arXiv:2305.06494v1 [physics.app-ph] 10 May 2023

混合开关电容直流-直流转换器的归一化基准测试

Ga¨el Pillonnet格勒诺布尔阿尔卑斯大学 *CEA-LETI*法国格勒诺布尔，38000
gael.pillonnet@cea.fr

Mahmoud Hmada,Patrick P.Mercier加利福尼亚大学圣迭戈分校电气与计算机工程系美国加利福尼亚州拉霍亚，邮编 92037
p.mercier@ucsd.edu

摘要——**与纯电容型或电感器型变换器相比，混合开关电容变换器（HSCC）在实现高效率和高功率密度方面具有巨大潜力。然而，近年来 HSCC 拓扑种类不断增加，使得针对特定应用选择最佳拓扑变得困难。本文提出了一种基准测试框架，通过分析无源元件体积和带宽等多项性能指标，对常见的 HSCC 拓扑进行直接比较。该方法在相同效率、相同电感纹波和相同输出电压纹波的条件下比较所有拓扑，从而为拓扑选择与优化提供指导，助力其在工业领域得到更广泛的应用，并推动新拓扑的探索。**

索引词—**直流-直流变换器、混合变换器拓扑、开关变换器。**

一、引言

在文献中，利用额外的第一级开关电容网络来发挥电感式变换器的性能优势早已广为人知 [1], ，但随着近期应用领域的发展，这一技术重新受到关注，例如新型 USB 标准、高功率计算设备的电源供应以及 48V 母线电压等级的采用。因此，混合开关电容变换器（HSCC）（图 1）在过去十年中受到了特别关注，用于实现非隔离式高电压变换比（VCR） [2]–[4]。与纯开关电容变换器（SCC）相比，许多（但并非全部）HSCC 能够实现软充电运行，从而消除 SCC 的主要瓶颈：电荷共享损耗 [5]以及非无损的稳压能力 [6]。与纯电感式变换器相比，额外的飞跨电容 C_F 能够阻断部分输入电压，从而允许使用低额定电压的开关器件，并实现更高开关频率的运行 [7]。HSCC 的优势主要源于无源元件方面的技术局限，即电感器相较于电容器的能量密度相对较低 [8], ；以及有源器件方面的技术局限，即阻断电压对开关性能的负面影响 [6], [9], [10]。

HSCC 拓扑的选择至关重要，因为它决定了约束条件如何分配到变换器的三个主要组件（开关器件、电容器和电感器）上。受 2000 年代开关电容变换器（SCCs）形式化研究的影响，拓扑类型主要源自开关电容变换器，例如 Dickson、串并联型、斐波那契型等。将传统开关电容变换器与输出端的电感器相结合，可产生大量可能的拓扑解决方案，

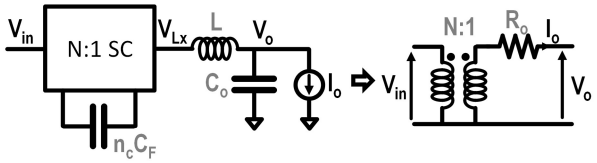

图 1：广义混合开关电容变换器结构及其行为模型。

因此，需要对它们进行多维度比较。此前的研究已经提出了一些强有力的比较工具，用于预测最小可实现的输出电阻 [10]–[12], ，这些工具大多受到专门针对开关电容变换器（SCCs）的建模方法的启发 [13], [14]。本文提出在 [15] 的基础上进一步完善这一研究工作，引入一种改进框架，用于对完全采用软充电的非谐振混合开关电容变换器（HSCC）拓扑进行归一化基准比较，并以两电平降压变换器作为基准，确保功率效率、电感电流和输出电压纹波均相同。

我们的方法与以往研究不同之处在于，我们通过不同拓扑中的开关面积和开关频率，建立了无源元件与有源元件利用率固有性能之间的联系。这使得我们能够在相同的导通损耗和开关损耗（包括电感损耗）下比较所有拓扑，同时保持相同的电感电流和输出电压纹波，从而确保比较公平。此外，我们的分析针对稳压混合开关电容变换器，其中“输出降压变换器”通过调节占空比实现电压稳压。换言之，电压变比 M 不一定等于电容网络所决定的固有非稳压直流-直流变换比（N:1）。我们的比较完全无量纲，因此对任意输入/输出电压/电流水平均成立，这有助于使结论具有较强的普适性。尽管本文在一组特定输入参数下进行了比较，但该方法可在各种约束条件（开关缩放定律、电压变比）下进行数值求解，从而将基准测试扩展至特定的目标设计空间。

本文的目的与其说是揭示同类最佳 HSCC，不如说是指出各类拓扑的优缺点。该框架可直接比较不同先前提出的 HSCC 的电感体积、带宽和额定电压，

使设计人员能够针对目标应用选择最佳折中方案。

II. 提出的比较框架

A. 假设与符号表示

尽管我们尝试寻找一种通用方法，但我们的方法仅适用于连续模式、稳态、无磁芯饱和或磁滞效应、输出端具有单个电感器 L，且完全采用软充电操作的情况。我们研究的是远低于谐振频率 [3], [16]时 HSCC 在降压模式下的运行情况。我们重点研究单相 HSCC，但该方法也可以扩展至 N 相。该方法还假设，在本文研究的开关频率范围内（约十倍频程），电感串联电阻（直流电阻，DCR）不会发生显著变化。为简化分析，所有飞跨电容均采用相同的电容值 C_F。本文中使用的所有符号均在正文中定义并解释，并在附录中进行了汇总。

B. 在等损耗和等纹波条件下确定变换器尺寸的方法

本研究提出的方法在等效功率损耗水平下，将特定 HSCC 拓扑的性能与两电平单相降压变换器（1B）的性能进行比较，同时考虑电感电流和输出电压纹波。

本分析中考虑的损耗包括开关的导通损耗（P_{cond}）、栅极驱动损耗（P_{drive}），以及由直流电阻（DCR）和电感器纹波引起的电感导通损耗（P_{ind}）。变换器的总损耗表示为:

$$\begin{aligned}\widetilde{P_{loss,k}} &= \widetilde{P_{cond,k}} + \widetilde{P_{drive,k}} + \widetilde{P_{ind,k}} \\ &= \widetilde{R_{o,k}}\widetilde{I_o^2} + \widetilde{E_{dr,k}}\widetilde{F_k} + R_L\widetilde{I_o^2}(1+\frac{\varepsilon}{12})\end{aligned} \tag{1}$$

其中，k 为拓扑索引，R_o 为等效输出阻抗，I_o 为输出电流，F 为开关频率，E_{dr} 为一个周期内换向所有开关器件所需的总能量，R_L 为输出电感器的直流电阻（DCR），ε 为电感器电流的相对纹波（相对于I_o）。使用波浪号标记的目的是区分相对于基准拓扑 1B 的归一化值（不带波浪号表示）与有量纲值（带波浪号表示）。

由于出于归一化目的，我们始终将拓扑 k 与 1B 进行比较，因此对于给定的电压变比（记为 $M = V_o/V_i$），比较过程遵循以下步骤:

- 求出总开关面积 A，以达到与 1B 相同的**输出阻抗**（相同的 P_{cond}），使用导通电阻、面积和电压阻断要求之间众所周知的关系（见 II.D）。
- 调整开关频率 F，以**使开关损耗与 1B 相等** P_{drive}，并采用导通电阻、栅极电容和阻断电压之间广泛认可的关系（见 II.E）。
- 调整电感器和电容值，以获得**相同的相对电感电流和输出电压纹波（与 1B 相同）**，从而实现均衡 P_{ind}。飞跨电容 C_F 值也相应地进行了推导，以便在远低于谐振频率的条件下运行。

作为输出，我们获得了相对于 1B 的开关面积 A_k、开关频率 F 和电感器值 L。根据这些数值，我们可以推导出与基准 1B 降压变换器相比，无源元件尺寸（电感器和电容器）及带宽方面的增益。

与以往工作相比，除 [15], 外，需要注意的是，$\{A,F\}$ 这一组合经过调整，以实现相同的功率效率，因此无源三元组 $\{L,C_F,C_o\}$也需要相应调整。 [15], 提出了类似的比较流程，但我们将其扩展到不对称开关尺寸的情况：调整每个开关的电导，以尽量降低目标 M下的导通损耗。

目标电压变比 M 不一定是电感器 $M \neq N$ 前端所连接的 SCC 网络的固有电压变比（N）。我们的分析旨在比较具有调节能力的 HSCC。通过增加一个额外状态来实现电压调节，此处将其表示为 G，该状态可将电感器左端子（V_{Lx}）接地（图 1）。

C. 有源器件缩放模型

在详细解释每个步骤之前，我们先讨论开关性能与额定电压之间的权衡关系。前面已经介绍了常见的成本缩放模型，用于建立尺寸、导通电阻、开关能量和额定电压 [6], [9], [10]之间的关系。根据不同的应用场景（级联结构、恒定电场、高电压），比电阻 R_{sp}（电阻面积乘积）和单位面积开关能量 E_{dr} 与阻断电压之间具有如下关系:

$$\widetilde{R_{sp}} \propto \widetilde{V_s}^{\alpha}; \widetilde{E_{dr}} \propto \widetilde{V_s}^{\beta} \tag{2}$$

其中，α 和 β 的变化范围为 0 到 2，V_s 是开关所能承受的阻断电压。

D. 步骤 1：开关面积的确定

第一步是针对给定的输出阻抗，求出最小开关面积 $\widetilde{A_{k,min}}$，该输出阻抗由 1B 参考($R_{o,1B}$) 确定:

$$\widetilde{A_{k,min}} = \arg\min_{R_i} \widetilde{A_k} \tag{3}$$

其中，R_i 是当$\widetilde{A_k}$ 最小时 i^{th} 开关的导通电阻。

灵感来源于 [13],$\widetilde{A_k}$ 和 $\widetilde{R_{o,\ k}}$ 之间的关系为:

$$\widetilde{A_k} = \sum_i^{switch} \frac{\widetilde{V_{s,i}}^{\alpha}}{\widetilde{R_i}}; \widetilde{R_{o,k}} = \sum_i^{switch} R_i C_i(M) \widetilde{I_o}^2 \tag{4}$$

其中，$V_{s,i}$ 表示第 i 个开关的阻断电压。C_i 表示流经第 i^{th} 个开关的输出均方根电流所占的比例（稍后解释）。

~为避免受输出电流 I_o、输入电压 $\widetilde{V_{in}}$、输出阻抗 R_o 以及电阻-面积乘积 R_{sp} 的影响,

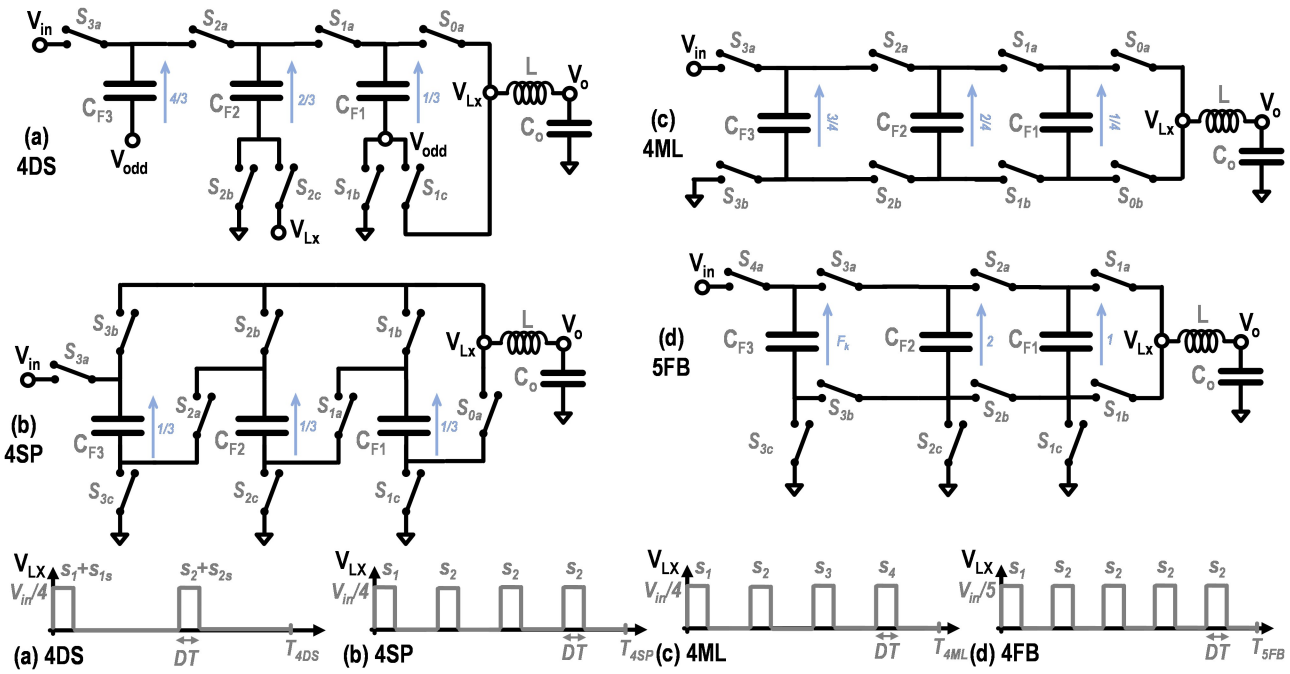

图 2：选定的拓扑：N=4 的原理图

通过将所研究拓扑的输出阻抗 k 除以 1B 来进行归一化处理：

$$A_k = \frac{\widetilde{A_k(R_o)}}{\widetilde{A_{1B}(R_o)}} = f(C_i, V_{s,i}, \alpha) \tag{5}$$

这里，$\widetilde{A_k(R_o)}$ 表示输出阻抗等于 R_o时的开关面积，而 A_k 表示归一化面积。

与先前的研究相比，我们选择定义“电流倍增器” C_i，而非“电荷乘数” q_i [13]，因为软充电操作所强制的是电流流动，而非电荷量。为了确定 C_i，必须考察每个开关中的电流流动：

$$\widetilde{I_{sw,i}} = C_i(M)\widetilde{I_o} \tag{6}$$

这里，$\widetilde{I_{sw,i}}$ 是开关在一个开关周期（$1/F$）内流过的均方根电流 i^{th}。

此外，为了使导通损耗 P_{cond}相等，比较时通常不采用相同的开关面积 A_k，而是采用相同的输出阻抗R_o。由于导通损耗不像 SCC 中那样依赖于频率，因此开关频率 F 在此处不起作用，仅在步骤 2 中确定。最小 A_k 和最优导通电阻分配 R_i 可以通过数值优化方法（如穷举搜索）或解析方法（如拉格朗日乘数法）求得。

E. 步骤 *2*：开关频率的确定

切换所有开关器件所需的归一化能量 E_{dr}，在上一步中使用以下公式确定：

$$E_{dr,k} = \frac{\widetilde{E_{dr,k}}}{\widetilde{E_{dr,1B}}} = \sum_{i}^{\#switch} S_i \frac{V_{s,i}^{(\alpha+\beta)}}{R_i} \tag{7}$$

这里，S_i 是相对开关频率（以 F 为参考）。

由于 F 是考虑到 F_{1B}的相对开关频率，其值为 1，因此可表示为：

$$F_k = \frac{\widetilde{F_k}}{\widetilde{F_{1B}}} = \frac{1}{E_{dr,k}} \tag{8}$$

该频率与 1B 中的驱动损耗保持一致。与其他归一化参数类似，F_k 不依赖于 $\widetilde{\ }$ 或 V_{in}，也不受输出功率影响，因为归一化是相对于 1B 进行的，而 1B 在相同的 V_{in} 条件下传输相同的功率。

F. 步骤 *3*：无源元件参数的确定

当 SCC 网络决定开关节点的电压 V_{Lx} 时，可使用周期稳态约束求得电感电流纹波：

$$\widetilde{\Delta I_{L,k}} = \frac{\widetilde{V_L}\widetilde{T_s}}{\widetilde{L_k}} = \widetilde{D_k}\frac{\widetilde{V_{Lx,k}} - \widetilde{V_o}}{\widetilde{L_k}\widetilde{F_k}} \tag{9}$$

这里，$V_{lx,\ k}$ 是开关电容结构（图1）输出端产生的电压，D_k 是占空比，T_s 是导通状态的持续时间。

为尽可能提高该方法的通用性，我们进行归一化处理，并将纹波与 1B 进行比较，即电感器中的电流纹波与 1B 相同，具体如下：

$$\frac{\widetilde{\Delta I_{L,k}}}{\widetilde{\Delta I_{L,1B}}} = \frac{d_k(m_k - M)}{L_k F_k(1-M)} = 1 \tag{10}$$

表I：所选HSCC的拓扑参数

Topo	#电容器	#开关	m	d	p	s	C^2	S	V_s	V_c
			$V_{Lx}/\widetilde{V_{in}}$	D/M	V_{Lx} 脉冲		电流倍增器	开关活动	阻断电压	电容器直流电压
							S0a;S0b;S1a;S1b;S1c;S2a;S2b;S2c;S3a;S3b;S3c;S4a			C_{F1};C_{F2};C_{F3}
1B	0	2	1	1	1	-	M,1-M	1;1	1;1	-
2ML	1	4	1/2	1	2	1	M;1-M;M;1-M	1;1;1;1	1/2;1/2;1/2;1/2	1/2
3ML	2	6	1/3	1	3	2	M;1-M;M;1-M;M;1-M	1;1;1;1;1;1	1/3;1/3;1/3;1/3;1/3;1/3	1/3; 2/3
3SP		7	1/3	1	3	2	1-2M; M; M/2; 1-5/2M; M; M/2; M/2	2;1;2;1;1;1;2	1/3;1/3;1/3;1/3;2/3;2/3;2/3	1/3;1/3
3FB		7	1/3	1	3	2	1-5/2M;2M;1-2M;M;M;M/2;M/2	1;2;2;1;1;1;2	1/3;1/3;1/3;1/3;2/3;2/3;1/3	1/3;2/3
3DS		7	1/3	2/3	2	2	3/4M; M; 1/4; 1/4+M/4; 3/4M; 1/4+M/4; 1/4	2;1;1;2;1;1;1	1/3;2/3;1/3;1/3;1/3;1/3;1/3	1/3; 2/3
4ML	3	8	1/4	1	4	2	M;1-M;M;1-M;M;1-M;M;1-M	1;1;1;1;1;1;1;1	1/4;1/4;1/4;1/4;1/4;1/4;1/4;1/4	1/4; 1/2; 3/4
4SP		10	1/4	1	4	3	1-3M;M;M/3;1-11/3M; ;M/3;M/3;M;M/3;M/3	3;1;3;1;1;1;3;1;1;3	1/4;1/4;1/4;1/4;1/4; 1/2;1/2;3/4;3/4;3/4	1/4;1/4;1/4
5FB		10	1/5	1	5	2/3	1-14/3M;3M;1-3M;M/2; M; M/3; M/3; M/3; M/2; M/2	2;3;3;2;2;3;3;3;2;2	1/5;1/5;1/5;1/5;2/5; 2/5;2/5;3/5;3/5;2/5	1/5;2/3;3/5
4DS		8	1/4	2	2	2	2/3M; 2/3M; 1/4+M; 1/4+M; 2/3M 1/4-M/3;1/4-M/3;2/3M	1;1;1;1;1;1;1;1	1/4;1/2;1/4;1/4;1/2; 1/4;1/4;1/4	1/4; 1/2; 3/4

此处， d_k 是归一化占空比比值（D_k/M）， m_k 定义为 max($V_{Lx,k}$)/V_{in}，而 $d_{1B} = m_{1B} = 1$ 则按之前的定义确定。

通过拓扑检查以及上一步对F_k的确定，可以求得相对电感器值 L_k 。输出电容值$C_{o,\ k}$也可以通过类似的方法提取，其表达式为：

$$C_{o,k} = \frac{1}{L_k F_k^2} \frac{d_k(m_k - M)}{p_k(1 - M)} \tag{11}$$

这里， p_K 是 V_{Lx} 在一个 HSCC 周期内经历的脉冲数。

与 [15] 中保持每个 C_F 上的电压纹波恒定的做法相反，这里的飞跨电容值是通过在相同的 SCC 比率下保持电路工作于非谐振状态来推导的，具体如下：

$$C_{F,k} = \frac{s_k d_k^2}{L_k F_k^2} \tag{12}$$

这里， s_k 是指 SCC 网络在所有状态下形成的相对于 C_F 的等效飞跨电容。

G. 电感体积和带宽

在本文中，我们假设电感器决定了总体积，这在大多数实际设计中通常如此 [15],不过，未来的工作将考虑将电容器体积也纳入其中。电感器的体积可以通过电感器中储存的能量来评估（ϵ<<1， ΔV_{ci}<<V_{ci}）：

$$U_{L,k} = \frac{\widetilde{U_{L,k}}}{\widetilde{U_{L,1B}}} = L_k \tag{13}$$

根据无源元件的参数，与 [17],输出滤波器拐角频率或开环带宽类似，可以推导出：

$$BW_k \propto \frac{1}{\sqrt{L_k C_{o,k}}} \tag{14}$$

由于在某些应用中，瞬态响应和电感体积都是两个重要的设计目标，因此我们还引入了一种任意优值（FoM），将 BW_k 和1/$U_{L,\ k}$ 相乘，以表示这种权衡。

III. 拓扑基准测试

A. 选定的拓扑

本文将分析范围限制在最多三个飞跨电容，以保持无源器件数量处于合理水平，尽管该分析很容易扩展到更多飞跨电容。此外，我们仅考虑输出端具有单个电感器且完全采用软充电操作的 HSCC。此限制缩小了所有常见开关电容拓扑的选择范围，因为这些拓扑并非始终与软充电兼容。一些同时具有软充电和硬充电操作的已提出拓扑，例如为了实现双路径变换器 [18],，不在本文的研究范围之内。此前的研究已经正式揭示了满足这一要求（且飞跨电容值不为无穷大）的配置 [15]: 串并联型（SP）和斐波那契型（FB）。Dickson 并非天然适用于软充电的配置，但可以通过引入分裂相位 [16], 对其进行改进，使其兼容软充电，本文将这种配置称为 DS。梯形拓扑和倍压拓扑未纳入我们的基准测试，因为它们通常不适用于软充电。根据我们的建模假设，下面将对 SP、FB 和 DS 进行比较。此外，传统的飞跨电容多电平变换器（ML）也被纳入基准测试，因为它们同样满足约束条件 [16], [19], [20]。这些拓扑与 [7] 中提出的直接变换分类相一致。

本文使用 N 前缀命名 N:1 自然开关电容变换器电压变换比。飞跨电容的数量为 N-1（5FB 除外，其数量遵循斐波那契数列）。 G 状态为接地相位，即电感器退磁的相位。通过调节 G状态的持续时间，可实现目标电压变换比 M，该目标值由飞跨电容网络给出的自然 N:1 电压变换比获得。

B. 以 4ML 为例确定输入参数

在本节中，我们以 4-to-1 HSCC 的多电平配置（4ML）为例，说明拓扑参数（C, S, V_s, V_c, m, d, p, s）的确定方法。其电路原理图和四状态序列分别如图 2 (c) 和表II所示。

在电荷平衡理想的稳态运行中（假设各状态的持续时间相等），电容网络会提供一个在 0 和 $\widetilde{v_{in}}/4$（m_k=1/4）之间切换的 V_{LX} 脉冲序列。电压变比与占空比之间的关系

~为 $D = M$ （d_k=1），因为在 V_{Lx}上有四个幅值为 $V_{in}/4$、持续时间为 D 的脉冲。表II给出了流经各状态的归一化电流（相对于输出电流）。根据此表，可以确定一个周期内流经各个开关的均方根电流，从而得到 C向量（汇总于表I）：

$$C_i = \sqrt{\frac{1}{T}\sum_{j}^{state} c_{i,j}^2 T_j} = f(M) \tag{15}$$

其中， T_j 为 j^{th} 相位的持续时间，$c_{i,j}$ 为流经 i^{th} 开关的归一化电流， T 为周期，且$f(M)$仅为电压变比的函数。

V_s 向量表示每个开关器件承受的最大阻断电压，也通过电路检查确定（表I）。在 4ML 中，由于每个开关器件在一个周期内都换相一次（导通和关断），所有开关器件的开关活动度均为 1。因此， S 等于全 1 向量。由于该拓扑有三个飞跨电容， V_c 是一个三元素向量，其中 i^{th} 值表示 i^{th} 电容两端的直流电压。

所有筛选出的拓扑参数见表I。为说明开关标号，图2给出了三种基于电容的原理图。其余拓扑沿用相同的命名逻辑，但开关器件数量较少。为实现电荷平衡和软充电操作，这十种拓扑的操作相较于其基准开关电容变换器对应拓扑略有调整。同样，Dickson NDS 包含分裂相位（称为 1s、2s），如[16]中所述。串并联NSP拓扑有一个充电状态（第一相位）和 N 个放电状态（第二状态），用于电荷平衡 [10]。

C. 设计参数确定

为了在给定电压变比 (M) 下获得与 1B 相同的功率效率和输出电压纹波，我们按照第二节所述的三个步骤，通过数值计算确定了上述十种拓扑的设计参数，即开关面积 A、开关频率 F 和无源元件参数 (L, C_o,C_F)。图 3 展示了针对一组特定输入变量得到的这些变量，与 [13] 中提出的 $G-V^2$ 方法一致。需要注意的是，此处得出的结论取决于这些输入参数，并且仅适用于前文所述的特定情境（更多说明请参阅讨论部分）。

在步骤 1 中，需要针对目标电压变比 M （其中 $M \neq 1/N$）以及开关在 R_i 级之间的分配，对开关面积 A 进行最小化。在 DS拓扑 中，开关 $S_{i,b}$ 和 $S_{i,c}$ 比 $S_{i,a}$更为庞大（其中 $D << 1$）。总体趋势是，随着 N 增加（飞跨电容增多），电感器 L 和输出电容 C_o 的值减小，而飞跨电容 C_F 的值趋于增大。

对于给定的开关活动度 S，开关频率F （如图3中的橙色柱所示）与 A成反比，如公式（8）所示。不过，FB 和 SP

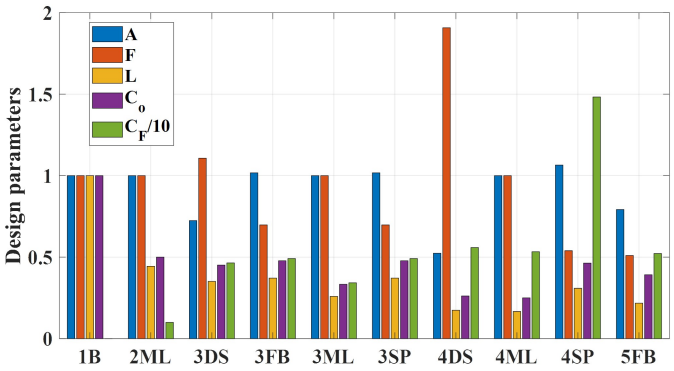

图3：给定一组输入变量（M=0.1,α=2,β=1）的最优设计参数

拓扑存在一个显著缺点，即额外的相位会在一个周期内引入多次换流（$S_i = 2$，或根据表I，某些开关器件中为3次）。为了保持相同的相对电感电流纹波（如图3中的黄色条形所示），Dickson拓扑需要更长的脉冲宽度（更高的 d），而其较高的 F 在一定程度上弥补了这一点。 [15] 得出的结论是，ML和DS具有相近的电感值，这与我们的研究结果一致。然而，与 [15],不同，我们观察到，尽管ML和DS的尺寸设计方法存在差异，但它们的飞跨电容值相近。

对于输出电容 C_o，在给定 N 的情况下，具有更多脉冲（p）的拓扑具有优势。然而，较少的脉冲（低 p）会对 DS 拓扑产生不利影响，但较高的 F 和较低的 L 值可以对此进行补偿，从而达到与其他拓扑相似的 C_o 值。最后，飞跨电容 C_F 的值取决于电感器 L、开关频率 F 以及 s 和 d 参数，如公式 (12) 所示，以确保其工作频率低于由 L 和网络中的等效飞跨电容构成的 LC 谐振器的自谐振频率。

总之，对于给定数量的飞跨电容，ML 拓扑在保持电容值最低的同时，实现了电感值的最大降幅。需要注意的是，这里得出的结论取决于特定参数和前文介绍的背景，不应将其视为舍弃某些拓扑的普遍依据。相反，这里的目的是提供一个数值示例，以展示该框架对不同 HSCC 进行基准评估的能力。

D. 电感体积与带宽比较

如 II-G 所述，电感体积根据设计变量值推导得出。在图 4 中，电感体积增益（$1/U_L$）往往会随着 N 的增加而降低。与 1B 相比，4DS 和 4ML 拓扑表现最佳，可将体积减少约 6 倍。

图 4 还展示了开环带宽（橙色柱）与前文 II.G 中介绍的优值之间的比较。提高 N 显然有助于获得更大的带宽，因为几乎所有拓扑都倾向于减小输出滤波器的取值 $\{L, C_o\}$。优值（黄色柱）显示

表II: 所选 10 种拓扑中各开关在各状态下流过的归一化电流 (I_{sw}/I_o) es

topo	1B		2ML			3ML				4ML					3SP			4SP			3FB			5FB			3DS					4DS				
状态	1	G	1	2	G	1	2	3	G	1	2	3	4	G	1	2	G	1	2	G	1	2	G	1	2	G	1	1s	2	2s	G	1	1s	2	2s	G
Ts	D	1-D	D	D	1-2D	D	D	D	1-3D	D	D	D	D	1-4D	D	2D	1-3D	D	3D	1-4D	D	2D	1-3D	D	4D	1-5D	2/3D	1/3D	2/3D	1/3D	1-2D	3/4D	1/4D	3/4D	¼D	1-2D
0a	1		1			1				1					1		1	1		1							1/2			1		2/3				
0b		1		1	1		1	1	1		1	1	1	1																						
1a				1				1				1			1			1				1/2	1		1/3	1			1					1/3	1	
1b			1		1	1	1		1	1	1		1	1		1/2			1/3			1			1		1/2			1	1/2	1	1			1/2
1c																1/2	1		1/3	1	1		1	1		1			1		1/2			1	1	1/2
2a							1						1		1			1			1			1/2			1/2	1				1/3	1			
2b						1		1	1	1	1	1		1		1/2			1/3		1			1					1		1/2			1/3	1	1/2
2c																1/2			1/3			1/2			1/3		1/2	1			1/2	1/3	1			1/2
3a											1							1				1/2			1/3									2/3		
3b										1		1	1	1					1/3						1/3											
3c																			1/3					1/2												
4a																								1/2												

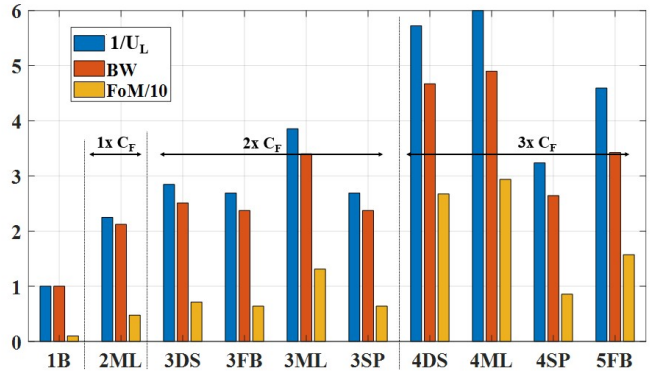

图4：给定一组输入变量 (M=0.1,α=2,β=1) 时，无源体积、开环带宽和优值的比较。

增加飞跨电容的数量可在体积和开环带宽方面带来双重优势。

IV. 讨论

本文提出了一种比较框架，用于评估不同软充电单电感混合开关电容变换器 (HSCC) 拓扑的相对性能。该框架考虑了多项约束，包括相同的功率损耗和相同的纹波，并且仅使用依赖于拓扑的参数和少量依赖于应用的输入变量。需要注意的是，本研究得出的结论仅适用于非谐振 HSCC，因为谐振 HSCC 具有特定的损耗机制 [12]。本文未涵盖某些 HSCC，例如在电容网络输入端 [21] [22] 或中间位置 [23] 设置多个电感器的 HSCC，因为其损耗机制需要重新考量，这将作为未来的研究内容。

我们的框架明确揭示了固有开关应力（由 A 值表示）与电感器体积之间的关系，而电感器体积由开关频率（$F \propto 1/A$）和拓扑相对参数决定。

d，m，p）。该框架的优势可通过 DS 系列拓扑所得的结果得到体现。Dickson 拓扑因其出色的有源利用率而广受认可，在快速开关极限（FSL）下可实现最低的输出阻抗 [13]。如图3中的蓝色柱所示，本文证实了 Dickson 拓扑在减小开关面积方面的优势；与其他拓扑相比，其开关面积显著降低，最高可达

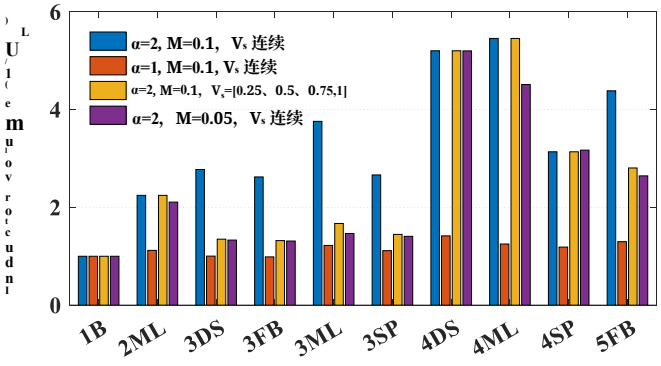

图 5：输入变量对电感体积缩减的影响（β=0）。

50%。然而，我们还表明，考虑前文提到的额外约束，并在尺寸设计过程中纳入相位拆分后，Dickson 拓扑的优势会有所减弱，尤其是与多电平拓扑（ML）相比时。

如引言中所述，我们的分析仅限于一种理想化的尺寸设计过程，该过程假设能够针对每种额定电压获得最佳的比电阻。然而，现成元器件或硅集成技术通常无法提供如此广泛的额定电压选项，这可能会限制具有不同 V_S 向量取值的拓扑在实际中的应用。通过检查 V_S 向量中不同取值的数量，设计人员可以轻松评估所需的潜在开关类型。对于希望量化这一影响的读者，我们在图 5 中展示了将 V_S 量化为 4 个离散值（黄色柱状条），而非采用 V_S 的最优值（蓝色柱状条）所产生的影响。尽管 4 ML 和 4DS 仍然是最佳选择，但两种飞跨电容结构的优势已大幅减弱。

开关缩放定律的系数（α and β）也会显著影响结论。例如，当开关惩罚较低时（即，α 和 β较低），HSCC 的优势会减弱，从而导致排名发生变化，在某些情况下，1B 可能是最佳选择。在图 5 中（蓝色和红色柱状图），我们比较了两种不同开关缩放参数（α）下的电感体积增益。当开关惩罚较低时，4DS 拓扑的性能优于 4ML 拓扑。

此外，电感体积的缩减幅度也随电压变换比而变化。图 5（紫色柱状条）展示了 $M = 0.05$ 的情况。在此情况下，4DS 的表现优于其他拓扑，包括 4ML。此外，两个飞翔

电容器拓扑与 1B 相比并未表现出任何改进，因此不建议采用。

经过一些实践，设计人员可以展示每个拓扑参数（C，S，V_s，V_c，m，d，p，s）对其特定关注点的影响，这也有助于引入新的拓扑。我们对该方法的描述使得任何新出现的拓扑都能得到分析，并纳入比较范围。问题在于，哪些拓扑参数有利于提升体积和开环带宽，从而实现更优性能？对方程的考察旨在尽可能降低 C，V_s，V_C，S，s，和 d的值，并提高 p。遗憾的是，某些参数存在内在关联，例如 V_C 和 V_S。飞跨电容上承受的电压越高（ V_C越高），开关器件所需的额定电压就越低（ V_S越低）。

需要注意的是，实际变换器设计除了考虑功率晶体管和无源元件的尺寸外，还需考虑其他因素，例如电压变比范围、开关器件数量、栅极驱动器、额外的漏极电容损耗、电平转换器、电容器电荷平衡、启动阶段的电压应力、反馈控制、PCB布线和电磁干扰。这可能使低 N 拓扑颇具吸引力。不过，最终选择时必须根据具体应用，综合考虑所有因素及其加权系数。

V. 结论

本文提出了一个用于比较非谐振混合开关电容变换器的综合框架。通过调整开关面积 A 和开关频率 F，我们建立了各拓扑的有源与无源性能之间的关系，从而确定在效率和纹波与传统降压变换器相同的情况下，电感体积可实现的缩减幅度以及带宽的提升幅度。本文的讨论为设计人员在决策过程中运用这一框架提供了实用指南，也可用于评估新提出的拓扑的性能。

附录：变量定义

尽管论文中已分别定义了各个拓扑变量、设计变量和输入变量，为方便起见，我们在下文对其进行汇总。拓扑相关术语如下：

<escape>• 1</escape>B：1 相位两电平降压变换器<escape> [24]</escape>

- NML：N:1 飞跨电容多电平 [25]–[28]
- NSP：N:1 串并联 [4], [25], [26]
- NFB：N:1 斐波那契混合变换器 [26], [29]
- NDS：N:1 混合式 Dickson 开关电容器变换器 [5], [25], [26], [30]

描述拓扑的拓扑变量为：

- 电流向量 C 表示在整个开关周期T内流经各个开关的均方根电流。每个元素均以 I_O 为基准进行归一化。该符号表示法类似于 [13] 中使用的电荷乘数。
- 每个开关的开关活动率由向量 S 中的各个元素给出。 N 的值表示所考虑的开关在 T 期间内进行 N 次切换。
- 向量 V_s 中的每个元素表示所有状态下各个开关所经历的最大电压。所有$\widetilde{\ }$分量均相对于 V_{in}进行归一化。
- 每个飞跨电容所承受的电压由向量 V_c 描述，其中每个元素均为以 V_{in} 为参考的归一化$\widetilde{\ }$电压。单位值表示电容两端的直流$\widetilde{\ }$电压为 V_{in}。
- 标量 m_k 表示归一化后的 V_{Lx} 电压，通过将最大 V_{Lx} 除以 V_{in} 得到。
- 目标电压变换比 M 与占空比 D 之间的关系由归一化占空比 $d_k = \frac{D}{M}$ 表示。
- $\overline{V_{Lx}}$ 的归一化表观开关频率由标量 p表示。 N的值表示 V_{Lx} 开关器件在 T期间切换N 次。
- 在 T 期间，从电感器观察到的任意状态下的最小归一化等效飞跨电容由标量 s表示。该值以 C_F为基准进行归一化。

定义设计背景的输入 变量如下：

- 电压变换比（M）。
- 有源器件缩放定律（α 和 β）。

框架针对 1B 得出的设计变量如下：

- 要获得与 1B 相同的输出电阻所需的相对开关面积（A）。
- 要获得与 1B 相同的开关损耗所需的相对开关频率（F）。
- 要获得与 1B 相同的电感器纹波所需的相对电感器值（L）。
- 要获得与 1B 相同的电压纹波所需的相对输出电容值（C_o）。
- 为使开关频率与由 C_F 和 L组合形成的最低自谐振频率之间获得相同比值所需的相对飞跨电容值（C_f）。

拓扑 k 的每个相对值 x_k 均可相对于拓扑1B中 x 的绝对值去归一化为 $\widetilde{x}$ ，具体如下：

$$\widetilde{x_k} = x_k \widetilde{x_{1B}} \tag{16}$$

参考文献

[1] R. Middlebrook，“具有高变换比的无变压器直流-直流变换器”，*IEEE*电力电子学汇刊，第3卷，第4期，第484–488页，1988年10月。[2] K. Nishijima、K. Harada、T. Nakano、T. Nabeshima 和 T. Sato，“用于电压调节模块（VRM）的双级降压双相降压变换器分析”，载于*INTELEC 05* - 第二十七届国际电信会议。德国柏林 Estrel 酒店：IEEE，2005年9月，第497–502页。 [在线]。获取地址：http://ieeexplore.ieee.org/document/4134388/ [3] V. Yousefzadeh、E. Alarcon 和 D. Maksimovic，“用于包络跟踪应用的三级降压变换器”，*IEEE*电力电子学汇刊，第21卷，第2期，第549–552页，2006年3月。 [在线]。获取地址：http://ieeexplore.ieee.org/document/1603688/

[4] R. C. Pilawa-Podgurski、D. M. Giuliano 和 D. J. Perreault，“采用软充电开关电容能量传输的两级合并式功率变换器架构”，载于*2008*年*IEEE*电力电子专家会议，2008年6月，第4008–4015页，iSSN：2377-6617。[5] Y. Lei 和 R. C. Pilawa-Podgurski，“感性负载下开关电容直流-直流变换器的软充电操作”，载于*2014*年*IEEE*应用电力电子会议暨展览会——*APEC 2014*，2014年3月，第2112–2119页，iSSN：1048-2334。[6] J. T. Stauth，“毫米级直流-直流变换器的发展路径：趋势、机遇与局限”，载于*2018*年*IEEE*定制集成电路会议（*CICC*），2018年4月，第1–8页，iSSN：2152-3630。[7] K. Kesarwani 和 J. T. Stauth，“飞跨电容多电平直流-直流变换器的谐振与多模式运行”，载于*2015*年*IEEE*第*16*届电力电子控制与建模研讨会（*COMPEL*），2015年7月，第1–8页，iSSN：1093-5142。[8] D. J. Perreault、J. Hu、J. M. Rivas、Y. Han、O. Leitermann、R. C. Pilawa-Podgurski、A. Sagneri 和 C. R. Sullivan，“甚高频功率变换中的机遇与挑战”，载于*2009*年第二十四届*IEEE*应用电力电子会议暨展览会，2009年2月，第1–14页，iSSN：1048-2334。[9] B. Baliga，“面向高频应用的功率半导体器件品质因数”，*IEEE*电子器件快报，第10卷，第10期，第455–457页，1989年10月。[10] W. C. Liu、Z. Ye 和 R. C. Pilawa-Podgurski，“一种面向数据中心应用的48 V至4 V两级谐振开关电容变换器：峰值效率达97%，电流密度达308 A/in3”，载于*2020*年*IEEE*应用电力电子会议暨展览会（*APEC*），2020年3月，第468–474页，iSSN：2470-6647。[11] S. Pasternak、C. Schaef 和 J. Stauth，“用于混合/谐振开关电容变换器优化、分析与比较的等效电阻法”，载于*2016*年*IEEE*第*17*届电力电子控制与建模研讨会（*COMPEL*），2016年6月，第1–8页。[12] Z. Ye、S. R. Sanders 和 R. C. N. Pilawa-Podgurski，“混合谐振开关电容变换器无源元件体积的建模与比较”，*IEEE*电力电子学汇刊，第37卷，第9期，第10 903–10 919页，2022年9月。[13] M. D. Seeman 和 S. R. Sanders，“开关电容直流–直流变换器的分析与优化”，*IEEE*电力电子学汇刊，第23卷，第2期，第841–851页，2008年3月。[14] H.-P. Le、S. R. Sanders 和 E. Alon，“全集成开关电容直流-直流变换器的设计技术”，*IEEE*固态电路期刊，第46卷，第9期，第2120–2131页，2011年9月。[15] Y. Lei、W.-C. Liu 和 R. C. N. Pilawa-Podgurski，“评估适用于大电压变换比的飞跨电容多电平变换器和混合开关电容变换器的解析方法”，载于*2015*年*IEEE*第*16*届电力电子控制与建模研讨会（*COMPEL*），2015年7月，第1–7页，iSSN：1093-5142。[16] Y. Lei、R. May 和 R. Pilawa-Podgurski，“分相控制：实现Dickson开关电容变换器的完全软充电操作”，*IEEE*电力电子学汇刊，第31卷，第1期，第770–782页，2016年1月。[17] V. Yousefzadeh、E. Alarcon 和 D. Maksimovic，“用于射频功率放大器包络跟踪的三级降压变换器”，载于第二十届*IEEE*应用电力电子会议暨展览会，*2005*年。*APEC 2005*。，第3卷。美国得克萨斯州奥斯汀：IEEE，2005年，第1588–1594页。 [在线资源]。可访问：http://ieeexplore.ieee.org/document/1453248/ [18] W. Jung、S.-U. Shin、S.-W. Hong、S.-M. Yoo、T.-H. Kong、J.-H. Yang、S.-H. Kim、M. Choi、J. Shin 和 H.-M. Lee，“采用无环路自动校准实现飞跨电容自平衡的双路径三级降压变换器”，*IEEE*电力电子学汇刊，第36卷，第1期，第51–55页，2021年1月。[19] N. C. Brooks、S. Coday、M. E. Blackwell、R. A. Abramson、N. M. Ellis 和 R. C. N. Pilawa-Podgurski，“飞跨电容多电平变换器在谐振及谐振以上频率下的运行”，载于*2022*年*IEEE*第*23*届电力电子控制与建模研讨会（*COMPEL*），2022年6月，第1–7页，iSSN：1093-5142。[20] W. Kim、D. Brooks 和 G.-Y. Wei，“一种用于纳秒级动态电压频率调节的全集成三级直流-直流变换器”，*IEEE*固态电路期刊，第47卷，第1期，第206–219页，2012年1月。[21] R. Das、G.-S. Seo 和 H.-P. Le，“极高变换比双电感混合变换器的分析”，*IEEE*电力电子新兴与精选主题期刊，第9卷，第5期，第5249–5260页，2021年10月。

<escape>[22] </escape>G.-S. Seo 和 H.-P. Le，“S-混合降压直流-直流变换器——工作原理分析与设计考量”，<escape>*IEEE Trans- actions on Industrial Electronics*</escape>，第67卷，第1期，第265–275页，2020年1月。 <escape>[23] </escape>C. Hardy 和 H.-P. Le，“11.5 A、21W、94.8%效率的可重构单电感多级混合直流-直流转换器”，载于 <escape>*2023 IEEE International Solid- State Circuits Conference (ISSCC)*</escape>，2023年2月，第190–192页，iSSN：2376-8606。<escape>[24] </escape>R. W. Erickson 和 D. Maksimovi<escape>´</escape>c，《电力电子学基础》，第二版，2001年精装第二版平装重印版。纽约州纽约市：Springer Science<escape>+</escape>Business Media, LLC，2001年。<escape>[25] </escape>Y. Lei 和 R. C. Pilawa-Podgurski，“软充电操作下开关电容直流-直流转换器的分析”，载于 <escape>*2013 IEEE 14thWorkshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*</escape>，2013年6月，第1–7页，iSSN：1093-5142。 <escape>[26] </escape>Y. Lei 和 R. C. N. Pilawa-Podgurski，“开关电容变换器谐振与软充电操作的通用分析方法”，<escape>*IEEE Transactions on Power Electronics*</escape>，第30卷，第10期，第5650–5664页，2015年10月。<escape>[27] </escape>J. S. Rentmeister 和 J. T. Stauth，“一种效率达92.4%、输入输出电压为5.5V:0.4–1.2V的飞跨电容多电平转换器，采用改进型纹波注入控制，实现快速瞬态响应与电容均衡”，载于 <escape>*2020 IEEE Custom Integrated CircuitsConference (CICC)*</escape>，2020年3月，第1–4页，iSSN：2152-3630。<escape>[28] </escape>Z. Ye、Y. Lei、W.-c. Liu、P. S. Shenoy 和 R. C. N. Pilawa-Podgurski，“用于基于氮化镓的飞跨电容多电平变换器的低成本紧凑型浮动栅极驱动电源电路的设计与实现”，载于 <escape>*2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*</escape>，2017年3月，第2925–2931页，iSSN：2470-6647。 <escape>[29] </escape>Y. Yamauchi、T. Sai、K. Hata 和 M. Takamiya，“ 一种 0.55 W 、 88% 效率、 78 kHz 、 48 V 转 5 V 的斐波那契混合直流-直流转换器集成电路，采用66 mm³无源元件，并针对冷启动瞬态自动切换转换器拓扑和占空比”，<escape>*IEEE Transactions on Power Electronics*</escape>，第36卷，第8期，第9273–9284页，2021年8月。 <escape>[30] </escape>P. Assem、W.-C. Liu、Y. Lei、P. K. Hanumolu 和 R. C. N. Pilawa-Podgurski，“采用65纳米CMOS工艺的宽转换比混合Dickson开关电容转换器”，<escape>*IEEE Journal of Solid-State Cir- cuits*</escape>，第55卷，第9期，第2513–2528页，2020年9月。