

いい加減な設計だと性能を出し切れない逐次比較 ADC の AIN と REF 入力（中編）
AIN 駆動インピーダンスが高いと SNR が低下してしまうようすを実際に実験してみる
著者：石井 聡
はじめに

前回は SAR ADC (Successive Approximation Register Analog Digital Converter) の AIN (アナログ信号入力) からはサンプリング・コンデンサが見えること、サンプル期間の間に、目的の精度である LSB/2 (LSB は Least Significant Bit、ADC 分解能の意) の誤差まで充電する必要があるとお話ししました。また 100dB を超えるフルスケール・ダイナミック・レンジにおいて、自身のラボ環境では良好な歪み特性となる FFT 結果を得られず、また変なノイズも出てきたりで、かなり難儀したとお話ししました。

100dB を超える高調波歪み率…、ということで、「そういえば…」とガサガサと本棚から書籍を出したり入れたりして…、出てきました！そうです、この本です！

故 稲葉 保 氏 著作「発振回路の完全マスター」

図 1 の書籍「発振回路の完全マスター」[1]の筆者、稲葉 保 氏とはとある研究会で一緒させていただいたことがあるのですが、また毎回飲み会もあったのですが、畏れ多くて名刺交換程度で、お話しさせていただいた記憶がありません。

これまでの日本のアナログ技術業界では「巨星」と言える方がいらっしやり、稲葉さんも「超巨星」ともいえるような人だと感じておりました。



図 1. 稲葉 保 氏執筆「発振回路の完全マスター」
日本放送出版協会

稲葉さんは 2018 年に逝去されましたが、本当に惜しい人を亡くしたと心から思います。ご冥福をお祈りいたします。

さて、その私は数年前、図 1 の書籍を購入しました。「超低歪みの発振器回路が紹介されている」と聞いたからです。今回の自らの 100dB 程度のダイナミックレンジで手こずっていることから比べ、この書籍で紹介されている超低歪み発振器回路のひずみ率は、なんと「0.00001%」= -140dB です…。驚異的な歪み率です (1kHz において)。今回の実験での自らの能力の低さ・限界を思い知る回路でありました… (まあ今回の場合は、周波数がだいぶ高いので…、などと言いつつ申し訳ない気持ちもありますが^o^;)。

この回路にはアナログ・デバイセズの乗算器 AD532JH が使われています。AD532 を紹介しておきますと、

AD532 アナログ乗算器、内部トリミング

<https://www.analog.com/jp/ad532>

【概要】

AD532 は、トリミングをあらかじめ施した、初のシングルチップ・モノリシック乗算/割り算器です。外付けのトリミング抵抗や出力オペアンプをまったく必要とせずに、最大±1.0%の乗算誤差と±10V の出力電圧を保証します。内部でトリミングされ、使用が容易なため、設計エンジニアにとって、モジュール式乗算器の魅力的な代替品となります。(後略)

古い製品ではありますが、これもアナログ界の「巨星」ともいえるものではないでしょうか。

EVAL-AD7960FMCZ で ADC 駆動抵抗を大きくしてみる

図 2 は前回の TNJ-089 の図 7 を再掲したものです。これは ADC ドライバ・アンプから AD7960 の AIN 入力に加わる経路の回路図で、今回はこの抵抗 R52, R53 を大きくしていき、それぞれの FFT 結果を表示してみます。

前回の技術ノートでご説明したように、AD7960 の (差動ペアの片側の) 入力等価回路は図 3 のようになっており (これも前回の図 2 再掲)、サンプリング・コンデンサに対して 185Ω が直列に接続されています。外部に接続する ADC 駆動抵抗 (信号源抵抗) はこの 185Ω との直列接続 (足し算) となります。

この ADC 駆動抵抗である R52, R53 をオリジナルの 33Ω から、100Ω、330Ω、1kΩ と大きく (約 3 倍ずつ) していき、FFT 結果がどのように変わるかを見てみましょう。

アナログ・デバイセズ株式会社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。
©2022 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Rev. 0

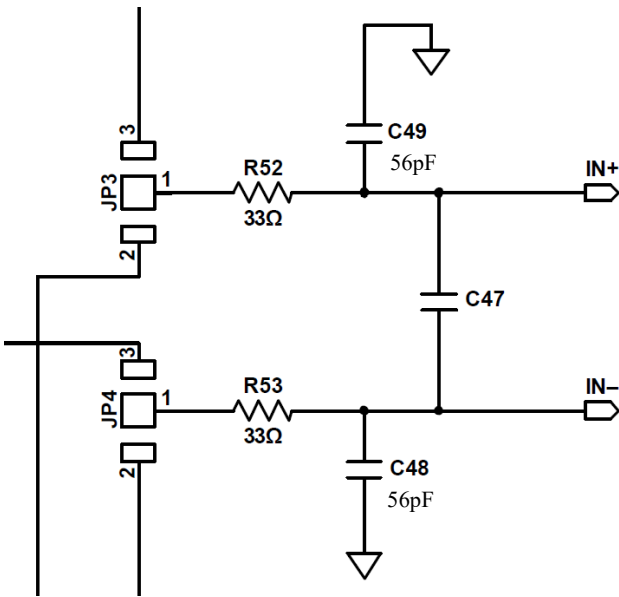


図 2. EVAL-AD7960FMCZ の ADC ドライバ・アンプから AD7960 に加わる経路の抵抗 (33Ω) を交換してみる (前回の図 7 再掲。[2]より抜粋)

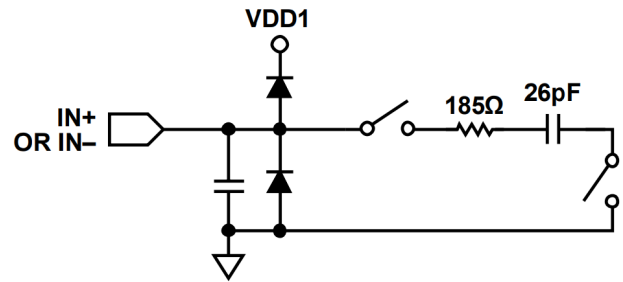


Figure 30. Equivalent Analog Input Circuit

図 3. AD7960 の AIN (アナログ信号) 入力簡易等価回路 (前回の TNJ-089 の図 2 再掲。[3]より抜粋)

まずは改善したオリジナル状態で観測する

前回の技術ノートで、評価ボード [EVAL-AD7960FMCZ](#) での FFT スペクトラムにノイズと高調波が大きめに観測され、それを低減するためにだいぶ格闘したとお話しました。まずは漸(ようや)く、なんとか、ここまで改善できた、お見せできるレベルの FFT 結果を図 4 に示します。これは前回に図 14 として掲載したものの再掲です。

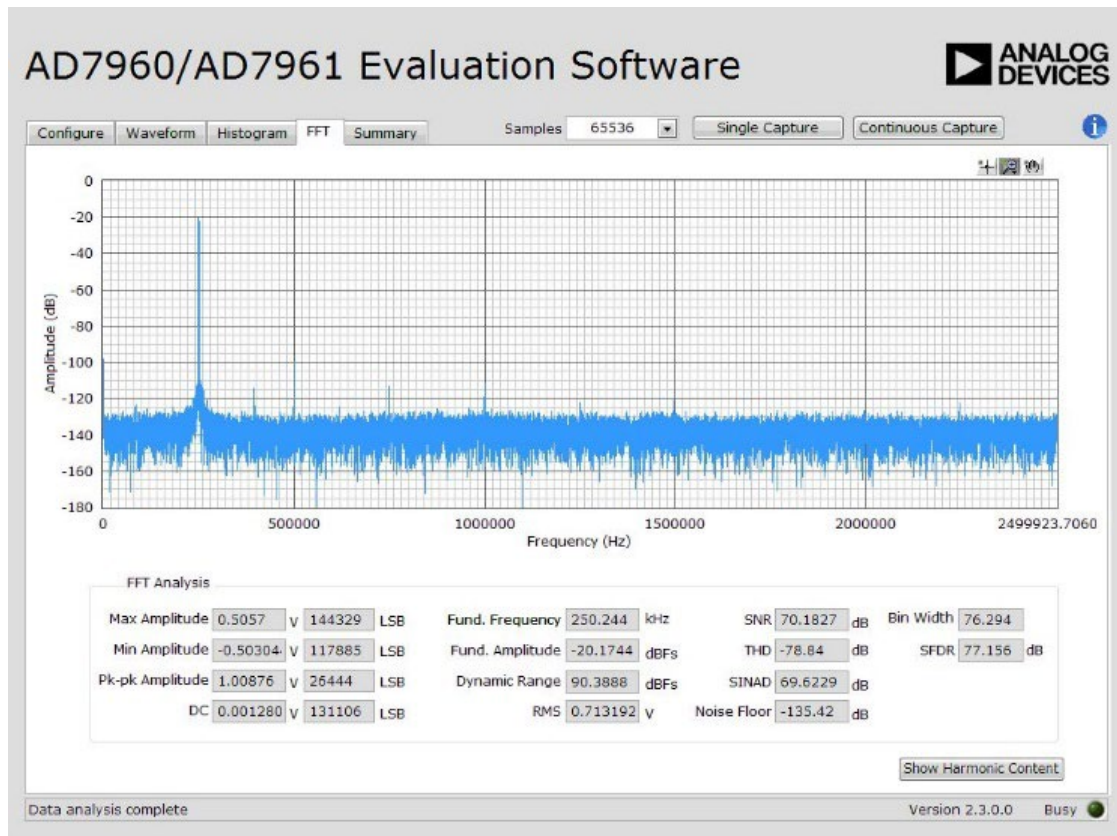


図 4. オリジナル状態での FFT 結果 (ADC 駆動抵抗 33Ω。信号は 250kHz、-20dBFS。65536 ポイント FFT。前回の図 14 再掲)

周波数は 250kHz、信号レベルは -20dBFS (FS = Full Scale) です。フルスケールが 10Vp-p なので、1Vp-p の信号レベルとなります。-115dBFS あたりに何本かスペクトラムが見えますが、これは RC 発振器や EVAL-AD7960FMCZ のフロントエンド回路の内部歪みによる高調波、評価ボード自体もしくは外部からの混入と思われる外乱のスプリアスです。これらは前回、そして

この技術ノートの最初にも示したように、現在のラボ環境と自分の能力の限界により、「このレベルでご容赦ください」というところのものです。申し訳ございません…。

つづいて AIN (ADC のアナログ信号入力端子) の波形をオシロスコープで観測してみましょう。

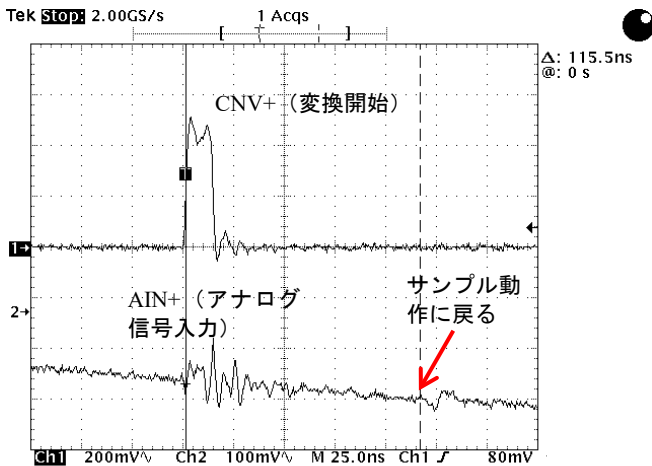


図 5. AD7960 の AIN 駆動抵抗を 33Ω にしたときの AIN+ の波形変動 (オリジナル状態)

図 5 は上側が AD 変換開始信号 CNV+ の LVDS 信号 (しかしこれでは Low Voltage Differential Signaling Signal で、「チゲ鍋 = 鍋鍋 [4]」とか「AM 変調 = Amplitude Modulation Modulation」と同じ世界ですね^^;) で、下が AIN です。画面のカーソルは 115.5ns で、変換時間の 115ns に合わせてみました。CNV+ がハイになる AD 変換開始時点でサンプリング・コンデンサは入力端子から分離され、内部で SAR 変換 (逐次比較変換) が開始されますが、このタイミングで SAR 変換動作に起因する内部からの漏れ (フィードスルー) と思われる上下動が観測されます。

つづいて 115ns 経過後に変換動作からサンプル動作に戻り、入力の電圧を再度サンプリングするようになります。ここで若干の電圧変動が観測されることも分かります。ここが前回も説明した「AIN の入力等価容量 C を充電する」動作です。

この電圧変動は、一つは前段の ADC ドライバ (抵抗 33Ω を介して) からサンプリング・コンデンサへの充電動作と、図 2 の C48, C49 の 56pF から同サンプリング・コンデンサへの充電動作の両方となります。また測定に使用したパッシブ・プローブの入力容量 (数 pF から 10pF 程度) も動作に影響を与えているでしょう。

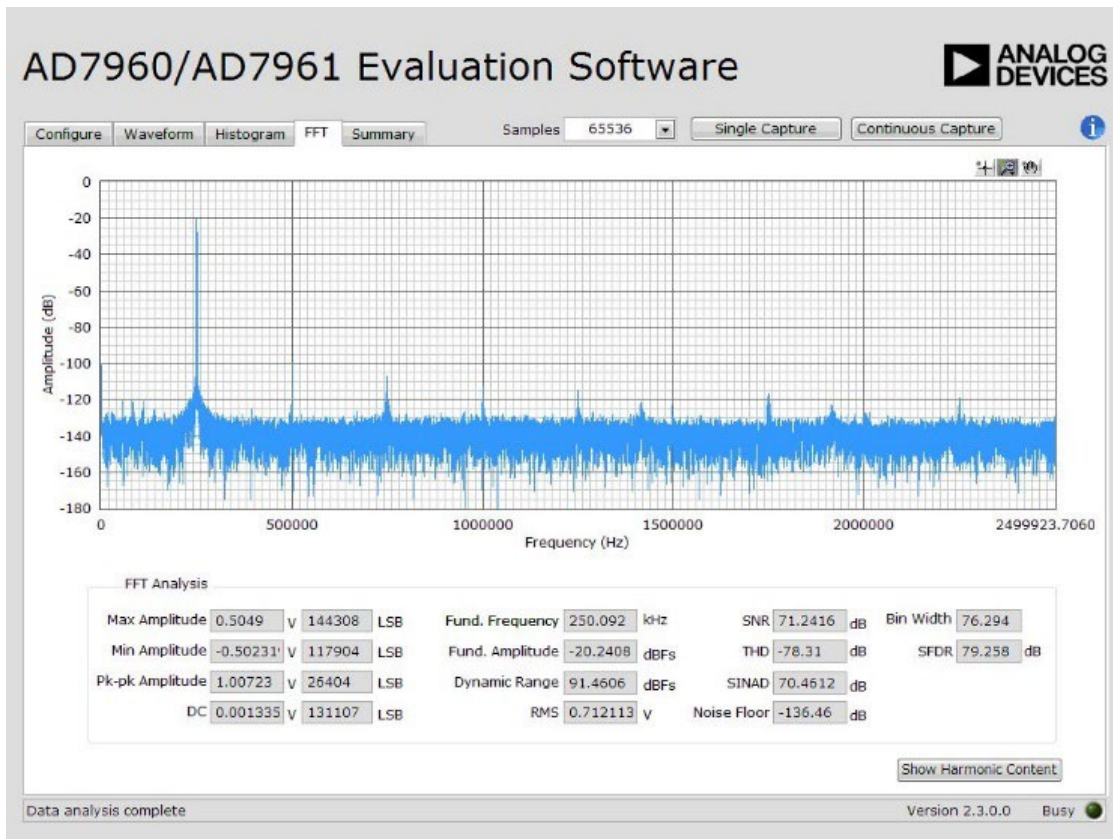


図 6. AD7960 の AIN 駆動抵抗を 100Ω にしたときの FFT 結果 (信号や FFT 条件は図 3 と同じ)

ADC の AIN 駆動抵抗を 100Ω にしてみる

つづいて AIN (アナログ信号入力) 駆動抵抗 R52, R53 の抵抗値を約 3 倍の 100Ω にしてみます。こうすると図 3 の直列抵抗 185Ω とで、サンプリング・コンデンサに対する入力抵抗が 285Ω になり、前回の TNJ-089 で示した、AD7960 のサンプリング・コンデンサをサンプル時間内で LSB/2 まで充電するための最大抵抗値、256Ω を若干超えてしまいます。それでも 256Ω (計算による最大抵抗値) と 285Ω (実際に実験した実抵抗) という少しの差しかありません。

この条件で FFT したスペクトラムを図 6 に示します。ノイズフロアは -130dBFS 程度であり変化はありませんが、信号周波数 250kHz の 3 次、5 次 (750kHz, 1250kHz) に「ざわざわ」した歪みのようなスペクトラムが観測されています。繰り返しますが、256Ω (計算による最大抵抗値) と 285Ω (実抵抗)、たった 30Ω 程度の差異ですが、それでも FFT したスペクトラムが劣化していることが分かります。

早速これだけでも「ADC の AIN 駆動インピーダンスが重要だ」ということを実感できる結果ではないでしょうか。

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-090

つづいて図 7 に、この抵抗値での状態でオシロスコープにより観測した AIN (アナログ信号入力) の波形を示します。図 4 とは AIN の波形の変化方向が上下逆になっていますが、これはオシロで測定するタイミングの違いにより、入力波形がどのような状態になっているかが異なっているからです。

ADC の AIN 駆動抵抗を 330Ω にしてみる

さらに AIN 駆動抵抗 R52, R53 の抵抗値をオリジナルの 10 倍の 330Ω にしてみます。こうすると図 3 の直列抵抗 185Ω とで、サンプリング・コンデンサに対する入力抵抗が 515Ω になり、計算による最大抵抗値 256Ω を完全にオーバーしています。

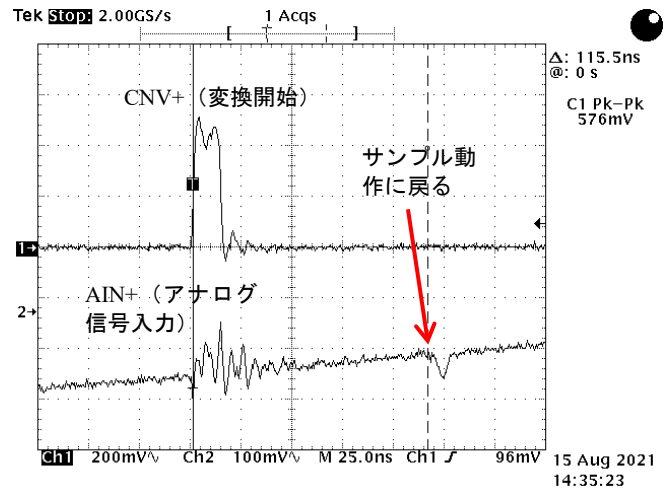


図 7. AD7960 の AIN 駆動抵抗を 100Ω にしたときの AIN+ の波形変動

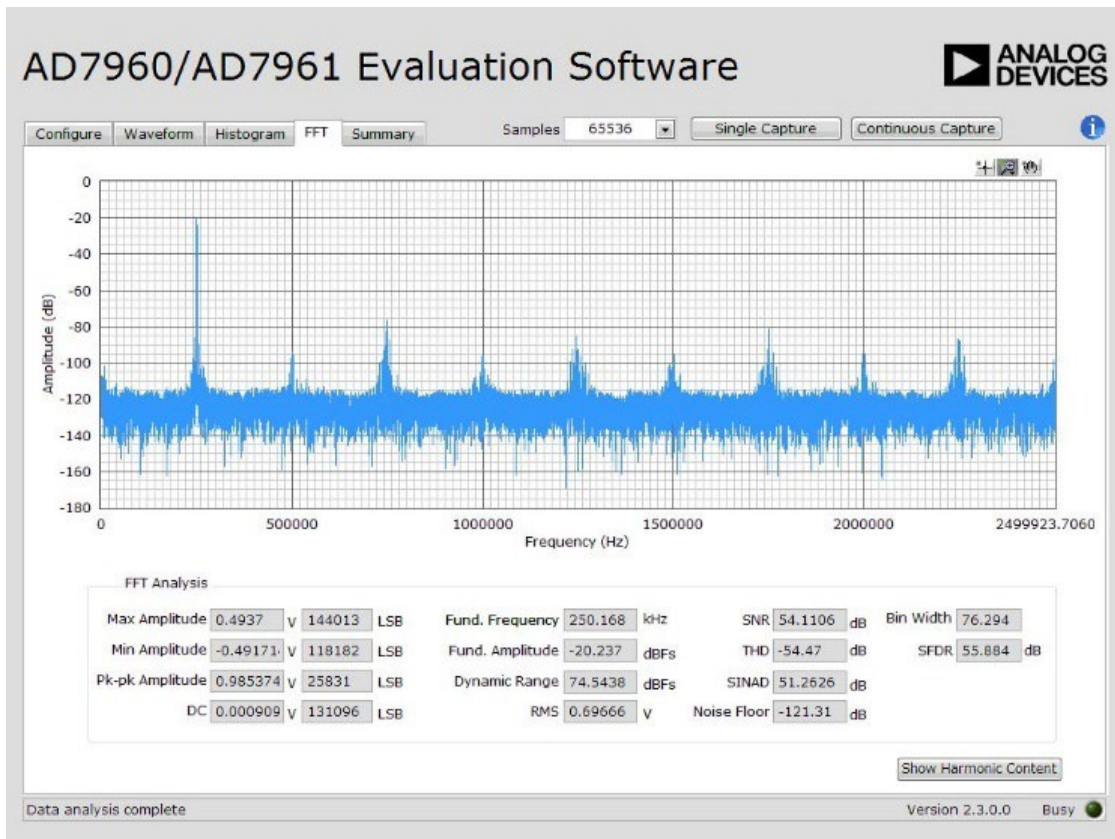


図 8. AD7960 の AIN 駆動抵抗を 330Ω にしたときの FFT 結果 (信号や FFT 条件は図 3 と同じ)

この条件で FFT したスペクトラムを図 8 に示します。このスペクトラムでは、ノイズ・フロアが -120dBFS 弱まで上昇していることがわかります! また各スペクトラム成分も信号の奇数次高調波が大きく見え、その周辺のサイドバンドにノイズが乗っている (ノイズが絡まっている) ことがわかります。

ここまでくると AD 変換動作としての性能劣化が一目瞭然ですね!

つづいて図 9 にオシロスコープで観測した AIN (アナログ信号入力) の波形を示します。この波形は図 4 や図 7 と違いを見いだすことがあまりできません。この図 8 のおおきな変化と、図 9

の変化無しという違いは、サンプリング・コンデンサへの充電を誤差 LSB/2 以下まで行うという動作がポイントであり、この「LSB/2 まで」というのは、時間軸波形の肉眼 (? = オシロでの測定という意味) では判別できていないということを意味します。

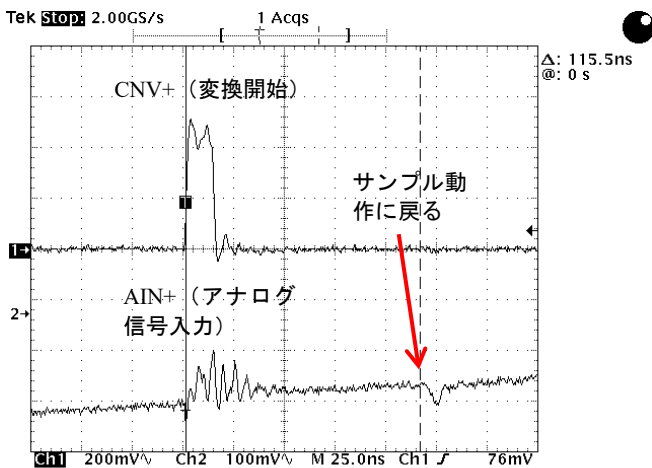


図 9. ADC の AIN 駆動抵抗を 330Ω にしたときの AIN+ の波形変動

ADC の AIN 駆動抵抗を 1kΩ にしてみる

さらに AIN (アナログ信号入力) 駆動抵抗 R52, R53 の抵抗値をオリジナルの約 33 倍の 1kΩ にしてみます。

この条件で FFT したスペクトラムを図 10 に示します。このスペクトラムではノイズ・フロアが -100dBFS 近くまで上昇していることが分かります！また各スペクトラム成分は、信号の奇数次高調波が大きく見えるのは図 8 と同じですが、それでも少し変化が見られます。

もうここまでくるとノイズ・フロア上昇により SNR (Signal to Noise Ratio) が大きく低下することとなり、18bit ADC である AD7960 の性能を引き出すことのできない状態だと理解できます。

図 11 はこの抵抗定数で、オシロスコープで観測した AIN (アナログ信号入力) の波形です。これまでの AIN 駆動抵抗の状態 (33Ω, 100Ω, 330Ω) とそれほど「見た目」は変化していないようですがここでも見られます。

それでも図 10 のようにスペクトラムは大きく異なっていますので、いかに「微妙」なものもお気づきになるのではないのでしょうか。

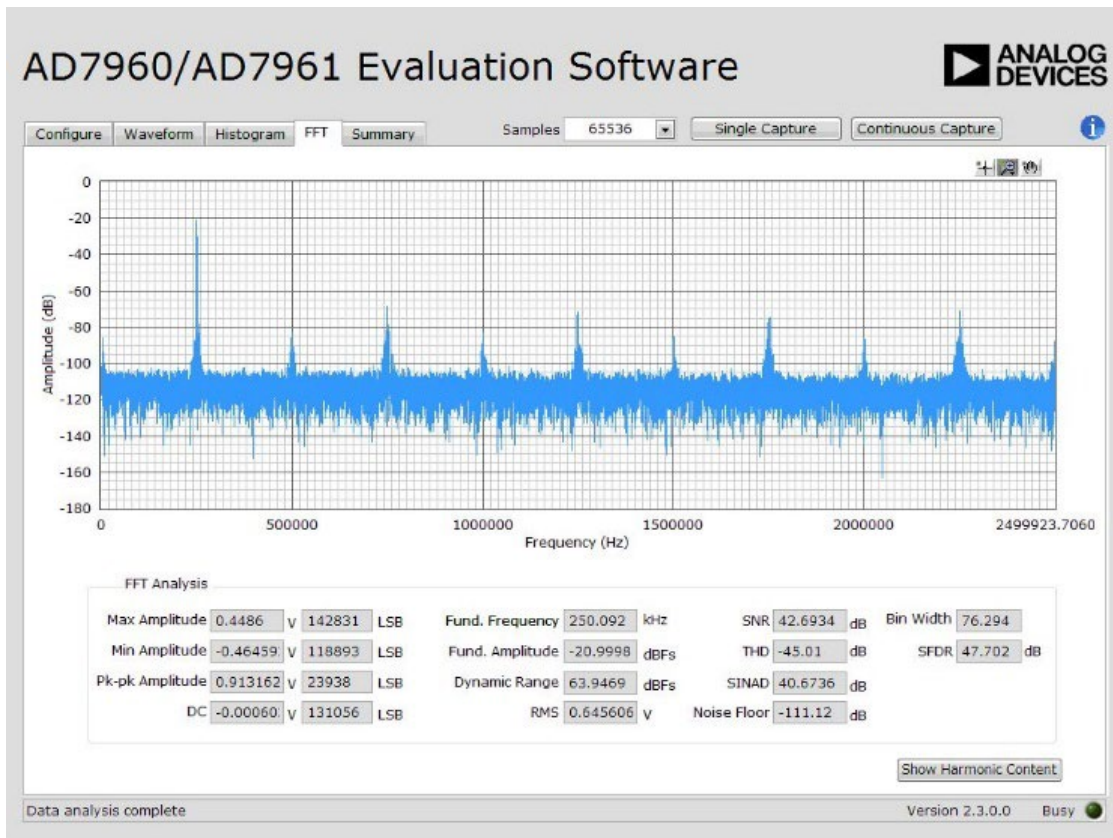


図 10. AD7960 の AIN 駆動抵抗を 1kΩ にしたときの FFT 結果 (信号や FFT 条件は図 3 と同じ)

まとめと次回予告

前回は AIN 入力に必要な駆動抵抗 (駆動インピーダンス) を理論的に計算し、今回はそれを実際に実験してみました。理論計算の最大抵抗値と実験結果とは近いものとなりました。また如何に AIN 入力の駆動が重要か、ご理解いただけたものかと思えます。

次回 (最終回) は、今度は REF (リファレンス) 入力の駆動インピーダンスについて、その考え方を示しつつ、実験でその重

要性を見ていきたいと思います。

おまけストーリー「これから数十年を見据えたオシロ整備のための調査」

今回オシロの波形を幾つか示しました。私の使っているオシロは、とある旧型・大型のオシロで、1GHz 帯域のものです。2009 年に中古で購入し、もう 12 年ほど使っています。

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-090

これも中古品ゆえ、購入時にスイッチの接触不良があり、ラバー・スイッチを新品に交換しました。以降はずっと元気に動作しています。

とはいえ過日、バックアップ RAM (いわゆるパソコンでいうところの CMOS メモリ。リアルタイム・クロック = RTC 内蔵のもの) エラーのような誤動作がありました。画面のカラーマップが違う色に変化してしまったのです！

NVRAM のバックアップ・リチウム電池は CR2032 ではない！

とりあえず問題は復旧しましたが、よく考えてみると、製造から 20 年くらい経つオシロですから、そろそろバックアップ・リチウム電池も寿命かなということに気づきました。それこそ「人生 100 年時代の」これから数十年…、私の電子回路との関わり、これからの数十年を見据えた「整備」をしておかなくてはと思ったのでした。

「CR2032 を交換すればいいだろう！」とたかをくくっていたところ、ネットでサーチを繰り返した結果、バックアップ RAM は旧ダラス社、その後 Maxim Integrated 社、そして現在 (2021 年 8 月下旬以降) は Analog Devices のリチウム電池内蔵バックアップ RAM 「DS 1486, DS 1250 Y」という NVRAM (Non-Volatile RAM; 不揮発性 RAM) が使われていることを発見しました。

しかしこの「DS 1486, DS 1250 Y」はすでに製造中止です…。ネットで探すと DS 1486 の入手性が悪く、中華系で入手できそうですが、何年モノを掴まされるか分かりません (リチウム電池内蔵なので、これが消耗しているものを掴まされる心配があります)。

いろいろ探していると eBay で DS 1486, DS 1250 Y の新しめのものや自作コンパチ品 (リチウム電池を上から挿入するもの) も売っています (笑)。YouTube などでは「IC のモールドを削ってむりやり CR2032 を取り付ける」などという (やりたくない) 裏技を使っている猛者もいます…。

NVRAM にストアされているデータがあり、これの移行が必要なんだ！ (でもどうやる???)

「ともあれ、これを交換すればいいじゃん。はんだ付けならできるし」と思いつつ、その eBay の商品ページを見ていると、なんだか NVRAM にストアされている情報 (データ) を新しい (差し替える) NVRAM に移行しなければいけないと説明があります…。逆にいうと現時点でも、現在の NVRAM のバックアップ・リチウム電池が寿命になってしまうと、オシロ自体も使えなくなってしまうということです！

「これはまずいぞ…」と思い、仕事で忙しいのにも関わらず (汗)、深夜のネット・サーチが始まりました。「どうやってデータを移行すればいいんだ?」「バックアップ・リチウム電池が死ぬ前にデータを読みだして、PC などにバックアップすることが先決だろう!」という一大案件です。

最初に発見したのが「GPIB I/F を使ってコマンドで」とかいう記事でした。当然これは無理 (お金をかければできるでしょうが)。つづいて ROM ライタを使うという方法 (これは実現できるか検証しきれず)。さらにサーチをしてみると、NVRAM をバックアップ・リストアするツールを見つけました！フロッピー・ディスクにこのツールを入れてオシロをブートさせれば、自動的にフロッピー・ディスクに書き出し (フロッピー・ディスクから NVRAM に書き戻し) してくれる秀逸ツールです。とりあえずツールをダウンロードして NVRAM のバックアップ・イメージを PC 上に作ることができました。

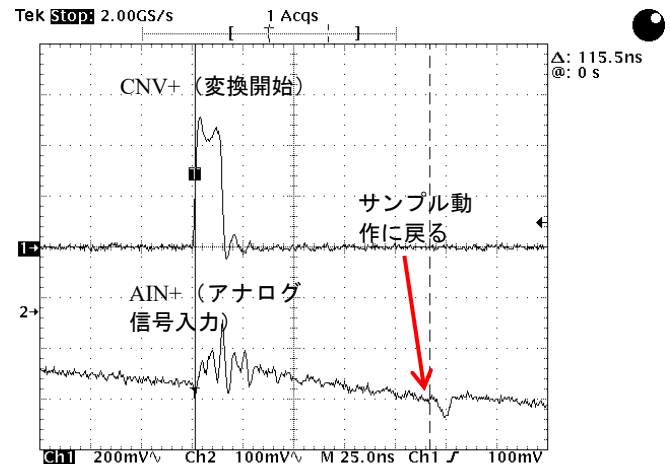


図 11. ADC の AIN 駆動抵抗を 1kΩ にしたときの AIN+ の波形変動

とりあえず安心して眠れる (?) 状態までたどり着けた

ここまで数日かかりましたが、これでバックアップ・リチウム電池が寿命になっても、DS 1486, DS 1250 Y (もしくはコンパチ品) を交換して、バックアップ・イメージを NVRAM に書き戻しすれば、これからさらに数十年先の電子回路との関わりを見据えた (笑) オシロの再生をすることができます。ほっと一安心で、あとは DS 1486, DS 1250 Y をゆっくり入手すればいいところですよ。

20 年以上、いや死ぬまでこのオシロを使えるでしょう！またロジアナ 16500C も HDD を SSD に変えてあり、HDD 突然死 (スピンドルのベアリング故障) の恐怖から脱却済みなのです (笑)。

当該オシロ帯域拡大の裏技

ところでこのオシロスコープ、なんと 500MHz BW の製品の抵抗数か所を入れ替え、コンデンサ 4 個を取り去るだけ (といっても、再校正が必要ですが) で 1GHz BW までグレードアップできるという技も、これらのネット・サーチで発見しました。私にはとくに必要ないノウハウですが、上記の NVRAM のリード・ライトや修復の方法なども含めて、興味ある方 (とくに切羽詰まっている方、でしょうか) はこっそりお問合せください ^o^。

そういう私はオシロの RS232C デバッグ・ポートを動作させて、さらに怪しいチューニングをしていきたいと、つづいて画策中です (笑)。ここも eBay のお世話になる予定です。ということで、まだまだこれからも電子回路と遊んでいきましょう！

参考文献

- [1] 稲葉 保; 発振回路の完全マスター, 日本放送出版協会 (絶版)
- [2] Evaluating the AD7960 18-Bit, 5 MSPS PulSAR Differential ADC, Evaluation Board User Guide EVAL-AD7960FMCZ, UG-490, Analog Devices
- [3] AD7960 Datasheet, Analog Devices
- [4] 食べ物じゃない！チゲの意味ってなに？チゲ鍋って一体…?, MACARONI, <https://macaro-ni.jp/39970>