

新アナログ信号光伝達システムの性能評価

東京大学理学部坪野研究室 修士1年 沼田健司

初版：1998年7月1日

目次

1	新しいアナログ信号光伝達システムについて	2
2	システムの概要	2
2.1	構成	2
2.2	光伝送ユニット	2
2.3	ADC	3
2.4	DAC	3
3	理論背景	4
3.1	AD/DA変換の伝達関数	4
3.2	ノイズ特性	4
3.2.1	量子化ノイズ	4
3.2.2	トランジションノイズ	4
3.2.3	ADCのサンプリング時間のずれによるノイズ	5
3.2.4	DACの出力タイミングのずれによるノイズ	5
3.2.5	高調波歪み	5
3.2.6	AD/DA変換によるノイズ	5
3.2.7	全ノイズ	5
4	性能評価の準備	6
4.1	ADC/DACのオフセット、ゲイン調整	6
4.1.1	ADCの調整	6
4.1.2	DACの調整	7
4.2	単方向、双方向通信によるノイズ	8
5	性能評価	8
5.1	伝達関数の測定	8
5.2	入力GND時のノイズの測定	12
5.3	信号入力時のノイズの測定	13
5.3.1	測定の準備	13
5.3.2	実際の測定	14
5.4	チャンネル間の干渉の測定	17

1 新しいアナログ信号光伝達システムについて

現在、国立天文台三鷹キャンパスにおいて干渉計型重力波検出器 TAMA300 の建設が進められている。この干渉計のエンドミラーのアラインメント制御伝達に使う予定である、アナログ信号光伝達システムの性能評価を行った。昨年、同様のシステムが坪野研 谷口信介氏により評価され、既に納入済である。今回の新しいシステムはもう片方の腕の制御信号伝達のために用意された。この評価には、谷口氏の前回のシステムの性能評価の方法を参考にした。氏の詳しい報告に沿っているので、ここでは新しいシステムの性能について簡単にまとめる事にする。

2 システムの概要

2.1 構成

今回のシステムは Clear Pulse 社により作成された、2対1組の NIM モジュールである。各々が入力、出力を4チャンネル持っている。入力されたアナログ信号は AD コンバータ (以下 ADC) により、デジタル信号に変換され、光伝送ユニットにはいる。光伝送ユニットは、光ケーブルにデジタル信号を送り出す。受信側の光伝送ユニットはそれを各チャンネルごとに DA コンバータ (以下 DAC) におくり、そこでデジタル信号はアナログ信号に変換されて出力される。

今回用いている ADC,DAC, 光伝送モジュールは前回と同じである。前回からの改良点としては、ADC への入力、DAC からの出力の前にインピーダンス調整のバッファが加えられた事、高周波カットのための Low Pass Filter¹ が DAC の後に入れられた事、ノイズ源となるような不要な機能が省かれている事、ADC,DAC のオフセット、ゲインの調整がパネルを開けなくても行える事、切り替えにより ADC の出力ビットを前面の LED により直接みることが出来るようになっている事、等である。

なお、2台あるモジュールには A,B の名前をつけた。A 号機のチャンネル 1 に入力されたアナログ信号は、B 号機のチャンネル 1 の出力端子から出力される²。この信号の伝送を以下、「A1-B1 伝送」などと呼ぶ事にする。なお、前回のシステムではチャンネルの番号は 0,1,2,3 であったが、今回は 1,2,3,4 と表示してあるので、ここでの報告もそれに従う。

2.2 光伝送ユニット

光伝送ユニットには NW104A という製品が用いられている。このユニットの送信部は4つの ADC からのパラレル信号を一つのパラレル信号にまとめ、送信する。受信部は受信データを4つのデジタル信号に分割し、各々のチャンネルの DAC に渡す。また、ADC,DAC のクロックも供給している。従ってアナログ信号のサンプリングレートもこのユニットから作り出される³。

A-B 伝送の場合、A の送信側のクロックと B の受信側のクロックは常に同一になっている。しかし、その時の B-A 伝送のクロックがそれに常に一致しているとは限らない。クロックもそれぞれ

¹ カットオフ周波数 約 160kHz。これは後に見るように AD/DA 変換に伴う原理的なノイズをカットするにはやや高い周波数であるが、使用帯域での位相の回りを嫌いこの設定になっている。

² 当然ながらこの組合せを変更する事は出来ない。

³ サンプリング周波数はクロックの 1/36 になるように設計されている。

	A 号機	B 号機
ADC clock	417.513 kHz	416.280 kHz
DAC clock	416.280 kHz	417.513 kHz
Sampling Frequency	11.598 kHz	11.563 kHz

図 1: 各周波数

ADC clock は ADS7807 18pin で測定。DAC clock は DAC714 1pin で測定。Sampling Frequency は ADS7807 22pin と DAC714 2pin で測定した。A 号機の ADC と B 号機の DAC、またその逆の周波数は等しくなっている。

Digital Code	Analog
0111 1111 1111 1111	+FS-1LSB
0000 0000 0000 0001	+1LSB
0000 0000 0000 0000	ゼロ
1111 1111 1111 1111	-1LSB
1000 0000 0000 0001	-FS+1LSB
1000 0000 0000 0000	-FS

図 2: デジタル入出力コード
CTC。FS はフルスケールを表す。

れ微妙に変動している⁴。変動範囲は大きくても $\pm 10\text{Hz}$ 程度である⁵。ある時点でのクロックとサンプリング周波数の実測値を図 1 に示す。

2.3 ADC

今回用いられている ADC チップも前回と同じ BURR-BROWN 社の ADS7807 である。逐次比較型 16bitADC でバイポーラモードで $\pm 10\text{V}$ のアナログ入力レンジを持つ。1LSB は $305.1758\mu\text{V}$ である。変換時間は実測 $20\mu\text{sec}$ 程度であった。カタログによると、トランジションノイズ 0.8LSB、全高調波歪 (THD)-90dB などとなっている。

2.4 DAC

DAC も前回と同じ BURR-BROWN 社の DAC714 である。16bitADC でバイポーラモードで $\pm 10\text{V}$ のアナログ出力レンジを持つ。シリアルデジタル入力データをアナログ信号として出力する。

なお、ここで ADC/DAC の入出力コードは 2'S コンプリメントコード (CTC) を用いている。図 2 に CTC のデジタル、アナログの対応関係を示す。

⁴ 特に電源投入後、すぐには安定しない。ここでの性能評価も電源投入後十分な時間が経過してから行っている。

⁵ この時、変動はサンプリング周波数 f_0 の 0.005% 以下であるといえる。後の実験でも変動の上限値が 0.01% 以下であることが確認された。

3 理論背景

AD/DA 変換に関する理論的な背景をまとめておく。谷口氏の報告書に十分な説明と計算が与えられているので、ここでは、具体的な計算は示さず、結果を列挙するにとどめる。表記も統一した。

3.1 AD/DA 変換の伝達関数

理想的な D/A 変換の伝達関数 $H(f)$ は、サンプリングタイムを T_0 としたとき、

$$H(f) = \exp(-i\pi f T_0) \frac{\sin(\pi f T_0)}{\pi f T_0} \quad (1)$$

で与えられる⁶。

3.2 ノイズ特性

AD/DA 変換に際して以下のノイズが混入する事が知られている。

3.2.1 量子化ノイズ

ADC に入力されたアナログ信号と出力されたデジタル信号の差によるノイズを量子化ノイズと呼ぶ。また、その差を量子化誤差と言う。

量子化誤差の RMS 振幅を $\sigma_{\text{rms}}^{\text{qua}}$ とすると、量子化ノイズの出力のパワースペクトル密度 $G_{\text{qua}}(f)$ は⁷、

$$G_{\text{qua}}(f) = 2\sigma_{\text{rms}}^{\text{qua}2} T_0 \left(\frac{\sin(\pi f T_0 / 2)}{\pi f T_0 / 2} \right)^2 \quad (2)$$

である。

$\sigma_{\text{rms}}^{\text{qua}}$ は、 Δ を 1LSB とすると、常に $\pm 1/2$ LSB 幅で量子化誤差が生じるとした理想的な場合、

$$\sigma_{\text{rms}}^{\text{qua}} = \frac{\Delta^2}{12} \quad (3)$$

となる。

3.2.2 トランジションノイズ

ADC のデジタル出力が ADC の内部雑音によって変動することによるノイズをトランジションノイズと呼ぶ。これを出力で観察した時のパワースペクトル密度 $G_{\text{tra}}(f)$ は、

$$G_{\text{tra}}(f) = 2\sigma_{\text{rms}}^{\text{tra}2} T_0 \left(\frac{\sin(\pi f T_0)}{\pi f T_0} \right)^2 \quad (4)$$

である。ただし、 $\sigma_{\text{rms}}^{\text{tra}}$ は、トランジションノイズによる誤差の RMS 振幅である。以下、同様に文字を定義している。

⁶ 実際のサンプリングタイム T_0 を用いて計算すると Cut Off 周波数は 5.1 kHz となる。高周波の信号伝送にはこのシステムは全く用いる事ができない。

⁷ 量子化誤差そのものは白色雑音と考えられる。以下も伝送後のスペクトルを考えている。

3.2.3 ADCのサンプリング時間のずれによるノイズ

ADCのサンプリング時間が ΔT^{ADC} ずれると出力にはノイズが混入する。入力信号を振幅 V 、周波数 f_s の正弦波とすると、その出力パワースペクトル $G_{\text{ADC}}(f)$ は、

$$G_{\text{ADC}}(f) = T_0(2\pi f_s V \Delta T_{\text{rms}}^{\text{ADC}})^2 \left(\frac{\sin(\pi f T_0)}{\pi f T_0} \right)^2 \quad (5)$$

である。

3.2.4 DACの出力タイミングのずれによるノイズ

DACの出力タイミングが ΔT^{DAC} ずれた時に混入するノイズである。先と同様の信号を入力した時、時間ずれが充分小さければ、測定帯域で、

$$G_{\text{DAC}}(f) \simeq T_0(2\pi f_s V \Delta T_{\text{rms}}^{\text{DAC}})^2 \quad (6)$$

というパワースペクトルを持つ。

これら時間ずれのノイズの原因は、今のシステムの場合、光伝送ユニットから供給されるクロックの揺らぎであると考えてよい。

3.2.5 高調波歪み

ADCに純粋な正弦波を入力した場合でも、出力にはその高調波が混入する。

その大きさの目安として、全高調波歪み率 (THD) がある。 n 次の高調波のレベルを E_n とし、基本波レベルを E_{sig} としたとき、

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_n^2}}{E_{\text{sig}}} (\%) \quad (7)$$

と定義する。これによる出力のノイズを $G_{\text{THD}}(f)$ と書く事にする。

3.2.6 AD/DA変換によるノイズ

振幅 V 、周波数 f_s の完全な正弦波を入力したとする。この時の出力のパワースペクトル $G_{\text{ADDA}}(f)$ は、サンプリング周波数を f_0 として、

$$G_{\text{ADDA}}(f) = \pi V^2 T_0 \left(\frac{\sin(\pi f T_0)}{\pi f T_0} \right)^2 \sum_n [\delta(f - (f_s + n f_0)) + \delta(f - (-f_s + n f_0))] \quad (8)$$

であり、入力した信号の周波数成分以外のノイズが混入してくる。

3.2.7 全ノイズ

以上より、振幅 V 、周波数 f_s の正弦波を入力したときの全ノイズのスペクトル $G_{\text{total}}(f)$ は、各ノイズが完全に独立に寄与する⁸として、

⁸ これは近似に過ぎない。

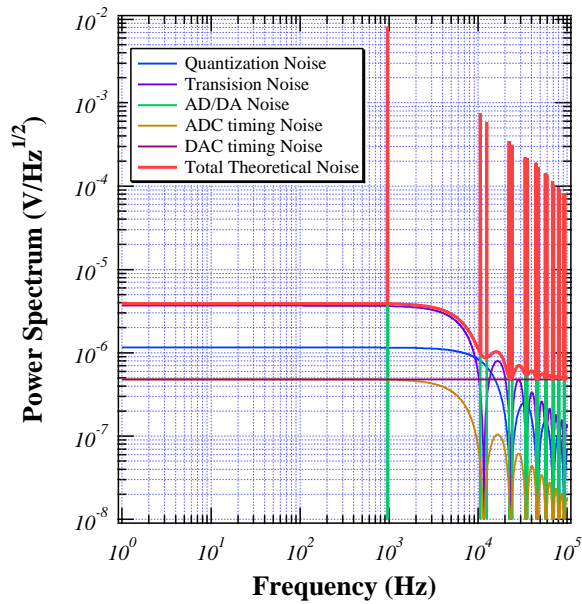


図 3: ノイズの理論値

入力には 955Hz, 1V_{p-p} の正弦波を仮定している。高調波歪みによる効果は考慮していない。使用帯域ではトランジションノイズがほぼ全てのノイズ源となる。高周波では AD/DA 変換による規則的なピークが立ち、DAC のタイミングのずれがフロアーを持ち上げる可能性がある事が分かる。時間ずれはサンプリングタイムの 0.01% を仮定した。

$$G_{\text{total}}(f) = G_{\text{qua}}(f) + G_{\text{tra}}(f) + G_{\text{ADC}}(f) + G_{\text{DAC}}(f) + G_{\text{THD}}(f) + G_{\text{ADDA}}(f) \quad (9)$$

とできる。ただし、実際には、正弦波を入力するためのシンセサイザーのスペクトル $G_{\text{syn}}(f)$ や、測定の際に入れるフィルター類のノイズも考慮しなければならない。前者は、変換の理想伝達関数 $H(f)$ を用いて考えれば、 G_{total} に対し、

$$|H(f)|^2 G_{\text{syn}}(f) \quad (10)$$

だけの寄与をする。後者も同様に考えられる。

ノイズの主なものについて、その周波数特性を図に示した。 σ にはカタログ値を用い、 ΔT はサンプリングタイム T_0 の 0.01% であるとしてある。

4 性能評価の準備

4.1 ADC/DAC のオフセット、ゲイン調整

このシステムを用いる前には、ADC, DAC のオフセットとゲインを調節しなければならない。今回の評価の前にもこれを実行した。以下に手順を示す。

4.1.1 ADC の調整

用いている ADC ADS7807 はオフセットとゲインを独立に調節する事が出来ない。オフセットを変更するとゲインも変動する。逆もそうである。従って、オフセットの調節をし、ゲインの調節

をするというサイクルを何度か繰り返す必要がある⁹。調節の際には背面パネルにある Calibration Switch を オンにする。そうすると、ADC のデジタル出力の下位 8bit を前面のパネルの LED の点灯、消灯で直接見る事が出来る。ただし、この時、シリアル出力は止まり、伝送は行われなくなる。

まず、オフセットを調節する。入力にショートピンを差す。このとき、パネルの LED が出力ゼロを表すように前面パネルのオフセットの可変抵抗をまわす。実際にはトランジションノイズのため、数 LSB 内で出力は変動している。それゆえ、全 LED を完全に消灯させる事は出来ない。しかし、図 2 を参考にして、およそゼロを中心として出力が変動するようにする事は出来る。最悪でも $\pm 2\text{LSB}$ ($=\pm 0.61\text{mV}$) の誤差は生じない。実際には最下位 bit は外部の環境により変動しやすい¹⁰ ので、この調整で充分だと考えられる。

次に、ゲインを調節する。シンセサイザーの DC 出力を入力する¹¹。この電圧をマルチメータで正確に測定し、それを CTC に変換し、その下位 8bit が前面パネルの LED に表示されるよう、ゲインの可変抵抗をまわす。この場合も出力は数 LSB 内で変動しているので、出来るだけその中心に目的とする bit 列が来るようにする。最初は小さい電圧を入れ、最後の調整では FS(フルスケール)に近い電圧を入れて調節した。

4.1.2 DAC の調整

用いている DAC DAC714 は、オフセットとゲインを独立に調節する事が可能である。但し、ここでいうオフセット、ゲインは -FS を基準にしている。BURR-BROWN の仕様書によると、まず、オフセットを合わせ、次にゲインを調節すると両者の混合無しに独立に調整できるという。そこでこの方法に従う事にする。

まず、DAC に -FS に相当するデジタル信号を入力しなければならない。これには、対応する ADC からの伝送を用いる事にした。ADC の入力レンジは最大 $\pm 25\text{V}$ とカタログ値にあるので、FS である $\pm 10\text{V}$ をわずかに上回る信号を入力しても問題はないと考えられる¹²。また、FS を請えた入力に対しては FS に対応するデジタル信号を吐き出し続けるとある。そのため、多少危険ではあるが、 -10.1V 程度の DC 信号を ADC に入れ、-FS のデジタル信号を作り出し、DAC に伝送した。そして、DAC からの出力が -FS (-10.0000V) になるようにオフセットを調節した。

つぎにゲインを調節する。これも同様に +FS (正確には +FS-1LSB) のデジタル信号を得るため、 $+10.1\text{V}$ を ADC に入力した。そして、同様に +FS の出力が DAC からできるようにゲインを調節した。

この方法では、カタログ通りオフセットとゲインはカップルせず、一度で両方を調節する事が出来た。

ただし、注意せねばならないのは、今回のモジュールの DAC のオフセット、ゲインの可変抵抗が回路図上のミスのために表示とは逆に取り付けられてしまっている事である。そのため、オフセットを調節する時は GAIN と書かれている側の抵抗を、ゲインを調節する時には OFFSET と書かれている側の抵抗を調節しなければならない。

⁹ 実際には 4 度繰り返せば充分収束した。

¹⁰ 例えばカーボン抵抗の周囲温度 0.06 度の温度変化率が 16bit 分解能の 1LSB に対応する。

¹¹ 分岐させて 4ch 同時に行うと速い。

¹² 回路の他の部分にも入力レンジがある事を回路図上で確かめた。

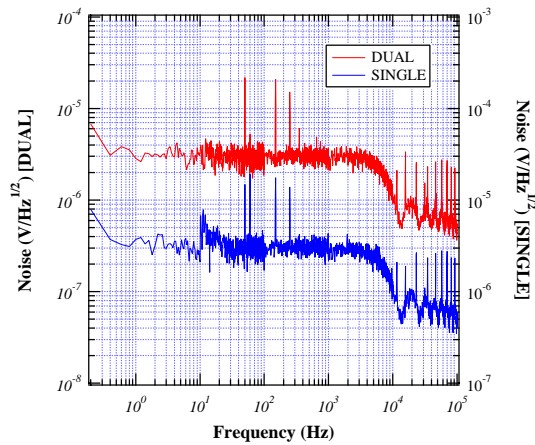


図 4: 双方向通信と単方向通信の比較 1

入力 GND 時の双方向、単方向通信時のノイズを比較した。「DUAL」が双方向通信、「SINGLE」が単方向通信を表す。両者の縦軸は一致しておらず、平行移動してある事に注意。以下 2 つの図も同様である。

4.2 単方向、双方向通信によるノイズ

前回のシステムでは、双方向通信 (A-B 伝送、B-A 伝送を同時に行う) 時に、単方向通信 (A-B 伝送のみ、もしくは B-A 伝送のみ) 時に見られなかったノイズが混入していた。そのため、性能評価も単方向通信状態で行っていた。今回のシステムでこのようなことがないか、評価前に簡単に確かめた。

図 4,5,6 に入力 GND 時の単方向、双方向通信時のノイズ¹³を示す。比較のために縦軸のスケールをずらして描いてある。これにより、双方向通信にした際に特に異常なピークが立っている様子は見られないと判断した。また、双方向通信状態の際のノイズの様子を、前回の谷口氏の報告書の図 30,31 と比較されたい。今回の場合、多少ラインノイズに由来するノイズが大きいきらいもあるが、圧倒的にノイズが少ない事が分かる。

実際の使用でも双方向通信を用いることと、上の事を考え合わせ、今回は全て双方向通信状態で性能評価を行っていくとした。

5 性能評価

5.1 伝達関数の測定

まず、信号伝送の伝達関数を各チャンネル、両方向について測定した。式 (1) の理論値との比較を図 7 に示す。測定結果は A1-B1 伝送のものを用いているが、他の伝送でも同様である。理論と良い一致をしている事を確認した。

入力と出力の位相のずれは、サンプリングしている事による位相のずれ、式 (1) の、

$$-\pi T_0 f \quad (11)$$

と、内部回路と伝送回路による位相のずれの和になる。後者は入力側での変化が出力に現れるま

¹³ A1-B1 伝送を用いた結果である。

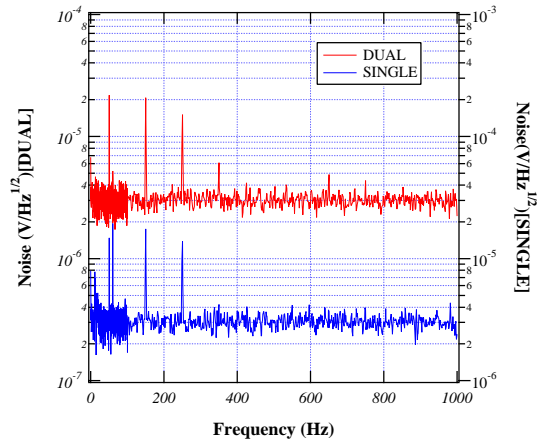


図 5: 双方向通信と単方向通信の比較 2

1kHz 以下のノイズを示す。双方向、単方向、どちらの場合もラインノイズ以外の大きなノイズは見当たらない。

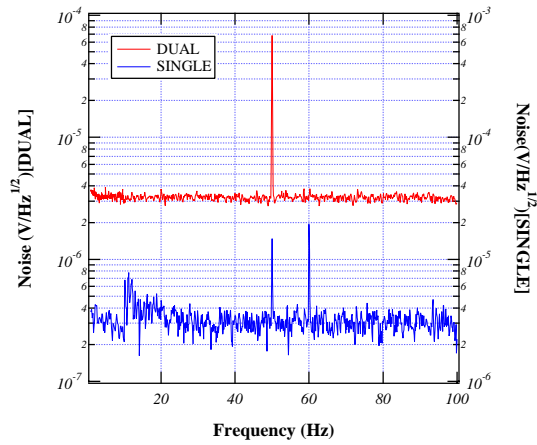


図 6: 双方向通信と単方向通信の比較 3

100Hz 以下のノイズを示す。双方向通信状態の場合、50Hz のラインノイズのみ見られる。これは前システムに比して、圧倒的に静かなスペクトルである。

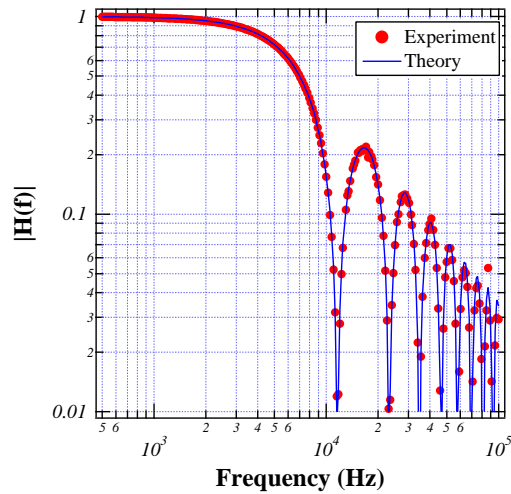


図 7: 伝達関数の理論値と測定値

での時間ずれを Δt とすれば、

$$-2\pi f \Delta t \quad (12)$$

である。 Δt は方形波を入力した時に、出力側でその立上りが最短¹⁴ どれだけ遅れるかで測定した。8つの場合について、 Δt は実測で、

$$\Delta t = 89.8 \pm 0.2(\mu\text{sec}) \quad (13)$$

であった。実測した位相のずれと、これらから予測されるずれの比較を図 8 に示す。これも予測通りの結果となっている事が分かる。

低周波の伝達関数の絶対値を詳しくみた場合、前回のように理論値の 1 に達せず、また、各々の伝送で差があることが確認された。前回と同様、実際に DC 入力を入れた時、出力側での電圧がどうなっているかをチェックした。

前回の手法に従い、正負異なる二つの DC 入力電圧を V_{+in}, V_{-in} としたときの実際の出力を V_{+out}, V_{-out} と書く。その場合、

$$G \equiv \frac{V_{+out} - V_{-out}}{V_{+in} - V_{-in}} \quad (14)$$

を計算し、低周波での伝達関数の絶対値の実測値¹⁵ $|H_{low}(f)|$ とを比較する。DC 電圧の入力にはシンセサイザーを用い、電圧の測定にはデジタルマルチメータを用いた。

結果を図 9 に示す。両者には予測しうる相関があるが、 G が 1 に達していても、 $|H_{low}(f)|$ は 1 に達していない。これは測り方の相違上、仕方のない事かもしれない。それよりも、 G が 1 に非常に近い値になっている事に意味がある。これは、ADC/DAC のオフセット、ゲインの調整が良い精度で行われている事の保証といえる¹⁶。

¹⁴ サンプリングのタイミングにより、出力の立上りはサンプリング周波数だけの幅が現れる。

¹⁵ 1Hz から 100 Hz までの測定データの値を平均した。

¹⁶ 前回と比較されたい。特に今回は DAC の調節を ADC とは独立に行ったため、ADC の調整の誤差が DAC の調整の際に効いてくる前回の方法から大きく改善されている。

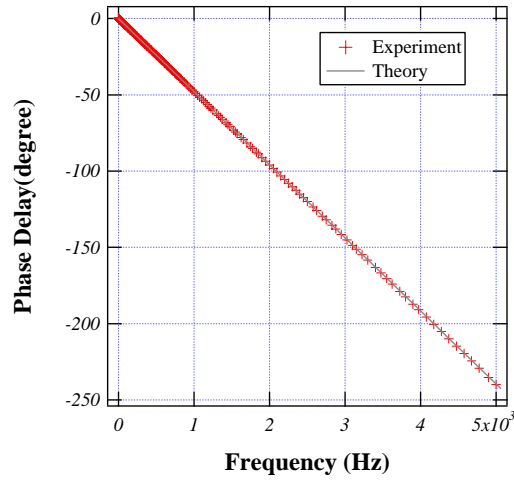


図 8: 伝送による位相の遅れ

伝送による位相の遅れの理論値と、実験値。両者は非常に良く一致した。計算時にサンプリング周波数は 11.6kHz としている。

Transfer	G	$ H_{\text{low}}(f) $
A1-B1	1.0000	0.9978
A2-B2	1.0001	0.9980
A3-B3	1.0001	0.9980
A4-B4	1.0001	0.9980
B1-A1	1.0000	0.9978
B2-A2	1.0001	0.9979
B3-A3	1.0002	0.9980
B4-A4	0.9999	0.9977

図 9: 低周波での伝達関数の絶対値

パラメータ G は 0Hz でのゲインの実測値と考えてよい。低周波での伝達関数の絶対値の実測値 $|H_{\text{low}}(f)|$ と確かに相関がある。

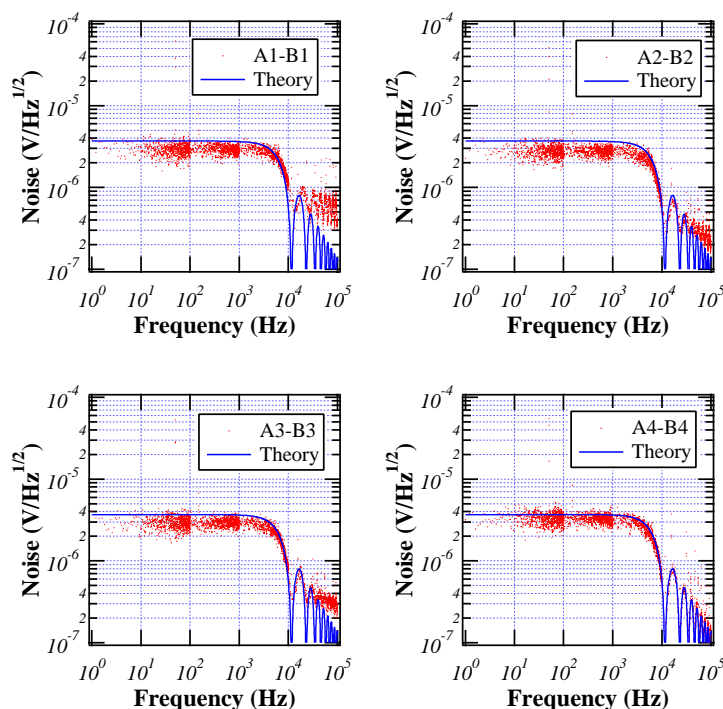


図 10: 入力 GND 時のノイズ (A 号機)

5.2 入力 GND 時のノイズの測定

伝送システムの入力にショートピンを差し、GND に落とし、出力のパワースペクトル密度を測定する事で、伝送システム自身の発するノイズのスペクトルを測定した。

この場合、理論的に考えられるノイズとしては、低周波では ADC のトランジションノイズ、高周波ではその出力を受けた DAC のタイミングずれのノイズがある¹⁷。

ノイズのレベルは低いが、スペクトラムアナライザの最高感度で測れない程度ではなく、また、そのときのスペクトラムアナライザ自身のノイズよりも充分大きい事を確認してから、測定を行った。

各チャンネルについて、結果を図 10,11 に示す。カタログ値から計算されるトランジションノイズの理論値も同時に示した。

これらから、カタログ値から予測されるトランジションノイズとほぼ一致したスペクトルが得られている事が分かる。しかし、詳しくみると伝送間で差がある。理論に全周波数帯域に渡り良く一致している伝送 (例えば B4-A4 伝送) と、低周波では理論より小さく、高周波では理論より大きくなっている伝送 (例えば B2-A2 伝送) がある。

ずれがみられた伝送について考える。高周波で全体が持ち上がっているのは、DAC のタイミングずれであると考えられる。しかし、この測定には再現性があり、測定中の clock の変動により起こっているものであるとは考えられなくなった。つまり、DAC のタイミングずれのノイズは効いていない。前回、ADC/DAC の交換によってもこのずれが同じように生じたという報告がある。従って、このずれは、ADC 内部の雑音でなく、ADC-DAC 間の回路や入力雑音により生じている

¹⁷ 他にもないことはないが、図 3 より分かるようにそもそも支配的でない。

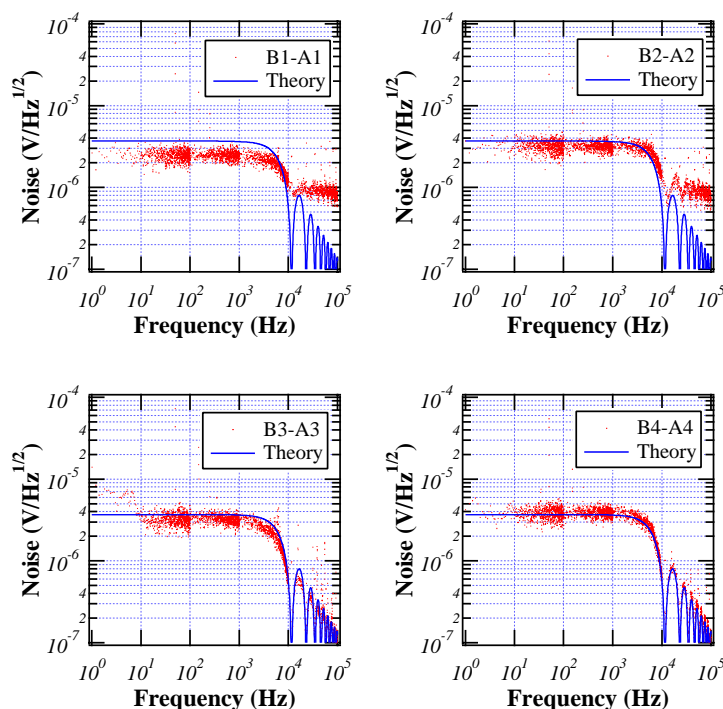


図 11: 入力 GND 時のノイズ (B 号機)

と考えられる。

実際上の関心点としては低周波での振る舞いである。

低周波 (1kHz 以下) でノイズフロアが理論値 ($3.68\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$) を大きく上回る事はない。1Hz から 1kHz までのデータを平均した結果、実測で、

$$2.5 \sim 3.5(\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}) \quad (15)$$

のノイズフロアであった。

5.3 信号入力時のノイズの測定

シンセサイザーにより、正弦波を入力した場合の出力のパワースペクトル密度を測定した。

5.3.1 測定の準備

シンセサイザーの出力を $955\text{Hz}, 2V_{p-p}$ の正弦波とした。シンセサイザーからの出力には多くの高調波が混入して来るので、Stanford Research Systems の Low Noise Preamplifier を Low Pass Filter として使い、その成分をある程度除去する事にした。ラインノイズを避けるため、電池駆動とし、カットオフ周波数は 1kHz、1 オクターブで 12dB の減衰比を得る設定とした。このフィルターを通した後、伝送システムに入力した。入力信号もある程度減衰されるため、入力時には $\sim 1V_{p-p}$ となっていた。

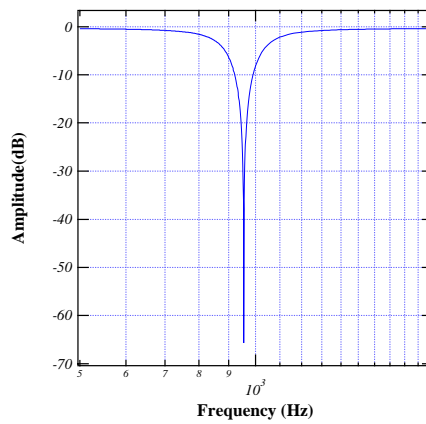


図 12: ノッチフィルターの特性

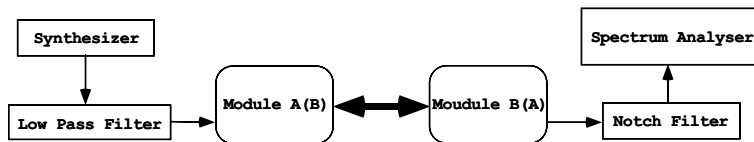


図 13: 測定のセットアップ

さて、この出力信号のノイズを測定するわけであるが、そのまま出力をスペクトラムアナライザーに入力したのでは、入力周波数 (955Hz) のパワーが強すぎ、スペクトラムアナライザーの感度を落さねばならなくなり、そうすると、スペクトラムアナライザー自身のノイズが大きくなって¹⁸、見たいノイズが埋もれてしまう可能性がある事に気がついた。

入力電圧を小さくすれば、ある程度は感度は上げられるがスペクトラムアナライザーのノイズが大きく低減するわけではなく、そもそも、信号入力時の雑音を見たいという要求に答えられなくなってくる。

そこで、入力周波数 (955Hz) を効果的にカットするノッチフィルターを製作した。

その伝達関数を図 12 に示す。955Hz で -65.7dB の減衰比を得る事が出来た。Q 値は 5 に設計した。

このフィルターを伝送システムからの出力信号とスペクトラムアナライザーの間に入れ、強い周波数成分をカットした。こうして、スペクトラムアナライザーの感度を高くし、小さい信号を見るための準備が整った¹⁹。測定のセットアップを図 13 に示す。

5.3.2 実際の測定

以上のセットアップで得られたスペクトルを図 14 に示す。A1-B1 伝送の場合のみを示すが、他の伝送でも同様に議論が出来る事を確認してある。なお、ノッチフィルターをスペクトラムアナ

¹⁸ つまり、感度が低くなって小さい信号が測れなくなってしまう。

¹⁹ このときのスペクトラムアナライザー自身のノイズが、目的とするスペクトルよりも全測定帯域に渡り 1 桁小さくなっている事を確認した。

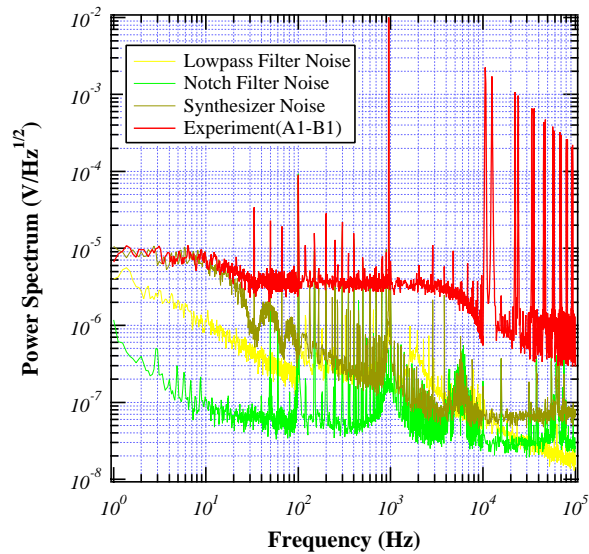


図 14: 信号入力時のノイズ (A1-B1)

955Hz の正弦波を伝送したときの出力のワースペクトル。用いたフィルターのノイズ、それらを通したシンセサイザの出力のスペクトルも同時に示した。ノッチフィルターはスペクトラムアナライザの感度を上げられる反面、1kHz 以下に多くのピークを作る原因となっている。

ライザの前に用いた事によるスペクトルの大きさの変化は、実測したノッチフィルターの伝達関数の実測値を用いて、全周波数に渡り補正してある。

今のセットアップで信号入力時の雑音を測定する場合、AD/DA 変換の理論で予測されるノイズの他に、用いているシンセサイザ、ローパスフィルタ、ノッチフィルタのノイズが混入して来る。それらのノイズを考慮するため、ローパスフィルタのノイズ、ノッチフィルターのノイズ、シンセサイザの出力をこれら二つのフィルターに通したときのスペクトル、の3つも測定しておいた。図 14 にこれらを同時に示した。

また、図 15 に、ノイズの理論値を示す。シンセサイザやフィルターに由来するノイズは理論では分からないので、どれだけ出力に反映されるか、実測値から計算した。これには、シンセサイザからの出力を二つのフィルターに通した後のスペクトルを理論的な伝達関数式 (1)(の自乗) を乗算することで行った²⁰。これと図 14 を比較すると、実験結果はフロアーレベル、ピーク位置について実験結果と非常に良く対応している事が分かる。

1kHz 以下では、多数のピークが立ってしまっているが、これはほぼ全て用いたノッチフィルターのノイズである²¹。1kHz 以下の部分について、拡大図を図 16 に示す。入力 GND 時の測定データ、理論式を用いた量子化ノイズとトランジションノイズのレベルも同時に示した。

これより、信号入力時には理論式で予測されるトランジションノイズにより支配されているといえる。大きなピークはほぼ全てノッチフィルターからのノイズに同定できる。理論的な量子化ノイズも加えれば、フロアーの部分はほぼ全て説明でき、信号入力時に特有のノイズをよい S/N で

²⁰ 正確にはノッチフィルターは伝送システムの後に入っているの、これを含めたスペクトルをまとめて伝送システムの伝達関数に乗算するのはおかしい。しかし、前述のようにシンセサイザ (+ローパスフィルタ) のスペクトルはノッチフィルターを用いた状態でしか測れないので、ピーク位置の目安を出すためにこの方法を取った。ピークの高さまで実測と一致して来ないのは、このためであろう。Hanning 窓を用いている事も影響している。

²¹ 正確に言うと、ピーク状のノイズはノッチフィルターに入れる電源のノイズである。坪野研仕様の 15V 定電圧電源であるが、1kHz 以下ではどの電源でもこのようなピーク状のノイズが観察された。

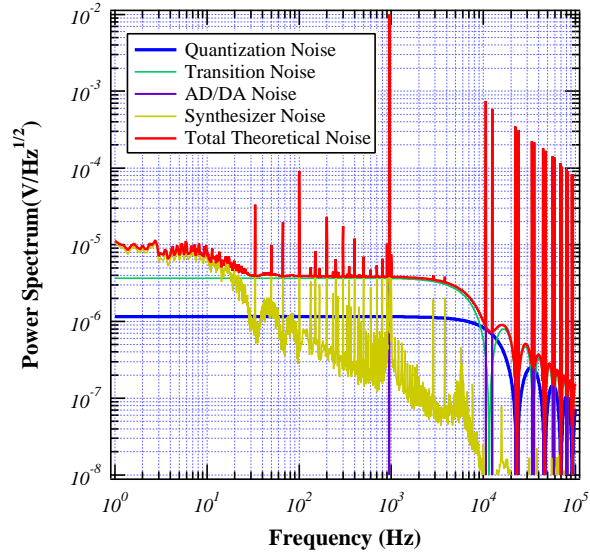


図 15: 得られるスペクトルの理論値

理論値と実際に用いる周囲の系のスペクトルの実測値から計算された出力のワースペクトル。実験結果図 14 を良く反映している。なお、この Synthesizer Noise は、Synthesizer と Lowpass Filter と Notch フィルターのスペクトルがどれだけ出力のスペクトルに寄与するかの目安である。

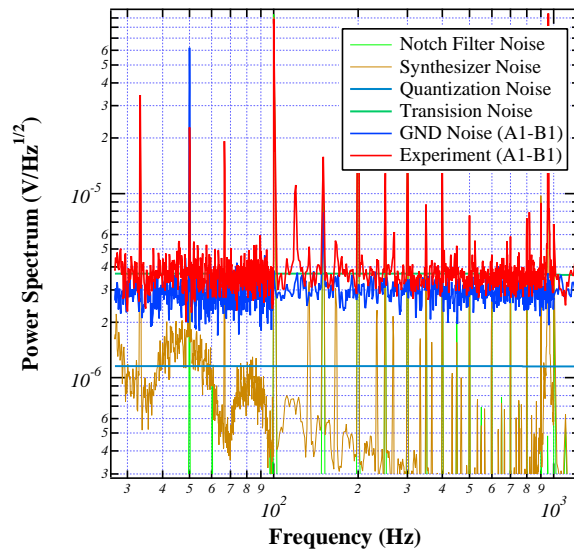


図 16: 低周波 (1kHz 以下) でのノイズ

数多く立ってしまった低周波でのピークだが、ほぼ全てノッチフィルターらのノイズに同定する事が可能である。「入力 GND 時のノイズ測定」で行った結果、カタログ値を用いたトランジションノイズの理論値、量子化ノイズ等も同時に示した。トランジションノイズの理論値が、信号入力時にもノイズフロアの良い目安を与えている。

ここから分離する事は難しい。具体的に言うと、時間ずれのノイズの影響は非常に小さい。

フロア部分ではなく、高周波部分から、時間ずれのノイズの上限を考えてみる。図3より、高周波部分のフロアが DAC の時間ずれにより制限されていると仮定しよう²²。これを、

$$\sqrt{G(f)} = 4 \times 10^{-7} (\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}) \quad (16)$$

とする。ここから、式(6)を逆算すると、時間ずれの上限として、

$$\Delta T_{\text{max}} = 7 \times 10^{-9} (\text{sec}) \quad (17)$$

を得る。これはサンプリングタイム T_0 の 0.01% 以下である。

これは上限値であるので、実際に測定していた時間内ではこれ以上に安定なサンプリングが行われていたものと考えてよいだろう。

AD/DA ノイズにより、サンプリング周波数 f_0 ($\sim 11.6\text{kHz}$) の整数倍周囲には大きなノイズピークが出来てしまうことは避けられない。実際の使用では注意が必要である。

高調波歪みに関しては、955Hz の倍に小さなピークが見られるものの、ほぼ問題にならないレベルである事が確かめられた。むしろ、AD/DA ノイズの方が、問題になる可能性が大きい。

5.4 チャンネル間の干渉の測定

本システムでは、最大 8 つの信号が同時にモジュール内で処理される。したがって、チャンネル間で干渉を及ぼし合う可能性がある。

そこで、ある 1 つの伝送を行っている際の、別の 7 つの伝送の入力 GND 時のノイズを測定した。

入力信号には $\pm\text{FS}$ に近い、約 $20\text{V}_{\text{p-p}}$ の 1kHz 正弦波を入れた。全ての組合せについて、測定を行なった。例として、A1-B1 伝送でこの正弦波を送り、他の伝送の GND ノイズを見た結果を図 17 に示す。

全組合せについて、GND ノイズに 1kHz のピークは現れず、また、図 10 の GND ノイズとフロアの点でも、ピークの点でも大きく異なっていない事を確認した。

簡単に、1kHz のスペクトルの大きさだけで計算する²³ と、少なくとも -120dB のアイソレーションがある事が分かる。1kHz 付近の信号の S/N を上げるように平均回数を増やすなどすれば更にアイソレーションがある事が確認できるであろう。

6 まとめと考察

新しいアナログ信号光伝達システムの評価を行った。

チャンネル間、双方向信号間での分離について特に問題となることはなかった。前回のシステムのように、起源の不明瞭なノイズが常に現れるということもなかった。

1kHz 以下ではシステム自体の雑音、信号入力時にもほぼそのまま出力の雑音源となっていた。それ以上の周波数には AD/DA 変換の原理的なノイズが混入する。

注目帯域では、システムの雑音はトランジションノイズが支配的であり、これは $3\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 程度である。重力波の信号に混入しないためにはシステムの雑音を $2\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 以下に押さえなければ

²² 入力 GND 時の測定するとき、既にフロアが持ち上がっていた。これが DAC に由来するものではない可能性が大きい、とりあえず、上限を与える事にする。

²³ 正確には積分してパワーを出すべきである。

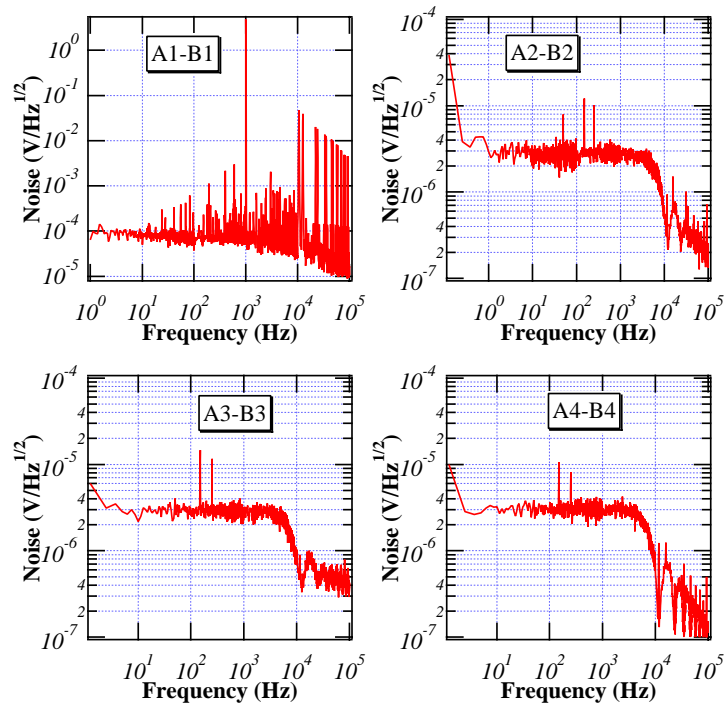


図 17: チャンネル間の干渉の測定

A1 に 1kHz, 10V_{p-p} の正弦波を入れ、A2~A4 にはショートピンを差し、B1~B4 で出力を観察した結果。B2~B4 のどの出力にも 1kHz のピークは確認されなかった。入力信号をそのまま見ている A1-B1 のスペクトルのフロア部分はここではノッチフィルターを用いていないので、スペクトラムアナライザのノイズで制限されている。

ならない²⁴ という要請があるので、制御信号をそのまま伝達することはできない。これは、ADCに固有のノイズであるので、システムに劇的な改善を望むべきではない。

従って、システムのレンジをフルに使えるように、制御信号を増幅して伝送し、出力側で復元する機構は常に欠かせないものとなろう。将来、より長く高速な伝送が必要とされる場合には、十分な検討が要求されてくる。

²⁴ ゲインやオフセットのずれは雑音ではないので、この限りでない。