

## 开关电源（SMPS）的拓扑结构（第一部分）

作者: *Mohammad Kamil*  
Microchip Technology Inc.

### 简介

工业驱动向更小、更轻和更高效的电子设备的发展趋势促进了开关电源（Switch Mode Power Supply, SMPS）的发展。通常可采用几种不同的拓扑结构实现 SMPS。

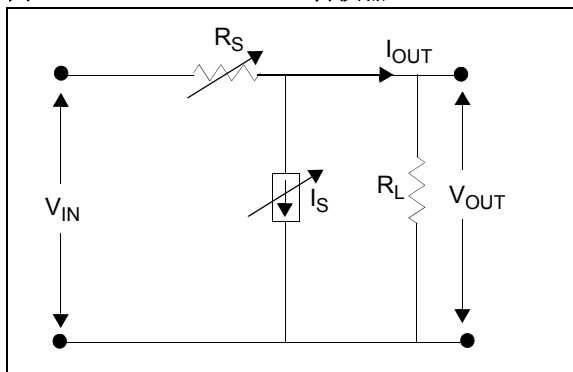
本文是由两部分应用笔记组成的系列介绍中的第一部分。文中对不同拓扑结构 SMPS 的基本工作原理进行了介绍，并详细讨论了不同结构的应用和优缺点。该应用笔记将指导用户如何针对特定应用选择合适的拓扑结构，并提供了如何为给定的 SMPS 设计选择合适的电气电子元器件的有用信息。

### 为何采用 SMPS？

通过对图 1 中 DC/DC 转换器进行概念性说明有助于了解开关电源的主要思想。负载电阻  $R_L$  需采用恒定电压  $V_{OUT}$  供电，而这一电压由初级电压源  $V_{IN}$  变换而来。如图 1 所示，输出电压  $V_{OUT}$  可通过改变串联电阻（ $R_S$ ）或分路电流（ $I_S$ ）进行调节。

当通过改变  $I_S$  并保持  $R_S$  恒定的方法对  $V_{OUT}$  进行控制时，将在转换器内部产生损耗。这类转换器称为并联控制稳压器。其中转换器内部的功耗由公式 1 给出。请注意，即使使得  $I_S$  为零，也无法完全消除功耗。

图 1: DC-DC 转换器



### 公式 1: 并联控制稳压器的功耗

$$P_{LOSS} = V_{OUT} \cdot I_S + (I_{OUT} + I_S)^2 \cdot R_S$$

然而，如果通过改变  $R_S$  并保持  $I_S$  为零的方法控制输出电压  $V_{OUT}$ ，此时转换器内部的理想功耗可使用公式 2 进行计算。

### 公式 2: 串联控制稳压器功耗

$$P_{LOSS} = V_{IN}^2 \cdot \frac{R_S}{(R_S + R_L)^2}$$

这种类型的转换器被称为串联控制稳压器。转换器内部的理想功耗取决于串联电阻的值  $R_S$ 。通过该电阻可实现对输出电压  $V_{OUT}$  和负载电流  $I_{OUT}$  的控制。如果  $R_S$  为零或无限大，则转换器内部的理想功耗应为零。串联控制稳压器的特性成就了 SMPS 最初的想法，即可使得转换损耗最小从而实现最大的效率。

在 SMPS 中，串联元件  $R_S$  采用半导体开关进行替换，这样可实现很小的导通电阻（使导通损耗降到最低）和较高的关断电阻（阻止导通）。在半导体开关之后放置使用非耗能型无源元件如电感和电容构成的低通滤波器可实现恒定 DC 输出电压。

用于实现开关电源的半导体开关在高频条件下（50 kHz 至数 MHz）会不断导通和关断，通过无源元件将电能从输入传递到输出。通过改变占空比、频率或半导体器件开关过程的相位都可实现输出电压控制。由于无源元件的体积与开关频率成反比，因此较高的开关频率需要使用较小的磁性元件和电容。

尽管高开关频率带来了功率密度大大提高的巨大好处，但它也导致转换器内部的功耗增加和引入额外的电气噪声。

## SMPS 拓扑结构的选择

有几种不同的拓扑结构可用于实现 SMPS。对于特定应用可选择任何形式的拓扑结构，不过任何一种结构都有其独特的特性，这使其最适合于某一特定的应用。在针对某一特定应用选择最佳结构时，关键之处在于了解特定结构的基本工作特性、优点、缺陷、复杂程度和使用领域等。以下因素将有助用户进行最佳拓扑结构的选择：

- a) 输出电压是高于还是低于整个输入电压范围？
- b) 需要多少路输出？
- c) 需要输入和输出之间的电绝缘吗？
- d) 输入 / 输出电压非常高吗？
- e) 输入 / 输出电流非常大吗？
- f) 变压器原边最高电压和最大占空比是多少？

因素 (a) 有助于确定电源结构是采用降压型、升压型还是降压 - 升压型结构。因素 (b) 和 (c) 将有助于确定电源拓扑结构中是否应具有变压器。电源的可靠性取决于根据 (d)、(e) 和 (f) 所选择的拓扑结构。

## 降压转换器

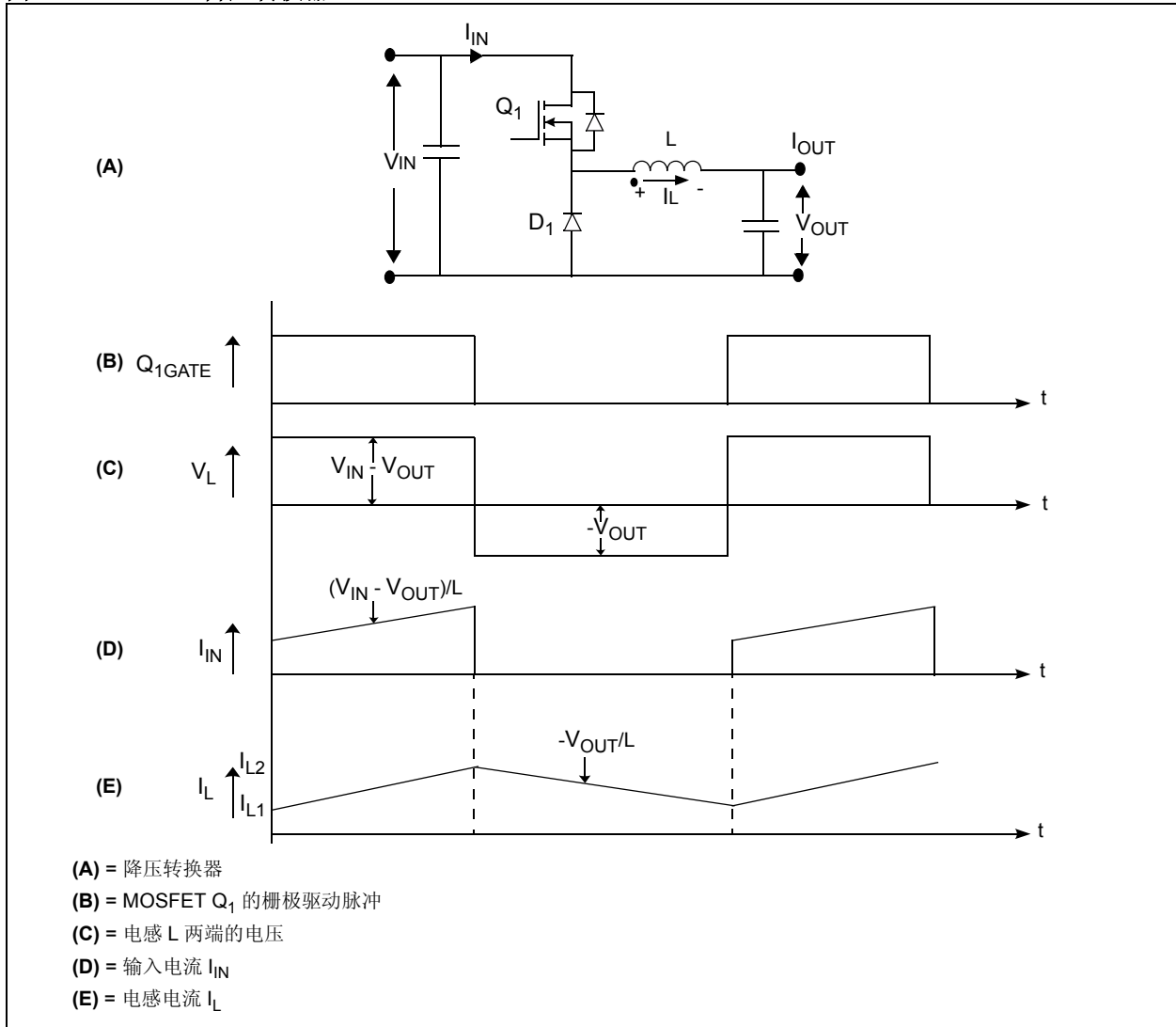
降压转换器仅提供比输入电压低的平均输出电压，这正如其名称所表示的一样。降压转换器的基本原理图和开关波形如图 2 所示。

在降压转换器中，开关 (Q1) 与输入电压源  $V_{IN}$  串联。输入电压源  $V_{IN}$  通过功率开关和低通滤波器馈送到输出，而低通滤波器则由电感和电容构成。

在稳态运行中，若开关导通时间为  $T_{ON}$ ，输入将向输出和电感 (L) 提供能量。在  $T_{ON}$  期间，电感电流流经功率开关且  $V_{IN}$  和  $V_{OUT}$  之间的正向电压差将加在电感两端，如图 2 (C) 所示。因此，电感电流  $I_L$  将呈线性规律从当前值  $I_{L1}$  上升到  $I_{L2}$ ，如图 2 (E) 所示。

在  $T_{OFF}$  期间，当开关关闭，电感电流的方向与前面相同，这是由于电感中的储能继续提供负载所需电流。在 Q1 关闭期间 ( $T_{OFF}$ )，二极管 D1 提供电感电流回路；因此，该二极管称为续流二极管。在  $T_{OFF}$  期间，输出电压  $V_{OUT}$  将以反方向加在电感两端，如图 2 (C) 所示。因此，电感电流将从当前值  $I_{L2}$  减小至  $I_{L1}$ ，如图 2 (E) 所示。

图 2: 降压转换器



### 连续导通模式

电感电流在一个开关周期 ( $T_S$ ) 内是连续的且不会减小到零 ( $T_S$ )；因此，这一运行模式称为连续导通模式。在该模式下，输出和输入电压的关系由公式 3 给出。其中  $D$  为占空比，由公式 4 给出。

### 公式 3: 降压转换器的 $V_{OUT}/V_{IN}$ 关系

$$V_{OUT} = D \cdot V_{IN}$$

### 公式 4: 占空比

$$D = \frac{T_{ON}}{T_S}$$

其中:

$T_{ON}$  = 导通周期

$T_S$  = 开关周期

如果输出和输入电压之间的比值小于 0.1，一般建议采用两级降压转换器结构，即对输入电压进行两次降压变换操作。尽管降压转换器可以连续或不连续工作，但其输入电流总是不连续的，如图 2 (D) 所示。这将导致该结构较其他拓扑结构会使用更大的电磁干扰 (electromagnetic interference, EMI) 滤波器。

## 电流模式控制

在设计降压转换器时，总要对电感和电容的大小进行权衡。

较大的电感值意味着需要在磁芯上绕制更多的匝数，但从输出电容角度来看则意味着更小的纹波电流（< 满载电流的 10%）；因此，电感中的损耗将增加。而且，更小的纹波电流使得电流控制模式几乎难以实现（有关电流控制技术的详细信息请参见“控制方式”）。因此，这种转换器的负载瞬态响应较差。

较小的电感值将导致纹波电流增加，这使得电流模式控制的实现更为方便，转换器的负载瞬态响应也得到提升。然而，较高的纹波电流需要使用低等效串联阻抗（Equivalent Series Resistor, ESR）的电容来满足输出电压的纹波的峰 - 峰值要求。通常说来，要实现电流模式控制，电感中的纹波电流应至少为满载电流的 30%。

## 前馈控制

在降压转换器中，输入电压变化在电压输出端产生的影响通常可通过输入电压前馈控制降到最低。与模拟控制方式相比，使用具有输入电压检测功能的数字信号控制器能轻易实现前馈控制。在前馈控制方法中，数字信号控制器一旦检测到输入电压的变化，在输入变化对输出参数造成实际影响之前就将开始采取自适应措施进行相应的处理。

## 同步降压转换器

当输出电流要求较高时，续流二极管 D1 中过高的功耗将限制可达到的最小输出电压。为减少大电流下的功耗并获得较低的输出电压，采用具有极低导通电阻  $R_{DS(on)}$  的 MOSFET 替代续流二极管。该 MOSFET 的导通与关断与降压 MOSFET 同步。因此，这一结构称为同步降压转换器。该同步 MOSFET 的栅极驱动信号需与降压开关栅极驱动信号呈现互补关系。

MOSFET 能够以任一方向进行导通；这意味着如果电感中的电流由于负载较轻到零时，同步 MOSFET 应被立即关断。否则，因为输出 LC 谐振的原因，电感电流的方向将反向（在达到零后）。在这一场景下，同步 MOSFET 作为输出电容的负载并因其导通电阻  $R_{DS(on)}$  而耗能，从而导致断续运行（在一个开关周期内电感电

流达到零）时的功耗增加。如果降压转换器电感是针对中等负载设计的，但却工作于空载或轻负载条件下，则可能会发生这一情况。在这种情况下，如果同步 MOSFET 在电感电流到零时没有立即关断，输出电压可能跌落到稳压限制范围之下。

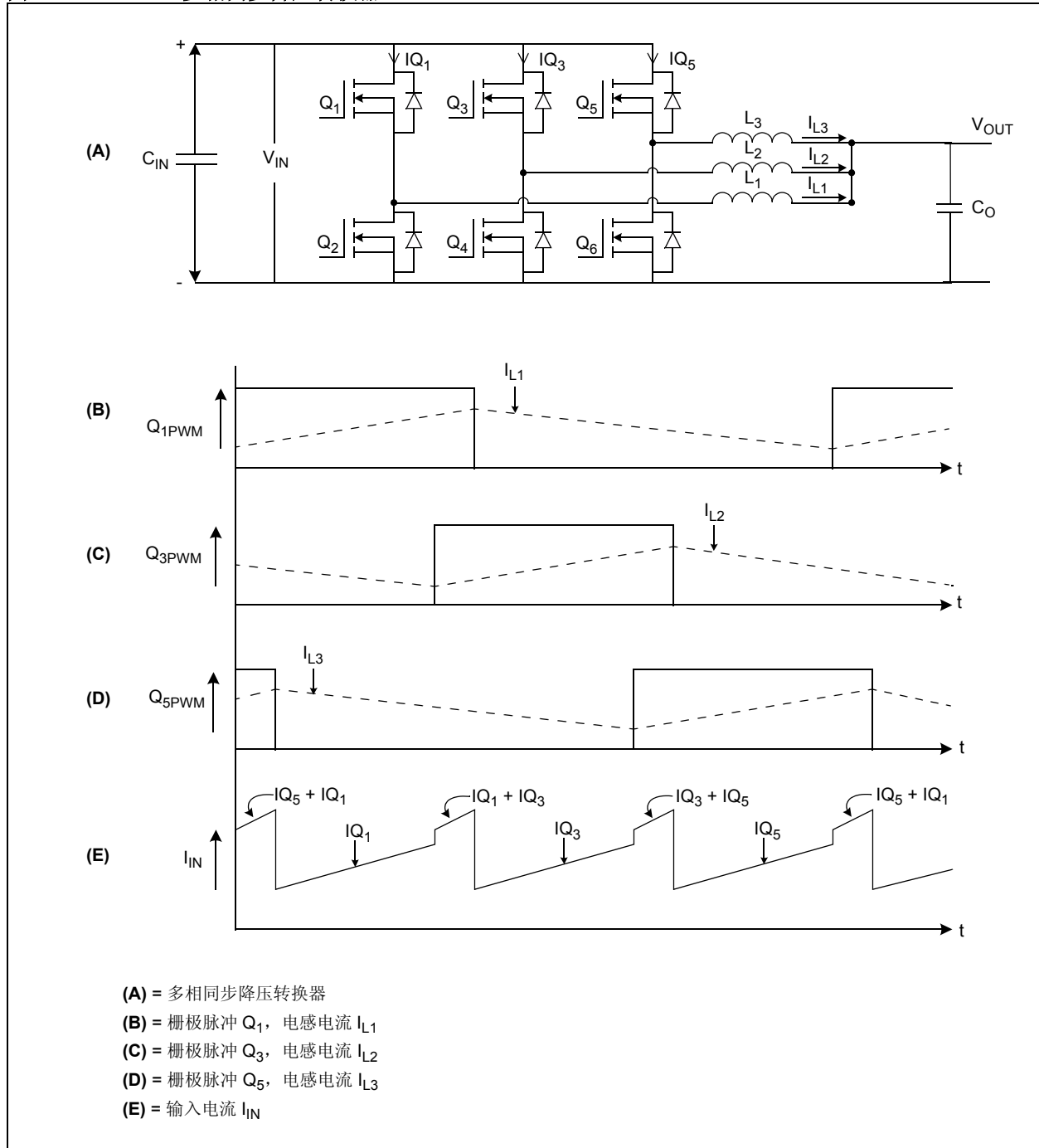
## 多相同步降压转换器

设计一个能够在较低输出电压条件下提供大于 35 安培负载电流的单一同步降压转换器几乎是不可能的。如果负载电流要求大于 35-40 安培，那么则需要将多个转换器并联以提供这一数值的负载电流。

为使输入和输出电容实现优化，所有并联转换器基于同一时基运行且每一个转换器的开关均距离前一个转换器固定的时间 / 相位。这种类型的转换器称为多相同步降压转换器。图 3 显示了多相同步降压转换器，以及每一个桥臂的栅极驱动脉冲与转换器汲取的输入电流之间的时序关系。固定的时间 / 相位由  $时间/周期/n$  或  $300/n$  给出，其中 “n” 是并联转换器的个数。

输入和输出电容的设计取决于每一个转换器的开关频率乘以并联转换器的个数。从输出电容的角度来看纹波电流减少 “n” 倍。与图 2 (D) 中所示的单一转换器相比，多相同步降压转换器汲取的输入电流是连续的且纹波较少，如图 3 (E) 所示。因此，对于多相同步降压转换器来说，较小的输入电容能满足设计要求。

图 3: 多相同步降压转换器



# AN1114

## 升压转换器

升压转换器，顾名思义，只能输出比输入电压高的平均电压。升压转换器的基本原理图和相应的开关波形如图 4 所示。

在升压转换器中，电感（L）与输入电压源  $V_{IN}$  串联放置。输入电压源通过电感和二极管  $D_1$  将电压馈送到输出。稳态运行时，功率开关  $Q_1$  的导通时间为  $T_{ON}$ ，输入电源将向电感提供能量。

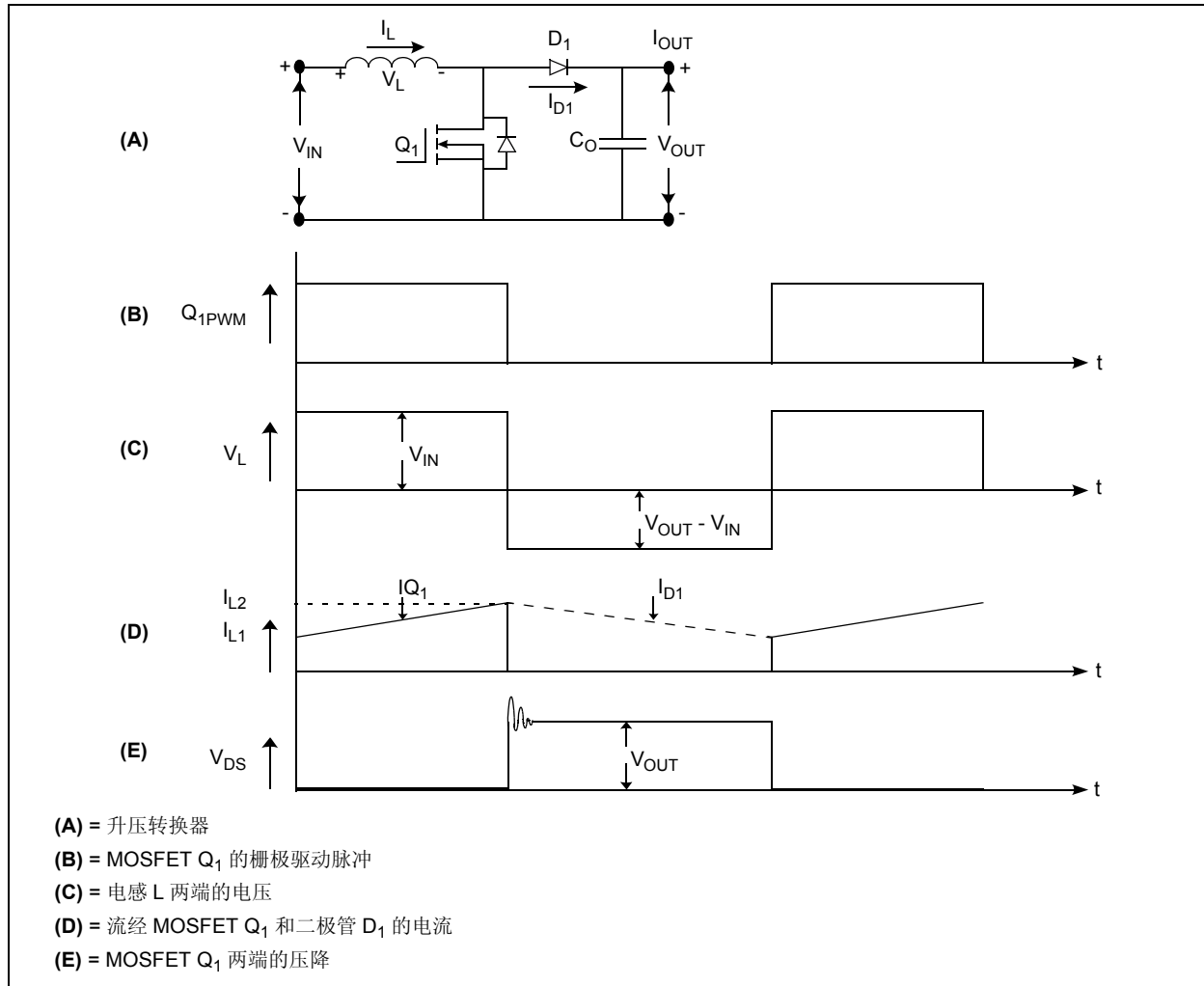
在  $T_{ON}$  内，电感电流（ $I_L$ ）流经功率开关且输入电压  $V_{IN}$  正向加在电感两端，如图 4（C）所示。因此，电感电流将从当前值  $I_{L1}$  线性上升到  $I_{L2}$ ，如图 4（D）所示。在该  $T_{ON}$  期间，输出负载电流  $I_{OUT}$  由输出电容  $C_O$  提供。输出电容值应足够大，这样才可保证在  $T_{ON}$  时间内提供相应的负载电流，同时使输出电压跌落的程度为所规定的最小值。

在  $T_{OFF}$  期间，功率开关关断，电感电流继续凭借电感储能维持原来的电流方向而输入电压源  $V_{IN}$  向负载提供能量。在  $Q_1$  关断期间（ $T_{OFF}$ ），二极管  $D_1$  与输出电容构成了电感电流回路。在  $T_{OFF}$  时间内，电感电流流经二极管， $V_{IN}$  和  $V_{OUT}$  之间的压差反向加在电感两端，如图 4（C）。因此，电感电流将从当前值  $I_{L2}$  减少到  $I_{L1}$ ，如图 4（D）所示。

### 连续导通模式

如图 4（D）所示，电感电流是连续的且在一个开关周期内（ $T_s$ ）不会到零；因此，这一方法又称为连续导通模式。其输出和输入电压之间的关系，如公式 5 所示。

图 4: 升压转换器



公式 5:  $V_{OUT}/V_{IN}$  关系

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{(1-D)}$$

输出电容纹波电流的均方根值（root mean square, RMS）由公式 6 给出。考虑图 4 (D) 中所示之波形对其进行计算。在  $T_{OFF}$  期间，脉动电流  $I_{D1}$  流入输出电容而恒定的负载电流 ( $I_{OUT}$ ) 流出输出电容。

## 公式 6: 电容纹波电流的均方根值

$$I_{RIPPLERMS} = \sqrt{(I_{D1})^2 - (I_{OUT})^2}$$

其中:

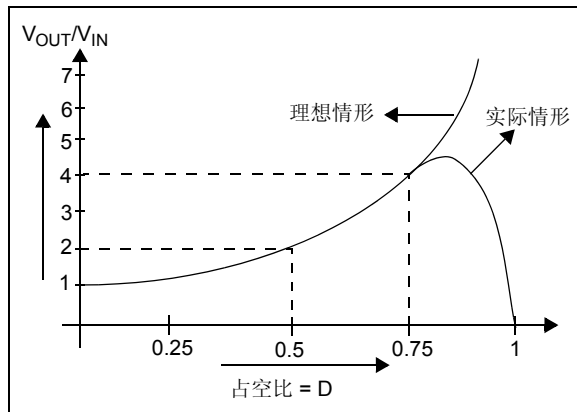
$I_{D1RMS} = I_{D1}$  的 RMS 值

$I_{RIPPLERMS} =$  电容纹波电流的 RMS 值

$I_{OUT} =$  输出 DC 电流

根据公式 5，当占空比接近 100% 时，理想情况下的  $V_{OUT}/V_{IN}$  比率可能变得非常大。然而，与理想特性不同，当占空比接近 100% 时  $V_{OUT}/V_{IN}$  却随之下降，如图 5 所示。因为功率开关利用率较差，元件中出现寄生参数，导致电感电容和半导体开关的损耗随之增加。

图 5: 升压转换器中的  $V_{OUT}/V_{IN}$  和占空比



## 功率因数校正

当升压转换器运行于连续导通模式时，从输入电压源汲取的电流总是连续和平滑的，如图 4 (D) 所示。这一特性使得升压转换器成为功率因数校正（Power Factor Correction, PFC）应用的理想选择。功率因数（Power Factor, PF）由总电流谐波畸变因子（Total Current Harmonics Distortion Factor, THD）和相移因子（Displacement Factor, DF）的乘积给出。因此，在 PFC 中，转换器汲取的输入电流应足够连续和平滑以满足输入电流的 THD 指标，使其接近于 1。此外，输入电流应能跟随输入正弦电压波形以满足相移因子指标，使其接近于 1。

## 前置转换器

前置转换器是一种基于基本降压转换器结构的变压器隔离转换器，其基本原理图和相关开关波形如图 6 所示。

在前置转换器中，开关 ( $Q_1$ ) 与变压器 ( $T_1$ ) 原边绕组串联连接。开关在变压器原边绕组中产生脉动的电压。变压器用于将原边电压进行降压变换并提供输入电压源  $V_{IN}$  和输出电压  $V_{OUT}$  的隔离。在稳态运行状态，当开关导通  $T_{ON}$  时间后，绕组同名端相对于非同名端为正。因此，二极管  $D_1$  为正向偏置而二极管  $D_2$  和  $D_3$  为反向偏置。

当输入  $V_{IN}$  加载在变压器原边，励磁电流  $I_M$  将从初始零值按线性规律增加到最终值。递增斜率为  $V_{IN}/L_M$ ，其中  $L_M$  为原边绕组的励磁电感，如图 6 (D) 所示。流经原边绕组的总电流为该励磁电流与反映到原边的电感电流 ( $I_L$ ) 之和。这一总电流在  $T_{ON}$  期间流经 MOSFET。二极管  $D_2$  两端的电压等于输入电压乘以变压器匝数比 ( $N_S/N_P$ )。对于前置转换器，在  $T_{ON}$  期间电感  $L$  两端所加正向电压由公式 7 给出，其中忽略了变压器损耗和二极管的正向压降。

## 公式 7: 电感两端的正向压降

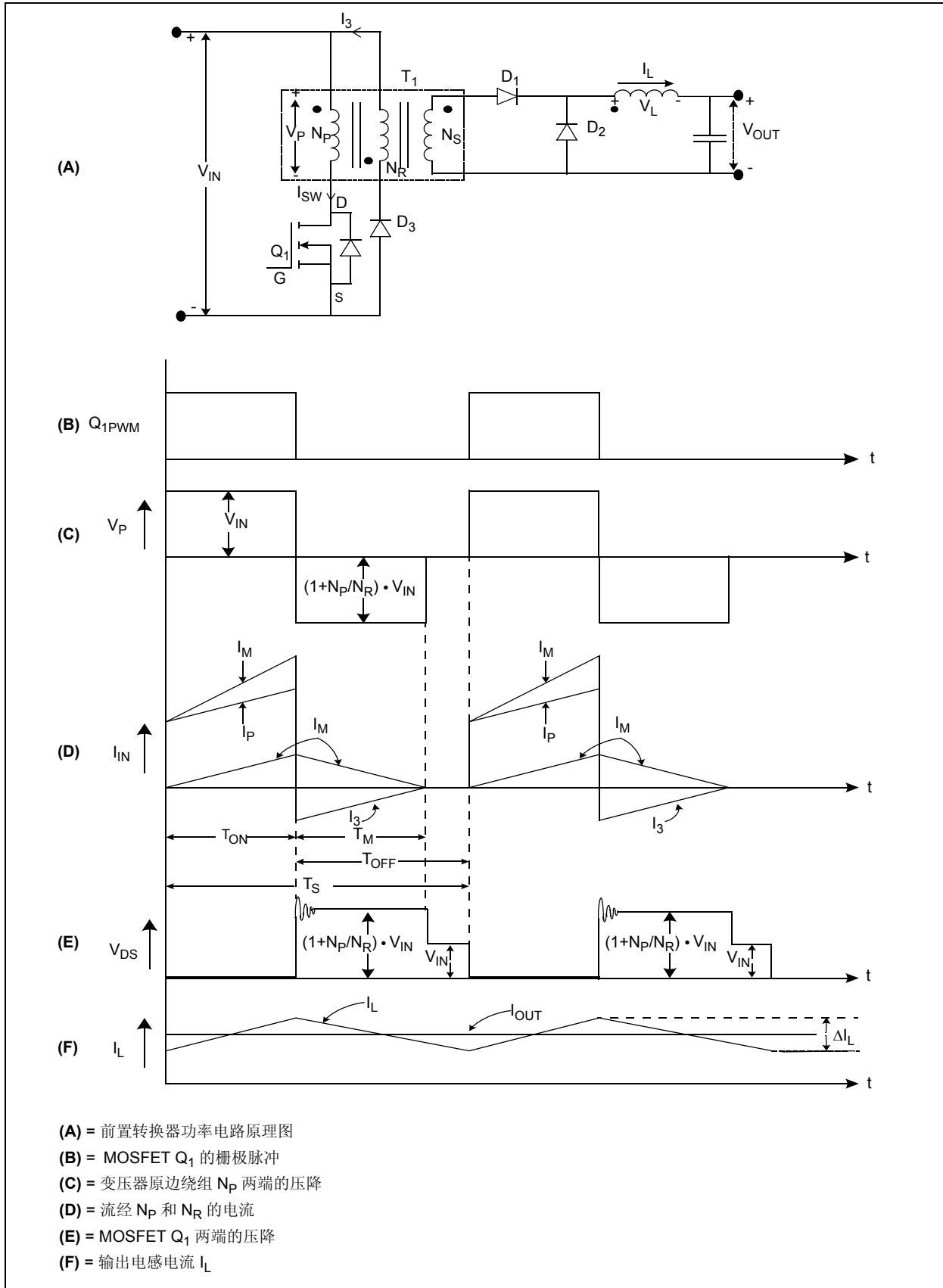
$$V_L = V_{IN} \cdot \frac{N_S}{N_P} - V_{OUT} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t}$$

## 耗能

在导通阶段的末期，当开关关断，将不再有电流通路以消耗磁芯中储存的能量。有许多方法可以消耗这一能量。图 6 显示了一种方法。在这种方法中，磁芯中的磁通将在  $N_R$  绕组的同名端感应负电压，这将使得二极管  $D_3$  变为正向偏置并消除磁芯中所储存的磁能。因此， $N_R$  绕组又称为复位绕组。关断期间的复位和励磁电流对于避免饱和现象具有重要意义。

当开关关断时，在  $T_{OFF}$  期间，电感电流 ( $I_L$ ) 继续沿原方向流动，此时电感内储能继续提供负载电流  $I_{OUT}$ 。

图 6: 前置转换器





二极管 D2 称为续流二极管并在 Q1 关断期间 (TOFF) 提供电感电流回路。在 TOFF 期间, 输出电压 VOUT 反向加在电感两端。在连续导通模式下, 输出电压和输入电压的关系由公式 8 给出, 其中 D 是占空比。

公式 8: 前置转换器 VOUT/VIN 关系

$$\left(V_{IN} \cdot \frac{N_S}{N_P} - V_{OUT}\right) \cdot T_{ON} = V_{OUT} \cdot T_{OFF}$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \cdot D$$

#### 励磁控制

当开关关断时, 二极管 D1 变为反向偏置, 因此 IM 将无法流入二次侧。因此, 通过变压器复位绕组可去除励磁电流, 如图 6 (A 和 D) 所示。

被折回的励磁电流 I3 流经复位绕组 NR 和二极管 D3 进入输入电源。在 I3 流动的时间间隔 TM 中, 变压器原边两端电压和 LM 由公式 9 给出。

公式 9: 原边折回电压

$$\left(\frac{N_P}{N_R}\right) \cdot V_{IN}$$

变压器完成去磁所需时间可通过确认一个时间周期内 LM 两端电压必须为零的时间间隔来获得。如图 6 所示, 最大值 TM 为在下一个周期开始之前变压器完成去磁所需时间, 且等于 TOFF。因此, 前置转换器中功率开关 (Q1) 的最大占空比和最大漏至源阻断电压 (VDS) 由公式 10 给出, 其中转换器的原边和复位绕组匝数分别为 NP 和 NR。

公式 10: 最大占空比和 VDS

$$(1 - D_{MAX}) = \left(\frac{N_R}{N_P}\right) \cdot D_{MAX}$$

$$D_{MAX} = \frac{1}{\left(1 + \left(\frac{N_R}{N_P}\right)\right)}$$

$$V_{DS} = V_{IN} + V_{IN} \cdot \left(\frac{N_P}{N_R}\right)$$

下一次周期开始之前完成去磁的 TM/TS 的最大值等于 (1-D), 因此前置转换器的最大占空比由公式 10 给出。

根据公式 10, 可以理解当原边绕组匝数 NP 等于复位绕组匝数 NR 时, 功率开关能具有最大的 50% 占空比而此时开关的阻断电压等于两倍的输入电压。最大占空比的实际限制值应为 45%, 而由于元件的非线性和变压器的漏感的存在, 开关的最大阻断电压将大于两倍的输入电压, 。

公式 11: 反激变压器中的磁储能

$$E_P = \frac{1}{2} \cdot (I_{PK})^2 \cdot L_M$$

$$I_{PK} = \frac{(V_{IN} \cdot T_{ON})}{L_M}$$

其中:

$E_P$  = 焦耳

$I_{PK}$  = 安培

$L_M$  = 亨

如果 NR 选择为小于 NP, 则最大占空比 DMAX 可能大于 50%; 然而, 功率开关的最大阻断电压应力将变得大于  $2 \cdot V_{IN}$ , DMAX 和 VDS 的值见公式 10。如果 NR 选择大于 NP, DMAX 将小于 50%, 但此时开关的最大阻断电压应力将小于  $2 \cdot V_{IN}$ , DMAX 和 VDS 的值见公式 10。

由于复位和原边绕组无需高电压隔离, 因此这两个绕组可采用双股并绕的方式以减小漏感。由于复位绕组只通过励磁电流, 这表明与原边绕组相比, 它只需采用较细线径的导线。

也可在变压器两端跨接一个齐纳二极管或  $R_c$  缓冲电路来替代转换器的复位绕组实现对变压器磁芯的去磁。

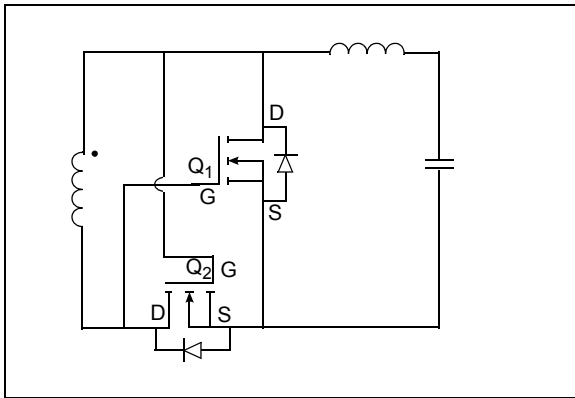
磁性材料的不完全利用、最大占空比的限制和功率开关的高电压应力使得前置转换器成为离线低成本电源功率输出（高达 150 瓦）切实可行的解决方案。其无脉动的输出电感电流使得前置转换器非常适用于大负载电流（>15A）的应用场合。输出电感的出现限制了前置转换器在高输出电压场合（>30V）中的应用。这种应用场合通常需要一个庞大的电感来对抗高输出电压。

## 提高效率

与相同输出功率等级的其他拓扑结构相比，前置转换器的效率较低，这是由于其中采用了四个重要的耗能元件：功率开关、变压器、输出二极管整流器和输出电感。

为增加效率，可采用同步 MOSFET 替代输出二极管整流器。通过额外的或同样的变压器副边绕组可实现对 MOSFET 的自驱动，如图 7 所示。

图 7： 同步整流器



负载瞬态响应的改善和电流模式控制的实现需要减少输出电感值和使用更好的输出电容来满足输出电压纹波要求，如“**降压转换器**”一章中所讨论。可使用多输出、前置转换器耦合电感以获得更好的交互负载调整需求。

## 两开关前置转换器

通过在变压器原边绕组串联回路中多设置一个功率开关（ $Q_2$ ）可将前置转换器中功率开关所承受的最大电压应力限制为等于输入电压，如图 8 所示。这种转换器称为两开关前置转换器。两开关前置转换器的基本原理图和开关波形如图 8 所示。

功率开关  $Q_1$  和  $Q_2$  由同一栅极驱动信号进行控制，如图 8（B 和 C）所示。在稳态运行状态下，开关  $Q_1$  和  $Q_2$  导通  $T_{on}$  时间，输入电压  $V_{in}$  加在变压器原边。在  $T_{on}$  期间，励磁电流和折回的输出电感电流将流经变压器原边绕组和开关  $Q_1$  和  $Q_2$ 。

在导通周期的末期，当开关关断时，磁芯中的磁通将在变压器原边中感应出反向电压，这将使得二极管  $D_1$  和  $D_2$  正向偏置并向励磁电流提供续流回路以复位磁芯。电压  $V_{in}$  将反向加在变压器原边绕组两端，如图 8（D）所示。如果变压器  $T_1$  中无漏感，NP 两端的电压将等于  $V_{in}$  而功率开关两端的最大阻断电压为  $V_{in}$ 。当励磁电流达到零时，二极管  $D_1$  和  $D_2$  将变为反向偏置，而励磁电流将在开关周期的剩余时间内保持为零。两开关前置转换器副边的工作原理与前面介绍的前置转换器相同。

## 应用考虑

功率开关阻断电压的减少使得设计人员能够选择更好的低电压 MOSFET 进行设计。因此，两开关前置转换器可用于输出功率达 350 瓦的场合。如果峰值电流使得功率大于 350 瓦，MOSFET 的损耗将难以应付，而磁性元件的不完全利用将使得所需变压器的体积更为庞大（见图 9）。因此，两开关前置转换器最适合于输出功率等级为 150 至 350 瓦的应用场合。

图 8: 双开关前置转换器

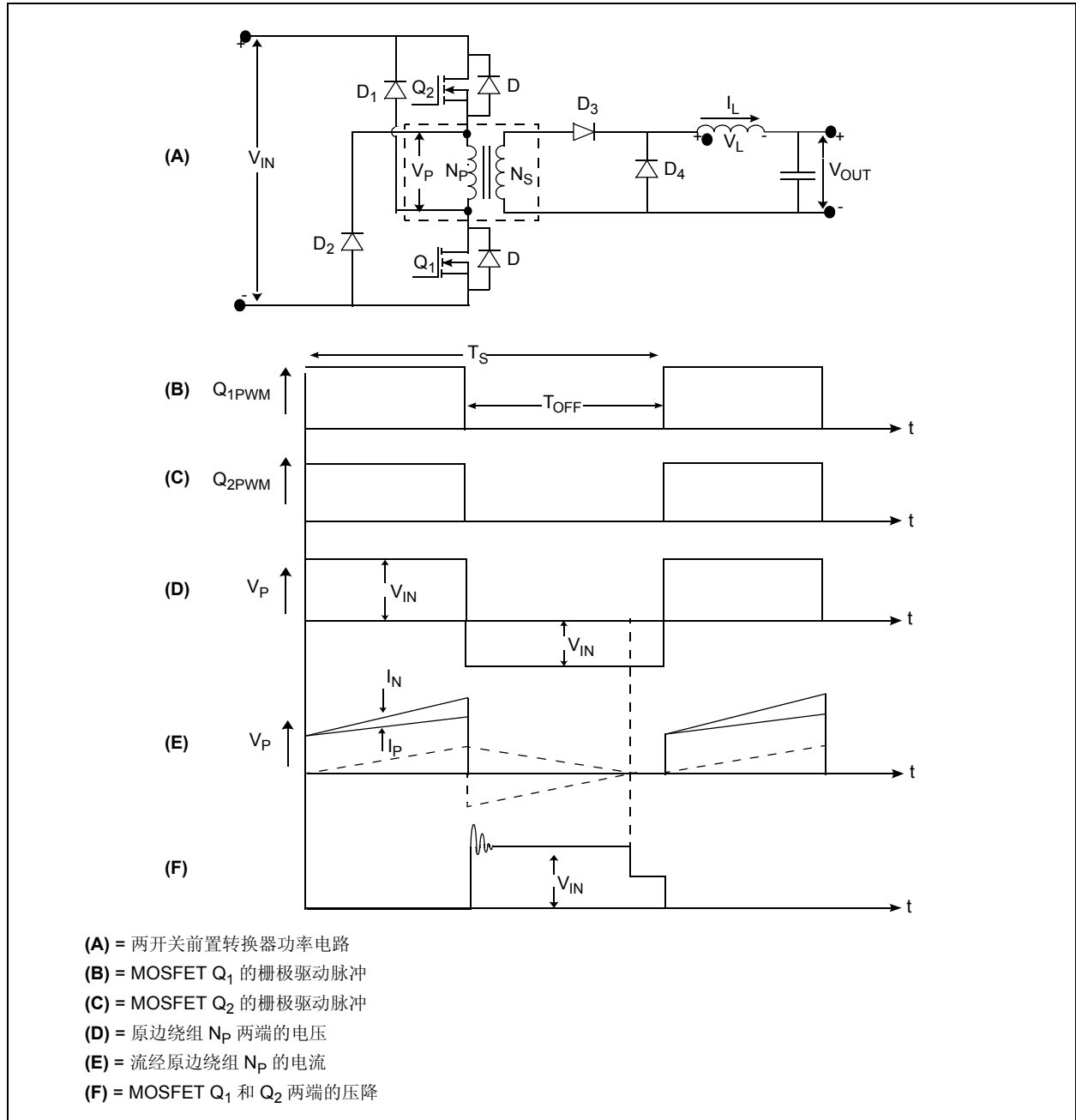
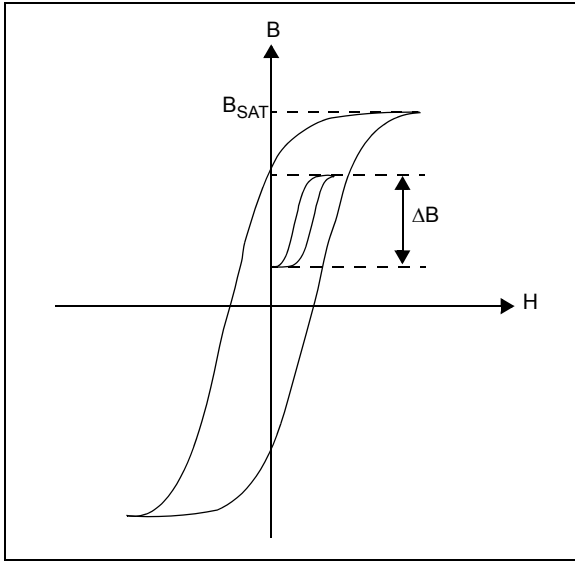


图 9: 单一开关转换器的变压器 BH 曲线



## 反激变压器 (FBT)

反激变压器 (FBT) 是基于基本降压 / 升压拓扑结构的转换器隔离变压器。其基本原理图和开关波形如图 10 所示。

在反激变压器中，功率开关 (Q1) 与变压器 (T1) 原边绕组串联。变压器用来存储开关导通时的能量并提供输入电压源  $V_{IN}$  和输出电压  $V_{OUT}$  之间的隔离。

稳态运行时，开关导通时间为  $T_{ON}$ ，绕组同名端相对于非同名端的电压极性为正。在  $T_{ON}$  期间，二极管 D1 变为反向偏置而变压器可看作一个电感。电感值等于变压器原边励磁电感  $L_M$ ，储存来自输入电压源  $V_{IN}$  的磁能（见公式 11）。因此，变压器原边电流（励磁电流  $I_M$ ）从其初始值  $I_1$  线性上升到  $I_{PK}$ ，如图 10 (D) 所示。

当二极管 D1 变为反向偏置时，负载电流 ( $I_{OUT}$ ) 由输出电容 ( $C_O$ ) 提供。输出电容值应足够大，这样才可保证在  $T_{ON}$  时间内提供相应的负载电流，同时使输出电压跌落的程度为所规定的最大值。

公式 12: 反激变压器的  $V_{OUT}/V_{IN}$  关系

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right)$$

其中：

$D$  = 反激开关的占空比

在  $T_{ON}$  的末期，当功率开关关断，变压器励磁电流将继续保持原有方向。励磁电流将在变压器同名端和非同名端之间感应负电压。二极管 D1 变为正向偏置并将变压器副边绕组电压钳制为输出电压。

变压器原边绕组中的储能通过反激作用传递到副边。这一储能将向负载提供能量并对输出电容进行充电。由于变压器中的励磁电流不能在开关关断瞬间进行充电，原边电流传递到副边，而副边电流的幅值为原边电流和变压器匝数比  $N_P/N_S$  的乘积。

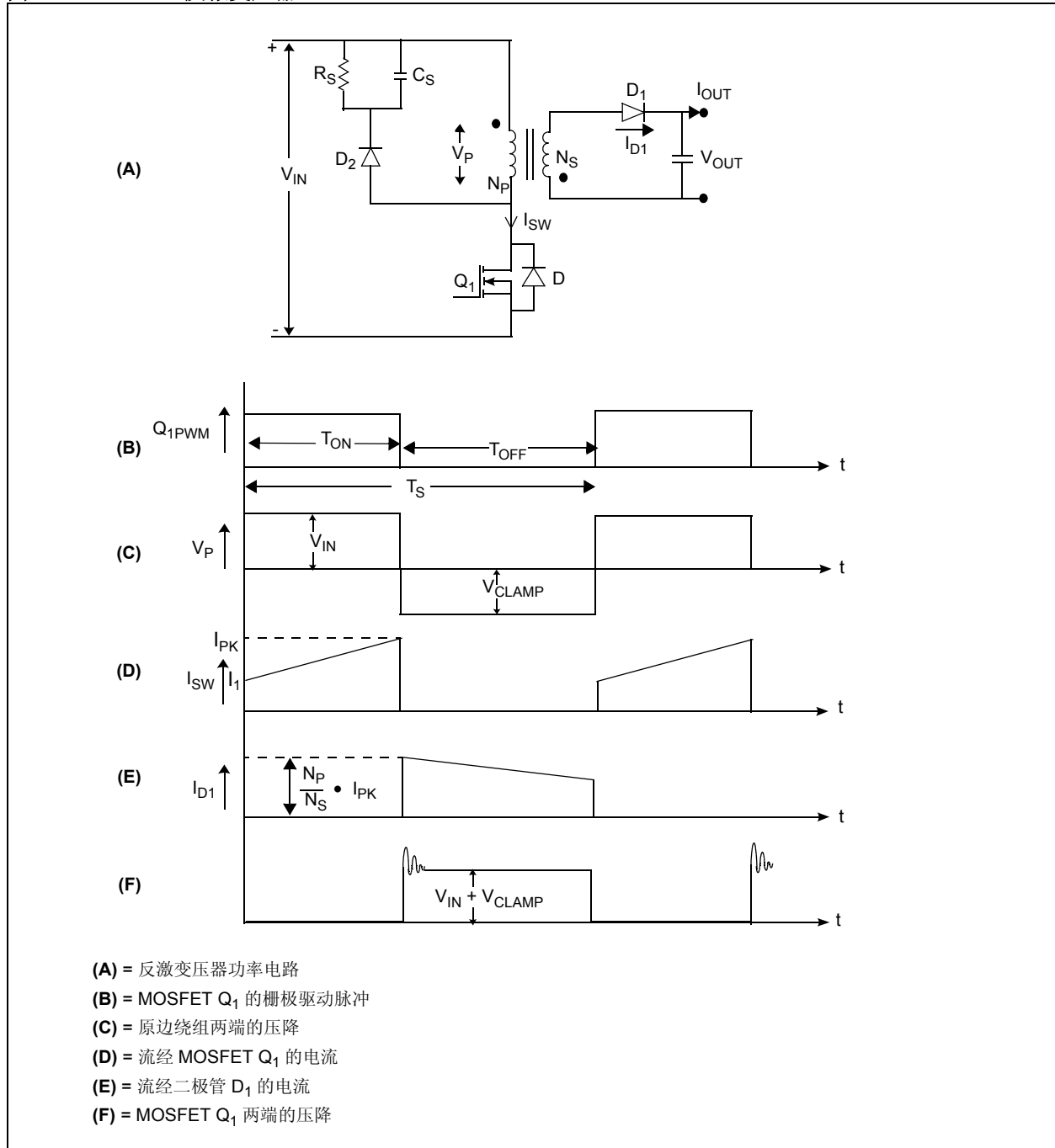
### 耗散存储的漏能

在导通期间的末期，开关将关断，此时反激变压器磁芯的漏能将没有电流通路进行耗散。有许多方法可耗散这一漏能。图 10 中的方法是使用由 D2、 $R_S$  和  $C_S$  构成的缓冲电路。采用这一方法时，磁芯中的漏磁通将在原边绕组的非同名端感应出正向电压。这将使得二极管 D2 正向偏置并提供磁芯中漏感储能的续流通道以及将原边绕组电压钳制为一个安全值。在这一过程中， $C_S$  将被充电直至比折回副边反激电压稍高，这一电压又称反激超调电压。多余的反激能量将在电阻  $R_S$  中耗散。稳态时，如果所有其他条件仍保持不变，钳位电压将直接与  $R_S$  成比例。反激超调将提供其余强制电压以在反激作用时驱动电流至副边漏电感。这将导致变压器副边电流快速增加，从而提升反激变压器的效率。

### 连续导通模式

图 10 (D) 给出了反激变压器在连续导通模式下工作时的波形。连续导通模式与反激变压器磁芯的不完全去磁现象相一致。在导通期间  $T_{ON}$  磁芯磁通从初始值 (0) 线性增加到 (PK)。在稳态状态下， $T_{ON}$  期间磁芯磁通的变化应等于  $T_{OFF}$  期间磁通的变化。这一点对于避免饱和很重要。稳态运行和连续运行模式下的输入和输出电压的关系如公式 12 所示。

图 10: 反激变压器



当工作在连续导通模式下时，占空比与从转换器汲取的负载电流无关，且对于直流输入电压来说是个常数。然而，在实际情况下，负载将使得变压器内部损耗和输出二极管 D2 的损耗增加。为保持恒定的输出电压，即使在恒定直流输入电压条件下，连续导通模式控制也需对占空比作微小调整。

因为原边绕组中出现副边折回电压和转换器磁芯中的漏感储能，功率开关所承受的最大电压应力  $V_{DS}$  可由公式 13 给出。如果采用反激变压器作为离线电源的通用输入，考虑到副边折回电压为 180V 且变压器漏感储能导致的电压尖峰（比理想值高出 20%），功率开关的额定电压应为 700V。

### 公式 13: 反激变压器中的最大 $V_{DS}$

$$V_{DS} = V_{IN} + V_{CLAMP} + V_{LEAKAGE}$$

其中：

$V_{CLAMP}$  = 缓冲电路（D<sub>2</sub>、R<sub>2</sub> 和 C<sub>2</sub>）两端的压降

$V_{LEAKAGE}$  = 由于漏感导致的电压尖峰

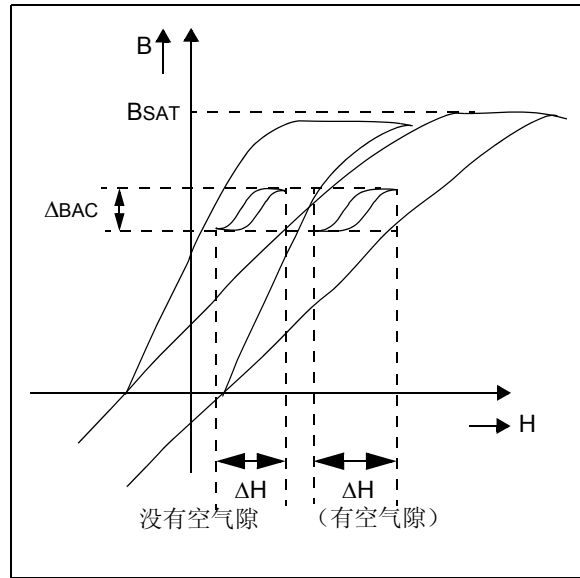
### 电容的选择

如图 10 (E) 所示的脉动电流  $I_{D1}$  流入，而 DC 负载电流流出输出电容，这将导致反激变压器的输出电容承受较高的电压应力。在反激变压器中，输出电容的选择基于流经电容的最大纹波电流的 RMS 值（由公式 6 给出）和输出电压纹波的最大峰-峰值要求。输出电压纹波的峰-峰值取决于流经电容的纹波电流和其等效串联阻抗（ESR）。电容的 ESR 和纹波电流将导致电容内部升温，这将影响电容的预期寿命。因此，电容的选择主要取决于纹波电流额定值和 ESR 值，以此满足有关温升和输出电压纹波的指标要求。如果输出纹波电流较大，建议采用多个电容并联以替代单个且数值较大的电容。这些电容应距二极管阴极接线端等距离放置，这样每一个电容才能均分电流。

### 空气隙

为增加吞吐容量并减少反激变压器磁芯的磁饱和程度，在变压器磁芯中插入了空气隙。这一空气隙并不随着磁芯材料的饱和磁通密度（ $B_{SAT}$ ）的改变而改变；然而，它却增加了达到饱和的磁场强度  $H$  并减少了剩余磁通密度  $B_R$ ，如图 11 所示。因此，空气隙增加了  $\Delta BH$  的工作范围，从而增加了反激变压器的吞吐量。

图 11: 具有空气隙的反激变压器的 BH 曲线



### 反激拓扑的优点

在最大输出功率为 5 至 150 瓦的低成本电源应用中，反激拓扑应用广泛。反激拓扑未使用输出电感，这样节省了成本、减小了体积和反激变压器中的损耗。它非常适合于输出电压高达 400V 而输出功率为较低的 15-20 瓦的应用场合。由于省去了输出电感和续流二极管（用于前置转换器），因此反激变压器拓扑非常适用于高输出电压应用。

在反激变压器中，当出现一个以上的输出时，如果输入电压和负载变化，输出电压将出现互相跟踪的现象，这与前置转换器相比要好许多。这是由于省去了输出电感，输出电容直接连到变压器副边并在开关关断期间（TOFF）作为一个电压源。

### 应用方面的考虑

对于同样输出功率等级且输出电流要求大于 12-15 安培的场合，流经输出电容的峰-峰纹波电流 RMS 值将变得非常大且难以实现。因此，对于输出电流要求较大的场合，最好选择前置转换器结构而非反激结构。

## 推挽式转换器

推挽式转换器是一种基于基本前置结构的变压器隔离转换器。其基本工作原理图和开关波形如图 12 所示。

在两个交替的半周期期间，通过变压器带中心抽头的原边绕组，用两个开关 **Q1** 和 **Q2** 控制高压直流电的切换。这些功率开关将在转换器原边绕组产生脉动电压。变压器用来对原边电压进行降压并提供输入电压源 **V<sub>IN</sub>** 和输出电压 **V<sub>OUT</sub>** 之间的隔离。

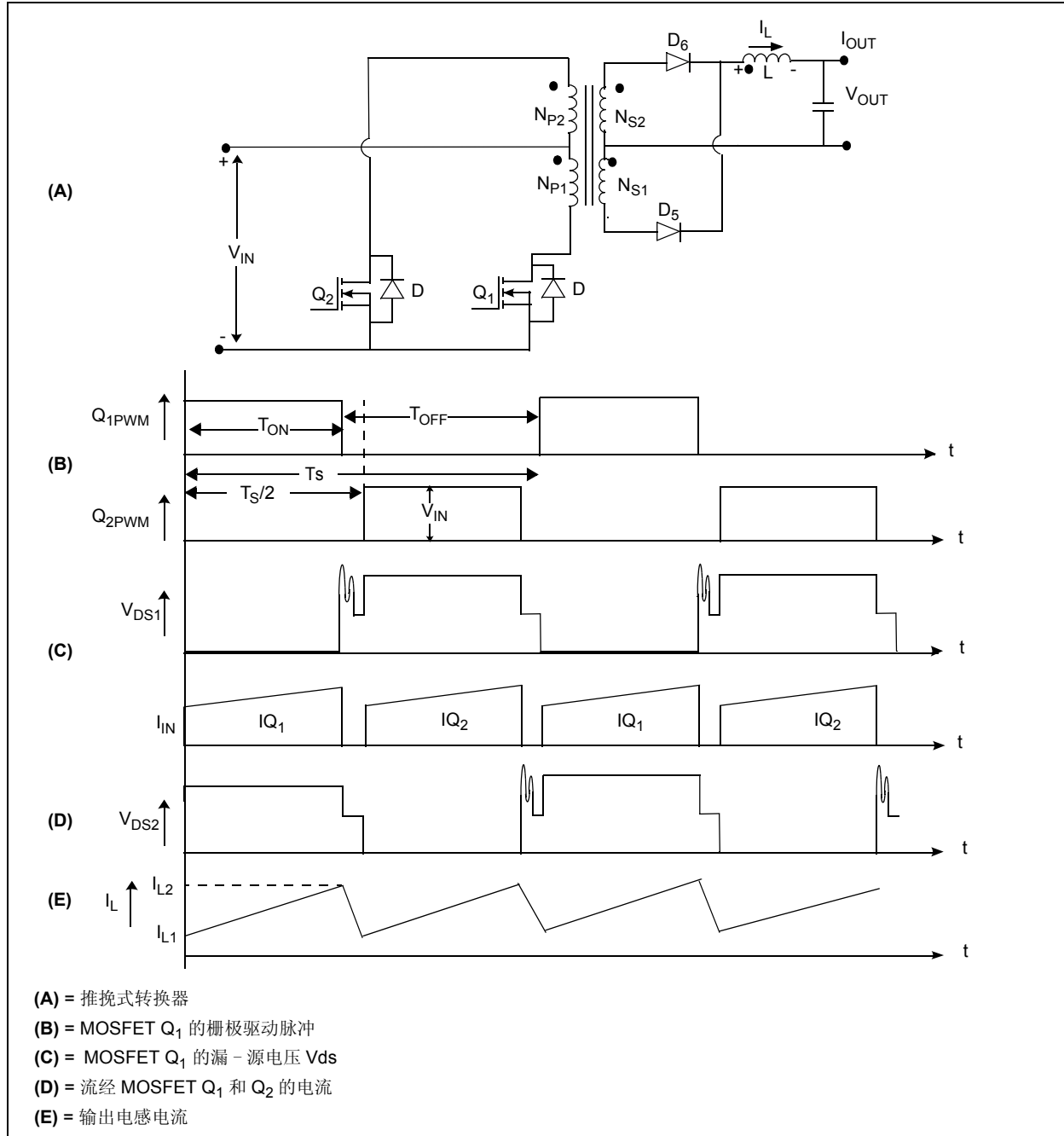
推挽式转换器中使用的变压器包含一个具有中间抽头的原边绕组和一个具有中间抽头的副边绕组。开关 **Q1** 和 **Q2** 由控制电路进行驱动，因此两个开关应在变压器磁芯中产生等值反向的磁通。

# AN1114

在稳态运行过程中，当  $Q_1$  导通时间为  $T_{ON}$  时，绕组同名端相对于非同名端将变为正电压。二极管  $D_5$  变为反向偏置而二极管  $D_6$  变为正向偏置。因此，二极管  $D_6$  提供了输出电感电流  $I_L$  流经变压器副边绕组  $N_{S2}$  的通路。当输入电压  $V_{IN}$  加在变压器原边绕组  $N_{P1}$  上，副边绕组中将出现折回的原边电压。变压器副边绕组电压和输出电压  $V_{OUT}$  之间的压差将正向加在电感  $L$  上。因此，电

感电流  $I_L$  将从其初始值  $I_{L1}$  线性上升到  $I_{L2}$ ，如图 12 (E) 所示。在  $T_{ON}$  期间，此时输入电压加在变压器原边绕组  $N_{P1}$  上，磁芯中的磁通密度值将从初始值  $B_1$  变化到  $B_2$ ，如图 13 所示。

图 12: 推挽式转换器





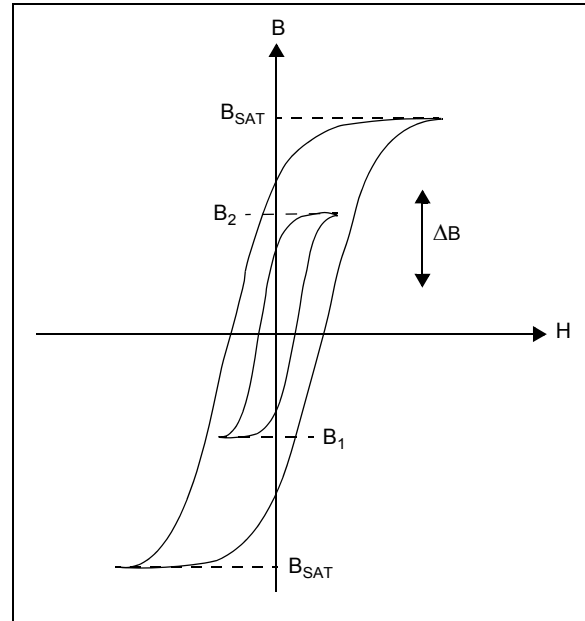
在  $T_{ON}$  期间的末期，开关  $Q_1$  关断并在开关周期  $T_s$  的剩余时间内保持关断状态。开关  $Q_2$  将在开关周期的一半 ( $T_s/2$ ) 处开始导通，如图 12 所示。因此，在  $T_{OFF}$  期间，开关  $Q_1$  和  $Q_2$  都将关断。当开关  $Q_1$  关断，功率开关内部集成的二极管将提供变压器原边漏感储能的续流通路且输出整流二极管  $D_5$  将变为正向偏置。当二极管  $D_5$  变为正向偏置，它将与副边绕组  $NS_1$  一起构成一半电感电流的续流通路，而二极管  $D_6$  则与副边绕组  $NS_2$  一起构成另一半电感电流的续流通路。假定副边绕组  $NS_1$  和  $NS_2$  具有相同的匝数，上述情形将导致变压器副边的两个绕组两端将加载等值反向的电压。因此， $T_{OFF}$  期间副边两端的总电压为零，这将使得变压器磁芯中的磁通密度恒定为最终值  $B_2$ 。当两个开关都关断时，输出电压将反向加在电感  $L$  上。这样，电感电流  $I_L$  将从其初始值  $I_{L2}$  按线性规律减小到  $I_{L1}$ ，如图 12 (E) 所示。

### 避免磁饱和

在经过  $T_s/2$  时间之后，当开关  $Q_2$  导通，二极管  $D_6$  将变为反向偏置且全部电感电流开始流经二极管  $D_5$  和变压器副边绕组  $NS_1$ 。在这段  $T_{ON}$  期间，当开关  $Q_2$  导通，输入电压  $V_{IN}$  将反向加载在变压器原边绕组  $NP_2$  两端，这将使得同名端相对于非同名端的电压极性为负。

当输入电压加载在变压器原边绕组  $NP_2$  两端时，磁芯中的磁通密度将从其初始值  $B_2$  变化到  $B_1$ ，如图 13 所示。假定原边绕组  $NP_1$  和  $NP_2$  的匝数相同且副边绕组  $NS_1$  和  $NS_2$  的匝数相同，则两个功率开关的导通时间  $T_{ON}$  应保持相同以避免变压器磁芯出现饱和。在  $T_{ON}$  周期结束之后， $Q_2$  将关断并在  $T_s$  周期的剩余时间内保持关断状态，如图 12 所示。

图 13: 推挽式变压器的 BH 曲线



### 功率开关的额定电压

在任一功率开关的  $T_{ON}$  期间，电压  $V_{IN}$  将加载到变压器原边绕组的一半，并在变压器原边绕组的另一半感生出相同的电压。这将导致关断的功率开关承受两倍于输入电压的电压。因此，用于推挽式转换器的功率开关的电压额定值必须大于至少两倍的输入电压。对于实际的应用，由于漏感储能引起的电压尖峰和瞬态因素，功率开关的电压额定值应比理论计算值大出 20%。对于通用输入电压，功率开关的电压额定值应为： $264 \cdot 1.414 \cdot 2 \cdot 1.2 = 895$ ，因此实际所需的值为 900 伏。

### $V_{OUT}/V_{IN}$ 关系

对于连续导通模式下稳态工作时，其输入和输出电压的关系表达式由公式 14 给出，其中  $D$  为功率开关的占空比。

公式 14: 推挽式转换器的  $V_{OUT}/V_{IN}$  关系

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \left( \frac{N_S}{N_P} \right) \cdot 2 \cdot D$$

$$D = \frac{T_{ON}}{T_S}$$

## 减少磁不平衡

如果两个原边绕组产生的磁通不相等，那么在每一个开关周期将会加入 DC 磁通并快速增至饱和。这一磁不平衡现象可由两个开关的 TON 周期不相等、原边绕组 NP1 和 NP2 匝数不等、副边绕组 NS1 和 NS2 匝数不等和输出二极管 D5 和 D6 的正向压降不等等因素造成。同时，磁不平衡现象也可通过仔细选择栅极驱动电路、使用具有正温度系数 (PTC) 通态电阻的开关器件、向变压器磁芯加入空气隙和使用峰值电流模式控制技术来确定功率开关 Q1 和 Q2 的 TON 周期的方法加以减少。

图 14 解释了如何通过查看两个开关 Q1 和 Q2 电流波形来确定稳态运行中磁芯中磁不平衡的状态。如果两个开关的电流波形是对称的且幅值相等，如图 14 (A) 所示，则表明磁芯中的磁通偏移得到了较好的平衡且变压器工作于安全区。然而，如果两个开关的电流波形不对称且峰值电流不相等，如图 14 (B) 所示，这表明磁芯中的磁通偏移不平衡；然而，它仍然处于 BH 磁滞回线的安全工作区。如果某个开关的电流波形中具有向上的凹坑，如图 14 (C) 所示，这表明磁芯内部的磁通偏移出现较大的不等而磁 BH 回线接近饱和。磁场强度 H 的微小增加将导致励磁电感的减小，但是励磁电流的剧烈增加可能导致功率开关和变压器损坏。

## 磁通倍增和伏秒箝位

当这样的一个系统初次通电或在负载瞬态变化过程中，磁通密度将从零开始变化而非 B1 或 B2，因此，这一瞬间可达到的磁通偏移将是稳态条件下正常值的一半。这称为“磁通倍增”。驱动和控制电路必须能识别这一条件并保护应用免遭宽驱动脉冲的破坏直至磁芯恢复正常的工作条件。这称为“伏秒箝位”。

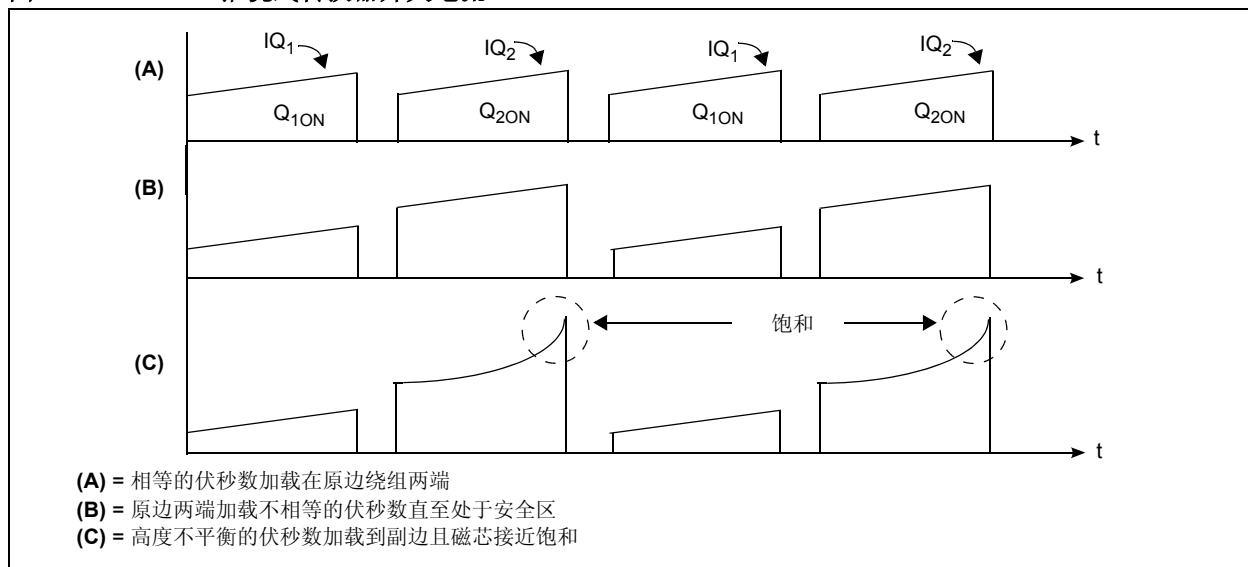
## 铜的使用

推挽式变压器需要有一个中间抽头的原边绕组，且每一个绕组只有在交替电源脉冲条件下才被激活，这表明原边的绕组的利用率只有 50%。未使用的铜线占据了线圈支架的空间且增加了原边绕组的漏感。中间抽头的原边绕组通常需要双线并绕，但这将导致在相邻匝之间产生较大的交流电压。

## 应用考虑

开关上承受的高电压 ( $2 \cdot V_{IN}$ ) 和变压器原边绕组 50% 的利用率使得推挽式结构不适合输入电压为欧洲、亚洲、或通用电压范围 (90VAC-230VAC) 以及当 PFC 用作前端整流器的应用场合。原因在于磁芯的不完全利用率，而这是由于任何开关周期内只有一个开关导通而变压原边绕组却加载全部输入电压。推挽式结构最适合于低电压应用场合，如 US 标准的 110VAC 直接输入离线 SMPS 或额定功率最多 500 瓦的低输入电压 DC-DC 隔离转换器。

图 14: 推挽式转换器开关电流



## 避免直通电流

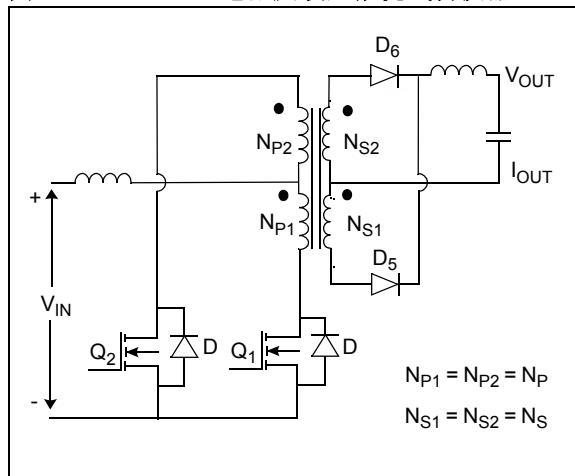
在推挽式转换器中，两个开关不能在同一时刻导通。开关在同一时刻导通将在变压器磁芯中产生等值反向的磁通，这将导致变压器不工作且绕组近似短路。这一情形将在输入电源  $V_{IN}$  和地之间形成很小的阻抗，因此开关会因流过非常大的短路直通电流而损坏。为避免直通电流的出现，可在变压器原边和输入电源之间放置一个电感，如图 15 所示。由此产生的结构称为电流源推挽式转换器。当两个开关全部导通时，原边两端的电压将变为零而输入电流将增加从而将能量储存在电感中。当只有一个开关导通时，输入电压和电感中的储能将向输出级提供能量。

连续导通模式下输出和输入的关系由公式 15 给出。

**公式 15:** 电流源推挽式转换器的  $V_{OUT}/V_{IN}$  关系

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot (1-D)}\right)$$

**图 15:** 电流反馈型推挽式转换器



## 半桥转换器

半桥式转换器是基于基本前置结构的变压器隔离转换器。其基本原理图和开关波形如图 16 所示。

开关  $Q_1$  和  $Q_2$  形成桥的一个臂，而另一个臂则由电容  $C_3$  和  $C_4$  构成。因此，这种结构称为半桥式转换器。

开关  $Q_1$  和  $Q_2$  在变压器原边产生脉动的交流电压。变压器用于降低脉动原边电压并提供输入电压源  $V_{IN}$  和输出电压的隔离。在稳态运行中，电容  $C_3$  和  $C_4$  充电至相同的电压，这将导致  $C_3$  和  $C_4$  的连接点的电位为输入电压的一半。

当开关  $Q_1$  导通  $T_{ON}$  时间，原边同名端连接到  $V_{IN}$  的正极性端而电容  $C_4$  ( $V_{C4}$ ) 两端的电压则将加载到变压器原边。这一情形将导致当开关  $Q_1$  导通时加载到原边的电压为输入电压  $V_{IN}$  的一半，如图 16(C) 所示。二极管  $D_4$  变为反向偏置而二极管  $D_3$  变为正向偏置从而使全部电感电流流经副边绕组  $N_{S1}$ 。副边绕组  $N_{S1}$  中的原边折回电压和输出电压  $V_{OUT}$  之间的电压差将正向加载到输出电感  $L$  上。因此，电感电流  $I_L$  将从其当前值  $I_{L1}$  线性上升到  $I_{L2}$ ，如图 16(E) 所示。在  $T_{ON}$  期间，折回的副边电流加上原边励磁电流一起流过开关  $Q_1$ 。在  $T_{ON}$  期间，由于电压是正向加载到原边，因此开关  $Q_1$  导通时，磁芯中的磁通密度从其初始值  $B_1$  变化到  $B_2$ ，如图 13 所示。

在  $T_{ON}$  末期，开关  $Q_1$  关断且在开关周期  $T_s$  的剩余时间内保持关断状态。在开关周期的  $T_s/2$  处，开关  $Q_2$  将导通，如图 16(B)；因此，在  $T_{OFF}$  期间，所有开关被关断。

当开关  $Q_1$  关断，开关  $Q_2$  内部集成的二极管将提供变压器原边漏感储能的续流通路，而输出整流器二极管  $D_4$  将变为正向偏置。当二极管  $D_4$  变为正向偏置，它将与副边绕组  $N_{S2}$  一起构成半数电感电流的续流通路，而二极管  $D_3$  则与副边绕组  $N_{S1}$  一起构成另一半电感电流的续流通路，如图 16(E) 所示。所以，假定副边绕组  $N_{S1}$  和  $N_{S2}$  具有相等的匝数，则变压器副边两个绕组的两端将加载等值反向的电压。结果是， $T_{OFF}$  期间副边两端加载的总电压为零，这使得变压器磁芯中的磁通密度保持为恒定值  $B_2$ 。

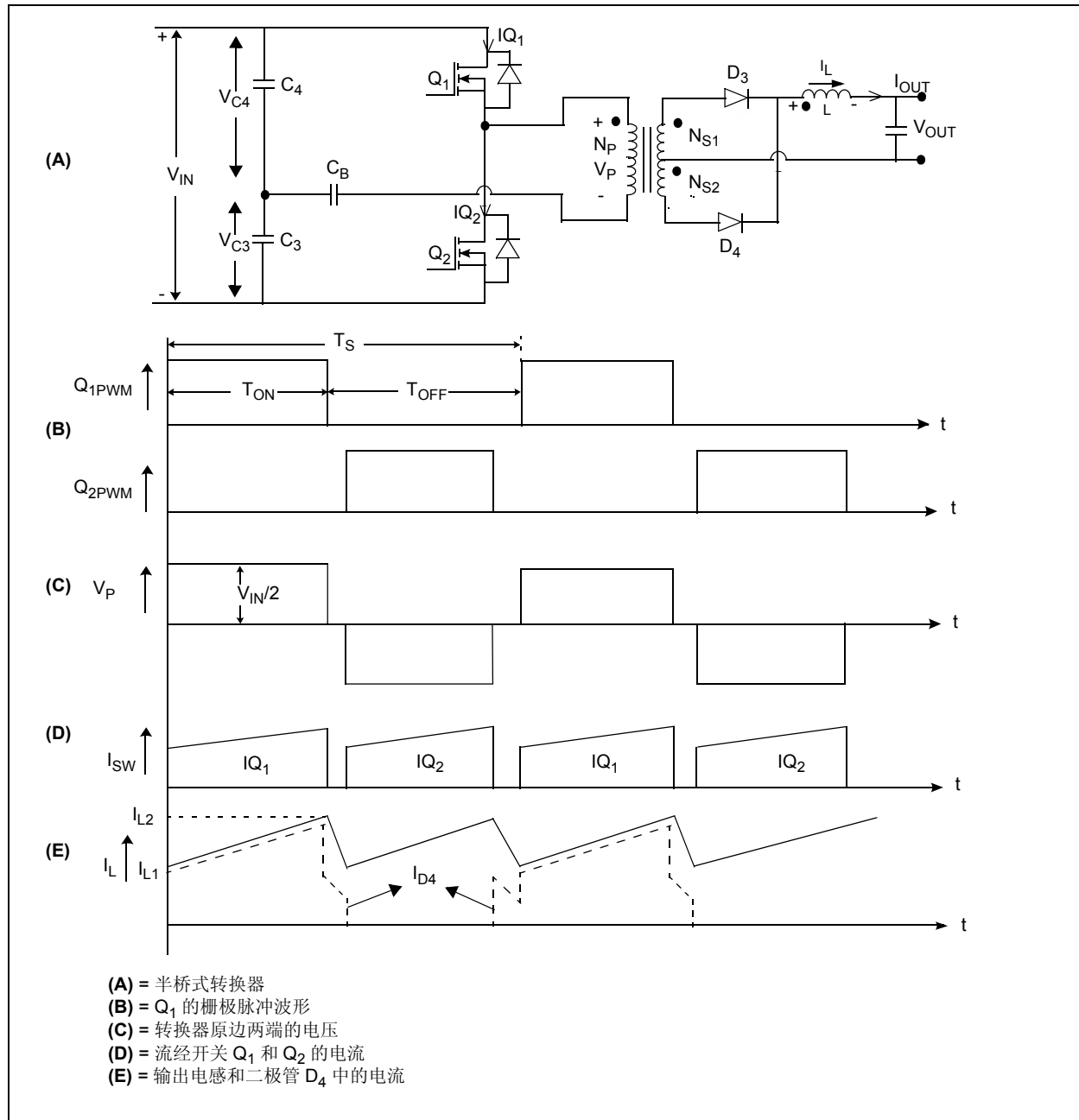
当两个开关都关断时，输出电压  $V_{OUT}$  将反向加载到电感  $L$  两端。因此，电感电流  $I_L$  将从其初始值  $I_{L2}$  递减至  $I_{L1}$ ，如图 16(E) 所示。开关  $Q_1$  和  $Q_2$  内部集成二极管将提供变压器漏感储能的续流通路。

# AN1114

在  $T_s/2$  之后，当开关  $Q_2$  导通，原边绕组的同名端将连接到  $V_{IN}$  的副极性端而电容  $C_3$  ( $V_{C3}$ ) 两端的电压将加载到变压器原边。因此，当开关  $Q_2$  反向导通时，原边绕组将加载输入电压  $V_{IN}$  的一半，如图 16(C) 所示。磁芯中的磁通密度值将从其初始值  $B_2$  变到  $B_1$ ，如图 13 所示。假定副边绕组  $N_{S1}$  和  $N_{S2}$  匝数相同，为避免变压器

磁芯饱和，两个开关的  $T_{ON}$  周期应相同。在  $T_{ON}$  周期之后， $Q_2$  将关断且在周期  $T_s$  的剩余时间内保持关断状态，如图 16(B) 所示。请注意，当任何一个开关导通  $T_{ON}$  时间，它会将所有输入电压  $V_{IN}$  加到另一个开关上。

图 16: 半桥式转换器

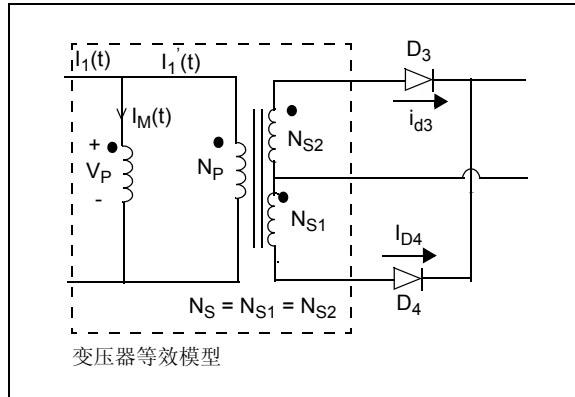


## 等效变压器

等效变压器模型如图 17 所示。在  $T_{OFF}$  期间，当开关全部关断时，理想情况下流经二极管  $D_3$  和  $D_4$  的副边电流应是相同的。然而，在实际中，由于非零励磁电流  $I_M$  的出现， $I_{D3}$  和  $I_{D4}$  将不相同。

励磁电流  $I_M(t)$ ，如图 17 所示，可能流经转换器原边、两个副边绕组中的一个或可能由全部三个绕组进行分流。

**图 17: 变压器等效模型**



励磁电流的分流取决于功率开关、二极管和变压器绕组漏感的 I-V 特性。假定变压器的漏磁可忽略且两个二极管都具有相似的 I-V 特性，则流经二极管  $D_3$  和  $D_4$  的电流由公式 16 给出。

**公式 16: 输出二极管电流和励磁电流的关系**

$$I_1 = 0$$

$$I_{D3} = 0.5 \cdot i(t) - (0.5 \cdot n) \cdot I_M(t)$$

$$I_{D4} = 0.5 \cdot i(t) - (0.5 \cdot n) \cdot I_M(t)$$

for  $I_M(t) \ll i(t)$

$$I_{D3} = I_{D4} = 0.5 \cdot i(t)$$

## 隔直电容

在与变压器原边串联的回路中放置了一个较小的隔直电容，用于阻断变压器磁芯中的直流磁通。隔直电容的取值由公式 17 给出。

**公式 17: 隔直电容**

$$C_B = \frac{I_{PRIM} \cdot T_{ONMAX}}{\Delta V}$$

其中:

$T_{ONMAX}$  = 任一 MOSFET 的最大导通时间

$I_{PRIM}$  = 最大原边电流

$\Delta V$  = 所允许的由于隔直电容引起的原边电压的跌落

## 避免直通

$T_{ON}$  期间，当由开关  $Q_1$  和  $Q_2$  产生的磁通不相同，半桥式转换器同样容易出现变压器磁芯磁不平衡的现象。为避免出现饱和，使用了峰值电流模式控制技术来确定开关  $Q_1$  和  $Q_2$  的  $T_{ON}$  周期。通过设定 45% 的最大占空比并在两个开关切换之间设置死区时间来避免来自变压器原边的直通电流。

## 应用考虑

半桥式变压器的特点是磁芯的利用率较为完全而任一开关上的最大电压应力等于输入电压  $V_{IN}$ 。然而，当任一开关导通  $T_{ON}$  时间，原边只加载了输入电压的一半。因此，要实现与推挽式转换器一样的输出功率，需要加倍的原边开关电流。这使得半桥式结构最为适合最高 500 瓦的应用场合。这尤其适合于欧洲和亚洲地区采用 230 VAC 线电压的应用场合。如果使用了前端 PFC，半桥式转换器的额定功率还可增加到 650-750 瓦。峰值原边电流和开关可承受的最大瞬态关断电压应力决定了半桥式转换器结构可实现的最大输出功率。

## 半桥式谐振转换器

磁芯和散热器占据了 80% 以上的系统总容积。高开关频率和高效率是改善功率密度和减小 SMPS 体积的两种办法。然而，这两种办法同时使用不太容易。较高的开关频率（大于 100 kHz）能缩小无源器件的体积，但却常常导致效率降低。由寄生元件引起的高 EMI 噪声也阻碍了快速的开关操作。较高的开关损耗将使得效率降低而二极管反向恢复过程也将导致器件出现超调和振铃。

### 技术改善

为开发高效率和高开关频率的 SMPS，同时实现较高的功率密度和较小的体积，需要对以下技术进行改善。

磁损耗限制了磁元件尺寸的减小。使用较好的磁材料可大大减小磁材料的体积。使用较好的半导体开关器件，如 CoolMOS™，半导体肖特基二极管的损耗可减少。这减轻了对散热的要求，即对散热器的体积和质量的要求。

采用先进的有源和无源元件封装技术，如在磁芯中集成电容、隔离变压器中集成输出电感和采用变压器漏感替代需要与变压器绕组串联的电感，有助于改善效率。此外，使用先进的功率拓扑也将减少更高频条件下的开关损耗。

### 谐振结构

使用谐振技术减少半导体器件中的开关损耗。谐振技术有许多种，如：

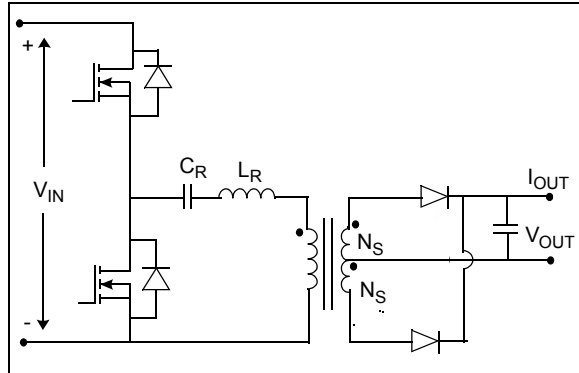
- 串联谐振转换器
- 并联谐振转换器
- LLC 谐振转换器

前两种结构不能优化用于宽输入电压范围和宽输出负载变化条件下的应用场合。LLC 谐振转换器能够减少宽输入电压范围条件下的开关损耗并将高输入电压时的环流能量降到最低。通过减少流经开关的关断电流和使用零电压开关技术（Zero Voltage Switching, ZVS）可使关断损耗最低，从而消除了导通损耗。因此，即使在高输入电压变化条件下 LLC 谐振转换器高开关频率运行时的开关损耗仍可忽略不计。

## 串联谐振转换器（SRC）

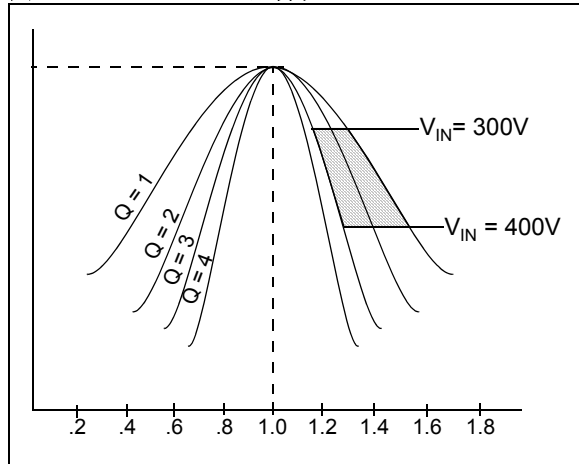
在串联谐振转换器中（SRC），谐振元件（电感  $L_R$  和电容  $C_R$ ）与变压器原边串联，如图 18 所示。

图 18: 串联谐振转换器



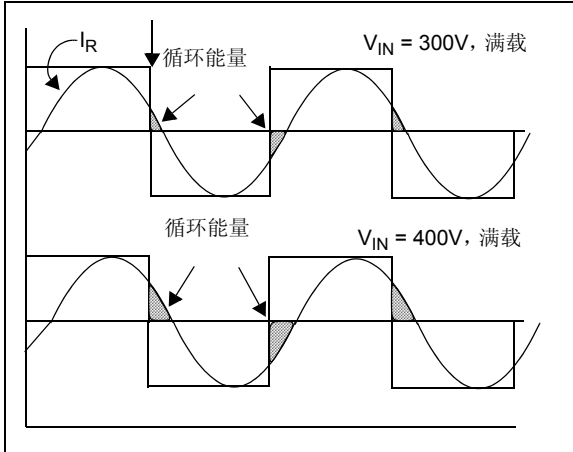
谐振元件用来将原边电流整形为正弦波并在开关状态变化期间减小流经开关的电流，从而减少开关损耗。在功率 MOSFET 中，与零电流开关技术相比，通常更倾向于采用零电压开关技术。因此，这种类型的转换器的工作开关频率通常大于谐振频率以实现 ZVS，如图 20 所示。在轻载条件下（ $Q = 0$ ）增加工作频率至很高的值以保持输出电压可控。

图 19: 直流特性



在较低的输入电压下，转换器工作频率接近谐振频率。当输入电压增加时，转换器应工作在更高的开关频率以远离谐振频率，从而增加了谐振体的循环能量，如图 20 所示。

**图 20: 电流和电压波形**

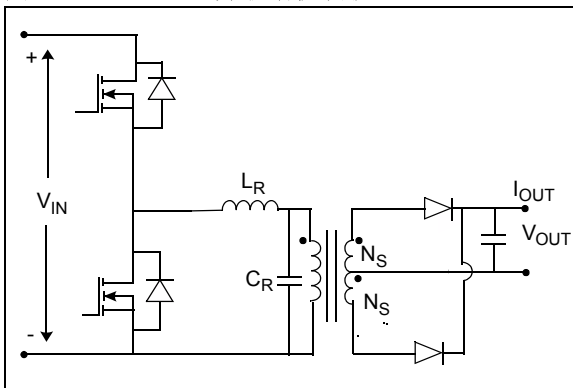


根据这一分析，可见对于前端 DC-DC 转换器来说，串联谐振转换器方案不是一个好的选择。主要问题是：轻负载调整率、高循环能量和高输入电压时的较大的关断电流。

### 并联谐振转换器 (PRC)

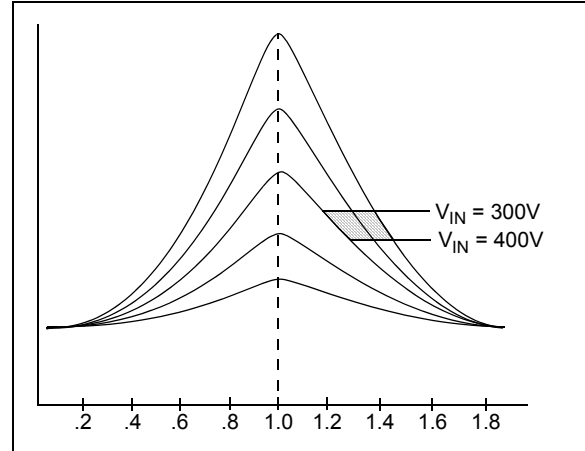
在并联谐振转换器 (PRC) 中，谐振回路元件电容  $C_R$  与变压器原边并联，如图 21 所示。与 SRC 类似，设计工作开关频率大于谐振回路频率。

**图 21: 并联谐振转换器**

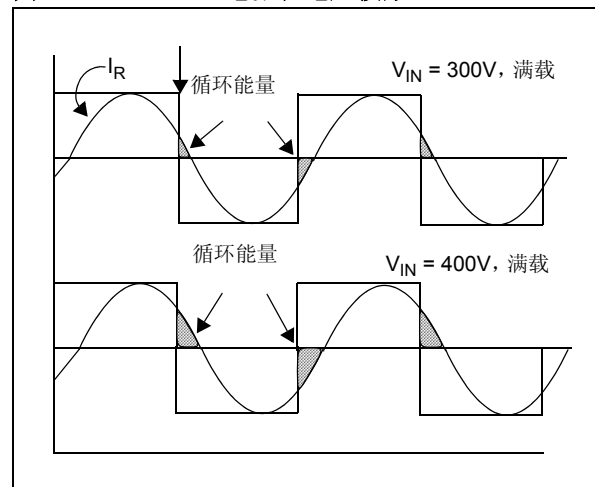


PRC 在轻载时 ( $Q=\infty$ ) 的工作区与 SRC 相比要小许多，如图 22 所示。

**图 22: 直流特性**



**图 23: 电流和电压波形**



在并联谐振转换器中，由于负载与谐振电容并联，即使在空载条件下，谐振回路对输入的阻抗也很小，这将导致很高的循环能量。在上述分析的基础上，可以确定并联谐振转换器方案对于前置 DC-DC 转换器来说不是一个好的选择。主要问题是：高循环能量和高输入电压条件下的高关断电流。

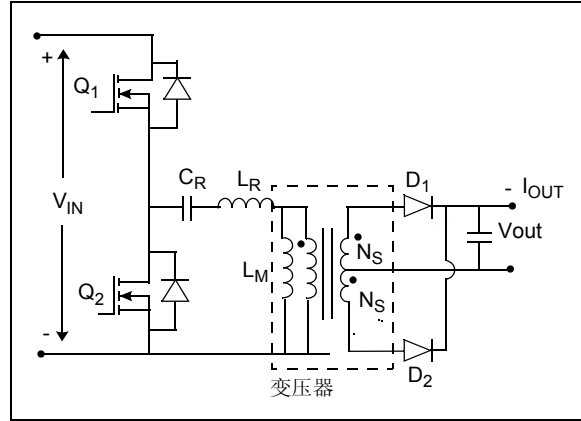
## LLC 谐振转换器

在 LLC 谐振转换器中，谐振回路元件（电感  $L_R$  和电容  $C_R$ ）与变压器原边串联，而谐振电感  $L_M$  与变压器原边并联，如图 24 所示。

LLC 谐振转换器使用变压器励磁电感来产生另一个谐振频率，这与由谐振回路元件  $L_R$  和  $C_R$  产生的主谐振频率相比要低许多。LLC 谐振转换器设计运行于比  $L_R$  和  $C_R$  组成的谐振回路的谐振频率高许多的开关频率。

LLC 谐振转换器的优点在于可实现在轻载条件下较窄的工作频率范围和空载条件下的 ZVS 能力。此外，其特殊的 DC 增益特性，如图 24 所示，使得 LLC 谐振转换器方案是前端 DC-DC 应用的极佳选择。两个谐振频率由公式 18 给出。第一个谐振频率由  $L_R$  和  $C_R$  确定而另一个则由  $L_R$ 、 $C_R$  和  $L_M$  确定。

图 24: 半桥式 LLC 谐振转换器

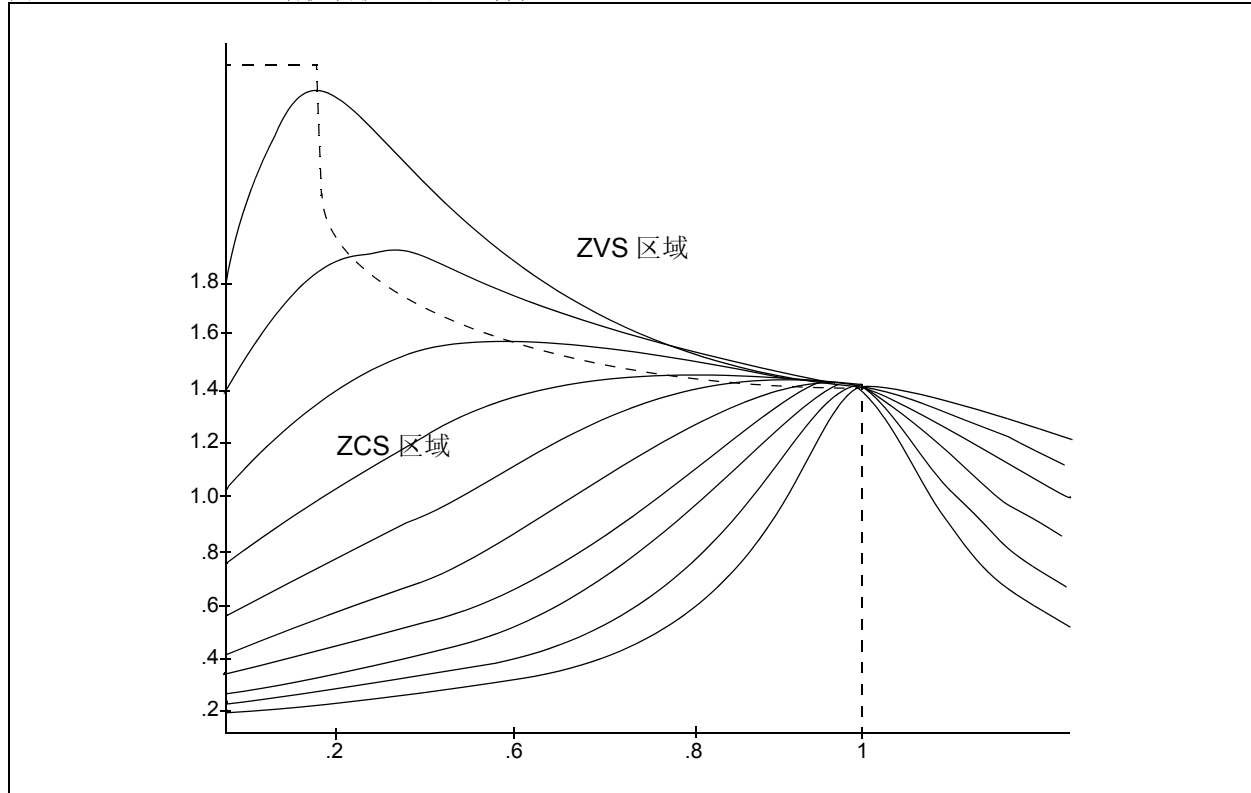


公式 18: LLC 谐振频率

$$F_{R1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_R \cdot C_R}}$$

$$F_{R2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_M + L_R) \cdot C_R}}$$

图 25: LLC 谐振转换器的直流特性





## LLC 谐振转换器工作原理

LLC 谐振转换器的工作可分为两个时间段。在第一个时间段，电感  $L_R$  与电容  $C_R$  和电感  $L_M$  产生谐振，该电路的输出电压被箝位。当  $L_R$  谐振电流与  $L_M$  电流相等时， $L_R$  和  $C_R$  之间的谐振将停止。在此之后  $L_M$  将促成谐振，第二个时间段随之开始。在这一时间段，谐振元件将改为  $C_R$  和串联在一起的  $L_R$  和  $L_M$ （见图 26 (B) 中的扁平区）。因此，LLC 谐振转换器是一个多谐振转换器，这是由于不同时间段的谐振频率不同。

LLC 谐振转换器的具体运行过程，如图 26 所示，可分解为三个模式。在初始条件下 ( $t = t_0$ )，LLC 谐振转换器工作的描述是从一个功率转换周期结束之后开始。这发生在谐振回路通过导通开关  $Q_2$  将能量传递给负载之后。流经电感的谐振电流（当  $Q_2$  导通时）为负，如图 26 (B) 所示。

### • 模式 1: $t_0 < t < t_1$ ( $t = t_0$ 时刻 $Q_2$ 关断)

在该模式中，储存在谐振电感中的能量将使得开关  $Q_1$  的输出电容放电至零电位。开关内部集成的二极管将提供谐振电感  $L_R$  电流的续流通路，这将产生开关  $Q_1$  的 ZVS 条件。在  $Q_1$  内部二极管开始导通后应加载  $Q_1$  的栅极脉冲。

### • 模式 2: $t_1 < t < t_2$

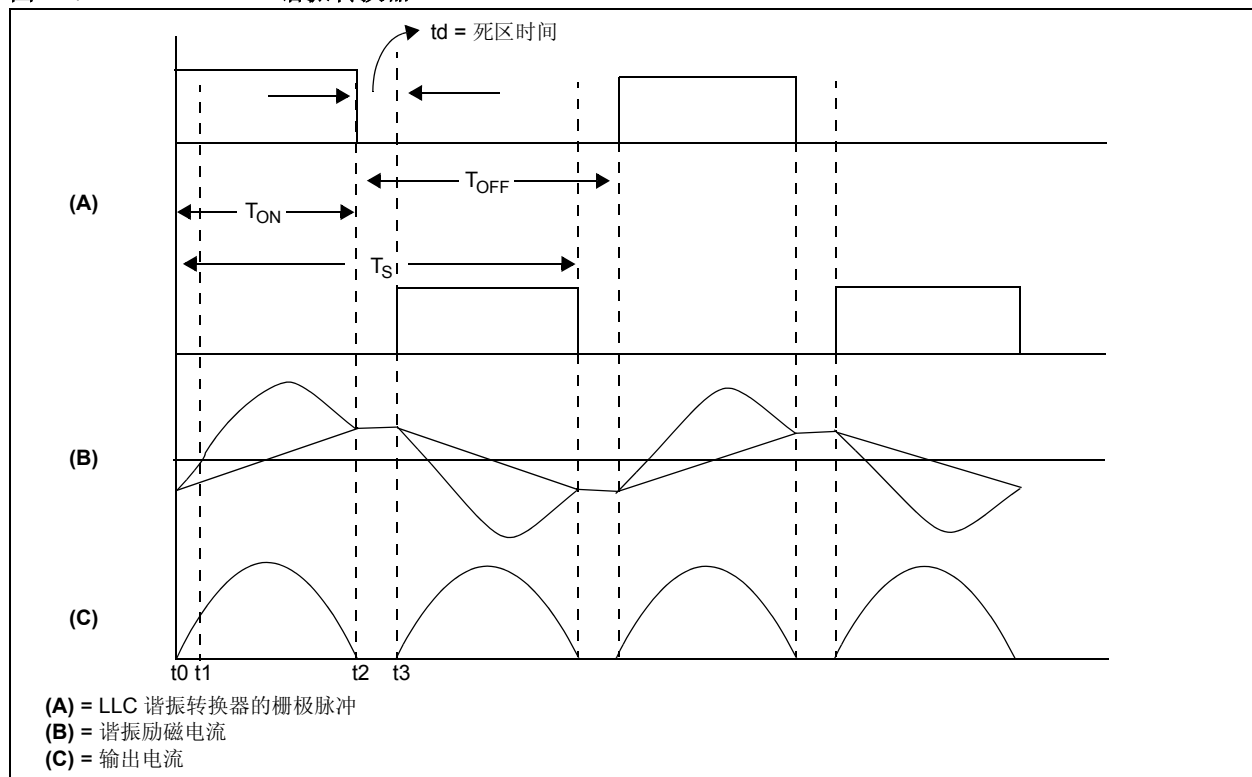
当电感电流变为正时，这一模式将开始，如图 26 (B) 所示。由于开关  $Q_1$  在模式 1 导通，电流将流经开关  $Q_1$ 。输出整流二极管  $D_1$  将变为正向偏置且变压器电压箝位为输出电压  $V_{OUT}$ 。原边中折回的副边电压将  $L_M$  两端电压箝位为恒定电压，因此在这期间  $L_M$  将不能参与谐振。当流经  $L_R$  的电流等于流经  $L_M$  的电流时，这一模式将结束而输出电流将达到零，如图 26 (C) 所示。

### • 模式 3: $t_2 < t < t_3$

在该模式中，当电感电流  $L_R$  和  $L_M$  相同且输出电流达到零时，两个输出整流二极管都将变为反向偏置。在这一期间， $L_M$  将促成谐振。同时形成一个由  $C_R$ 、 $L_R$  和  $L_M$  串联构成的谐振回路。当开关  $Q_1$  关断时，这一模式结束。

如图 26 (B) 所示，与峰值电流相比，开关  $Q_1$  在一个较小的电流值关断。ZVS 取决于励磁电流而非负载电流。这一励磁电流也是开关的关断电流，对其实现控制可实现几乎为零的关断损耗。对于下半个周期，其工作原理如前所介绍。

图 26: LLC 谐振转换器



## 全桥式转换器

全桥式转换器是变压器隔离的降压转换器。基本原理图和相关开关波形如图 27 所示。由于转换器形状看似 H 形，因此全桥转换器也称为 H 桥转换器。

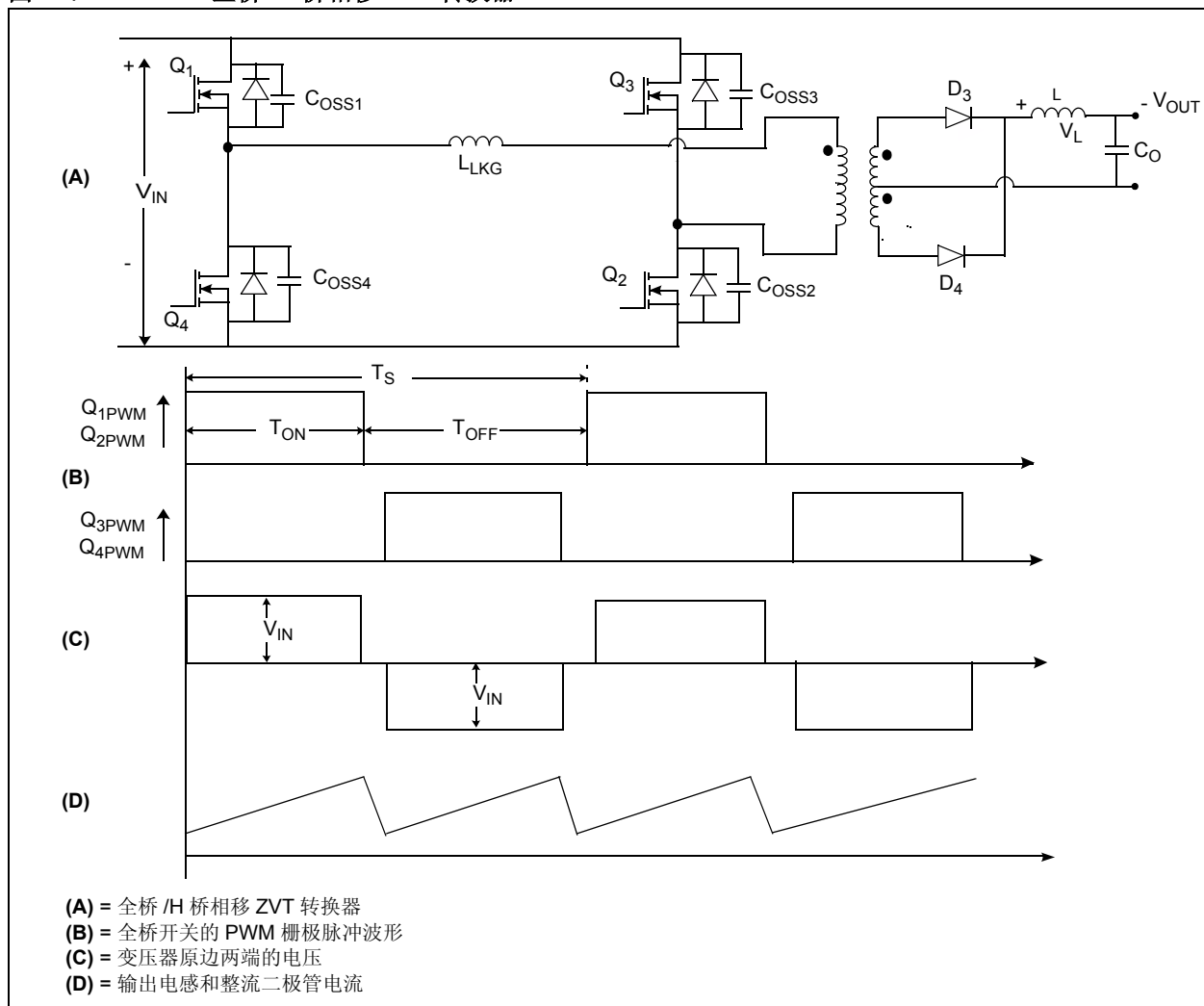
### 基本工作原理

变压器原边连接在两个分别由开关 Q1 Q4 和 Q3 Q2 组成的桥臂之间。开关 Q1 Q2 和 Q3 Q4 在变压器原边产生脉动 AC 电压。变压器用于降低脉动的原边电压并提供输入电压源和输出电压  $V_{OUT}$  之间的隔离。如同半桥式结构，开关承受的电压应力为  $V_{IN}$ 。然而，当任一开关导通时，加在原边的电压为输入电压的一半，从而使开关电流升高了一倍。在推挽式结构中，当任一开关导通时，变压器原边绕组所加电压为全部的输入电压；然

而开关承受的电压应力为输入电压的两倍。这一情况使得这两种结构都不适用于高功率 (>500 瓦) 的应用场合。

全桥式转换器结构保留了半桥式结构的电压特性和推挽式结构的电流特性。在选择开关周期内，对角开关对 Q1 Q2 和 Q3 Q4 交替导通。稳态运行时，对角开关对 Q1 Q2 导通  $T_{ON}$  时间，绕组同名端的电位相对于非同名端变为正。二极管 D4 变为反向偏置而二极管 D3 变为正向偏置。二极管 D3 使全部负载电流流过副边绕组  $N_{S1}$ 。当输入电压加载到变压器原边时，折回的负载电流加上变压器原边的励磁电流将流过开关。磁芯中的磁通密度将从其初始值  $B_1$  变化到  $B_2$ ，如图 13 所示。原边折到副边的电压和输出电压的差值将以正向加载到电感 L 两端。

图 27: 全桥 /H 桥相移 ZVT 转换器



在导通阶段的末期，当开关对 Q1 Q2 关断且在开关周期 Ts 的剩余时间内保持关断状态时，开关对 Q3 Q4 将在开关周期的 Ts/2 后导通，如图 27 (B 和 C) 所示。因此，在 ToFF 期间，所有 4 个开关将被关断。

当开关对 Q1 Q2 关断时，开关对 Q3 Q4 内部集成的二极管将提供变压器原边漏感储能的续流通路。输出整流二极管 D4 变为正向偏置，它使一半的电感电流流过变压器副边绕组 Ns2，而另一半电流则通过二极管 D3 流过变压器副边绕组 Ns1，如图 27 (D) 所示。因此，如同前面半桥式结构中所讨论的那样，ToFF 期间副边两端所加总电压为零。这将使得变压器磁芯中的磁通密度恒定等于其最终值 B2 (见图 15)。当两个开关都关断时，输出电压 Vout 将反向加载在电感 L 上。

在开关周期的 Ts/2 处，当对角开关 Q3、Q4 导通 TON 时间，绕组同名端的极性相对于非同名端将变为负。二极管 D3 将变为反向偏置而二极管 D4 变为正向偏置。二极管 D4 使全部的负载电流流经副边绕组 Ns2。当输入电压加载到变压器原边时，折回的负载电流加上变压器原边励磁电流将流过开关。当输入电压反向加载到变压器原边，磁芯中的磁通密度将从其初始值 B2 变化到 B1，如图 13 所示。折回到副边的原边电压和输出电压的压差将正向加载到电感 L 的两端。

假定副边绕组匝数 Ns1 等于 Ns2，为避免变压器磁芯中出现磁饱和，两个开关对 Q1 Q2 和 Q3 Q4 的 TON 周期应相等。在开关对 Q3 Q4 的 TON 周期结束之后，它将关断，并在开关周期 Ts 的剩余时间内保持关断状态，如图 27(B) 所示。请注意，当对角开关对中的任意一对导通时间 TON，它将加载全部输入电压 VIN 至其他开关。

在连续导通操作模式，输入电压和输出电压的关系由公式 19 给出。

**公式 19: 全桥转换器的 VOUT/VIN 关系**

$$V_{OUT} = 2 \cdot V_{IN} \cdot \left( \frac{N_S}{N_P} \right) \cdot D$$

## 应用考虑

由于任一开关承受的最大电压应力为 VIN 且变压器磁芯和绕组被充分利用，因此这些特点使得全桥式转换器成为高输入电压、高功率范围 SMPS (<1000 瓦) 应用的理想选择。

## 全桥式转换器

全桥式转换器使用了四个功率开关，因此增加了器件的开关损耗。对于需要输出功率大于 1000 瓦的应用场合，开关器件中的损耗将使得全桥式转换器难以应付。

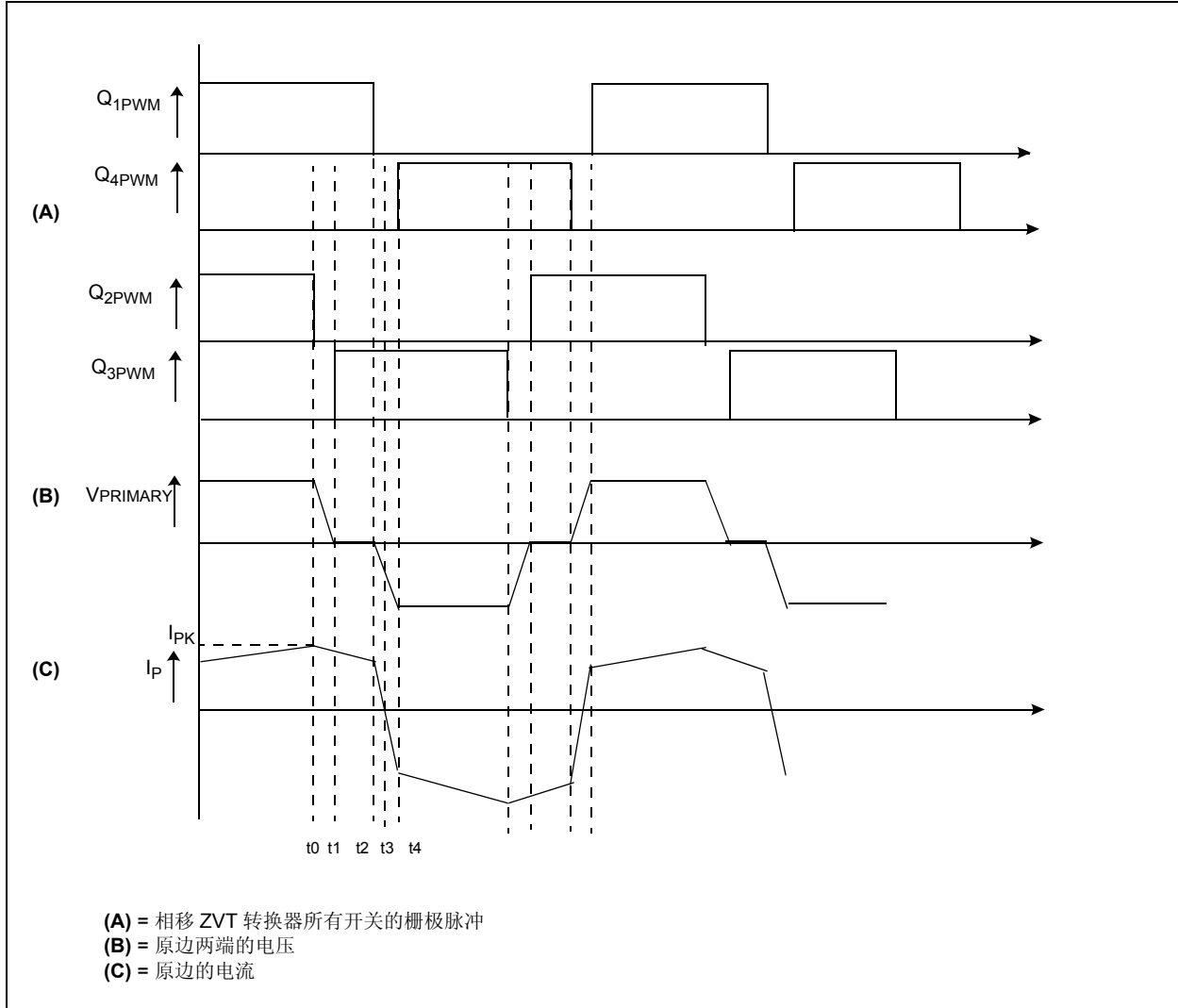
使用好的 MOSFET 可以减少 MOSFET 的导通损耗，而开关损耗可通过使用 ZVS (导通时的零电压开关)、ZCS (关断时的零电流开关) 或同时使用这两种技术进行降低。通过使得输入电流为正弦波来实现 ZCS 将增加高功率应用时流经 MOSFET 的峰值和 RMS 电流，从而增加了导通损耗。在高输入电压条件下，MOSFET 优先采用 ZVS 技术。

## 全桥 /H 桥相移 ZVT 拓扑

使用相移 ZVT 技术的全桥式转换器称为 H 桥相移 ZVT 结构。在这种结构中，采用 MOSFET 的寄生输出电容和开关变压器的漏感构成谐振回路以实现 MOSFET 导通过程中两端电压为零。相移 ZVT 和简单的全桥式结构的工作原理存在两个主要区别。在相移 ZVT 转换器中，对角的两个开关的栅极驱动信号间存在相移。此外，桥式开关网络的两个半桥采用互补的栅极脉冲进行驱动且占空比固定为 50%。两个半桥开关网络栅极驱动信号间的相移控制功率从原边传递到副边，从而导致有效的占空比。

当对角开关导通时，功率传递到副边。如果两个桥臂中的上部或下部开关同时导通，原边两端电压则为零。因此，在这期间，没有功率传递到副边。当适当的对角开关关断时，原边电流流经相应 MOSFET 的输出电容，导致开关漏极电压移向相反的输入电压轨。这将导致即将导通的 MOSFET 两端电压为零，这样当它导通时即可实现零电压开关。当感性储能能提供足够的循环电流对各自 MOSFET 的输出电容进行充放电时，这是可能的。图 28 显示了所需的栅极脉冲以及开关和变压器两端的电压以及流经它们的电流的波形。

图 28: 所需的栅极脉冲以及原边两端的电压和原边电流



## 时间间隔

相移式 ZVT 的工作可分为几个不同的时间间隔。假定变压器传递功率至负载，流经原边的电流为  $I_{PK}$ ，且对角开关  $Q_1$ 、 $Q_2$  导通。在  $t = t_0$  时，开关  $Q_2$  将关断。

### • 时间间隔 1: $t_0 < t < t_1$

开关  $Q_2$  关断，开始右桥臂的谐振变换。通过谐振电感  $LLK$  保持原边电流为恒定值。该原边电流将对开关  $Q_2$  ( $C_{OSS2}$ ) 输出电容进行充电至输入电压  $V_{IN}$ ，从而导致输出电容  $Q_3$  ( $C_{OSS3}$ ) 放电至零电位。这使得开关  $Q_3$  导通前两端的电压为零，从而实现零电压开关。在这一变换过程中，变压器原边电压将从  $V_{IN}$  减少到零，而原边不再向输出提供功率。存储在输出电感中的感性能量以及原边两端的零电压将使得两个输出整流二极管平分负载电流。

### • 时间间隔 2: $t_1 < t < t_2$

在  $C_{OSS2}$  充电至  $V_{IN}$  之后，原边电流开始流过开关  $Q_3$  内部集成的二极管。在实现导通过程零电压的前提下， $Q_3$  可在  $t_1$  之后的任何时刻导通。

### • 时间间隔 3: $t_2 < t < 3$

在  $t = t_2$  时刻， $Q_1$  关断而原边中的电流由谐振电感  $LLK$  维持。此外，在  $t = t_2$  时刻，因为存在损耗， $I_P$  将稍小于原边峰值电流  $I_{PK}$ 。原边谐振电流将对开关  $Q_1$  ( $C_{OSS1}$ ) 的输出电容进行充电至输入电压  $V_{IN}$ ，这将使得开关  $Q_4$  的输出电容 ( $C_{OSS4}$ ) 放电至零电位，从而使能  $Q_4$  的零电压导通过程。在这一变换过程中，原边电流将衰减到零。左边桥臂开关的 ZVS 取决于谐振电感储存的能量、原边开关的导通损耗和变压器绕组的损耗。由于左边桥臂的开关过程取决于变压器储存的漏感储能，因此如果漏感储能不足以提供 ZVS 则可能需要串联外部电感。现在，当  $Q_4$  导通时，电压  $V_{IN}$  将反向加载在原边两端。

### • 时间间隔: $t_3 < t < t_4$

两个对角开关  $Q_3$ 、 $Q_4$  的导通将使原边加载全部输入电压。在这一期间，励磁电流和副边折回原边的电流将流过开关。对角开关的实际导通时间  $T_{ON}$  取决于输入电压、变压器匝数比和输出电压。在对角开关的  $T_{ON}$  结束之后， $Q_3$  将关断。

当开关  $Q_3$  关断时，一个开关周期即结束。原边输入电流将使  $C_{OSS3}$  充电至输入电压  $V_{IN}$  并使  $C_{OSS2}$  放电至零电位，从而实现开关  $Q_2$  的 ZVS。上述分析同样适用于下半周期。

## 实现 ZVT

在图 27 (A) 中所示的 H 桥式相移 ZVT 转换器中，最小负载电流和最大输入电压条件下左边桥臂将出现最大的变换时间，而在最大负载电流和最小输入电压条件下右边桥臂将出现最小变换时间。因此为实现所有开关的 ZVT，必须储存足够的感性能量在指定分配时间对 MOSFET 的输出电容进行充放电。存储在电感中的能量必须大于公式 20 中所给出的变换过程所需的容性能量。MOSFET 输出电容随着所加载的漏-源电压的变化而变化。因此，MOSFET 的输出电容应乘以  $4/3$  的因子以计算等效输出电容。

### 公式 20: 谐振元件 $L_R$ 和 $C_R$ 的关系

$$0.5 \cdot L_R \cdot I_{PRIMIN}^2 > C_R \cdot V_{INMAX}^2$$

$$L_R \cdot I_{PRIMIN}^2 > C_R \cdot V_{INMAX}^2$$

其中:

$L_R$  = 等效漏感

$C_R$  = 充放电所需的等效电容

= 与变压器寄生电容并联的两个功率开关的输出电容

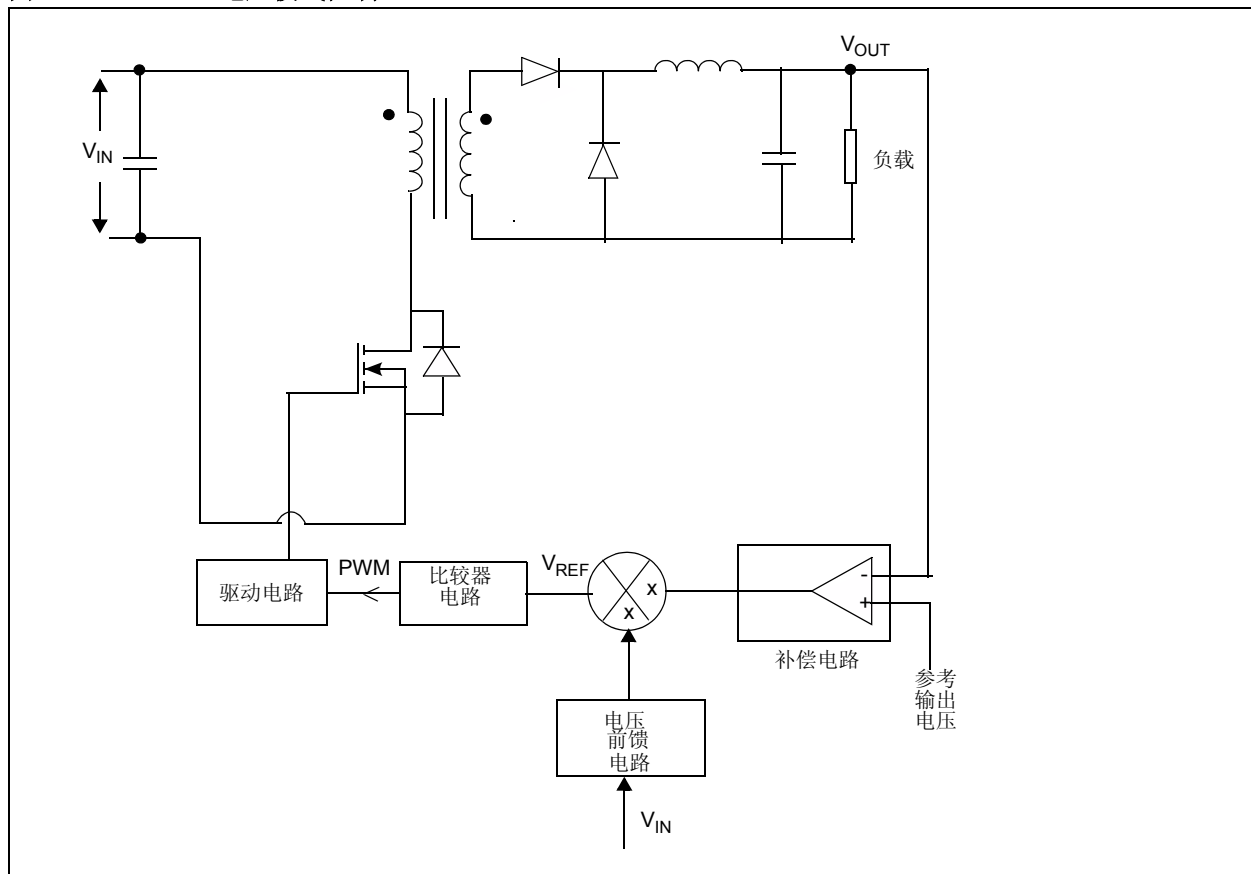
## 控制方式

所有开关转换器输出电压是输入电压、占空比和负载电流，以及转换器电路元件值的函数。输出电压应保持恒定，而不管输入电压、负载电流和转换器电路参数值的变化。对于离线式供电电源，输入电压可从 90 VAC 变化到 264 VAC，而输入频率可从 47 Hz 变化到 63 Hz。对于 DC 输入电源，其输入电压和频率可从标称值的 -25% 变化到 +50%。负载电流可从空载变化到满载。此外，负载可从空载阶跃变化到 50% 额定负载，反之亦然。转换器电路元件也可能存在某种程度的公差。尽管发生上述变化，但期望输出电压仍保持在一定限定范围之内。不采用负反馈方式并将占空比设定为单一值是无法实现上述目的的。存在两种基本方法来控制占空比以使输出电压保持在特定限定值之内：电压模式控制和电流模式控制。

## 电压模式控制

在电压模式控制中，对输出电压进行测量并将测量结果与参考值（期望的输出电压）进行比较。随后补偿电路将对误差进行处理以产生下一个占空比值，如图 29 所示。该模式只有一个控制环，因此易于设计和分析。然而，在这种控制方法中，当输出电压变化时，必须首先对线电压或负载变化进行检测，随后通过反馈环对它们进行校正。因此，响应速度较慢而瞬态响应（阶跃负载变化）不佳。在这一方案中加入输入电压前馈控制能减少输入电压变化对输出的影响。

图 29: 电压模式控制



## 电流模式控制

电流模式控制技术需要两个反馈环，如图 30 所示。在这一模式，需对两个参数进行检测以实现控制目的。在输出电容侧或负载端（称为远程检测）对输出电压进行检测。还需对输出电感 / 原边开关电流进行检测。

在电流模式控制中，首先将输出电压和参考电压（期望输出电压）进行比较。补偿电路随后对该误差进行处理以产生电流环的参考信号。这一电流参考信号将与测量电流进行比较。电流补偿电路将对由电压补偿电路产生的参考信号与实际从输入汲取的电流进行比较得到的误

差进行处理。这将产生所需占空比以保持输出电压在限定范围之内。由于电流模式控制对电路电流进行检测，因此任何输出负载电流或输入电压的变化在影响输出电压之前都会被校正。

由于输入电流取决于输入电压，因此对输入电流的检测具有内在的前馈控制特性。电流模式控制提供了推挽式或桥式转换器内在的输入电流对称特性、内在电流限制特性和多转换器并联连接时的负载分流特性。由于采用电流内环，因此阶跃负载响应和瞬态响应特性也得到改善。

图 30: 电流模式控制

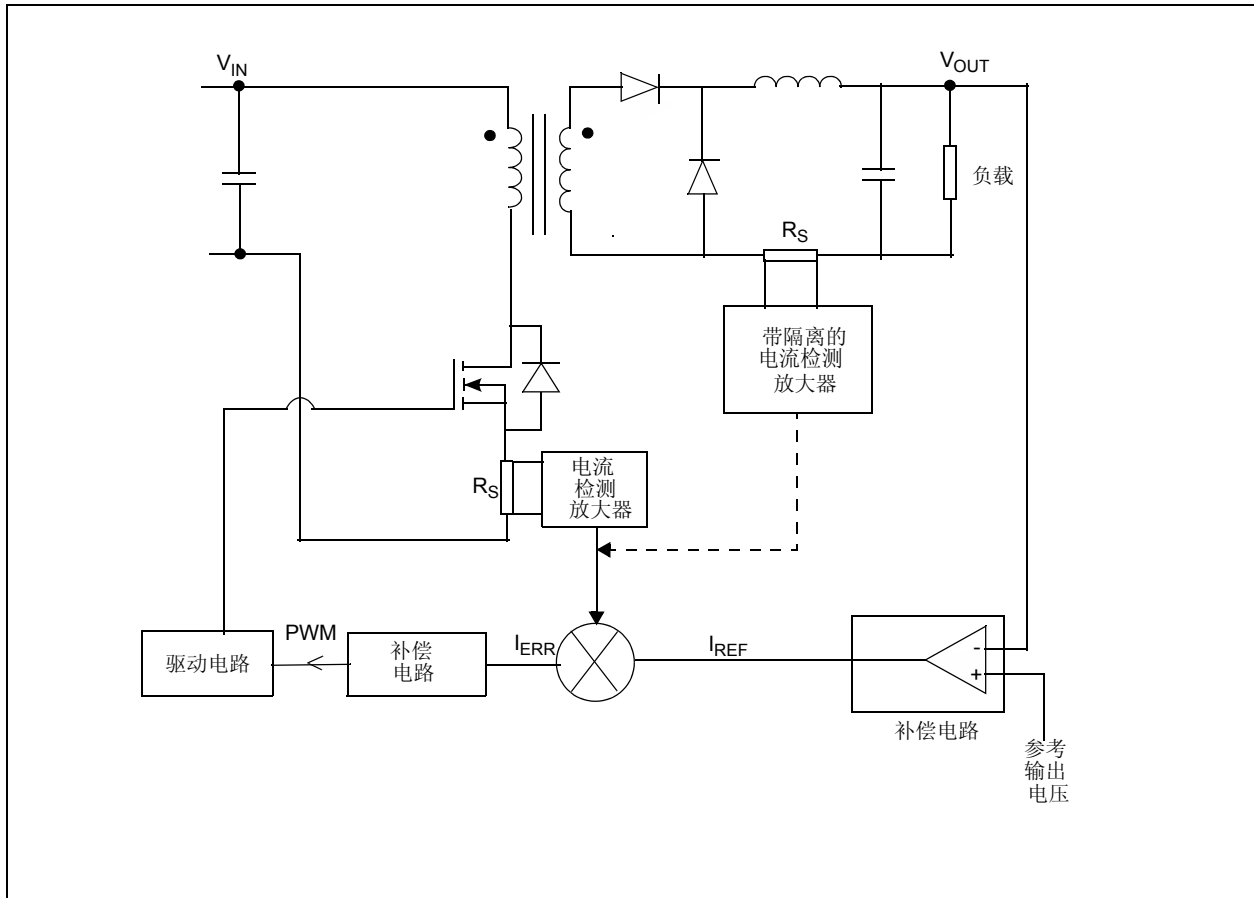


表 1: 控制方法和特性

模式	转换器	速度	说明
电压	降压型、前置式	慢	输出短路保护、无逐脉冲保护
电流	升压型、反激式、推挽式、半桥式和全桥式	快	输出短路保护和过电流（OC）保护、脉冲电流保护

## 功率二极管

功率二极管需要有限的时间实现从阻断状态到导通状态的变换，反之亦然。切换开关状态所需的时间和这一时间内二极管的电流和电压如何变化将对电路工作产生影响。电压、电流波形和转换时间取决于二极管内在特性。

### 特性

图 31 显示了在变换过程中功率二极管中的电压和电流是如何变化的。在  $t_1$  时间内，由于正向电流增加和反向电压去除，耗尽层将储存空穴电荷。在  $t_2$  时间内，由于二极管正向电流的原因，分布在漂移区中过量的载流子将趋于一个稳定的状态。如果二极管所加载的  $\Delta I/\Delta T$  较大，由于漂移区欧姆电阻、硅晶片及其连接引线电感的原因，可能出现电压过冲。

在关断变换过程和时间段  $t_3$  中，如图 31 所示，漂移区中储存的过量电荷将在时间段  $t_4$  半导体结变为反向偏置之前被移除。耗尽层的这一构建过程从反向偏置电压获得了大量的电荷。只要漂移区中存在过量的电荷，二极管将保持正向偏置。

在半导体结经过时间  $t_4$  变为反向偏置之后，二极管电流将不再保持负极性并在  $t_5$  之后快速衰减到零。

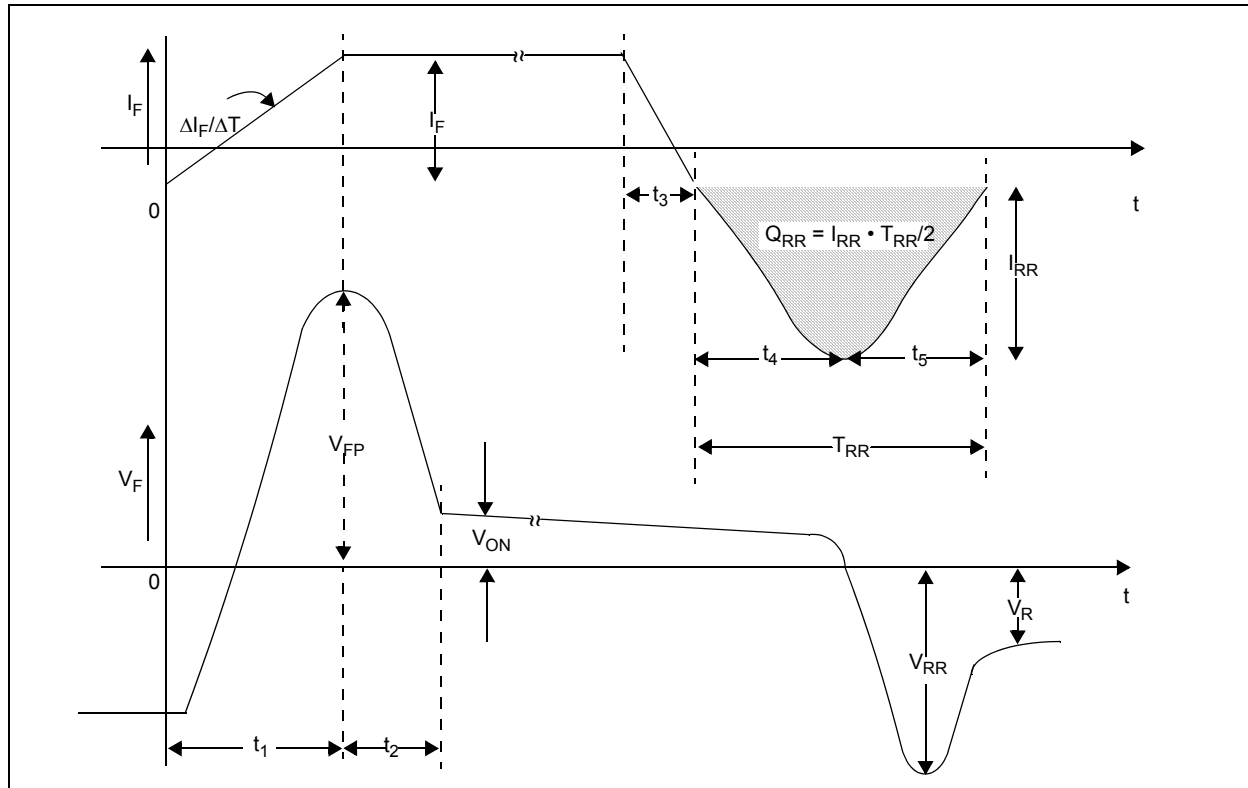
在  $t_4$  末期，反向恢复电流将达到其最大值。在几乎所有功率电路结构中，该二极管反向恢复电流将流经下一个导通的 MOSFET。因此，在确定 MOSFET 电流额定值时，必须加入二极管的反向恢复电流。

肖特基二极管是一种多数载流子器件且不存在少数载流子；因此肖特基二极管的开关速度比 PN 结功率二极管要快。通过设置一个金属薄膜与半导体直接连接，肖特基二极管还改善了开关特性和二极管的正向压降。

肖特基二极管的正向压降为 0.3-0.4V 且具有比相同等级硅功率二极管更大的反向电流。由于它的物理特性，因此目前肖特基二极管的崩溃电压不能超过 150-200V。在关断时，由于没有储存电荷，因此也不存在反向恢复电流。由于其漂移区的欧姆阻抗大大小于 PN 结二极管，这导致在器件导通期间的电压过冲大大减小。

电路中二极管总损耗由公式 21 给出。其中包括正向压降损耗、反向恢复损耗和反向漏电流损耗。

图 31: 功率二极管开关特性





## 公式 21: 二极管损耗

$$P_{LOSS} = V_F \cdot I_{FAVG} + 0.5 \cdot t_5 \cdot V_R \cdot I_{REC} \cdot F + I_{REVAVG} \cdot V_R$$

其中:

$P_{LOSS}$  = 总二极管损耗

$V_F$  = 正向压降

$I_{FAVG}$  = 平均正向电流

$V_R$  = 二极管两端的反向阻断电压

$I_{REC}$  = 峰值反向恢复电流

## MOSFET

由于具有极佳的电流承载能力、高反向阻断电压、很低的通态电阻和快速开关能力，因此 MOSFET 是 SMPS 结构中理想的开关元件。

MOSFET 是一种多数载流子和电压驱动型器件，而双极晶体管（Bipolar Junction Transistor, BJT）则是一种少数载流子和电流驱动型器件。MOSFET 的通态电阻不具有理论限定值，因此其通态损耗比 BJT 小许多。MOSFET 的导通和关断时间取决于器件中存在电荷是否达到关键的数量，且该时间等于插入或去除这一控制电荷数量所需的时间。

多数载流子器件中控制电荷的总数远小于同等级少数载流子器件所需的电荷。这将导致多数载流子器件的导通和关断速度快于少数载流子器件。MOSFET 的通态电阻具有正温度系数，这使得采用多个小容量器件并联以提供较大电流的方案实现起来更为方便。图 32 显示了 MOSFET 的等效电路原理图，其中包括了寄生电容和内部二极管。

图 32: MOSFET

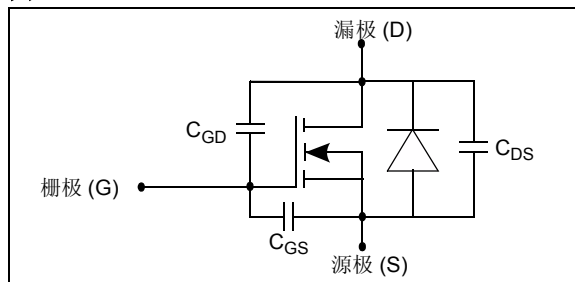


图 33 给出了漏极 - 源极电压以及栅极 - 源极电压与漏极电流的导通波形。漏极电流的变化率取决于栅极驱动电路对栅极 - 源极电容充电的速率。

将栅极电容充电至  $V_{GTH}$ （栅极门限电压）所需的时间称为导通延迟（ $t_d$ ）。这假定栅极驱动电压从零开始上升在  $t = t_0$  时刻达到  $V_G$ ，且通过栅极电阻  $R_G$  对 MOSFET 栅极进行驱动。

在  $C_{GS}$  充电至  $V_{GTH}$  之后，漏极电流将开始从零上升到额定值。在这一期间，栅极电流对  $C_{GS}$  和  $C_{GD}$  都进行充电。只要漏极电流 ( $I_D$ ) 达到额定值，漏极 - 源极电压将保持  $V_{DS}$ 。漏极电流达到其额定值  $I_D$  所需的时间，如图 33 所示，称为电流上升时间  $TR_I$ 。当漏极电流达到  $I_D$  时， $V_{GS}$  将被钳制为  $V_{GSID}$ ，如图 33 所示，且整个栅极电流将开始流经  $C_{GD}$  对其进行充电。这将导致漏极 - 源极电压  $V_{DS}$  下降。 $V_{DS}$  的变化速率由公式 22 给出。

公式 22:  $V_{DS}$  的变化率

$$I_{GATE} = \frac{(V_G - V_{GSID})}{R_G}$$

$$\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta t} = \frac{I_G}{C_{GD}}$$

$V_{DS}$  从  $V_D$  减少到  $V_{DS(on)}$  的过程可分为两个阶段。第一个阶段称为激活区而第二阶段称为过渡欧姆区。一旦 MOSFET 进入欧姆区，栅极 - 源极电压将开始上升至  $V_G$ ，而同时栅极电流将减小至零。在实际系统中，续流二极管将流过一定数值的反向恢复电流  $I_{RR}$ 。在这一时刻，即漏极电流的上升期间，漏极电流上升到值  $I_D + I_{RR}$ ，而随后  $V_{DS}$  开始减小到  $V_{DS(on)}$ 。在反向恢复电流减小到零后， $I_D$  钳位至  $I_D$ 。

当 MOSFET 关断时，上述顺序则相反。栅极 - 源极电压首先衰减至  $V_{GSID}$ ，随后漏极 - 源极电压开始上升至  $V_{DS}$ ，如图 34 所示。当漏极 - 源极电压达到其额定值  $V_{DS}$  时，漏极电流将开始减小到零且栅极 - 源极电压和栅极电流也将减小至零，如图 34 所示。栅极 - 源极电压到达  $V_{GSID}$  所需的时间称为关断延迟。

## MOSFET 损耗

MOSFET 中存在三种类型的损耗：导通损耗、开关损耗和栅极电荷损耗。低频时，导通损耗占主要地位。当开关频率进入 100-150 kHz 频段时，开关和栅极电荷损耗开始占据功耗的重要部分。功率电子电路中 MOSFET 的总损耗由公式 23 给出。

### 导通损耗

导通损耗取决于 MOSFET 的通态电阻 ( $R_{DS(on)}$ )。通过选择低  $R_{DS(on)}$  MOSFET 可减少通态电阻。

### 开关损耗

MOSFET 的开关损耗由  $V_{DS}$  和  $I_D$  波形下的区域（见图 33 和图 34 中的阴影区域），以及在 MOSFET 关断期间寄生输出电容  $C_{DS}$  中储存的电荷确定。通过选择具有较低  $C_{DS}$  电容的 MOSFET 器件并平移电流  $I_D$  和电压  $V_{DS}$  波形从而减少开关过程中的重叠区可以减少 MOSFET 的开关损耗。

### 栅极电荷损耗

每一个开关周期中对栅极电容进行充电并随后将电荷泻入地的操作将导致栅极电荷损耗。

## 应用考虑

具有较低  $R_{DS(on)}$  的器件同时也具有较高的栅极电容。这样驱动器必须对更大的栅极电容进行充电，这意味着更长的关断和导通时间从而导致更多的开关损耗。一般来说，采用更快的开关时间来减少开关损耗将导致高频噪声，因为此时具有较高的  $\Delta V/\Delta t$  和  $\Delta I/\Delta t$ ，这样会导致 EMI 滤波器的体积增大。

MOSFET 的安全工作区 (Safe Operating Area, SOA) 由最大漏极电流  $I_{D(MAX)}$ 、内部结温  $T_J$  和崩溃电压额定值  $BV_{DS}$  决定。与 IGBT 的情况不同，MOSFET 不存在二次崩溃电压且在反向时 MOSFET 的 SOA 保持不变。此外，MOSFET 可实现双向导通而此时的  $R_{DS(on)}$  仍保持不变。

当选择 MOSFET 驱动器时，必须确保驱动器能够提供 MOSFET 栅极能在规定时间内导通和关断所需的最大峰值拉电流和灌电流。器件导通时，MOSFET 栅极需要较大电流，而在开关周期的其余时间栅极 - 源极电压将保持较高的幅值而电流水平则较低。

## 公式 23: MOSFET 的损耗

$$P_{SW} = I_{DRMS}^2 \cdot R_{DS(on)} + 0.5 \cdot V_{DS} \cdot I_D \cdot (T_{RISE} + T_{FALL}) \cdot f_{SW} + 0.5 \cdot V_{DS}^2 \cdot C_{DS} \cdot f_{SW} + Q_{GTOTAL} \cdot V_G \cdot f_{SW}$$

其中：

$I_{DRMS}$  = 漏极 RMS 电流

$T_{RISE}$  = 上升时间

$T_{FALL}$  = 下降时间

$f_{SW}$  = 开关频率

$Q_{GTOTAL}$  = 总栅极电荷

$C_{DS}$  = MOSFET 输出电容

$V_{DS}$  = 漏极 - 源极电压

$I_D$  = 漏极电流

$V_G$  = 栅极电压

$R_{DS(on)}$  = MOSFET 的通态电阻

图 33: MOSFET 的导通特性

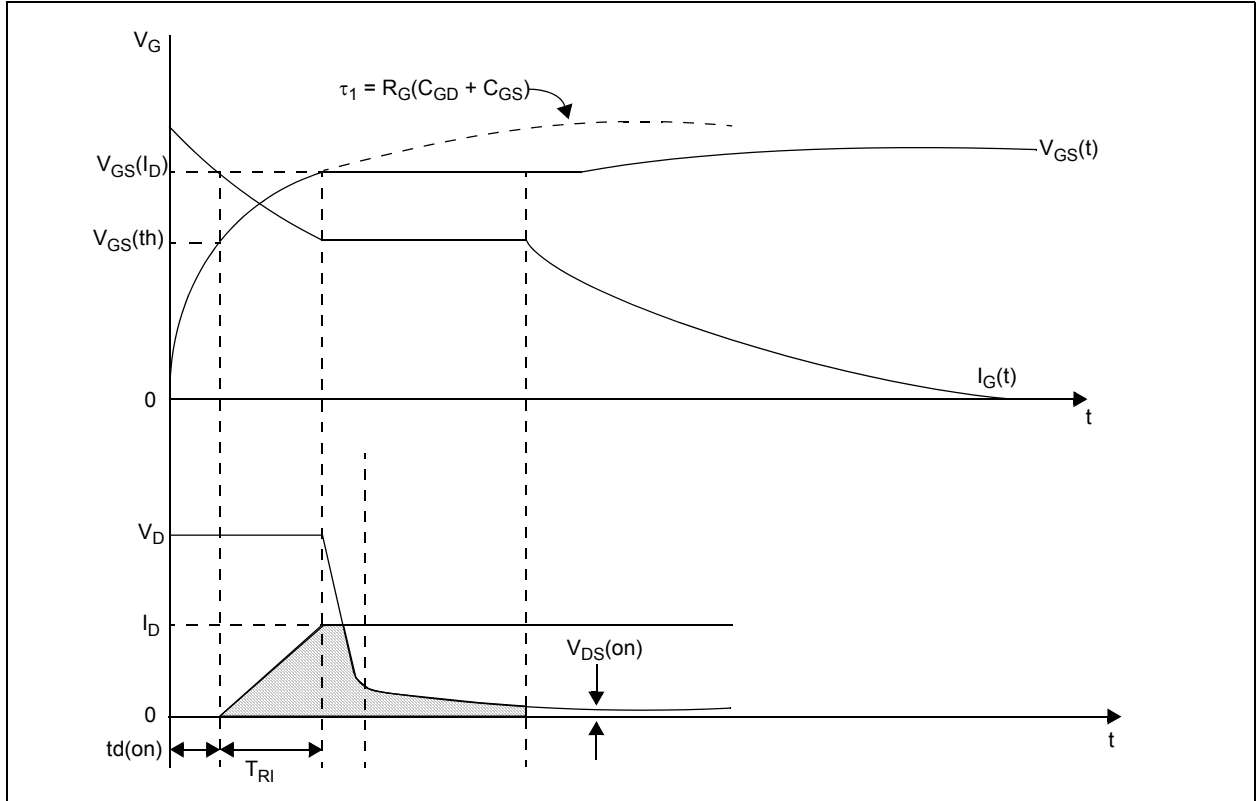
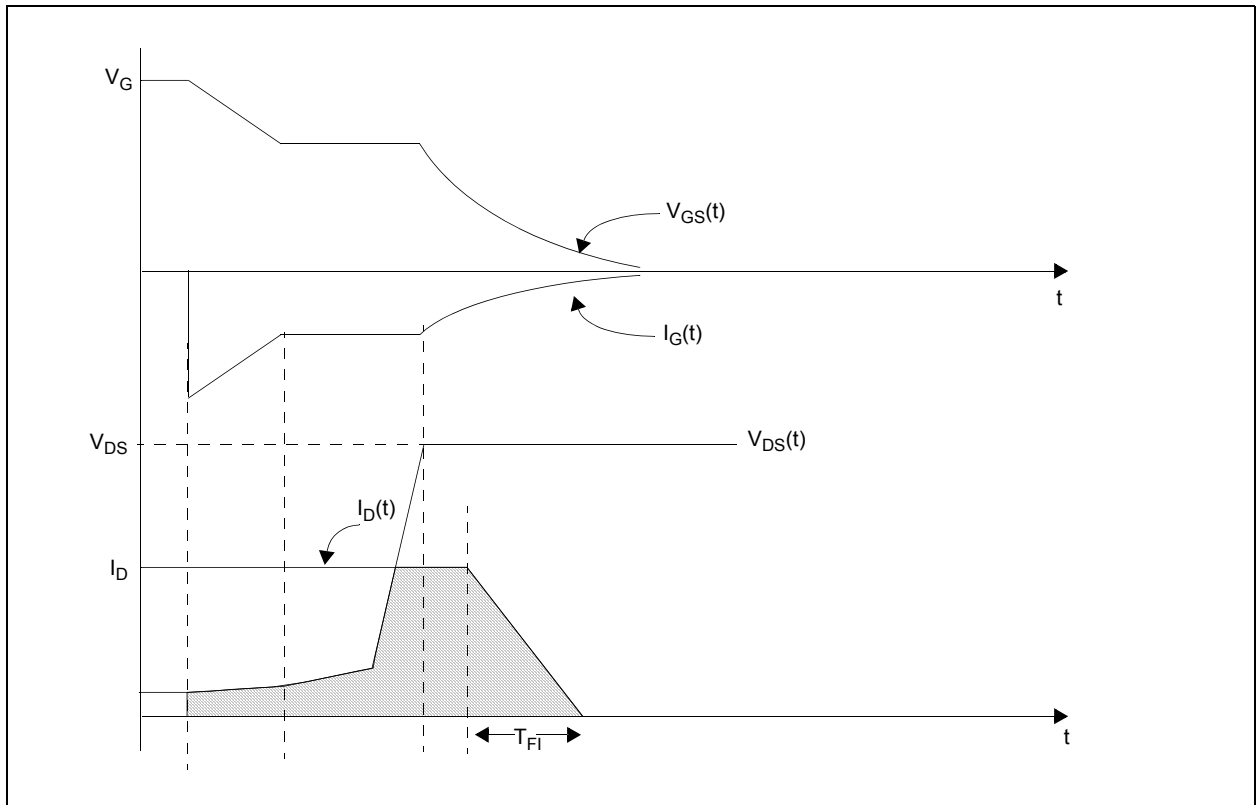


图 34: MOSFET 的关断特性



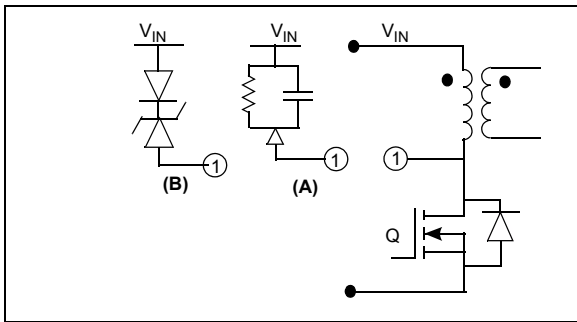
## 缓冲电路

有两种基本的方法可以解决半导体器件所承受应力超过额定值的问题。可通过使用具有较高额定值的器件以满足应力等级或加入缓冲电路将应力减少到安全水平。这两种方案的选择需要对成本、是否可使用更高额定等级器件、复杂程度、元器件数量以及使用缓冲电路的成本等因素作综合考虑。

缓冲电路通常用来限制关断过程中器件两端电压和电压上升率 ( $\Delta V/\Delta t$ ) 以及导通过程中流经器件的电流和电流上升率 ( $\Delta I/\Delta t$ )。图 35 显示了一些常见的缓冲电路。这些电路用于单开关功率转换器应用中变压器原边两端以限制关断时 MOSFET 两端的  $\Delta V/\Delta t$  和阻断电压。

RCD 缓冲电路的简化设计如图 35 (A) 所示, 首先选择足够大的电容  $C_S$  以使其包含的开关振铃可忽略。然后, 选择  $R_S$  使得  $V_S$  (电容  $C_S$  两端的电压) 时  $R_S$  中的功耗等于漏感产生的开关损耗, 如公式 24 所示。

图 35: 关断缓冲电路



公式 24: 缓冲电路中电阻的选择

$$\frac{V_S^2}{R_S} = 0.5 \cdot L_{LK} \cdot I^2 \cdot f_{SW}$$

其中:

$I$  = 在 MOSFET 关断之前流经变压器原边的电流

$L_{LK}$  = 变压器的  $L_{LEAKAGE}$  电感

图 36 显示了常见的关断缓冲电路用于限制  $\Delta V/\Delta t$  和减少 MOSFET 中的开关损耗。当 MOSFET 关断时, 峰值电流的一部分将开始流经  $C_S$ , 这将导致漏极电压上升时间变慢并减小关断期间  $V_{DS}$  和  $I_D$  下的面积。 $C_S$  必须在 MOSFET 最小  $T_{ON}$  时间内彻底放电, 这样限制了可使用的最大  $C_S$  值。 $C_S$  值由公式 25 给出。

公式 25: 缓冲电路电容

$$C_S = \frac{T_{ONMIN}}{4 \cdot R_S}$$

其中:

$R_S$  = 缓冲电路电阻

$C_S$  = 缓冲电路电容

$T_{ONMIN}$  = 开关的最小导通时间

当 MOSFET 关断时,  $C_S$  将充电至电压  $V_S$ , 因此每一个开关周期内缓冲电阻中消耗的能量由公式 26 给出。

公式 26: 缓冲电路功耗

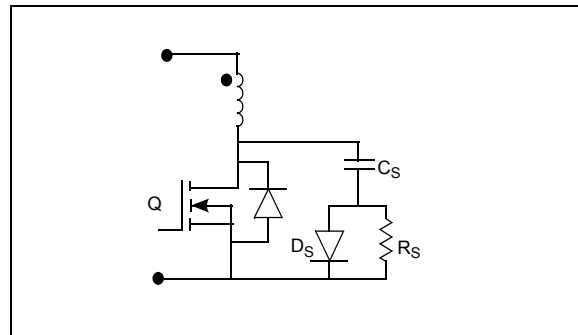
$$P_{RS} = 0.5 \cdot V_S^2 \cdot C_S \cdot f_{SW}$$

其中:

$V_S$  = 缓冲电容  $C_S$  两端的电压

$f_{SW}$  = 开关频率

图 36: MOSFET 关断缓冲电路



## 磁路设计

本章介绍了 SMPS 应用中磁路设计的基本知识。在针对电源规格选择最佳拓扑结构之后，接下来是确定开关频率和变压器磁芯尺寸。为实现此目的，有必要知道最大可获得功率和变压器参数如磁芯面积、磁路长度、窗口面积、绕线面积、峰值磁通密度和线圈电流密度之间的数字关系。

存在两种不同的磁损耗：磁滞和涡流损耗。铁氧体具有较高的电阻率，因此通常仅存在可忽略的磁滞和涡流损耗。这使得铁氧体材料非常适用于开关频率范围为 10 kHz 至 1 MHz 的场合。

表 2 列出了高频变压器和电感设计中使用的磁芯材料的优缺点。

**表 2 磁芯材料及其特性**

材料	优点	缺点
铁氧体	高磁导率，因此可用于产生较高数值的电感。磁导率相对于磁通密度较为恒定。对于不同频率可选择不同铁氧体材料以实现最小的功耗。通常用于功率变压器。	铁氧体饱和现象严重
Molyperm MPP	软饱和特性，可获得大量不同的磁导率。通常用于功率电感。	损耗大大超过铁氧体
粉制铁芯	可获得不同的磁导率。比 MPP 便宜。通常用于要严格控制成本的功率电感场合。	饱和现象较 MPP 稍严重，粉制铁芯电感的体积要大于采用 MPP 或铁氧体制成的电感。

## 变压器设计

变压器体积取决于许多参数，例如磁芯损耗、铜损、冷却效率、绝缘、磁芯几何尺寸和最大输出功率。磁芯损耗随磁通密度摆幅和磁芯尺寸的增加而增加。铜损耗却随磁通密度和磁芯体积的减小而增加。当工作频率为或接近 100 kHz 时，最大效率出现在磁芯损耗 40-45%，铜损耗 55-60% 的时候。

变压器设计的第一步是确定磁芯和线绕尺寸。磁芯的额定功率与磁芯窗口面积和磁芯截面积的乘积（称为面积积）相关。用户可从磁芯厂商处购买不同型号的磁芯。

原边绕组使用的窗口面积由原边面积因子  $K_P$  和原边利用因子  $K_U$  给出。磁芯几何尺寸、面积积和功率输出的数值关系由公式 27 给出。

### 公式 27: 磁芯几何尺寸和功率输出的关系

$$AP = A_E \cdot A_W = P_{IN} \frac{D_{MAX}}{(K \cdot J \cdot f_{SW} \cdot \Delta B)} \cdot 10^8 \cdot C_M^4$$

其中:

$A_E$  = 磁芯横截面积

$A_W$  = 磁芯窗口面积

$AP$  = 面积积

$P_{IN}$  = 功率输入 = 功率输出

$D_{MAX}$  = 开关的最大占空比

$K = K_P \cdot K_U \cdot K_T$  = 总铜线利用率因子

$J$  = 原边电流密度

$f_{SW}$  = 开关频率

$B$  = 导通时磁通密度的变化

$K_T$  = 原边电流平均值对 RMS 值的比值

一旦数值关系已知，可选择面积积磁芯尺寸。原边匝数由公式 28 给出。

### 公式 28: 变压器原边匝数

$$N_P = V_{INMIN} \cdot \frac{T_{ONMAX}}{(A_E \cdot \Delta B)}$$

中间抽头变压器的副边匝数由公式 29 给出。

### 公式 29: 变压器副边匝数

$$N_S = V_O \cdot \frac{N_P}{(V_{INMIN} \cdot 2 \cdot D_{MAX})}$$

当对实际应用中的变压器进行测试时，可通过一些细微的改动实现总体性能的改善。例如，对于一个给定变压器，如果磁芯的功率损耗远小于铜损（原、副边一起），则应减小匝数。这一措施将增加磁通密度。如果磁芯损耗远小于铜损，则应增加匝数以减少磁通密度，从而实现总体损耗的优化（磁芯损耗加铜损）。原、副边绕组面积应与其损耗成正比。如果存在多个副边绕组，则绕组面积应与铜损成正比。

## 电感设计

电感是一种磁芯中具有单个绕组的磁性元件。电感中主要流过具有较小交流纹波的直流电流。交流纹波的幅值与直流电流相比较小。对于功率电感来说，环形结构是最为常见的磁芯形状。

对于功率电感设计来说，必须知道两个参数：直流偏置所需的电感和直流电流的值。以下过程确定如何选择磁芯尺寸和所需的匝数。设计实例基于磁性元件厂商MAGNETICS 提供的 MPP 磁芯选择图（见图 37）。

1. 计算电感所需储能。厂商提供的数据是  $L \cdot I^2$ ；这样可计算  $E = L \cdot I^2$ ，其中  $L$  是电感值而  $I$  是流经电感的直流电流。例如，流经 3 安培直流电流的 500  $\mu\text{H}$  电感所需的储能为： $E = 4.5 \text{ mJ}$ 。
2. 如图 37 所示，在磁芯选择图中确定  $E$  值。该图由厂商提供。跟随  $E$  值的坐标找到与第一个磁芯尺寸相交处。这里坐标线通过 125 $\mu$  的磁导率部分从而可得到可使用的最小磁芯为 55310 MPP 磁芯。

3. 根据磁芯厂商提供的  $AL$  值计算匝数。
4. 根据厂商提供的磁芯数据手册计算磁场强度（单位为奥斯特）。
5. 从磁导率和直流偏置关系曲线确定初始磁导率的百分数。
6. 根据初始磁导率值，计算实际所需匝数。

### 公式 30: 与匝数对应的电感值

$$N = \sqrt{\frac{L_{REQUIRED} \cdot 10^6}{A_L}}$$

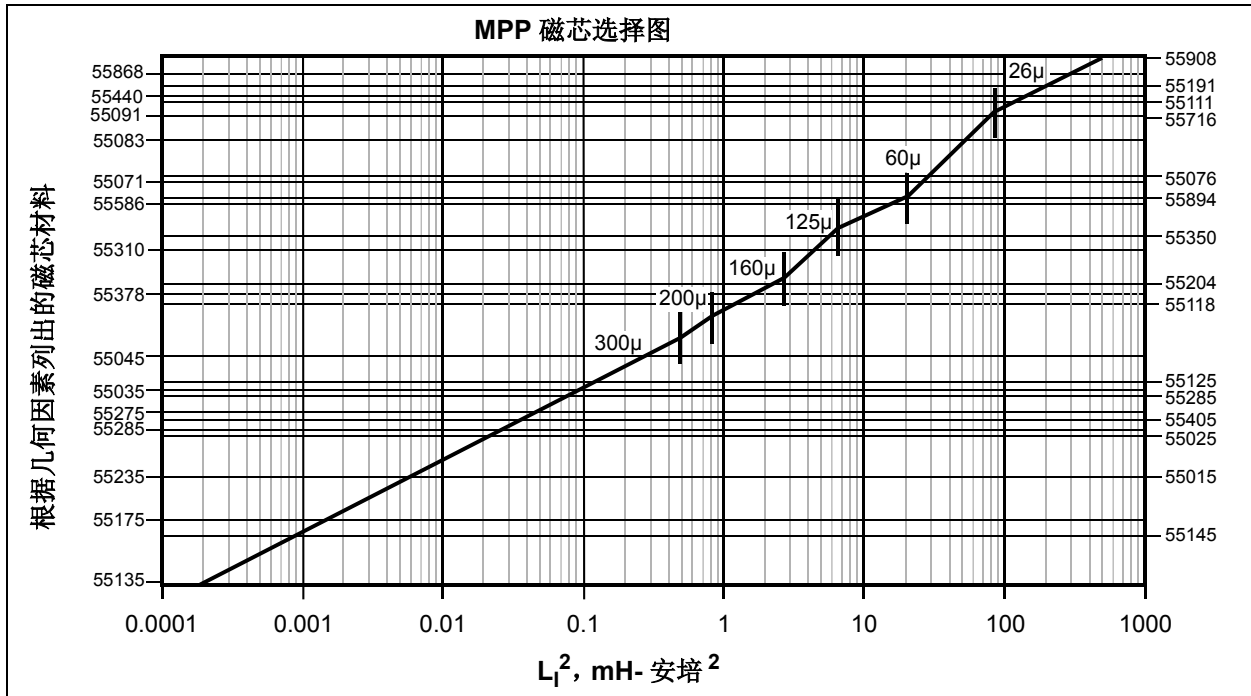
$$N = \sqrt{0.5 \cdot \frac{10^6}{90}}$$

$$N = 75 \text{ 匝数}$$

$$\frac{27.8}{125} \cdot 75 \cdot 3 = 50.04$$

$$N = 89$$

图 37: 能量与磁芯尺寸对应关系



# AN1114

## 电容选择

大容量输入端电容的选择主要取决于电源所需的保持时间和电容的纹波 RMS 电流额定值。输出电容的选择取决于最大工作 RMS 电流、开关频率、使用寿命和所用转换器的类型。

输出电容的等效串联电阻 (ESR) 直接影响电容的输出纹波电压和使用寿命。图 38 显示了输出电容的电流和电压波形，其中输出负载电流  $I_{OUT}$  波形中间的纹波幅值为  $\Delta I$ 。 $\Delta I$  和电容 ESR 值的乘积将决定输出电压中的峰值纹波电压  $\Delta V$ 。

温度每低于其额定值 10 度，电容使用寿命将增加一倍。例如，电容在 105°C 时的额定使用寿命是 5000 小时，而工作温度为 65°C 时，其使用寿命延长到  $5000 \cdot 2^4$ ，即等于 80,000 小时。

表 3 显示了不同电容类型及其通常的应用场合。

图 38: 电感电流和输出电容电压波形

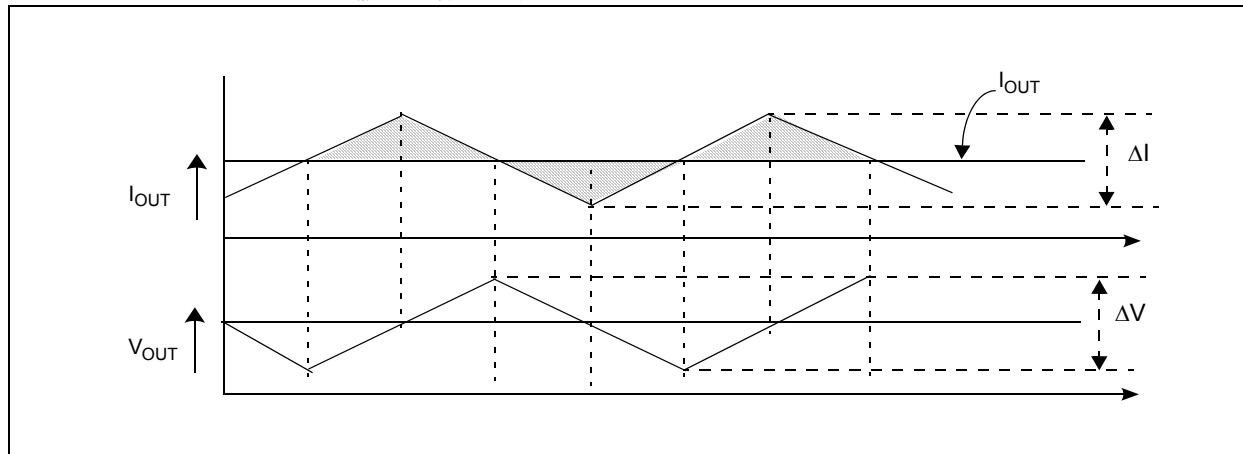


表 3: 电容和相关特性

电容类型	典型应用
铝电解电容	通常用于转换器的输入和输出端。所需电容值较大且对电容体积的要求并不重要。
钽电容	通常用于转换器输出端，要求较高的纹波电流 RMS 额定值和较低的 ESR 值。并且要求尺寸和占板空间都很小。通常采用 SMD 封装。
陶瓷和多层陶瓷电容	用于信号和定时应用。与电解电容并联构成噪声滤波器。
薄膜和聚丙烯电容	通常用于安全应用场合，如 X 和 Y 型电容。



## SMPS 中的电磁干扰 (EMI)

电源工程师面临的巨大挑战之一是使设计的电源能够满足 EMI 和 EMC 规范。在该应用笔记中，仅对 EMI，尤其是 EMI 中的实用部分进行了讨论。

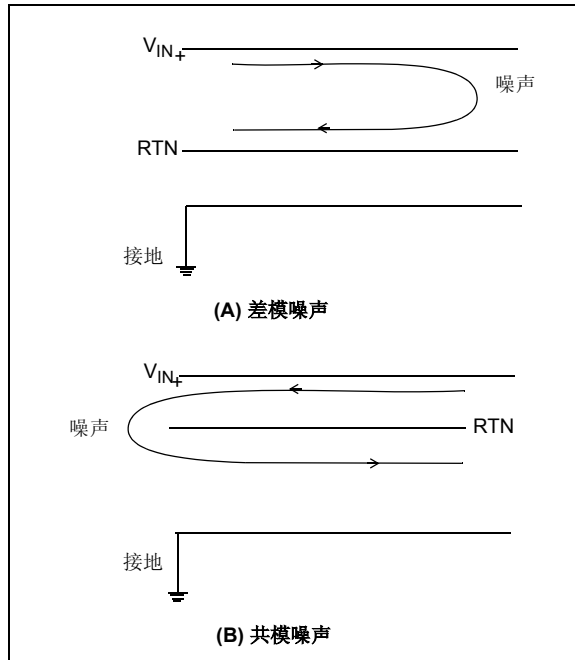
噪声的类型有两种：传导和辐射。最本质的区别在于传导噪声通过导体进行传播而辐射噪声不依赖于导体。

### 最佳实践

良好的 PCB 布板和布线习惯将大大减少辐射噪声。高频电流环路应尽可能的短。应使用双绞线。应对变压器和带气隙的电感进行屏蔽处理以减少辐射磁场。最佳的设计习惯是保持任何信号的导线和返回路径尽可能的相互靠近，因为信号电平直接与信号导线构成的环路面积成正比。而且，使用金属作为屏蔽箱体的材料。

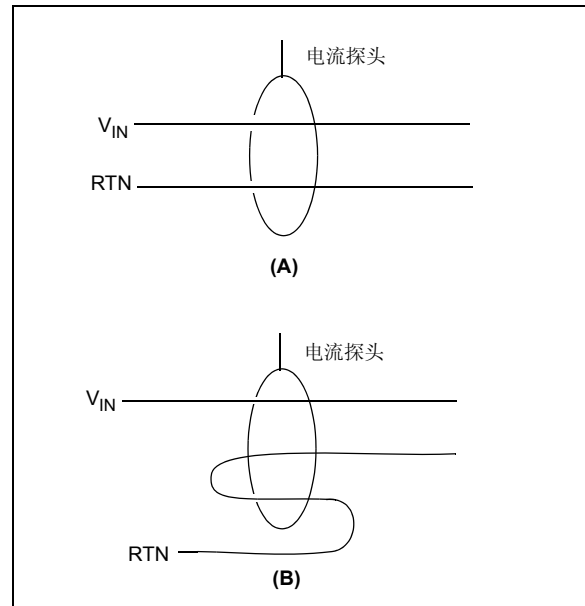
传导噪声也存在两种类型：通过一根电源线流入并通过另一根返回的差模噪声，如图 39 (A) 所示。差模电流将向负载传递能量。共模噪声同时在两根电源线中流动，如图 39 (B)。共模电流不传递能量。

图 39: 共模和差模噪声



将一根电流探头成环绕两根电源线的方式放置对电路中的共模电流进行测量，如图 40 (A) 所示。先将一根电源线放在电流探头中并将另一根返回路径的电源线折成绞线。随后使用电流探头对差模电流进行测量，如图 40 (B) 所示。如果 300 kHz 时测得的共模电流为 100  $\mu A$  而差模电流为 1 mA，两者比率为 1:10。如果在 300 kHz 时，测得的总噪声电压为： $101 \Delta B \mu V = 110000 \mu V = 110 mV$ ，它将包含 100 mV 差模和 10 mV 共模噪声。

图 40: 共模和差模噪声的测量



### 噪声产生的常见原因

图 41 显示了一些产生噪声的常见原因。传导电噪声主要是由高频开关元件和地平面之间的寄生静电和电磁耦合引起的。

产生共模噪声的主要原因是：

- MOSFET 中较高的  $\Delta V/\Delta t$  开关
- 高频开关变压器
- 输出整流器的反向恢复

大容量输入电解电容和与其并联的大去耦电容可对差模噪声进行抑制。通过变压器的绝缘泄漏和寄生耦合将共模电流导入大地。所允许的最大接地漏电流（滤波电容  $C_{Y1}$  和  $C_{Y2}$ ）由管理机构进行限定。

## 减少噪声的方法

寄生电容  $C_{P1}$  至  $C_{P5}$ ，如图 41 所示，将共模噪声导入地线。为减少噪声，变压器应具有法拉第屏蔽，这将使得输入噪声返回输入直流线。

开关器件的散热器是产生噪声的主要来源之一。因此，应在 MOSFET 和散热器之间使用绝缘垫来减少寄生电容。

所有高压元件应与接地层隔离。

为使 EMI 滤波器电感体积最小，应使用最大的去耦电容值。

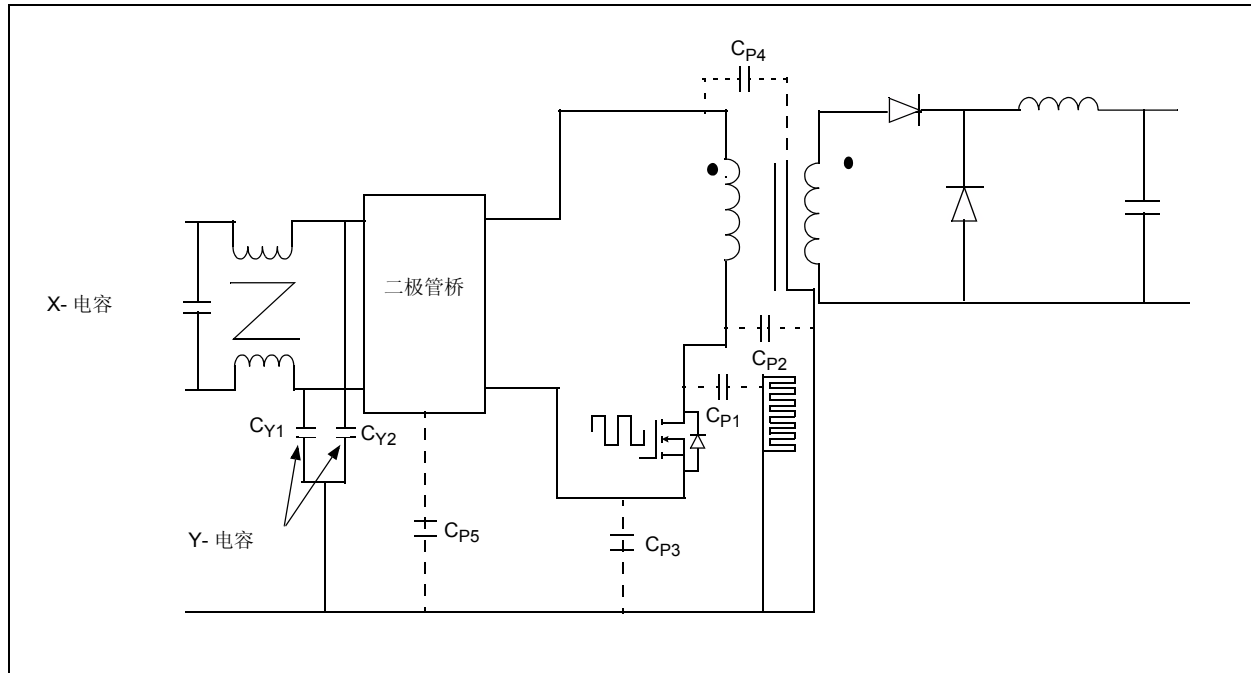
为减少由于高  $\Delta V/\Delta t$  和  $\Delta I/\Delta t$  产生的噪声，有时会在开关器件两端并联缓冲电路。

共模电感采用较高磁导率的磁芯可获得较高的共模电感，这样采用极小的磁芯即可承载线输入电流。共模电感的绕线在物理上是分离的。使用具有两个隔离部分的绕线架来满足安全要求且使两个绕组之间存在漏电感。漏电感将有助于抑制差模噪声。

共模电感的自谐振频率应尽可能高以保持较好的高频抑制性能。为满足这一目标，跨绕线电容应尽可能小。基于这一原因，可使用具有高磁导率的单层环形铁氧体磁芯以减小跨绕线电容。使两个绕组之间互差一或二匝可以产生漏电感以抑制差模噪声。

要知道如何选取电感值，需对系统中只存在一个滤波电容时的最大噪声电压进行测量。随后确定将噪声电压在所在频率处降低到可接受的限定范围内应使用的电感值。由于磁芯电感和趋肤效应可忽略不计，因此共模电感中的损耗将只考虑铜损。

图 41: 共模和差模噪声源



## 总结

根据输入电压、输出功率和输出电流参数可选择合适的 SMPS 拓扑结构（见表 4）。

在满足一些特定的电源要求（包括成本、体积和设计人员的个人经验）时，拓扑结构的选择可能有所不同。

**表 4: SMPS 拓扑结构选择指南**

输入电压	输出功率	优选结构
通用输入 (90-264) VAC	$P_o < 150$ 瓦, 负载电流 $< 10A$	反激式, 前置式
通用输入 (90-264) VAC	$P_o < 150$ 瓦, 负载电流 $> 10A$	前置式
通用输入 (90-264) VAC	$150 \text{ 瓦} < P_o < 350$	两开关前置式、半桥式和推挽式
通用输入 (90-264) VAC	$P_o < 500$ 瓦	半桥式和推挽式
$V_{in} > 350$ VDC	$P_o < 750$ 瓦	半桥式
$V_{in} < 200$ VDC	$P_o < 500$ 瓦	推挽式
$V_{in} > 350$ VDC	$500 < P_o < 1000$ 瓦	全桥式
$V_{in} > 350$ VDC	$P_o > 1000$ 瓦	ZVT 全桥式
$V_{in} > 350$ VDC	$P_o > 2000$ 瓦	多个 ZVT 全桥式结构并联, 并可在其中插入多个 ZVT 全桥式结构

## 附录 A: 术语表

### 双极结晶体管 (BJT)

BJT 是一种由掺杂半导体材料构成的三端器件，可用于放大或开关应用。

### 升压转换器

在基本的 SMPS 拓扑结构中，开关导通时能量储存在电感中，而在开关关断时能量传递到输出。它将一个未稳压的输入电压变换为幅值高于输入且稳定的输出电压。

### 降压转换器

在基本的 SMPS 拓扑结构中，串联的开关控制输入电压的有无并将得到的输出脉冲施加给平均 LC 滤波器。这使得输出电压低于输入电压。

### 恒定输出电压

在这种工作模式下，无论系统中其他任何参数是否变化，输出电压将始终为经过稳压的恒定值。

### 电流模式控制

这种控制方法采用双环电路对 PWM 操作进行调节。

### 电磁干扰 (EMI)

一种由 SMPS 产生且表现为电气噪声的有害能量，可通过传导或辐射的方式进行传播。

### 法拉第屏蔽

变压器输入和输出绕组之间的静电屏蔽。用来减少原边至副边的耦合电容，从而可减少输出共模噪声。

### 前馈

一个用来描述系统对所在环境出现变化产生的反应，通常是为了保持系统某些期望的状态。同样，与反馈系统相比，它也是一个系统，且展示了以预先定义的方式响应测得的扰动的行为。

### 反激式转换器 (FBT)

这是一种隔离的降压—升压型 SMPS 结构。在开关周期中的第一个阶段，能量储存在变压器的励磁电感中。随后，在第二个阶段，这一能量传递到同一半桥谐振转换器的副边。在副边，负载与谐振体电容 C 串联。

### 前置转换器

一种源于降压型转换器的 SMPS 结构。在这种结构中，当开关晶体管导通时，能量传递到变压器绕组的副边并最终传递到负载。

### 全桥转换器

这种 SMPS 结构中采用了 4 个开关组成桥式结构对变压器原边进行驱动。这也称为 H 桥转换器。

### H 桥转换器

见全桥转换器。

### 半桥转换器

这种 SMPS 结构同全桥转换器类似，但只使用了两个开关。另外两个开关用电容替代。

### 半桥 LLC 谐振转换器

在这种半桥结构的 SMPS 中，串联谐振回路由电感 L 和电容 C 构成，并与变压器励磁电感一起产生另一个谐振频率。

### 半桥谐振转换器

使用 LC 谐振电路的半桥转换器减少了 MOSFET 中的开关损耗。

### H 桥相移 ZVT 转换器

使用相移 ZVS 技术的全桥转换器称为 H 桥相移 ZVT 拓扑。在这种结构中，MOSFET 的寄生输出电容和开关变压器的漏感构成谐振电路以使 MOSFET 在导通过程时其两端的电压为零。

## LLC 谐振转换器

具有 LC 谐振回路的全桥式转换器。LC 谐振回路用于减少开关损耗和影响输出功率传递的两个桥臂栅极脉冲之间的相移。

## 并联型谐振转换器 (PRC)

一种半桥式谐振转换器，其中负载与谐振电容 C 并联。

## 功率二极管

功率二极管是一种单向半导体开关，只具有一个PN结。功率二极管能够导通较大的电流且通常能够承受关断时较大的反向偏置电压。

## 功率因数校正 (PFC)

PFC 是一种技术，常用来抵消电力负载功率因数小于 1 时所带来的负面影响。

## 推挽式转换器

一种 SMPS 结构，通常使用中间抽头变压器和两个交替导通的开关器件。

## 串联谐振转换器 (SRC)

一种半桥谐振转换器，其中负载与谐振回路电容 C 串联。

## 缓冲器

是一个用于 SMPS 的元件或电路（有源或无源的、消耗性的或可再生的）。它通过限制元件两端的峰值电压或电流  $\Delta V/\Delta t$ 、 $\Delta I/\Delta t$  的方法来减少元件所承受应力。

## 开关电源 (SMPS)

一种电源技术，其中使用开关器件和无源元件一起对功率流进行处理。

## 总谐波畸变 (THD)

信号的总谐波畸变或 THD 是用于衡量所出现的谐波畸变的参数，且定义为所有谐波分量的功率和和基波功率的比值。

## 两开关前置转换器

与变压器原边串联使用以减少开关的反向阻断电压。

## 电压模式控制

使用单控制环方式对输出进行控制的方法。

# AN1114

---

注:

---

---

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点:

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信: 在正常使用的情况下, Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中 safest 的产品之一。
- 目前, 仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知, 所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字器件千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下, 能访问您的软件或其他受版权保护的成果, 您有权依据该法案提起诉讼, 从而制止这种行为。

---

提供本文档的中文版本仅为为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分, 因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为为您提供便利, 它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范, 是您自身应负的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保, 包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适用性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和 / 或生命安全应用, 一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时, 会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任, 并加以赔偿。在 Microchip 知识产权保护下, 不得暗或以其他方式转让任何许可证。

#### 商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、Accuron、dsPIC、KEELOQ、KEELOQ 徽标、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PRO MATE、rfPIC 和 SmartShunt 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

FilterLab、Linear Active Thermistor、MXDEV、MXLAB、SEEVAl、SmartSensor 和 The Embedded Control Solutions Company 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、dsSPEAK、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、In-Circuit Serial Programming、ICSP、ICEPIC、Mindi、MiWi、MPASM、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、mTouch、PICKit、PICDEM、PICDEM.net、PICKtail、PIC<sup>32</sup> 徽标、PowerCal、PowerInfo、PowerMate、PowerTool、REAL ICE、rfLAB、Select Mode、Total Endurance、UNI/O、WiperLock 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 是 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2008, Microchip Technology Inc. 版权所有。

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM**  
**CERTIFIED BY DNV**  
**== ISO/TS 16949:2002 ==**

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2002 认证。公司在 PIC<sup>®</sup> MCU 与 dsPIC<sup>®</sup> DSC、KEELOQ<sup>®</sup> 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器和模拟产品方面的质量体系流程均符合 ISO/TS-16949:2002。此外, Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。



**MICROCHIP**

## 全球销售及服务中心

### 美洲

**公司总部 Corporate Office**  
2355 West Chandler Blvd.  
Chandler, AZ 85224-6199  
Tel: 1-480-792-7200  
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:  
<http://support.microchip.com>  
网址: [www.microchip.com](http://www.microchip.com)

**亚特兰大 Atlanta**  
Duluth, GA

Tel: 678-957-9614  
Fax: 678-957-1455

**波士顿 Boston**  
Westborough, MA  
Tel: 1-774-760-0087  
Fax: 1-774-760-0088

**芝加哥 Chicago**  
Itasca, IL  
Tel: 1-630-285-0071  
Fax: 1-630-285-0075

**达拉斯 Dallas**  
Addison, TX  
Tel: 1-972-818-7423  
Fax: 1-972-818-2924

**底特律 Detroit**  
Farmington Hills, MI  
Tel: 1-248-538-2250  
Fax: 1-248-538-2260

**科科莫 Kokomo**  
Kokomo, IN  
Tel: 1-765-864-8360  
Fax: 1-765-864-8387

**洛杉矶 Los Angeles**  
Mission Viejo, CA  
Tel: 1-949-462-9523  
Fax: 1-949-462-9608

**圣克拉拉 Santa Clara**  
Santa Clara, CA  
Tel: 408-961-6444  
Fax: 408-961-6445

**加拿大多伦多 Toronto**  
Mississauga, Ontario,  
Canada  
Tel: 1-905-673-0699  
Fax: 1-905-673-6509

### 亚太地区

**亚太总部 Asia Pacific Office**  
Suites 3707-14, 37th Floor  
Tower 6, The Gateway  
Harbour City, Kowloon  
Hong Kong  
Tel: 852-2401-1200  
Fax: 852-2401-3431

**中国 - 北京**  
Tel: 86-10-8528-2100  
Fax: 86-10-8528-2104

**中国 - 成都**  
Tel: 86-28-8665-5511  
Fax: 86-28-8665-7889

**中国 - 香港特别行政区**  
Tel: 852-2401-1200  
Fax: 852-2401-3431

**中国 - 南京**  
Tel: 86-25-8473-2460  
Fax: 86-25-8473-2470

**中国 - 青岛**  
Tel: 86-532-8502-7355  
Fax: 86-532-8502-7205

**中国 - 上海**  
Tel: 86-21-5407-5533  
Fax: 86-21-5407-5066

**中国 - 沈阳**  
Tel: 86-24-2334-2829  
Fax: 86-24-2334-2393

**中国 - 深圳**  
Tel: 86-755-8203-2660  
Fax: 86-755-8203-1760

**中国 - 武汉**  
Tel: 86-27-5980-5300  
Fax: 86-27-5980-5118

**中国 - 厦门**  
Tel: 86-592-238-8138  
Fax: 86-592-238-8130

**中国 - 西安**  
Tel: 86-29-8833-7252  
Fax: 86-29-8833-7256

**中国 - 珠海**  
Tel: 86-756-321-0040  
Fax: 86-756-321-0049

**台湾地区 - 高雄**  
Tel: 886-7-536-4818  
Fax: 886-7-536-4803

**台湾地区 - 台北**  
Tel: 886-2-2500-6610  
Fax: 886-2-2508-0102

**台湾地区 - 新竹**  
Tel: 886-3-572-9526  
Fax: 886-3-572-6459

### 亚太地区

**澳大利亚 Australia - Sydney**  
Tel: 61-2-9868-6733  
Fax: 61-2-9868-6755

**印度 India - Bangalore**  
Tel: 91-80-4182-8400  
Fax: 91-80-4182-8422

**印度 India - New Delhi**  
Tel: 91-11-4160-8631  
Fax: 91-11-4160-8632

**印度 India - Pune**  
Tel: 91-20-2566-1512  
Fax: 91-20-2566-1513

**日本 Japan - Yokohama**  
Tel: 81-45-471-6166  
Fax: 81-45-471-6122

**韩国 Korea - Daegu**  
Tel: 82-53-744-4301  
Fax: 82-53-744-4302

**韩国 Korea - Seoul**  
Tel: 82-2-554-7200  
Fax: 82-2-558-5932 或  
82-2-558-5934

**马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur**  
Tel: 60-3-6201-9857  
Fax: 60-3-6201-9859

**马来西亚 Malaysia - Penang**  
Tel: 60-4-227-8870  
Fax: 60-4-227-4068

**菲律宾 Philippines - Manila**  
Tel: 63-2-634-9065  
Fax: 63-2-634-9069

**新加坡 Singapore**  
Tel: 65-6334-8870  
Fax: 65-6334-8850

**泰国 Thailand - Bangkok**  
Tel: 66-2-694-1351  
Fax: 66-2-694-1350

### 欧洲

**奥地利 Austria - Wels**  
Tel: 43-7242-2244-39  
Fax: 43-7242-2244-393

**丹麦 Denmark-Copenhagen**  
Tel: 45-4450-2828  
Fax: 45-4485-2829

**法国 France - Paris**  
Tel: 33-1-69-53-63-20  
Fax: 33-1-69-30-90-79

**德国 Germany - Munich**  
Tel: 49-89-627-144-0  
Fax: 49-89-627-144-44

**意大利 Italy - Milan**  
Tel: 39-0331-742611  
Fax: 39-0331-466781

**荷兰 Netherlands - Drunen**  
Tel: 31-416-690399  
Fax: 31-416-690340

**西班牙 Spain - Madrid**  
Tel: 34-91-708-08-90  
Fax: 34-91-708-08-91

**英国 UK - Wokingham**  
Tel: 44-118-921-5869  
Fax: 44-118-921-5820

01/02/08