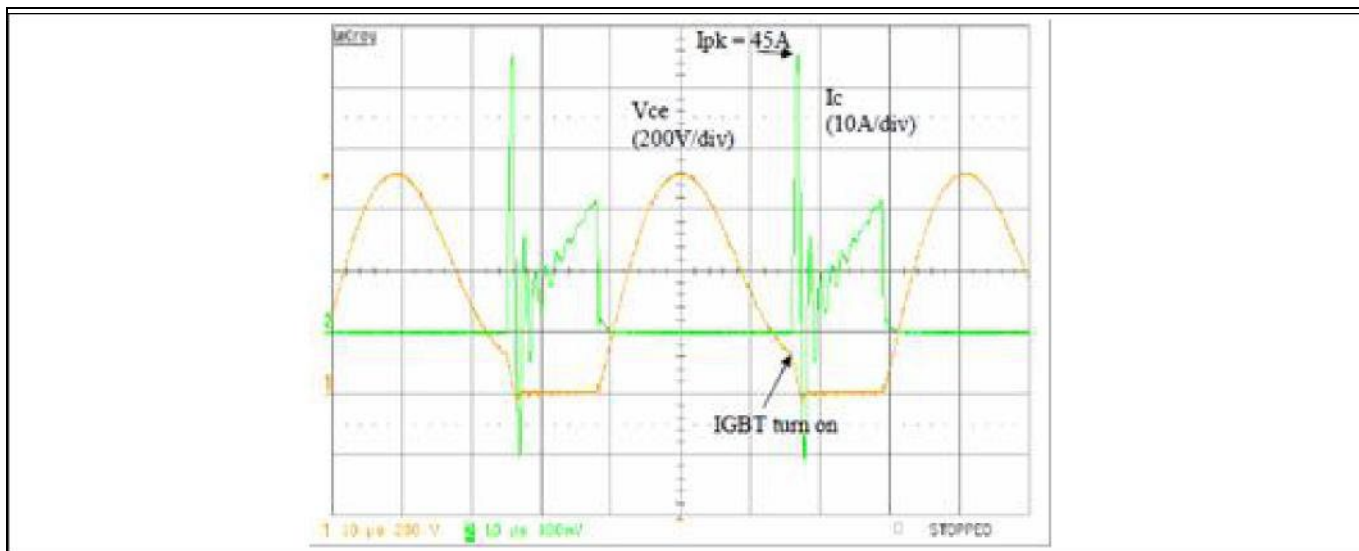
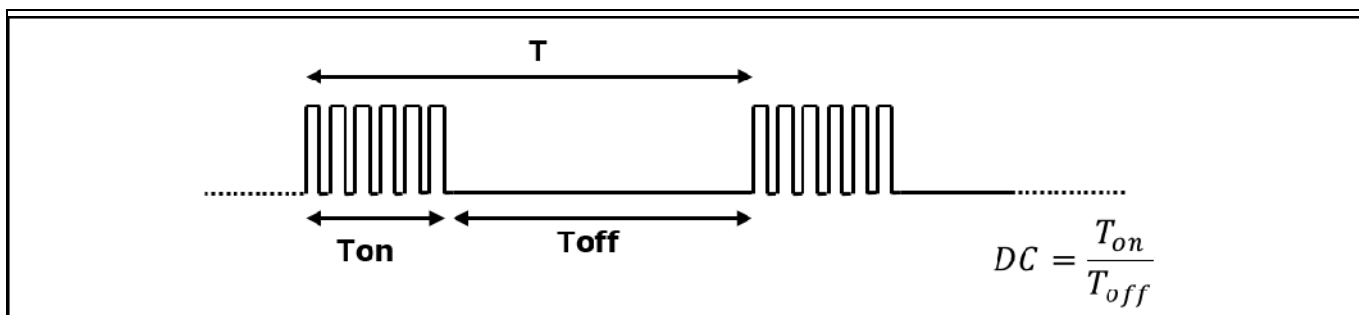


图 8 QR 变换器的硬开关操作。

当系统在硬开关模式下运行时，IGBT 的功率耗散显著增加，导致转换效率降低。由于这种条件在低输出功率时占主导，可以采用所谓突发模式来避免硬开关条件。在这种运行模式下，如图 9 所示，系统最小输出功率的设定应以不发生硬开关为基准，并通过开关调制逆变器，实现更低的输出功率。表 1 显示了不同功率水平下的开关策略。此处以最小输出功率为 1 kW 为例，以避免出现连续硬开关操作。



¹ 虽然该措施可以减少 IGBT 电流尖脉冲的振幅，但由于能量消耗仅取决于谐振电容上的剩余电压和电容值，因此并不能减少 IGBT 中的能量消耗。

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

图 9 准谐振变换器的突发模式下的工作。

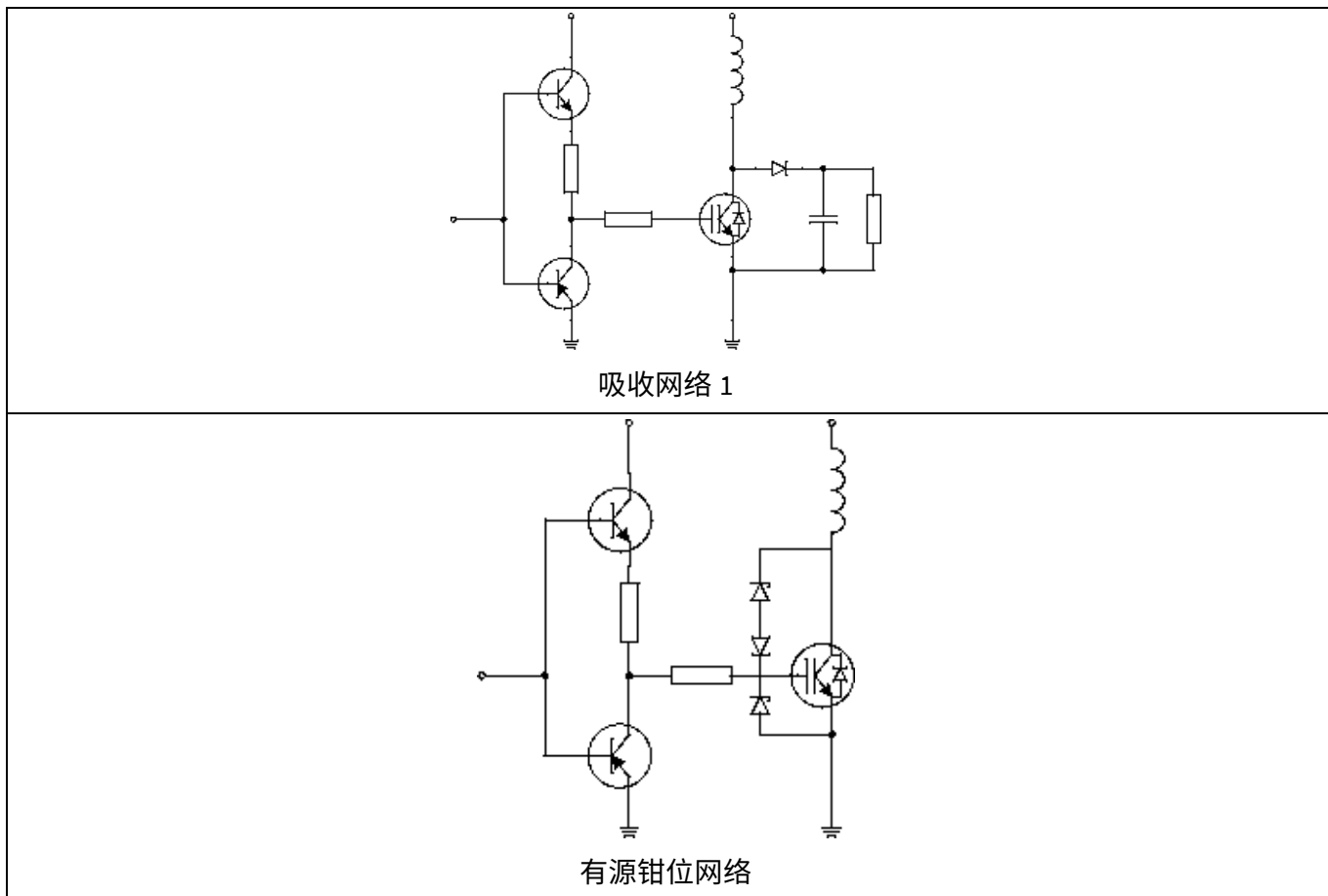
表 1 突发模式下输出功率的调节

期望输出功率 (W)	逆变器占空比
1000	100%
800	80%
600	60%
400	40%

容器内热分布不均和食物温度的明显波动可能会导致烹饪过程效率低下。为了避免此现象，必须将脉冲突发模式的最小运行频率调整至足够高的水平。另一方面，电磁兼容要求通常会限制最大工作频率。通常情况下，突发频率设定为 0.2-0.3 Hz。

3.2.3 过压保护

单端拓扑存在一个严重问题：IGBT 的峰值集电极电压不固定，依赖于谐振负载和输出功率。此外，电网中发生的不可预测事件，如浪涌或主电源中断，可能会显著增加峰值电压。通常使用压敏电阻减少电压浪涌，但压敏电阻无法保证能够持续吸收电网波动产生的所有额外能量。因此，应选择 IGBT 的电压等级，以确保足够的安全电压裕度。



电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

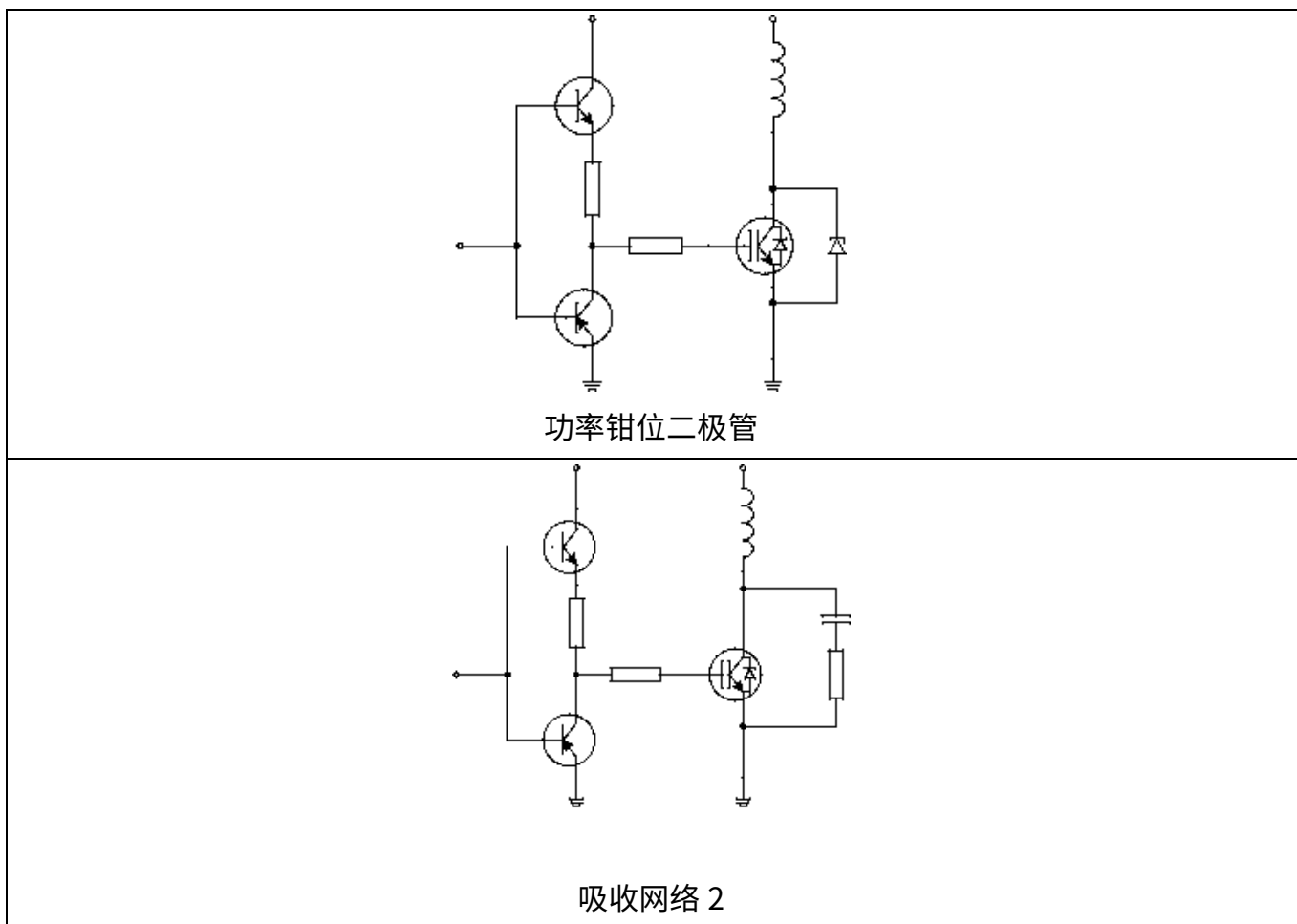


图 10 用于限制 IGBT 集电极—发射极电压的可能解决方案。

此外，可以考虑其他保护机制，如通过在集电极和栅极端子（即有源钳位模式）之间连接一系列齐纳二极管，以主动开启 IGBT，从而限制过压现象。图 10 展示了其他可能的集电极—发射极电压钳位方案。

3.2.4 准谐振变换器在电磁炉中的优缺点

QR 变换器在电磁炉市场中具有较高的竞争力。这种拓扑的优势有：

- 功率开关采用软开关，功率变换效率非常高
- 设计简单，只需一个电源开关。
- 与其他用于电磁炉的变换器配置相比，开销更低。

这种拓扑的缺点有：

- 在千伏范围内，电压谐振工作使 IGBT 的 VCE 高于输入电压
- 由于电压谐振导致输入电压放大，设备对电网电压变化（如浪涌、中断等）高度敏感

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

- 负载不可预测，导致控制变得困难，从而显著改变变换器的运行状态（例如，阻尼系数、谐振频率等）
- 开关频率取决于负载，因此无法准确控制
- 击穿电压限制了 IGBT 的最高功率
- 硬开关操作限制了最小连续功率运行

QR 变换器主要用于只有单个烹饪区的感应式电磁炉，因此在成本和性能之间达到了业界最佳的平衡。通常情况下，逆变器的功率额定值限制在 2.2 kW，因为对于更大的功率，IGBT 的电压等级会增加，从而导致器件损耗增加。鉴于消费市场的成本压力，这一拓扑在多功能家电市场，尤其是在低端市场，正凸显越来越强的竞争力。

3.3 半桥串联谐振变换器

图 11a 显示了典型半桥串联变换器[9]的原理图。与准谐振变换器相比，主要区别在于半桥串联变换器的逆变级由两个 IGBT 组成，并采用图腾柱配置。基于这种配置，每个 IGBT 上的最大电压永远不会超过电源电压。

无论逆变器输出功率如何，母线电容保持不变。这相对于 QR 变换器是一个巨大的优势。该特性可允许使用 600-650V 的低电压器件，而这些器件与高电压器件相比，损耗要低得多。基于这种拓扑结构的 IGBT 典型开关波形如图 11b 所示。由于桥中两个器件的通态时间相同，谐振变换器在电感区域工作¹。当开关打开时，电流首先流经二极管，然后在电流极性改变后流向 IGBT。由于电流为零且电压始终很低，在二极管换向到 IGBT 时，实现了零电压开通（ZVS）和零电流开通（ZCS）。当 IGBT 关断时，负载电流会回流到另一器件的二极管，并在第二个半周期重复相同行为。

¹ 即 RLC 网络的谐振频率小于逆变器的开关频率时的场景。

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

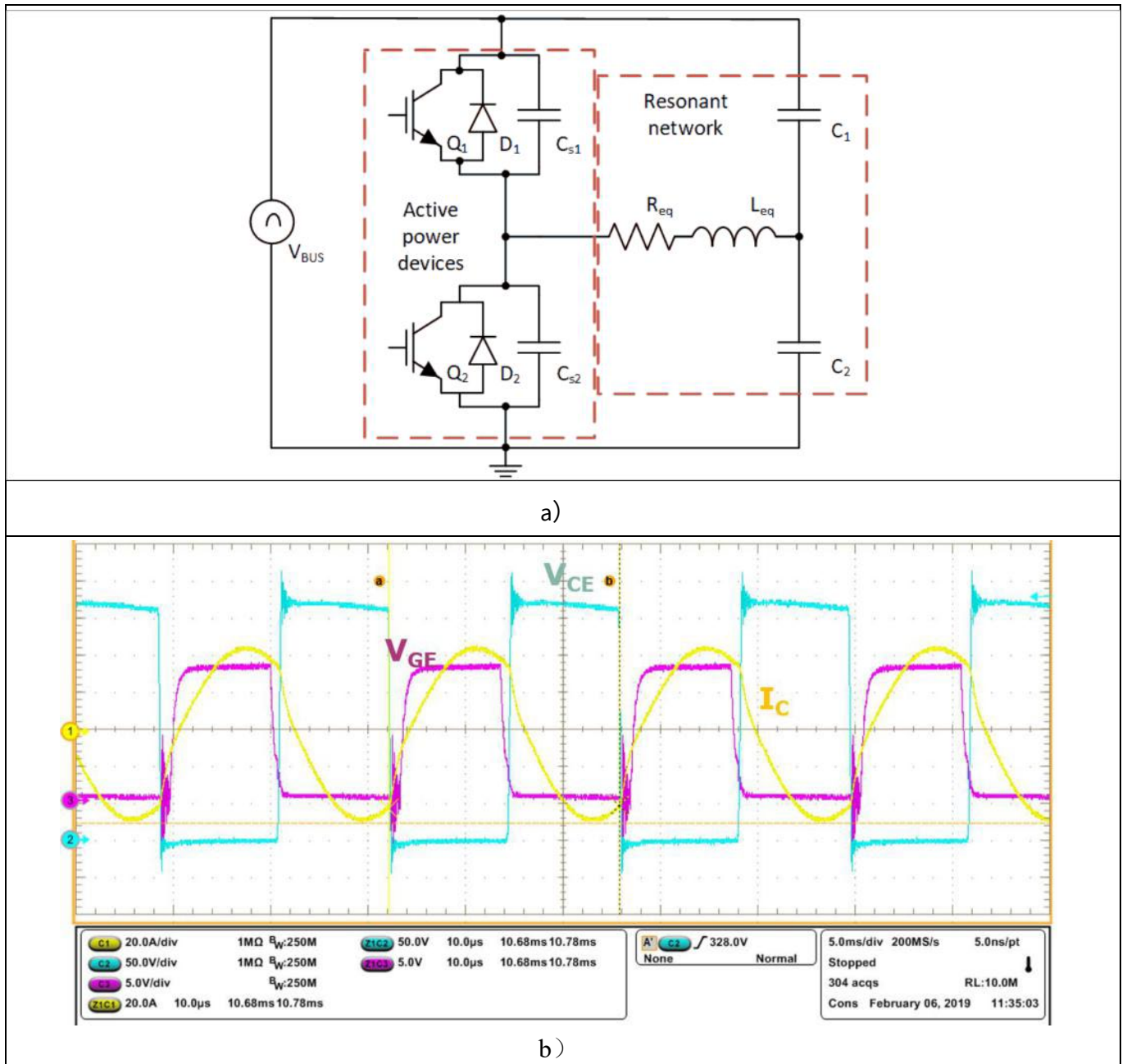


图 11 半桥串联变换器原理图及典型 IGBT 波形。

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

图 12 显示了半桥变换器在一个开关周期内的四个工作阶段[10][8]:

- 阶段一：高边 (HS) IGBT 导通，负载电感电流增加。阶段一结束时，高边 IGBT 关闭，负载电流最终回流至低侧二极管。
- 阶段 1-b：如果存在缓冲电容，电感电流流经缓冲电容，从而降低 LS IGBT 上的电压。LS 二极管变为正向偏置时，该阶段结束。
- 阶段二：电流流入低端二极管，电感电流方向仍与阶段一相同。
- 阶段三：电流变为负值后，会自然从 LS 二极管转移到 LS IGBT。LS IGBT 开启时，LS 二极管无损关闭。
- 阶段三结束时，LS-IGBT 关闭，电流引导至 HS 二极管。
- 阶段 3-b，若电感电流流经缓冲电容，HS IGBT 上的电压会降低。当 HS 二极管变为正向偏置时，此阶段结束。
- 阶段四：电流流入 HS 二极管，电感器中的电流方向仍与阶段三相同。
- 阶段五：阶段四结束时，电流再次改变方向，HS IGBT 在软开关条件下导通。HS 二极管在软切换时也会关断，并且没有反向恢复效应。

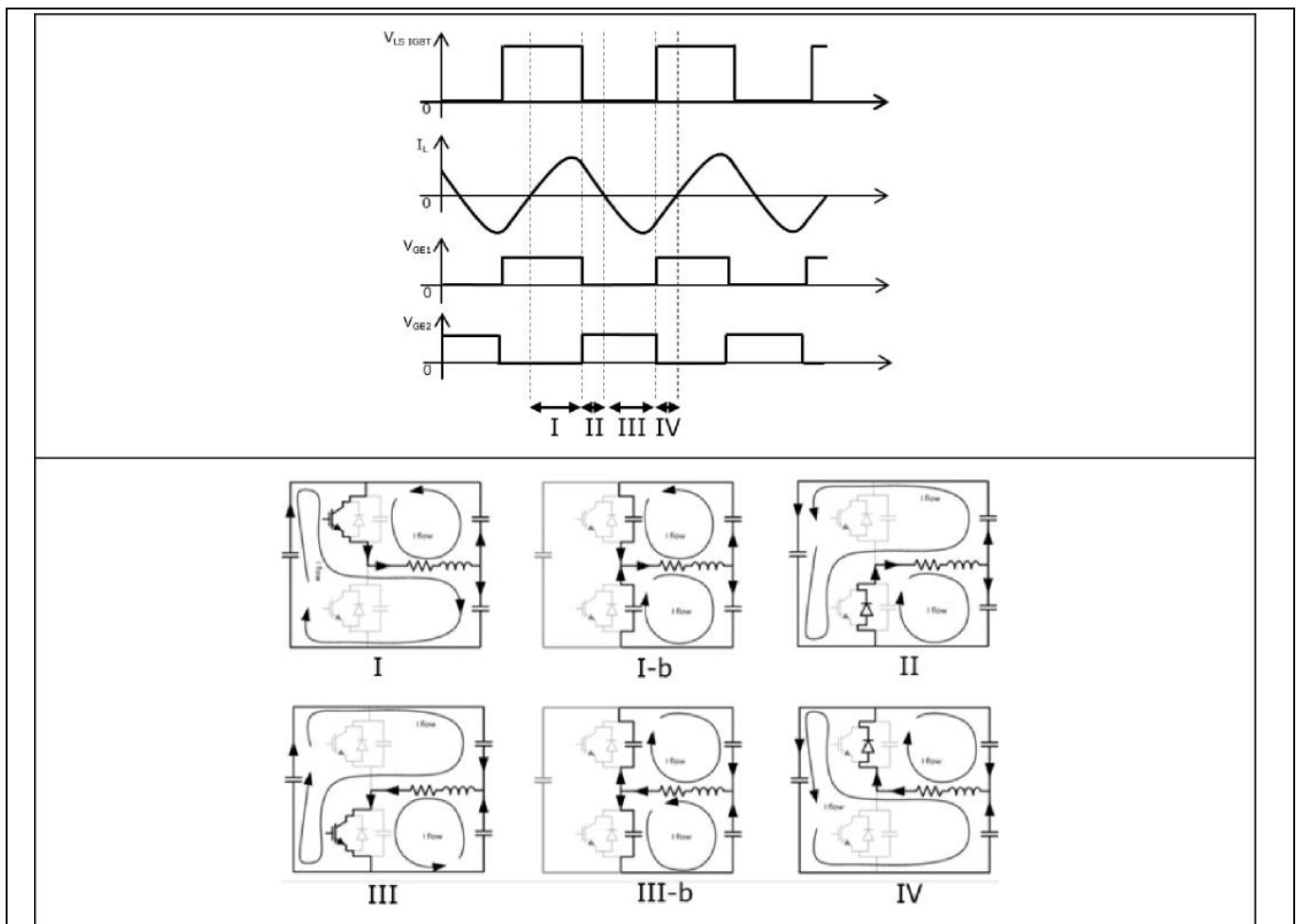


图 12 半桥谐振变换器工作状态。底部图中的箭头表示各阶段电流的流向。

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

在电源开关关断过程中，电压上升的速率并不受谐振电容所限制，这一点与 QR 变换器不同。如果使用性能未优化的 IGBT，关断损耗可能会显著增加。若为每个 IGBT 并联一个缓冲电容，可以减少开关损耗。使用缓冲电容主要有两个优点：

- 降低 IGBT 的开关损耗
- 提升 dv/dt 的稳定性和可控性，从而改善切换的 EMI 行为

缓冲电容的一个副作用是，它会延长一个 IGBT 关断与另一个二极管导通之间的时间。在设计两个栅极信号的死区时间时，必须考虑这一点¹。图 13 展示了 IGBT 关断开关损耗与缓冲电容之间的典型关系²。

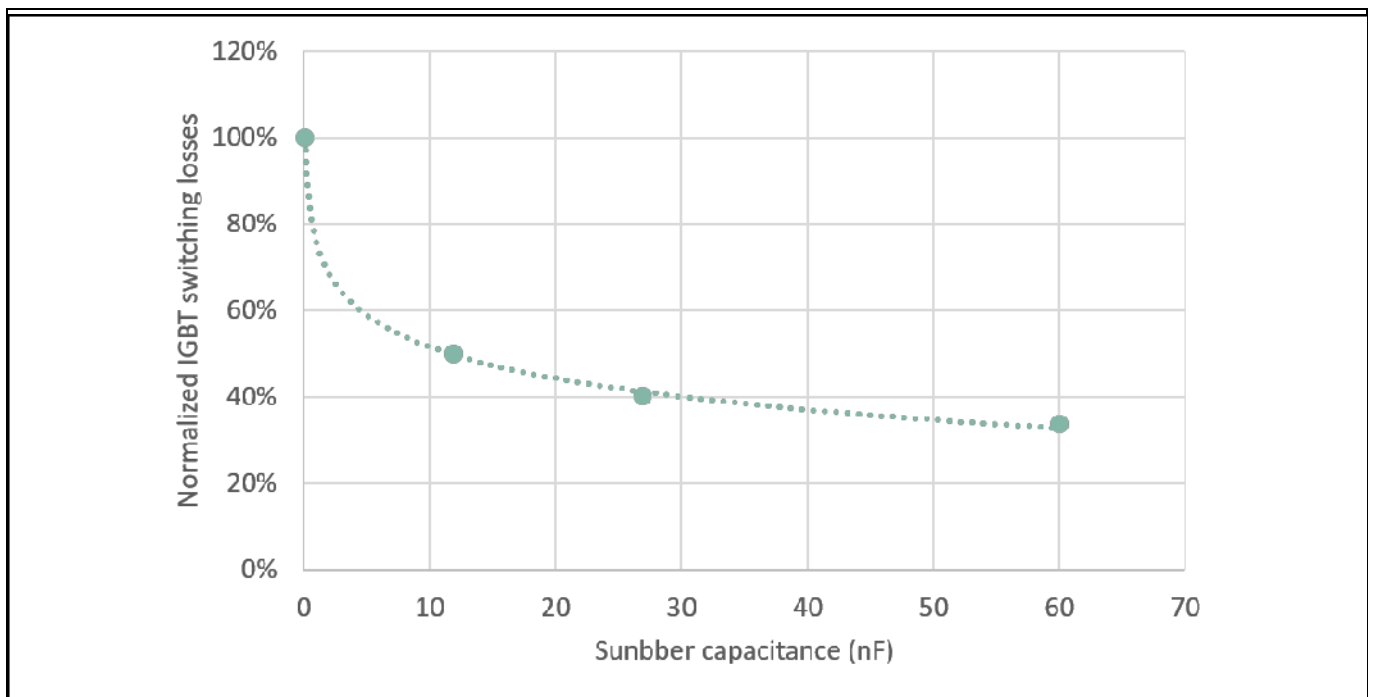


图 13 典型归一化的关断开关损耗与不同缓冲电容的关系。

原则上，半桥逆变器也可以在电容模式下运行³。由于 IGBT 在硬开关导通时会产生较高的损耗，因此这种操作通常不推荐。由于二极管的反向恢复损耗，硬开关开通时的损耗通常比关断时更大。

¹ 另外一个更好、更复杂的方案是通过电感器电流的零点交叉触发 IGBT 导通。

² 读者应注意，虽然该特性一般归为 IGBT 的典型特性，但实际的降低率可能会因具体所考虑的 IGBT 技术而有很大不同。

³ 即逆变器开关频率低于 RLC 网络谐振频率时的场景。

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

在半桥拓扑中，通过调节开关频率，可以轻松地控制负载电阻的输出功率。在设计多逆变器电磁炉时，这一点非常重要。需要考虑两个关键方面，以避免声学噪声：

- 每个逆变器的开关频率应至少为 20 kHz（人耳可听范围的上限）
- 如果多个逆变器同时运行，运行频率的差异必须在可听到的范围之外

举个例子，如果一个逆变器在 25 kHz 频率下工作，那么另一个逆变器必须在相同频率 ±20 Hz 或 45 kHz 以上工作。在大多数情况下，使两个逆变器以相同频率运行更方便。由于能够精确控制开关频率，在半桥拓扑结构中相比准谐振拓扑结构，更容易实现频率匹配。某些情况下，每个逆变器的功率需求可能对应的开关频率不满足上述条件。此时，可以采用多种开关模式（通常受知识产权保护）来保持等频运行，并向不同的逆变器提供目标额定功率（至少是平均功率）。

3.3.1 半桥串联谐振变换器基本方程式

以下是描述 HBSR 变换器在特定开关周期运行时的基本方程式。参数 R 和 L 分别表示特定线圈和容器布置的等效电阻和电感值，参数 C 表示谐振电容值。在给定的开关周期内，参数 V_{BUS} 是总线电容器上的电压，默认为常数。为了简化分析，需要注意的是，在一个开关周期内，图 11a 电路等效于图 14 电路，即典型的 RLC 串联电路。

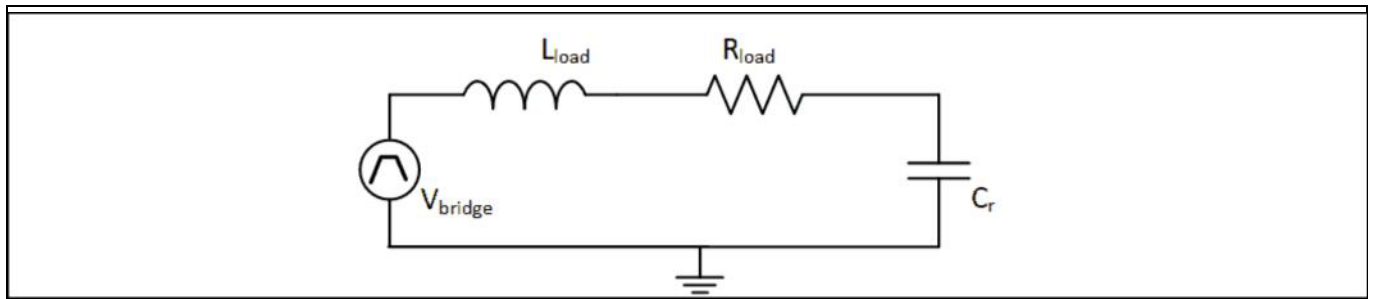


图 14 开关周期中的等效谐振电路

因此，开关电流的基本方程式与方程式 3 相同：

$$I_L = A * e^{-b} * \sin(c * t + \gamma)$$

其中， $b = \frac{R}{2 * L}$ ， $c = \sqrt{\omega_0^2 - b^2}$ ， $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L * C}}$

需要根据边界条件确定系数 A 和 γ 。使用 50% 的占空比时，IGBT 关断电流和二极管开通电流的绝对值必须相等，但符号相反： $I_L(0) = -I_L(T_{OFF}) = I_{diode,peak}$

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

3.3.1.1 用一阶谐波近似法进行分析

如果谐振电路使用 50% 的占空比并由方波激励，那么可以用所谓的第一谐波近似（FHA），也称为正弦近似，来分析电路[11]。RLC 串联电路在相对较低的阻尼下表现为带通滤波器，其通过频段的中心频率等于谐振频率。由于网络输入信号是方波，所有在频段之外的谐波都会显著衰减。因此，作为初始近似值，可以仅考虑落在滤波器通频带内的输入信号谐波来分析电路。滤波器的品质因数越高，这种近似越有效。

计算方式如下： $Q = \frac{Z_0}{R} = \frac{\omega_0 L}{R}$ 。品质因数是一个无量纲参数，表示为磁路中存储的能量和阻尼电阻中消耗的能量之比。

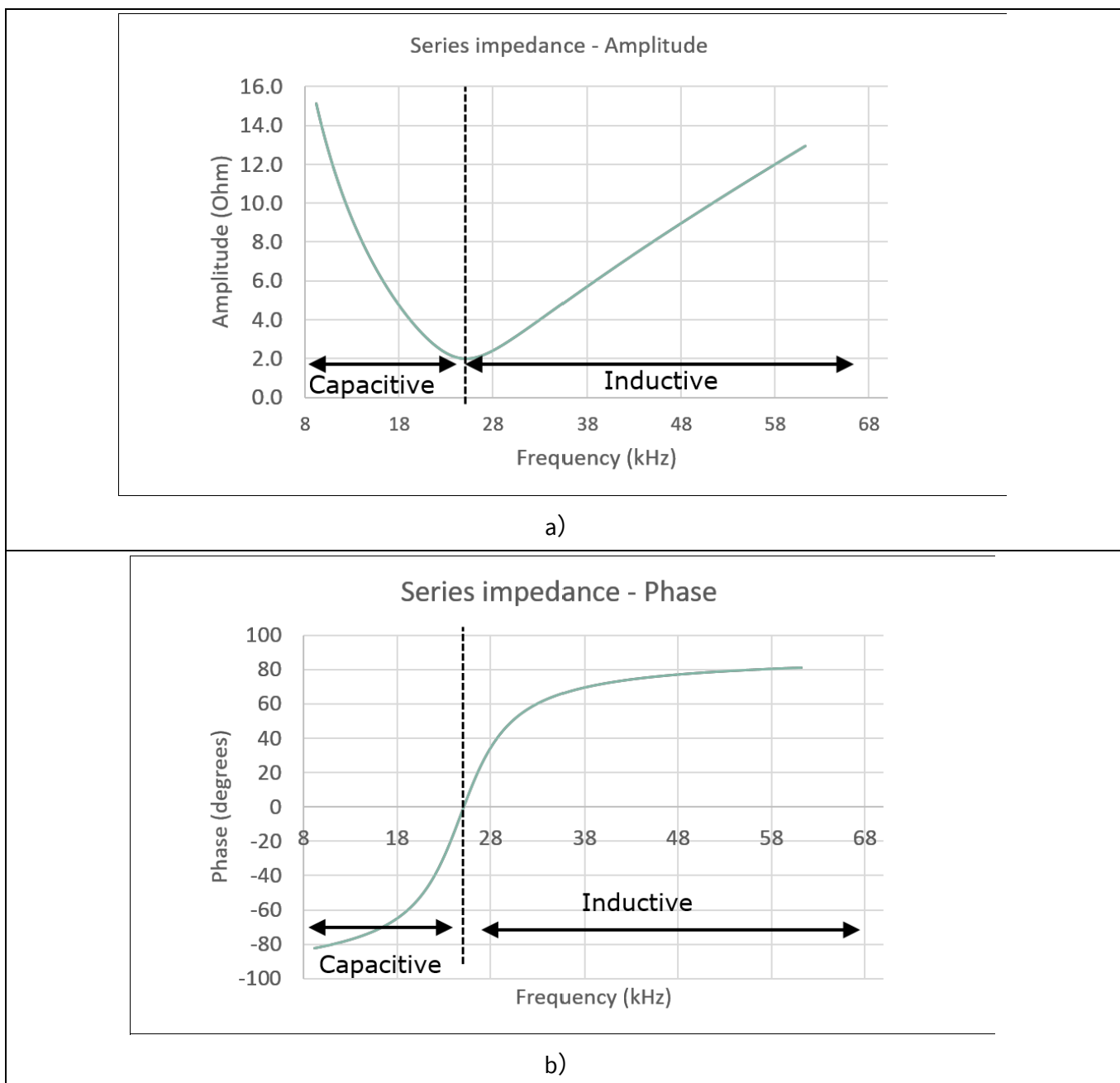


图 15 RLC 电路 (R = 2 Ω, L = 40 μH 和 C = 1 μF) 的阻抗振幅 (a) 和相位 (b)

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

可根据该近似值计算谐振电路的等效阻抗，进而推导出谐振腔电流的振幅和相位差。其公式如下：

$$Z_L = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (6)$$

其中， ω 表示输入方波电压的开关频率。因此，电流振幅计算如下：

$$|I(j\omega)| = \frac{|V(j\omega)|}{|Z_L(j\omega)|} = \frac{|V(j\omega)|}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (7)$$

电流相的计算如下：

$$\angle I(j\omega) = \text{atan} \left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \right) \quad (8)$$

图 15 展示了不同频率下的阻抗振幅和相位值。

当励磁频率等于谐振负载固有频率时，电流达到最大值 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$ 。在这种情况下，电压和电流之间的相位差为零度。通过输入电压一阶谐波的振幅与阻尼电阻的比值，可以简单计算出最大电流。

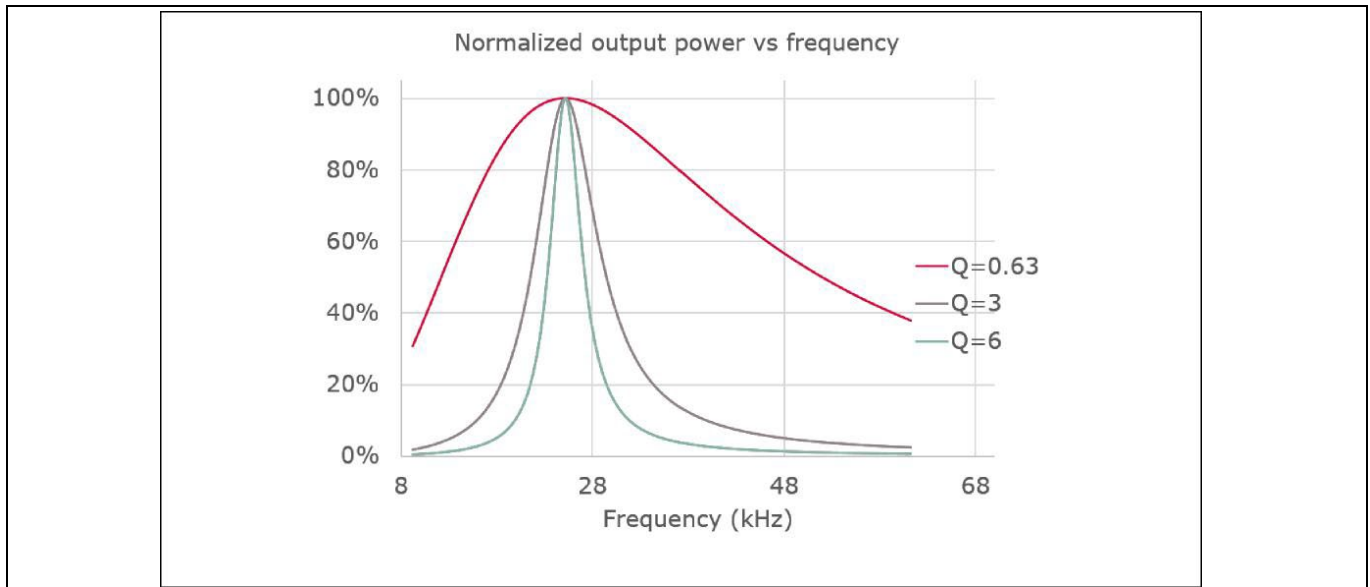


图 16 不同品质因数下开关频率与输出功率的关系。

如图 16 所示，设输入电压振幅为 1，电阻的功率耗散随开关频率和不同品质因数而变化。如图所示，随着频率的增高，输出功率特性逐渐趋平，特别是在 Q 系数较低时更为显著。这意味着，当电阻 R 值较高时，输出功率的控制能力降低，因此需要更高的开关频率来实现相同的输出功率。这也是脉宽调制技术被用于极低功率设置的原因之一[12]，具体见下一节。

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

3.3.2 脉冲宽度调制方案下，半桥串联谐振变换器的运行

如前所述，在多灶炉中，不同的逆变器可能需要不同的功率等级，因此需要不同的工作频率。为了增加控制灵活性，并且仍然允许同频率运行，可以使用脉冲宽度调制（PWM）策略来控制开关。该控制方法表明，对于给定的等效谐振腔，当两个半桥器件导通时间相同时（即控制信号占空比为 50%），输出功率最大。如图 17 所示，当导通时间不对称（占空比低于或高于 50%）时，输出功率会降低。

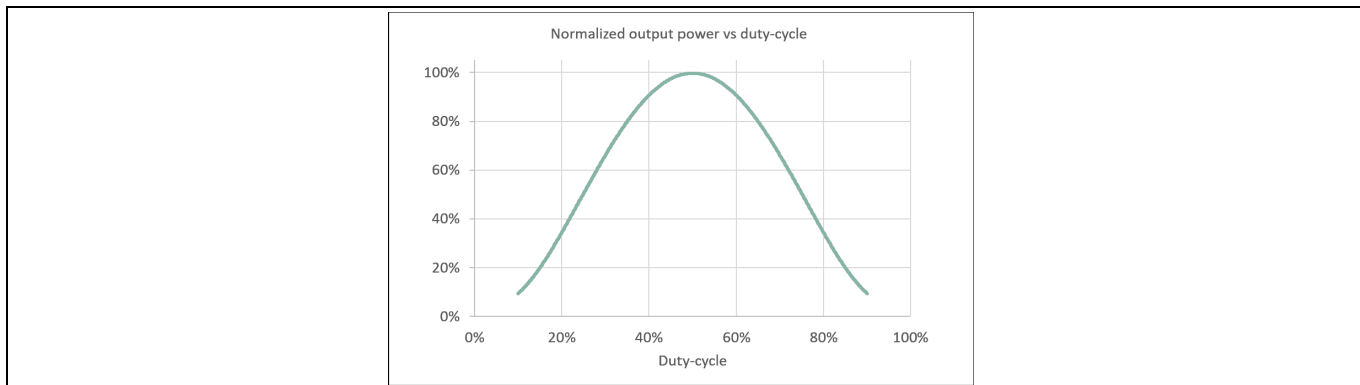


图 17 谐振腔电阻的有功功率与输入脉宽调制信号占空比的比较。

图 18 显示了在相同的谐振槽和开关频率下，占空比为 20%和 50%的 IGBT 开关波形。如图所示，在不改变开关频率的情况下，通过改变占空比，可以实现显著的负载变化。图 18 显示了在占空比为 20%和 50% 时，半桥谐振变换器典型波形的对比。

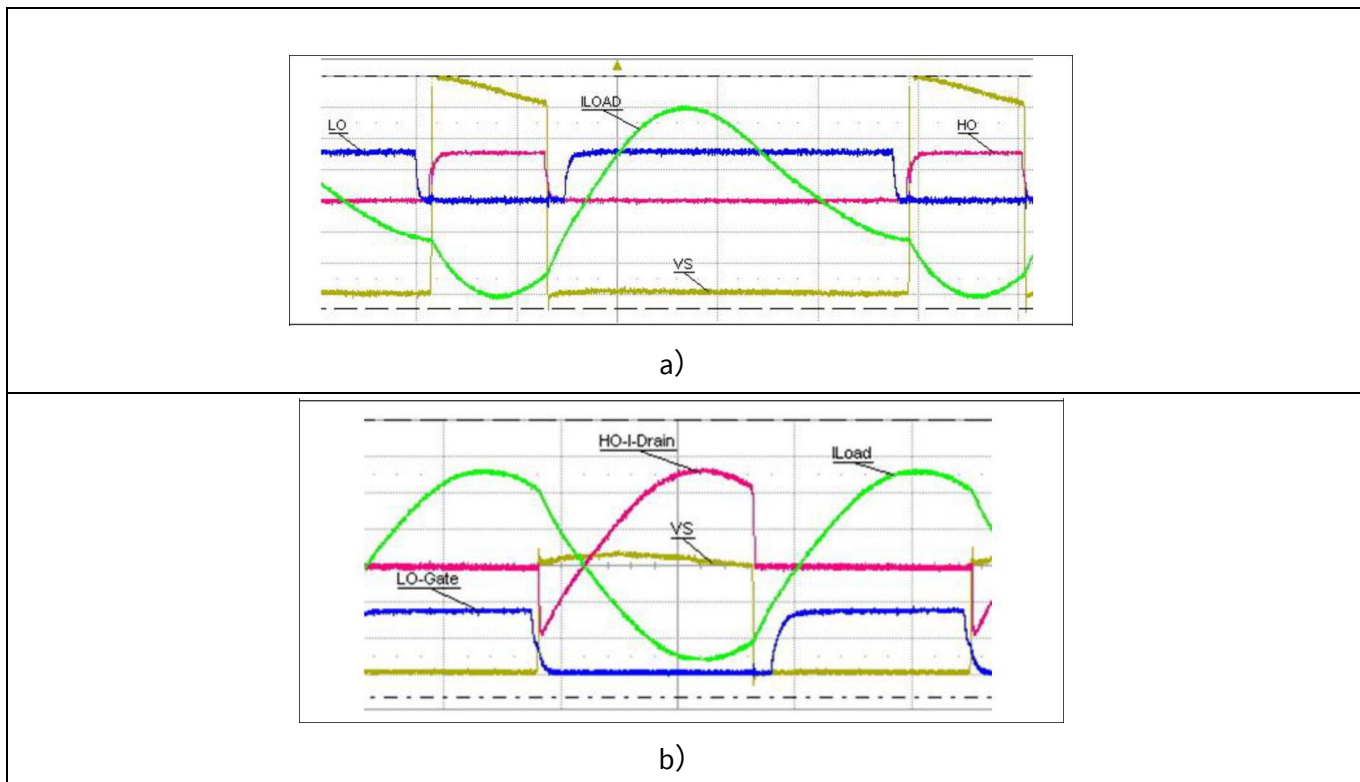


图 18 开关波形比较：a) 占空比=30%，b) 占空比=50%。所考虑的直流电用于低电平 IGBT。

电磁炉应用中的谐振变换器拓扑

PWM 控制方案在控制简便性方面具有明显优势，但由于两个功率开关中的一个不再处于软开关状态，这显著影响了变换器的整体效率。在高开关频率下，会导致功率耗散增加，对变换器性能产生不利影响。因此，PWM 策略通常只在极端情况下使用，即需要两台逆变器向各自负载提供截然不同的功率需求时。在这种情况下，操作逆变器时，可以将其设置为最低输出功率和低占空比。同时，对于功率需求较高的逆变器，应保持 50% 的占空比控制策略。

3.3.3 半桥串联谐振变换器在电磁炉应用的优缺点

HBSR 拓扑的优点包括：

- 基于功率开关的软开关操作，即使不使用 PWM 控制，也能实现非常好的功率转换效率。
- 可以通过改变开关频率或 PWM 方法轻松控制
- 在所有输出功率电平下均具高效率
- 可以使用 600 V/650 V IGBT，它们在通态损耗与开关损耗之间的权衡远好于高电压等级的 IGBT
- 输出功率不受开关电压限制

与准谐振拓扑相比，半桥拓扑的主要缺点是开关数量较多，从而导致：

- 设计更复杂
- 成本更高
- 尺寸更大

HBSR 拓扑主要用于多烹饪区电磁炉，或当每个逆变器的输出功率需求超过 2.5 kW 时的场景。由于成本较高，与准谐振拓扑相比，半桥拓扑主要用于高端型号。

4 用于电磁炉烹饪的英飞凌 IGBT 技术和产品

英飞凌提供了用于感应加热应用的优化 IGBT，适用于 SEPR 和 HBSR 解决方案，开关频率范围为 20 至 75 kHz。HBSR 用 IGBT 适用于硬开关和软开关，典型开关频率范围为 20 – 75 kHz。高压 IGBT 仅适用于谐振开关，频率范围为 20-50 kHz。根据设计的主要驱动因素——价格、性能或可靠性优化，感应加热用的 IGBT 产品分为三个系列。图 19 展示了感应加热 IGBT 产品组合的详细列表¹。

I _{le norm} [A]	Features	Price	Performance				Protection
	Topology	Single ended	Half-bridge	Single ended			Single ended
	Family	E1	R6	R6	R5	R6	IPD
	Voltage	1200V	650V	1200V	1350V	1600V	1350V
15		IHW15N120E1					
20				IHW20N120R5	IHW20N135R5		IEWS20R5135IPB
25		IHW25N120E1					
30			IHW30N65R6	IHW30N120R6	IHW30N135R6	IHW30N160R6	
40			IHW40N65R6	IHW40N120R6	IHW40N135R6		
50			IHW50N65R6				
Package		TO247 3	TO247 3	TO247 3	TO247 3	TO247 3	TO247 6
Recommended driver IC		IRS41273L	2ED21844S06J	IRS41273L	IRS41273L	IRS41273L	Co-packed driver with protection functions

图 19 英飞凌的电磁炉和微波炉应用 IGBT 产品组合

英飞凌用于电磁炉的 IGBT 所采用核心技术是单片集成二极管 TRENSTOPTM 逆导 (RC) IGBT。这种技术经优化后可以实现非常低的 IGBT 通态损耗，而通态损耗是 IGBT 整体功率损耗的最大组成部分。单片集成的二极管设计旨在尽量减少通态损耗，而不影响 IGBT 性能。英飞凌的 RC IGBT 能够设计出损耗最低的谐振拓扑感应加热系统。该技术可以减少传递给冷却系统的热量，从而降低系统热管理的设计开销。

4.1 QR 变换器对 IGBT 及二极管的要求

在选择 QR 变换器功率器件时，设计人员应注意两个主要因素：一是器件的功率耗散，二是最大电气额定值。器件的功率耗散直接影响冷却系统的设计。在前一章的 QR 拓扑中，如图 20a 所示，器件的损耗主要来自 IGBT 和二极管的通态损耗，以及 IGBT 的关断损耗。因此，QR 拓扑的最佳器件应具有低的导通损耗和低的关断开关损耗。这可直接转化为特定器件参数的要求，例如 IGBT 的极低 VCE 饱和电压、低关断能量，以及二极管的低导通损耗。二极管的导通损耗通常可以忽略不计，这是因为二极管导通时的电流上升率较低。此外，在 QR 拓扑中，由于二极管在大部分操作时的通态时间非常短，因此在减少通态损耗方

¹ 截至 2021 年 3 月。

用于电磁炉烹饪的英飞凌 IGBT 技术和产品

面，二极管的要求比 IGBT 宽松得多¹。假设器件在完全软开关状态下运行，逆变器输出 2 kW 功率，图 20b 展示了在典型逆变器工作条件下，英飞凌 IHW30N135R5 IGBT 的功率损耗分布。

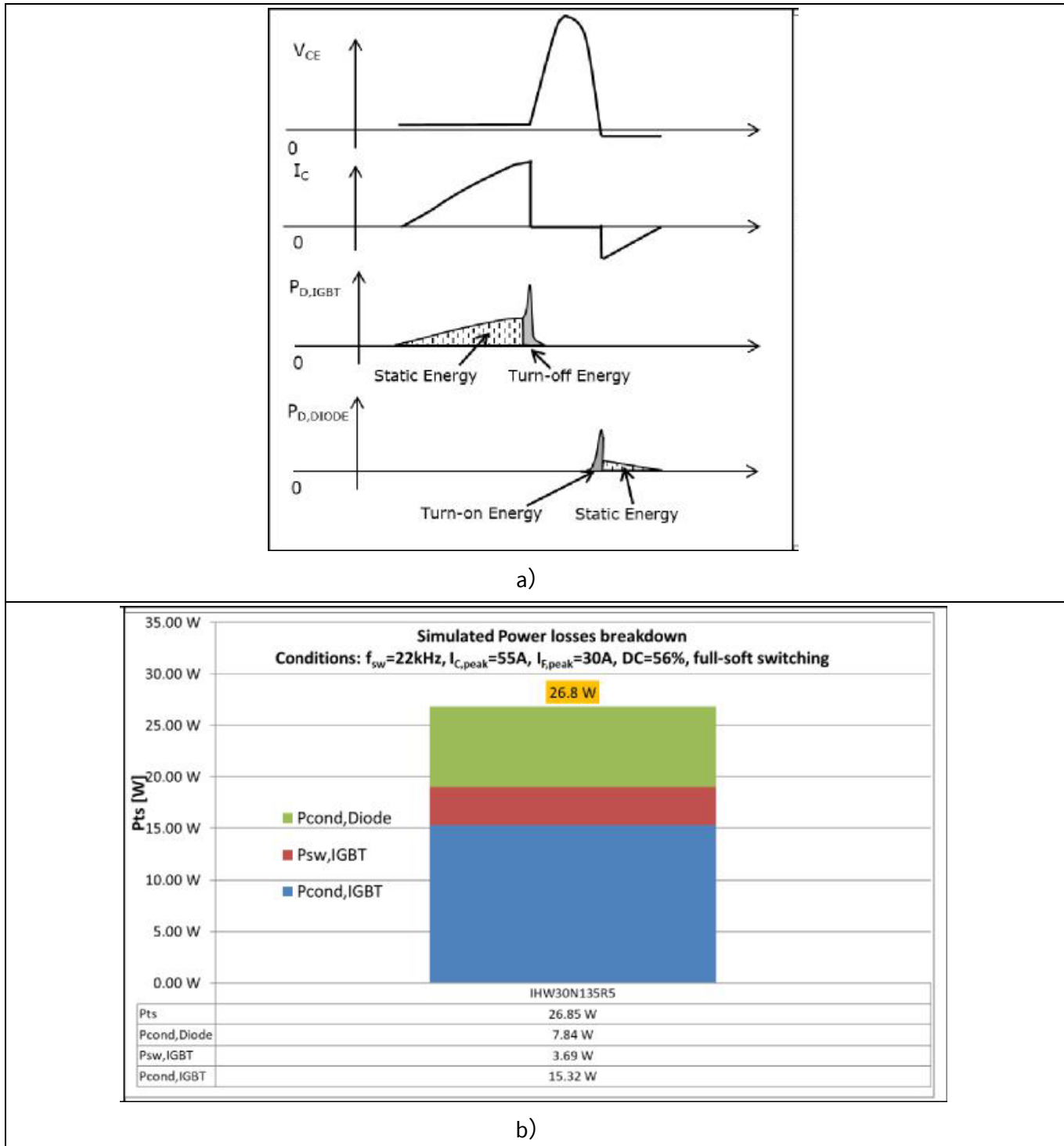


图 20 准谐振变换器开关周期内，影响 IGBT 和二极管在产生功率耗散的典型因素

¹ 这在很大程度上取决于容器质量。当谐振电路的阻尼系数和负载电阻率越高时，二极管的导通时间就越短。

用于电磁炉烹饪的英飞凌 IGBT 技术和产品

在设计最大电气额定值时，需考虑的关键参数有：

- IGBT 关断电流通常称为“关断安全工作区”。在硬切换条件下运行并伴随快速 dV/dt 瞬态时，该参数表示器件能够安全关断的最大电流。
- IGBT 的脉冲电流 (I_{Cpulse}) 定义为在结温上升限制下的最大电流承载能力。在英飞凌的电磁炉 IGBT 应用中，该值通常与关断电流相同。
- 脉冲电流 (I_{Fpulse}) 是二极管的最大电流承载能力，仅受结温上升的限制。在英飞凌电磁炉器件中，该值通常与 IGBT 对应的值相同。
- 英飞凌电磁炉器件的工作结温 (T_{vj}) 通常为 175°C 。
- 器件的击穿电压 ($V(BR)_{CES}$) 表示其安全承受的最大电压。

一般来说，设计人员应基于最差应用条件，并参考上述参数选择合适器件，同时保持足够的裕量，以避免达到最大限度。英飞凌建议保持至少 20% 的裕量，以确保器件在系统整个生命周期内安全运行。在上述参数中， $V(BR)_{CES}$ 对 QR 变换器限制最大。事实上，正如前一章所述，IGBT 在关断状态下的峰值电压取决于谐振负载的具体特性和母线电压值；任何条件下，它都与逆变器的输出功率成正比。由于具体负载取决于所使用的具体载体，在系统设计阶段无法完全预测，因此，保持器件峰值 V_{CE} 相对于击穿电压的足够裕度非常重要。从这个角度来看，具有更高 $V_{CE,br}$ 参数的 IGBT 在应对不可预见的负载变化或输入总线电压波动时，抗压能力更强。由于 QR 电磁炉应用的需求，IGBT 趋向于更高的最大可持续电压。目前，通常认为 1350V 电压足以应对每个逆变器高达 2.2kW 输出功率的设计。对于更高功率的应用，通常需要更高电压等级的 IGBT，例如英飞凌 IHW30N160R5。

在 QR 变换器中，除了 IGBT，还可以使用电压等级在 1200V 及以上的碳化硅 MOSFET 作为功率开关的替代方案。截止到今天，在单端拓扑电磁炉的设计中，IGBT 仍然是最具成本竞争力的解决方案。

4.2 HBSR 变换器对 IGBT 和二极管的要求

在选择电磁炉用半桥变换器的合适 IGBT 时，可以参考准谐振变换器的考虑因素。如图 21a 所示，由于该器件在半桥变换器中以软开关方式开通，损耗主要来自 IGBT 和二极管的导通损耗，以及 IGBT 的关断损耗。因此，在这种拓扑结构中，IGBT 和二极管遵循与 QR 拓扑相同的优化指导原则：IGBT 需要非常低的 VCE 饱和电压和关断能量，而二极管则需要低导通损耗。在该半桥变换器中，由于二极管开通时电流上升速率极低，导通损失通常可以忽略不计。HB 变换器和 QR 变换器之间的主要区别在于二极管关断损耗的优化。在实际情况下，变换器通常通过脉冲宽度调制策略进行控制，此时零电压开关导通已不再有效。如果 ZVS 开通失效，二极管的关断损耗会显著影响器件的整体耗散。必须在二极管通态损耗和关断损耗之间进行折中处理，通常基于第一个参数来优化设计。由于零电压开关操作更为频繁，开关损耗通常不那么重要。

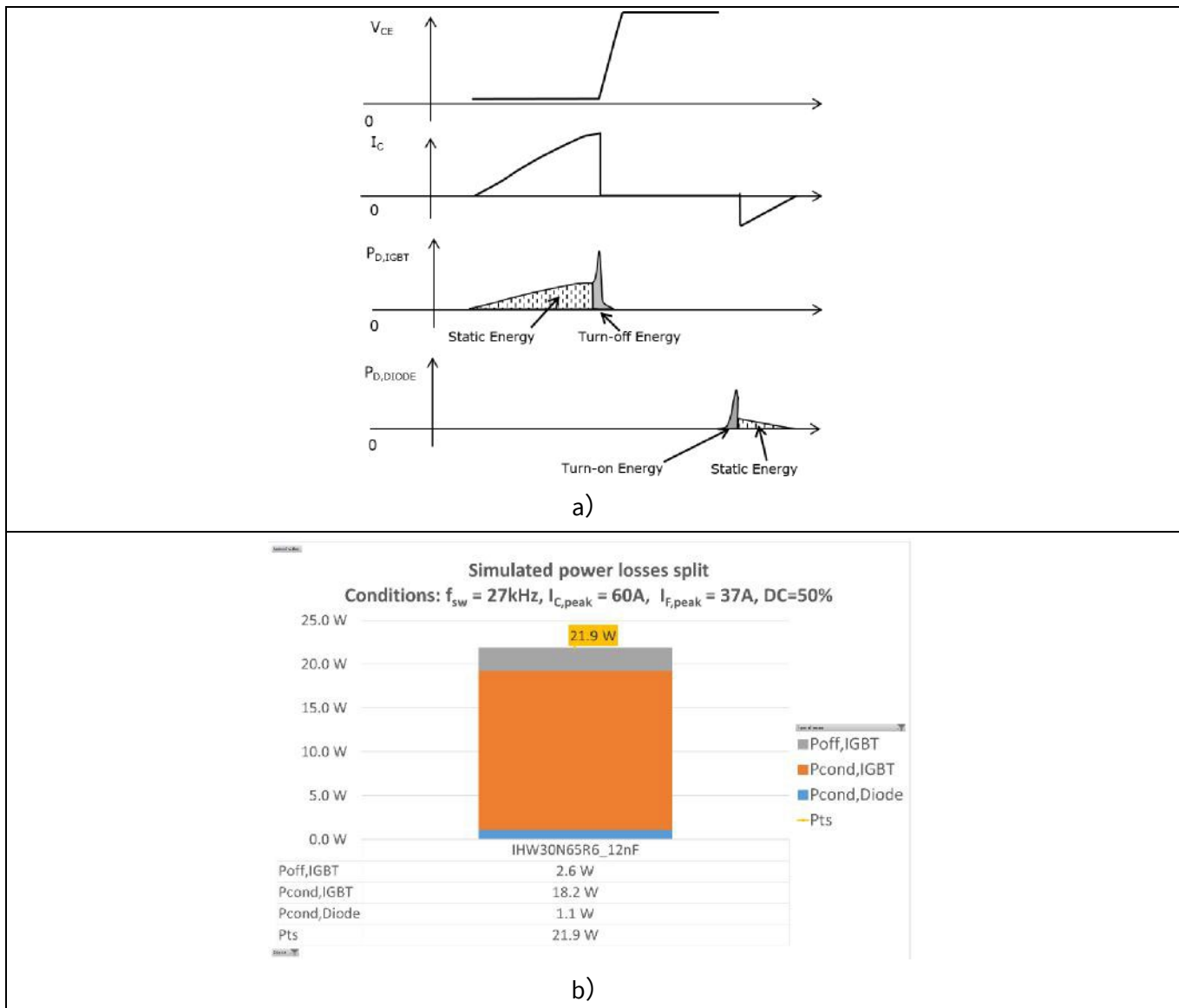


图 21 半桥变换器的开关周期内，影响 IGBT 和二极管产生功率耗散的典型因素

用于电磁炉烹饪的英飞凌 IGBT 技术和产品

在典型的工作条件下，假设器件在整个时间内都处于完全软开关状态，并且使用了总电容为 12 nF 的缓冲电容，逆变器的输出功率为 2 kW。图 21b 显示了英飞凌 IHW30N65R6 的典型功率损耗分布情况。为了达到最大电气额定值，选择合适器件时，需要考虑的相关参数应当与准谐振变换器的相关参数相同。其中最关键设计参数是器件的最大脉冲电流能力。HBSR 变换器采用电流谐振拓扑，因此在输出功率变化时，器件的峰值 VCE 为常数。由于逆变器功率等级超过 2.5 kW，半桥拓扑主要用于此类设计中。

然而，IGBT 并非是实现 HBSR 的唯一可用技术，市面上也有高效的硅和碳化硅 MOSFET 解决方案。但是基于软开关操作和高电流需求，对于频率高达 100 kHz 的设计，IGBT 仍然是最具成本竞争力的解决方案。

参考文献

5 参考文献

- [1] E.J. Davies, "Induction Heating Handbook," McGraw-Hill, 1979.
- [2] Sazak, B. S., "A new unity power factor quasi-resonant induction heater." (1997).
- [3] L. Qiu et al., "Design and computation of coil inductance for induction cookers," Russian Electrical Engineering, 2015.
- [4] S. R. Ghuge and M. R. Roda, "Summary of overall topologies of an induction cooker for home use (298)," 2015 International Conference on Energy Systems and Applications, Pune, India, 2015, pp. 655-657, doi: 10.1109/ICESA.2015.7503431.
- [5] J. Acero, J. M. Burdio, L. A. Barragàin, D. Navarro, R. Alonso, J.R. Garcia, 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
- [6] 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
- [7] J. L. Humar, "Dynamics of Structures." Taylor & Francis, 2002.
- [8] 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
- [9] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, "Power Electronics."
- [10] Y. Kwon, S. Yoo, D. Hyun, "Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive PFM control strategy," APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition.
- [11] T. Duerbaum, "First harmonic approximation including design constraints." INTELEC - Twentieth International Telecommunications Energy Conference (Cat. No.98CH36263) (1998): 321-328.
- [12] O. Lucia, 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

参考文献

文档修订记录

文档版本	发布日期	变更说明
2.0	2014-01	首次发布
3.0	2021-04-20	主要更新： <ul style="list-style-type: none"> · 扩充感应加热相关内容 · 增加准谐振变换器相关内容。 · 增加半桥变换器相关内容 · 增加准谐振和半桥转换器的 IGBT 和二极管要求 次要更新： <ul style="list-style-type: none"> · 更新图 19 的产品组合
3.01	2021-08-24	纠正拼写错误及其他次要更新

Trademarks

All referenced product or service names and trademarks are the property of their respective owners.

Edition 2024-09-09

Published by

Infineon Technologies AG

81726 Munich, Germany

© 2024 Infineon Technologies AG.

All Rights Reserved.

Do you have a question about this document?

Email: erratum@infineon.com

Document reference

AN 2014-01_ZH

重要提示

本档所提供的任何信息绝不应被视为针对任何条件或者品质而做出的保证（质量保证）。英飞凌对于本档中所提及的任何事例、提示或者任何特定数值及/或任何关于产品应用方面的信息均在此明确声明其不承担任何保证或者责任，包括但不限于其不侵犯任何第三方知识产权的保证均在此排除。此外，本档所提供的任何信息均取决于客户履行本档所载明的义务和客户遵守适用于客户产品以及与客户对于英飞凌产品的应用所相关的任何法律要求、规范和标准。

本档所含的数据仅供经过专业技术培训的人员使用。客户自身的技术部门有义务对于产品是否适宜于其预期的应用和针对该等应用而言本档中所提供的信息是否充分自行予以评估。

警告事项

由于技术所需产品可能含有危险物质。如需了解该等物质的类型，请向离您最近的英飞凌科技办公室接洽。

除非由经英飞凌科技授权代表签署的书面文件中做出另行明确批准的情况外，英飞凌科技的产品不应被用于任何一项一旦产品失效或者产品使用的后果可被合理地预料到可能导致人身伤害的任何应用领域。