

準諧振和脈寬調製轉換器 產生的噪聲特性和比較

**Lengnien Hsiu, IEEE 研究會員, Matthew Gddman, IEEE 會員,
Ronald Cavrlsten, IEEE 會員, Artnur F Witulski IEEE 會員和 Kerwin, IEEE 會員。**

摘要：帶有特定輸出濾波器的降壓式轉換器，在分別採用脈寬調製和準諧振開關工作方式時，開關頻率和負載完全相同。作為實例，特別分析了轉換器開關自然動作產生的電磁干擾，並通過試驗研究激勵寄生元件振盪引起的干擾。準諧振轉換器，即使它是開關頻率控制的形式，其諧波頻帶也比等效的脈寬調製轉換器要窄一些。最重要的寄生響應是續流二極管的導通電流和關斷電壓，以及 MOSFET 的柵極電流。利用準諧振開關，增加柵極驅動電壓的上升和下降時間，可以在不降低效率的情況下，明顯的減小輻射和傳導噪聲。

1. 引言

電磁干擾 (EMI) 是設計電子功率處理系統時必需考慮的重要問題。在採用高功率密度封裝的功率處理系統中，由於功率電路貼近控制處理電路，增大了產生干擾的可能性，因此解決電磁干擾問題更重要。比如，在分佈式電源系統中，轉換器直接裝在電路板上，並且非常接近信號處理元件。此外很重要的應用是帶有敏感傳感的測試儀錶電路。在該系統中，為了得到精確而可靠的測試結果，必須嚴格限制電磁干擾 (EMI)。

電磁干擾必需嚴格限定界限 [1] - [4]。在理想的 DC-DC 轉換器中，只有對應於能量傳輸的頻率存在於輸入及輸出電壓和電流 (在 DC-DC 轉換器中，傳輸的是直流) 或其產生之電磁場 [圖 1(a)]。通用的線性穩壓器符合這個情況，由於輸入電壓和電流都是直流，所以瞬時輸入功率等於平均輸入功率，電場和磁場也不隨時間而變，因此，在

周圍的元件中，不會感應產生電壓或電流。另一方面開關穩壓器比如降壓穩壓器 [圖 1 (b)] 中，輸入電流波形為方波，其中含有無限開關頻率的諧波，但是只有直流分量傳輸平均功率，因此瞬時輸入功率不等於平均輸入功率。開關頻率諧波可以看作傳導干擾 [5]，輻射場也隨時間而變，因此可在臨近的導體中感應產生電流和電壓。為了防止開關頻率諧波傳導到電源，必須加入貯能元件，以便吸收瞬時功率和平均功率之差 [圖 1 (c)]。因此，如果要求得到接近理想的 DC-DC 終端特性，必需採用濾波器，但是實際上，採用有限濾波元件後，DC-DC 轉換器中仍然存在某些開關頻率諧波。當然輻射場仍未改善，在開關轉換器中，開關的動作刺激起轉換器中的各種寄生元件，產生頻率不可預知的傳導和輻射能量 [圖 1 (d)]，這使獲得接近理想的開關轉換器特性更加複雜。實際上，就是這些寄生振盪頻率最難濾除，並且還常常干擾信號處理電路。

雖然，這些自然干擾使得對干擾敏感的應用中很難採用開關轉換器，但是採用開關轉換器仍有很多經濟獲益。由於採用脈寬調製 (PWM) 方式時，工作波形是含有大量高次諧波的方波，所以還有其它開關方案更有考慮價值。在準諧振轉換器 (QRC) [6] - [7] 中，雖然開關動作仍不可避免地產生諧波，但是某些諧波頻率採用非理想的有限的濾波元件很容易濾波，這是使用準諧振轉換器代替 PWM 轉換器的優點之一。因此，如果我們能夠重新分配開關能量，使它含有諧波的頻率更低，實際濾波元件便更容易實現。如圖 2 所示，非理想和兩元件 LC 濾波器具有傳輸函數 $H(j\omega)$ ，它只能在有限的頻率範圍內，以 40dB 的斜率衰減信號，而頻

率範圍是由濾波元件的物理結構和電路佈局決定。因此，給特定物理限定條件（比如電容器的等效串聯電感和電阻，以及鐵氧體磁芯導磁率與頻率的關係），輸出（或輸入）濾波器只能有效衰減有限的開關頻率範圍。實在的濾波器是帶阻（band-stop）濾波器，而不是低通濾波器。因此理想的便是把明顯的開關諧波落在準諧振開關的濾波範圍以內。此外，利用準諧振開關，是可能避免刺激某些寄生元件產生振盪，因此可消除濾波器有效濾波窗口以外的寄生頻率干擾。但是，重新分佈準諧振開關轉換器的諧波是需要開關頻率控制的，這導至的問題是：開關頻率改變也可能使產生的諧波處在非理想濾波器可衰減的頻率窗口以外，因而濾波器對這種重新分佈的諧波無濾波作用，因此研究開關頻率控制對產生電磁干擾的影響非常重要。

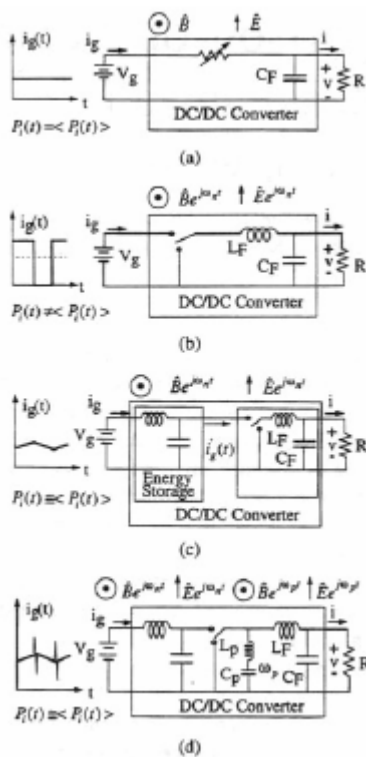


圖 1 各種穩壓電源的干擾特點
 (a) 線性穩壓器 (b) 開關穩壓器
 (c) 帶輸入濾波器的開關穩壓器
 (d) 帶有寄生振盪的開關穩壓器

在這項研究中，研究了降壓轉換器各種開關方案的干擾特性。每一種開關，不管是半波還是全波零電壓開關（ZVS-1/2，ZVS-1），也不管是半波還是全波零電流開關（ZCS-1/2，ZCS-1）都設計為工作於同樣的開關頻率、輸入和輸出電壓，及負載電流〔8〕－〔9〕，而且都帶有同樣的輸出濾波器。

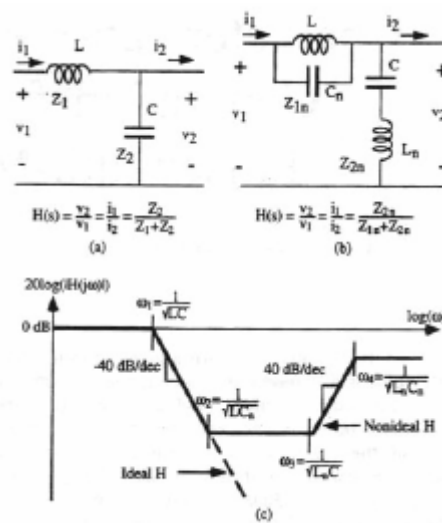


圖 2 濾波器的特性
 (a) 理想雙元件濾波器
 (b) 非理想雙元件濾波器
 (c) 理想與非理想濾波器的頻率響應

開關波形用傅立葉級數分析開關頻率諧波含量，並且在同樣的工作點與 PWM 轉換器諧波含量比較。該項分析還包含了負載變化（因此開關頻率也變化）對開關波形諧波含量的影響。分析結果表明：某些準諧振轉換器的諧波總帶寬明顯減小。

此外，還通過實驗研究了激勵開關寄生元件的寄生振盪產生的波形。在開關轉換器電路中，有 8 種可能的寄生振盪源。每次開關瞬變；MOSFET 柵源極之間；MOSFET 的漏源極；續流二極管；準諧振開關管中的體二極管。通過直接測試輸入電流和輸出電壓特性、研究寄生振盪的影響，並利用附近導線感應的信號研究了寄生輻射的影響。研

究發現，最重要的寄生響應是續流二極管產生的振盪和 MOSFET 柵極驅動電流之指數脈衝。利用鐵氧體磁珠阻尼寄生產生的振盪，並且在 MOSFET 柵極驅動電路串入阻值較大（幾百歐姆）的電阻，增加柵極驅動電流波形的上升時間，傳導和輻射干擾可大大減小。因此實踐證明採用準諧振開關減小干擾是有效的。

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

時間間隔 t_1 和 t_2 可從區間邊界條件得到，並且 ω_0 是諧振回路的弧度頻率。[10] $j_{Lr}(t)$ 的傅立葉級數表示式為

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

II. 理想轉換器波形的傅立葉分析

A 引言

通過定量分析有關頻譜含量，轉換器波形的傅立葉分析可以提供平均功率和開關頻率相同的準諧振和 PWM 開關轉換器之間的比較，在下面的討論中，將推導出理想轉換器波形的頻譜。所有開關轉換器的輸入電壓 V_g (26V)、輸出電壓 V_o (13V)、輸出電流 I_o (4A) 和開關頻率 (100kHz) 完全相同。每種開關方案幾個工作點的 3dB 和總帶寬作了比較。分析證明準諧振轉換器(即使帶有可變開關頻率控制的)與同等功率的 PWM 轉換器相比，總頻帶寬較窄。

式中 ω_s 是弧度開關頻率，每次諧波的傅立葉係數為：

$$F_n = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} j_{Lr}(t) e^{-jn\omega_s t} dt$$

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

這個積分式可利用分部積分法求解，並且可得出

B 理想轉換器波形的傅立葉頻譜推導

對開關電流、準諧振轉換器的諧振電感電流和續流二極管的電流進行傅立葉分析，因為這些電流波形將引起顯著的輻射和傳導 EMI。作為轉換器波形傅立葉分析的實例我們分析圖 3 所示的半波零電流開關準諧振轉換器諧振電感中的電流（等於開關電流）。為了分析，諧振電感電流是對於輸入電壓 V_g 和諧振回路的特性阻抗 R_o 的歸一化值，式中 R_o 等於

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

給定諧波的數值可按下式計算：

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

$\sqrt{L_T/Cr}$ ，即 $j_{Lr} = i_{Lr}/(V_g/R_o)$ 。在開關過程中，三個導通區間有三個表示式：

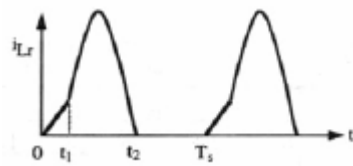


圖 3 ZCS-1/2 諧波電感（開關）電流

(6) 式乘以基本電流 V_g/R_0 即可得到實際電流值 i_L 。該分析程序適用於採用不同開關方案的轉換器波形 [11]。當知每個波形諧波的幅值，就可以作出傅立葉頻率圖。半波零電流開關準諧振轉換器電感電流的頻譜如圖 4 所示。

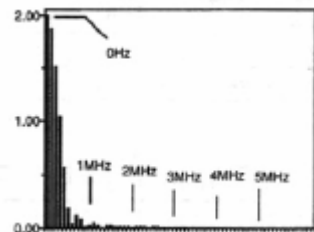


圖 4 ZCS-1/2 諧振電感電流幅值頻譜（圖 3 中 $d=t_2/T_s=0.27$ ）

應當注意，電感電流等於半波或全波零電流開關準諧振轉換器中半導體開關中的電流，但是不等於半波或全波零電壓開關準諧振轉換器中半導體開關中的電流。零電壓開關（ZVS）準諧振轉換器（QRC）中，晶體管和體二極管電流波形具有較陡的邊緣，並且與準正弦波電感電流不同。晶體管電流和體二極管電流雖不影響傳導干擾，但可增加它輻射干擾。

C. 傅立葉頻譜比較

因為 5 種開關轉換器波形的傅立葉頻譜已得知，所以可以根據諧波頻率含量比較準諧振和 PWM 轉換器產生的電磁干擾。PWM 開關電流的傅立葉頻譜如圖 5 所示。可比較圖 4 所示的半波零電流開關準諧振轉換器

（ZCS-1/2）諧振電流的頻譜，表 1 中還列出了其它轉換器（ZCS-1、ZVS1/2、ZVS-1）開關電流和其它波形（二極管電流）的頻譜，可以看出，PWM 轉換器的開關電流和二極管電流的頻譜較寬。

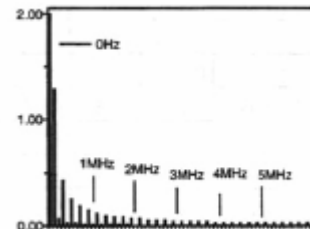


圖 5 PWM 開關電流的傅立葉頻譜

表 1 5 種開關方案在 3 個不同工作點的 3dB 帶寬和總帶寬比較（單位 MHz）

	f_s	I_{in}		I_o	
		BW ₃	BW _T	BW ₃	BW _T
$I_o = 5.4 A$					
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
$I_o = 4.0 A$					
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
$I_o = 2.6 A$					
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，由於採用變頻控制，準諧振轉換器比 PWM 轉換器更難濾波。為了研究開關頻率控制的影響，計算 3 個不同負載工作點波形的頻譜。負載電流從 4A 升到 5.4A，然後又降到 2.6A。PWM、ZCS-1 和 ZVS-1 轉換器的開關頻率仍保持近似相等，但是 ZCS-1/2 和 ZVS-1/2 新的開關頻率為

142kHz，85.5 kHz ($I_o=5.4A$ 時)和 79.5 kHz，117 kHz ($I_o=2.6A$ 時)。

爲了便於定量比較，可用兩種優值 (figures of merit) 定義各種頻譜作爲評估。“3dB 帶寬” (BW_3) 由下式定義：

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

及“總帶寬” (BW_T) 由下式定義：

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

5 種開關轉換器在所有 3 個工作點的 3dB 帶寬和總帶寬的數值列於表 1 中。

D. 傅立葉分析結果討論

從表 1 可以清楚地看出，準諧振轉換器輸入電流（等於諧振電感電流）諧波總帶寬小於 PWM 轉換器，因此準諧振轉換器輸入傳導諧波干擾小於 PWM 轉換器。但是準諧振轉換器的 3dB 帶寬卻大於 PWM 轉換器。在頻域內，準諧振轉換器的頻譜更接近“方形”，也就是說，低次諧波中包含的功率大於 PWM 轉換器。因此準諧振轉換器更容易濾除高頻諧波分量，也就是說，不需要理想的高頻濾波性能，但是爲了獲得與 PWM 轉換器相同的低次諧波紋波值，要求濾波器的截止頻率更低。

零電壓開關準諧振轉換器續流二極管電流波形爲方形，從表 1 可以看出，它的頻譜較寬。但是零電壓開關準諧振轉換器二極管電流波形爲準正弦波，它的頻譜較窄。因爲零電壓轉換器拓樸結構是零電壓轉換器的二重對偶，如果輻射干擾是通過磁耦合產生的，零電壓轉換器更好一些；如果輻射干擾是通過電容性產生的，零電壓轉換器更好一些。多諧振轉換器 (MRC) 的開關電流波形類似於零電壓開關 (ZVC) 轉換器，而續流二極管電流波形則類似於零電壓開關 (ZCS) 轉換器。因此，根據零電壓開關 (ZVC) 轉換器開關

電流波形和零電壓開關 (ZCS) 轉換器續流二極管電流波形的組合，可以預示多諧振轉換器 (MRC) 的性能。

從傳導干擾的觀點來看，準諧振轉換器優於 PWM 轉換器 (表 1)，但是從輻射干擾的觀點來看，準諧振轉換器和 PWM 轉換器都具有較寬的頻譜 (零電壓開關 ZCS 具有方波二極管電流，零電壓開關 ZVS 具有準方波開關電流)。因此，直覺上，準諧振轉換器的性能優於 PWM 轉換器，並不一定成立。(寄生振盪在第 IV 節介紹)。

半波準諧振轉換器的輸出電壓依賴於負載電流。觀察負載電流變化後諧振電感電流的總帶寬，可以看出，可變開關頻率控制能夠改變準諧振轉換器的諧波總帶寬。ZCS-1/2 和 ZVS-1/2 具有同樣的特性：負載電流從正常工作點增加時，總諧波帶寬明顯增大 (比如，ZCS-1/2 增加係數爲 2，ZVS-1/2 增加係數爲 5-6)。負載電流從正常工作點減小時，總諧波帶寬也有一些增大 (ZCS-1/2 增加 10%，ZVS-1/2 增加 50%)。這種表現於 ZCS-1/2 結構符合直覺上之理解，因其開關頻率隨負載電流增大而增加，但是對於 ZVS-1/2 的結構則是相反，因其開關頻率將隨負載電流增大而降低。儘管如此，還可以看出最大帶寬的諧振電流波形仍然在最大負載電流處。因此，方法是輸入和輸出濾波器還必須根據最大負載電流設計，或者採用全波轉換器，這種轉換器總諧波帶寬基本上與負載電流無關。

III. 實驗樣機的結構和設計

圖 6 所示的 6 種不同設計的開關轉換器，都工作在同樣的輸入電壓 V_g (26V)、輸出電壓 V_o (13V)、輸出電流 I_o (4A) 和開關頻率 f_o (100kHz)，這些轉換器是爲實驗研究而設計和構想的。電路佈局設計爲噪聲產生與

轉換器拓樸結構之間具有分離關係，因此，從一種拓樸結構變為另一種拓樸結構只需更換最小的元件數目，並且同樣轉換器功能的元件（比如諧振電感）在電路佈局中可保持相同的物理位置。此外為了便於我們進行更有意義的比較，設計考慮時盡可能使諧振頻率恒定。

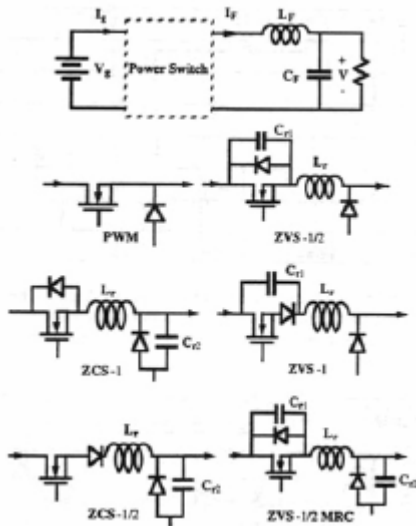


圖 6 採用 6 種不同功率開關的降壓轉換器決定準諧振轉換器諧振元件的數值時，有兩種設計約束條件：1) 同樣的工作點（即 V_g 、 V_o 、 I_o 和 f_s 相同），及 2) 盡可能相同的諧振頻率。所有準諧振轉換器的電壓變換比都選擇為 $M = V_o/V_g = 1/2$ 。半波和全波 ZCS 轉換器都選擇歸一化輸出電流 $J = I_o (V_g/R_o)$ 。半波和全波 ZVS 轉換器都選擇歸一化電流 $J = 2$ 。半波 ZCS 和 ZVC 轉換器的諧振頻率為 243 kHz；全波 ZCS 和 ZVS 轉換器的諧振頻率為 200 kHz。所有諧振元件的數值都根據每種準諧振轉換器的 J 和 f_o 計算。多諧振轉換器（MRC）的元件數值按文獻 [12] - [13] 中提出的方法估算。多諧振轉換器按二極管電壓首先變為零開始工作來設計。為了決定濾波電感和電容的數值，選擇兩種約束條件：1) 輸出電流紋波限制到輸出電流的 10%，2) 為了限制頻率響應的尖峰，品質係數 Q 為 1.5。所有濾波和諧振電感與電容的數值列於表 II 中。

表 II 濾波電感與電容和諧振電感與電容數

值一覽表

	LF	CF	Lr	Cr1	Cr2
Type	(μ H)	(μ F)	(μ H)	(μ F)	(μ F)
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. 試驗結果

A. 引言

在開關轉換器中除了開關產生是不可避免的諧波頻率外，還有激勵寄生元件振盪所產生的兩種高頻分量，這些高頻分量明顯地影響傳導和輻射干擾。續流二極管導通（ZCS）或關斷（ZVS）時，都會產生振盪。MOSFET 導通或關斷時柵極指數形電流脈衝也會產生影響。這些干擾源對輻射場感應電流波形、輸出電壓和輸入電流的影響將在下一節討論，並給出從輸出和輸入波形上消除這些寄生頻率的方法。可以看出柵極充電電流對電磁干擾的影響比續流二極管要嚴重一些。

B. 輻射噪聲

在轉換器波形和外部檢取得到的信號波形中，都可能發現寄生振盪。在零電流開關（ZCS）轉換器中，續流二極管導通時，試驗波形上的干擾是由續流二極管結電容和二極管引線電感形成的寄生振盪產生的，二極管引線的長度影響寄生電感的數值，從而改變寄生振盪的頻率（圖 7）。在零電壓開關（ZVS）轉換器中，噪聲仍是由於續流二極管的結電容和二極管的引線電感產生寄生振

盪，但在續流二極管關斷時出現。二極管引線長度似不影響諧振頻率。

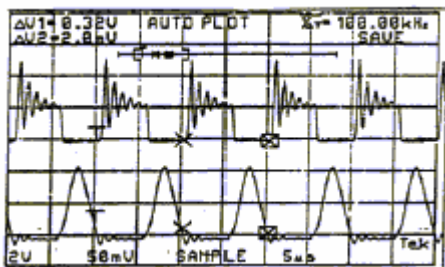


圖 7 ZCS-1/2 二極管電流波形（上部曲線，0.5A/每格）和二極管引線很短時諧振電容電壓波形（等於二極管電壓，下部曲線 20V/每格）

爲了決定通過電氣耦合在轉換器周圍電路中實際產生的輻射噪聲的波形，兩條長 8.3cm 寬 0.17cm 的銅箔不同方向加在電路上，銅箔兩端以 22 kΩ 電阻接地[14]。此外，帶有 100Ω 電阻的 6 平方 cm 銅線回路用作磁採樣器。比較輻射噪聲波形和準諧振轉換器波形可以確定噪聲的來源。在零電流開關（ZCS）轉換器中，振盪發生在續流二極管導通時，如圖 8 中輻射噪聲波形所示。同樣，在零電壓開關（ZVS）轉換器中，振盪發生在續流二極管關斷時，如銅箔採樣的波形所示（圖 9）。而且，在 PWM 轉換器和所有準諧振轉換器中，輻射波形上的高頻尖峰都出現在 MOSFET 開關管導通和關斷時。可以看出，這些輻射噪聲尖峰都是由於 MOSFET 導通和關斷時柵極充電電流脈衝引起的。即使 MOSFET 的漏極開路，沒有電流通過，這些噪聲尖峰仍然存在，如圖 10 所示，在該圖中，只有柵極驅動電路工作。從圖 8 和圖 9 可以看出 MOSFET 開關產生的尖峰電壓的影響在數值上遠遠大於續流二極管寄生振盪產生的尖峰電壓，下面將更詳細地討論。

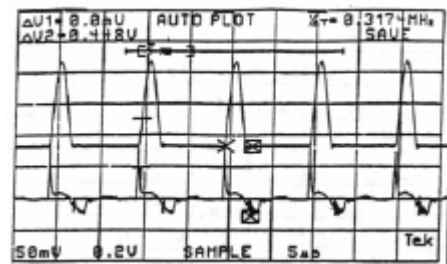


圖 8 ZCS-1/2 轉換器中銅箔拾取的噪聲波形（下面的曲線 0.2V/每格）和諧振電感電流波形（上面的曲線 2.5A/每格）

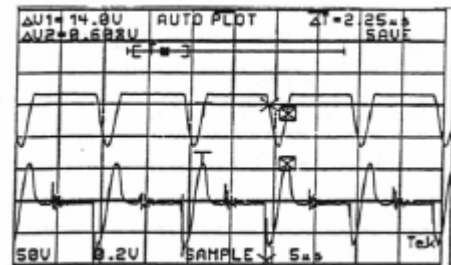


圖 9 ZVS-1/2 轉換器中銅箔拾取的噪聲波形（下面的曲線 0.2V/每格）。諧振電容器電壓波形（上面的曲線實際 $V_g - V_c(t)$ 50V/每格）是作為時間基準給出的

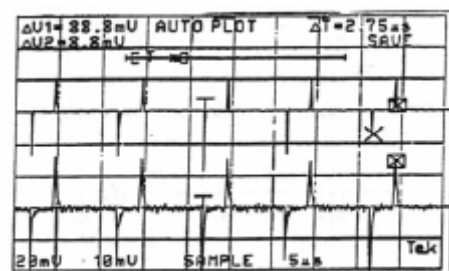


圖 10 MOSFET 柵極電流波形（上面的曲線 0.1A/每格）柵極驅動電路工作於在轉換器不連接狀態下，銅箔拾取的噪聲電壓（下面的曲線 20mV/每格）

C. 對輸出電壓的干擾

高頻輻射噪聲（來自柵極充電電流）、高頻傳導噪聲（來自續流二極管的寄生振盪）和低頻傳導諧波（來自開關正常工作）都能在輸出負載電壓波形上找到。在下面的討論中，加到輸出電壓上的傳導噪聲將作驗明，並在下面介紹消除這些干擾源的方法。

負載電感阻抗對輸出傳導噪聲的影響是非常重要的。輸出負載電阻用於研究轉換器電路以前，輸出電阻的寄生電感必須減小到合理的數值。在基本負載上存在許多寄生的高頻元件，它們是由若干連接導線和串聯與並聯電阻組成的。純淨輸出電壓波形只能用裝在面積很大的鋁散熱器上且引線長度最短的一隻電阻來獲得。

用差模式電壓探針測試的 ZVS-1 轉換器負載電壓波形如圖 11 所示。紋波分量是由開關頻率諧波、續流二極管關斷時產生的振盪和柵極電流尖峰產生的。ZVS-1/2 轉換器的紋波電壓具有非常類似的分量。因為柵極電流波形也如圖 11 所示，所以 ZVS-1 和 ZVS-1/2 轉換器中較高的電壓尖峰與柵極驅動脈衝有關。同樣，輸出電壓與續流二極管電壓對比，可以看出 ZVS-1 和 ZVS-1/2 轉換器中，其它振盪與續流二極管產生振盪的關係。二極管引線中加入磁珠，可以大大減小各種轉換器中續流二極管寄生振盪的幅值。

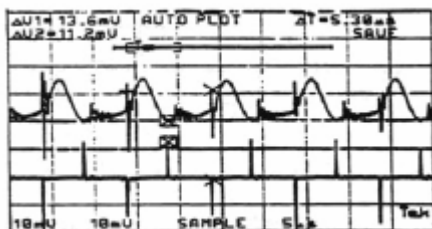


圖 11 ZVS-1 轉換器採用無感電阻且不加磁珠時輸出電壓(上面曲線 10mV/每格)和柵極電流(下面曲線 0.1A/每格)曲線

為了減小柵極充電電流產生干擾，可以延長柵極充電電流脈衝的上升和下降時間。在零電壓和零電流開關轉換器中，開關速度減慢後，效率不會明顯降低。但是在 PWM 轉換器中，開關速度減慢後，效率將顯著降低。在試驗樣機柵極驅動電路中，串入一隻阻值適當的電阻，就可降低開關速度(圖 12)。柵極驅動電路接入磁珠和高阻值電阻後，ZVS-1/2 轉換器的工作波形如圖 13 所示。在半波零電壓開關中最長上升時間接近 t_{on} 間隔的長度。在這段時間內，體二極管流過負的電感電流。(在 $I_o=4A$ 的額定工作點， $t_{on}=1.13\mu s$)。實際上，為了增加柵極電流脈衝的上升時間並且減小柵極電流脈衝的幅值，加入一隻阻值為 320Ω 的電阻即可，這樣輸出負載電壓上的噪聲就消失了(應當說明，圖 11 中電流的刻度與圖 13 不同)。

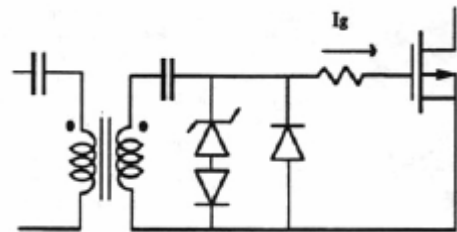


圖 12 在柵極驅動電路中串入電阻降低開關速度

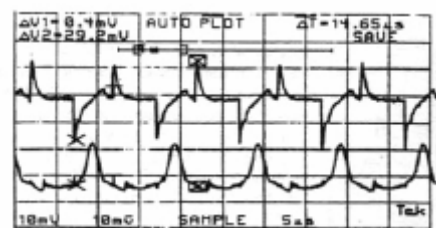


圖 13 柵極驅動電路中串入 320Ω 電阻二極管引線中接入磁珠且外接無感負載時，ZVS-1/2 轉換器柵極電流(上面的曲線，20mA/每格)和輸出電壓(下面的曲線，10mV/每格)波形

增加遠遠大於全波轉換器的總帶寬。在半波轉換器中，總帶寬隨著負載電流增加而增大，比較在最小或額定負載工作點，總帶寬可增加幾倍。但是，在我們研究的所有的的工作點，準諧振轉換器的總帶寬都低於 PWM 轉換器。

通過實驗測試佈線附近、轉換器輸出負載電壓和輸入電流中產生的輻射噪聲波形，研究激勵寄生元件振盪產生的電磁干擾。寄生振盪主要來自續流二極管和柵極電流尖峰。續流二極管的寄生振盪可傳導到輸出負載電壓（圖 11、圖 12）並且向周圍輻射（圖 8、圖 9）。在續流二極管的引線中，加入磁珠，可以有效的減弱這種電磁干擾。柵極驅動電流產生的電磁干擾傳導到輸入電流（圖 14）和輸出負載電壓（圖 11），但是，準諧振轉換器比 PWM 轉換器具有明顯的優點，是可通過降低柵極開關速度（增加柵極電壓上升和下降時間）便可減小嚴重電磁干擾源對電路的影響，而又不降低轉換器的總效率。

參考文獻

- (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 1998.
- (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.