

Porqué WAV suena mejor que FLAC

A. Mecánica Cuantitativa del Ruido de Conmutación

En tecnología CMOS, la disipación de potencia y la demanda de corriente ocurren casi exclusivamente durante las transiciones de estado lógico (conmutación). La corriente instantánea $I(t)$ requerida para cargar las capacitancias parásitas de las compuertas del procesador está determinada por:

$$I(t) = C_{pd} \cdot \frac{dV}{dt}$$

Donde C_{pd} es la capacitancia dinámica del silicio y dV/dt es la velocidad de transición del flanco. Al procesar FLAC, el factor de actividad del chip (α) se eleva sustancialmente en comparación con WAV, incrementando la potencia disipada dinámica media:

$$P_{dynamic} = \alpha \cdot C_{pd} \cdot V_{dd}^2 \cdot f$$

Las variaciones abruptas de esta corriente en el tiempo (dI/dt) interactúan de forma destructiva con la inductancia parásita (L_p) de los pines de empaquetado del procesador y las pistas de la placa base, induciendo el fenómeno de rebote de masa (Ground Bounce) y caída de voltaje (Vcc Sag):

$$V_{noise} = L_p \cdot \frac{dI}{dt}$$

Este “V noise” actúa como un rizo de alta frecuencia que contamina los planos de masa analógicos/digitales y se acopla por radiación de acoplamiento inductivo mutuo (EMI) a las líneas críticas de transmisión de datos.

B. No-Determinismo Temporal y Modulación de Fase (Jitter)

Los sistemas operativos de propósito general utilizan planificadores (schedulers) basados en rodajas de tiempo (time-slicing), lo que rompe el determinismo temporal estricto. La latencia de ejecución del hilo de descompresión (tau latency) obliga al sistema a operar mediante ráfagas síncronas de relleno de búfer.

El perfil de ruido eléctrico generado por estas ráfagas de cómputo modula directamente el umbral de decisión de voltaje (V_{th}) de las compuertas receptoras de la señal de reloj o del propio oscilador local (OCXO/TCXO) si no existe un aislamiento galvánico absoluto. El desplazamiento temporal o jitter inducido (Δt) en función del ruido de voltaje integrado se define por:

$$\Delta t = \frac{V_{noise}(t)}{SR}$$

Donde “SR” es el Slew Rate (tasa de rampa) de la señal de reloj. Dado que el ruido de descompresión está intrínsecamente ligado al procesamiento de la música, el jitter resultante no es aleatorio (ruido blanco), sino *jitter correlacionado con los datos*.

Al llegar al DAC, este error de fase produce bandas laterales de intermodulación espurias dentro del espectro de audio analógico, destruyendo la linealidad de bajo nivel del convertidor.

¿Por qué la diferencia entre FLAC y WAV es más o menos perceptible según qué grabación?

A. Entropía de la señal y factor de actividad (α)

La descompresión FLAC utiliza predicción lineal adaptativa. El esfuerzo computacional de la CPU está determinado por la entropía de la información de la señal de audio $H(X)$:

$$H(X) = - \sum_{i=1}^n P(x_i) \log_2 P(x_i)$$

Una señal musical con transitorios complejos y alta densidad armónica posee una distribución de probabilidad $P(x_i)$ más uniforme, lo que eleva la entropía. Esto obliga al algoritmo a elevar el orden del filtro de predicción (LPC), incrementando el factor de actividad del silicio (α) cuadro por cuadro. A mayor α , mayor es la varianza de la corriente dinámica (σ^2/I) inyectada en la fuente de alimentación, intensificando el rizo eléctrico.

B. Sensibilidad del DAC al Jitter según la tasa de cambio (dV/dt)

El error de voltaje transitorio (V_{error}) en la etapa de conversión analógica del DAC debido a un desplazamiento de fase del reloj (Δt) depende estrictamente de la derivada temporal de la señal de audio:

$$V_{error} = \Delta t \cdot \frac{dV_{audio}}{dt}$$

Para una señal senoidal pura, la tasa de cambio máxima es:

$$\frac{dV_{audio}}{dt} = 2\pi f \cdot V_{peak}$$

Por lo tanto, el error de reconstrucción analógica es directamente proporcional a la frecuencia (f) y a la amplitud (V_{peak}) de la señal musical:

$$V_{error} = 2\pi f \cdot V_{peak} \cdot \Delta t$$

Las grabaciones audiófilas de alta resolución contienen energía de alta frecuencia real (armónicos) y frentes de onda transitorios extremadamente rápidos (high dV/dt). Esto maximiza el valor de V_{error} ante el mismo nivel de jitter (Δt) inducido por la descompresión del FLAC. Si la grabación carece de estas altas frecuencias o está limitada por compresión de rango dinámico (Loudness War), el término dV/dt tiende a cero, enmascarando el error temporal.

Por qué, si Roon ejecuta desde memoria, muestra diferencias en calidad entre FLAC y WAV

A. Concurrencia de hilos y demanda dinámica de corriente (I_{burst})

La arquitectura de Roon basada en el protocolo RAAT gestiona la reproducción mediante múltiples hilos de ejecución (multi-threading) administrados por el planificador del sistema operativo. El hilo de decodificación de audio y el hilo de transmisión de red operan en paralelo sobre el búfer circular en RAM.

La demanda de corriente del procesador durante la reproducción de un FLAC no es continua, sino pulsante, respondiendo a ráfagas de ejecución para mantener los umbrales del búfer:

$$I_{cpu}(t) = I_{static} + I_{burst}(t)$$

Donde la componente de ráfaga está sincronizada con los ciclos de activación del decodificador:

$$I_{burst}(t) = \sum_k A_k \cdot \text{rect} \left(\frac{t - kT_{fill}}{\tau} \right)$$

Donde T_{fill} es el periodo de relleno del búfer y τ es la duración del ciclo de cómputo. Esta corriente pulsante genera caídas de tensión transitorias en las líneas de alimentación locales debido a la impedancia de la red de distribución de energía (PDN):

$$V_{ripple}(t) = I_{burst}(t) \cdot Z_{PDN}(f)$$

B. Modulación del ruido de fase en el oscilador local

Aunque el flujo de datos hacia el DAC sea constante y provenga de la RAM, el espectro de ruido de voltaje $S_{Vnoise}(f)$ provocado por $V_{ripple}(t)$ se acopla a la etapa de los osciladores locales (relojes maestros) por conducción a través de las masas comunes o por acoplamiento capacitivo parásito.

Este ruido de baja frecuencia modula la capacitancia de la unión de los transistores del oscilador, induciendo ruido de fase cercano a la portadora. La densidad espectral de potencia del ruido de fase $\mathcal{L}(f_m)$ se ve directamente afectada por la firma de ruido del procesador:

$$\mathcal{L}(f_m) \propto \left(\frac{K_v \cdot V_{noise}(f_m)}{2f_m} \right)^2$$

Donde K_v es la sensibilidad del oscilador a las variaciones de voltaje y f_m es la frecuencia de desplazamiento respecto a la portadora del reloj.

Con WAV, al no existir la componente algorítmica $I_{burst}(t)$ durante la reproducción, $V_{noise}(t)$ cae a niveles residuales, minimizando el ruido de fase del reloj y preservando la linealidad geométrica de la conversión en el DAC.