

# 新型软开关 DC/AC 升压变换器 控制方法及仿真研究

张忠杰，程苗苗，包跃跃，刘治国，涂春鸣，帅智康

湖南大学电气与信息工程学院，湖南长沙 410082

中图分类号：TN86 文献标识码：B 文章编号：1606-7517 (2016) 11-5-144

**摘要：**软开关技术在提高功率变换器性能等方面正在被广泛的研究，具有降低开关损耗和开关噪声，提高了瞬时响应速度等特点。本文首先提出了一种新型软开关 DC/AC 升压变换器拓扑结构，和传统的电压型逆变电路不同，该电路在直流侧采用小电容，允许电容电压大幅度波动。其次，本文利用电容和电感谐振实现软开关的工作原理，提出了合理的软开关控制策略。最后通过PSIM软件进行仿真验证。仿真结果表明所提出的控制方法是可行的。

**关键词：**软开关，DC/AC变换，PDM控制，高功率密度

## Simulation Research of the Soft-switching Control Stratgy for a new DC/AC Boost Converter

ZHANG Zhongjie, CHENG Miaoqiao, BAO Yueyue, LIU Zhiguo, TU Chunming, SHUAI Zhikang  
College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, Hunan Province, China

**Abstract:** Soft-switching technology is widely studied to improve performance of power converters with lower switching losses and switching noise. It also improves the transient response characteristics of power converters. In this paper, a novel soft-switching DC / AC boost converter topology is firstly studied. Compared with the traditional voltage-source inverter, the new topology is characterized with a small capacitor which is installed in the DC link . Then, on basis of the resonance principle between the capacitance and line inductance, a reasonable control strategy is provided to realize soft-switching of all power switches. Finally, some simulations are performed by using PSIM. The simulation results verify that the proposed control strategy is practical.

**Keywords:** soft-switching, DC/AC convertor, PDM control, high power density

### 1 引言

近年来，随着电力电子技术的迅速发展，功率变换器被广泛的研究和应用。目前对功率变换器的要求愈加趋向于小型化，轻量化，以及随之产生的高频化。开关电源的高频化不仅减小了功率变换器的体积，增大了变换器的功

率密度和性能价格比，而且极大地提高了瞬时响应速度。然而，开关频率的提高又带来了开关损耗、电磁干扰、开关应力等新的问题。为了解决这些问题，软开关技术被提出并得到了广泛的关注。在实现高频化的基础，运用软开关控制技术，不仅可以实现功率变换器的小型化、轻量化，

基金项目：湖南大学青年教师成长计划；国家自然科学基金青年科学基金项目（项目批准号：51307048）。

Hunan University, young teachers plan ; The National Natural Science Foundation of Youth Science Foundation (Project approval:51307048 )

而且降低了器件的开关损失，提高了其可靠性，已经成为当前电力电子功率变换技术发展的趋势。

另一方面，传统的电压型逆变电路大多和 PWM 控制技术相结合，为了便于控制，一般采用大电容来稳定其直流动侧电压。这在一定程度上限制了电力电子装置的小型化和轻量化发展，也不利于系统的可靠性的提高。本文对此展开研究，介绍了一种新型的含升压环节的逆变电路，并提出了合理的控制方法，实现了升压环节和逆变环节全功率器件的软开关控制。

本文首先介绍了新型升压变换器的基本结构和工作原理，其次，通过对各工作状态进行分析建立电气模型，提出了新型升压变换器的控制策略。最后运用 PSIM 软件，结合文章中提出的控制方法，对新型升压变换器进行仿真。仿真结果验证本文设计的升压变换器的软开关工作性能。

## 2 基本结构

新型 DC/AC 升压变换器如图 1 所示。主要由升压斩波电路和 DC/AC 逆变两部分组成。升压斩波电路由 2 个 IGBT ( $S_1, S_2$ )、2 个二极管和一个小电容组成的结构。在升压斩波电路中，通过控制升压斩波电路中的 IGBT，实现直流升压。DC/AC 逆变部分由 6 个 IGBT 组成，通过控制这 6 个 IGBT 实现交流输出。与传统的升压变换器相比，开关器件增多，无需大容量储能器件。为了减少电路损耗，提高升压变换器效率，采用了高频软开关控制。电流流经电感，再到升压斩波电路，最后经过逆变产生三相正弦负载电流。

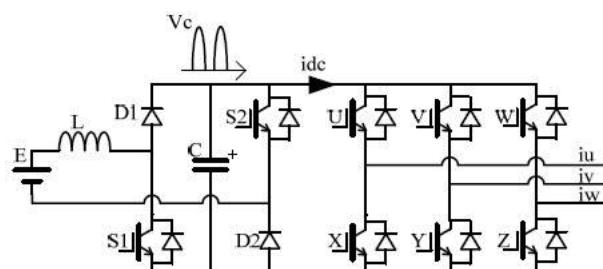


图 1 新型 DC/AC 升压变换器

## 3 工作原理

与传统升压变换器最大的区别在于电路中电容仅用来和线路中电感产生谐振，从而实现全功率器件的软开关。

为了更好的分析此电路，把该升压变换器电路分为两

部分，升压斩波部分和 DC/AC 逆变部分。前端的升压斩波电路中，控制电容和电感谐振，在电容两端产生类似脉冲的电压波形。利用电容的零电压区间，实现全控开关器件 IGBT 的零电压关断。利用电感的零电流区间，实现全控开关器件 IGBT 的零电流开通。后端的 DC/AC 逆变电路则同样利用电容的零电压区间，来实现开关器件 IGBT 的零电压关断。

假设中间直流环节电流  $i_{dc}$  为常数，根据电流的流通路径，升压斩波部分的一个完整的开关周期可以分为四个阶段，如图 2，图 3 所示。

(1) 阶段 a : IGBT( $S_1, S_2$ ) 导通，假设电容上已经预存电荷，电容放电，输入电流从零开始迅速增加，当电容放电结束，进入 b 阶段。

(2) 阶段 b : IGBT( $S_1, S_2$ ) 导通，输入电流增加，电容电压维持零电压，斩波电路中的电流路径有 2 条，如图 2 (b)。

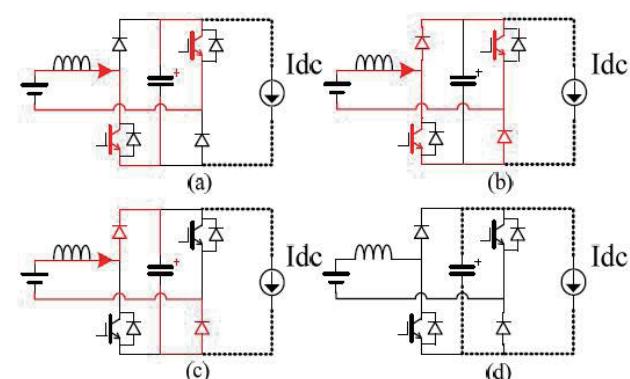


图 2 输入电流 4 个阶段电流路径

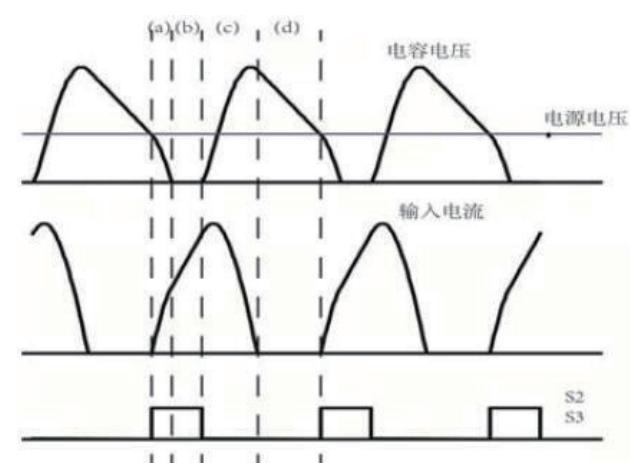


图 3 输入电流与电容电压的关系

(3) 阶段 c : IGBT(S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub>) 关断, 电容电压迅速增加, 电容充电, 输入电流减少, 当输入电流减小到零, 进入 d 阶段。

(4) 阶段 d : IGBT(S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub>) 关断, 电容开始放电, 输入电流维持零电流, 当电容电压下降到电源电压, 进入下一周期。

如图 3 所示, IGBT(S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub>) 开通时, 流过电感(也是 IGBT)的电流为零, 实现了零电流开通; IGBT(S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub>) 关断时, 电容(也是 IGBT)的电压为零, 实现了零电压关断。即实现了软开关控制。

#### 4 控制方法

基于电感和电容的谐振, 实现了全功率器件的软开关, 然而, 由于消除了大容量电容, 所提出的 DC/AC 升压变换器的直流升压环节和后端的逆变电路之间缺乏功率缓冲器件。这就对电路的控制提出了更高的要求, 增加了控制的难度。具体表现在, 当 IGBT(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>) 开通时间过长, 将导致输入电流过大, 损坏元器件, 当 IGBT(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>) 开通时间较短或者为零, 将导致输入电流很小或者按电路中电感和电容的谐振频率输出电容电压 V<sub>c</sub>。因此, 在此电路中, 能比较好的控制电压和电流, 将是控制的重点。和传统的电压型逆变电路不同, 所提出的新型 DC/AC 升压变换器的中间直流环节电压不恒定, 因此, 本文以直流环节输出电流 i<sub>dc</sub> 为中间变量来展开分析。

首先, 从上文的分析可知, 前端升压斩波电路采用高频驱动, 为了实现软开关, 其驱动频率不能低于电感和电容的谐振频率。另一方面, 由于直流环节电压即电容电压是一个类似脉冲的电压波形, 即电压值不恒定, 因此, PWM 控制不再适用于后端 DC/AC 逆变电路, 本文对后端逆变部分采用脉冲密度调制的控制方法。这就使得前端升压斩波电路的驱动频率远远高于后端逆变部分的驱动频率。因此, 在前端升压斩波电路的一个开关周期内, 直流环节输出电流 i<sub>dc</sub> 可看作是恒定的。然而, 在输出负载电流周期尺度下, 逆变部分 IGBT 的开关将会导致直流环节输出电流 i<sub>dc</sub> 的变化, 从而导致电容电压 V<sub>c</sub> 脉冲电压在不同开关周期内的波动。因此, 需要对电容电压波形进行精确的控制。

##### 4.1 对升压斩波部分电气建模分析

为了提高升压变换器的电压利用率, 必须对电容脉冲电压 V<sub>c</sub> 的峰值进行控制。在图 4 中, 输入电流上升到 B

点时, 即斩波电路中 IGBT 关断时的输入电流为 I<sub>off</sub>。以下将根据每一个开关周期内电容电压以及输入电流的波形, 推导出电容电压峰值和输入电感电流之间的关系。因此, 对 c 阶段进行数学分析如下:

$$E = v_L(t) + v_c(t) \quad (1)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_m(t)}{dt} \quad (2)$$

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int (i_m(t) - I_{dc}) dt \quad (3)$$

其中, E 为电源电压; v<sub>L</sub>(t) 为电感电压; v<sub>c</sub>(t) 为电容电压; i<sub>m</sub>(t) 为流经电感的输入电流; I<sub>dc</sub> 为在前端升压斩波电路的一个开关周期内直流环节输出电流 i<sub>dc</sub> 的值。

把(2)、(3)式带入(1)式, 在初始条件

$$i_m(0) = I_{off} \quad (4)$$

$$v_c(0) = 0 \quad (5)$$

解得 i<sub>m</sub>(t) 和 v<sub>c</sub>(t) 表达式:

$$i_m(t) = I_{dc} + E \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega_r t + (I_{off} - I_{dc}) \cos \omega_r t \quad (6)$$

$$v_c(t) = E - E \cos \omega_r t + \sqrt{\frac{L}{C}} (I_{off} - I_{dc}) \sin \omega_r t \quad (7)$$

其中  $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 。

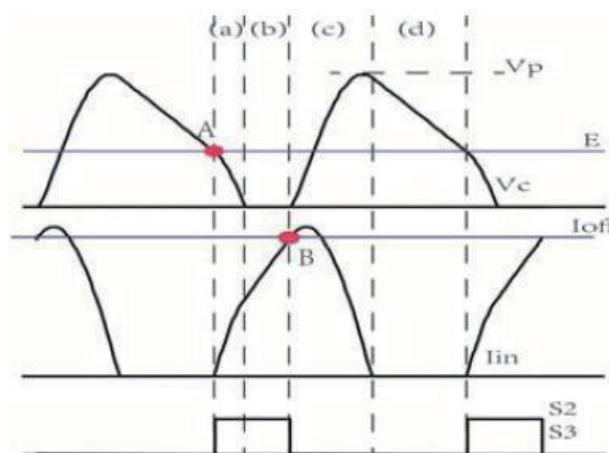


图 4 周期内控制原理波形

设 V<sub>p</sub> 为电容电压 v<sub>c</sub> 的峰值电压, 由(7)式得:

$$V_p = E + \sqrt{E^2 + \frac{L}{C} (I_{off} - I_{dc})^2} \quad (8)$$

在(8)式中,设定 $V_p$ 的值,即可求出 $I_{off}$ :

$$I_{off} = \sqrt{\frac{C(V_p^2 - 2V_p * E)}{L}} + I_{dc} \quad (9)$$

因此,当电容电压下降到电源电压时,即图4中的A点,IGBT( $S_1, S_2$ )开通,输入电流上升到 $I_{off}$ 时,即图中的B点,IGBT( $S_1, S_2$ )关断。

#### 4.2 逆变控制方法

本文逆变部分采用脉冲密度调制(Pulse Density Modulation, PDM)控制方法,脉冲密度调制是一种开关脉冲的时间比率控制方式,并且其性能要优于脉冲宽度调节,并且在调节负载功率的同时能保证逆变器开关器件始终工作在零电压和零电流的开关状态,实现软开关控制。三相逆变实现方法如下:

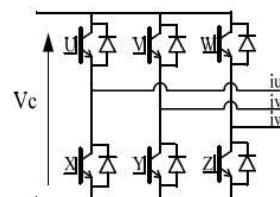


图 5 逆变电路

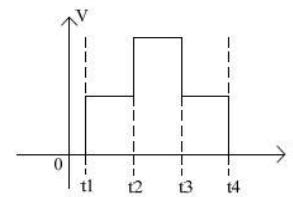


图 6 U 相电压

逆变电路如图5所示,传统的180°移向逆变,产生如图6所示的半个周期内的相电压。按图6分析,实现PDM逆变控制策略。

假设在 $t_1 \sim t_2$ 时间内,IGBT(U、Y、W)导通, $t_2 \sim t_3$ 时间内,IGBT(U、Y、Z)导通。 $t_1 \sim t_2$ 时间均等的分为六部分( $t_{11}, \dots, t_{16}$ )。

在 $t_1 \sim t_{11}$ 时间内,IGBT(U、Y、W)导通;

在 $t_{11} \sim t_{12}$ 时间内,5/6的时间IGBT(U、Y、W)导通,1/6的时间IGBT(U、Y、Z)导通;

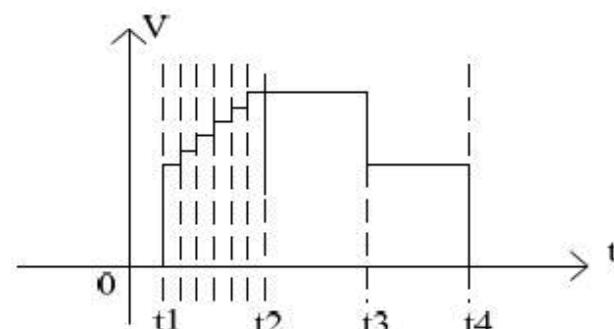


图 7 1/6 周期内电压输出

在 $t_{12} \sim t_{13}$ 时间内,4/6的时间IGBT(U、Y、W)导通,2/6的时间IGBT(U、Y、Z)导通;

...

在 $t_{15} \sim t_2$ 时间内,IGBT(U、Y、Z)导通。

将会产生如图7所示的波形。

按此逆变控制方法,将产生完整的逆变输出波形。

#### 5 仿真验证

本文采用PSIM软件仿真,对上述控制方法进行验证。仿真结构图如图8。电路参数如表1。

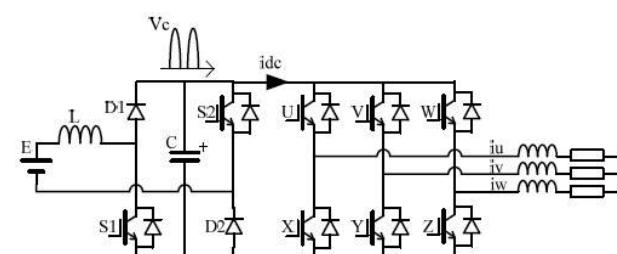


图 8 DC/AC 升压变换器仿真结构图

表 1 仿真参数

电源电压(E)	50V	谐振频率(fm)	10.8kpps
电感(L)	217uH	输出频率(f)	50Hz
电容(C)	1uF	负载	40mH+15Ω

对图8采用文中所提出的控制方法仿真,得到电容电压 $v_c$ 、负载电流波形如图9和图10。

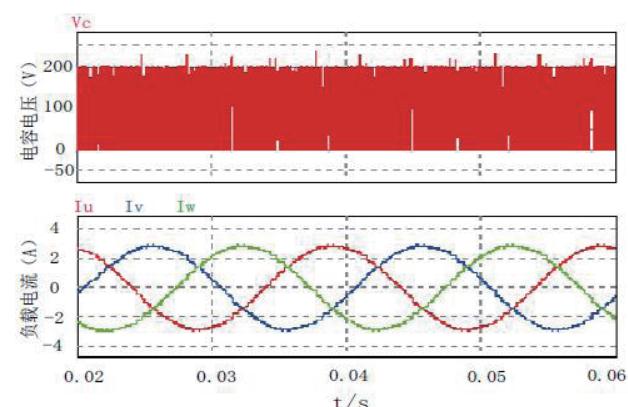


图 9 电容电压和负载电流波形

从图9中可以知,电容电压 $v_c$ 的峰值电压基本上稳定在 $V_p=200V$ ,并且输出的负载电流基本上满足标准工频三相正弦波。

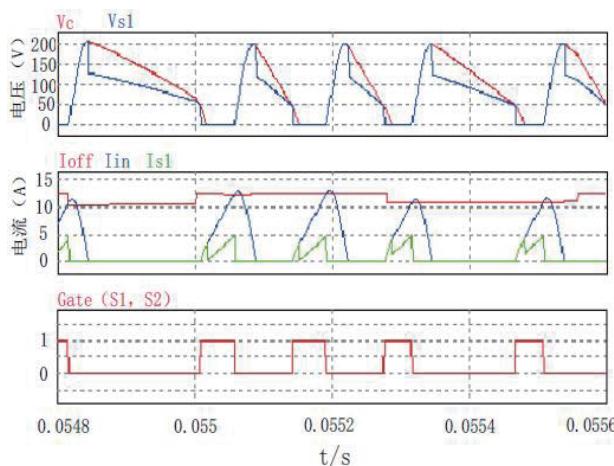


图 10 仿真输出波形

图 10 中, IGBT ( $S_1$ ) 的电压和电流分别用  $V_{s1}$ 、 $I_{s1}$  表示, Gate 为 IGBT ( $S_1$ ,  $S_2$ ) 通断信号。从图 10 中可知:(1) 当电容电压放电到 50V 时, IGBT ( $S_1$ ,  $S_2$ ) 开通; 当输入电流上升到  $I_{off}$  时, IGBT ( $S_1$ ,  $S_2$ ) 关断, 实现了本文提出的控制方法。(2) IGBT ( $S_1$ ,  $S_2$ ) 开通时,  $I_{in}$  或  $I_{s1}$  电流从零逐渐升高; IGBT ( $S_1$ ,  $S_2$ ) 关断时,  $V_c$  或  $V_{s1}$  电压从零逐渐升高到  $V_p$ , 然后下降; 实现了升压斩波电路的软开关控制。

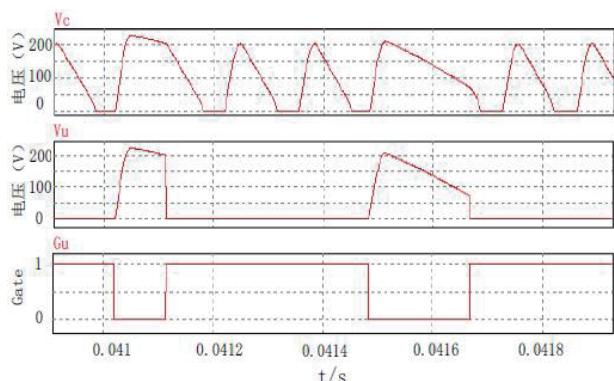


图 11 电容电压  $V_c$ 、逆变部分中 IGBT (U) 的电压和驱动信号

在逆变部分, 以一个 IGBT (U) 为例分析其开关状态下的情况。从图 11 中可知, IGBT (U) 关断时, IGBT (U)

两端的电压, 即电容电压  $V_c$  为零, 实现 IGBT (U) 的零电压关断软开关控制。

## 6 结论

本文在提出了一种新型的 DC/AC 升压变换器的基础上, 结合软开关控制技术, 提出了一种软开关控制策略, 并且运用了文中所提出的控制策略进行了电路仿真, 然后对仿真结果进行分析, 仿真结果达到了理论预期的要求, 对 DC/AC 升压变换器的发展和进一步的研究具有重要的意义。

## 参考文献

- [1] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [2] 王聰. 软开关功率变换器及应用. 北京: 科学出版社, 2000.
- [3] 杨晋岭, 张英俊, 谢斌红. 一种新型开关磁阻电机软开关功率电路 [J]. 煤炭学报, 2014, 39(1):179–185.
- [4] 罗建武, 詹琼华, 邓琼. 一种新型开关磁阻电机软开关功率变换器的研究. 中国电机工程学报, 2005, 25 (17) :142—149.
- [5] 贺昱曜. 谐振软开关 PWM 功率表变换器及其线性特性分析 [D]. 西北工业大学, 1999-08.
- [6] 胡大勇. 软开关谐振变换器的研究 [D]. 武汉理工大学, 2007-05.
- [7] T. Takaku et al., “Power factor correction using magnetic energy recovery current switches,” Electrical Engineering in Japan, vol. 160, No. 3, pp. 56–62, (2007).
- [8] D. M. Divan, “The resonant dc link converter – a new concept in static power conversion”, IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 317–325 (1989).
- [9] Rahman K M , Gopalakrishnan S , Fahimi B et al. Optimized torque control of switched reluctance motor at all operational regimes using neural network[J]. IEEE Transaction on Industry Applications. 2001, 37(3) : 904–913.