

Chapter 1

研究背景及意义

高降压比 DC/DC 变换器在工业、汽车、电信领域得到广泛应用。随着数据中心和云计算的不断发展，对电能传输的效率等指标提出了更高要求。在数据中心领域，流行的降压比为 60V/48V/24V 到 5V/3.3V/1.8V。传统的降压电路无法实现如此高的降压比，寻找高降压比电路的需求促生了对新型降压电路拓扑的探究。

Chapter 2

研究现状及分析

Buck 电路是一种典型的 DC/DC 拓扑结构。Buck 电路结构简单，实现成本低，在电力电子与工业领域应用广泛。但是，对于一个二级 Buck 电路，要提高降压比，需要 MOS 管承受窄导通时间带来的大电流，这就在材料上对功率开关提出了极高要求。同时，高降压比所需要的极低占空比需要更高效的 PWM，实际实施困难。这些因素限制了二级 Buck 电路的应用。

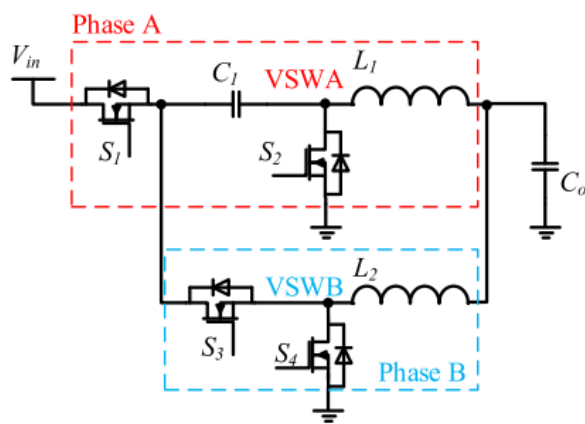


图 2.1: SC-Buck

串联电容 Buck 电路 (Series-capacitor Buck, SC-Buck) 把开关电容和多相 Buck 结合到一起，形成一种新的 Buck 电路的拓扑结构。与传统的 Buck 电路相比，SC-Buck 规模更小，效率更高，具有电流自平衡功能。如图 2.1

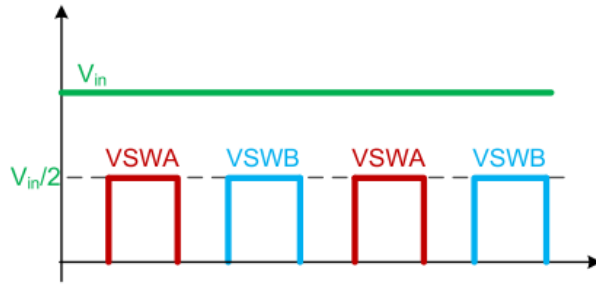


图 2.2: SC-Buck 波形图

所示，两个电感交错放置于电路中，消除输出电容 C_o 上的电流纹波，同时还能分别减小两个电感的尺寸。图 2.2 表明，分到每条支路上的电压只有输入电压的一半。

实现高降压比的另一个趋势是使用磁性元件。实现方法有带倍流整流的全桥变换器 (full-bridge converter with current-doubler rectifier), LLC, Sigma 变换器和分接电感 Buck 变换器 (tapped inductor Buck converter) 等。在轻载时，全桥变换器无法实现所有主开关管的零电压开关 (Zero-voltage Switching)，导致轻载时转换效率下降，而且输出端的大电感会影响功率密度。在谐振频率下，LLC 具有较高效率，但是系统不在谐振频率时的动态效率很低。为了解决这个问题，提出了将 LLC 和 Buck 结合的 Sigma 变换器。LLC 负责谐振频率下的高效功率传输，Buck 变换器负责瞬态响应。但是，由于 LLC 变换器在稳态时处理大部分的功率，Buck 变换器在过渡时处理大部分的功率，因此 LLC 变换器和 Buck 变换器都必须设计成能够处理整个系统的功率。如此的并行结构将增大控制的复杂度。

Tapped inductor Buck 转换器最初用于处理高降压比功率转换电路。然而，交错电感的漏感与开关电容产生共振，产生额外的电压环。基于混合变压器的 Buck 变换器 (Hybrid-transformer-based Buck, HTB) 增加了一个开关 (S_3) 和一个电感，以获得软开关操作和较低的电压环，如图 2.3 所示。利用交错电感的漏感作为谐振电感，交错串联电容 Buck (Series-capacitor tapped Buck, SC-TaB) 变换器如图 2.4 所示。SC-TaB 中的开关管 S_3 可以直接连接负载，也可以直接接地，另一种 SC-TaB 电路如图 2.5 所示。后者的两相交错配置的电路图如图 2.6 所示。开关管接地可以让控制更为简单。

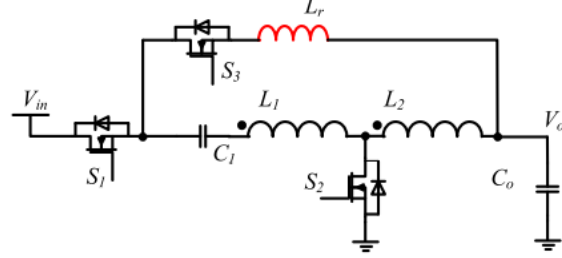


图 2.3: HTB-Buck

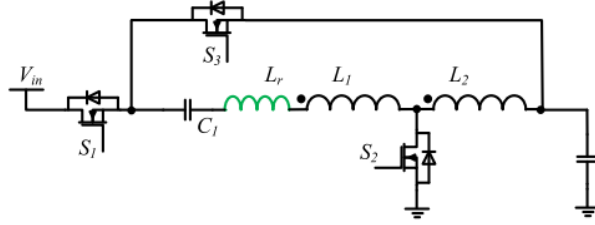


图 2.4: SC-TaB, S_3 接入负载

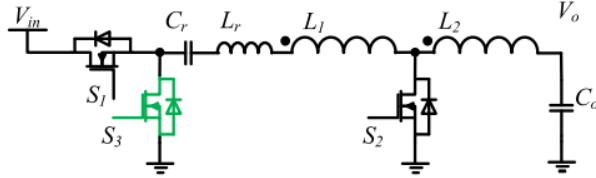


图 2.5: SC-TaB, S_3 接地

SC-TaB 和 2ph-SC 的主要优点是实现了所有开关管的 ZVS，提高了转换效率。然而，随着降压比的增大，耦合电感的匝数比也随之增大，高匝数比会给耦合电感带来更多的应力，影响转换效率。为了克服这一缺点，并考虑到 SC-Buck 具有倍增降压比的能力，通过引入电容 C_1 ，提出了一种新的变换器拓扑，如图 2.7 所示。新拓扑结构被称为交错串联电容分接 Buck 变换器（ISC-TaB）。该转换器将 SC-Buck 和 SC-TaB 的优点结合到一起。与传统的 SC-TaB 相比，它的降压比提高了一倍，使得该变换器更适合用于

高降压比场合。

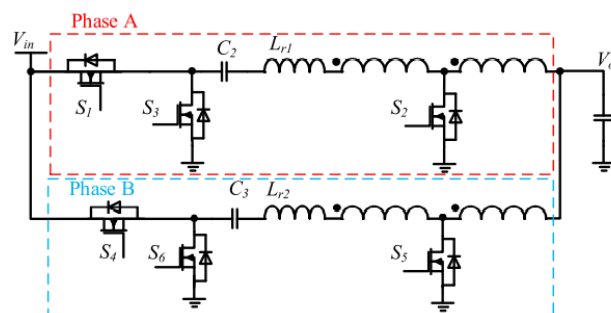


图 2.6: 2ph SC-TaB

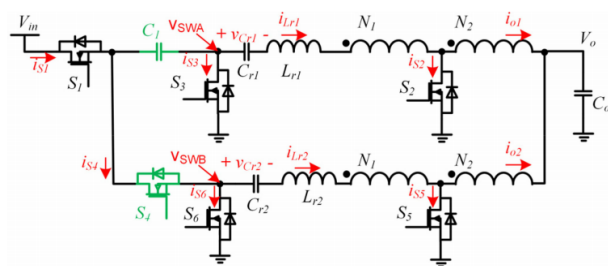


图 2.7: ISC-TaB

Chapter 3

分析

3.1 运行原理

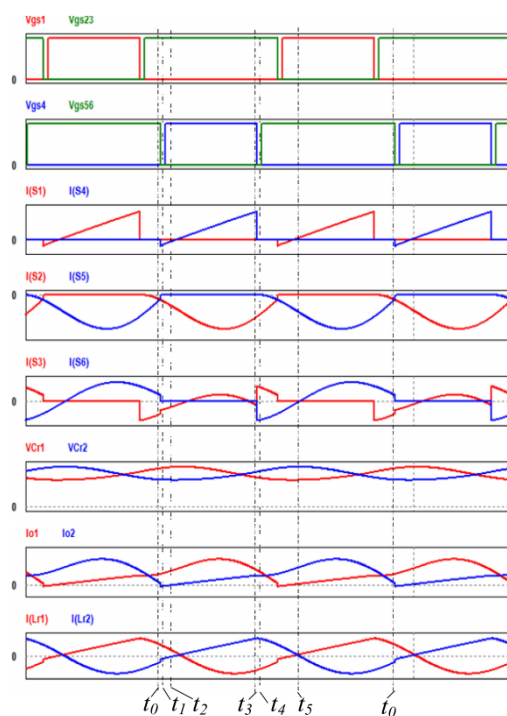


图 3.1: ISC-TaB

图 3.1 和图 3.2 显示了 ISC-TaB 的运行机理，A 相和 B 相原理相似。

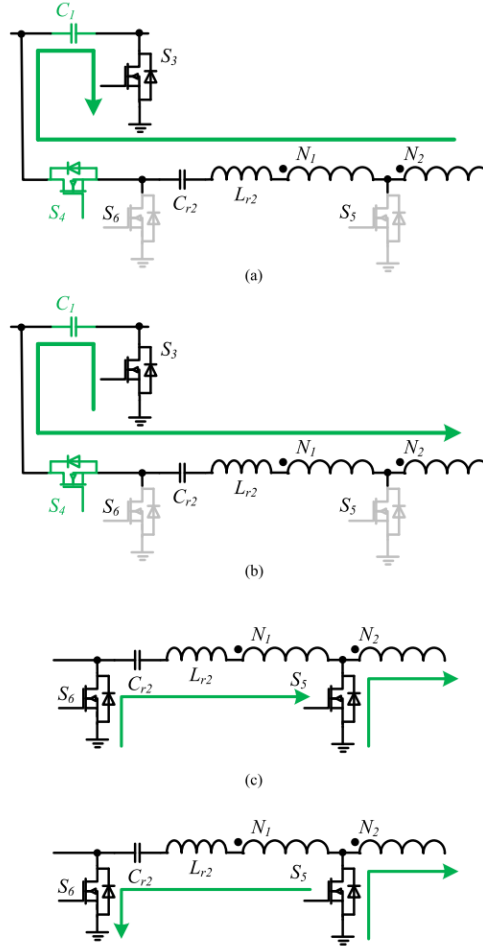


图 3.2: ISC-TaB

A 相和 B 相的门控信号相差 180° 。 V_{gs1} 是 S_1 的门控信号，而 V_{gs23} 是 S_2 和 S_3 的门控信号。 V_{gs4} 是 S_4 的门控信号， V_{gs56} 是 S_5 和 S_6 的门控信号。 $I(S_1)$ – $I(S_6)$ 分别表示电源开关 S_1 – S_6 的电流。 S_2 和 S_3 同开同关。 S_5 和 S_6 同开同关。另外，谐振电容器 C_{r1} 和 C_{r2} 的电压，谐振电感器 L_{r1} 和 L_{r2} 的电流的在每个阶段的波形如图 3.1 所示。在图 3.2 中，以 B 相为例说明运行机理，A 相和 B 相的区别也将会说明。

$[t_0-t_2]$: 此时间间隔内电流流向如图 3.2(a) 所示。在此时间间隔内， $i_{L_{r1}}$ 的值为负。在 $[t_0-t_1]$ 期间，电流流经 S_4 ，为 S_4 准备零电压导通。在 t_1 时， S_4 零电压导通。如图 3.3 中，流过励磁电感 L_m 的电流为 $(\frac{1}{n} + 1) i_{L_{r2}}$ ，因

此耦合电感两端的电压为 $(\frac{1}{n} + 1)^2 i_{Lr2} L_m$ ，在此时间间隔 $[t_0 - t_2]$ 中， C_{r2} 与 $(\frac{1}{n} + 1)^2 L_m + L_{r2}$ 电感谐振，在稳定状态下， C_1 上的电压平均值为 $\frac{V_{in}}{2}$ 。

可以得出谐振网络的微分方程为

$$\begin{cases} \frac{V_{in}}{2} - V_o - v_{Cr2} = L_{r2} \frac{di_{Lr2}}{dt} + L_m \frac{di_{Lr2}}{dt} \frac{(n+1)^2}{n^2} \\ i_{Lr2} = C_{r2} \frac{dv_{Cr2}}{dt} \end{cases} \quad (3.1)$$

$[t_2 - t_3]$ ：在此时间间隔内， C_{r2} 持续与 $(1/n + 1)^2 L_m + L_{r2}$ 谐振，在 t_2 时，实际电流方向如图 6 (b) 所示发生变化。 $[t_3 - t_5]$ ：在时刻 t_3 ， S_4 被关闭。在 $[t_3 - t_4]$ 期间，电流流经 S_5 和 S_6 的体二极管， S_5 和 S_6 准备零电压导通。电流方向如图 3.2(d) 所示。在 t_4 ， S_5 和 S_6 同时开启。谐振网络由 C_{r2} 和 L_{r2} 组成，如图 3.4 所示。 $[t_3 - t_5]$ 期间的微分方程可以通过如下式子表示

$$\begin{cases} -v_{Cr2} + nV_o = L_{r2} \frac{di_{Lr2}}{dt} \\ i_{Lr2} = C_{r2} \frac{dv_{Cr2}}{dt} \end{cases} \quad (3.2)$$

$[t_5 - t_0]$ ： C_{r2} 与 L_{r2} 保持谐振。在 t_5 时刻，流过谐振电感器的电流会改变其方向。电流路径和方向如图 3.2(d) 所示。在 t_0 时 S_5 和 S_6 同时关闭。由于 i_{Lr2} 的方向，电流将流过 S_4 ，为下一个开关周期准备零电压导通。A 相的运行与 B 相类似。在 $[t_0 - t_3]$ 期间，注意到 A 相和 B 相之间的相位差，每相都有电流流过 S_3 ，这会导致 S_3 上的电流波形不同于 S_6 上的电流波形。其中的差异可见于图 3.1。

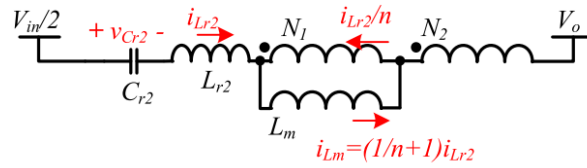


图 3.3: ISC-TaB

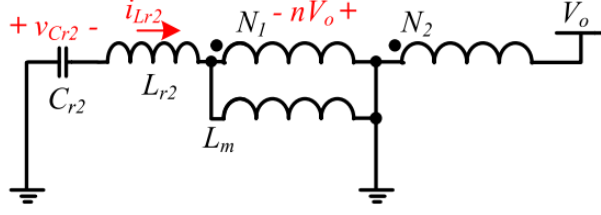


图 3.4: ISC-TaB

3.2 降压比

为了简化分析, 使用 V_{Cr2} 来表示开关周期内 C_{r2} 上的平均电压。 T_s 是开关周期, DT_s 表示从 t_0 到 t_3 的时间。根据 (3.3), 在 $[t_0, t_3]$ 期间, L_{r2} 两端的平均电压为:

$$V_{Lr2} = \frac{\frac{V_{in}}{2} - V_o - V_{Cr2}}{1 + \frac{L_m}{L_{r2}} \cdot \frac{(n+1)^2}{n^2}} \quad (3.3)$$

根据图 7 所示的电流关系, L_m 上的电压在 $[t_0, t_3]$ 期间为:

$$V_{Lm} = \frac{L_m}{L_{r2}} \cdot \left(1 + \frac{1}{n}\right) \cdot V_{Lr2} \quad (3.4)$$

考虑到 (3.1) 和 (3.2), L_{r2} 上的伏秒平衡关系为:

$$V_{Lr2} \cdot D + (-V_{Cr2} + nV_o) \cdot (1 - D) = 0 \quad (3.5)$$

L_m 上的伏秒平衡关系也可写为为:

$$V_{Lm} \cdot D + (1 - D)(-nV_o) = 0 \quad (3.6)$$

整合公式 (3.3) 到 (3.6), 并假设 $L_{r1} = L_{r2} = L_r$, 则 ISC-TaB 电路的降压比为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{2 \cdot \left(n + 1 + \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{n^2}{n+1}\right)} \quad (3.7)$$

Buck, SC-Buck, SC-TaB 和 ISC-TaB 的电压转换关系图已经绘制在图 9 中。如 (3.7) 和图 9 所示, 建议的 ISC-TaB 转换器的转换比为 SC-TaB 的

一半。如前所述，当前提出的 ISC-TaB 是一种适用于高降压 DC/DC 应用的拓扑。

3.3 波形推导

S_1 和 S_4 的电流波形可以基于输入给出。 i_{S_4} 的派生变形将在本节中以示例的方式给出。 P_{in} 代表当前电路的总输入功率。 I_{S4-avg} 则是 I_{S4} 的平均值：

$$I_{S4avg} = \frac{P_{in}/2}{V_{in}/2} \quad (3.8)$$

为了获得 i_{S_4} 的最小值， L_{r2} 的电流在 $[t_0, t_3]$ 假设是线性的。那么 i_{S_4} 的最小值可由以下关系推导

$$i_{S4min} = I_{S4avg} - \frac{DT_s}{2} \cdot \frac{V_{Lr2}}{L_r} \quad (3.9)$$

$[t_0, t_3]$: 假定在 t_0 处 C_{r2} 上的电压为 v_{Cr0} 。 t_0 处的 L_{r2} 电流等于 $i_{S4min} \cdot C_{r1} = C_{r2} = C_r$ 。可以解出 (3.1) 中的微分方程：

$$\begin{cases} v_{Cr2-D}(t) = \frac{i_{S4min}}{C_r \omega_1} \sin \omega_1 t + \left(v_{Cr0} - \left(\frac{V_{in}}{2} - V_o \right) \right) \cos \omega_1 t + \frac{V_{in}}{2} - V_o \\ i_{Lr2-D}(t) = -C_r \omega_1 \left(v_{Cr0} - \left(\frac{V_{in}}{2} - V_o \right) \right) \sin \omega_1 t + i_{S4min} \cos \omega_1 t \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\text{其中 } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{\left[\left(\frac{1}{n} + 1 \right)^2 L_m + L_r \right] \cdot C_r}}$$

之后是 $[t_3, t_0]$ 过程，上一个过程的结束正好是下一个过程的开始。由此求得这一段的微分方程的解：

$$\begin{cases} v_{Cr2-D'}(t) = \frac{i_{Lr2-D}(DT_s)}{C_r \omega_2} \sin \omega_2 t + (v_{Cr2-D}(DT_s) - nV_o) \times \cos \omega_2 t + nV_o \\ i_{Lr2-D'}(t) = -C_r \omega_2 (v_{Cr2-D}(DT_s) - nV_o) \sin \omega_2 t + i_{Lr2-D}(DT_s) \cos \omega_2 t \end{cases} \quad (3.11)$$

$$\text{其中 } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$$

在稳定状态下, v_{Cr_0} 的值在切换周期开始 t_0 时刻与切换周期终点时相同。为了求解 v_{Cr_0} , 可以使用以下公式:

$$v_{Cr2-D'}((1-D)T_s) = v_{Cr0} \quad (3.12)$$

在 (3.10) 中, 获得 L_{r2} 的电流波形。基于 (3.10) 以及 (3.4) 和 (3.6), 可以获得励磁电流 i_{Lm} :

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{n}\right) i_{Lr2-D}(t), & 0 < t < DT_s \\ \left(1 + \frac{1}{n}\right) i_{Lr2-D}(DT_s) - \frac{nV_o}{L_m}(t - DT_s) & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (3.13)$$

其他波形, 例如流经所有开关的电流和输出电流, 可以根据这些推导出波形。根据这些导出的波形, 每个电源开关和电感绕组的均方根电流的波形可以获得, 同时可以得到谐振电容器的额定电压波形。推导波形如图 10 所示。这些图表在下面的图 4.1 中, 并附有参数。

3.4 ZVS 过程详解

结合 (3.10) 和 (3.11), 流经谐振电感的电流可以解出。为了确保 S_1 和 S_4 的 ZVS 操作具有不同的输入电压和不同的负载电流, 当 S_3 或 S_6 关断, i_{Lr1} 和 i_{Lr2} 的值应足够负。

为了更好地理解 ZVS, 当 S_3 关闭并且 S_1 将要打开时的等效电路如图 11 所示。此时, S_2 和 S_6 打开, 因此它们在等效电路中直接接地。后 S_3 关断, L_{r1} 上的剩余电流将为 C_{ds3} 和 C_{ds4} 充电。同时 C_{ds1} 放电。在这段时间内, 可以得到以下微分方程:

$$\begin{cases} C_{ds1} \frac{d(V_{in} - v_{C1} - v_{SWA})}{dt} - i_{Lr1} \\ = (C_{ds3} + C_{ds4}) \frac{dv_{SWA}}{dt} \\ L_{r1} \frac{di_{Lr1}}{dt} = v_{SWA} - v_{Cr1} - V_{Pri} \end{cases} \quad (3.14)$$

其中, 初始条件为: $i_{Lr1}(0) = I_{Lr1_0}$, $v_{SWA}(0) = 0$, 其中 $i_{Lr1}(0) = I_{Lr1_0}$ 的值可由公式 (11) 求得。

为了简化分析，在 ZVS 过渡期间，可以将 v_{Cr_1} 和 v_{C_1} 视为恒定，并假定 $v_{Cr_1} = v_{Cr_0}$ 和 $v_{C_1} = v_{in}/2$ 。可以基于匝数比和输出电压获得 V_{pri} ，因此 $V_{pri} = -nV_o$ 。然后可以求解微分方程

$$v_{SWA}(t) = - (v_{cr0} - nV_o) \cos \omega_z t - \frac{I_{Lr1-0}}{\omega_z (C_{ds1} + C_{ds3} + C_{ds4})} \sin \omega_z t + v_{cr0} - nV_o \quad (3.15)$$

$$\omega_z = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} (C_{ds1} + C_{ds3} + C_{ds4})}} \quad (3.16)$$

为了确保 S_1 的零电压导通, 当 S_1 接通时, $v_{SWA}(t)$ 必须处于 $v_{in}/2$ 。如果未实现 ZVS, 则必须调整谐振网络以降低 I_{Lr1_0} 。同时, 如果 I_{Lr1_0} 太负, 则会引入更多的传导损耗, 因此 I_{Lr1_0} 需要更多的优化设计。

3.5 拓扑比较

下图比较了各个拓扑网络的组成。

	Buck	SC-Buck	2ph SC-TaB	ISC-TaB
Switch Numbers	2	4	6	6
Switch Voltage Rating	V_{in}	$V_{in}: 2$ $V_{in}/2: 2$	$V_{in}: 4$ $V_{in}/(n+1): 2$	$V_{in}: 2$ $V_{in}/2: 2$ $V_{in}/(n+1): 2$
Voltage Conversion Ratio	D	$\frac{D}{2}$	$\frac{D}{n+1 + \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{n^2}{n+1}}$	$\frac{D}{2 \cdot (n+1 + \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{n^2}{n+1})}$
Capacitor Numbers	1	2	3	4

图 3.5: SC-TaB

Chapter 4

仿真电路及波形截图

4.1 仿真电路

利用 PSIM 软件进行电路的仿真，参照的仿真所用的参数如图 3.1 所示，仿真电路图如图 3.2 所示。

Description	2ph SC-TaB	ISC-TaB
Resonant Inductor ($L_{r1}=L_{r2}=L_r$)	120 nH	210 nH
Resonant capacitor	2 μ F	2 μ F
Magnetizing Inductance (L_m)	2.2 uH	6.6 uH
Series capacitor (C_l)	N/A	2*10 uF
Power switches	$S_1/S_4/S_3/S_6$:BSC072N08NS5 S_2/S_5 : BSC009NE2LS	S_3/S_6 : BSC035N04S S_1/S_4 : BSC072N08NS5 S_2/S_5 : BSC009NE2LS
Turns ratio (n)	5	2
Rated power(P_{out})	66 W	
Input voltage (V_{in})	48 V	
Output voltage (V_o)	3.3 V	
Output current (I_o)	20 A	
Switching frequency(f_s)	400 kHz	
Magnetic core	PC95ELT18	

图 4.1: 元件参数表

实验部分波形的仿真图像如图 3.3–3.7 所示
输出电压稳态幅值为 3.32V，误差为 0.6%。

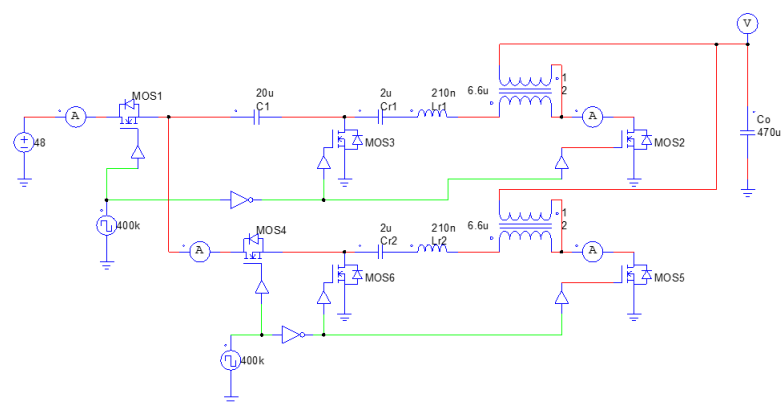


图 4.2: 仿真电路图

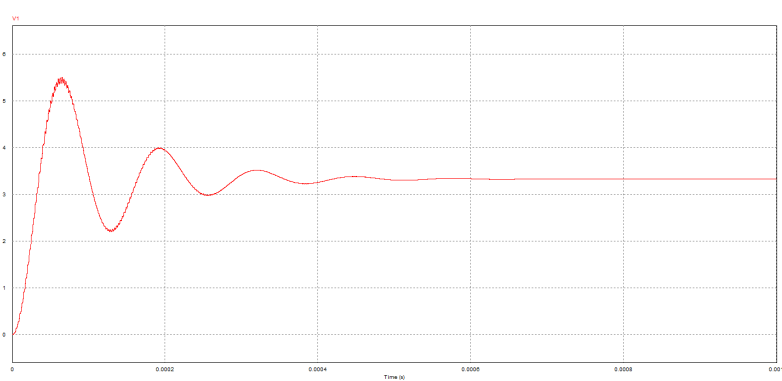


图 4.3: 输出电压波形

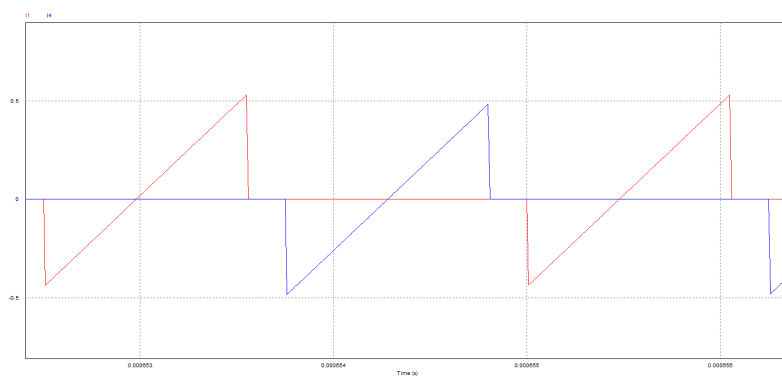


图 4.4: I_{S1}, I_{S4} 波形

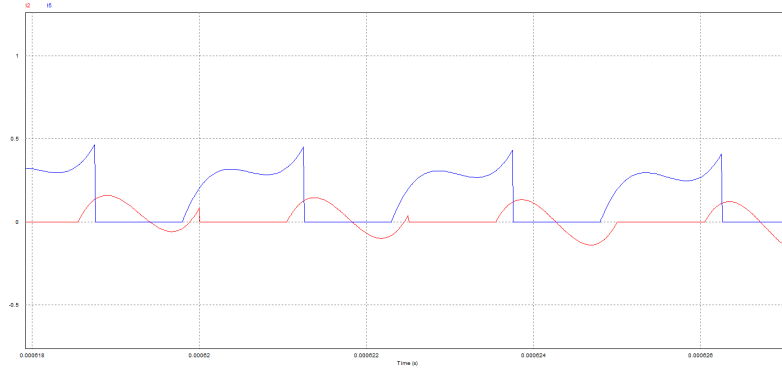


图 4.5: I_{S_2}, I_{S_5} 波形

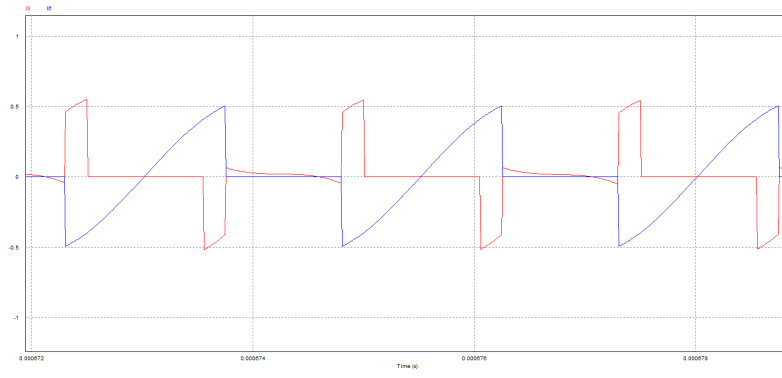


图 4.6: I_{S_3}, I_{S_6} 波形

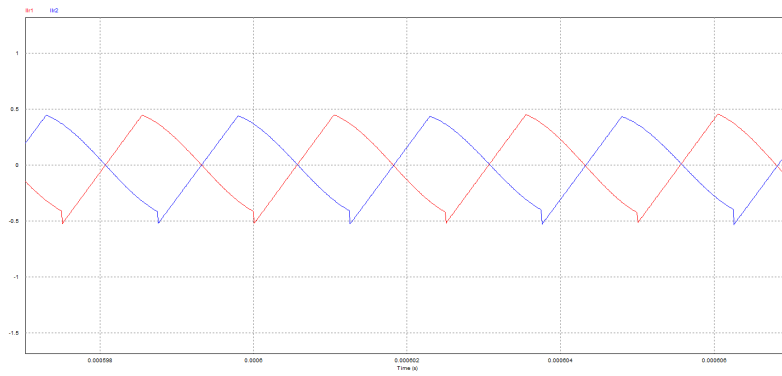


图 4.7: I_{Lr1}, I_{Lr2} 波形

Chapter 5

研究结论与思考

本文介绍了高降压 DC / DC 转换器的拓扑，讨论并提出了一种新的转换器拓扑 ISC-TaB 转换器，并进行了分析和验证。本文的主要功能包括：

1) 提出的 ISC-TaB 转换器结合了 SC-Buck 转换器和 SC-TaB 转换器的优势。新的拓扑结构允许 S3 / S6 使用低压额定功率开关和零电压导通以减少开关损耗。同时，ISC-TaB 对耦合电感的压力较小，因为引入串联电容器 C1 会使降压比增加一倍。

2) 分析了 ISC-TaB 转换器的工作原理并获得所有电压和电流波形。因此，可以计算功耗以优化设计。分析了 ZVS 的运行，讨论了 ZVS 操作的设计准则。