

准谐振和脉宽调制转换器 产生的噪声特性和比较

*Lengnien Hsiu, IEEE 研究会员, Matthew Gddman, IEEE 会员,
Ronald Cavrlsten, IEEE 会员, Artnur F Witulski IEEE 会员和 Kerwin, IEEE 会员。*

摘要: 带有特定输出滤波器的降压式转换器, 在分别采用脉宽调制和准谐振开关工作方式时, 开关频率和负载完全相同。作为实例, 特别分析了转换器开关自然动作产生的电磁干扰, 并通过试验研究激励寄生元件振荡引起的干扰。准谐振转换器, 即使它是开关频率控制的形式, 其谐波频带也比等效的脉宽调制转换器要窄一些。最重要的寄生响应是续流二极管的导通电流和关断电压, 以及 MOSFET 的栅极电流。利用准谐振开关, 增加栅极驱动电压的上升和下降时间, 可以在不降低效率的情况下, 明显的减小辐射和传导噪声。

I. 引言

电磁干扰 (EMI) 是设计电子功率处理系统时必需考虑的重要问题。在采用高功率密度封装的功率处理系统中, 由于功率电路贴近控制处理电路, 增大了产生干扰的可能性, 因此解决电磁干扰问题更重要。比如, 在分布式电源系统中, 转换器直接装在电路板上, 并且非常接近信号处理元件。此外很重要的应用是带有敏感传感的测试仪表电路。在该系统中, 为了得到精确而可靠的测试结果, 必须严格限制电磁干扰 (EMI)。

电磁干扰必需严格限定界限 [1] - [4]。在理想的 DC-DC 转换器中, 只有对应于能量传输的频率存在于输入及输出电压和电流 (在 DC-DC 转换器中, 传输的是直流) 或其产生之电磁场 [图 1(a)]。通用的线性稳压器符合这个情况, 由于输入电压和电流都是直流, 所以瞬时输入功率等于平均输入功率, 电场和磁场也不随时间而变, 因此, 在周围的元件中, 不会感应产生电压或电流。另一

方面开关稳压器比如降压稳压器 [图 1 (b)] 中, 输入电流波形为方波, 其中含有无限开关频率的谐波, 但是只有直流分量传输平均功率, 因此瞬时输入功率不等于平均输入功率。开关频率谐波可以看作传导干扰 [5], 辐射场也随时间而变, 因此可在临近的导体中感应产生电流和电压。为了防止开关频率谐波传导到电源, 必须加入储能元件, 以便吸收瞬时功率和平均功率之差 [图 1 (c)]。因此, 如果要求得到接近理想的 DC-DC 终端特性, 必需采用滤波器, 但是实际上, 采用有限滤波元件后, DC-DC 转换器中仍然存在某些开关频率谐波。当然辐射场仍未改善, 在开关转换器中, 开关的动作刺激起转换器中的各种寄生元件, 产生频率不可预知的传导和辐射能量 [图 1 (d)], 这使获得接近理想的开关转换器特性更加复杂。实际上, 就是这些寄生振荡频率最难滤除, 并且还常常干扰信号处理电路。

虽然, 这些自然干扰使得对干扰敏感的应用中很难采用开关转换器, 但是采用开关转换器仍有很多经济获益。由于采用脉宽调制 (PWM) 方式时, 工作波形是含有大量高次谐波的方波, 所以还有其它开关方案更有考虑价值。在准谐振转换器 (QRC) [6]-[7] 中, 虽然开关动作仍不可避免地产生谐波, 但是某些谐波频率采用非理想的有限的滤波元件很容易滤波, 这是使用准谐振转换器代替 PWM 转换器的优点之一。因此, 如果我们能够重新分配开关能量, 使它含有谐波的频率更低, 实际滤波元件便更容易实现。如图 2 所示, 非理想和两元件 LC 滤波器具有传输函数 $H(j\omega)$, 它只能在有限的频率范围内, 以 40dB 的斜率衰减信号, 而频率范围是由滤波元件的物理结构和电路布局决定。因此,

给特定物理限定条件（比如电容器的等效串联电感和电阻，以及铁氧体磁芯导磁率与频率的关系），输出（或输入）滤波器只能有效衰减有限的开关频率范围。实在的滤波器是带阻（band-stop）滤波器，而不是低通滤波器。因此理想的便是把明显的开关谐波落在准谐振开关的滤波范围以内。此外，利用准谐振开关，是可能避免刺激某些寄生元件产生振荡，因此可消除滤波器有效滤波窗口以外的寄生频率干扰。但是，重新分布准谐振开关转换器的谐波是需要开关频率控制的，这导致的问题是：开关频率改变也可能使产生的谐波处在非理想滤波器可衰减的频率窗口以外，因而滤波器对这种重新分布的谐波无滤波作用，因此研究开关频率控制对产生电磁干扰的影响非常重要。

开关方案的干扰特性。每一种开关，不管是半波还是全波零电压开关（ZVS-1 / 2，ZVS-1），也不管是半波还是全波零电流开关（ZCS-1 / 2，ZCS-1）都设计为工作于同样的开关频率、输入和输出电压，及负载电流 [8] - [9]，而且都带有同样的输出滤波器。

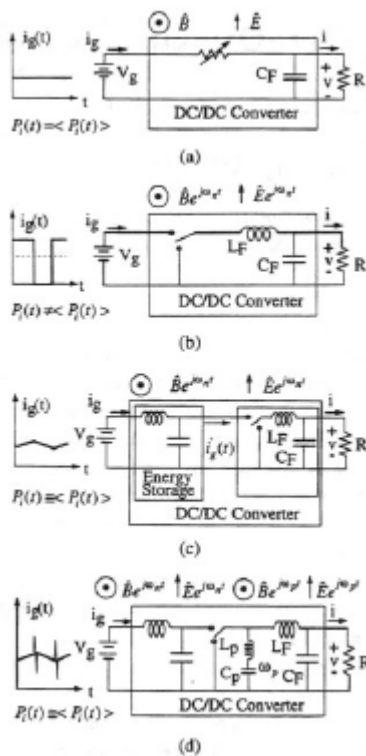


图1 各种稳压电源的干扰特点
 (a) 线性稳压器 (b) 开关稳压器
 (c) 带输入滤波器的开关稳压器
 (d) 带有寄生振荡的开关稳压器

在这项研究中，研究了降压转换器各种

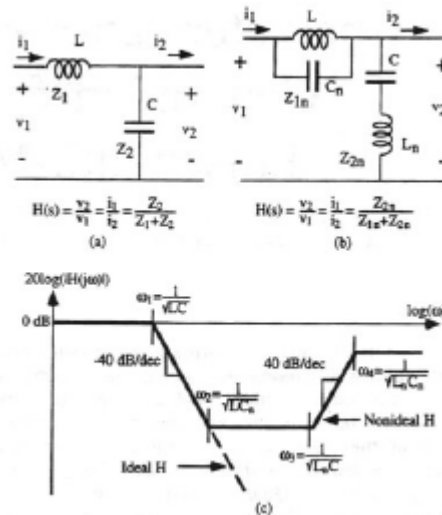


图2 滤波器的特性
 (a) 理想双元件滤波器
 (b) 非理想双元件滤波器
 (c) 理想与非理想滤波器的频率响应

开关波形用傅立叶级数分析开关频率谐波含量，并且在同样的工作点与 PWM 转换器谐波含量比较。该项分析还包含了负载变化（因此开关频率也变化）对开关波形谐波含量的影响。分析结果表明：某些准谐振转换器的谐波总带宽明显减小。

此外，还通过实验研究了激励开关寄生元件的寄生振荡产生的波形。在开关转换器电路中，有 8 种可能的寄生振荡源。每次开关瞬变；MOSFET 栅源极之间；MOSFET 的漏源极；续流二极管；准谐振开关管中的体二极管。通过直接测试输入电流和输出电压特性、研究寄生振荡的影响，并利用附近导线感应的信号研究了寄生辐射的影响。研究发现，最重要的寄生响应是续流二极管产生

的振荡和 MOSFET 栅极驱动电流之指数脉冲。利用铁氧体磁珠阻尼寄生产生的振荡，并且在 MOSFET 栅极驱动电路串入阻值较大（几百欧姆）的电阻，增加栅极驱动电流波形的上升时间，传导和辐射干扰可大大减小。因此实践证明采用准谐振开关减小干扰是有效的。

$$\begin{cases} j_{Lr}(t) = \omega_0 t & 0 \leq t \leq t_1 \\ j_{Lr}(t) = \frac{1}{2} + \sin \omega_0(t - t_1) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ j_{Lr}(t) = 0 & t_2 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (1)$$

时间间隔 t_1 和 t_2 可从区间边界条件得到，并且 ω_0 是谐振回路的弧度频率.[10]。 $j_{Lr}(t)$ 的傅立叶级数表示式为

$$j_{Lr}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_s t} \quad (2)$$

II. 理想转换器波形的傅立叶分析

A 引言

通过定量分析有关频谱含量，转换器波形的傅立叶分析可以提供平均功率和开关频率相同的准谐振和 PWM 开关转换器之间的比较，在下面的讨论中，将推导出理想转换器波形的频谱。所有开关转换器的输入电压 V_g (26V)、输出电压 V_o (13V)、输出电流 I_o (4A) 和开关频率 (100kHz) 完全相同。每种开关方案几个工作点的 3dB 和总带宽作了比较。分析证明准谐振转换器(即使带有可变开关频率控制的)与同等功率的 PWM 转换器相比，总频带宽度较窄。

式中 ω_s 是弧度开关频率，每次谐波的傅立叶系数为：

$$\begin{aligned} F_n &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} j_{Lr}(t) e^{-jn\omega_s t} dt \\ F_n &= \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_1} (\omega_0 t) e^{-jn\omega_s t} dt \right. \\ &\quad \left. + \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{1}{2} + \sin(\omega_0(t - t_1)) \right) e^{-jn\omega_s t} dt \right] \end{aligned} \quad (4)$$

这个积分式可利用分部积分法求解，并且可得出

B 理想转换器波形的傅立叶频谱推导

对开关电流、准谐振转换器的谐振电感电流和续流二极管的电流进行傅立叶分析，因为这些电流波形将引起显著的辐射和传导 EMI。作为转换器波形傅立叶分析的实例我们分析图 3 所示的半波零电流开关准谐振转换器谐振电感中的电流（等于开关电流）。为了分析，谐振电感电流是对于输入电压 V_g 和谐振回路的特性阻抗 R_o 的归一化值，式中 R_o 等于 $\sqrt{L_T / C_r}$ ，即 $j_{Lr} = i_{Lr} / (V_g / R_o)$ 。在开关过程中，三个导通区间有三个表示式：

$$\begin{aligned} F_n &= \frac{V_g}{R_o T_s} \left\{ j \frac{t_1 \omega_0 e^{-jn\omega_s t_1}}{n\omega_s} + \frac{\omega_0 (e^{-jn\omega_s t_1} - 1)}{(n\omega_s)^2} \right. \\ &\quad \left. + j \frac{e^{-jn\omega_s t_2} - e^{-jn\omega_s t_1}}{2n\omega_s} + \frac{(n\omega_s)^2}{(n\omega_s)^2 - \omega_0^2} \right. \\ &\quad \cdot \left[e^{-jn\omega_s t_2} \left(\frac{\omega_0 \cos \omega_0(t_2 - t_1)}{(n\omega_s)^2} + j \frac{\sin \omega_0(t_2 - t_1)}{n\omega_s} \right) \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{\omega_0}{(n\omega_s)^2} e^{-jn\omega_s t_1} \right] \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

给定谐波的数值可按式计算：

$$|F_n| = \sqrt{R_o^2 (F_n)^2 + I_m^2 (F_n)^2} = |j_{Lr}(n\omega_s t)| \quad (6)$$

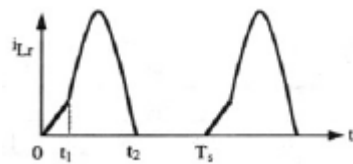


图3 ZCS-1/2 谐振电感（开关）电流

(6) 式乘以基本电流 V_g / R_0 即可得到实际电流值 i_L 。该分析程序适用于采用不同开关方案的转换器波形 [11]。当知每个波形谐波的幅值，就可以作出傅立叶频率图。半波零电流开关准谐振转换器电感电流的频谱如图 4 所示。

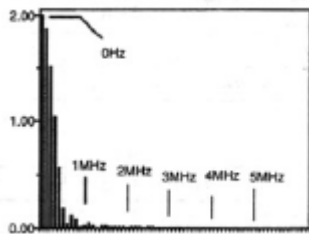


图 4 ZCS-1/2 谐振电感电流幅值频谱（图 3 中 $d=t_2/T_s=0.27$ ）

应当注意，电感电流等于半波或全波零电流开关准谐振转换器中半导体开关中的电流，但是不等于半波或全波零电压开关准谐振转换器中半导体开关中的电流。零电压开关（ZVS）准谐振转换器（QRC）中，晶体管和体二极管电流波形具有较陡的边缘，并且与准正弦波电感电流不同。晶体管电流和体二极管电流虽不影响传导干扰，但可增加它辐射干扰。

C. 傅立叶频谱比较

因为 5 种开关转换器波形的傅立叶频谱已得知，所以可以根据谐波频率含量比较准谐振和 PWM 转换器产生的电磁干扰。PWM 开关电流的傅立叶频谱如图 5 所示。可比较图 4 所示的半波零电流开关准谐振转换器（ZCS-1/2）谐振电流的频谱，表 1 中还列

出了其它转换器（ZCS-1、ZVS1/2、ZVS-1）开关电流和其它波形（二极管电流）的频谱，可以看出，PWM 转换器的开关电流和二极管电流的频谱较宽。

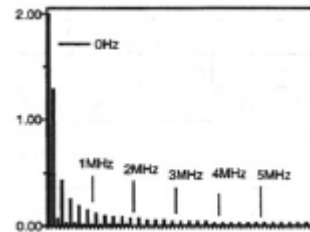


图 5 PWM 开关电流的傅立叶频谱

表 1 5 种开关方案在 3 个不同工作点的 3dB 带宽和总带宽比较（单位 MHz）

| | f_s | I_{in} | | I_d | |
|---------------|-------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | | BW ₃ | BW _T | BW ₃ | BW _T |
| $I_0 = 5.4 A$ | | | | | |
| PWM | 0.1 | 0.1 | 6.4 | 0.1 | 6.4 |
| ZCS-1/2 | 0.14 | 0.14 | 3.08 | 0.14 | 5.18 |
| ZCS-1 | 0.1 | 0.2 | 3.4 | 0.1 | 4.0 |
| ZVS-1/2 | 0.086 | 0.086 | 3.44 | 0.086 | 3.44 |
| ZVS-1 | 0.1 | 0.1 | 0.6 | 0.1 | 0.6 |
| $I_0 = 4.0 A$ | | | | | |
| PWM | 0.1 | 0.1 | 6.4 | 0.1 | 6.4 |
| ZCS-1/2 | 0.1 | 0.2 | 1.6 | 0.1 | 6.1 |
| ZCS-1 | 0.1 | 0.2 | 1.6 | 0.1 | 5.7 |
| ZVS-1/2 | 0.1 | 0.1 | 0.6 | 0.1 | 0.6 |
| ZVS-1 | 0.1 | 0.1 | 0.6 | 0.1 | 0.6 |
| $I_0 = 2.6 A$ | | | | | |
| PWM | 0.1 | 0.1 | 6.4 | 0.1 | 6.4 |
| ZCS-1/2 | 0.08 | 0.24 | 1.76 | 0.08 | 4.88 |
| ZCS-1 | 0.1 | 0.3 | 1.9 | 0.1 | 5.3 |
| ZVS-1/2 | 0.12 | 0.12 | 0.96 | 0.12 | 0.96 |
| ZVS-1 | 0.1 | 0.1 | 0.8 | 0.1 | 0.8 |

另一方面，由于采用变频控制，准谐振转换器比 PWM 转换器更难滤波。为了研究开关频率控制的影响，计算 3 个不同负载工作点波形的频谱。负载电流从 4A 升到 5.4A，然后又降到 2.6A。PWM、ZCS-1 和 ZVS-1 转换器的开关频率仍保持近似相等，但是 ZCS-1/2 和 ZVS-1/2 新的开关频率为 142kHz，85.5 kHz ($I_0=5.4A$ 时)和 79.5 kHz，

117 kHz ($I_o=2.6A$ 时)。

为了便于定量比较,可用两种优值 (figures of merit) 定义各种频谱作为评估。“3dB 带宽” (BW_3) 由下式定义:

$$|I_n(BW_3)| \leq \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (7)$$

及“总带宽” (BW_T) 由下式定义:

$$|I_n(BW_T)| \leq \frac{I_o}{100} \quad (8)$$

5 种开关转换器在所有 3 个工作点的 3dB 带宽和总带宽的数值列于表 1 中。

D. 傅立叶分析结果讨论

从表 1 可以清楚地看出,准谐振转换器输入电流(等于谐振电感电流)谐波总带宽小于 PWM 转换器,因此准谐振转换器输入传导谐波干扰小于 PWM 转换器。但是准谐振转换器的 3dB 带宽却大于 PWM 转换器。在频域内,准谐振转换器的频谱更接近“方形”,也就是说,低次谐波中包含的功率大于 PWM 转换器。因此准谐振转换器更容易滤除高频谐波分量,也就是说,不需要理想的高频滤波性能,但是为了获得与 PWM 转换器相同的低次谐波纹波值,要求滤波器的截止频率更低。

零电流开关准谐振转换器续流二极管电流波形为方形,从表 1 可以看出,它的频谱较宽。但是零电压开关准谐振转换器二极管电流波形为准正弦波,它的频谱较窄。因为零电压转换器拓扑结构是零电流转换器的二重对偶,如果辐射干扰是通过磁耦合产生的,零电压转换器更好一些;如果辐射干扰是通过电容性产生的,零电流转换器更好一些。多谐振转换器 (MRC) 的开关电流波形类似于零电压开关 (ZVC) 转换器,而续流二极管电流波形则类似于零电流开关 (ZCS) 转换器。因此,根据零电压开关 (ZVC) 转换器开关电流波形和零电流开关 (ZCS) 转换器续流二极管电流波形的组合,可以预示多谐振转

换器 (MRC) 的性能。

从传导干扰的观点来看,准谐振转换器优于 PWM 转换器 (表 1),但是从辐射干扰的观点来看,准谐振转换器和 PWM 转换器都具有较宽的频谱(零电流开关 ZCS 具有方波二极管电流,零电压开关 ZVS 具有准方波开关电流)。因此,直觉上,准谐振转换器的性能优于 PWM 转换器,并不一定成立。(寄生振荡在第 IV 节介绍)。

半波准谐振转换器的输出电压依赖于负载电流。观察负载电流变化后谐振电感电流的总带宽,可以看出,可变开关频率控制能够改变准谐振转换器的谐波总带宽。ZCS-1/2 和 ZVS-1/2 具有同样的特性:负载电流从正常工作点增加时,总谐波带宽明显增大(比如,ZCS-1/2 增加系数为 2,ZVS-1/2 增加系数为 5-6)。负载电流从正常工作点减小时,总谐波带宽也有一些增大(ZCS-1/2 增加 10%,ZVS-1/2 增加 50%)。这种表现于 ZCS-1/2 结构符合直觉上之理解,因其开关频率随负载电流增大而增加,但是对于 ZVS-1/2 的结构则是相反,因其开关频率将随负载电流增大而降低。尽管如此,还可以看出最大带宽的谐振电流波形仍然在最大负载电流处。因此,方法是输入和输出滤波器还必须根据最大负载电流设计,或者采用全波转换器,这种转换器总谐波带宽基本上与负载电流无关。

III. 实验样机的结构和设计

图 6 所示的 6 种不同设计的开关转换器,都工作在同样的输入电压 V_g (26V)、输出电压 V_o (13V)、输出电流 I_o (4A) 和开关频率 f_o (100kHz),这些转换器是为实验研究而设计和构想的。电路布局设计为噪声产生与转换器拓扑结构之间具有分离关系,因此,从一种拓扑结构变为另一种拓扑结构只需更

换最小的元件数目，并且同样转换器功能的元件（比如谐振电感）在电路布局中可保持相同的物理位置。此外为了便于我们进行更有意义的比较，设计考虑时尽可能使谐振频率恒定。

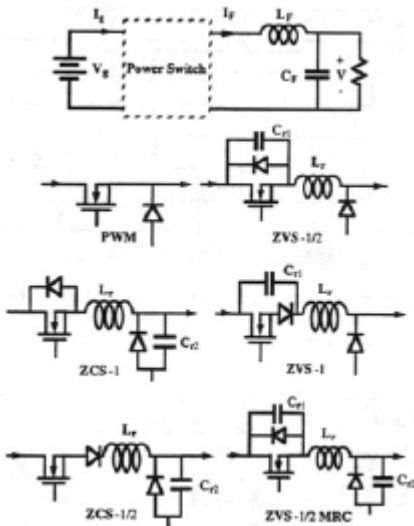


图 6 采用 6 种不同功率开关的降压转换器决定准谐振转换器谐振元件的数值时，有两种设计约束条件：1) 同样的工作点（即 V_g 、 V_o 、 I_o 和 f_s 相同），及 2) 尽可能相同的谐振频率。所有准谐振转换器的电压变换比都选择为 $M=V_o/V_g=1/2$ 。半波和全波 ZCS 转换器都选择归一化输出电流 $J=I_o(V_g/R_o)$ 。半波和全波 ZVS 转换器都选择归一化电流 $J=2$ 。半波 ZCS 和 ZVC 转换器的谐振频率为 243 kHz；全波 ZCS 和 ZVS 转换器的谐振频率为 200 kHz。所有谐振元件的数值都根据每种准谐振转换器的 J 和 f_o 计算。多谐振转换器（MRC）的元件数值按文献 [12] - [13] 中提出的方法估算。多谐振转换器按二极管电压首先变为零开始工作来设计。为了决定滤波电感和电容的数值，选择两种约束条件：1) 输出电流纹波限制到输出电流的 10%，2) 为了限制频率响应的尖峰，品质系数 Q 为 1.5。所有滤波和谐振电感与电容的数值列于表 II 中。

表 II 滤波电感与电容和谐振电感与电容数值一览表

| | LF | CF | Lr | Cr1 | Cr2 |
|-------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| Type | (μH) | (μF) | (μH) | (μF) | (μF) |
| PWM | 81.3 | 17.3 | | | |
| ZCS-QRC 1/2 | 81.3 | 17.3 | 2.13 | | 0.201 |
| ZCS-QRC 1 | 81.3 | 17.3 | 2.59 | | 0.245 |
| ZVS-QRC 1/2 | 81.3 | 17.3 | 8.5 | 0.050 | |
| ZVS-QRC 1 | 81.3 | 17.3 | 10.4 | | 0.061 |
| ZVS-MRC 1/2 | 81.3 | 17.3 | 8.38 | 0.198 | 0.397 |

IV. 试验结果

A. 引言

在开关转换器中除了开关产生是不可避免的谐波频率外，还有激励寄生元件振荡所产生的两种高频分量，这些高频分量明显地影响传导和辐射干扰。续流二极管导通（ZCS）或关断（ZVS）时，都会产生振荡。MOSFET 导通或关断时栅极指数形电流脉冲也会产生影响。这些干扰源对辐射场感应电流波形、输出电压和输入电流的影响将在下一节讨论，并给出从输出和输入波形上消除这些寄生频率的方法。可以看出栅极充电电流对电磁干扰的影响比续流二极管要严重一些。

B. 辐射噪声

在转换器波形和外部检取得的信号波形中，都可能发现寄生振荡。在零电流开关（ZCS）转换器中，续流二极管导通时，试验波形上的干扰是由续流二极管结电容和二极管引线电感形成的寄生振荡产生的，二极管引线的长度影响寄生电感的数值，从而改变寄生振荡的频率（图 7）。在零电压开关（ZVS）转换器中，噪声仍是由于续流二极管的结电容和二极管的引线电感产生寄生振荡，但在续流二极管关断时出现。二极管引线长度似不影响谐振频率。

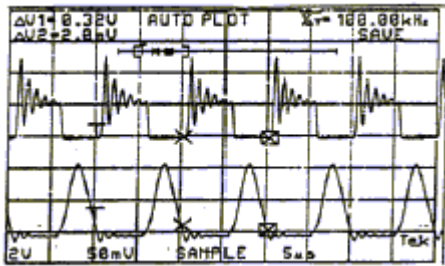


图7 ZCS-1 / 2 二极管电流波形(上部曲线, 0.5A / 每格)和二极管引线很短时谐振电容电压波形(等于二极管电压, 下部曲线 20V / 每格)

为了决定通过电气耦合在转换器周围电路中实际产生的辐射噪声的波形, 两条长 8.3cm 宽 0.17cm 的铜箔不同方向加在电路上, 铜箔两端以 22 k Ω 电阻接地 [14]。此外, 带有 100 Ω 电阻的 6 平方 cm 铜线回路用作磁采样器。比较辐射噪声波形和准谐振转换器波形可以确定噪声的来源。在零电流开关 (ZCS) 转换器中, 振荡发生在续流二极管导通时, 如图 8 中辐射噪声波形所示。同样, 在零电压开关 (ZVS) 转换器中, 振荡发生在续流二极管关断时, 如铜箔采样的波形所示 (图 9)。而且, 在 PWM 转换器和所有准谐振转换器中, 辐射波形上的高频尖峰都出现在 MOSFET 开关管导通和关断时。可以看出, 这些辐射噪声尖峰都是由于 MOSFET 导通和关断时栅极充电电流脉冲引起的。即使 MOSFET 的漏极开路, 没有电流流通, 这些噪声尖峰仍然存在, 如图 10 所示, 在该图中, 只有栅极驱动电路工作。从图 8 和图 9 可以看出 MOSFET 开关产生的尖峰电压的影响在数值上远远大于续流二极管寄生振荡产生的尖峰电压, 下面将更详细地讨论。

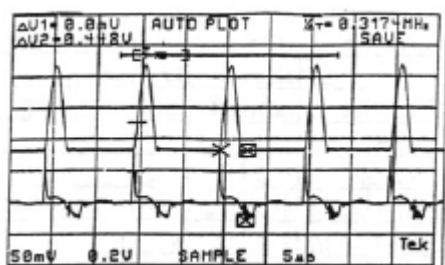


图8 ZCS-1 / 2 转换器中铜箔拾取的噪

声波形 (下面的曲线 0.2V / 每格) 和续流电感电流波形 (上面的曲线 2.5A / 每格)

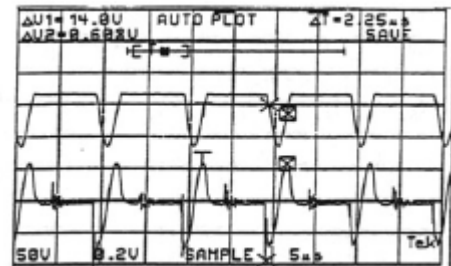


图9 ZVS-1 / 2 转换器中铜箔拾取的噪声波形 (下面的曲线 0.2V / 每格)。谐振电容器电压波形 (上面的曲线实际 $V_g - V_c(t)$ 50V / 每格) 是作为时间基准给出的

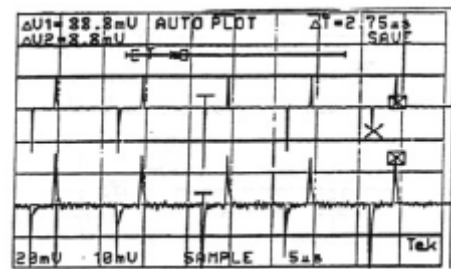


图10 MOSFET 栅极电流波形 (上面的曲线 0.1A / 每格) 栅极驱动电路工作于在转换器不连接状态下, 铜箔拾取的噪声电压 (下面的曲线 20mV / 每格)

C. 对输出电压的干扰

高频辐射噪声 (来自栅极充电电流)、高频传导噪声 (来自续流二极管的寄生振荡) 和低频传导谐波 (来自开关正常工作) 都能在输出负载电压波形上找到。在下面的讨论中, 加到输出电压上的传导噪声将作验证, 并在下面介绍消除这些干扰源的方法。

负载电感阻抗对输出传导噪声的影响是非常重要的。输出负载电阻用于研究转换器

电路以前，输出电阻的寄生电感必须减小到合理的数值。在基本负载上存在许多寄生的高频元件，它们是由若干连接导线和串联与并联电阻组成的。纯净输出电压波形只能用装在面积很大的铝散热器上且引线长度最短的一只电阻来获得。

用差模式电压探针测试的 ZVS-1 转换器负载电压波形如图 11 所示。纹波分量是由开关频率谐波、续流二极管关断时产生的振荡和栅极电流尖峰产生的。ZVS-1 / 2 转换器的纹波电压具有非常类似的分量。因为栅极电流波形也如图 11 所示，所以 ZVS-1 和 ZVS-1 / 2 转换器中较高的电压尖峰与栅极驱动脉冲有关。同样，输出电压与续流二极管电压对比，可以看出 ZVS-1 和 ZVS-1 / 2 转换器中，其它振荡与续流二极管产生振荡的关系。二极管引线中加入磁珠，可以大大减小各种转换器中续流二极管寄生振荡的幅值。

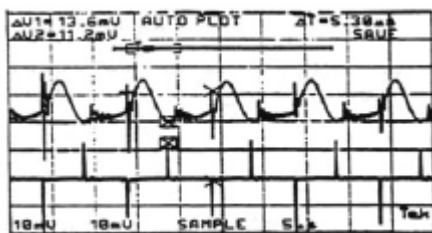


图 11 ZVS-1 转换器采用无感电阻且不加磁珠时输出电压（上面曲线 10mV / 每格）和栅极电流（下面曲线 0.1A / 每格）曲线

为了减小栅极充电电流产生干扰，可以延长栅极充电电流脉冲的上升和下降时间。在零电压和零电流开关转换器中，开关速度减慢后，效率不会明显降低。但是在 PWM 转换器中，开关速度减慢后，效率将显著降低。在试验样机栅极驱动电路中，串入一只阻值适当的电阻，就可降低开关速度（图 12）。栅极驱动电路接入磁珠和高阻值电阻后，ZVS-1/2 转换器的工作波形如图 13 所示。在半波零电压开关中最长上升时间接近 t_{on} 间隔的长度。在这段时间内，体二极管流过负的电感电流。（在 $I_o=4A$ 的额定工作点， $t_{on}=1.13\mu s$ ）。实际上，为了增加栅极电流脉冲的

上升时间并且减小栅极电流脉冲的幅值，加入一只阻值为 320Ω 的电阻即可，这样输出负载电压上的噪声就消失了（应当说明，图 11 中电流的刻度与图 13 不同）。

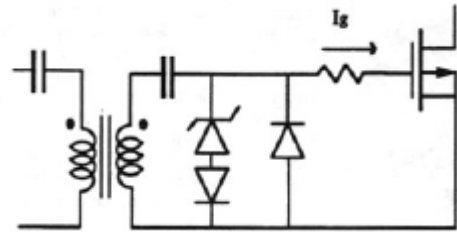


图 12 在栅极驱动电路中串入电阻降低开关速度

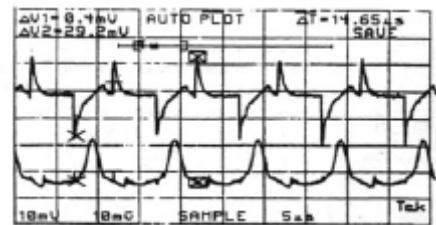


图 13 栅极驱动电路中串入 320Ω 电阻二极管引线中接入磁珠且外接无感负载时，ZVS-1/2 转换器栅极电流（上面的曲线，20mA / 每格）和输出电压（下面的曲线，10mV / 每格）波形

D. 对输入电流的干扰

高频辐射噪声（来自栅极充电电流）和低频传导谐波（来自开关正常工作）都能在输入电流波形上找到。采用只有一只电容器的输入滤波器时，电流探针测出的输入电流波形如图 14 所示。低频谐波与开关正常工作有关。在原来的消除低频谐波的滤波器中，加入 $50\mu H$ 电感，即可得到双极点输入滤波器，以作消除低频谐波。波形上其它显著的尖峰是由栅极充电电流尖峰产生的。降低开关速度，可以有效地消除这些尖峰。应当说明，双极点输入滤波器只能够滤除低频谐波，但不能滤除高频噪声，高频噪声只能通过降低

开关速度来抑制。

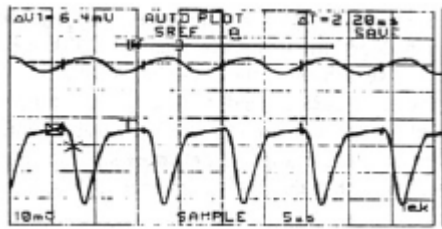


图 14 不用磁珠或栅极电阻时，ZVS-1/2 转换器输入电流（上面的曲线，2A / 每格）和电感电流（下面的曲线，2A / 每格）的波形

V. 结论

开关转换器产生两种电磁干扰(EMI): 1) 开关动作本身所产生的电磁干扰 (EMI)。这种干扰发生在开关频率的倍频处。及 2) 寄生元件激励振荡产生的电磁干扰，这种干扰发生在半导体导通或关断时。前一种干扰是开关动作的自然结果，后一种干扰是开关非理想工作的结果。为了减小转换器产生的电磁干扰，必须考虑以上两种干扰的影响。

开关动作产生的 EMI 的特性可以用波形函数的傅立叶级数展开式来说明。波形中频率含量根据 3dB 带宽比较。3dB 带宽的定义是：谐波分量比直流分量低 $1/\sqrt{2}$ 倍的频带宽度。并且总带宽定义为：谐波分量比直流分量低 1/100 倍时的频带宽度。从表 1 可以看出，给定负载时，准谐振转换器输入电流的总带宽，只有同等功率的 PWM 转换器总带宽的一半到八分之一。但是几乎所有准谐振转换器的输入电流的 3dB 带宽都大于 PWM 转换器。因此给定低频纹波参数时，准谐振转换器的滤波器截止频率必须低于 PWM 转换器的滤波器的截止频率。虽然准谐振转换器所用滤波元件的体积可能大于 PWM 转换器，但在超出 PWM 转换器频率范围的整个工作范围内，这些滤波元件不需要具有理想性能。因此，准谐振转换器的波形很容易经双元件滤波器有效地滤波，而这种滤波器实际上是一种带阻滤波器，如图 2 所示。

对电磁干扰来说，二极管的电流也象晶体管电流那样重要。从准谐振转换器二极管电流的傅立叶分析可以看出，零电流开关准谐振转换器 (ZCS-QRS) 比 PWM 转换器的总带宽大得多，因为它的二极管电流波形为方形波。虽然，二极管电流为准正弦波时，ZVS-QRS 的总谐波带宽较窄，但是主开关和体二极管电流波形为准方波。因此，根据开关谐波引起的辐射干扰来分析，某些准谐振转换器也象 PWM 转换器那样产生严重辐射干扰谐波。零电流开关准谐振转换器 (ZCS-QRC) 与零电压开关准谐振转换器 (ZVS-QRC) 的拓扑结构为二重双偶性。零电流开关准谐振转换器 (ZCS-QRC) 二极管电流波形为方波，这种波形的频谱很宽。零电压开关准谐振转换器 (ZVS-QRC) 二极管电流为准正弦波，这种波形的频谱较窄。因此，如果辐射干扰是通过磁耦合传输的，零电压开关准谐振转换器 (ZVS-QRC) 抑制干扰的性能较好。如果辐射干扰是通过电容性传输的，那么零电流准谐振转换器 (ZCS-QRC) 抑制干扰的性能更好。

在所有转换器拓扑结构中，研究了电流变化及由此引起的开关频率变化对电磁干扰的影响，如表 1 所列。在除了 ZVS-1 以外的所有转换器中，开关频率控制的确可以增加电流波形的总带宽。半波转换器的总带宽的增加远远大于全波转换器的总带宽。在半波转换器中，总带宽随着负载电流增加而增大，比较在最小或额定负载工作点，总带宽可增加几倍。但是，在我们研究的的所有的工作点，准谐振转换器的总带宽都低于 PWM 转换器。

通过实验测试布线附近、转换器输出负载电压和输入电流中产生的辐射噪声波形，研究激励寄生元件振荡产生的电磁干扰。寄生振荡主要来自续流二极管和栅极电流尖峰。续流二极管的寄生振荡可传导到输出负载电压 (图 11、图 12) 并且向周围辐射 (图 8、图 9)。在续流二极管的引线中，加入磁珠，可以有效的减弱这种电磁干扰。栅极驱动电流产生的电磁干扰传导到输入电流 (图 14)

和输出负载电压(图 11),但是,准谐振转换器比 PWM 转换器具有明显的优点,是可通过降低栅极开关速度(增加栅极电压上升和下降时间)便可减小严重电磁干扰源对电路的影响,而又不会降低转换器的总效率。

参考文献

- (1) R.D. Middlebrook, "Design consideration and noise reduction in switching converters," in *Advances in Switched-Mode Power Conversion*, Teslaco, Vol. III. 1983, pp. 313-324.
- (2) M. Nakahara, T. Ninomiya, and K. Harada, "Noise generation in a forward dc-to-dc converter," *Proceedings of INTELEC 83* (October 1983), pp. 276-283.
- (3) M. Nakahara, T. Ninomiya, and K. Harada, "Analysis of surge and noise generation in a forward dc-to-dc converter," 1984 in *Proc. IEEE*, pp. 339-349
- (4) M. Nakahara, T. Ninomiya, and K. Harada, "Surge and noise generation in a forward dc-to dc converter," *IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Syst.*, vol. AES-21, No. 5, Sept. 1985, pp. 619-629.
- (5) M. Mitchell, *DC-DC Switching Regulator Analysis*. New York: McGraw-Hill.
- (6) M.K. Kazimierczuk, "Steady-state analysis and design of a Buck zero-current-switching resonant dc/dc converter," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 3, April 1988.
- (7) M.M. Kazimierczuk, "Design-oriented analysis of boost zero-voltage-switching dc/dc converter," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 3, April 1988.
- (8) K.H. Liu, R. Oruganti, and F.C. Lee, "Resonant switches-Topologies and characteristics," *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 1985 Record, pp.106-116.
- (9) K.D. T. Ngo, "Generalization of resonant switches and quasi-resonant dc-dc converters," *IEEE Power Electronic Specialists Conf.*, 1987 Record, pp. 395-403.
- (10) M.M. Jovanovic, K.H. Liu, R. Oruganti, and F.C. Lee, "State Plane analysis of quasi-resonant converters," *IEEE Trans. On Power Electron.*, vol. PE-2, pp. 36-44, Jan. 1987.
- (11) Lengnien Hsiu, "Characterization and comparison of noise generation for quasi-resonant and pulse-width-modulated converters," M.S. thesis, University of Arizona, 1991.
- (12) Wojciech A. Tabisz and Fred C. Lee, "dc analysis and design of zero-voltage switched multi-resonant converters," *IEEE Power Electronic Specialists Conf.*, 1989 Record, pp. 243-251.
- (13) Wojciech A. Tabisz and Fred C. Lee, "Zero-voltage-switching multi-resonant technique-a novel approach to improve performance of high-frequency quasi-resonant converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 1988 Record, pp.9-17.
- (14) Mark Jutras and Mike Ingemi, "Determining and reducing EMI sources in on-board switching regulators." *1987 IEEE Applied Power Electronics Conf.*, pp.199-206.