

# 新型 L-BOOST DC-DC 多电平拓扑研究

戴剑锋, 郑琼林, 贺明智, 林飞

(北京交通大学电气工程学院, 北京市 海淀区 100044)

## A Novel DC-DC Multilevel Topology of L-Boost

DAI Jianfeng, ZHENG Qinglin, HE Mingzhi, LIN Fei

(College of Electric Engineering, Beijing Jiaotong University, Haidian District, Beijing 100044, China)

**ABSTRACT:** A novel L-BOOST multi-level topology was proposed. Compared with traditional topologies, the advantage of the proposed topology with single inductance input is that it can reduce the current stress and the voltage stress of the power switches, with a structure of input-parallel and output-series (IPOS). Increasing the series of the power unit, it exhibits good expansibility. Taking four-level for example, its operating principle and design considerations were described in detail. Staggered control strategy was used to achieve output voltage sharing. A prototype of the four-level was built and tested. The simulated and experimental results verified the feasibility and advantages.

**KEY WORDS:** multi-level; L-Boost topology; staggered control strategy; voltage sharing

**摘要:** 提出一种新型的 L-Boost 多电平拓扑结构。与传统的拓扑电路相比, 本拓扑的优势在于采用单电感输入结构构成多电平结构。基于输入并联输出串联(input parallel output series, IPOS)的结构, 可以减小开关器件的电流应力和电压应力。该拓扑通过增加功率单元的级数, 可以很容易实现扩展。以四电平为例, 详细介绍 L-Boost 拓扑电路的原理和工作过程, 采用交错控制的均压控制策略, 实现了输出端电容的均压问题。通过四电平试验样机的实验验证了该拓扑的正确性和优越性。

**关键词:** 多电平; L-Boost 拓扑; 交错控制; 均压

## 0 引言

在许多场合都需要将较低的电压转变为较高的电压输出, Boost 电路因拓扑结构简单、效率高等优点而被广泛应用<sup>[1-4]</sup>。不过, 对于传统的 Boost 电路, 由于输入电压低, 功率开关管需要承受很大的电流应力, 同时输出端的高电压将导致器件承受很大的电压应力<sup>[5-6]</sup>。

采用较小容量器件实现较大功率输出, 以提高

功率处理能力和性能, 是开关 DC-DC 变换器的一个重要发展方向。在此研究过程中, 基本的开关 DC-DC 变换器拓扑得到了一定的发展, 如: 通过将单元功率模块电路或部分电路进行串、并联, 使得功率处理能力及性能得到提高<sup>[7-8]</sup>。交错串并联电路即是这种思路的应用体现, 可以选用具有更低导通压降、更高开关频率的开关器件, 并减小滤波器体积, 得到较优的系统性能<sup>[9-13]</sup>。

本文采用功率单元串联的方式提高电压容量, 并进行拓扑结构的简化, 在此基础上通过交错控制实现多电平方案。采用多电平的思路, 基于 Boost 电路提出了 L 型多电平升压拓扑结构的变换器, 其单元电路的主开关管和母线电容分别构成 L 型的横纵轴。在对电路原理进行详细描述的基础上, 对电路进行了仿真和实验验证。

## 1 L-Boost 多电平拓扑及工作原理

该拓扑采用输入并联输出串联(input parallel output series, IPOS)结构, 由基本的 Boost 电路组合成多模块系统, 拓扑结构如图 1 所示。

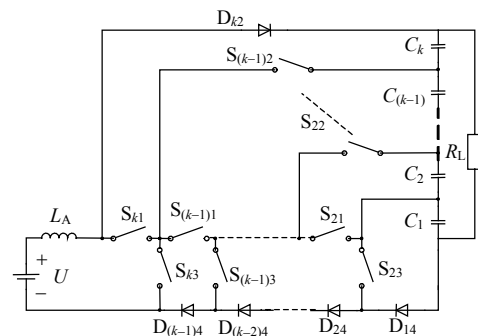


图 1 L-Boost 多电平电路拓扑结构

Fig. 1 L-Boost multilevel topology structure

该拓扑通过可控开关  $S_{21} \cdots S_{k1}$  共  $k-1$  个器件串联构成 L 型变换器的横轴，通过电容  $C_1、C_2 \cdots C_k$  共  $k$  个电容串联构成 L 型变换器的纵轴。可控开关  $S_{k1}、S_{k3}、S_{(k-1)2}$ 、二极管  $D_{k2}$ 、二极管  $D_{(k-1)4}$ 、电容  $C_k (k \geq 2)$  构成 L 型升压变换器的第  $k$  级扩展单元组，按上述的连接方式扩展电路，可以增加变换器的级数。

纵轴上的电容  $C_1、C_2 \cdots C_k$  是输出电容，电容支路采用串联式同时放电方式，独立分时充电方式。基于该电路的对称性和易扩展性，现选取 L-Boost 四电平电路进行原理分析，电路的其他数目电平可以类推。

在对 L-Boost 四电平的原理进行分析时，可以进行简化变换，如图 2 所示。

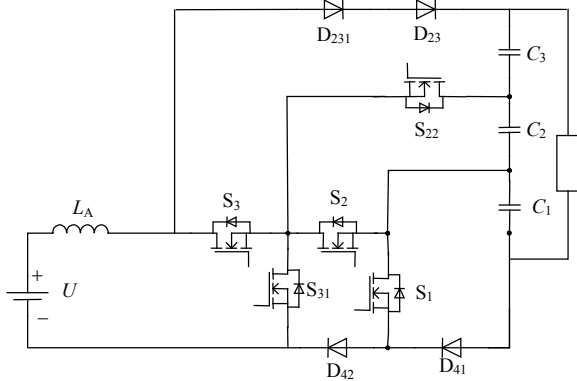


图 2 四电平电路的简化原理图

Fig. 2 Equivalent circuits of four-level

该拓扑中，各个模式下的开关管工作状态如表 1 所示，其中 1 表示开关器件导通，0 表示开关器件关断， $D_{22}$  为开关管  $S_{22}$  的反并联二极管。

表 1 四电平开关器件的工作状态

Tab.1 States of switches in four-level

开关器件	模式 1	模式 2	模式 3	模式 4	模式 5	模式 6
$S_1$	1	0	1	1	0	0
$S_2$	1	1	1	0	0	0
$S_3$	1	1	1	1	1	0
$S_{31}$	0	0	0	0	1	1
$S_{22}$	0	0	0	0	0	1
$D_{41}$	0	1	0	0	0	0
$D_{42}$	1	1	1	1	0	0
$D_{22}$	0	0	0	1	0	0
$D_{23}, D_{231}$	0	0	0	0	0	1

假设忽略开关管的导通压降不计，Boost 电路工作于连续导电模式(continuous conduction mode, CCM)，电感电流初始值为  $i_0$ ，该拓扑的工作原理如下。

模式 1，开关管  $S_1、S_2、S_3$  闭合，处于电源给

电感充电状态，电感储存能量，电感电流上升，负载由电容  $C_1、C_2、C_3$  提供能量，如图 3(a)所示。

此时流过开关管  $S_1、S_2、S_3$ 、二极管  $D_{42}$  的电流为

$$i_a(\tau) = i_0 + \frac{U_{in}}{L_A} \tau, 0 < \tau < dT_c \quad (1)$$

式中： $U_{in}$  为直流输入电压； $U_{C1}$  为电容  $C_1$  上的电压； $L_A$  为输入电感； $dT_c$  为开关管  $S_1$  的导通时间。

二极管  $D_{41}$  承受电容  $C_1$  上的电压  $U_{D_{41}} = U_{C1}$ ，

在  $dT_c$  时刻，电感电流为  $i_0 + \frac{U_{in}dT_c}{L_A}$ 。

模式 2，开关管  $S_2、S_3$  保持闭合， $S_1$  断开，此时电源与电感上储存的能量一起给电容  $C_1$  提供能量，电感电流减小，电容  $C_1$  上的电压上升，负载主要由  $C_2、C_3$  提供能量，如图 3(b)所示。

此时流过开关管  $S_3$  和  $S_2$ 、二极管  $D_{41}$  和  $D_{42}$  的电流为

$$i_b(\tau) = i_0 + \frac{U_{in}dT_c}{L_A} + \frac{U_{in} - U_{C1}}{L_A} \tau, dT_c < \tau < T_c \quad (2)$$

开关管  $S_1$  承受电容  $C_1$  上的电压  $U_{S_1} = U_{C1}$ ，开关管  $S_{31}$  承受电容  $C_1$  上的电压  $U_{S_{31}} = U_{C1}$ ，在  $T_c$  时刻，电感中的电流减小到初始值  $i_0$ 。

模式 3，开关管  $S_2、S_3$  保持闭合， $S_1$  闭合，此时电源又给电感充电，电感储存能量，电感电流上升，负载由电容  $C_1、C_2、C_3$  提供能量，如图 3(c)所示。

此时流过开关管  $S_3、S_2、S_1$  二极管  $D_{42}$  的电流为

$$i_c(\tau) = i_0 + \frac{U_{in}}{L_A} \tau, T_c < \tau < (1+d)T_c \quad (3)$$

二极管  $D_{41}$  承受电容  $C_1$  上的电压  $U_{D_{41}} = U_{C1}$ ，

在  $(1+d)T_c$  时刻，电感电流为  $i_0 + \frac{U_{in}dT_c}{L_A}$ 。

模式 4，开关管  $S_1、S_3$  保持闭合， $S_2$  断开， $S_{22}$  的反并联二极管  $D_{22}$  自然导通，此时电源与电感上储存的能量一起给电容  $C_2$  提供能量，电感电流减小，电容  $C_2$  上的电压上升，负载主要由  $C_1、C_3$  提供能量，如图 3(d)所示。

此时流过开关管  $S_3$ 、开关管  $S_{22}$  的反并联二极管、开关管  $S_1$ 、二极管  $D_{42}$  的电流为

$$i_d(\tau) = i_0 + \frac{U_{in}dT_c}{L_A} + \frac{U_{in} - U_{C2}}{L_A} \tau, (1+d)T_c < \tau < 2T_c \quad (4)$$

开关管  $S_2$  承受电容  $C_2$  上的电压  $U_{S_2} = U_{C_2}$ , 开关管  $S_{31}$  也承受电容  $C_2$  上的电压  $U_{S_{31}} = U_{C_2}$ , 在  $2T_c$  时刻, 电感电流减小为  $i_0$ 。

模式 5, 开关管  $S_3$  保持闭合,  $S_{31}$  闭合,  $S_1$  断开,  $S_{22}$  的反并联二极管  $D_{22}$  自然关断。此时电源又给电感充电, 电感储存能量, 电感电流上升, 负载由电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  提供能量, 如图 3(e)所示。

此时流过开关管  $S_3$ 、开关管  $S_{31}$  的电流为

$$i_c(\tau) = i_0 + (U_{in} / L_A)\tau, 2T_c < \tau < 2(1 + d/2)T_c \quad (5)$$

开关管  $S_{22}$  和二极管  $D_{41}$ 、 $D_{42}$  共同承受电容  $C_2$  和  $C_1$  上的电压  $U_{S_{22}} + U_{D_{42}} + U_{D_{41}} = U_{C_2} + U_{C_1}$ , 在

$2(1 + d/2)T_c$  时刻, 电感电流为  $i_0 + (U_{in}dT_c) / L_A$ 。

模式 6, 开关管  $S_{31}$  保持闭合,  $S_{22}$  闭合,  $S_3$  断开, 二极管  $D_{22}$ 、 $D_{231}$  自然导通, 此时电源与电感上储存的能量一起给电容  $C_3$  提供能量, 电感电流减小, 电容  $C_3$  上的电压上升, 负载主要由  $C_1$ 、 $C_2$  提供能量, 如图 3(f)所示。

此时流过二极管  $D_{231}$ 、 $D_{23}$ 、开关管  $S_{22}$ 、 $S_{31}$  的电流为

$$i_f(\tau) = i_0 + \frac{U_{in}dT_c}{L_A} + \frac{U_{in} - U_{C_3}}{L_A}\tau, 2(1 + \frac{1}{2}d)T_c < \tau < 3T_c \quad (6)$$

开关管  $S_3$  承受电容  $C_3$  上的电压  $U_{S_3} = U_{C_3}$ , 在  $3T_c$  时刻, 电感电流减小为  $i_0$ 。

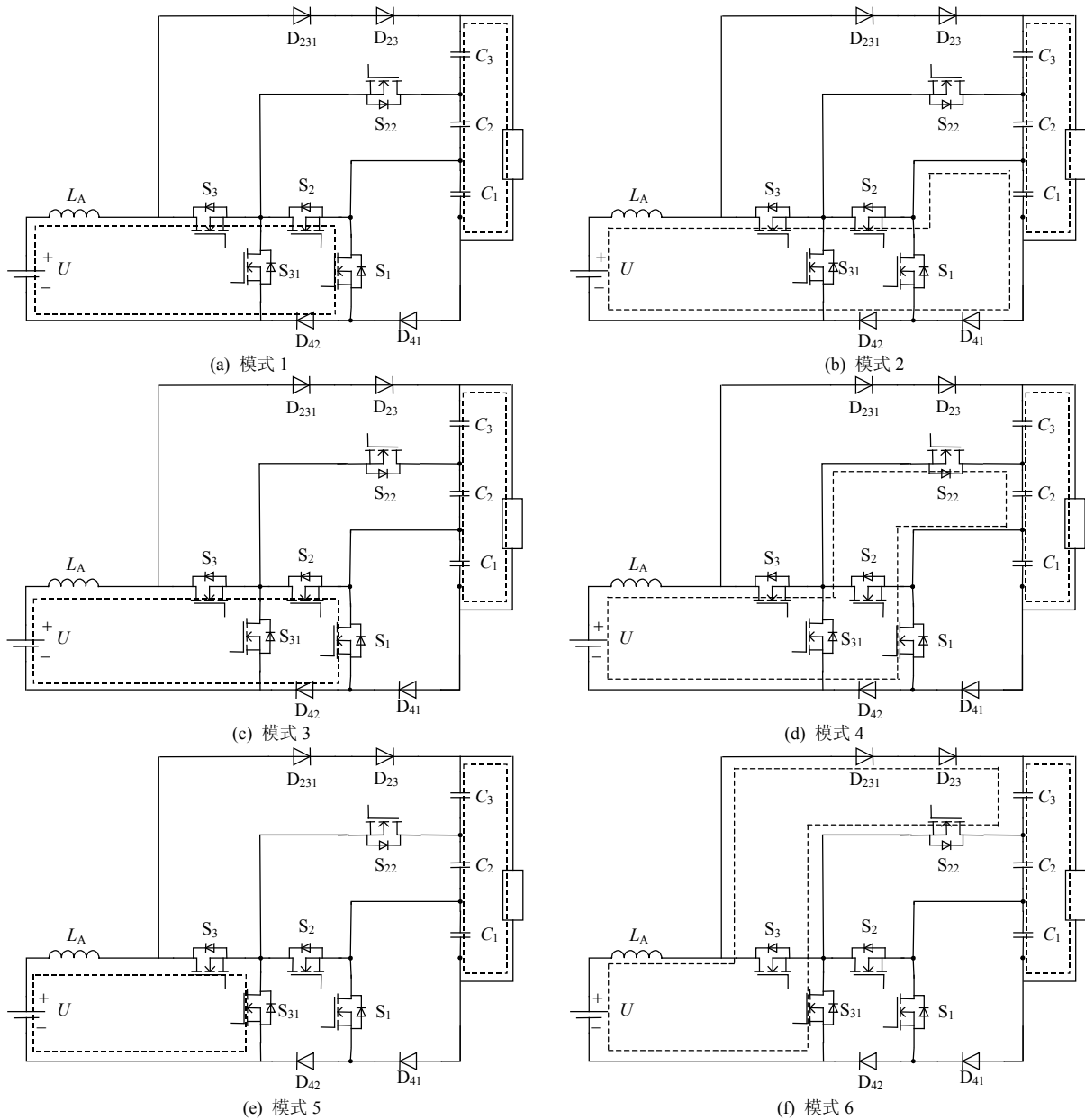


图 3 L-Boost 四电平电路的动态等效模型

Fig. 3 Equivalent circuits of the dynamic states in four-level of L-Boost

电路中的开关管  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_{22}$ 、 $S_{31}$  的驱动脉冲如图 4 所示, 其中  $t_0 \sim t_1$  为电容  $C_1$  的工作时间,  $t_1 \sim t_2$  为电容  $C_2$  的工作时间,  $t_2 \sim t_3$  为电容  $C_3$  的工作时间, 通过 3 个主开关管  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$  的配合, 使得串联输出端电容可以轮流正常工作。同时, 根据 3 个电容的工作原理, 可知输入电感电流的频率为开关管频率的 3 倍。基于本拓扑的对称性, 对于  $N$  电平的 L-Boost 电路, 可得到输入电感电流的频率为开关管频率的  $N-1$  倍。

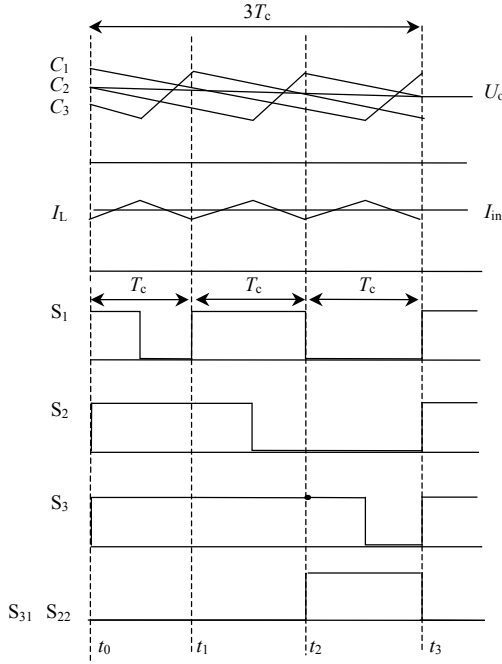


图 4 功率开关管的驱动脉冲波形和输出电容电压纹波及电感电流波形

Fig. 4 Drive pulse of the power switches, voltage ripple of output capacitances and inductor current

本拓扑中开关管承受的最大反向压降为单个电容上的电压, 承受的最大电流为电感电流的最大值。在输出电压等级要求高的场合中, 本拓扑输出端采用串联电容方式, 每个电容上的电压较低, 故可以降低对开关器件的电压应力要求; 同时每个 Boost 回路的电压增益减小, 占空比  $d$  减小, 从而降低了开关管的电流应力。

当 Boost 变换器工作在 CCM 模式时, 根据电感电流的最小值与输出电流比较, 可以分为电感完全供能模式(complete inductor supply mode, CISM)和不完全供能模式(incomplete inductor supply mode, IISM)<sup>[14-15]</sup>, 临界电感  $L_k$  为

$$L_k = R_L(1-d)^2 / (2f) = R_L U_{in}^2 / (2f U_o^2) \quad (7)$$

式中:  $f$  为开关频率;  $d$  为开关的导通比;  $R_L$  为负载电阻;  $U_{in}$ 、 $U_o$  分别为输入和输出电压。当 Boost 电路工作于 CISM 模式时, 输出的电压纹波  $\Delta U_c$  为

$$\Delta U_c = \frac{d T I_o}{C} = \frac{d U_o}{R_L C f} = \frac{U_o - U_{in}}{R_L C f} \quad (8)$$

本拓扑采用输出串联电容方式, 由图 4 中可以看出, 输出的电压纹波为 3 个电容的电压纹波叠加, 纹波频率为单个电容纹波的 3 倍。取  $t_0 \sim t_1$  时间分析输出电压的纹波。

在  $t_0 \sim t_1$  阶段, 电容 2 的输出电压纹波  $\Delta u_{C_2}$  为

$$\Delta u_{C_2} = \frac{1}{2} \frac{U_{o2} - U_{in}}{R_L C_2 f} - \frac{U_{o2} - U_{in}}{R_L C_2 (2+d')} (T_c + \tau) \quad (9)$$

电容 3 的输出电压纹波  $\Delta u_{C_3}$  为

$$\Delta u_{C_3} = \frac{1}{2} \frac{U_{o3} - U_{in}}{R_L C_3 f} - \frac{U_{o3} - U_{in}}{R_L C_3 (2+d')} \tau \quad (10)$$

电容 1 的输出电压纹波  $\Delta u_{C_1}$  为

$$\begin{cases} \Delta u_{C_1} = \frac{1}{2} \frac{U_{o1} - U_{in}}{R_L C_1 f} - \frac{U_{o1} - U_{in}}{R_L C_1 (2+d')} (2T_c + \tau), & t_0 < \tau < d' T_c \\ \Delta u_{C_1} = -\frac{1}{2} \frac{U_{o1} - U_{in}}{R_L C_1 f} + \frac{U_{o1} - U_{in}}{R_L C_1 (1-d')} \tau & , d' T_c < \tau < t_1 \end{cases} \quad (11)$$

式中  $C_1 = C_2 = C_3 = C$ , 稳态时  $U_{o1} = U_{o2} = U_{o3} = U'_o$ , 将式(9)–(11)分段相加, 则总输出电压纹波  $\Delta u_c$  为

$$\Delta u_c = \frac{3}{2} \frac{U'_o - U_{in}}{R_L C f} - \frac{3(U'_o - U_{in})}{R_L C (2+d')} (T_c + \tau), t_0 < \tau < d' T_c \quad (12)$$

$$\Delta u_c = \frac{1}{2} \frac{U'_o - U_{in}}{R_L C f} - \frac{U'_o - U_{in}}{R_L C (2+d')} (T_c + 2\tau) + \frac{U'_o - U_{in}}{R_L C (1-d')} \tau, d' T_c < \tau < t_1, (t_1 = T_c) \quad (13)$$

对于式(12)取  $\tau = d' T_c$  时刻, 可得

$$\Delta u_{C_{\min}} = \frac{U'_o - U_{in}}{R_L C f} \left[ \frac{3}{2} - \frac{3(1+d')}{2+d'} \right] \quad (14)$$

对于式(13)取  $\tau = T_c$  时刻, 可得

$$\Delta u_{C_{\max}} = \frac{U'_o - U_{in}}{R_L C f} \left[ \frac{1}{2} - \frac{3}{(2+d')} + \frac{1}{(1-d')} \right] \quad (15)$$

式(14)与(15)相加取平均, 可得输出电压纹波  $\Delta U_c$  公式为

$$\Delta U_c = \left( \frac{U'_o - U_{in}}{R_L C f} \right) \frac{d'}{2(1-d')} \quad (16)$$

其中  $U'_o = \frac{1}{3} U_o$ ,  $d' = 3d - 2$ , 代入式(16)中, 可得:

$$\Delta U_C = \frac{U_o (3d-2)^2}{R_L C f 18(1-d)} \quad (17)$$

当  $0.15 < d < 0.95$  时, 本拓扑输出电压纹波比传统 Boost 电路纹波小。同时, 本拓扑的输入电感电流为开关频率的  $N-1$  倍, 因此在开关频率一样条件下, 输出电压纹波频率提高了  $N-1$  倍。

## 2 L-Boost 多电平电路的均压控制策略

对于多电平 L-Boost 型的变换器, 假设单个 Boost 回路变换效率为 100%, 可得

$$\begin{cases} U_{in} I_{i1} = U_{C1} I_{o1} \\ U_{in} I_{i2} = U_{C2} I_{o2} \\ \vdots \\ U_{in} I_{in} = U_{Cn} I_{on} \end{cases} \quad (18)$$

式中:  $I_{in}$  为第  $n$  个电容工作时的输入电流;  $U_{Cn}$  为第  $n$  个电容上的输出电压;  $I_{on}$  为第  $n$  个电容的输出电流, 当  $U_{C1} = U_{C2} = \dots = U_{Cn}$  时, 每个输出串联电容上的电压稳定在  $U_o/n$ , 稳态时输出的电流  $I_{o1} = I_{o2} = \dots = I_{on}$ , 由式(18)可得  $I_{i1} = I_{i2} = \dots = I_{in}$ , 故对输出端电容进行均压控制, 可保证输入均流。

多电平 L-Boost 变换器的输入输出关系为

$$\begin{cases} \frac{U_{o1}}{U_{in}} = \frac{1}{1-D_1} \\ \frac{U_{o2}}{U_{in}} = \frac{1}{1-D_2} \\ \vdots \\ \frac{U_{on}}{U_{in}} = \frac{1}{1-D_n} \end{cases} \quad (19)$$

式中  $D_n$  为第  $N$  个电容工作周期内, 该拓扑模轴上功率开关管的导通时间比。令  $D'_n = \frac{1}{1-D_n}$ , 则各模块的输出电压变化量如下所示:

$$\begin{cases} \Delta U_{in} D'_1 + \Delta D'_1 U_{in} = \Delta U_{o1} \\ \Delta U_{in} D'_2 + \Delta D'_2 U_{in} = \Delta U_{o2} \\ \vdots \\ \Delta U_{in} D'_n + \Delta D'_n U_{in} = \Delta U_{on} \end{cases} \quad (20)$$

当电源进入稳定状态时,  $D'_1 = D'_2 = \dots = D'_n = D'$ , 将式(20)中的等式相加, 可得

$$n \Delta U_{in} D' + U_{in} \sum_{i=1}^n \Delta D'_i = \sum_{i=1}^n \Delta U_{oi} = \Delta U_o \quad (21)$$

可见,  $\Delta U_o$  是由  $\Delta U_{in}$ 、 $\sum_{i=1}^n \Delta D'_i$  引起的, 若输入

电压没有扰动时, 即  $\Delta U_{in} = 0$ 。则要使  $\Delta U_o = 0$ , 需保证  $\sum_{i=1}^n \Delta D'_i = 0$ 。令  $\Delta D'_n = -\sum_{i=1}^{n-1} \Delta D'_i$ , 则可得到 L-Boost 多电平电路的控制方案<sup>[9]</sup>, 如图 5 所示。

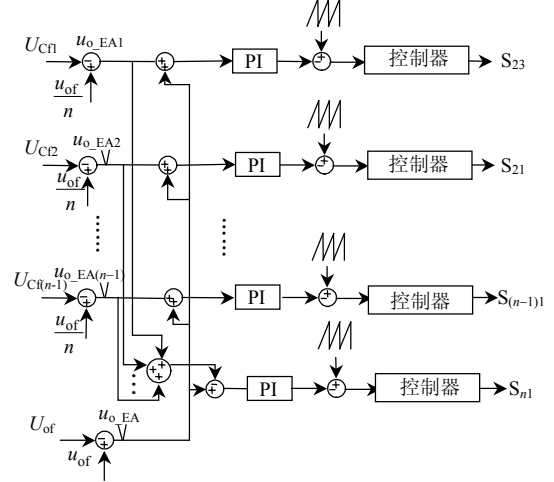


图 5 L-Boost 多电平交错控制原理框图

Fig.5 Staggered control strategy scheme block of L-Boost

此方案中,  $N$  个模块只需要  $N-1$  个均压环和一个共用的输出电压环, 对于前  $N-1$  个模块, 给定电压值取为电源总输出电压的  $1/N$ , 与相应的电容的输出电压值比较, 其差值为  $u_{o\_EAi}$ , 总的电源输出电压与总的输出电压给定值比较, 其差值为  $u_{o\_EA}$ ,  $u_{o\_EA}$  再与  $u_{o\_EAi}$  相加后, 经 PI 调节与锯齿波比较输出第  $i$  个开关管的控制脉冲。取  $u_{o\_EA}$  和  $\sum_{i=1}^{n-1} u_{o\_EAi}$  相减后, 经 PI 调节与锯齿波比较输出第  $N$  个开关管的控制脉冲。  $N$  个锯齿波通过外同步电路相差  $360^\circ/N$ , 以实现  $N$  个模块的交错控制。

## 3 L-Boost 四电平 Matlab 仿真

对于 L-Boost 多电平结构, 选取四电平为例, 进行仿真和实验。仿真参数选取如表 2 所示。

表 2 仿真参数

Tab.2 Simulation parameters	
参数	数值
输出电容值 $C_f/\mu\text{F}$	4 700
电感值 $L_f/\text{mH}$	2
输入电压/V	24
开关频率/kHz	10
输出电压/V	40
输出端总的电阻负载 $R/\Omega$	100

仿真的输出电压波形如图 6 所示, 图 6 中,  $U_o$  为总输出电压纹波,  $U_{c1}$ 、 $U_{c2}$ 、 $U_{c3}$  为 3 个串联电容上分别输出的电压纹波。由图 6 可知, 基于交错控

制的四电平 L-Boost 变换器可以很好的实现输出端均压问题。对于稳态以后的输出端 3 个串联电容的电压纹波如图 7(a)所示，从图中可以看出，输出端每个电容上的平均电压值为 40 V，纹波为 0.05%。总的输出电压纹波如图 7(b)所示，输出电压纹波为 0.016%，故本拓扑可以减小输出的电压纹波。同时，总输出电压纹波频率为每个电容纹波频率的 3 倍，验证了前面的理论分析。

通过仿真结果，验证了基于交错控制策略的 L-Boost 四电平拓扑电路可以很好地实现输出串联电容的均压问题，可以减小输出端得电压纹波，同时提高输出电压纹波频率。

电感电流  $i_L$  与开关管  $S_3$  的驱动脉冲波形  $u_{gs3}$  如图 8 所示，从仿真结果可以看出，电感电流的频

率为开关管频率的 3 倍，验证了本拓扑中电感电流的频率是开关管频率的  $N-1$  倍，其中  $N$  为输出端的电平数目。

#### 4 实验结果

根据本拓扑的原理，制作了一台四电平实验平台。控制芯片采用 TMS320LF2407A 型 DSP，均压控制策略采用交错控制方式，实验主要参数如下：输出电容：4 700  $\mu\text{F}/100\text{ V}$ ；输入直流电压：24 V；每个电容输出电压：40 V；总的输出电压：120 V；开关频率：10 kHz；MOSFET 管：FQD13N10；肖特基二极管：DSA10I100PM；输入电感 2 mH。

图 9 为四电平拓扑电路的输出电压波形，其中  $U_1$  为电容  $C_1$  的输出电压， $U_2$  为电容  $C_1$  和  $C_2$  的输出电压、 $U_3$  为电容  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  的总输出电压。由图 9 可知，3 个输出端电容上的电压基本保持在 40 V。故验证了采用交错控制策略，3 个输出端串联电容可以很好的实现均压效果。

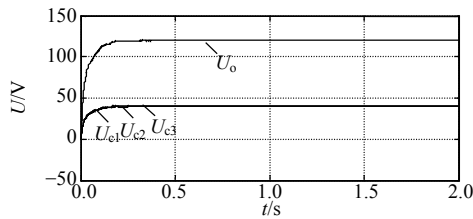
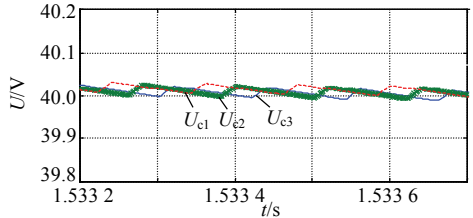
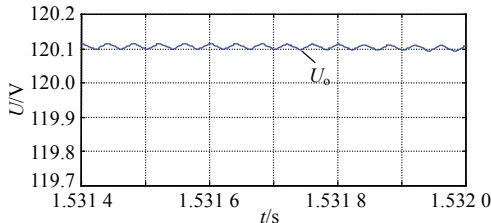


图 6 输出电压的仿真波形

Fig. 6 Simulated waveforms with output voltage



(a) 三电容上分别输出的电压仿真波形



(b) 总输出电压纹波

图 7 3 个串联电容的仿真波形

Fig.7 Simulated waveforms with the three output capacitance

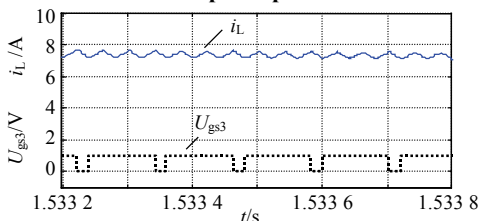


图 8 电感电流与开关管驱动脉冲仿真波形

Fig. 8 Simulated waveforms with inductor current and driver pulse of switch

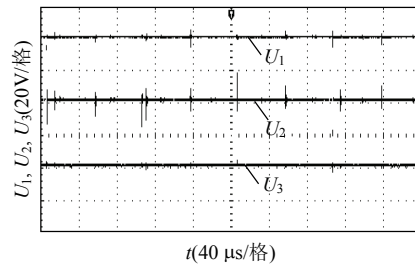


图 9 输出端电容电压波形

Fig. 9 Waveforms with voltage of output capacitances

图 10 为开关管驱动脉冲  $u_{gs3}$  和输入电感电流  $i_L$  的波形。由图 10 中可知，对于四电平电路，电感电流的频率为开关管频率的 3 倍，验证了前面仿真得到的电感电流是开关管频率的  $N-1$  倍的结果。故本拓扑可以提高电感电流的频率，从而在一定条件下可以减小电感的体积。

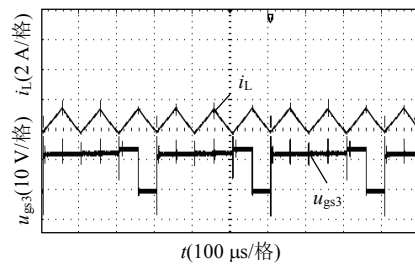


图 10 电感电流波形和开关管的驱动脉冲波形

Fig. 10 Waveforms with inductor current and driver pulse of switch

图 11 为开关管  $S_3$  的驱动脉冲  $u_{gs3}$  和承受的电

压  $u_{S3}$  波形。由图 11 中可知, 当开关管  $S_3$  关断时,  $S_3$  承受的电压为 40 V, 即为电容  $C_3$  上的电压, 从而验证了本拓扑可以减小功率开关管的电压应力。

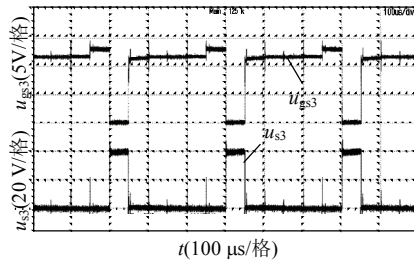


图 11 开关管  $S_3$  的驱动脉冲波形和承受的电压波形

Fig. 11 Driver pulse and waveform with voltage of switch  $S_3$

## 5 结论

本文通过深入研究分析, 在多电平变换技术的理论上提出了一种新型的 L-Boost 拓扑电路结构。该拓扑电路采用输入并联输出串联结构, 整个拓扑共用一个电感, 根据本拓扑的特性, 电感电流频率为开关频率的  $N-1$  倍, 因此可以在一定条件下减小电感的体积。输出串联电容采用同时放电方式, 独立分时充电方式, 使得每个开关器件只承受一个电容上的电压和充电电流, 减小开关器件的电压应力和电流应力。输出端采用串联电容输出方式, 电容间的纹波会相互抵消, 从而减小输出端的电压纹波, 并且可以提高输出电压纹波的频率。通过增加输出端的串联电容数目, 可以增加输出的电压等级, 从而达到提高拓扑的电压增益。该拓扑采用小容量器件应用于大功率领域, 具有很好的发展前景。

## 参考文献

- [1] Kolar J W, Ertl H, Zach F C. A novel three-phase single-switch discontinuous-mode AD-DC Buck-Boost converter with high-quality input current waveforms and isolated output[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1994, 9(2): 160-172.
- [2] Duran-Gomez J L, Garcia-Cervantes E, Lopez-Flores D R, et al. Analysis and evaluation of a series-combined connected Boost and Buck-Boost DC-DC converter for photovoltaic application[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas, USA: IEEE, 2006: 979-985.
- [3] Zhang M T, Jiang Yimin, Lee F C, et al. Single-phase three-level Boost power factor correction converter [C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas, USA: IEEE, 1995: 434-439.
- [4] 刘志刚, 叶斌, 梁晖. 电力电子学[M]. 北京: 北京交通大学出版社, 2004: 115-118.  
Liu Zhigang, Ye Bin, Liang Hui. Power electronics[M]. Beijing: Beijing Jiaotong University Press, 2004: 115-118 (in Chinese).
- [5] Fan Zhang, Peng F Z, Zhaoming Qian. Study of the multilevel converters in DC-DC applications[C]//Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany: IEEE, 2004: 1702-1706.
- [6] Busquets-Monge S, Alepuz S, Bordonau J. A novel bidirectional multilevel Boost-Buck DC-DC converter [C]//Energy Conversion Congress and Exposition. San Jose, USA: IEEE, 2009: 707-714.
- [7] Kang J, Roh C, Moon G, et al. Phase-shifted parallel-input/series-output dual converter for high-power step-up applications[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(3): 649-652.
- [8] Chen Chunliu, Wang Chenghua, Hong Feng. Research of an interleaved Boost converter with four interleaved Boost convert cells[C]//Asia Pacific Conference on Postgraduate research in Microelectronics & Electronics. Shanghai, China: IEEE, 2009: 396-399.
- [9] 张容荣, 阮新波, 陈武. 输入并联输出串联变换器系统的控制策略[J]. 电工技术学报, 2008, 23(8): 86-93.  
Zhang Rongrong, Ruan Xinbo, Chen Wu. Control strategy for input-parallel output-series converter systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(8): 86-93(in Chinese).
- [10] 阮新波, 危健, 薛雅丽. 非隔离三电平变换器中分压电容均压的一种方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 27-30.  
Ruan Xinbo, Wei Jian, Xue Yali. A method to balance the voltage of the divided capacitors in non-isolated three-level converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 27-30(in Chinese).
- [11] 牛金红, 马学军, 康勇. ISOP 型直流变换器输入端电容均压问题研究[J]. 电力电子技术, 2006, 40(4): 59-61  
Niu Jinhong, Ma Xuejun, Kang Yong. Study of input series output parallel connected DC converter with voltage sharing between input capacitor[J]. Power Electronics, 2006, 40(4): 59-61(in Chinese).
- [12] Cho B H, Bae H S, Lee J H. Review of current mode control schemes and introduction of a new digital current mode control method for the parallel module DC-DC converters[C]//Power Electronics and Motion Control Conference. Wuhan, China: IEEE, 2009: 202-210.

- [13] Rosas-Caro J C, Ramirez J M, Valderrabano A. Voltage balancing in DC/DC multilevel boost converters [C]/North American Power Symposium. Calgary, Calgary: IEEE, 2008: 1-7.
- [14] 刘树林, 刘建, 杨银玲, 等. Boost 变换器的能量传输模式及输出纹波电压分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 119-124.  
Liu Shulin, Liu Jian, Yang Yinling, et al. Energy transmission modes and output ripple voltage of Boost converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 119-124(in Chinese).
- [15] 刘树林, 刘建, 陈勇兵. Boost 变换器的输出纹波电压分析与最小电感设计[J]. 西安交通大学学报, 2007, 41(6): 707-711.  
Liu Shulin, Liu Jian, Chen Yongbing. Output ripple voltage of Boost converter and design of its minimal inductance[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University. 2007, 41(6): 707-711(in Chinese).



戴剑锋

收稿日期: 2011-02-05。

作者简介:

戴剑锋(1986), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动, 09122034@bjtu.edu.cn;

郑琼林(1964), 男, 博士, 教授, 研究方向为牵引传动、大功率变流装置、电能质量控制技术等;

贺明智(1979), 男, 博士, 讲师, 研究方向为开关电源电路拓扑及控制方式、开关电源的数字控制技术;

林飞(1975), 男, 博士, 副教授, 研究方向为交流传动、变流装置及其控制、分布式发电等。

(责任编辑 吕鲜艳)