RLPlayer 技术白皮书

从文件到输出端的数字音频处理

版本 3.0.10 | 2026 年 11 月 1 日

RLPlayer 将解码、采样率转换、滤波、量化与输出组织成可观察的信号管线。本文解释每一步解决什么问题、哪些参数会改变结果，以及怎样理解现有的数值证据。适合希望了解播放器内部处理方式的音乐爱好者与音频开发者。

阅读导航

01 设计目标与信号边界

02 PCM 重采样与采样率族

03 滤波器的带宽 相位与两级结构

04 数值精度与 280 dB 的正确含义

05 DSD 的直通 解码与再调制

06 DSD 调制与稳定性

07 高倍率七阶的数值实现

08 CPU GPU 与实时处理

09 测量方法与现有证据

10 输出格式与位完美的适用条件

11 AI 资料与音频处理的边界

12 参考资料与版本范围

本文分别解释算法指标、硬件输出与听感判断。280 dB 是特定数字滤波目标，不是模拟动态范围。

01　设计目标与信号边界

保留源数据与主动处理，是两种都值得明确呈现的播放方式。

播放器可以原样传输音频，也可以改变它。前一种方式关注样本是否保持一致；后一种方式关注转换的频响、噪声、稳定性与实时性。RLPlayer 为这两类任务保留独立路径，并用信号链说明本次播放实际启用了哪些处理。

升频是在更密的时间网格上重建已有信号。它不能恢复录音中从未存在的信息，也不能单凭更高的输出采样率证明听感更好。它的工程价值是把数字重建滤波交给可选择、可测量的软件实现，并适配输出设备支持的时钟。DAC 收到高采样率或 DSD 后内部怎样处理，仍取决于具体芯片和固件。

PCM 处理主路径

文件解码 → 增益与声道路由 → 均衡与校正卷积 → 采样率转换 → 音量与量化 → 设备或网络输出

图示是主处理顺序，实际播放会跳过关闭的阶段。ReplayGain 与峰值余量位于输入端；20 段参数均衡、逐声道处理和房间校正作用于源采样率一侧；重采样后进入输出音量与量化。均衡、延迟线、卷积器和重采样器跨数据块保留状态，避免在每个块边界重新开始。

> 本文中的“数字结果”止于明确的算法或输出边界。模拟电路噪声、时钟、功放、扬声器与房间声学，需要各自的测量；不能由软件频响数字代替。

让处理可见

界面区分预设选择、最终输出格式与实际执行状态。GPU 可用不等于本曲已使用 GPU，用户请求七阶也不等于最终有效阶数一定为七阶。遇到回退、降阶或跨族转换，状态应说明实际发生了什么，而不是只重复设置项。

02　PCM 重采样与采样率族

从 44.1 kHz 到 705.6 kHz 是 16 倍；从 44.1 kHz 到 384 kHz 则是 1280 比 147。

有理比率重采样将输出率与输入率约分成 L/M：先把时间网格加密 L 倍，用低通滤波消除镜像，再按 M 抽取。多相实现把滤波器系数按时间相位拆开，只计算当前输出样本需要的部分，不必真的分配一段塞满零的音频。

L = 输出采样率 ÷ gcd(输入率, 输出率)　　M = 输入采样率 ÷ gcd(输入率, 输出率)

44.1、88.2、176.4、352.8、705.6 kHz 属于常用的 44.1 kHz 时钟系列；48、96、192、384、768 kHz 属于 48 kHz 系列。保持同族通常能得到较小的整数倍率与较简单的相位调度。跨族转换在数学上可以实现，但需要有理比率路径，并会改变样本，不属于位完美传输。

PCM 策略	自动选择	手动指定跨族率
同族优先 prefer	优先选择设备支持的同族档位；没有同族档位时给出提示	允许明确指定，并标记已跨族转换
严格同族 strict	只允许同族转换或保持源采样率	拒绝跨族转换
兼容转换 compatible	没有同族可用档位时允许跨族适配	允许，并标记转换事实

策略以实际源采样率和最终 PCM 时钟检查，不仅检查用户最初选择的数值。设备支持列表为空、采样率未知或显式指定的档位不被支持，都应有明确结果。未知时钟系列在自动模式下优先保持源率；兼容策略才允许自动改变到其他系列。

保持源采样率

当输入率与输出率相同，重采样器直接透传。整条播放链是否位完美还要检查声道、位深、音量、ReplayGain、均衡、卷积与抖动等条件。把 16 bit 整数无损展宽成 24 bit 可以保留原有数值，但传输字不再与原文件字节逐一相同，因此应与原始位深直通分开说明。

PCM 采样率策略不用于解释 DoP 载波率或 DSD 位率。它们的数值看起来都像“采样率”，但含义与可用通路不同。

03　滤波器的带宽 相位与两级结构

79 个命名预设提供不同的带宽、过渡带、时域分布与实现结构。名称本身不是测量结果。

有限冲激响应滤波器 FIR 可以理解为：给一段相邻样本分别乘权重，再相加得到当前样本。抽头数就是权重数量。更窄的过渡带、更深的阻带抑制，通常需要更长的滤波器，也会增加系数设计时间、内存、计算量或延迟。

从预算名称走到实际系数

早期只给整个内插域原型固定抽头预算，会出现 L 越大、每相抽头越少的问题。当前生产配置按源域过渡带与目标反解每相长度；显式源域长度、切趾滤波与级联第二级各有对应规则。系数表超出资源预算时应拒绝该构造或使用明确的级联方案，不能为装进内存而悄悄缩短滤波器、降低质量。

截止点也不能和通带边缘混用。当前常规重采样低通将截止点放在过渡带中间；通带、过渡带和阻带分别评价。一个落在滚降区域的 20 kHz 读数，不能拿来代表整个通带的纹波。

相位选择	时域特征	评价时关注
线性相位 lp	对称 FIR 在非零幅度区域具有恒定群延迟	对称性、延迟与峰前峰后能量
最小相位 mp	把能量向响应起始方向集中；群延迟随频率变化	幅频偏差、时域能量分布与实际延迟
混合相位 ip	在带宽目标内采用不同的相位与能量分布折中	实际冲激包络；不能只用名称推断振铃

当前最小与混合相位设计使用分因子构造和高精度卷积等步骤，避免对极深阻带的长原型一次变换后丢失精度。线性与最小相位版本的目标可相近，但“幅度完全相同”“最小相位峰值前绝对没有能量”都需要具体定义和测量，不能作为所有预设的无条件描述。[1]

两级升频不是两个独立音效

纯整数升频、倍率足够大且启用级联时，第一级建立源带宽，第二级在更高采样率上去除新增镜像。当前多相实现的分级条件是 M=1 且 L≥8，并能分解出有效级数。44.1→705.6 kHz 可分级；44.1→384 kHz 的 M=147，不能因为预设带有 2s 后缀就认定实际走了两级。DSD 用途会显式请求适用的级联，不靠“PCM 采样率很高”来猜测用途。

切趾 apodizing 则有不同目的：主动在高频边缘平滑滚降。它会改变高频内容，评价时必须沿用该预设声明的滚降区域。不能用宽通带标准误判它失败，也不能因为是切趾滤波就跳过阻带和端到端验证。

04　数值精度与 280 dB 的正确含义

280 dB 描述特定数字滤波目标，不是播放器能让 DAC 达到的模拟动态范围。

阻带抑制是滤波器希望拒绝的频率相对于通带的衰减。幅度比 a 对应 20 log10(a) dB；−280 dB 对应约 10^{-14} 的幅度比。这个数可以出现在数学模型和高精度数字响应里，但不能直接换算成整机信噪比、有效位深或可听改善。

> 阻带幅度比 10^{-14} → −280 dB　　这不是模拟输出动态范围

当前验收将多数主滤波家族的目标设为 280 dB，Gaussian 家族采用 100 dB 目标。这是产品为具体配置设定的质量目标，不是这些窗函数普遍成立的数学极限。预设是否满足目标，还取决于源率、目标率、相位、级联方式、通带定义和实际系数。

设计 计算 测量是三个边界

系数设计决定理想线性滤波器；执行算术引入系数量化与累计舍入；测量工具也有自己的分辨能力。只提高 FFT 点数不会自动得到可信的 −280 dB 读数。深阻带验收使用实际导出的系数、高精度频响计算、端点与局部细化，并检查实际处理路径，避免把测量底噪当作滤波器极限。

生产浮点管线主要使用 double，即 64 位浮点。它提供约 53 位有效二进制数字；计算很小的残差时，许多较大的正负项相消，误差可能比最终结果本身还大。用于设计或验收的双 double（DD）把数值拆为高低两部分，以提高中间计算精度；这不等于所有播放样本都使用 DD，也不等于在声卡端输出了 106 bit 音频。

满足条件的整数 PCM 路径可使用定点系数与 128 位整数累加。累加本身可以精确，但系数进入整数格式时仍有量化，转换到最终输出格式时也可能舍入。它只适用于输入能准确表示的整数网格和没有破坏该网格的前级处理，不能把已经均衡或增益处理的浮点样本重新压回整数网格后声称“零误差”。

严格的算术次序

编译器的快速数学优化可能重排加法或合并乘加，改变尾数。在普通线性滤波中这可能只是很小的数值差；在有反馈的 1 bit 调制器中，微小差异可能改变后续很多输出位。因此，对重排、乘加收缩与倒数改写的约束，SIMD 与标量参考比对、异常后的状态与随机数步进检查，都属于可重复计算的一部分。这里的约束不代表所有编译选项和所有浮点环境都等同于完整的 IEEE 严格模式。

> 数字残差比模拟底噪低很多，依然可以作为算法正确性的判据。但“能量很低”“逐位相同”“带内噪声很低”“听感更好”是不同结论，任何一项都不能自动替代其余几项。

05　DSD 的直通 解码与再调制

DSD 用极高的位率和 1 bit 取值表示信号；它的噪声分布与 PCM 不同。

DSD64 在 44.1 kHz 族的位率是 2.8224 MHz，DSD128 为 5.6448 MHz，依次倍增到 DSD1024 的 45.1584 MHz；48 kHz 族对应 3.072 MHz 到 49.152 MHz。1 bit 的含义是当前输出只能取两个电平，信号信息体现在一段时间内的脉冲密度中，并非每个比特都直接表示“比上一刻高一点或低一点”。[2]

任务	实际路径	数据是否保持
DSD 同位率直通	读取原始位流 → DoP 或原生 DSD 传输	满足直通条件时保持原始 DSD 位
DSD 转 PCM	原始位流 → 低通与抽取 → PCM 处理链	输出是经过滤波的 PCM
PCM 转 DSD	PCM 处理 → 过采样 → 余量管理 → SDM → 1 bit 打包	重新量化，不是源数据直通
DSD 异位率	原始位流 → 中间 PCM → 插值 → 再调制	重新产生 DSD 位流

解码与抽取

DSF/DFF 的原始位流可以由原生读取器分块读取，随后通过 FIR、IIR 或 CIC 相关抽取路径进入 PCM。低通用于抑制高频量化噪声，抽取用于降低采样率。各路径在通带平坦度、相位、延迟与算力上不同；仅看到输出文件是 24 bit PCM，不能据此判断抽取链的实际质量。

同族 DSD 异速率转换采用中间 PCM 再调制。中间 PCM 是多电平计算表示，不代表预先压成了 CD 位深。直接比较两条 DSD 输出位流的差异，通常不能评价谁更准确：同一信号可有不同的噪声整形序列。需要解调到相同带宽后，评价幅度、噪声与折叠残留。

当前专用 DSD 异速率规划器支持标准档位之间的同族整数倍率升降速；跨族请求明确拒绝。这里的限制属于当前实现路径，不是“跨族在数学上不可能”。如需跨族，应作为独立的 PCM 转换和再调制工作流来解释，不能假装仍在原始 DSD 直通。

06　DSD 调制与稳定性

没有 NaN、没有崩溃，不能证明调制器在正常工作。

调制器的选择与有效配置

SDM 即 sigma delta 调制器，是用反馈把多电平计算结果变为低位深序列的环路。噪声整形把量化误差更多分布到音频带外，换取带内较低噪声；它不是让噪声消失。NTF 描述量化误差随频率怎样变化，拓扑与状态实现决定这个设计在有限精度计算里怎样运行。[2]

RLPlayer 提供标准 DSD、Chebyshev、EC 与 AHM 相关配置。可配置阶数、量化电平、抖动和噪声整形约束不能脱离输出格式讨论。高阶不自动代表更好；要同时检查带内噪声、带外能量、稳定性与运行速度。生产状态应报告有效阶数和约束原因。

3.0.10 针对高倍率标准七阶 NTF，改用保留因子结构的分段实现，避免把高阶多项式展开后直接反馈造成的系数消减与精度损失。高倍率请求不再仅靠回退五阶规避这一缺陷；生产守卫仍检查设计是否适用。分段实现的改善要以具体测试的带内误差为证据，不能外推为整机音质或通用数值极限。

AHM 的 6 至 8 bit 配置提供 64、128 或 256 个量化电平；量化使用相邻电平间隔，当前实现已修正请求位数与实际电平数的对应。面向本项目 DoP 与 ASIO 原生 DSD 输出时，下游只接受 1 bit 位流：AHM 显式约束为同一 NTF 的二电平量化并上报原因。多电平硬件输出尚未开放。打包器拒绝非法多电平样本，避免仅取正负号后幅度失真。

升频、均衡提升、卷积和采样间峰值，都可能使计算峰值超过原始文件里的最大样本。高阶 1 bit 环路还可能在达到数值满幅之前进入不稳定区域。PCM 满幅输入不能不加说明地当成调制器的安全工作电平。

当前余量策略按目标 DSD 位率选取工作峰值：低于 4 MHz 或目标率未知时采用 0.45，其余采用 0.62，并可叠加保护裕量。它们是当前实现依据离线矩阵选定的运行点，不是对任意音频、任意设置的绝对稳定性定理。余量产生的衰减应在信号链中可见。

量化器输入限幅、反馈误差钳位、非有限值处理与有效阶数守卫，共同构成保护。NTF 带外峰值与极点约束可以筛掉风险设计，但线性化模型不能单独证明非线性调制器在全部输入下稳定；仍要运行真实环路。

验证输入	关注的结果
稳态正弦 多频与静音	带内噪声、直流、过载增量、长时间行为
满幅与单样本越界	限幅是否可解释，状态是否保持有限
瞬态结束后的信号或静音	带限 RMS 能否回到参考、同号率是否异常、限幅计数是否停止增长
不同数据块长度与声道组合	分块输出、随机数与内部状态是否连续一致

持续输出满幅同号序列或方波，数值上也可能完全有限。因此恢复判据需要同时看输出的带限能量、直流、同号倾向与计数变化。通过某个矩阵，证明的是矩阵包含的条件；它不能替代功放和扬声器的使用边界。

07　高倍率七阶的数值实现

保留 NTF 的因子结构，避免高阶展开式在极高位率下丢失精度。

在 DSD1024 位率上，标准七阶 Butterworth NTF 的展开多项式包含接近相消的系数。把它们直接送入高阶反馈差分，会放大有限精度误差。提高阶数因此可能得到更差的带内结果，即使输出没有崩溃。

3.0.10 保留一个一阶因子和三个二阶因子，按分段结构更新状态，不再依赖圆整后的七阶展开式实现整个反馈。每段保留单位直达项，反馈只使用此前状态；这样不额外加入一个样本的延迟。设计目标仍是标准七阶噪声整形，变化发生在数值实现。

位率	旧七阶 诊断强制	旧五阶 保护基线	3.0.10 七阶
45.1584 MHz	−69.0169 dBFS	−138.6755 dBFS	−166.8431 dBFS
49.152 MHz	−63.4041 dBFS	−138.7398 dBFS	−167.3963 dBFS

表中数值为同一单音样本与 1 bit 输出先在时域相减，再计算带内误差功率的 error_all 指标。它包含基波的幅度与相位残差，不像挖掉基波的读数那样把这一部分隐藏起来。0 dBFS 定义为 RMS=1，满幅正弦因此为 −3.0103 dBFS；这与其他资料的参考电平必须先对齐再比较。

工况为标准 DSD 族、输入峰值 0.62、量化抖动 0.0005 LSB、NTF 截止参数 100 kHz，先预热 50 ms。每种位率测约 0.1、1、5 kHz 的三个整周期单音，各取三个连续的 1,048,576 点周期 Hann 窗；频率按对应 FFT 网格对齐。误差积分从首个正频率格点至 20 kHz，不计直流、不挖除基波；九组功率先在线性域平均，再换成 dB。

新七阶在生产守卫开启的配置下运行，有效阶数为七阶；稳态各窗的过载、钳位与非有限值增量为零。这个实例说明分段实现修正了该工况下的高阶数值问题。它不代表任意输入、任意参数或所有设备的通用误差下限，也不是整机动态范围或听感排名。

08　CPU GPU 与实时处理

加速的价值在于保持目标算法的前提下，提高可用吞吐或降低处理负担。

CPU 路径利用 SIMD 同时计算多个独立结果，并对适用任务并行调度。定点路径与浮点路径有各自适用条件；不能为了显示更高的吞吐，改变输入、滤波带宽、有效抽头或量化规则后仍称为同一算法的加速。

GPU 后端包括 AMD HIP 与 NVIDIA CUDA，用于适合并行的升频和卷积任务。把数据送往 GPU、提交任务与同步本身有固定成本，所以短卷积或小任务未必更快。当前长脉冲响应卷积具有显式长度门控，并使用跨调用保留历史与尾巴的流式会话。

GPU 加速不意味着 SDM 反馈环路的每一个样本都由显卡并行完成。环路具有前后样本依赖，实际架构可以把前级重采样放在 GPU，调制与输出仍在 CPU 完成。两级升频还要区分只执行了其中一级，还是全部级均在 GPU 上完成。

一致性的三个层级

第一层是构建和接口：架构代码与导出符号存在。第二层是执行：平凡 kernel 的输出读回正确，实际处理阶段有执行证据。第三层是结果：同一输入、同一系数和状态，在规定的判据下与参考输出比较。驱动返回成功或 DLL 成功加载，只覆盖其中很小一部分。

一些确定的配置可以做到逐位相同；其他路径应使用有量纲的误差、频响或端到端判据。本文不把局部一致性记录推广为“全部 CPU/GPU 路径永远逐位相同”。当前本机实际 GPU 执行证据来自 AMD HIP；CUDA 的构建和接口检查不等同于 NVIDIA 真机执行验证。

怎样理解速度

实时倍率是处理音频时长除以耗时，大于 1 才表示该测量条件下能跟上播放。应说明声道数、输入输出率、滤波器、调制器、批量大小、硬件和是否包含初始化及数据传输。3.0.8 的成对离线对照覆盖 14 条路径、共 120 次运行，仅部分路径在控制波动范围之外支持增益结论；这些结果不构成任意硬件的实时保证，也不构成与其他播放器的全面优劣结论。

> CPU 时间不是瓦数，峰值算力不是播放器吞吐，某一轮最快值也不是稳定性能。要评价能耗，应测量功率；要评价用户实际等待，应包含初始化、解码和首帧准备。

09　测量方法与现有证据

一项结果应能回答四件事：测了谁、测了哪里、怎样算、结论能用到哪里。

> 算法的高电平与满幅稳定性验证可以完全离线。测试 0 dBFS 或越界输入，不需要向听音设备实际播放高电平声音。

滤波验收从生产对象导出真正使用的系数，而不是另写一个相似滤波器去代表播放管线。用输入率、输出率、预设、相位与两级配置标识每个测量身份，再保存构建与数据摘要，使"这张图对应哪份算法"可以核对。

频域评价把通带和阻带分开。通带看增益误差、纹波与带宽；阻带看指定区域中的最坏残留，而不是挑一个最深的谷底。镜像抑制与混叠残留应按实际转换方向和关注带宽定义。FFT 采用密网格、端点和局部细化可以增强覆盖，但有限频点通过不等于整个连续频带的数学证明。

两级结构不能只把两个理想幅频相乘就当作实际实现。应核对生产系数与真实时域处理；在适用场景中计入每级舍入，用保守包络或直接处理回退补足。相位与延迟也需要沿真实支路计量，避免把时间对齐的一点点误差误读为很大的算法差异。

已归档基线	观察结果	可支持的结论
3.0.8 滤波质量矩阵	948 条记录；863 条适用记录达到各自目标，85 条排除	720 条密采样目标达到，143 条有限网格实际处理包络达到；不是连续频带证明
生产报告与管线对照	49,416 个样本，差异样本 0	该组报告构造与真实管线一致，不能外推全部配置

排除不是通过。它表示该组合不适用于当前内容边缘或该项判据，必须单列原因。Gaussian 目标与其他家族不同，也不能在合计时写成"全部滤波器达到 280 dB"。表中是已归档的版本基线；新增版本修改相关算法后，应重新验证受影响的配置，不能只沿用旧数字。

音乐分析与实验室测试信号

真实音乐包含很多未知频率与瞬态，没有一条可直接相减的"完美参考"。动态、带宽、削波、有效位深线索和频谱形态可以帮助理解文件，却不能单凭统计量证明录音真伪、母带来源或谐波失真。针对 THD+N 等指标，应说明测试信号、测量带宽、窗函数、基波处理与噪声积分方法。

目前没有在统一硬件、输入、带宽、输出格式与计时边界下完成覆盖全部相关路径的 HQPlayer 同条件对照。算法改进与本项目回归证据，不构成"已证明全面超越 HQPlayer"的结论。

10　输出格式与位完美的适用条件

设备支持的能力，决定最后一步能否按请求完成。

Windows 本地输出使用 WASAPI 或 ASIO 等后端。WASAPI 共享模式进入系统混音链，可能改变采样率、音量或格式；独占模式可以绕开系统混音，但仍需核对设备实际接受的率、位深和声道。独占成功本身不等于整条应用管线没有处理。

本项目的 ASIO 原生 DSD 输出使用设备支持的 LSB1 或 MSB1 位流样本类型，并核对相应位率。ASIO 规范另有 NER8 扩展定义；这不等于本项目已开放 AHM 多电平硬件输出。[4]DoP 则把每声道连续 16 个 DSD 比特装进 PCM 样式的帧，并以交替的 0x05 与 0xFA 标记识别；载波帧率是 DSD 位率除以 16。DSD64 对应 176.4 kHz，DSD128 对应 352.8 kHz。载波并不是已经转换为 PCM 的音乐，不能对它做常规音量或重采样。[3]

DoP 标记合法只说明封装格式的一部分正确。还应验证打包解包后 DSD 位一致、跨块标记相位连续、声道与位序正确，以及设备确实识别 DSD。相同位率直通也要求没有 EQ、卷积、非零增益或其他改变信号的处理。

信号链状态	含义
原始位深直通	满足输入与输出格式及处理旁路条件，保持原始样本
无损展宽	保留原始数值，增加容纳位数；传输字格式发生变化
DSP 处理	升降采样、增益、均衡、卷积、抖动或再调制改变了数字结果
共享或网络输出	最终设备可能另有混音、缓冲和格式处理，需按端点核对

UPnP 投放把内容交给网络渲染端，不能直接继承本地独占输出的位完美结论。网络可达、投放请求成功、渲染器接受文件和实际播放连续，是不同层次的验证。

PCM 的降低位深会产生量化误差。TPDF 等抖动用小幅随机噪声减弱误差与信号的相关性；噪声整形改变这些误差的频谱分布。它们会主动改变样本，因此不属于位完美直通。对 24 bit 输出也不应把“任何情况下都绝无影响”当作免测依据，重点是目标格式和整个处理链是否一致。

11　AI 资料与音频处理的边界

AI 帮助理解唱片，确定性 DSP 负责生成播放样本。

RLPlayer 的资料功能可检索、整理专辑、艺术家、曲目、作品与演出相关信息，并通过缓存减少重复查询。它提供的是资料解释层：名称可能有别名，发行信息可能冲突，生成结果也可能出错。引用、归属校验和人工修订入口因此比流畅的文字更重要。

AI 不参与重采样内核、调制器反馈、样本量化与输出封装的实时运算。播放样本由明确的算法与参数生成；资料请求异步完成，不能因为模型服务变慢就阻塞音频环路。

音频体检中的数值来自确定性的分析器，AI 可以把数值翻译成更容易理解的说明。说明不应发明未测的指标，也不应把频谱截止线索写成来源确证。音乐本身的谐波与未知母带处理，尤其需要保留判断边界。

使用联网 AI 或在线资料源时，必要的曲名、专辑名或查询上下文会发送到所配置的服务；具体内容随功能和服务设置而定。不能笼统把整个应用描述为“完全没有联网数据传输”。本地播放与离线 DSP 的行为，应与用户主动启用的在线功能分开理解。

怎样阅读本文的证据

正文描述已实现的路径和已归档的测量范围。正在研究的拓扑、更广的设备覆盖或听感判断，不作为已实现能力写入。软件指标帮助排除错误、量化取舍；听感仍需要在可控音量、明确设置与合适对照下由使用者判断。

12　参考资料与版本范围

本文范围为 RLPlayer 3.0.10 的 Windows 数字音频处理路径。

软件依据：随版本保存的 DSP、引擎与输出实现，包括多相重采样、命名滤波器、严格浮点、定点卷积、SDM、DSD 速率转换、DoP、采样率策略和信号链状态。数据依据：3.0.8 质量与性能归档、3.0.9 集成验收，以及本版增量验证说明。旧版本曲线与数值不直接代表新算法。

3.0.10 的高倍率标准七阶数值实例见第 7 章。该实例使用生产参数与独立频谱复核；AHM 量化电平计数及 1 bit 输出约束与当前实现一致。本文没有为尚未开放的多电平硬件输出或未覆盖设备作性能保证。

[1] Julius O. Smith III　Introduction to Digital Filters — Filters Preserving Phase

https://www.dsprelated.com/freebooks/filters/Filters_Preserving_Phase.html

线性相位 FIR 的对称冲激响应与群延迟。

[2] Michael Clifford / Analog Devices　Fundamental Principles Behind the Sigma Delta ADC Topology Part 1

https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/behind-the-sigma-delta-adc-topology.html

过采样、反馈与噪声整形基础；用于解释原理，不代表 RLPlayer 的性能认证。

[3] DSD Guide　DoP Open Standard

https://dsd-guide.com/dop-open-standard

DSD over PCM 的封装、标记和载波关系。

[4] Steinberg Media Technologies　Audio Streaming Input Output Specification SDK 2.3

https://dspace.tul.cz/bitstream/handle/15240/49466/ASIO_SDK_2.3.pdf?sequence=1

第 35 页 Sony DSD formats；原厂规范的公开镜像，区分 LSB1、MSB1 与 NER8。

外部原理资料核对日期：2026 年 11 月 1 日。RLPlayer 为 GPL 许可的开源项目，第三方组件和数据许可见发行包内的相应声明。项目开发者 RainLain、猫与小行星；协助开发者 聆听风暴；媒体与美术 Gosed。