

TLVR Interleaved Class-D AC Power Amplifier

哈尔滨工业大学

曹伟

2026.8.10

功率放大器应用背景

■ 面向机器人/狗的关节电机驱动器测试，功率放大器需在额定大电流下复现高速电端口动态

功放背景

真实的物理实验



- ✓ 精度高
- × 规模受限，调试、维护困难
- × 成本高

数字仿真实验



- ✓ 参数可灵活修改、调试方便
- × 成本低
- × 精度低

应用场景

机器人/机器狗关节驱动器测试

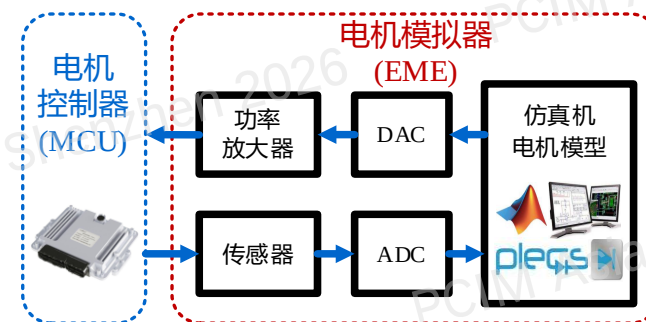


- ✓ 快速启停与正反转
- ✓ 冲击负载与转矩振荡
- ✓ 高速运行下反电势快速变化
- ✓ 电机参数与负载状态动态切换

需求指向：端口动态快、大电流

系统位置

PHIL / 电机模拟器：功率接口替代真实电机



- ✓ 电机模型根据端口电压、电流和转速生成目标电流
- ✓ 功率放大器将目标电流放大为真实功率级端口电流
- ✓ 带宽不足会导致幅值压缩、相位滞后和波形畸变

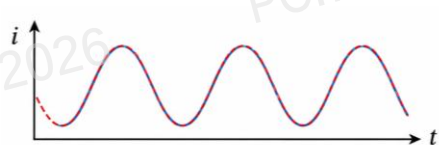
真实电机台架难以高效覆盖极端动态工况，因此需要电机模拟器进行功率级测试

■ 定义：功率放大器在**额定功率**下能够**不失真跟踪**正弦参考的最高频率

输出带宽

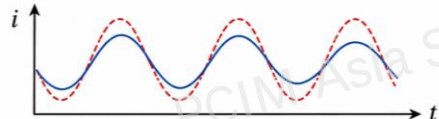
$$f_o < f_{FPBW}$$

准确跟踪



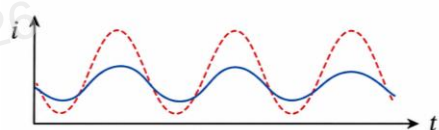
$$f_o \approx f_{FPBW}$$

跟踪边界



$$f_o > f_{FPBW}$$

幅值压缩、
相位滞后

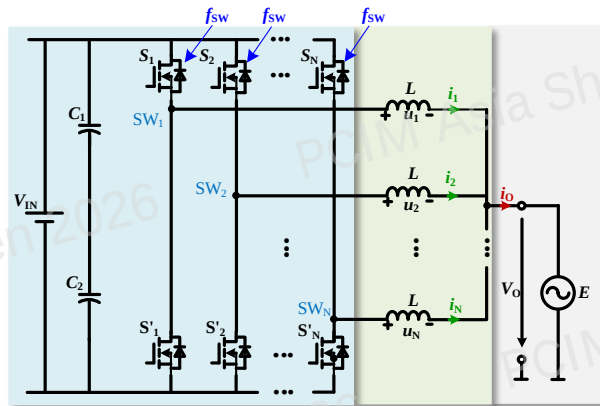


$$i_o^*(t) = I_{pk} \sin(2\pi f t)$$

$$\max \left| \frac{di_o^*}{dt} \right| = 2\pi f I_{pk}$$

$$f_{FPBW} = \frac{(di_o^* / dt)_{\max}}{2\pi I_{pk}}$$

传统交错



$$\text{输出电流斜率} \quad \frac{di_o}{dt} = \frac{d(i_1 + i_2 + \dots + i_N)}{dt} = \sum_{k=1}^N \frac{di_k}{dt}$$

$di_o/dt \uparrow$
传统交错

输出带宽提升N倍

支路纹波也提升N倍

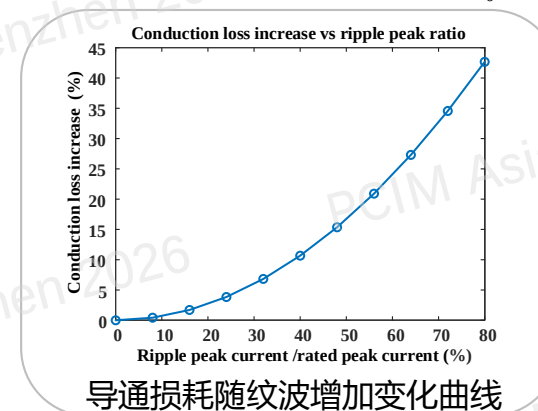
传统交错拓扑带宽提升会显著增加支路纹波!

纹波危害

纹波增大会带来器件损耗、电感损耗增加

导通损耗：增量与纹波幅值平方成正比

$$I_{rms}^2 \approx \frac{I_m^2}{2} + \frac{I_{r,pk}^2}{3} \quad P_{cond} = I_{rms}^2 R_{on} \Rightarrow \frac{\Delta P_{cond}}{P_0} \approx \frac{2}{3} \left(\frac{I_{r,pk}}{I_m} \right)^2$$



磁芯损耗：增量随频率和纹波幅值呈指数增长

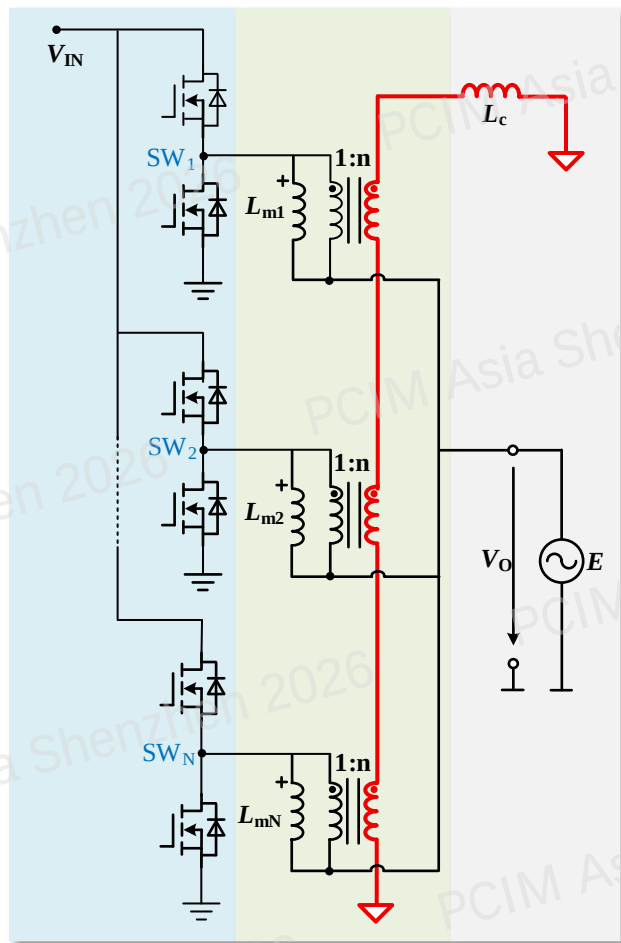
$$P_{cu,dc} = I_{rms,LF}^2 R_{dc}(T)$$

$$\star P_{cu,ac} = I_{rms,n}^2 R_{ac}(f_n)$$

如何增加带宽的同时不显著增加纹波?

TLVR!

- 将传统交错拓扑的支路电感替换成分立的**耦合电感**，并把各耦合电感的副边与一个单独的电感相连，形成**串联回路**



TLVR多相交错

- 各支路的耦合电感的主电感记为**励磁电感** L_m
- 串联回路上的单独电感记为**补偿电感** L_c
- 支路耦合电感将补偿电感电流传递到各支路上
- 各支路耦合电感之间**非磁集成**，**电气连接**，便于多相拓展

■ 支路电流为励磁电流与补偿电感电流之和

➢ 支路电流 i_k 等于励磁电流 i_{Lmk} 与耦合电流 i_{2k} 之和

➢ 耦合系数 1:1 → 耦合电流 i_{2k} 等于补偿电感电流 i_{Lc}

$$i_k = i_{Lmk} + i_{Lc}$$

➢ 上管导通时各支路耦合电感副边的电压为 $(V_{IN} - V_O)$

➢ 下管导通时各支路耦合电感副边的电压为 $-V_O$

➢ 励磁电感电流直接由上述电压决定：

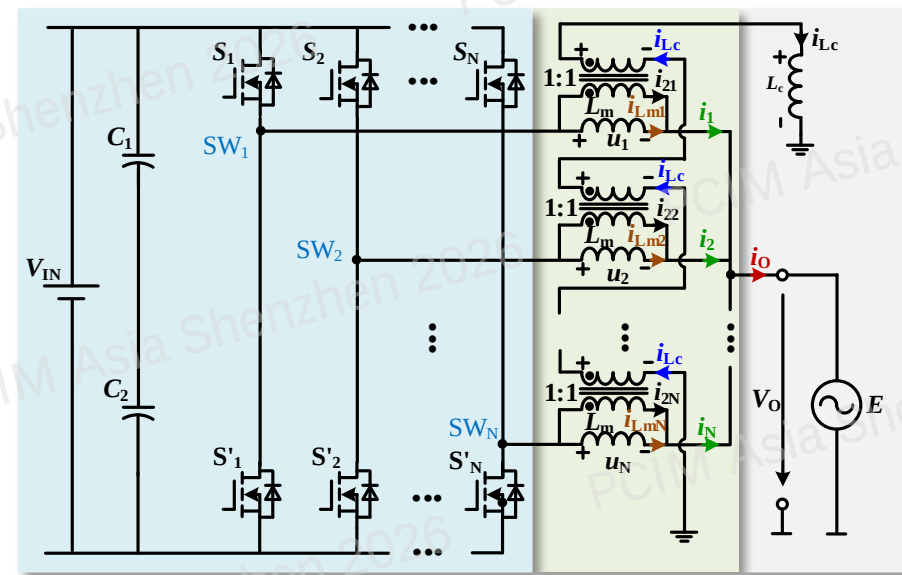
$$\frac{di_{Lmk}}{dt} = \begin{cases} \frac{V_{IN} - V_O}{L_{mk}}, & \text{第}k\text{支路上管导通} \\ \frac{-V_O}{L_{mk}}, & \text{第}k\text{支路下管导通} \end{cases}$$

➢ 补偿电感上压降等于各支路电感两端电压之和，得到补偿电感电流：

$$\frac{di_{Lc}}{dt} = \frac{n(V_{IN} - V_O) + (N - n)(-V_O)}{L_c} = \frac{nV_{IN} - NV_O}{L_c}$$

设总支路数 N ，上管导通支路数 n ，下管导通支路数 $(N-n)$

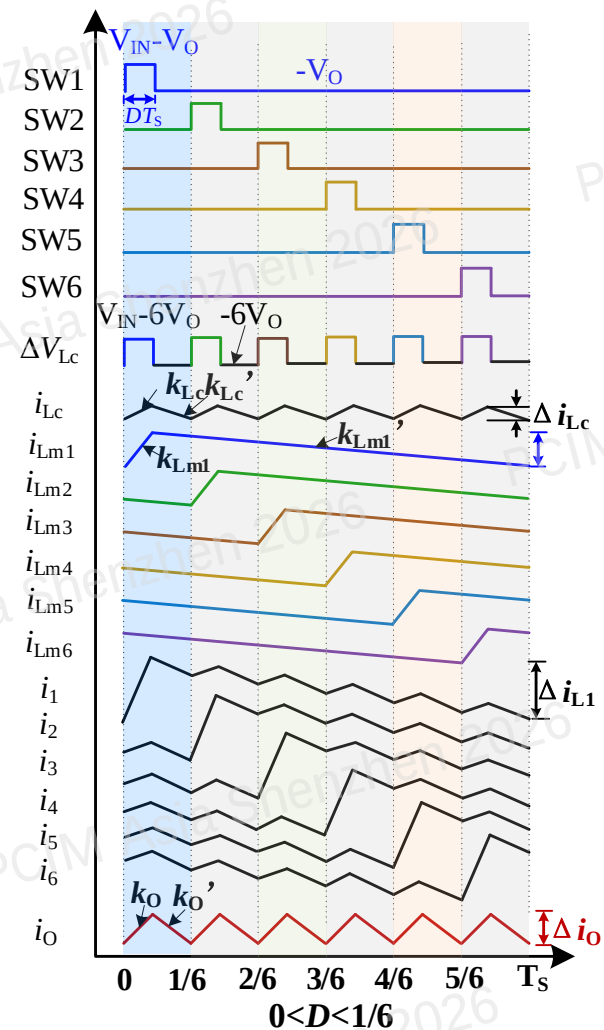
第 k 支路电流 i_k 、励磁电感电流 i_{Lmk} 、耦合电感总电流 i_{2k} 、补偿电感电流 i_{Lc}



➢ 综上，第 k 支路电流表达式：

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{di_{Lmk}}{dt} + \frac{di_{Lc}}{dt} = \begin{cases} \frac{V_{IN} - V_O}{L_{mk}} + \frac{nV_{IN} - NV_O}{L_c}, & \text{第}k\text{支路上管导通} \\ \frac{-V_O}{L_{mk}} + \frac{nV_{IN} - NV_O}{L_c}, & \text{第}k\text{支路下管导通} \end{cases}$$

■ 设占空比 D : $0 < D < 1/N$



➤ 补偿电感电流纹波:

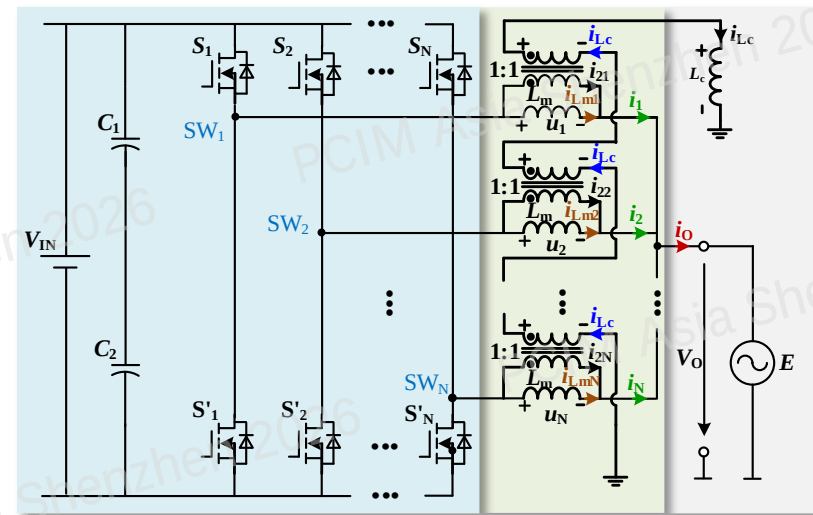
$$\Delta i_{Lc} = \frac{u_{Lc}}{L_c} dt = k_{Lc} dt = \frac{V_{IN} - V_O + 5(-V_O)}{L_c} = \frac{V_{IN} - 6V_O}{L_c} DT_S$$

➤ 1支路励磁电感电流纹波:

$$\Delta i_{Lm1} = \frac{u_{Lm1}}{L_m} dt = k_{Lm1} dt = \frac{V_{IN} - V_O}{L_m} DT_S$$

➤ 支路电流纹波最大值为:

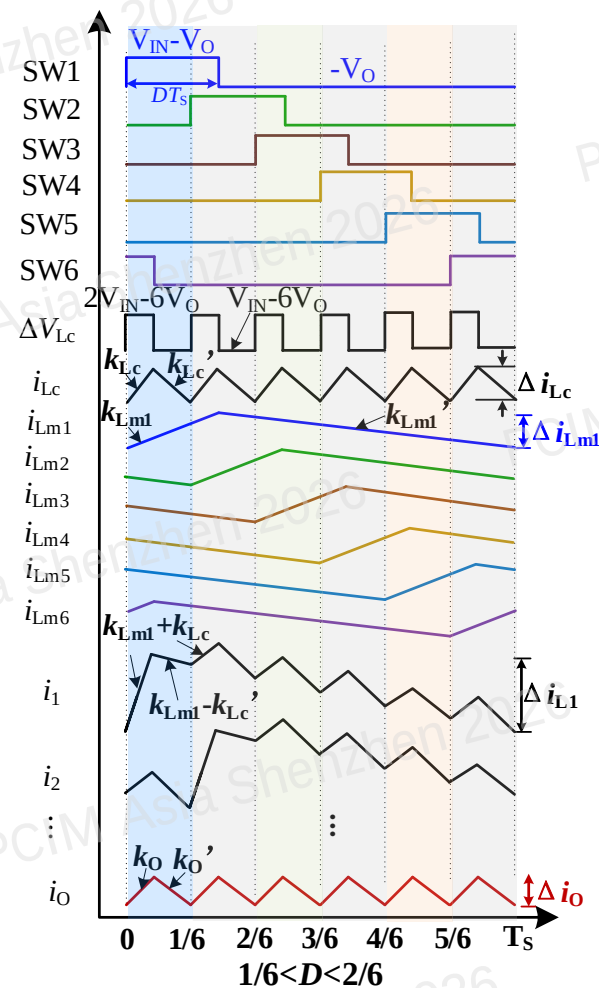
$$\Delta i_1 = \Delta i_{Lm1} + \Delta i_{Lc} = \frac{V_{IN} - V_O}{L_m} DT_S + \frac{V_{IN} - 6V_O}{L_c} DT_S$$



➤ 支路电流纹波影响损耗和效率, 通常在**支路电流纹波相等**情况下对比的动态响应

➤ 输出电流纹波满足精度要求即可

■ 设占空比 D : $1/N < D < 2/N$



➤ 补偿电感电流纹波:

$$\Delta i_{Lc} = \frac{u_{Lc}}{L_c} dt = k_{Lc} dt = \frac{2V_{IN} - 6V_O}{L_c} \left(D - \frac{1}{6}\right) T_s$$

➤ 1支路励磁电感电流纹波:

$$\Delta i_{Lm1} = \frac{u_{Lm1}}{L_m} dt = k_{Lm1} dt = \frac{V_{IN} - V_O}{L_m} DT_s$$

➤ 支路电流纹波最大值为:

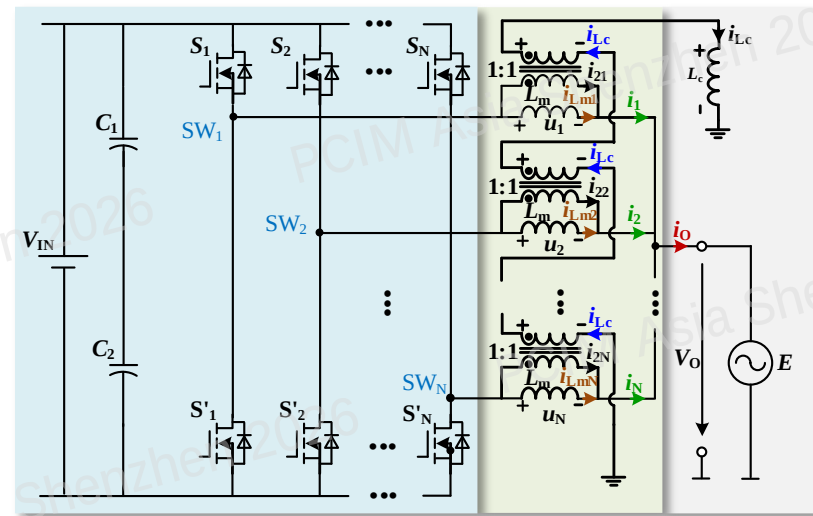
$$\Delta i_1 = \Delta i_{Lm1} + \Delta i_{Lc} = \frac{V_{IN} - V_O}{L_m} DT_s + \frac{2V_{IN} - 6V_O}{L_c} \left(D - \frac{1}{6}\right) T_s$$

➤ 补偿电感电流纹波在每 $1/N$ 个开关周期的中点处取到

➤ 励磁电感电流纹波在 $D=0.5$ 时取到最大

➤ 当支路数 N 为奇数时, 占空比 $D=0.5$ 恰好也是所属 $1/N$ 开关周期中点, 因此为支路纹波最大值点

➤ 当支路数 N 为偶数时, 补偿电感电流纹波最大值点里0.5附近的是在 $0.5 \pm T_s/N$ 处取到, 此时最大值为励磁电流分量与补偿电感电流分量在 $[2/6, 3/6]T_s$ 内两者叠加和最值取到(6支路为例), 此时最值点的选取关系到励磁电感电流的斜率与补偿电感电流的斜率, 与励磁电感与补偿电感取值有关





TLVR模态分析——稳态

■ 设占空比 D : $m/6 < D < (m+1)/6$, $0 \leq m \leq 5$

➤ 补偿电感电流纹波:

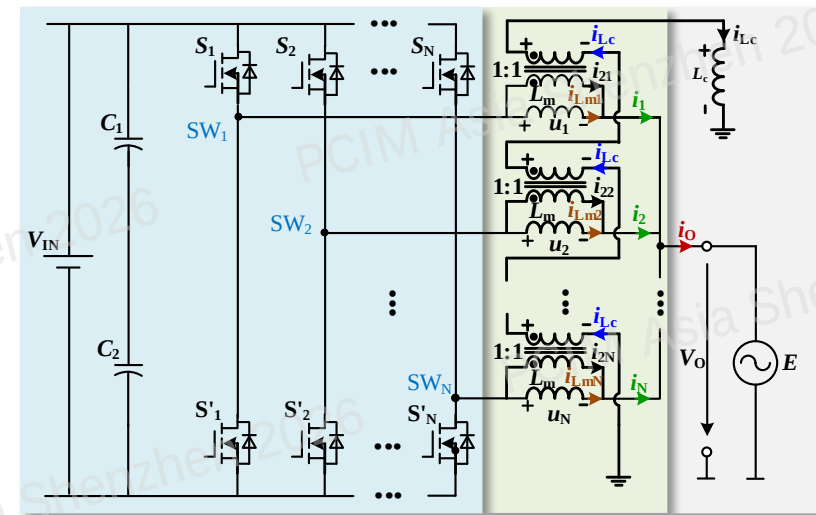
$$\Delta i_{Lc} = \frac{u_{Lc}}{L_c} dt = k_{Lc} dt = \frac{(m+1)V_{IN} - 6V_O}{L_c} \left(D - \frac{m}{6}\right) T_S$$

➤ 1支路励磁电感电流纹波:

$$\Delta i_{Lm1} = \frac{u_{Lm1}}{L_m} dt = k_{Lm1} dt = \frac{V_{IN} - V_O}{L_m} D T_S$$

➤ 支路电流纹波最大值为:

$$\Delta i_1 = \Delta i_{Lm1} + \Delta i_{Lc} = \frac{V_{IN} - V_O}{L_m} D T_S + \frac{(m+1)V_{IN} - 6V_O}{L_c} \left(D - \frac{m}{6}\right) T_S$$



■ 考虑瞬态下平均每个周期内占空比增量 ΔD 对总输出电流的影响：

设总支路数 N
设 ΔI 为电流纹波增量

➢ 设瞬态过程中，有**支路占空比变化**，且平均每个开关周期内支路**占空比增量**为 ΔD ：

➢ n 条支路占空比增量 ΔD 产生的补偿电感电流增量 $n\Delta I_{Lc}$ ：

$$n\Delta I_{Lc} = n \frac{\Delta u_{Lm}}{L_c} dt = n \frac{V_{IN} - V_O}{L_c} \Delta D T_S$$

➢ 某支路占空比增量 ΔD 产生的对应支路励磁电流增量 ΔI_{Lm} ：

$$\Delta I_{Lm} = \frac{\Delta u_{Lm}}{L_m} dt = \frac{V_{IN} - V_O}{L_m} \Delta D T_S$$

➢ 注意：补偿电感电流的增量 $n\Delta I_{Lc}$ 会**叠加到每条支路电流中**！

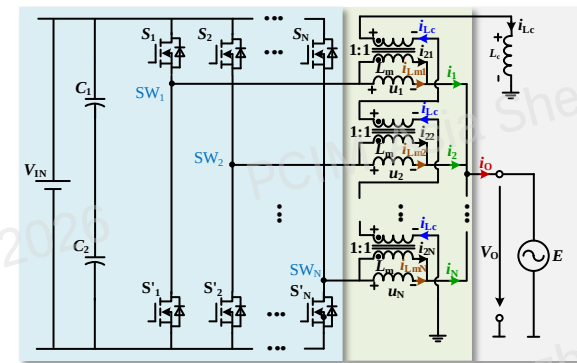
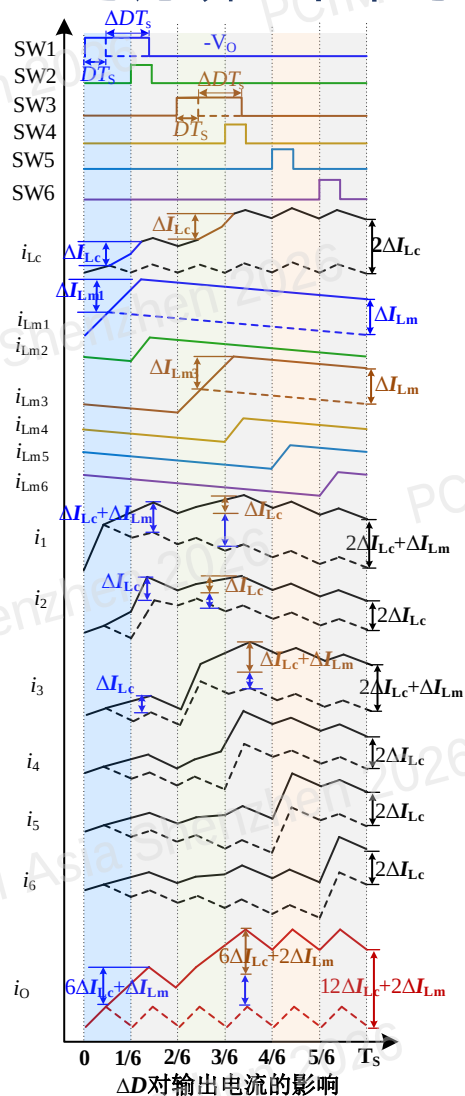
➢ 励磁电流的增量 ΔI_{Lm} 仅叠加到对应支路电流中！

➢ 总输出电流中各支路补偿电感电流的增量之和为 $nN\Delta I_{Lc}$ ：

➢ 总输出电流中各支路励磁电感电流的增量之和为 $n\Delta I_{Lm}$ ：

➢ 瞬态下平均每个周期内， n 条支路占空比增量 ΔD 带来总输出电流增量为：

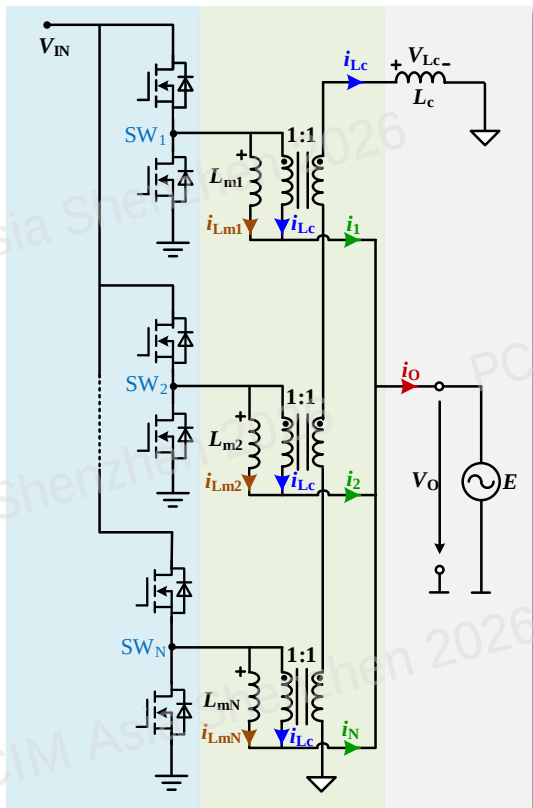
$$\Delta I_O = nN\Delta I_{Lc} + n\Delta I_{Lm} = n \left(N \frac{V_{IN} - V_O}{L_c} + \frac{V_{IN} - V_O}{L_m} \right) \Delta D T_S$$



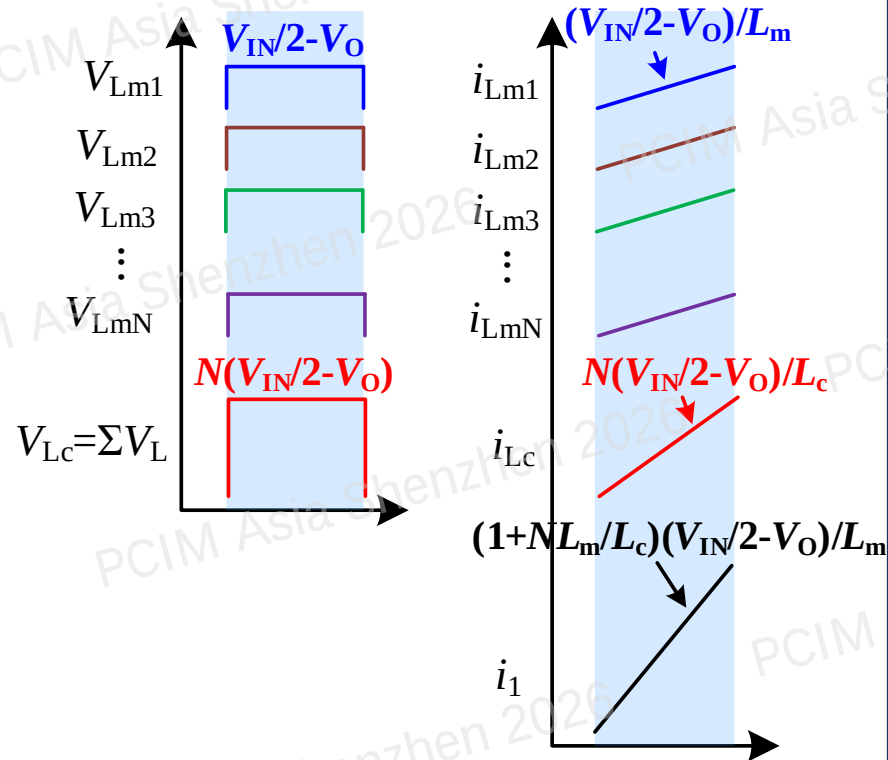
TLVR多相交错

TLVR交错带宽提升原理

- 各支路上管同时导通/关断，补偿电流斜率为 N 条支路励磁电流斜率之和，支路电流最大斜率提升 N 倍，因此输出带宽能力相比传统交错拓扑提升 N 倍



N相TLVR拓扑

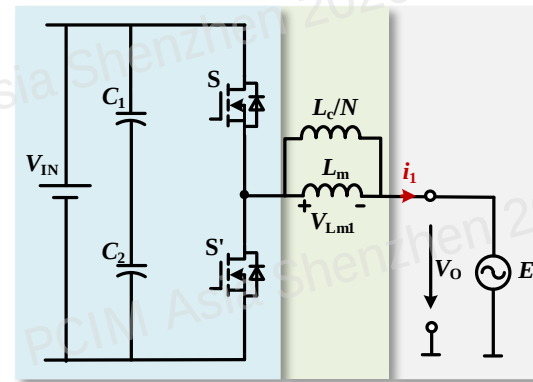


各支路上管同时导通/关断时，
电流变化率同向，补偿电流变化率为支路的 N 倍

$$V_{Lc} = V_{Lm1} + V_{Lm2} + \dots + V_{LmN} = \sum_{k=1}^N V_{Lmk}$$

$$\text{补偿电流斜率} \quad \frac{di_{Lc}}{dt} = \frac{\sum_{k=1}^N V_{Lmk}}{L_c} = \frac{L_m}{L_c} \frac{\sum_{k=1}^N V_{Lmk}}{L_m} = \boxed{N \frac{L_m}{L_c} \frac{di_{Lm}}{dt}}$$

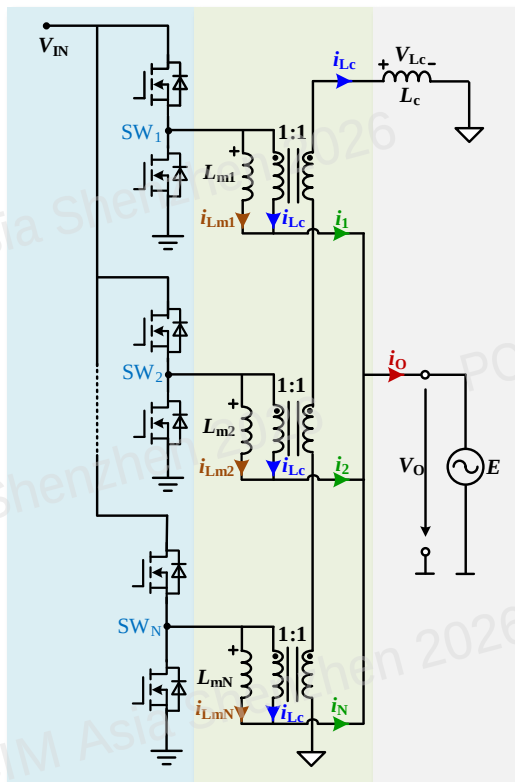
$$\text{TLVR支路电流斜率} \quad \frac{di_1}{dt} = \frac{di_{Lm1}}{dt} + \frac{di_{Lc}}{dt} = \left(1 + N \frac{L_m}{L_c}\right) \frac{di_{Lm}}{dt}$$



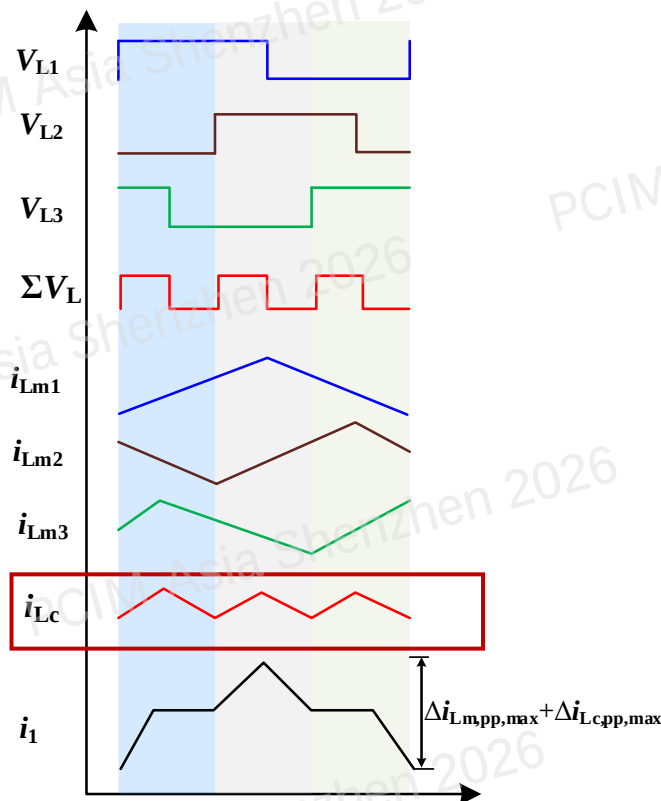
极限带宽下支路等效电感

$$L_{ph_BW, TLVR, eq} = L_m // \frac{L_c}{N}$$

■ 各支路移相交错，使得补偿电流的纹波频率为支路励磁电流纹波频率的 N 倍，最大纹波降低 N 倍

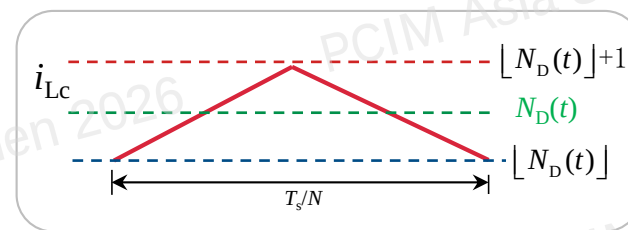


N相TLVR拓扑



TLVR支路纹波

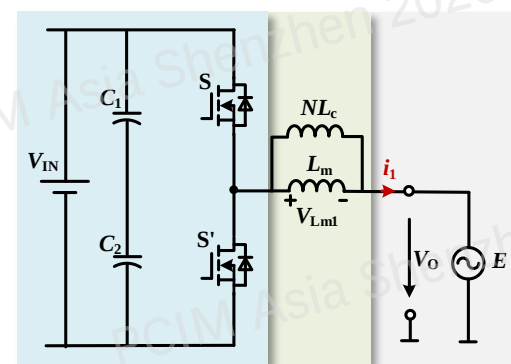
移相交错使补偿纹波周期变为 T_s/N



平均导通支路数介于上下整数导通数正中间时，误差伏秒最大，此时补偿纹波最大

最大补偿纹波
$$\Delta i_{Lc,pp,max} = \frac{V_{IN}}{4L} \frac{T_s}{N} = \frac{V_{IN}}{4NLf_s} = \frac{\Delta i_{1,pp,max}}{N}$$

最大支路纹波
$$\Delta i_{1,pp,max} \leq \Delta i_{Lm1,pp,max} + \Delta i_{Lc,pp,max}$$



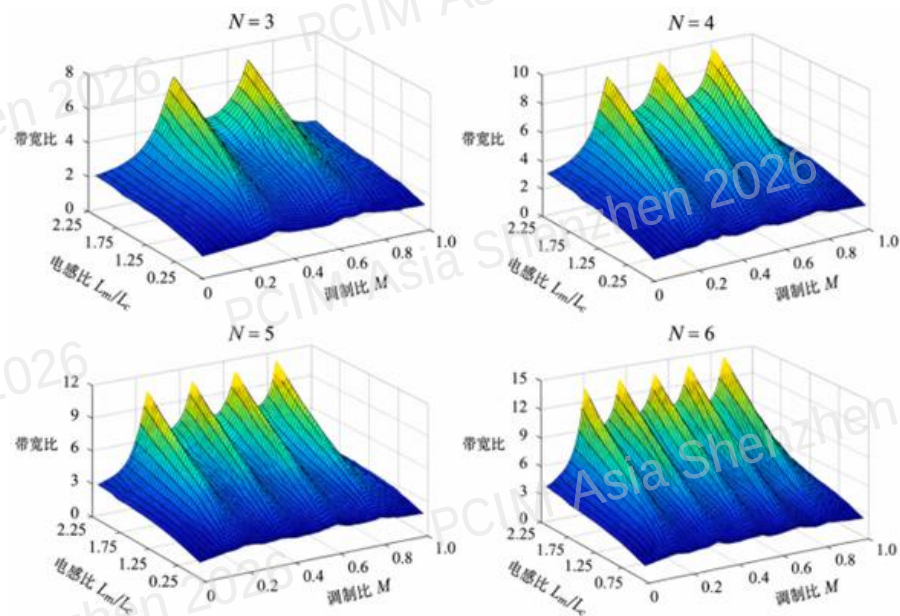
支路纹波等效电感

$$L_{ph_ \Delta i_{pp},TLVR,eq} = L_m // NL_c$$

■ TLVR通过增大 L_m/L_c 提升带宽，但需同步约束输出纹波和补偿支路损耗

全局规律

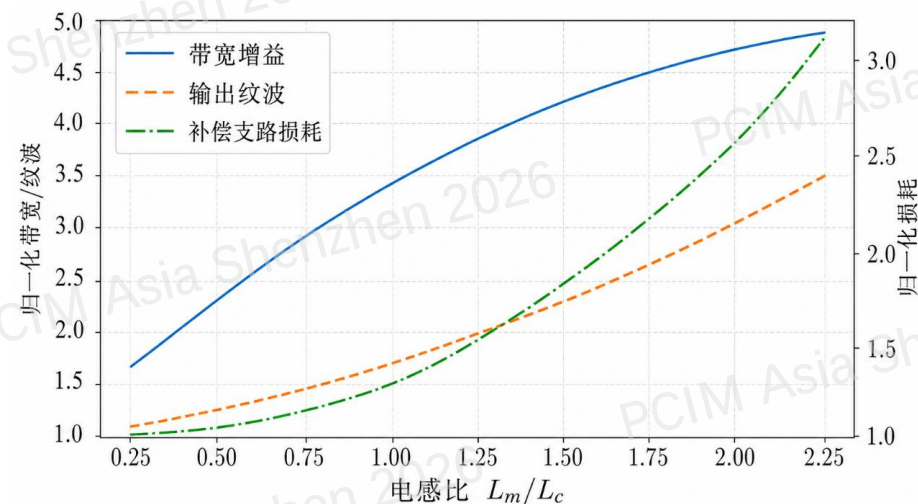
带宽比随 N 、 M 和 L_m/L_c 的变化



- N 增大、 L_m/L_c 增大时，补偿通道增强，TLVR 带宽优势整体提高
- 沿 M 的起伏来自交错导通支路数的分段特性

设计折中

L_m/L_c 提高后，纹波和损耗也同步上升



L_m/L_c 对带宽、输出纹波和补偿支路损耗的耦合影响

- L_m 主要保持支路高频纹波约束； L_c 决定公共补偿电流摆率
- L_m/L_c 增大：带宽增益提高；但输出纹波和补偿损耗同步上升
- 设计点应受纹波、损耗和温升边界共同限定

设计准则： L_m/L_c 应在满足目标满功率带宽的前提下，由输出纹波、补偿支路损耗和磁件温升共同限定。

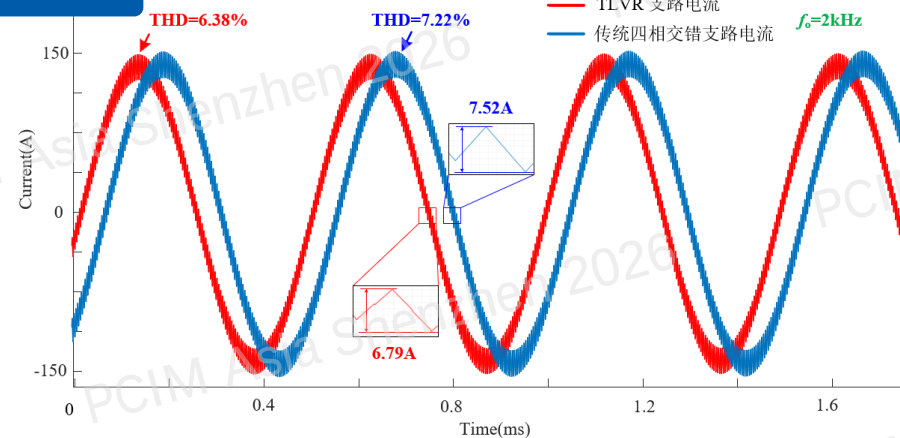


TLVR仿真验证

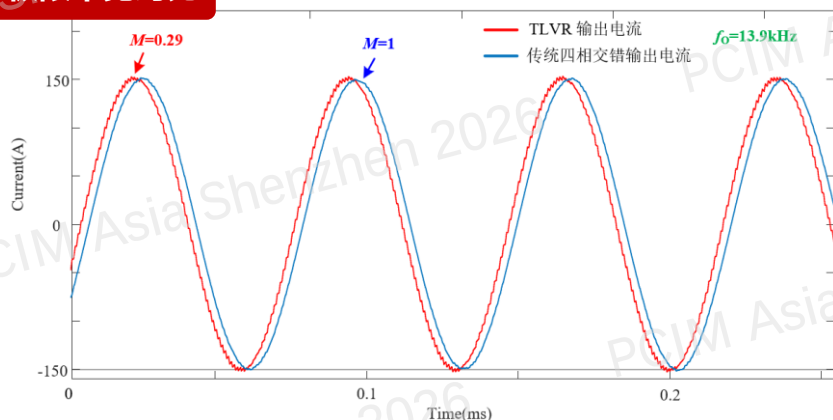
■ 相同支路电感下，传统交错极限带宽13.9kHz，TLVR极限带宽50kHz

参数	传统交错拓扑	TLVR拓扑
直流母线电压	200 V	200 V
并联支路数	4	4
支路开关频率	250 kHz	250 kHz
支路电感/励磁电感	35 μ H	35 μ H
补偿电感	—	44 μ H
原副边耦合变比	—	1:1
输出电流目标	150 A峰值	150 A峰值

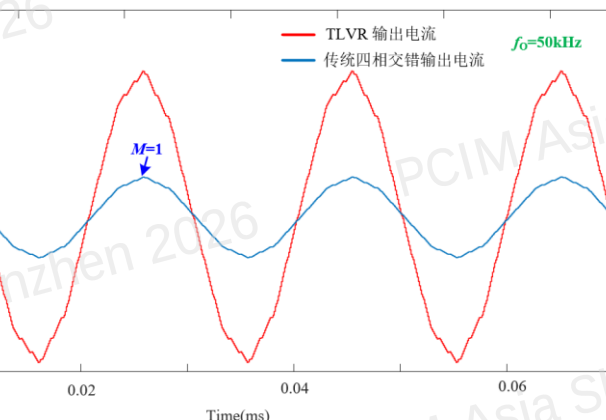
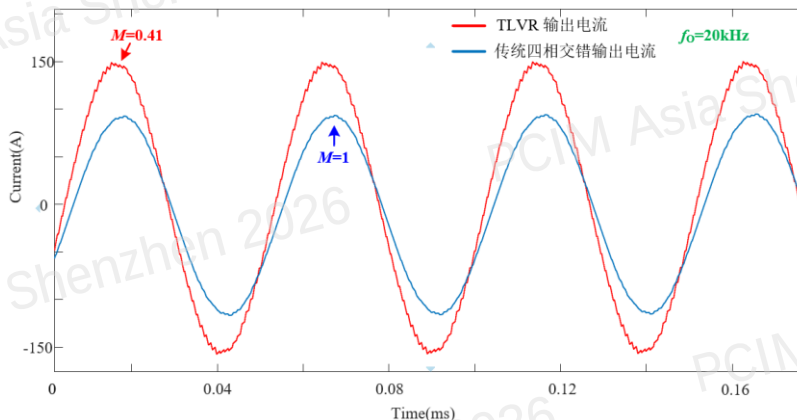
支路纹波对比



极限带宽对比



四相传统交错开环极限带宽13.9kHz

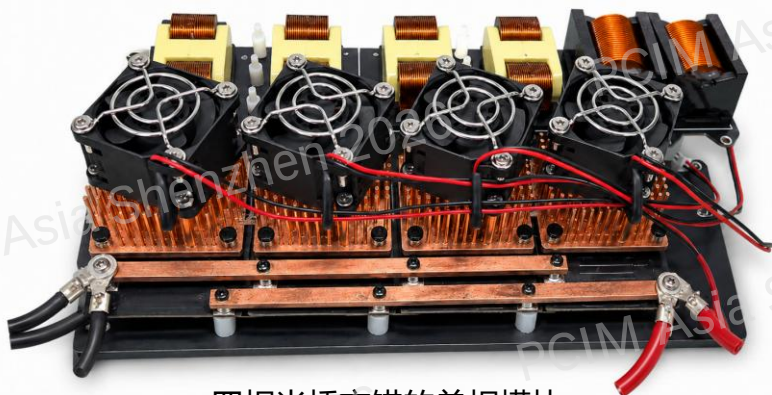


四相传统交错开环极限带宽50kHz

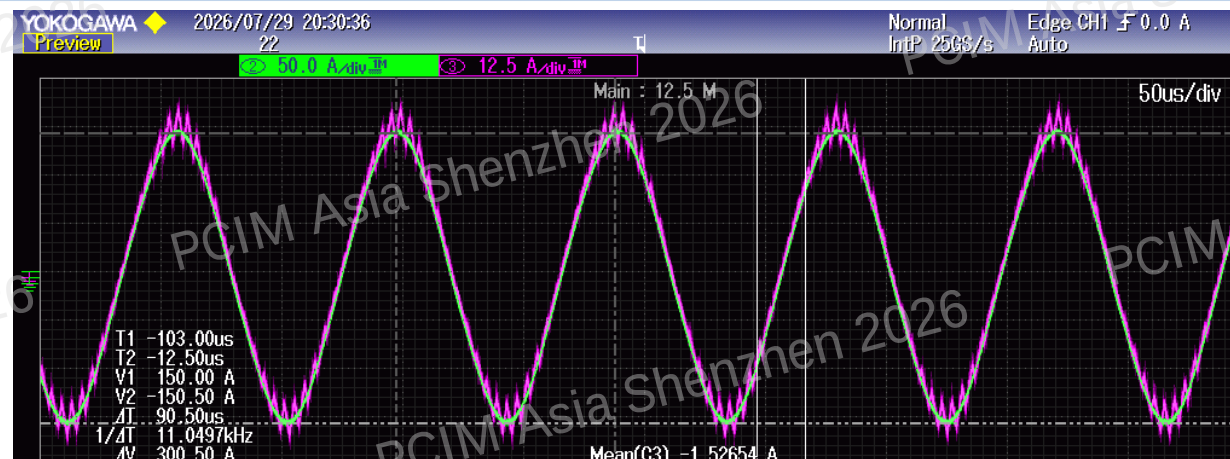
■ 搭建四支路交错的单相模块，验证传统交错极限带宽11kHz，TLVR交错极限带宽32kHz

参数	取值
直流母线电压	200 V
并联支路数	4
支路开关频率	250 kHz
单相等效开关频率	1MHz
支路电感	32 μ H
总输出电阻	0.06 Ω
额定输出电流峰值	150 A

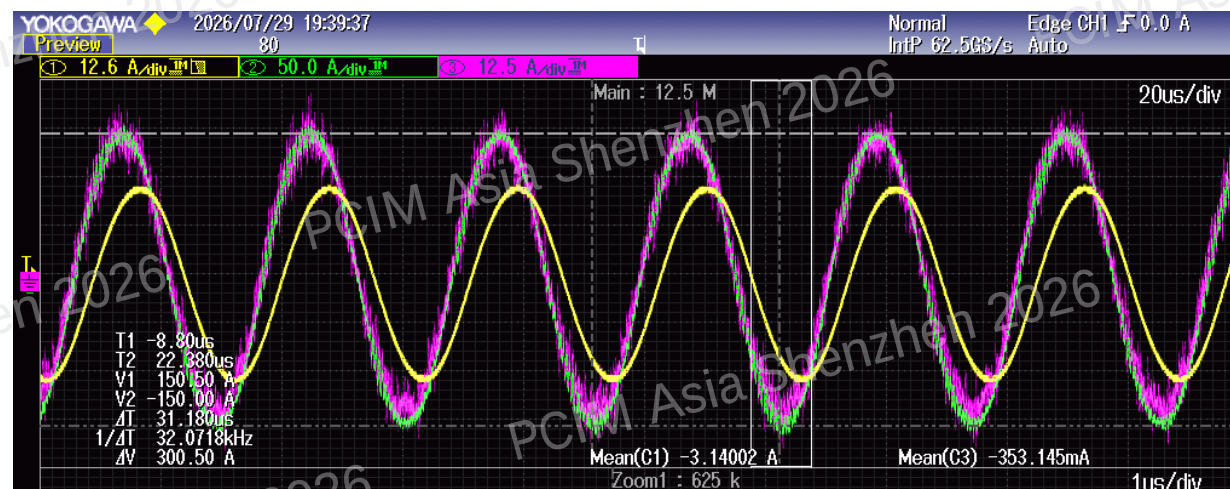
实验平台



四相半桥交错的单相模块



四相传统交错极限带宽11kHz



四相TLVR交错极限带宽32kHz