

AD/DA 変換器における振幅および周波数変動の測定

西村 明¹、 小泉 宣夫²

¹ 東京情報大学 総合情報学部 情報文化学科
〒 265-8501 千葉県若葉区谷当町 1200-2
TEL 043-236-4658, akira@rsch.tuis.ac.jp

² 東京情報大学 総合情報学部 情報システム学科
nkoizumi@rsch.tuis.ac.jp

あ ら ま し AD/DA 変換器におけるサンプリング間隔の揺らぎ、いわゆるサンプリング・ジッターは、デジタル・オーディオにおける再生/記録音質に歪みをもたらすことが分かっている。本稿では、サンプリング・ジッターの測定方法として、従来から行われている周波数領域において側帯波レベルを測定する方法と、新たに提案する解析信号を用いた時間領域におけるジッター測定方法を、シミュレーションと実際の AD/DA 変換器の測定を通じて比較した。その結果、時間領域での測定は、周波数領域での測定と比較して精度が高く、かつ時間分解能も高いため、サンプリング・ジッターが持つ様々な特性の測定に非常に有効であることが分かった。また、解析信号より周波数変動波と振幅変動波が同時に得られるため、周波数領域における測定では困難であった、ジッターに起因する側帯波と、振幅変動に起因する側帯波の分離が可能であることも示した。

キーワード サンプリング・ジッター、解析信号、時間領域、周波数領域、側帯波

Measurement of amplitude and frequency fluctuations on AD/DA converters

Akira Nishimura¹, Nobuo Koizumi²

¹ Department of Media and Cultural Studies, Faculty of Informatics,
Tokyo University of Information Sciences
1200-1, Yatoh-cho, Wakaba-ku, Chiba-city, Chiba 265-8501, Japan
TEL +81-43-236-4658, akira@rsch.tuis.ac.jp

² Department of Information Systems, Faculty of Informatics,
Tokyo University of Information Sciences
nkoizumi@rsch.tuis.ac.jp

Abstract The fluctuation of sampling intervals in AD/DA converters, sampling jitter, is found to distort the sound qualities for reproducing and recording by digital audio equipment. In the present paper, we introduce new method of sampling jitter measurement in time-domain using analytic signals. And we compare the new method and well-known method which measure sideband levels in frequency-domain by computer simulation and measurements of actual AD/DA converters. As a result of these comparison, the new method is found to be effective to observe various features of sampling jitter, because it has higher precision and higher temporal resolution than the method in frequency-domain. Since both amplitude and frequency fluctuation waves can be derived from analytic signals, the new method can also separate the sidebands which originated in jitter and the sidebands which originated in amplitude fluctuations in the power spectra, which is difficult to separate by the measurement in frequency-domain.

Key words sampling jitter, analytic signal, time-domain, frequency-domain, sideband

1 はじめに

デジタル・オーディオにおけるクロックに生じる時間ゆらぎ(ジッター)については、デジタルデータ転送やデジタル記録/再生に悪影響を及ぼすことが、従来から知られている。なかでも、DA/AD変換時のサンプリングクロックに生じるサンプリング・ジッターは、記録や再生時にひずみをもたらす原因のひとつであり、それが音質に及ぼす影響について関心がもたれてきた。ジッターと音質との関係を調べるには、再生音やデジタル記録後のデータに、ジッターによるどのような影響がどれだけ物理的に含まれているかを、定量的に測定することが重要である。

本稿では、DA/AD変換器におけるサンプリング・ジッターによって主に生じている歪み成分を測定する方法を取り上げている。そして、従来から行われている観測音波形のパワースペクトルを周波数領域において測定する方法と、今回新たに提案する、観測音波形の解析信号を用いることによって、時間領域において周波数および振幅変動波を抽出する方法を示し、それら相互の比較を行うことを目的としている。

2 デジタル・オーディオにおけるジッター

デジタル・オーディオにおけるジッターについては、Audio Precision社の技術報告である、“Jitter Theory”¹⁾が詳しい。ここでは、そこで用いられているジッターの分類に従い、簡単にジッターの起源を紹介する。

2.1 デジタル・インタフェース・ジッター

デジタル伝送系において生じるクロックの揺らぎが、デジタル・インタフェース・ジッターである。デジタル伝送系において、デジタルデータとその時間軸であるクロックは電位変化というアナログ量によって伝送が行われている。このアナログ領域において、波形の高周波減衰、ノイズ混入や相互干渉などによってピットクロックやワードクロックの基準である電位のゼロクロス時刻が本来のタイミングよりずれる現象が、デジタル・インタフェース・ジッターである。

このジッターは、伝送路を経るたびに累積されていくが、一般にデジタルデータの伝送に支障をきたすほど大きくなる場合は少ない。しかし、ここでのクロックのゆらぎは、次項に示すサンプリング・ジッターの原因にもなる。また、PLLなどを用いたクロック回復回路によるデジタル・インタフェース・ジッター低減の有効性

が検討されている²⁾。

2.2 サンプリング・ジッター

DAあるいはAD変換器において、個々のデジタルデータを電圧に変換する際の、あるいは電圧をデジタルデータに変換する際の、サンプル間隔のゆらぎが、サンプリング・ジッターである。DA変換器がサンプリングクロックとして、外部から入力されるデジタルデータストリームに含まれるクロックを用いる場合には、前述のデジタル・インタフェース・ジッターの影響を受ける。また、内部クロックを用いる場合にも、そのクロック固有のジッターが含まれる。いずれにしても、有効なクロック回復回路を用いれば、サンプリング・ジッターの低減は可能である³⁾。AD変換器においても、他のAD/DA変換器との同期を目的に外部クロックを用いる場合もあり、サンプリング・ジッターの様相はDA変換器と同様である。

サンプリング・ジッターは、リスナーの耳に届くアナログ信号を記録/生成する際に歪みを生むため、その物理的な測定は、デジタル・オーディオの音質を検討する際に重要になってくる。よって本稿では以降、このサンプリング・ジッターを測定する手法を検討していく。

3 サンプリング・ジッターの測定方法

最初に、ここで扱うサンプリング・ジッターの定義を示しておく。Figure 1に、DA変換器において再生される信号波形の模式図を示した。この図のようなジッターがもし存在する場合、ジッターの周期は信号音の周期と等しく、その振幅値はサンプリング周期の $1/2(1/2 \text{ UI:Unit Interval})$ 、peak-to-peakのジッター値は1 UIとなる。

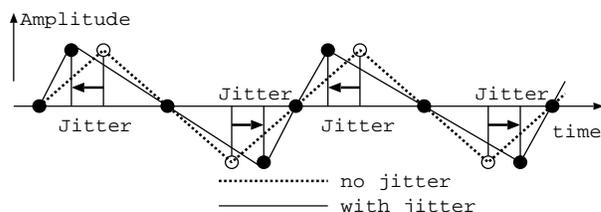


Fig. 1 Schematic representation of sampling jitter.

まず、サンプリング・ジッターを測定するため、従来から行われてきた手法を以下に示し、簡単な検討を行う。

1. DA/AD変換器回路内に生じているクロックパルス
を直接観測⁴⁾
2. 異なる再生系で得られる再生音波形の差分を観測⁵⁾

3. 再生音波形のゼロクロス時間を観測⁶⁾
4. 再生音のパワースペクトルを周波数領域で観測³⁾

1. の方法は、電子回路に直接アクセスせねばならず、様々な機器を手軽に測定できるとは言いがたい。2~4 の方法は、何らかの試験音を用いて、DA 変換後のアナログ波形を AD 変換することによって、双方の変換器特性の重畳された結果を測定するものである。よって、DA 変換器を測定対象とする場合には、AD 変換器の精度に十分注意を払う必要があるし、その逆も同じである。

2. の方法では、どのような試験音を用いたとしても、測定系において高調波歪みや混変調歪みが生じる場合や、測定系毎に振幅周波数特性が異なる場合に、ジッター量を過大評価してしまう恐れがある。

3. の方法は、複合音を試験音として用いた場合に、同じく測定系での高調波歪みや混変調歪み、振幅周波数特性の違いによってジッター量を過大評価する恐れがある。一方、純音を試験音として利用し、高調波歪みなどが充分小さく、かつ測定系に直流成分が存在しない限りにおいては、3. の方法は理論的には問題はないが、ゼロクロス時刻毎にしかデータが収集できないので、ジッター測定の時間分解能はやや劣る。

4. の方法は通常、純音を試験音として用い、FFT などのソフトウェアのみで簡単に精度の高い測定が可能である。しかし、低周波数のジッターを測定するためには、長時間スペクトルを観察する必要があり、ジッター測定の時間分解能はかなり劣る。

次節以降では、サンプリング・ジッターの測定手法として、再生音のパワースペクトルを周波数領域で観測する方法と、本稿で新たに提案する、解析信号を用いた時間領域での振幅および周波数変動測定の方法を示す。また、既知のサンプリング・ジッターを含んだ再生信号を用いて、それらの測定方法によるジッター測定精度の確認を行う。

3.1 周波数領域での測定

f_{car} Hz の正弦波に、周波数 f_{jit} Hz, 振幅 J_{sec} である正弦波のジッター成分を付加したときの時間波形 $x(t)$ を示す。

$$\begin{aligned} x(t) &= \sin(2\pi f_{car}(t + J \sin(2\pi f_{jit}t))) \\ &= \sin(2\pi f_{car}t) \cos(2\pi f_{car}J \sin(2\pi f_{jit}t)) \\ &\quad + \cos(2\pi f_{car}t) \sin(2\pi f_{car}J \sin(2\pi f_{jit}t)) \quad (1) \end{aligned}$$

ここで J は通常 nsec ~ psec ($10^{-7} \sim 10^{-12}$) のオーダーなので、 $f_{car}J \ll 1$ と見なすことができ、 $\sin(2\pi f_{car}J \sin(2\pi f_{jit}t)) = 2\pi f_{car}J \sin(2\pi f_{jit}t)$,

$\cos(2\pi f_{car}J \sin(2\pi f_{jit}t)) = 1$ となる。これを利用して、1 式は、

$$\begin{aligned} x(t) &= \sin(2\pi f_{car}t) + \pi J f_{car}(\sin(2\pi(f_{car} + f_{jit})t) \\ &\quad - \sin(2\pi(f_{car} - f_{jit})t)) \quad (2) \end{aligned}$$

と書き換えられる。この式より、搬送波の振幅に対して、 $\pi J f_{car}$ の側帯波が生じることが分かる。

周波数領域でのジッター測定は、この側帯波の振幅を、DFT を用いて周波数領域にて測定する。このとき注意すべき点は、測定時に用いる窓関数と周波数分解能である。低周波かつ振幅の小さいジッターを測定するためには、レベルの低い側帯波が、搬送波周波数成分のメインローブやサイドローブに埋もれないように気をつける必要がある。このため、メインローブ幅が小さく、3 離散周波数離れたサイドローブレベルが -84 dB 以下となる Hanning 窓か、メインローブはやや広いが、サイドローブレベルが -103 dB 以下となる Blackman 窓などが適切であろう。また、側帯波の振幅には、搬送波周波数値が掛け合わされていることから、高周波音による測定が、同じジッター振幅でも大きい側帯波振幅を観測できるため、有効であることが分かる。

3.2 解析信号を用いた時間領域での測定

式 1 に、振幅変動が掛かった形を考える。振幅変動波形を $a(t)$ とすると、

$$x(t) = a(t) \sin(2\pi f_{car}(t + J \sin(2\pi f_{jit}t))) \quad (3)$$

この信号に対する解析信号 $y(t)$ は、以下の式で表される。

$$y(t) = x(t) + jH[x(t)] \quad (4)$$

ここで、 $H[x(t)]$ は、 $x(t)$ をヒルベルト変換して得られる信号を表す。 $y(t)$ は複素信号であるから、各時刻の振幅絶対値 (振幅変動波) $a(t)$ と瞬時位相角 $\phi(t)$ を用いて、

$$y(t) = a(t) \exp(j\phi(t)) \quad (5)$$

と表すことができる。式 3 を式 4 に代入し、式 5 の形に変形する⁷⁾ ことによって、瞬時位相角 $\phi(t)$ は、

$$\phi(t) = 2\pi f_{car}(t + J \sin(2\pi f_{jit}t)) - \pi/2 \quad (6)$$

と表すことができる。解析信号は、DFT によって求めることができる⁷⁾ ので、得られた瞬時位相角と搬送周波数より、ジッター波形 $J \sin(2\pi f_{jit}t)$ を求めることができる。ここでは単純化の為にジッター波形を正弦波で表したが、あらゆる波形は正弦波の合成で表現できるので、

ここで示した計算によって任意のジッター波形を抽出することが可能である。実際の測定では、DA変換器とAD変換器のクロック周波数の僅かな差のため、DA変換前の信号音周波数が、AD変換後に得られるとは限らない。このため、瞬時位相を時間微分して得られる瞬時周波数を平均した値を搬送周波数とする。これは、ジッター波形の変化範囲の中央をゼロと置くことに相当する。

3.3 測定精度の比較

1式によって計算できる、既知のジッターを含んだ時間波形を測定対象として、周波数領域での測定と、時間領域での測定の精度を比較する。ここではサンプリング周波数 48kHz、搬送波周波数 12kHz、ジッター周波数 1kHz、ジッター振幅 1nsec、観測時間 5sec、信号レベルは、-6.0dB FS(Full Scale) として行った。このときの、理論的な側帯波レベルは、2式より -94.5dBFS となる。

まず、量子化雑音や信号と無相関の雑音が存在しない場合には、いずれの測定方法も、誤差は 100000 分の 1 未満であり、測定における計算精度は充分であることが分かった。

次に、実際の測定環境を模擬するため、量子化ビット数 16bit、および、信号と無相関なスペクトルレベルにおいて -130 ~ -100dBFS のガウス雑音を付加したシミュレーションを行った。雑音が含まれる信号を時間領域で分析する場合、雑音も周波数変動として一緒に捉えられるため、測定されるジッター波形は雑音成分を含むことによって、その振幅は、与えたジッター振幅より大きくなる。このため、測定されたジッター波形を周波数分析し、スペクトル上のピーク振幅を測定することにより、与えられたジッター振幅を推定した。

測定値は雑音のスペクトルによって異なるため、ガウス雑音をランダムに生成しながら 100 回繰り返して測定を行った。周波数領域と時間領域で得られた測定値の平均値と標準偏差を、Fig. 2 に示した。いずれのノイズレベルにおいても、時間領域での平均測定値の方が、真値に近かった。次に測定値と真値との誤差の絶対値を精度評価の指標として求めた。同一雑音を用いて測定したときの、時間領域の測定で得られた値と、周波数領域の測定で得られた値とについて、対応のある差の検定を行った。その結果、全てのノイズレベルにおいて、危険率 0.05 未満で、時間領域における測定値の誤差のほうがい小さいことが有意であった。この理由としては、以下の通りである。付加された雑音は側帯波の振幅変動と周波数変動の双方に寄与するため、パワースペクトル上では、それら双方による誤差が側帯波に含まれる。一方、解析信号を用いれば、時間領域で周波数変動と振幅変動

を分離できるため、得られるジッター波形には雑音の周波数変動の影響しか含まれず、パワースペクトルを観察する場合に比べて、測定誤差が少なくなると言える。

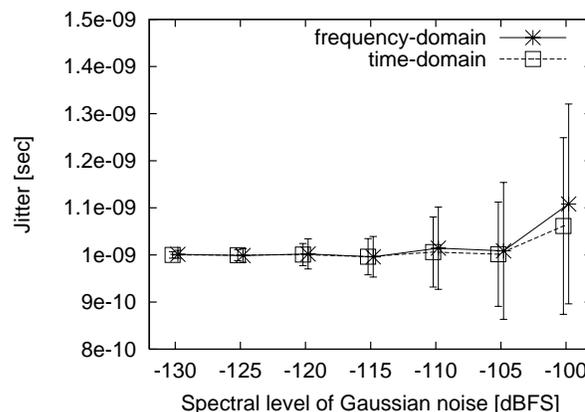


Fig. 2 Average jitter and standard deviation obtained from time-domain measurements and frequency-domain measurements. Data points are horizontally shifted apart for clarity. Simulated jitter is 1nsec. Theoretical level of sideband is -94.5dBFS.

4 実測結果

ここでは、実際の AD および DA 変換器を用いて、周波数領域と時間領域でのジッター測定を行い、それぞれの測定方法を比較しながら、ジッター特性について検討を行う。

測定に使用した AD および DA 変換器を Table.1 に示した。測定では、DAC3 のサンプリング周波数を 44.1kHz、それ以外は全て 48kHz とし、R チャンネルのみで測定を行った。DA 変換器への入力信号レベルは、-6dBFS とし、出力アナログ信号はそのまま AD 変換器に入力した。AD 変換後の信号レベルは、-6dBFS に近い値になるように調整した。AD 変換器によるデジタル記録は、5 秒間とした。

Table 1 AD and DA converters for measurements.

label	circuit features
ADC1	16-Bit, $\Delta\Sigma$, 64X oversampling
DAC1	18-Bit, 5th-order $\Delta\Sigma$, 64X oversampling
DAC2	18-Bit $\Delta\Sigma$, 128X oversampling
DAC3	unknown

4.1 ADC1 と DAC1 の測定

ADC1 と DAC1 は、個体は異なるが、AD/DA のいずれかを選択して使用できる同一機種であり、SCSI バスを通じてコンピュータ外部に接続する。前述のように、ジッターの測定では、DA と AD 変換器両方の特性が重畳した結果を測定せざるを得ないため、非測定側の精度が非常に重要である。この AD 変換器が、次節以降の DA 変換器測定において用いるために十分な精度を持つかどうかを確認することも、ここでの課題である。

Figure 3 の A ~ D に周波数領域でのジッター測定結果となるスペクトル図を示した。それぞれ、A はゼロ振幅の信号を再生したものの、B と D は 12kHz, -6dBFS 純音を再生したときもの、C は 4kHz, -6dBFS 純音を再生したものである。C と D は低周波のジッターに起因する側帯波を見やすくするために、表示周波数帯域幅を 400Hz としたものである。E ~ H には 12kHz 純音のときの時間領域での測定結果を示した。E はジッター波形、F は振幅変動波形、G はジッターのスペクトル、H は振幅変動スペクトルである。

ADC1 および DAC1 は、著者らが保有する機器の中で、最も高性能を標榜する AD/DA 変換器であり、本稿に示した測定以外に行った測定も含めて、最も低いノイズフロアおよび低ジッター特性を示した。よって、以降の測定では、ADC1 を、他の DA 変換器測定用として用いることにした。

4.2 DAC2 の測定

DAC2 は、PCI バスを用いるコンピュータ内蔵サウンドカードである。Figure 4 に、測定結果を示した。図の内訳は、Fig.3 と同じである。

Figure 4D、G を見ても分かる通り、約 12Hz のジッターとその高調波が顕著に観測された。また、Fig.4E からは、非常にゆっくりした 0.5Hz 以下のジッターが観測される。このジッターは、Fig.4G では、直流成分のサイドローブに覆われるため正確な測定はできないが、もっと長時間の測定を行えば、ジッター成分として分離も可能であろう。

Figure 3 と Fig.4 を比較してみると、Fig.3G において、約 1kHz ~ 3.5kHz の範囲に観測されたジッター成分は、Fig.4G には存在しないことが分かる。これらの図の比較からは困難であるが、図を拡大して詳細に観察すると、Fig.3G に見られる約 120Hz のジッター成分も、同様に Fig.4G には存在しないことが分かった。つまり、これらのジッター成分は、DAC1 — ADC1 の測定系では観測され、DAC2 — ADC1 の系では観測されないということから、DAC1 において生じていることが明らか

かになった。このような詳細な比較によって、ADC1 に固有に含まれる可能性の高いジッター成分の振幅は、1 ~ 8000Hz の範囲において、40psec 以下であることが分かった。よって、DA 変換器測定用として、ADC1 を用いる妥当性が再確認できた。

Figure 4C は、D に比較して、側帯波のレベルが全体的に低くなっている。これは、式 2 から分かる通り、搬送波の周波数が低くなっているからである。搬送波周波数が 1/3 になると、式 2 より計算される振幅の理論値は、 $20 \log_{10}(1/3) = -9.5\text{dB}$ となることが予測される。信号音が 12kHz から 4kHz に変化することによる実際の振幅レベルの変化は、約 -7.7dB であり、予測値をやや下まわった。この比較結果は、時間領域での分析でも同様であった。この原因として、4kHz の場合は、ノイズフロアの影響を受けやすいことも考えられるが、その影響を加味しても、依然として実測値の差は小さい。よって、その他の要因、例えばジッター振幅が信号周波数に依存する可能性も考えられる。

4.3 DAC3 の測定

DAC3 は廉価版の AV アンプに内蔵されている DA 変換器である。CD-R に記録したデジタル信号をオーディオ CD プレーヤ (SANSUI CII) を使って読み取り、光デジタルケーブルによって DA 変換器に入力したものを再生して測定を行った。Figure 5 に、測定結果を示した。図の内訳は、A と B の表示周波数帯域幅が 12kHz、C と D が 2600Hz であり、F は振幅変動波形の特徴を捉えやすいように 0 ~ 0.1sec の区間を表示していること以外、Fig.3 と同じである。

Figure 5B,C,D には顕著な側帯波成分が観察される。しかし、それら全てがジッターに起因する成分かどうかは、再生音に含まれる振幅変動も側帯波を生じさせるため、周波数領域からの観測だけでは明らかにすることはできない。

一方、解析信号を用いた時間領域での測定からは、Fig.5F に示した振幅変動波を得た。これをスペクトル分析した Fig.5H とジッター波形をスペクトル分析した Fig.5G を見比べて分かるように、Fig.5D において顕著に見られる約 100Hz 間隔の側帯波は、主に信号音を変調している振幅変動に起因していることが分かった。また、比較的大きな振幅のジッター成分に起因する側帯波は、Fig.5B において観察される約 1200Hz 間隔の側帯波群であることが、Fig.5G より容易に把握できる。

このように、時間領域の測定では、周波数領域における測定では困難である、ジッターを原因とする側帯波成分と、振幅変動を原因とする側帯波成分の分離がある程

度可能である。このことは、DA/AD変換器における歪み発生原因をつきとめるために、ある程度有効ではないかと考える。

なお、ここで測定されたサンプリング・ジッターは、第2節にて議論したように、CDプレーヤでのCD-R読み取り時やデジタル伝送時に生じたデジタル・インタフェース・ジッターが原因とも考えることができる。これを明らかにするには、他のデジタル伝送路やデジタル信号源を用いて測定した結果と比較検討する必要がある。デジタル・インタフェース・ジッターを、サンプリング・ジッターとして現れないようにどこまで抑圧できるかも、DA変換器における重要な役割として考えられる。

5 考察

5.1 ジッターに起因する側帯波の可聴性

サンプリング・ジッターは、第3.1節において示したように、信号音の側帯波として現われる。この側帯波周波数やレベルが聴こえに及ぼす影響は、大きく分けて2つに分類することができる。

ジッター周波数が高い場合、レベルの高い側帯波は、純音成分として、信号音と分離して聴取が可能である。これは信号音によるマスキングが少ない低域側の側帯波について顕著である。今ここで、信号音によるマスキングの影響を全く考えないと仮定して、信号音を聴取限界である120dB SPLで再生したときに、ジッターに起因する側帯波成分が最小可聴閾を越えるときに、ジッターの影響が聴取できるとすると、信号音周波数の関数として、最小可聴閾のデータより、ジッター許容限界を容易に求めることができる³⁾。

ジッター周波数が信号音を中心とする臨界帯域幅の約半分より小さい場合は、もはや側帯波を信号音から分離して聴取することは困難となる。ジッター周波数が低くなるに従い、濁り感から高さの揺らぎ感に変化していくが、これらの感覚をもたらすためには、より大きい側帯波レベル(-20dB以上)を必要とする。現在のDA/AD変換器にこのような大きいジッターが含まれることは、まずあり得ないだろう。

今回測定した3つのDA変換器について言えば、DAC3におけるジッターに起因する低域側の側帯波成分は、純音成分として約90dB SPL以上の高音圧再生時に聴取できる可能性が高い。

5.2 解析信号を用いた時間領域での測定の利点と応用

解析信号を用いた時間領域での測定において最初に得られるジッター波形(例えばFig.3,4,5でのグラフE)は、ノイズフロアの成分もジッターとして換算し得られる全ての周波数成分が一緒になったジッター波形である。これをジッター成分が存在する周波数帯域だけフィルタリングすることによって、本来のジッター波形とその振幅を求めることができる。

例えば、DAC2の測定結果の場合、周波数領域の測定からは、約12Hzを基本周波数とする調波構造を持つジッター波が存在することは分かっても、その波形や波形全体の振幅を求めることは大変困難である。しかし、Fig.4Eの波形に対して、300Hzをカットオフとするローパスフィルタを掛けることによって、Fig.6のようなジッター波形を得ることができる。

また、本稿では直接示さなかったが、ジッター波形についてスペクトログラムのように時間-周波数分析し、ジッター成分の時間変化を観察することや、周期性のジッターについてはジッター波形の同期加算によって、ノイズフロアの影響を低減することも可能である。このような処理は、周波数領域でのジッター測定では不可能である。

以上の様に、ジッターの様々な様相を明らかにすることは、ジッター発生原因の探索や抑圧に、効果的な手がかりを与えると考えられる。

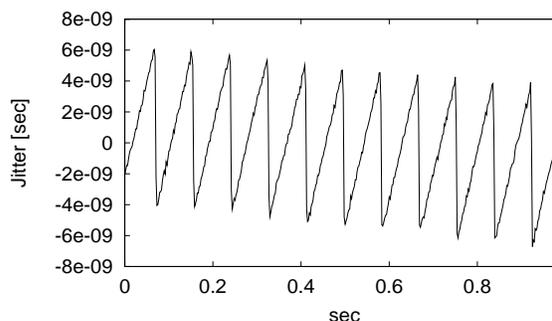


Fig. 6 Jitter waveform obtained from DAC2. Frequency range is restricted below 300Hz.

5.3 サンプリング・ジッター特性

今回測定対象とした3つのDA変換器において観測されたサンプリング・ジッター波形の特徴としては、特定の周波数にピークをもつ正弦波の集合(DAC1)、鋸歯状波(DAC2)、基本周波数が異なる複数の高調波系列(DAC3)であった。本稿では示さないが、他に測定した複数の

DA 変換器の特性も、これらのうちのいずれかに当てはまった。

もし、広帯域にパワーが分散されているジッター波が DA 変換器に含まれる場合、再生音におけるノイズフロアの上昇をまねくことになる。このような性質のジッターは、信号音周波数が変化することによって、ノイズフロアレベルの変化を伴う⁸⁾。しかし、実際にはそのようなノイズフロアレベルの変化は観測されなかったし、ある帯域幅に分布するランダム雑音のようなジッター成分も観測されなかった。この事実は、サンプリング・ジッターを人工的に付加して行われるジッター検知限測定実験⁸⁾において、実際の DA 変換器におけるサンプリング・ジッターを模擬するのであるならば、ノイズよりも、調波複合音や純音をジッター波として用いるべきであることを示唆している。

6 今後の課題

6.1 ジッターをもたらし外的要因の再検討

デジタル・オーディオにおける音質変化を及ぼす要因について、回路設計などの純粹に電氣的な要因を除けば、根拠のあるなしを別にして、しばしば挙げられる代表的なものとして、

- 電源極性⁶⁾
- デジタル伝送ケーブル⁹⁾
- Audio-CD の材質/形状/etc.¹⁰⁾
- Audio-CD レーベル面への着色
- CD-R の記録層素材
- CD-R の書き込み速度

などがある。これらの要因は、デジタルデータ伝送の正確性という点では全く問題ないことは簡単な実験により確認できるのだが、第 2 節でも触れたように、時間軸の基準となるクロックはアナログ領域で伝送されるため、このクロックの揺らぎ、つまりジッターに影響を及ぼす要因として、上記の要因が引き合いに出される場合が多い。特に、Audio-CD プレーヤにおいては、回転/光学/制御/電気系が複雑に絡み合った構造を持つことも一因なのか、この手の話は、根拠もなさそうな話も含めて極端に多いと言える。

いずれにせよ、音としてリスナーに聴取されるためには、DA 変換器を通してアナログ信号に変換される必要があり、そこでの歪みを正確に測定および評価し、音質改善のための機器設計や行動に生かすことが重要である

と、我々は考える。しかし、ジッターと音質変化にまつわる話題が多い一方で、実際に DA 変換器において生じているサンプリング・ジッターの特性を正確に測定した報告は驚くほど少ない。

今後は、本稿において示したように、高精度にサンプリング・ジッターを測定することによって、デジタル・オーディオの音質変化に影響すると言われているものの、いまだ科学的なメスが入っていない要因のひとつひとつについて、実際にジッターに何らかの変化が現われるのかを測定することによって、単なる風説なのかどうかを確認していきたいと思う。

6.2 音楽信号を用いた測定

本稿では、DA および AD 変換時に生じるサンプリング・ジッターが原因とみられるひずみ成分の測定を、純音信号を用いて行った。しかし、実際に DA および AD 変換器の音質が問題になるのは、音楽信号を再生/記録する場合である。そして、一部のオーディオ愛好家の主張には、純音を使用して測定されるジッターと音楽信号を再生/記録する際に生じているジッターとは、振幅やその様相において異なる、というものがある。

音楽信号を用いてジッターを測定した従来手法^{5, 6)}については、測定精度に問題があることを 3 節にて指摘した。また、周波数領域においてジッターを測定する方法では、側帯波スペクトルが他のスペクトル成分に覆われるため、無理といってもよいだろう。今後は、解析信号を用いた時間領域での測定を応用することによって、音楽信号を用いたジッター測定の可能性について検討していきたい。

6.3 信号と相関のあるジッターの測定

また、オーディオ愛好家の中には、音楽信号と何らかの相関のあるジッターが、音質劣化の原因となっている、という主張も見られる。実際に、反対チャンネルの信号レベルに依存して変化するサンプリング・ジッターを、DA 変換器からの再生音において捉えた報告³⁾もある。このようなジッターが生じる原因のひとつとしては、デジタル伝送路におけるシリアル転送時のビット列の並び方(振幅データ)によって、アナログ波形で伝送されているビットパターンにおけるゼロクロス時刻が変化するという、デジタル・インタフェース・ジッター¹¹⁾が考えられる。もっとも、適切な回路設計と有効なクロック回復回路の使用により、再生時にこの種のジッターを抑圧することも可能である。

今後は、今回示した時間領域でのジッター測定の特徴

である、時間分解能の高さを利用して、信号音の振幅変化に伴う、時間的なジッター変化の測定を試みていきたい。

7 まとめ

解析信号を使った時間領域での DA/AD 変換器のサンプリング・ジッター測定は、従来から行われていたパワースペクトルを用いた周波数領域での測定より精度が高く、かつ時間分解能も高いため、サンプリング・ジッターの様々な特性の測定に非常に有効であることを示した。また、解析信号より周波数変動波と振幅変動波とが同時に得られるため、周波数領域における測定からは困難であった周波数変動 (ジッター) に起因する側帯波と、振幅変動に起因する側帯波の分離がある程度可能であることも示した。

謝辞

解析信号を用いた測定法について、くらしき作陽大学の加藤充美教授に有益なご議論を頂き、ここに感謝を表す。本研究の一部には平成 13 年度東京情報大学共同研究 4 の補助を受けた。

参考文献

- 1) Julian Dunn, “Jitter Theory,” Audio Precision TECHNICAL NOTE, **23**, 1–23 (2000).
- 2) Julian Dunn, Barry McKibben, Roger Taylor, and Chris Travis, “Towards Common Specifications for Digital Audio Interface Jitter,” Proceeding of 95th AES Convention, **3705**, (1993).
- 3) Julian Dunn, “Jitter: Specification and Assessment in Digital Audio Equipment,” Proceeding of 93rd AES Convention, 1–23 (1992).
- 4) 小林幸夫, 石川智治, 宮原誠, “CD Player の時間伸び縮み特性と高度感性情報再生の評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, **EA98-17**, 1–6 (1998).
- 5) 冬木真吾, 小林幸夫, 石川智治, 宮原誠, “デジタル音楽信号の jitter に起因する高度感性情報の欠落 — “雰囲気”, “空気感”(深々さ) の激減衰化 —,” 電子情報通信学会技術研究報告, **EA97-03**, 9–16 (1998).
- 6) 三井実, 石川智治, 小林幸夫, 宮原誠, “音のゆらぎ情報と時間伸び縮み歪について,” 電子情報通信学会技術研究報告, **EA99-41**, 9–16 (1999).

- 7) 加藤充美, 西村明, 安藤由典, “解析信号を用いたフルート音の倍音の周波数分析,” 電子情報通信学会技術研究報告, **SP2000-136**, 43–50 (2001).
- 8) 蘆原郁, 桐生昭吾, “音楽信号の時間ゆらぎ検知限,” 電子情報通信学会技術研究報告, **HDA00-9**, 1–7 (2000).
- 9) Julian Dunn and Ian Dennis, “The Diagnosis and Solution of Jitter-related Problems in Digital Audio Systems,” Proceeding of 96th AES Convention, 1–16 (1994).
- 10) 日置敏昭, “コンパクトディスク (CD) が持つ特有の音質劣化について—ディスク材料の影響を受ける再生音質—,” 電子情報通信学会技術研究報告, **EA98-27**, 1–8 (1998).
- 11) Julian Dunn, “Jitter and Digital Audio Performance Measurement,” Proceedings of the AES UK Conference, 16–17 (1994).

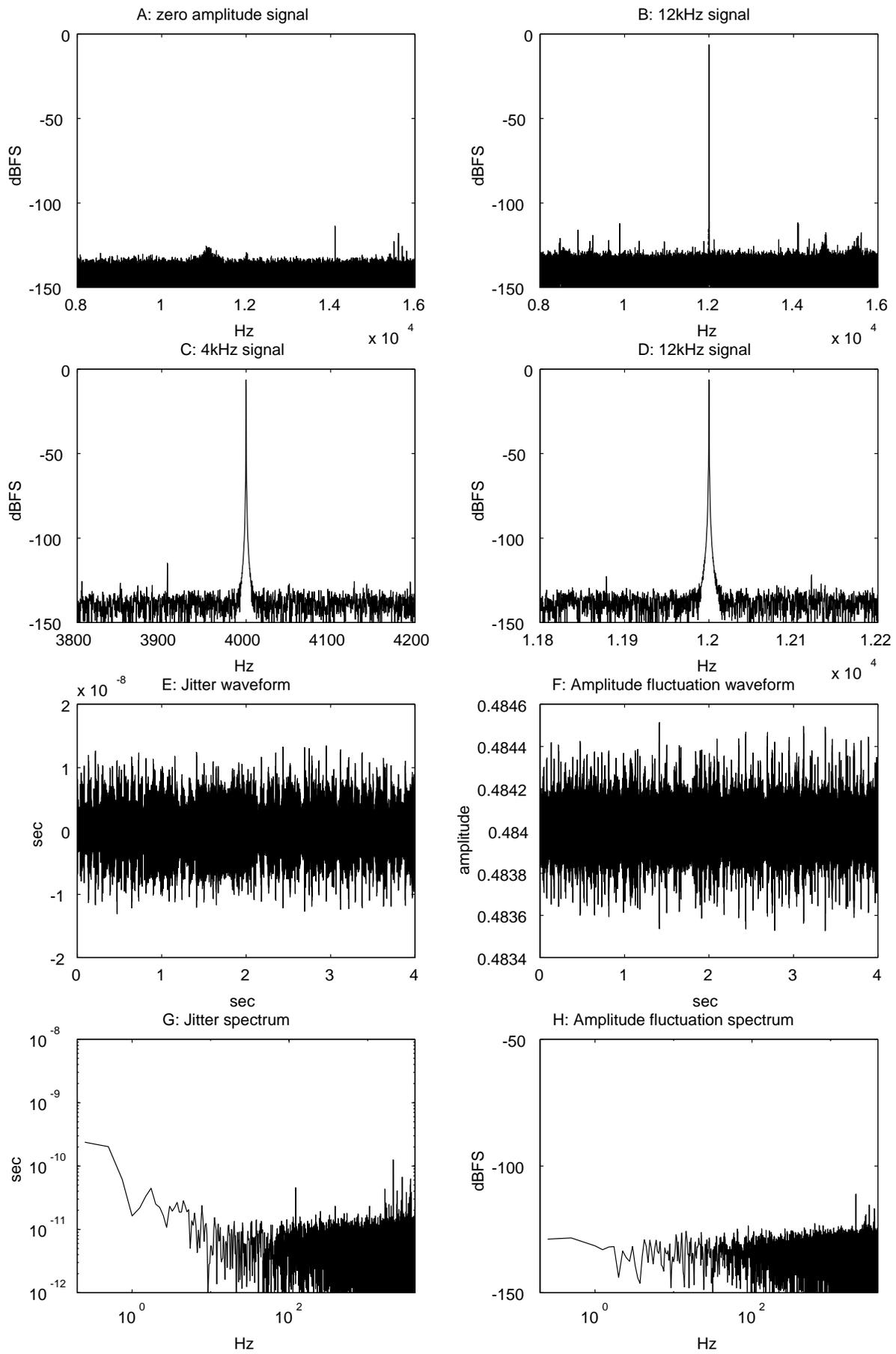


Fig. 3 Measurements of DAC1 and ADC1 in frequency-domain and time-domain.

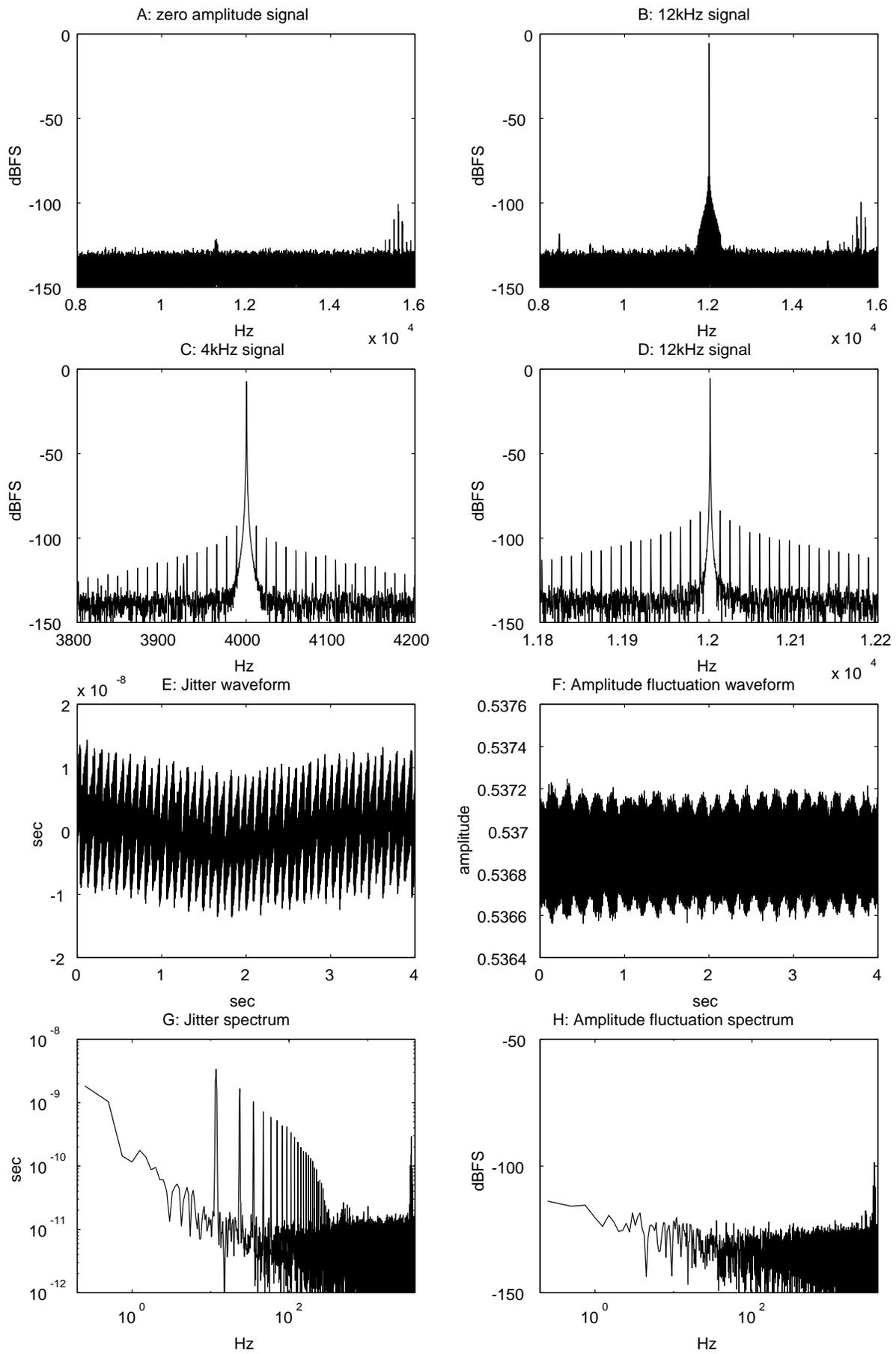


Fig. 4 Measurements of DAC2 in frequency-domain and time-domain.

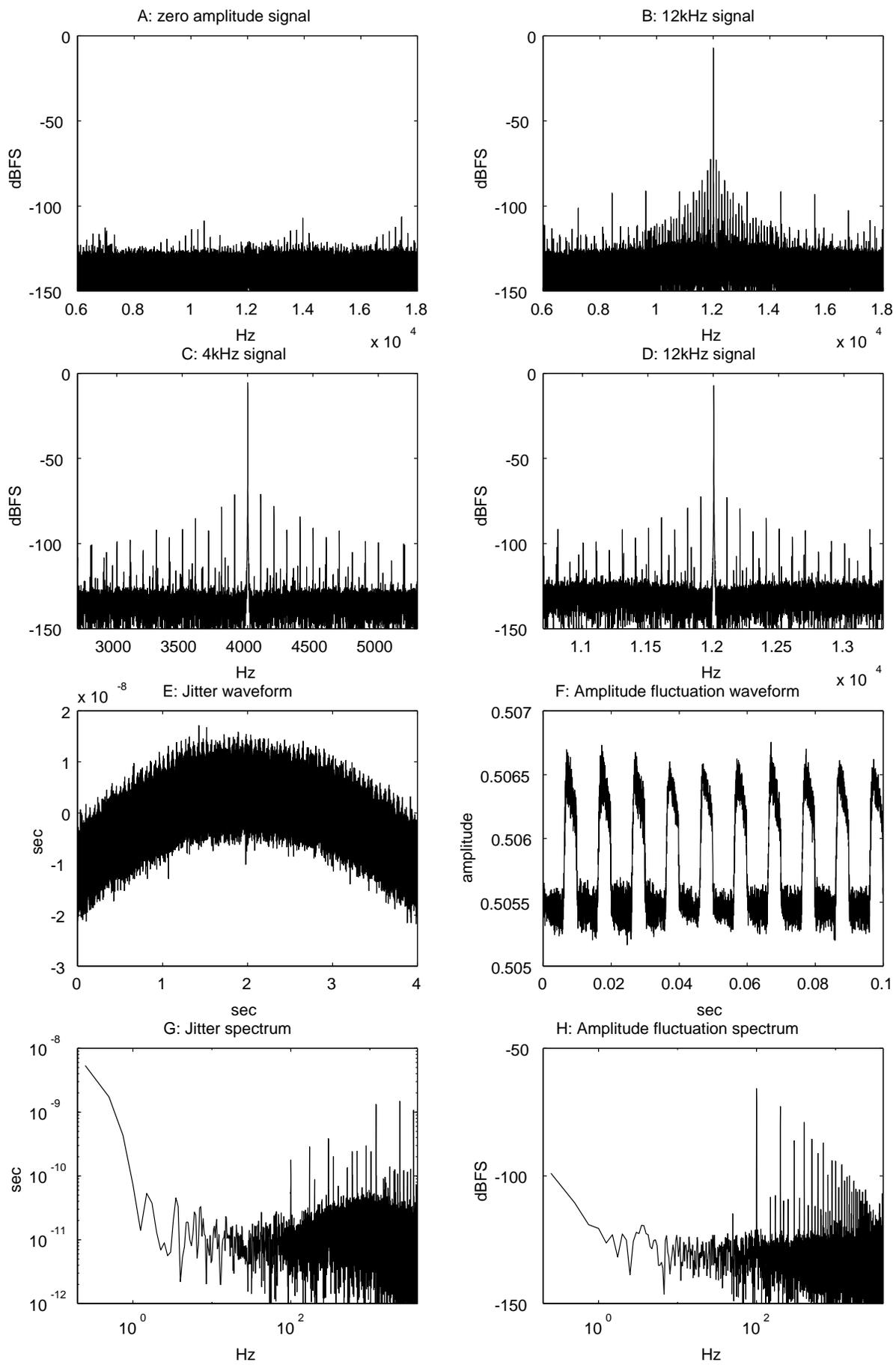


Fig. 5 Measurements of DAC3 in frequency-domain and time-domain.