# PWM 加相移控制的双向 DC/DC 变换器

# Pwm Plus Phase-shift Control Bidirectional-DC/DC Converter

赵川红　徐德鸿　范海峰　陈刚　浙江大学电力电子技术研究所（杭州 310027）

ZHAO Chuan-hong　XU De-hong　FAN Hai-feng　CHEN Gang

College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China

**摘　要**：本文提出了一种 PWM 加相移控制的双向 DC/DC 变换器。该变换器结合了 PWM 和相移这两种控制技术优点，不但可以减小变换器的电流应力和通态损耗，而且可以拓宽 ZVS 的范围。本文详细地介绍和分析了变换器的工作原理，给出 ZVS 的条件，最后给出了实验结果。

**叙　词**：相移控制　PWM 控制　软开关　双向直流变换器

**Abstract**: A PWM plus phase-shift control bidirectional DC/DC converter is proposed. In this converter, PWM control and phase-shift control are combined to reduce current stress and both conducting and switching loss, to expand ZVS range. The operation principle and analysis of the converter are explained, and ZVS condition is derived. A prototype of PWM plus phase – shift bidirectional DC/DC converter is built to verify analysis.

**Keywords**: phase-shift control; PWM control; soft-switching; bidirectional DC/DC converter

## 1　引言

为了实现直流功率的双向传输，双向 DC/DC 变换器被应用在直流不停电电源系统、航天电源系统、电动汽车及电池充电器等场合。为了减小变换器的体积和重量，必须提高开关频率。而传统变换器开关频率的提高必然带来开关损耗的增加。近年

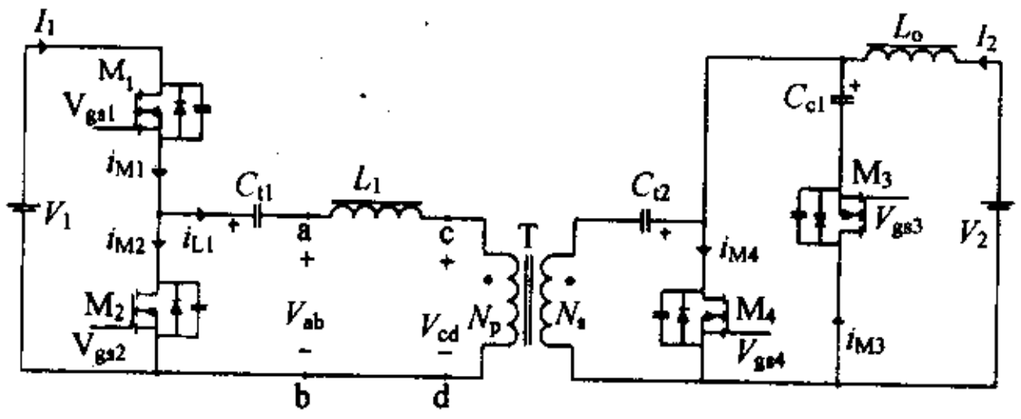
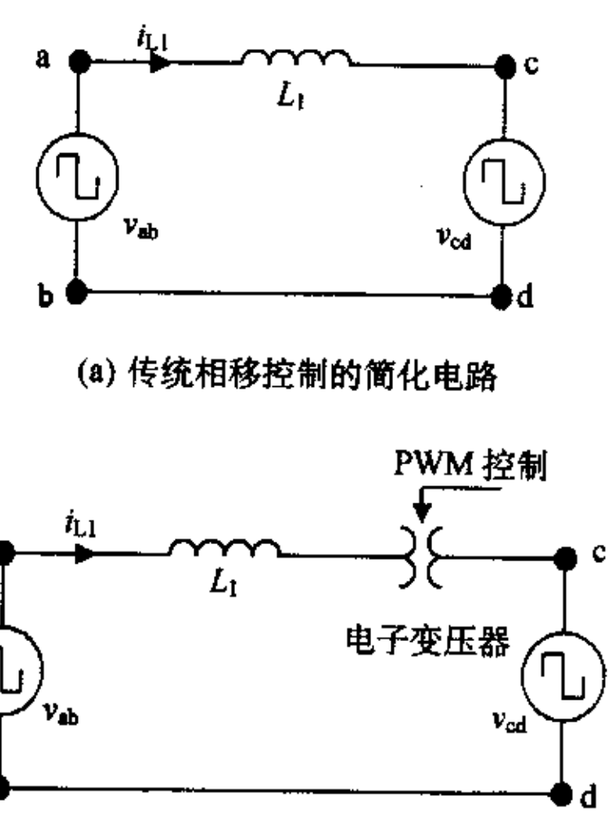



图 1　相移控制双向 DC/DC 变换器

来，出现了解决这个问题的不同方案。谐振、准谐振或多谐振技术方案[1,2,3]，变换器的电压电流应力较高，变频控制增加了滤波器设计的难度；能量缓冲吸收电路或有源钳位电路方案[4]，由于需要增加多个额外辅助元件，增加了变换器的复杂性；全桥相移技术方案[5,6]，由于主电路无需增加额外元件，只需利用相移控制，即可实现软开关，因此引起关注。但当输入输出电压幅值不匹配时，变换器电流的应力和有效值会大大增加，而且轻载时变换器无法实现 ZVS。

图 1 为一种相移控制（PS）双向 DC/DC 变换器的原理图[7,8,9]。在变换器隔离变压器的两端各有一个变换单元。开关




(a) 传统相移控制的简化电路

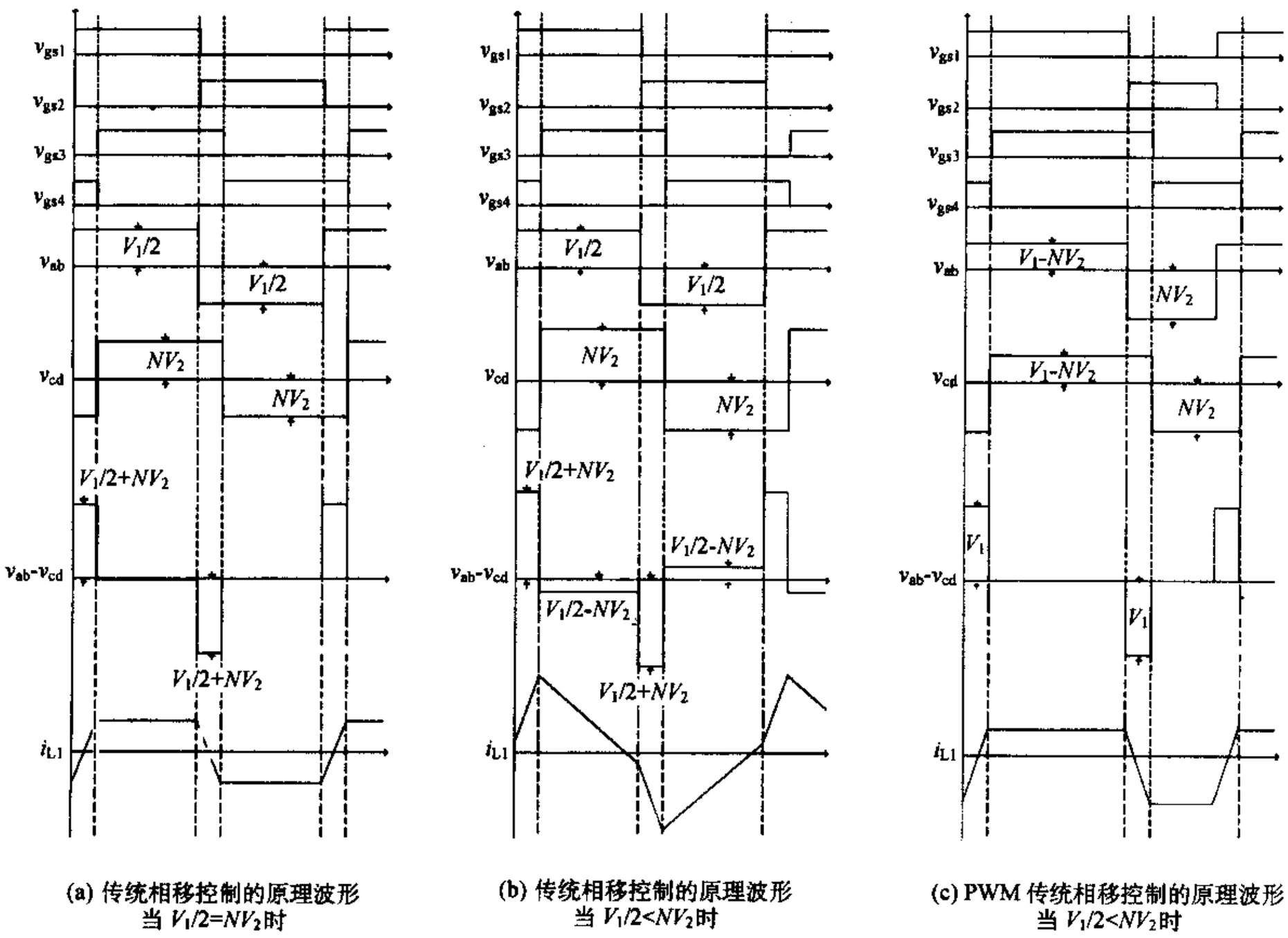
(b) PWM 加相移控制的简化电路

图 2　两种控制方式下的简化电路

器件 $M_1 \sim M_4$ 的占空比为 0.5。通过控制两个变换单元之间的相位关系来调节两个直流源之间能量传输。图中 $L_1$ 为变换器隔离变压器的漏感和外加串联电感的总和。它是变换器能量传输的重要元件，同时也保证了变换器的软开关的实现。如图 1 变换器的双向能量传输控制的概念可以用图 2(a)表示。输入方波电源 $v_{ab}$ 的正负幅值为 $V_1/2$，输出方波电源 $v_{cd}$ 的正负幅值为 $NV_2$。当输入方波电源 $v_{ab}$ 的幅值和输出方波电源 $v_{cd}$ 的幅值匹

配时，即 $V_1/2NV_2$，简化电路的主要原理波形如图 3(a)所示($N=N_p/N_s$ 为变压器原副边的绕组匝比)。但当输入方波电源 $v_{ab}$ 的幅值和输出方波电源 $v_{cd}$ 的幅值不匹配时，如 $V_1/2 < NV_2$，简化电路的主要原理波形如图 3(b)。从图中可以看出变换器电流应力和有效值大大增加，即增加输入与输出之间无功功率的交换，于是增加功率器件、磁性元件的电流应力，增加了开关器件的通态损耗和磁元件损耗。

本文提出一种 PWM 加相移(PPS)的控制方式，简化电路如图 2(b)。对器件占空比的 PWM 调节，相当于在电路中加入一个电子变压器，使得输入方波电源 $v_{ab}$ 和输出方波电源 $v_{cd}$ 的正负电压幅值分别匹配，即 $v_{ab}$ 和 $v_{cd}$ 的正幅值为 $V_1 - NV_2$，而 $v_{ab}$ 和 $v_{cd}$ 的负幅值为 $NV_2$。简化电路的主要原理工作波形如图 3(c)所示。和传统相移控制相比，PWM 加相移控制减小了变换器的电流应力和有效值，减小了通态损耗，同时也使变换器在轻载时可以实现 ZVS。




(a) 传统相移控制的原理波形 当 $V_1/2=NV_2$ 时

(b) 传统相移控制的原理波形 当 $V_1/2<NV_2$ 时

(c) PWM 传统相移控制的原理波形 当 $V_1/2<NV_2$ 时

图 3　两种控制方式下，当输出电压变化时的原理波形

## 2　工作原理

变换器电路原理图如图 1 所示。在分析变换器工作原理之前，先作如下假设：变换器已达到稳态工作；MOSFET 看作为理想开关器件，且并联体内二极管及寄生电容；$L_1$ 是变压器 T 的漏感与外加串联电感的总和；变压器 T 的激磁电感 $L_M$ 足够大，因此激磁电流很小；输出滤波电感 $L_o$ 的电感值足够大，其电流纹波很小；$C_{c1}$、$C_{c2}$ 和 $C_{cl}$ 的电容值足够大以至于它们两端的电压纹波很小；$C_{c1}$、$C_{c2}$ 和 $C_{cl}$ 与 $L_1$ 的谐振频率远低于变换器的开关频率。

下面介绍软开关 DC/DC 变换器分别在正向模式和反向模式的基本工作原理。

### 2.1　正向工作模式

在正向工作模式下，$M_1$ 和 $M_2$ 的门极驱动信号在相位上超前于 $M_3$ 和 $M_4$ 的门极驱动信号。$M_1$ 和 $M_3$ 的门极驱动信号占空比为 $D$，$M_2$ 和 $M_4$ 的门极驱动信号占空比为 $1-D$。整个开关周期被划分为 8 个阶段。每一阶段不参与工作的电路部分用淡色绘出。主要原理波形如图 5 所示($V_1/2 < NV_2$)。

Stage 1 ($t_0 - t_1$)：在 $t_0$ 时刻之前，$M_4$ 被关断，$M_1$ 导通。$L_1$ 中的电流为正的，与 $M_4$ 并联的电容被充电，而与 $M_3$ 并联的电容被放电。到 $t_0$ 时刻，$M_3$ 两端的电压降低到零，其体内二极管首先导通，之后它在零电压条件下被驱动开通，$M_4$ 两端电压被钳位在 $V_{Cc1}$。$L_1$ 的电流变化斜率为

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_1 - V_{C1} + NV_{C2} - NV_{Cc1}}{L_1} \tag{1}$$

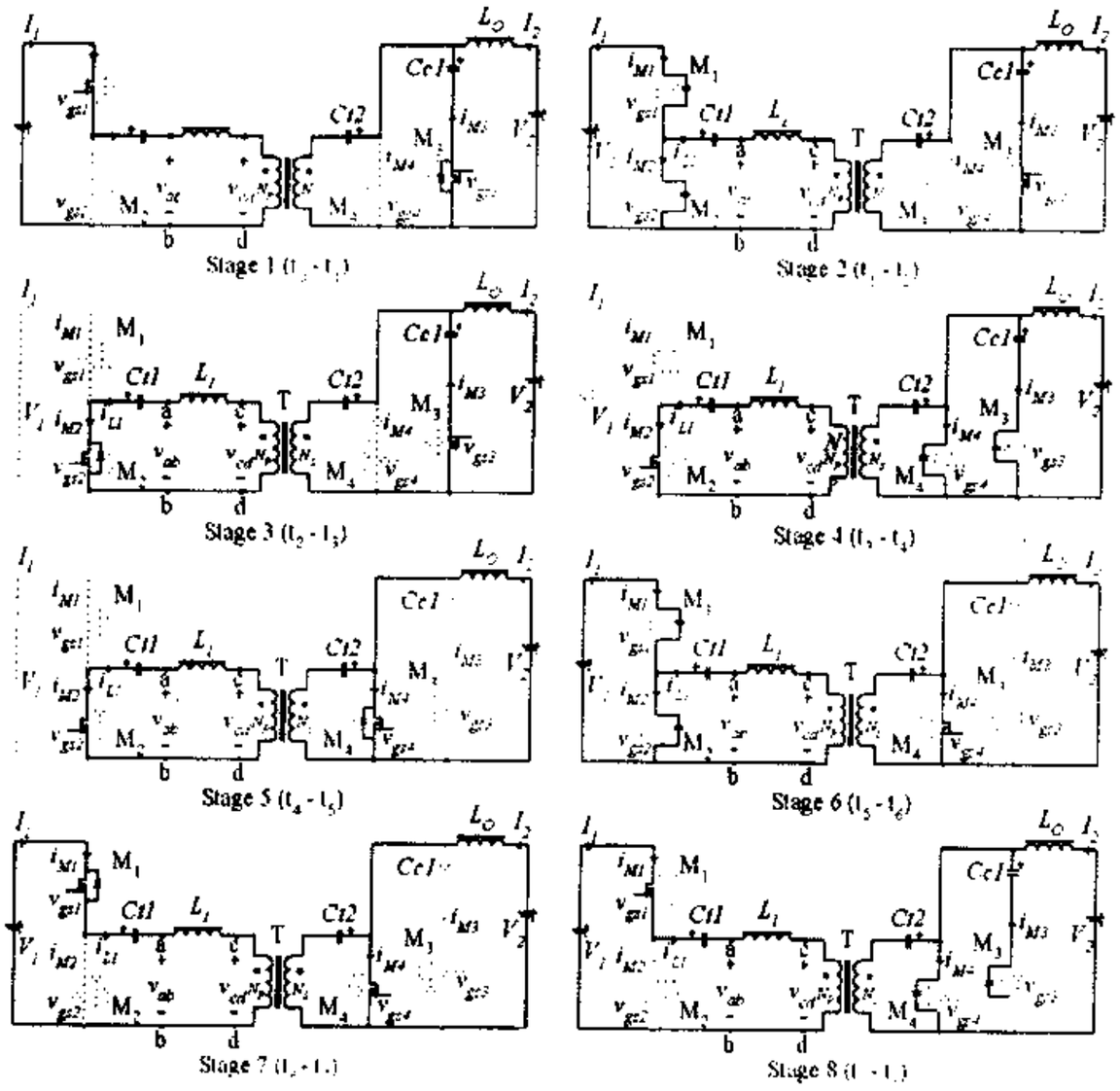



图 4　变换器正向工作模式等效电路图

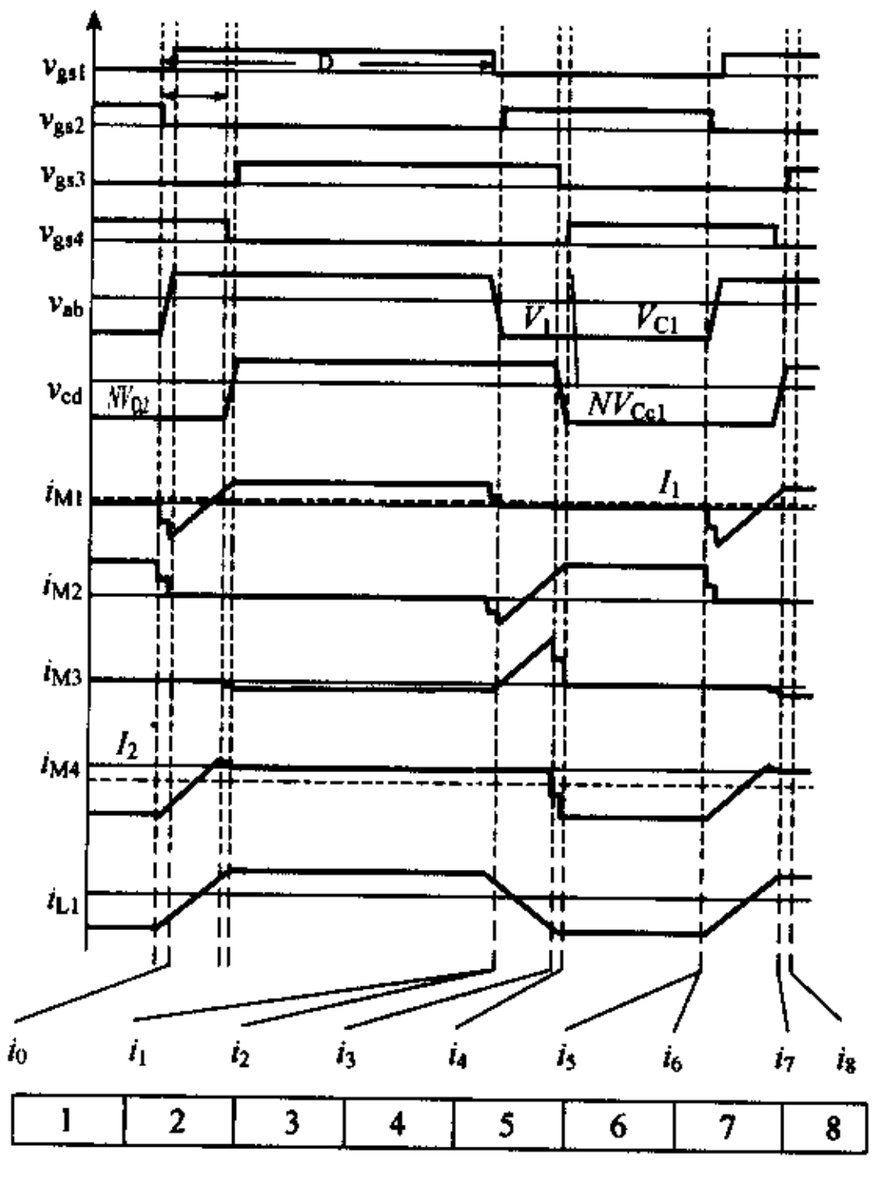



图 5　变换器正向工作模式原理波形

其中 $V_{C1}$、$V_{C2}$和 $V_{Cc1}$分别是 $C_{l1}$、$C_{l2}$和 $C_{c1}$两端的平均电压。

Stage 2 ($t_1$ - $t_2$)：$t_1$ 时刻，$M_1$ 被关断。与 $M_1$ 并联的电容被 $i_{L1}$ 线性充电，与 $M_2$ 并联的电容被放电。本阶段末，$M_2$ 两端的电压变为零。

Stage 3 ($t_2$ - $t_3$)：$M_2$ 的体内寄生二极管在 $t_2$ 时刻导通，$M_2$ 被零电压开通。$i_{L1}$变化斜率为

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{-V_{C1} + NV_{C2} - NV_{Cc1}}{L_1} \tag{2}$$

Stage 4 ($t_3$ - $t_4$)：$M_3$ 在 $t_3$ 时刻关断，与 $M_3$ 并联的电容被充电，与 $M_4$ 并联的电容被线性放电。到 $t_4$ 时刻 $M_4$ 两端的电压降低为零。

Stage 5 ($t_4$ - $t_5$)：本阶段初，$M_4$ 的体内二极管导通，$M_4$ 在零电压下开通。$i_{L1}$变化斜率为

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{-V_{C1} + NV_{C2}}{L_1} \tag{3}$$

Stage 6 ($t_5$ - $t_6$)：$t_5$ 时刻 $M_2$ 被关断。因为 $i_{L1}$仍为负向，与 $M_2$ 并联的电容被充电而与 $M_1$ 并联的电容被线性放电，直到 $M_1$ 两端电压变为零为止。

Stage 7 ($t_6$ - $t_7$)：$M_1$ 的体内寄生二极管在 $t_6$ 时刻导通，之后 $M_1$ 在零电压条件下被开通。$M_2$ 两端的电压被钳位到 $V_1$。$i_{L1}$变化斜率为

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_1 - V_{C1} + NV_{C2}}{L_1} \tag{4}$$

Stage 8 ($t_7$ - $t_8$)：$t_7$ 时刻 $M_4$ 被关断。与 $M_4$ 并联的电容被充电而与 $M_3$ 并联的电容放电。本阶段之后新的开关周期又开始了。

## 2.2　反向工作模式

在反向模式中，$M_3$ 和 $M_4$ 的门极驱动信号在相位上超前于

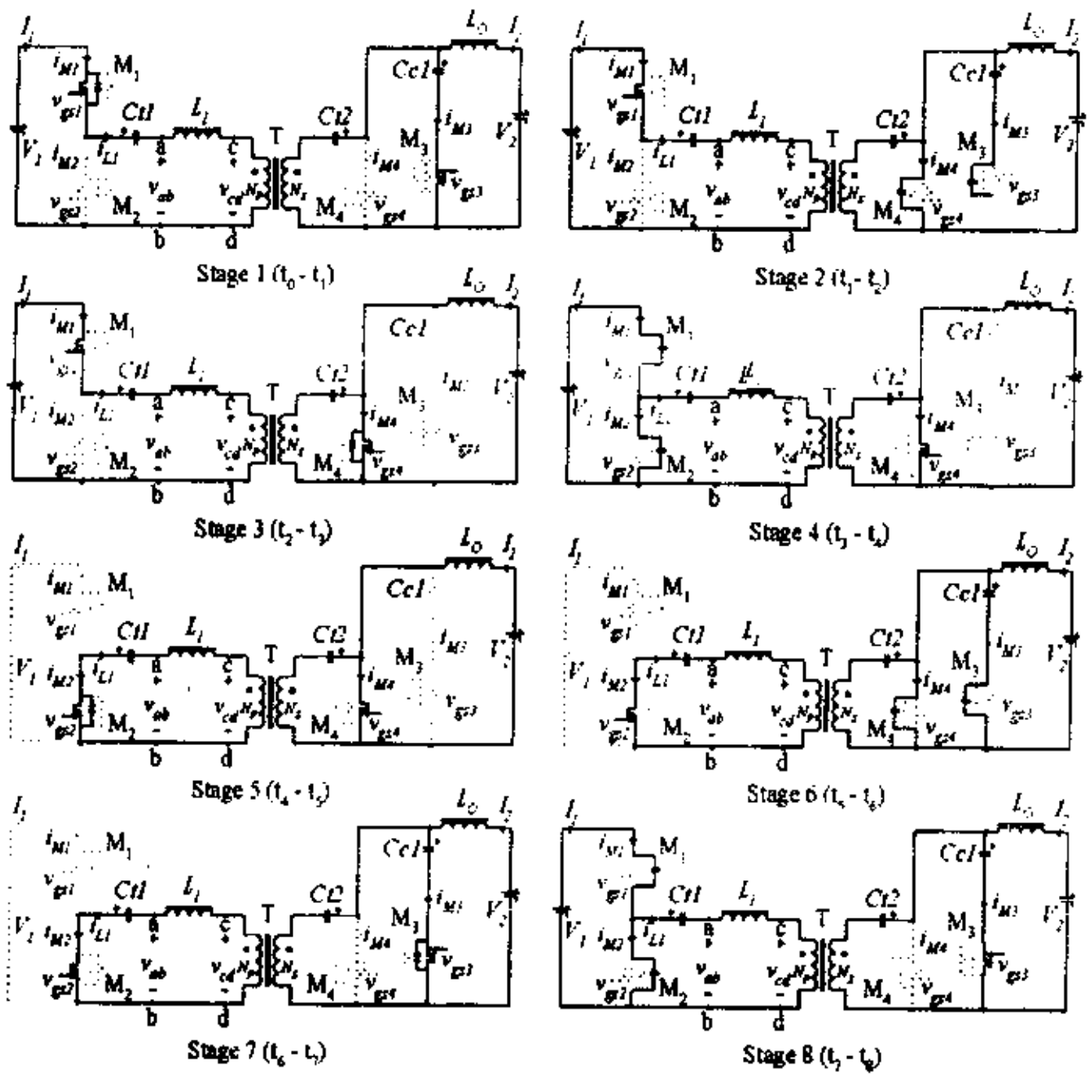



图 6　变换器反向工作模式等效电路图

$M_1$ 和 $M_2$ 的门极驱动信号。$M_1$ 和 $M_3$ 的门极驱动信号占空比为 $D$，$M_2$ 和 $M_4$ 的门极驱动信号占空比为 $1-D$。整个开关周期被划分为 8 个阶段。主要原理波形如图 7 所示（$V_1/2 > NV_2$）。

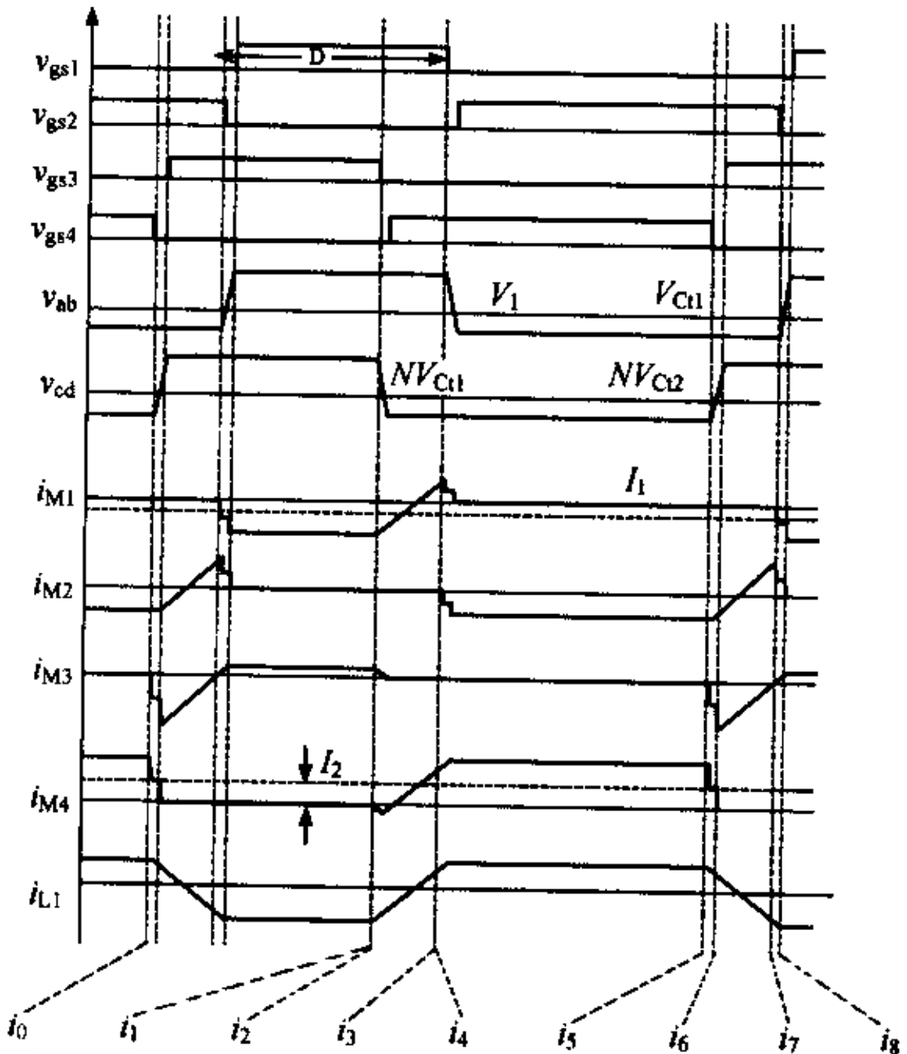



图 7　变换器反向工作模式原理波形

Stage 1（$t_0 - t_1$）：在 $t_0$ 之前，$M_2$ 被关断，$M_3$ 导通。$L_1$ 中的电流为负的，与 $M_2$ 并联的电容被充电，而与 $M_1$ 并联的电容被放电。到 $t_0$ 时刻，$M_1$ 两端的电压降低到零，其体内二极管首先导通，之后它在零电压条件下被驱动开通，$M_2$ 两端电压被钳位在 $V_1$。$L_1$ 的电流变化斜率为(1)。

Stage 2（$t_1 - t_2$）：$t_1$ 时刻，$M_3$ 被关断。与 $M_3$ 并联的电容被线性充电，与 $M_4$ 并联的电容被放电。本阶段末，$M_4$ 两端的电压变为零。

Stage 3（$t_2 - t_3$）：$M_4$ 的体内寄生二极管在 $t_2$ 时刻导通，$M_4$ 被零电压开通。$i_{L1}$ 变化斜率为(4)。

Stage 4（$t_3 - t_4$）：$M_1$ 在 $t_3$ 时刻关断，与 $M_1$ 并联的电容被充电，与 $M_2$ 并联的电容被线性放电。到 $t_4$ 时刻 $M_2$ 两端的电压降低为零。

Stage 5（$t_4 - t_5$）：本阶段初，$M_2$ 的体内二极管导通，$M_2$ 在零电压下开通。$i_{L1}$ 变化斜率为(3)。

Stage 6（$t_5 - t_6$）：$t_5$ 时刻 $M_4$ 被关断。因为 $i_{L1}$ 仍为正向，与 $M_4$ 并联的电容被充电而与 $M_3$ 并联的电容被线性放电，直到 $M_3$ 两端电压变为零为止。

Stage 7（$t_6 - t_7$）：$M_3$ 的体内寄生二极管在 $t_6$ 时刻导通，之后 $M_3$ 在零电压条件下被开通。$M_4$ 两端的电压被钳位到 $V_{Cc1}$。$i_{L1}$ 变化斜率为(2)。

Stage 8（$t_7 - t_8$）：$t_7$ 时刻 $M_2$ 被关断。与 $M_2$ 并联的电容被充电而与 $M_1$ 并联的电容放电。本阶段之后新的开关周期又开始了。

## 3　变换器分析

### 3.1　变换器低频行为模型

变换器的相移角用 $\phi$ 表示，定义一滚开关周期为 $2\pi$。$M_1$ 和 $M_3$ 门极驱动信号占空比用 $D$ 表示，$M_2$ 和 $M_4$ 门极驱动信号占空比为 $1-D$。

通过调节 $M_1 \sim M_4$ 门极脉冲宽度，即 $M_1$ 与 $M_2$、$M_3$ 与 $M_4$ 的驱动信号占空比，使得输入方波电源 $v_{ab}$ 和输出方波电源 $v_{cd}$ 的正负幅值都相匹配。也就是在 stage1 和 stage5 这两个阶段，$L_1$ 的电流的变化率为 0。得：

$$D = \frac{NV_2}{V_1} \tag{5}$$

PWM 加相移控制下，变换器双向工作时，传输功率（推导过程见附录 A）：

$$P = \frac{\phi T}{8\pi^2 L_1}(-|\phi| V_1^2 - 4\pi V_2^2 N^2 + 4\pi V_1 V_2 N) \tag{6}$$

传输功率为 $P$ 时 $L_1$ 的电流应力（推导过程见附录 B）：

$$I_{L1max} = \max\left\{\left(\frac{V_1 - NV_2}{V_1^2 L_1}\right)(TV_1 NV_2 - TN^2 V_2^2 - \sqrt{T(TV^2 lN^2 V_2^2 - 2TV_1 N^3 V_2^3 + TN^4 V_2^4 - 2V_1^2 PL_1)}),\ \frac{NV_2}{V_1^2 L_1}(TV_1 NV_2 - TN^2 V_2^2 - \sqrt{T(TV_1^2 N^2 V_2^2 - 2TV_1 N^3 V_2^3 + TN^4 V_2^4 - 2V_1^2 PL_1)})\right| \tag{7}$$

同理，传统相移控制下，变换器双向工作时传输功率（推导过程见附录 A）：

$$P = \frac{\phi NTV_1 V_2}{4\pi^2 L1}(\pi - |\phi|) \tag{8}$$

传输功率为 P 时 $L_1$ 的电流应力（推导过程见附录 B）：

$$I_{L1max} = \max\left\{\frac{TV_1^2 - 2\sqrt{TV_1 NV_2(TV_1 NV_2 - 16PL_1)}}{8V_1 L_1},\ \frac{2TN^2 V_2^2 - \sqrt{TV_1 NV_2(TV_1 NV_2 - 16PL_1)}}{8NV_2 L_1}\right\} \tag{9}$$

## 3.2 传输功率一定时，两种控制方式电流应力的比较

Mathcad 仿真和 Pspice 仿真的条件如下：$V_1 = 48V$，$V_2 = 20V \sim 30V$，额定传输功率为 100W，$N_P : N_S = 1:1$，$L_M = 1mH$，$L_O = 140uH$，$C_{t1} = C_{t2} = 13uF$，$C_{c1} = 2.2uF$，开关频率 $f = 100kHz$，$M_1 \sim M_4$：IRF540。传统相移控制方式时，计算出使平均电流应力最小的最佳电感值 $L_1 = 4.4uH$，PWM 加相移控制方式时，设计 $L_1 = 2.844uH$。

图 8 是两种控制方式下的电流应力的比较。从图中可以看出，传递相同功率时，PWM 加相移控制方式下的电流应力明显比传统相移控制方式下的电流应力小。流过开关管的电流小了，开关管的通态损耗也降低了，效率自然也提高了。

## 3.3 两种控制方式下软开关范围比较

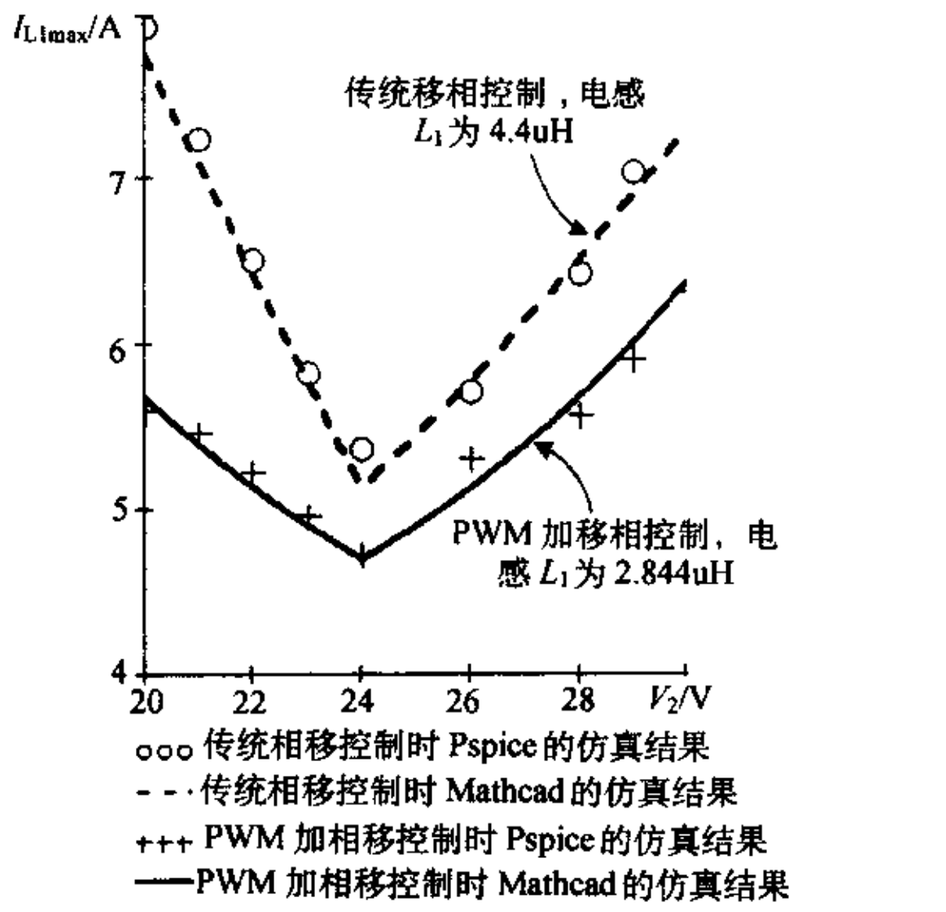



图 8 两种控制方式下的电流应力的比较

传统相移控制方式下，变换器双向工作时，ZVS 工作的相移范围为（推导见附录 C）：

$$|\phi| > \max\left\{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4D}, \frac{\sqrt{2}\pi}{2}\sqrt{1-2D}\right\} \tag{10}$$

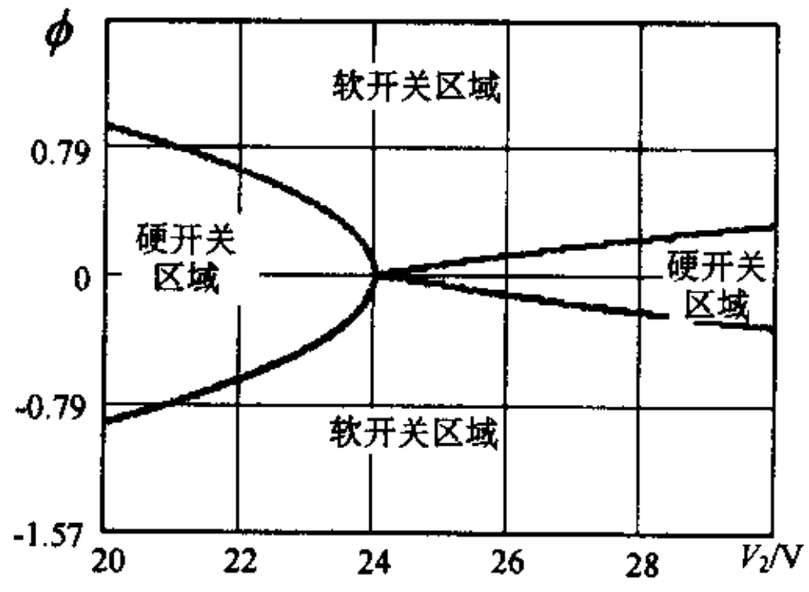



图 9 传统相移控制下的软开关范围

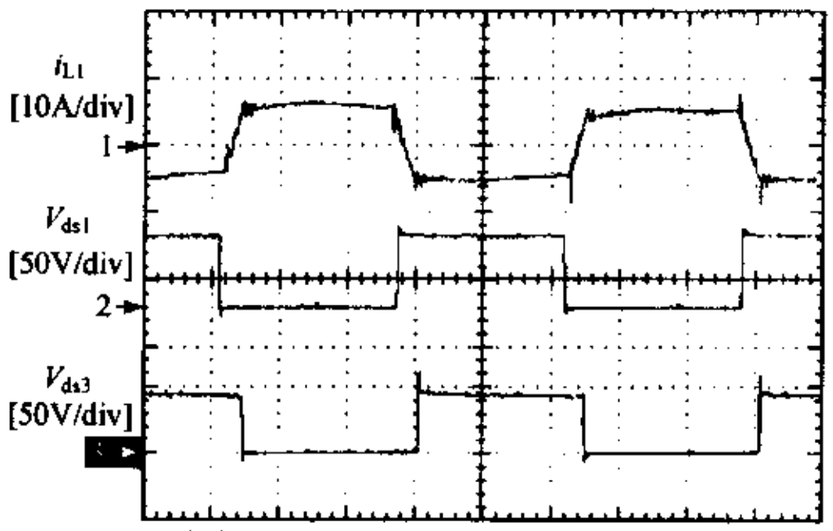
PWM 加相移控制方式下，变换器双向工作时，ZVS 工作的相移范围为：

$$|\phi| > 0 \tag{11}$$

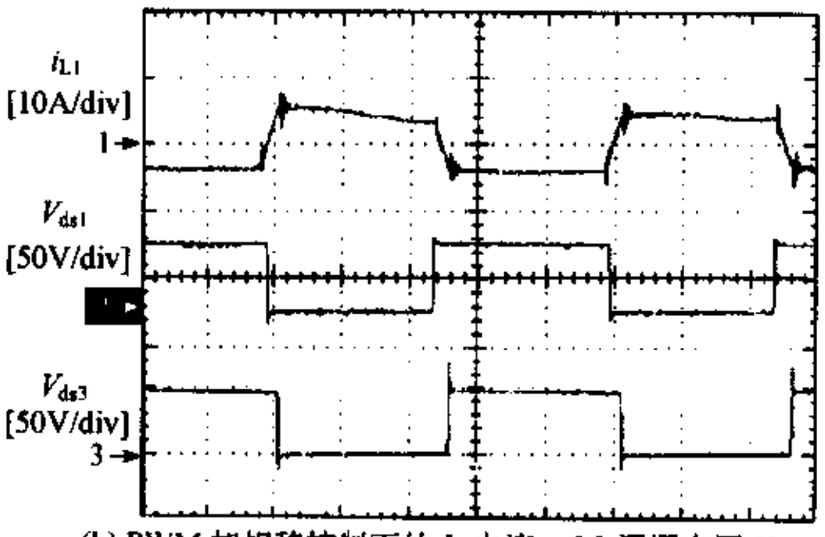
从(11)式中可看出 PWM 加相移控制方式下，变换器在整个负载范围内都是软开关。和传统相移控制方式相比，即使负载较轻时，PWM 加相移控制方式仍能保持 ZVS，这样有利于减小开关损耗，提高效率。

## 4 实验结果

实验时主要电路参数如下：输入电压 $V_1$ 的额定值为 48V，输入电压实际值也为 48V，输出电压 $V_2$ 的额定值为 24V，输出电压实际值为 24V ~ 30V，额定传输功率为 100W，$N_P : N_S = 1:1$，$L_M = 1mH$，$L_O = 140uH$，$C_{t1} = C_{t2} = 13uF$，$C_{c1} = 2.2uF$，开关频率 $f = 100kHz$，$M_1 \sim M_4$：IRF540，$L_1 = 4.4uH$（传统相移控制方式时），$L_1$

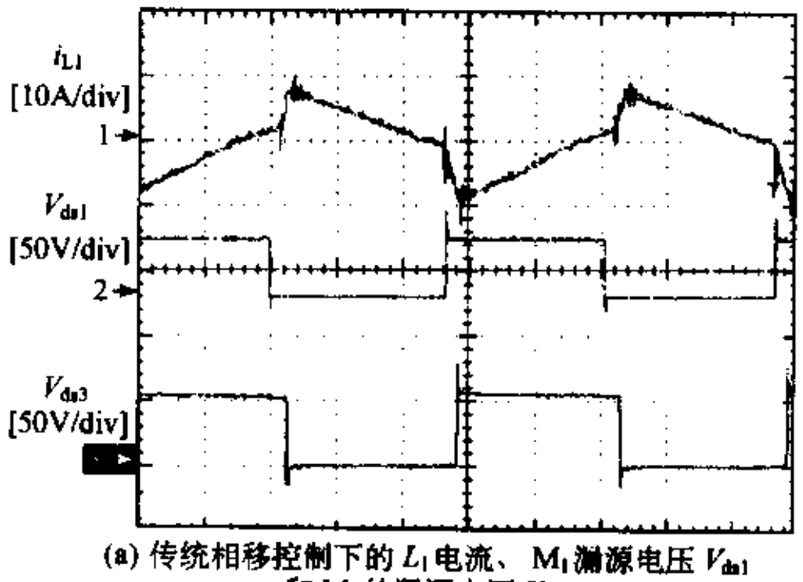



(a) 传统相移控制下的 $L_1$ 电流、$M_1$ 漏源电压 $V_{ds1}$ 和 $M_3$ 的漏源电压 $V_{ds3}$

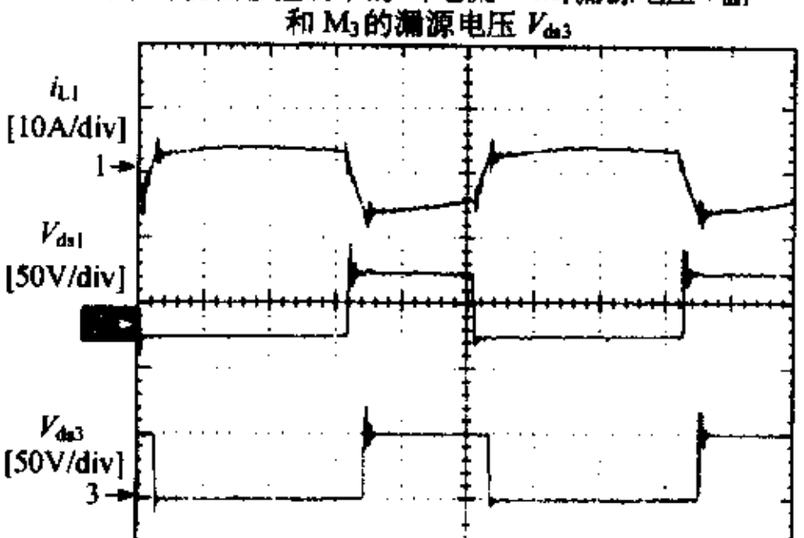



(b) PWM 加相移控制下的 $L_1$ 电流、$M_1$ 漏源电压 $V_{ds1}$ 和 $M_3$ 的漏源电压 $V_{ds3}$

图 10　输出电压 24Vdc,输出功率 100W 的实验波形(2us/div)




(a) 传统相移控制下的 $L_1$ 电流、$M_1$ 漏源电压 $V_{ds1}$ 和 $M_3$ 的漏源电压 $V_{ds3}$




(b) PWM 加相移控制下的 $L_1$ 电流、$M_1$ 漏源电压 $V_{ds1}$ 和 $M_3$ 的漏源电压 $V_{ds3}$

图 11　输出电压 30Vdc,输出功率 100W 的实验波形(2us/div)

=2.8uH(PWM 加相移控制方式时)。

当输出电压为 24V、输出功率为 100W 时,两种控制方式下的电感 $L_1$ 电流波形及开关管 $M_1$ 和 $M_3$ 的漏源电压 $V_{ds}$ 波形如图 10 所示;图 11 为输出电压 30V、输出功率 100W 时的波形;两种控制方式下的变换器的电流应力如图 12 所示。从图中可以看出 PWM 加相移控制方式可以减小变换器电流应力,从而减小了变换器的通态损耗。

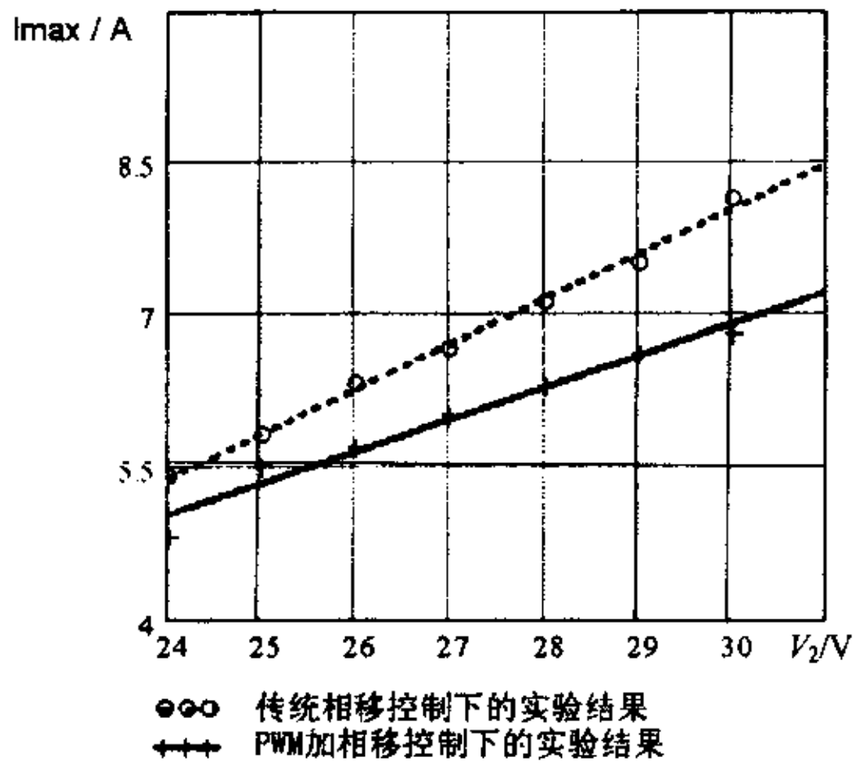
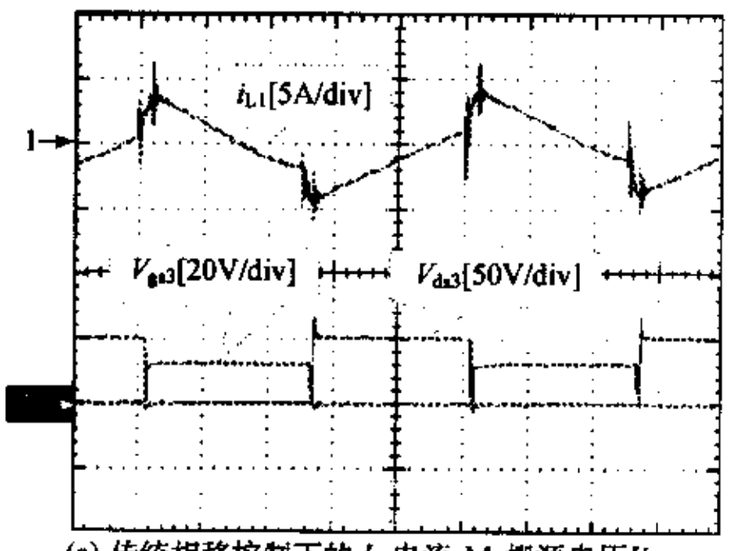
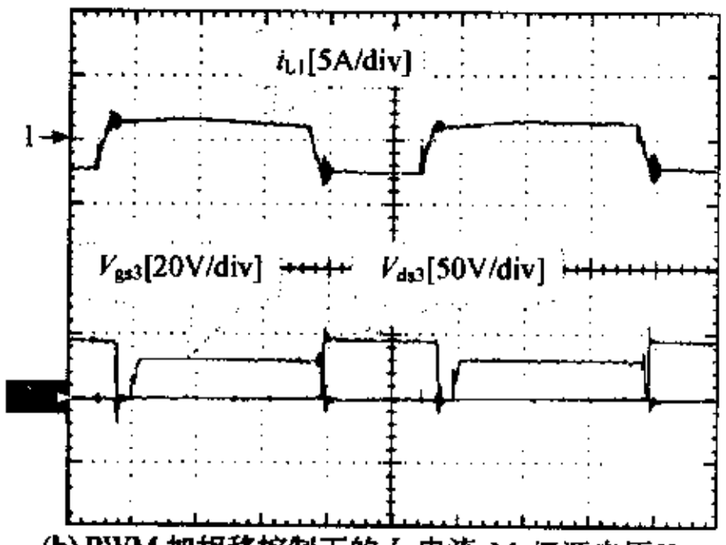



图 12　两种控制方式下的电流应力和输出电压的关系




(a) 传统相移控制下的 $L_1$ 电流、$M_3$ 栅源电压 $V_{gs1}$ 和 $M_3$ 的漏源电压 $V_{ds}$




(b) PWM 加相移控制下的 $L_1$ 电流、$M_3$ 栅源电压 $V_{gs1}$ 和 $M_3$ 的漏源电压 $V_{ds}$

图 13　输出电压 30Vdc,输出功率 30W 的实验波形(2us/div)

图 13 为输出电压 30V、输出功率 30W 时两种控制方式下的电感 $L_1$ 电流波形及开关管 $M_3$ 的栅源电压 $V_{gs}$ 和漏源电压 $V_{ds}$ 波形。轻载时,传统相移控制方式下的 $M_3$ 已经失去了软开关的能力,PWM 加相移控制方式下仍能保持软开关的特性。所以 PWM 加相移控制能拓宽软开关范围,从而提高变换器的效率。

图 14 是输出功率为 100W 和 30W 时，两种控制方式下的变换器效率曲线。从图中可以看出 PWM 加相移控制方式能提高变换器的效率，特别在轻载的情况下。

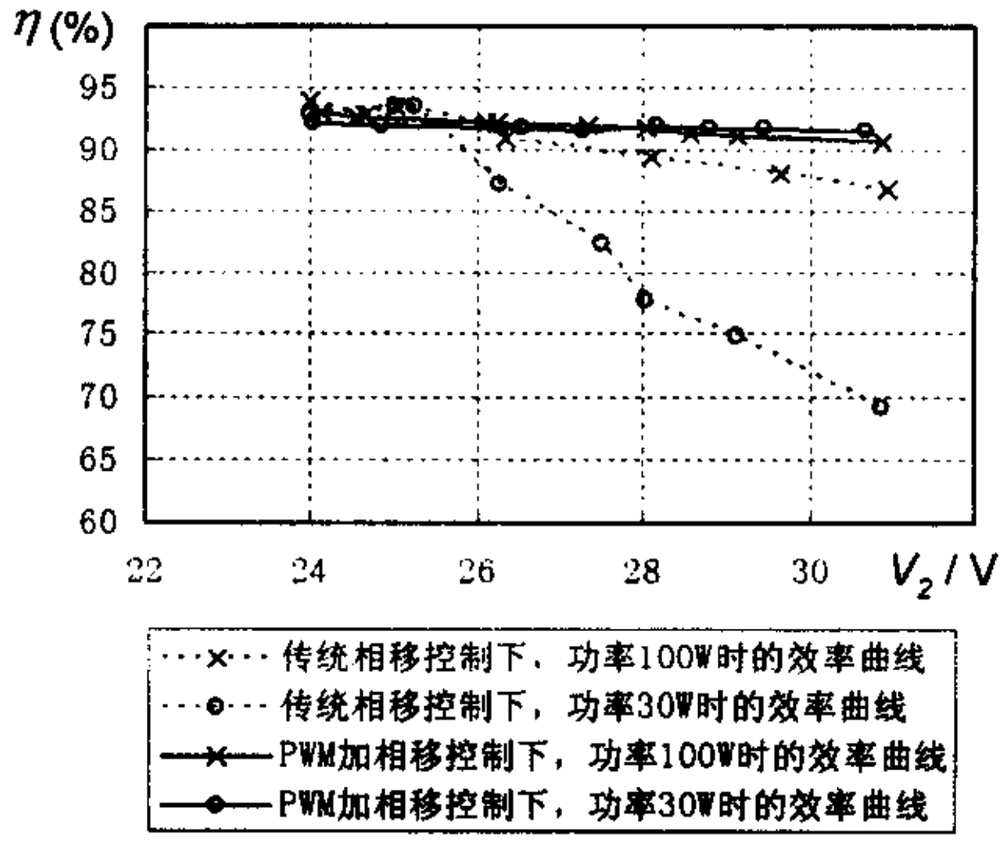



图 14 两种控制方式下的变换器效率曲线

## 5 结论

本文提出了一种 PWM 加相移控制的双向 DC/DC 变换器。从理论分析和实验结果，可以看到该变换器具有以下特性：

1) 减小变换器电流应力，从而减小变换器的损耗，提高了效率。

2) 拓宽了 ZVS 的范围，使得变换器可在较宽负载范围内实现软开关。

## 致谢

本文得到台达电力电子科教发展基金和教育部骨干教师资助计划的资助。

### 参考文献

[1] Manu Jain, Praveen K. Jain, Matteo Daniele. Analysis of a bidirectional DC – DC converter topology for low power application[C]. CCECE'97: 548 – 551.

[2] K. Venkatesan. Current mode controlled bidirectional flyback converter[C]. PESC'89: 835 – 842.

[3] Biswajit Ray. Bidirectional DC/DC power conversion using constant – frequency quasi – resonant topology[C]. ISCAS'93: 347 – 350.

[4] K. Wang, C. Y. Lin, L. Zhu, D. Qu, F. C. Lee, J. S. Lai. Bi – directional dc to dc converters for fuel cell systems[J]. IEEE Trans. on P. E. 1998: 47 – 51.

[5] R. W. Dedoncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala. Power conversion apparatus for dc/dc conversion using dual active bridges[P], U.S. Patent: No. 5,027,264.

[6] Mustansir H, Kheraluwala, Randal W. Gascoigne. Performance characterization of a high – power dual active bridge dc – to – dc converter[J]. IEEE Trans. on I. A. 1992, 28(6): 1294 – 1301.

[7] Gang Chen, Dehong Xu, Yousheng Wang, Yim – Shu Lee. A New Family of Soft – Switching Phase – shifted Bidirectional DC – DC converters[C]. PESC'01: 859 – 865.

[8] 陈刚，徐德鸿.一种零电压开关双向 DC/DC 变换器[J].电力电子技术，2001，35(2)：1 – 3.

[9] 陈刚，徐德鸿，汪槔生，李梃枢。一种软开关低通态损耗的双向 DC/DC 变换器[J]，电力电子技术，2000，34(6)：1 – 4.

### 作者简介

赵川红，女，浙江人，硕士，研究方向为软开关变换器等。

徐德鸿，男，浙江人，博士，教授，博士生导师，研究方向为电力电子技术及其控制和超导储能技术。

范海峰，男，湖北人，硕士，研究方向为电力电子技术。

(上接第 148 页)

存在的问题及解决方案：UCC3580 价格比较昂贵，会使产品成本提高，因此应用起来比较困难。比较实用的方法是利用常间的时间关系如图 7，可以将通用 PWM 控制 IC 的输出接一附加电路得到输出 1 与输出 2，如图 8，具体实现如图 9 电路，该电路充分利用了原 PWM 控制 IC 的输出驱动能力，直接驱动主开关的关断和辅开关的导通，主开关的导通和辅开关的关断经各延时电路延时后加简单的单向驱动能力的驱动电路。采用该思路可得一种有源箝位正激变换器使用电路，电路如图 10。实践证明采用这种方案的的性能仍保持有源箝位正激变换器的特性，同时成本也可以接受。

### 作者简介

陈永真，辽宁工学院电力电子与电力传动硕士研究生导师，主要从事电力电子技术的教学科研工作。