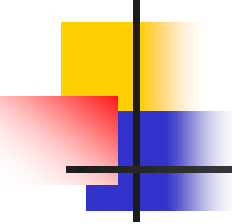


2020年7月14日(火)



集積回路システム工学 第12回講義

AD変換器評価技術

小林春夫

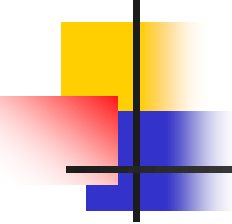
群馬大学大学院理工学府 電子情報部門

koba@gunma-u.ac.jp

下記から講義使用 pdfファイルをダウンロードしてください。

出席・講義感想もここから入力してください。

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/lecture.html>



「デジタル化」の2つの言葉

- Digitization (デジタイゼーション)

アナログ信号のデジタル化

AD変換 → 電子回路技術で知的に面白い

- Digitalization (デジタリゼーション)

デジタル技術を利用して

ビジネス・モデルを変革し

新たな利益や価値を生み出す機会を創出

2018 年 4 月 16 日

電子情報分野での連携のためのフィリピン大学・ビジネス界訪問

天の時、地の利、人の和

群馬大学 小林春夫

2018 年 3 月 26 日（月）－30 日（金）の間
フィリピン（マニラ近郊）の下記を訪問した。

FAITH: First Asia Institute of Technology and Humanities(新興の大学)

LIMA Tech Park (工業団地、日本企業多数)

FASTEC Inc. (フィリピンでの半導体組み立て企業)

ATENO 大学 (私立の名門大学)

フィリピン大学(国立の名門大学)

半導体関係スタートアップ企業(SmartFox)

JETRO マニラ (日本の経済産業省関係)

JICA マニラ (日本の外務省関係)

フィリピン日本人商工会議所 (日本の民間団体)

フィリピンは東京から 4－5 時間のフライト時間で行くことができ、
東京とマニラとの時差は 1 時間（日出づる国「日本」が 1 時間早い）で南国である。



群馬大学客員教授 松田順一先生から約1年前に西井雅晴氏（旧三洋半導体製造フィリピン株式会社 元社長）をご紹介いただいていた。西井氏は現在フィリピンと日本の大学間の連携の支援をする活動をボランティア的に行われている。群馬大学の卒業生等からフィリピンには日本企業が多数進出している話を聴いており、工学教育の観点から交流のタイミングを見計らっていた。昨年末に群馬大学から国際交流活動助成の募集があったので下記の内容で応募し採択されて今回のフィリピン訪問が実現した。

訪問先へのコンタクトは西井氏の人脈を通じてであり、また訪問に際しての様々なアドバイス・情報をいただき感謝いたします。

事業計画書

【活動名】

電子情報分野での連携のためのフィリピン大学・ビジネス界訪問

- 2018年3月25日～3月30日の間、マニラ（フィリピン）を訪問する。
- この際にフィリピンの理工学分野（とくに電子情報理工学分野）の名門大学（フィリピン大学、アテネオ大学、フェイス工科大学等）を訪問し群馬大学との連携のための情報交換を行う。群馬大学紹介のプレゼンテーションを行い、これらの大学から特に若手教員に群馬大学にて博士取得のための留学を促す。学部修了生等の群馬大学への博士前期課程へのリクルートを行う。
- 同時にマニラ近郊にて半導体生産工場見学・半導体分野スタートアップ企業・マニラ日本人商工会議所・JETRO マニラ・JICA マニラなどとのミーティング・意見交換を行なう。群馬大学学生の「フィリピン大学留学＋インターンシップ・工場見学」のセットでの実現を目指す。
- コーデネータとして、旧三洋半導体製造フィリピン株式会社 元社長 西井雅晴氏にお願いする。西井氏の活動と協力しながら、引き続きフィリピンの大学等の情報提供を行っていただく。（西井氏には同意を得ている。）
- 訪問後もフェイス工科大学、アテネオ大学等と定期的な連携をはかっていき、群馬大学理工学部と 学部間協定の締結、交換留学制度、群馬大学学生のフィリピンでのインターンシップ制度の実現をしていく。最初は双方の学生の教育から連携し、将来的には共同研究を模索していく。

多くの日本の製造業がフィリピンに進出している現状を踏まえ、群馬大学学生の理工学教育において有意義となる留学プログラムを作成していく。フィリピンは人口構成が若い世代に厚く日系製造業が積極的に進出しており、群馬大学理工学部卒業生が就職後に、フィリピンと関係して仕事をしていく可能性が高い。交換留学制度を確立して相互理解を深めていき群馬大学理工学部にとって意義深い成果にしていく。

● フィリピンは英語（米語）圏

町の人々はみな英語が堪能で、街中の表示等はすべて英語で、英語ができないと生活できない。

発音は綺麗で聞き取りやすい。

すなわち、「**フィリピンは英語圏**」である。

JETRO マニラの話では、米国企業のアウトソーシング先はインドを抜いてフィリピンがいまや世界でトップとのこと。

JICA マニラでの話しでは、日本からの英語研修の短期留学先として（費用が安いこともあり）フィリピンは人気が高いとのこと。

マニラの日本人商工会議所の話では、契約書、法律・規則も全て英語で記載されており、ロジステクス（物流）、技術トランスファーも全て英語で行えるので日系企業はビジネスがやりやすいとのこと。

フィリピンでは小学校2－3年から英語教育を行っている。

多数の現地の言葉があるが、ルソン島では主にタガログ語が現地語として使用されてる。



● フィリピンは米国圏

大学のシステム、社会システム・制度等、米国の影響が強いことが感じられる。
銃も合法的に所持できる。

マニラには高層ビルが立ち並び、高速道路（skyway） 等も発達しており、
道路名はスペイン語であり、米国西海岸にいるのかと錯覚するほどである。





●フィリピンと太平洋戦争

アメリカ極東陸軍司令官 ダグラス・マッカーサーDouglas MacArthur

“I shall return” .

日米艦隊が死力を尽くしたレイテ沖海戦

史上最大規模の海戦

戦艦武蔵 レイテ沖海底に眠る

神風特別攻撃隊

散る桜、残る桜も散る桜

英霊に合掌

「あなたがたの中で罪のない者が、まずこの女に石を投げつけるがよい」

(新約聖書 ヨハネ福音書)



イントラムロスでの太平洋戦争時の遺物



銃弾痕

● フィリピンは親日 日本のアニメが貢献

フィリピンは 親日に関して世界の国の中でトップ3に入る

若い世代はみな日本のアニメをテレビで見ながら育ってるのが大きな理由

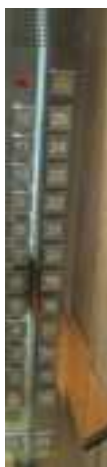
フィリピンから日本への入国ビザは、以前より比較的容易に取得できるようになり、日本へ行ったことがあるフィリピン人が増えている。

「新しき葡萄酒は新しき皮袋に入れよ」

(新約聖書 マタイ福音書)

- フィリピンはカソリックの国

約 80% がカソリックであり、日常生活にもそれが強く反映している印象をもつ。



宿泊ホテルでは
13 階がない。

3 月 29 日, 30 日はキリスト教の受難節 (Lent) なので祝日

● マニラの様子



Ayala はフィリピン財閥の一つ。Makati 市の土地の多くを所有。





ホテルでの日本語新聞



フィリピンの歴代大統領



マニラの高級ショッピングモール







● LIMA Tech Park 訪問

FAITH 工科大学と連携している工業団地。 多数の日系企業が進出
同大学のご厚意により車で案内してもらった。



この地区のエプソンの工場には1万5千人程度が働いている











● FAITH(First Asia Institute of Technology and Humanities) 工科大学訪問

ルソン島南部 バタンガスの近く

設立後 19 年の新興の工科大学、急速にレベル向上

フィリピンに進出している外資系半導体企業と連携

近くの LIMA Tech Park との連携も密である。

学部長が女性

フィリピンは女性が社会的に活躍、銀行の管理職等にも女性多し

共稼ぎは一般的





半導体プロセス工場はフィリピンにはほとんどない。

電力料金が高いことが理由の一つかもしれないとのこと

（フィリピンの電力会社は国営ではなく民間）

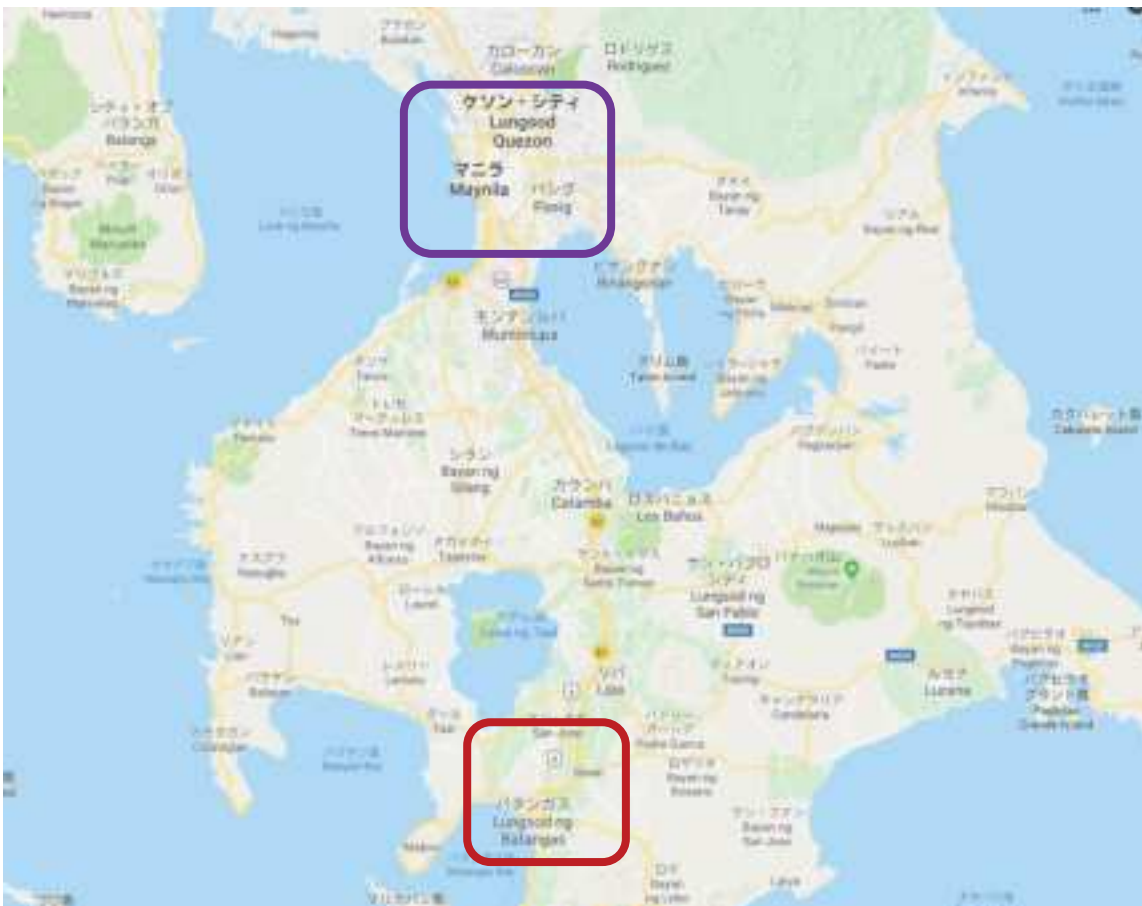
FAIT では研究用の IC チップファブリケーションは台湾の中原大学(Chung Yuan Christian University)と連携し同大学を通じて行おうとしている。<http://www1.cycu.edu.tw/>

（台湾の大学では TSMC 社等を通じてチップ試作のシステムが確立している）

Ateneo 大学でも集積回路分野で中原大学と連携している。

また、FAITH と Ateneo 大学も集積回路分野で連携している。





● 半導体組立 FASTECH 社見学

1983 年に創業。ルソン島南部の Light Industry and Science Park 1 内にある。

FAITH と連携が密な会社である。Power discrete, sensor, Power management, RF, Microwave 関係の半導体の組み立て、信頼性検査を行っている



●アテネオ大学

Prof. Gian Mayuga

Department of Electronics, Computer, and Communications Engineering

Ateneo de Manila University

を訪ねる。同先生（写真の前列右から３人目）は奈良先端科学技術大学院大学に３年間留学し、博士号を得る。博士論文は下記。

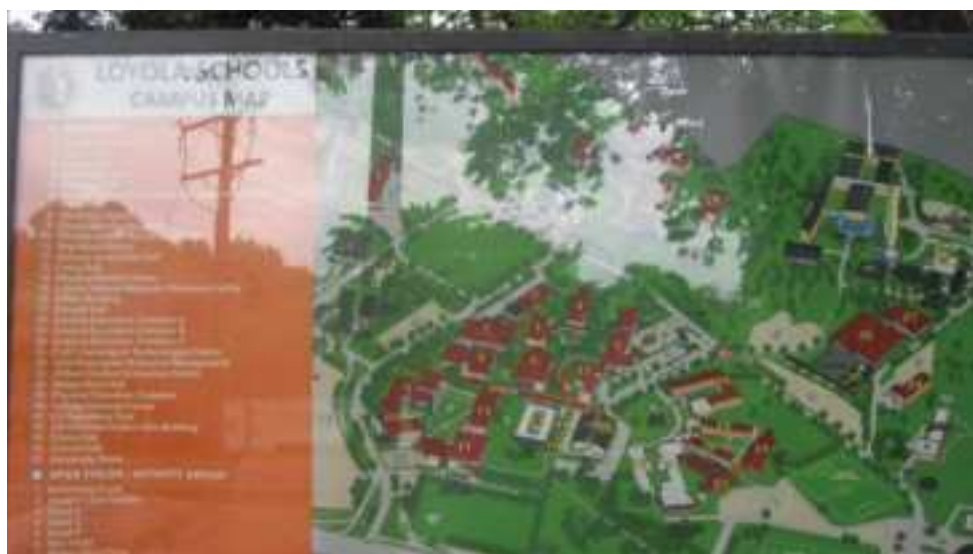
https://library.naist.jp/mylimedio/dllimedio/showpdf2.cgi/DLPDFR013151_P1_83

LSI テスト分野を博士論文テーマにしたのは、フィリピンにこの分野の産業ニーズがあるのが一因と推察した。

1998 年に ECCS 学科が設立

Electronics (BS) , Communication (BS), Computer Science (MS)

博士課程コースはまだないとのこと。



同大学でも、台湾 Chung Yuan Christian University <http://www1.cycu.edu.tw/>
にチップファブリケーションを依頼する

いくつかの研究室を見学させてもらったが、フィリピンは自然災害を被ることが比較的多いようで、その対策のための研究テーマが多い印象をもった。

フィリピンの大学の名門は フィリピン大学（国立）、アテネオ大学（私立）、ラサール大学（私立）の3つ。米国式の大学システム

アテネオはカソリックの大学である。

●フィリピン経済・社会のキーワード 「住んでみたら帰りたくなる」
JETRO マニラ、日本人商工会議所等でうかがった話のメモ書きを以下に記す

フィリピン 人口1億人 面積は日本の0.8倍
マニラ人口1200万人
200万人/年の人口増加, 平均年齢23歳

経済成長率 年6%以上、高い経済成長率
GDPは過去10年間で3倍
投資も寄与した経済成長, 拡大する市場
インフラ支出の数値目標設定

公用語 英語, ASEANでの唯一の英語圏
IT-BPO (Business Process Outsourcing)
コールセンター, データ入力、ソフトウェア開発で米国企業からの仕事多し
1千万人の出稼ぎ 年間（オフィシャルで）3兆円の海外からの送金
消費が元気
オフィスビル、不動産投資が引っ張る
食住近接 ITBPO用ビル
マンション 6割が海外送金から

アメリカのルール
投資、財政が強い
REZA (フィリピンの外資優遇制度)
優遇税制は変わる（現在審議中のような）

失業率 6%

女性の社会進出・管理職への登用・工場での細かい作業
共働き、メイドさんを雇う文化
一家で4-5人の子供

製造業はこれから。労働集約的なものが中心
技術系大学卒業 ワールドワイドに就職
フィリピン国内で就職が少ない。世界にでていく。
名門大学卒 国内に残ろうとしない。米国大学院、米企業に就職へ。
田舎の州立大学出身者が地元で活躍
造船 日本、韓国、中国、フィリピンは4番目
十大財閥: Samuel, SM, 中華系、スペイン系がちょっと

全フィリピン日系人 1万7千人
マニラ 650社
セブ (マクタン島に工業団地) 150社
ミンダナオ 50社
合計850社
日系企業合計 1500社

コンビニエンスストア: セブンイレブン, Mini Stop, Family Mart, Lawson 24時間営業



治安: 犯罪は10%以上減っている

ローカルなもの 価格は安い
外国ブランド輸入品 (Greenbelt, Landmark) 東京と価格は同等
マニラのインフラ整備 陸、空、海の渋滞 地下鉄

セキュリティガード

200万人 雇用対策 道を聞くと正確

3000人の会社で50人

公務員でなく、民間

日本の製造業 電子部品が最も多い

良い管理職の確保が経営課題。

一般従業員は転職しない

フィリピンを製造工場として使う

定期採用は日系企業でもでも3割

卒業から就職まで平均1年

TV輸入 韓国メーカーの牙城、20年前は日本メーカー

工業製品 中国からの輸入

自分で作ることまでいくのに時間がかかりそうである

エンジニアリングがすくないことが問題

高学歴者多し Harvard, Stanford, Chicago の大学院卒

教育熱心 大学進学率 2割

学歴社会

大学 アメリカ方式 卒業が難しい 休学してバイト

PUP (Polytechnic University of the Philippines),

UST (University of Santo Tomas) の卒業生 就職しやすい



● JICA 外務省

有償資金協力援助 技術協力

マニラのインフラ整備 陸、空、海の渋滞、地下鉄

農業30%の人 GDP 12%

Food value chain 運送方法

学生のインターンのためには JICA東京にコンタクト



● フィリピン大学訪問

フィリピン大学のマニラ郊外のキャンパスを訪問する。広大なキャンパスで、構内は教職員・学生等の移動のためのマイクロバスが走っている。同大学の半導体設計分野の卒業生の Lawrence Salazar 氏にご案内いただく（奥様も同じ分野でフィリピン大学卒）。同氏は日本で働いた経験もあり、現在はフィリピン大学内にて半導体設計分野でスタートアップ企業を経営している。

Mr. Lawrence Salazar

Founder & President

Smartfox Data Solutions, Inc.

Unit 15 DOST-PEZA Open TBI Building, ASTI Compound,

U.P Technology Park Complex, C.P. Garcia Ave.,

Diliman, Quezon City 1101





アナログ集積回路設計の研究室を見学させてもらったが、逐次比較近似的 ADC の設計などが行われ、ホワイトボードには手慣れたアナログ CMOS 回路の回路図が描かれていた。担当教授には祝日のため会えなかったが、聞けば教授はカルフォルニア大学バークレー校出身とのこと。ST マイクロ社 65nm CMOS で試作しているとのことである。

アナログデバイセズ社の支援を受けエネルギーハーベスティング技術の研究をしている研究室でも説明を受ける。

同社やテキサスインスツルメンツ社等の米国系半導体メーカーはフィリピンに積極的に進出しているようである（インテル社はマレーシアに移ったようであるが。）









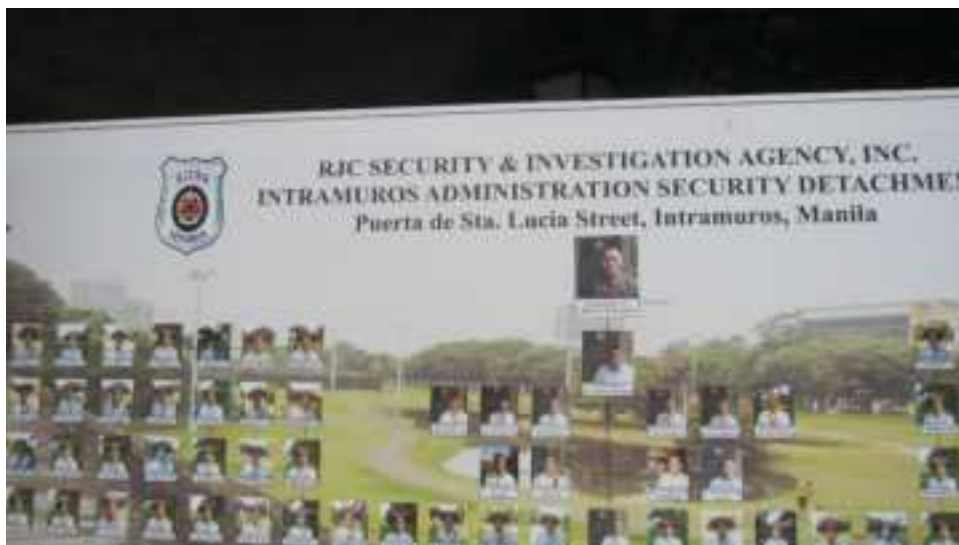


● イントラムロス（Intramuros）観光

16 世紀にスペイン人たちによって建てられた、フィリピンの首都マニラの最古の地区であり、パシッグ川南岸に位置する。その名称は直訳するとスペイン語で「壁の内側で」となり、壁で囲まれた都市または要塞を意味するほか、その厚く高い壁と堀とで囲まれた構造を言い表している。スペイン時代には、イントラムロスはマニラそのものだと考えられていた。(Wikipedia)

太平洋戦争時はイントラムロスを日米両軍とも軍事的に利用していたようである。日本軍、米軍のそれぞれの Headquarter 跡が残っている。





太平洋戦争時の米国の Headquarter

● Rizal Park





- イントラムロス内にはいくつもの大きなカソリック教会。受難節のため、多くの人











● 結論

今回の訪問を機会に、フィリピンの大学との交流を深めていきたい

付 録

フィリピン共和国（フィリピンきょうわこく、タガログ語: Republika ng Pilipinas 英語: Republic of the Philippines スペイン語: República de Filipinas) 通称フィリピンは、東南アジアに位置する共和制国家である。島国であり、フィリピン海を挟んで日本とパラオ、ルソン海峡を挟んで台湾、スルー海を挟んでマレーシア、セレベス海を挟んでインドネシア、南シナ海を挟んで中国およびベトナムと対する。フィリピンの東にはフィリピン海、西には南シナ海、南にはセレベス海が広がる。首都はマニラで、最大の都市はケソンである。国名のフィリピンは 16 世紀のスペイン皇太子フェリペからちなんでいる。(Wikipedia)



マゼランはセブ島で落命。部下たちがスペインに戻り世界一周を果たす。
セブ島は日本ではマリンスポーツのリゾート地として知られているが、実際は非常に大きな島であるのでそれだけではない。そこに隣接している（セブ島に比べて小さな）マクタン島に工業団地があり、日本メーカーも多数進出しているとのこと。

関連ウェブサイト

FAITH 大学(First Asia Institute of Technology and Humanities)

<http://www.firstasia.edu.ph/>

フィリピン大学

<https://www.up.edu.ph/>

アテネオ大学

<http://www.ateneo.edu/>

ラサール大学

<http://www.dlsu.edu.ph/>

Polytechnic University of the Philippines (PUP)

<https://www.pup.edu.ph/>

University of Santo Tomas (UST)

<http://www.ust.edu.ph/>

マプア大学

<https://www.mapua.edu.ph/>

Lima Technology Center

<http://www.limatechnologycenter.com/>

SEIPI (The Semiconductor and Electronics Industries in the Philippines Foundation, Inc.)

<https://www.seipi.org.ph/homepage/>

FASTEC Inc.

<https://fastechsynergy.com/>

Smart Fox Data Solutions, Inc.

<http://smartfoxdata.com/>

JETRO マニラ

https://www.jetro.go.jp/jetro/overseas/ph_manila/

フィリピン日本人商工会議所

<http://www.jccipi.com.ph/>

JICA フィリピン事務所

<https://www.jica.go.jp/philippine/office/index.html>

群馬大学 小林・高井研究室 ベトナム研修2013

－ 百聞は一見に如かず －

日本企業がベトナムへ進出している話をよく耳にする。また、日本の電子情報通信学会もベトナムで集積回路分野での国際会議を開催していることも聞いていた。

ぜひベトナムにということで、今回研究室での学生・教職員の研修旅行を行った。いくつかの幸運が重なり、非常に充実した研修になった。

スケジュール

2013 年 11 月

12 日(火) 成田発 ホーチミン市着

13 日(水) Renesas Design Vietnam Co., Ltd 見学

Tan Thuan Corporation 見学

Ho Chi Minh City University of Technology 見学

14 日(木) University of Technical Education Ho Chi Minh City 見学

NIDEC SERVO VIETNAM CORPORATION 見学

15 日(金) The 4th IEICE International Conference on Integrated Circuits Design and Verification (ICDV13) 参加・発表 (於 Ho Chi Minh City University of Science)

16 日(土) The 4th IEICE International Conference on Integrated Circuits Design and Verification (ICDV13) 参加・発表(於 Ho Chi Minh City University of Science)

17 日(日) ホーチミン市内視察、Japan Festival 見学、帰国



ベトナム社会主義共和国（ベトナムしゃかいしゅぎきょうわこく）、通称ベトナムは、東アジア・東南アジアのインドシナ半島東部に位置する社会主義共和制国家。国土は 南北に長く、北に中華人民共和国と、西にラオス、カンボジアと国境を接し、東は南シナ海に面し、フィリピンと対する。首都はハノイ市。(Wikipedia より)

参加者

博士後期課程学生

志水 勲

呉 澍

Shaiful Nizam Mohyar

Nosker Zachary Zehner

李 从兵

博士前期課程学生

新井 薫子

大澤 優介

河内 智

村上 正紘

Khatami S. Ramin

轟 俊一郎

金谷 浩太郎

田中 駿祐

根岸 孝行

本島 大地

特別参加

佐藤 恒夫氏（元 ルネサス ベトナム 社長）

教職員

小堀 康功

加藤 健太郎

石川 信宣

小林 春夫

最大の幸運は、研究室の志水勲さんが（元）ルネサス ベトナムの佐藤恒夫さんとお知り合いで、佐藤さんを通じてルネサス ベトナム社、TTC社、地元大学を訪問できた。佐藤さんのベトナムに対する様々なアドバイス・知識のご教授は大変有益であり、現地では見学・学会ともご同行していただいた。

さらに志水さんが日本電産サーボ ベトナム 社長の畔上さんともお知り合いで、同社を訪問させていただくことができた。学会ICDVも非常に充実した良い国際学会であった。関係各位に深く感謝いたします。

ホーチミン空港到着



ホテルの窓からホーチミン市内を望む



マイクロバスをチャーターし 大学・企業訪問に出発



Renesas Design Vietnam Co., Ltd (ルネサス ベトナム社)訪問

同社の Ho Thi Ngoc Ha さんに同社、TTC社、大学訪問のアレンジでお世話になった。



ルネサス ベトナム社長の杉原仁さん(写真中央)は群馬大学工学部OB

印象に残った話:

ベトナムの人たちは平均年齢が20台の若い国。

年間5%の経済成長をしているが、人口増加率も高いので経済成長の恩恵を実感しづらい。

タントウアン社(Tan Thuan Corporation: TTC 社) 訪問



同社はタントウアン輸出加工区(ホーチミン市中心部から南に車で15分)の管理会社
ルネサス社は同地区にいち早く進出した。

ベトナム政府が海外から企業誘致。税金面で優遇、インフラも整備。
日本企業60社。多いのは台湾、日本、韓国企業の順番。

タントウアン社の企業理念の説明ビデオで、松下幸之助氏の言葉と同じ主旨が
紹介されたのが印象的であった。

「コストが安いからという理由で 海外に進出したことはない。

その国の人のためになると思い 海外に出た。」

(松下幸之助)

タントウアン社に昼食に招待される。



[Ho Chi Minh City University of Technology（ホーチミン工科大学）訪問](#)



ベトナムでレベルの高い工科大学として知られる。

学部長(Dean) の Dr. -Ing. Tuan Do-Hong 先生とも面談できた。



Prof. Cuong Huynh(米国 Texas A&M University で Ph.D.取得) からホーチミン工科大学でのアナログRF回路設計分野の研究教育に関するプレゼンテーションを受ける。



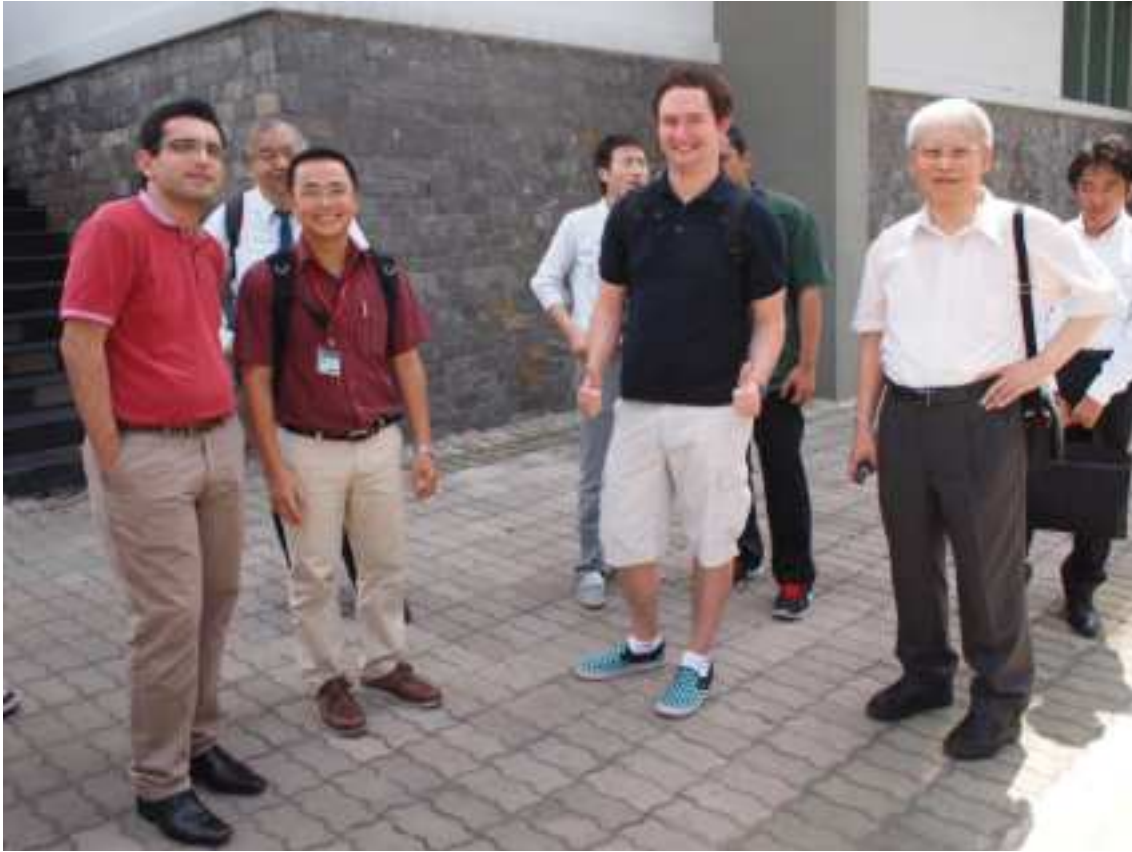




後列左から3人目が(元)ルネサス ベトナム社長の佐藤恒夫様

[University of Technical Education Ho Chi Minh City](#) (ホーチミン技術師範大学) 訪問







ホーチミン技術師範大学の何人もの先生と面談できた。



ホーチミン技術師範大学では実戦的な技術教育を行っている。

















NIDEC SERVO VIETNAM CORPORATION(日本電産サーボ ベトナム) 見学

日本電産サーボ社は群馬県桐生市に主力工場を持つ。 日本電産サーボ ベトナムの President 畔上昌彦さん(写真 後列左 5 番目)は群馬大学工学部OBで、研究室の志水勲さん(後列左 4 番目)のお知り合いというご縁で今回訪問させていただいた。



サイゴン サイエンスパーク

日本電産グループ、Intel 社、ソフトウェア会社等が集積している。









ホーチミン市内 ベトナムには多くの外国企業が進出している

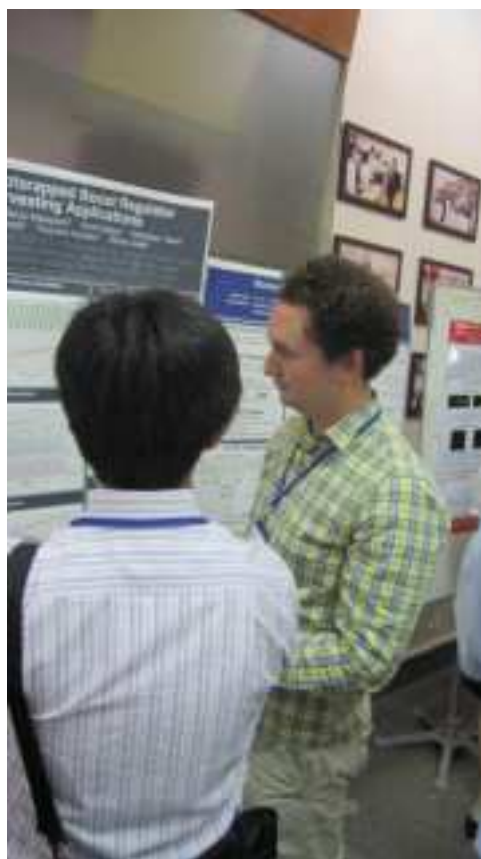


[The 4th IEICE International Conference on Integrated Circuits Design and Verification \(ICDV13\) 参加・11件の論文発表（於 Ho Chi Minh City University of Science）](#)

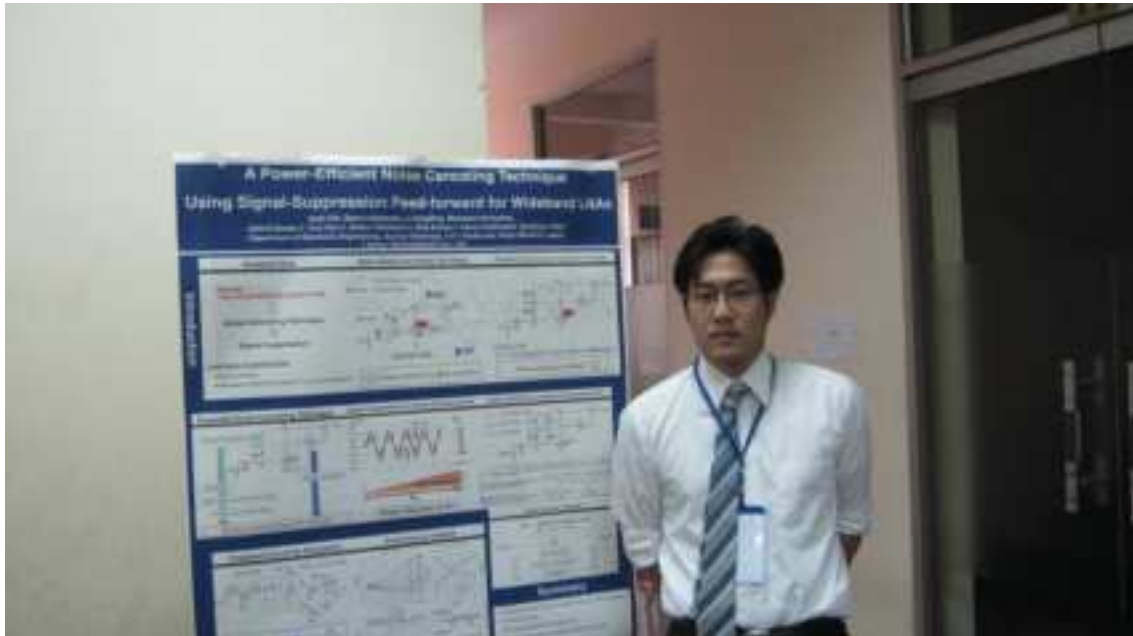
日本の電子情報通信学会が支援する、ベトナムで開催している半導体集積回路関係の国際会議。今年(2013 年)は 4 回目の開催になる。



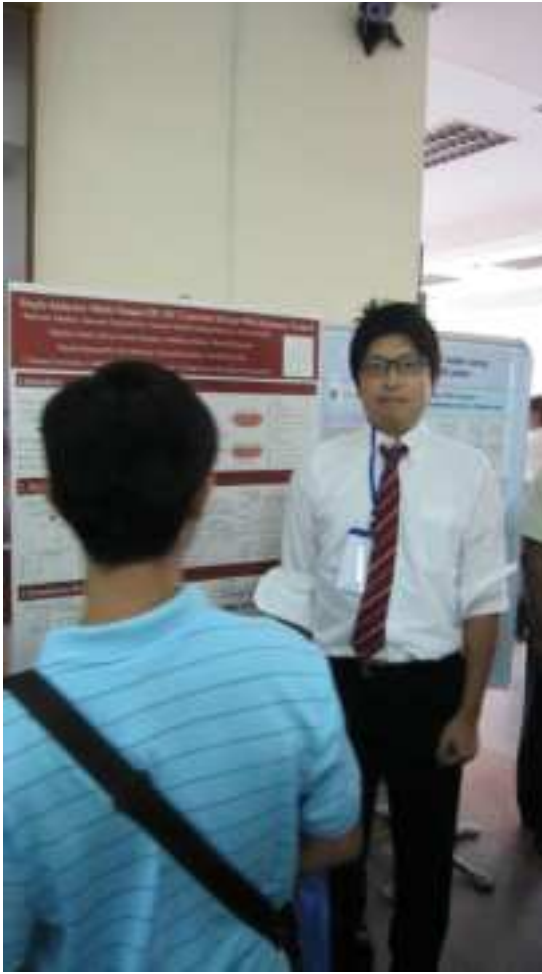




- [1] Zachary Nosker, Yasunori Kobori, Haruo Kobayashi, Kiichi Niitsu, Nobukazu Takai, Tetsuji Yamaguchi, Eiji Shikata, Tsuyoshi Kaneko and Kimio Ueda, “A Single Supply Bootstrapped Boost Regulator for Energy Harvesting Applications”.



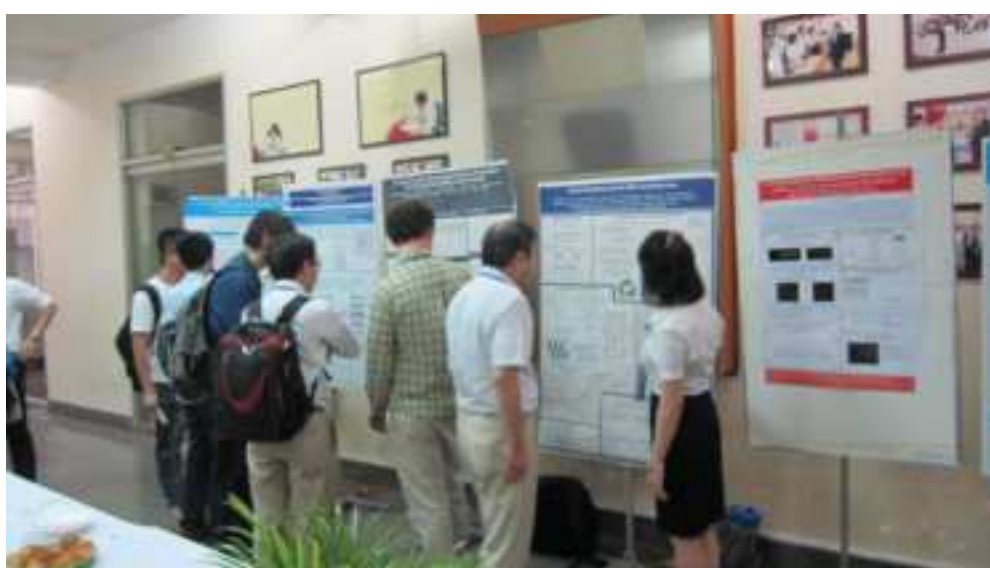
[2] Satoru Kawauchi, Daiki Oki, Congbing Li, Masataka Kamiyama, Seiichi Banba, Toru Dan, Nobuo Takahashi, Koji Sakata, Haruo Kobayashi, Nobukazu Takai, "A Power-Efficient Noise Canceling Technique Using Signal-Suppression Feed-forward for Wideband LNAs."

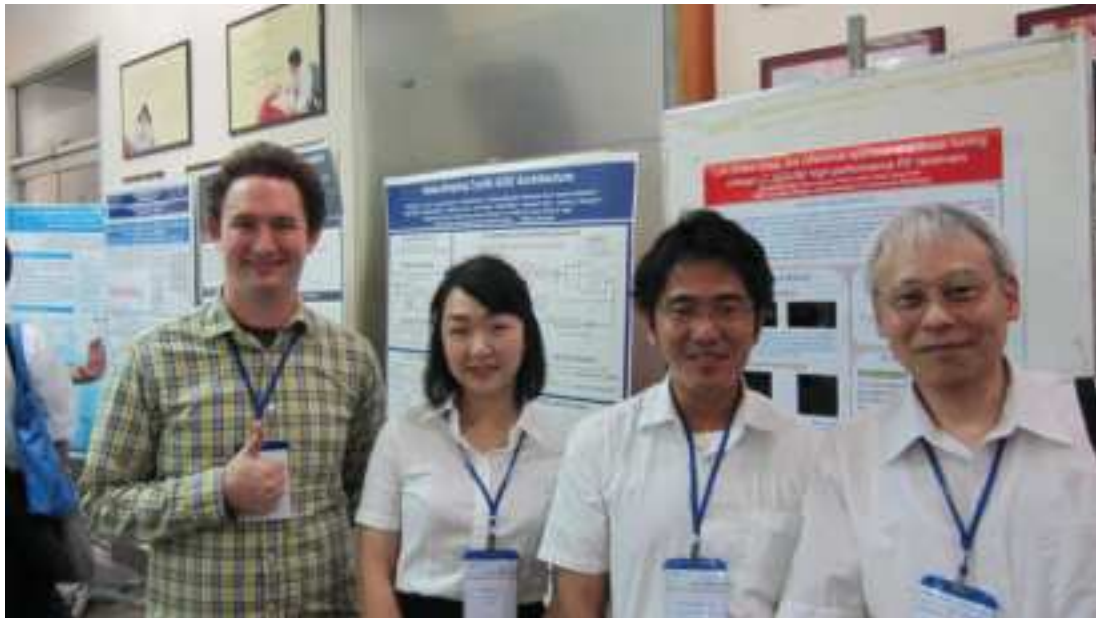


[3] Shunsuke Tanaka, Tatunori Nagasima, Yasunori Kobori, Kotaro Kaneya, Takashi Okada, Takahiro Sakai, Sumit Kumar Biswas, Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi, Tetsuji Yamaguchi, Kimio Ueda, Eiji Shikata, Tsuyoshi Kaneko, "Single Inductor Multi Output DC-DC Converter Design with Hysteresis Control,"

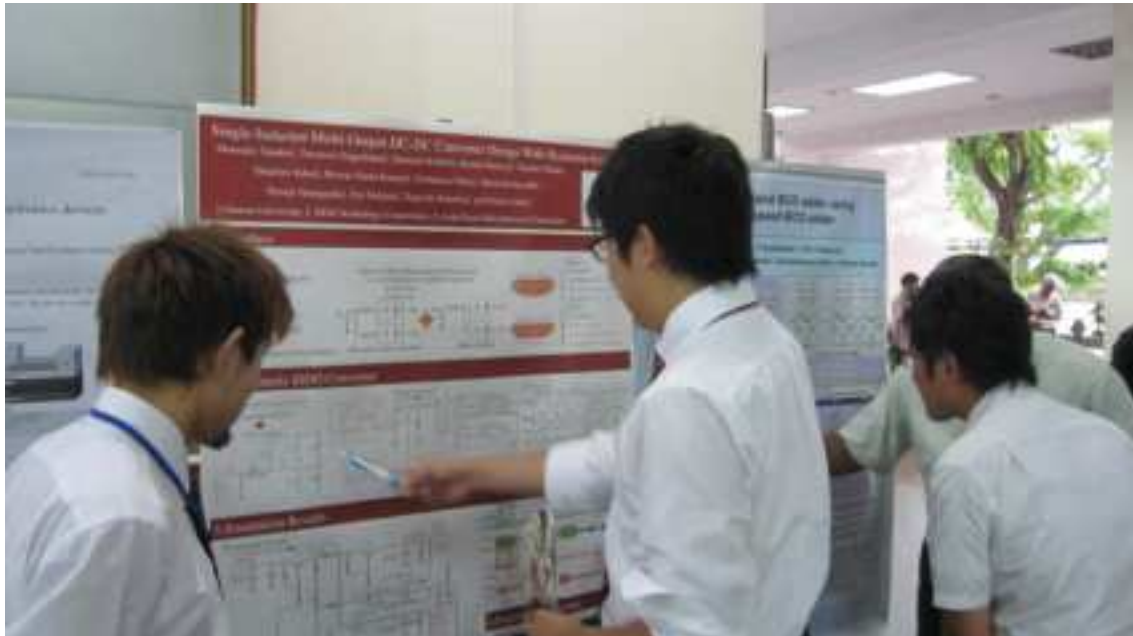


[4] Yukiko Arai, Yu Liu, Haruo Kobayashi, Tatsuji Matsuura, Osamu Kobayashi, Masanobu Tsuji, Masafumi Watanabe, Ryoji Shiota, Noriaki Dobashi, Sadayoshi Umeda, Isao Shimizu, Kiichi Niitsu, Nobukazu Takai, Takahiro Yamaguchi, "Noise-Shaping Cyclic ADC Architecture."





群馬大学 機械知能システム理工学科の田中勇樹先生(写真 左)も参加・口頭発表



[5] Hitoshi Aoki and Haruo Kobayashi, "Typical n-MOSFET Modeling using a Skewing Method."
 青木均客員教授の代理発表。



- [6] Shu Wu, Yasunori Kobori, Zachary Nosker, Murong Li, Feng Zhao, Li Quan, Qiulin Zhu, Tetsuji Yamaguchi, Eiji Shikata, Tsuyoshi Kaneko, Kimio Ueda, Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi, "Design of a Simple Feed-Forward Controller for DC-DC Buck Converter."



- [7] Shaiful Nizam MOHYAR, Harnani HASSAN†, Masahiro MURAKAMI, Atsushi MOTOZAWA, Haruo KOBAYASHI, Osamu KOBAYASHI, Tatsuji MATSUURA, Nobukazu TAKAI, Isao SHIMIZU, Kiichi NIITSU, Masanobu TSUJI, Masafumi WATANABE, Noriaki DOBASHI, Ryoji SHIOTA, Sadayoshi UMEDA, Takahiro J. YAMAGUCHI, “SFDR Improvement Algorithms for Current-Steering DACs.”



[8] Ramin Khatami, Haruo Kobayashi, Nobukazu Takai, Yasunori Kobori, Tetsuji Yamaguchi, Eiji Shikata, Tsuyoshi Kaneko and Kimio Ueda, "Delta-Sigma Digital-to-Time Converter and its Application to SSCG."



[9] Masahiro Murakami, Shaiful Nizam Mohyar, Haruo Kobayashi, Tatsuji Matsuura, Osamu Kobayashi, Masanobu Tsuji, Sadayoshi Umeda, Ryoji Shiota, Noriaki Dobashi, Masafumi Watanabe, Isao Shimizu, Kiichi Niitsu, Nobukazu Takai and Takahiro J. Yamaguchi, "Study of Complex Multi-Bandpass $\Delta\Sigma$ Modulator for I-Q Signal Generation."



- [10] Yusuke Osawa, Daiki Hirabayashi, Naohiro Harigai, Haruo Kobayashi, Osamu Kobayashi, Masanobu Tsuji, Sadayoshi Umeda, Ryoji Shiota, Noriaki Dobashi, Masafumi Watanabe, Tatsuji Matsuura, Kiichi Niitsu, Takahiro J. Yamaguchi, Nobukazu Takai and Isao Shimizu, "Phase Noise Measurement and Testing with Delta-Sigma TDC."



[11] Takayuki Negishi, Naoki Arai, Nobukazu Takai, Masato Kato, Hiroaki Seki, Sumit Kumar Biswas, Haruo Kobayashi, “Automatic Synthesis of Comparator Circuit Using Genetic Algorithm,”



今回の ICDV2013 発表の研究教育の効果:

英文原稿作成、プレゼン・ポスター発表準備、実際の発表、質疑応答を今後の研究にフィードバック、国際学会を経験する、これらを通じて研究室の研究活動の対外的アピール等大きなものがあったと思う。学生は特に英語力の必要性を実感したようである。



学会でお会いしたベトナムの大学の教員の皆様には、
日本の大学に留学された方が何人もおられた。

夕食





ホーチミン市内











学会終了後にホテルの前にて



学会翌日の 11 月 17 日(日)は 日本とベトナムの友好を記念した Japan Festival がホーチミン市で開催され、学生は楽しんだようである。この日の深夜 成田向け便で帰国した。

ICVD2013 の会場の大学のすぐ前の日系のホテルのご厚意により、大学関係者 20 名が学会参加のためということで宿泊費を大幅デスカウントしていただき(さらに学生は二人一部屋)、(我々でも費用的に)宿泊できた。

非常に立派なホテルであったので、学生はそれにも強く感じるものがあったようだ。

NEC C&C 財団(ハタミ)、丸文財団(ザック)、群馬大学工業会(志水、李)、群馬大学科学技術振興会(ニザム、呉)、群馬大学大学院生海外研究派遣助成(新井、根岸)から今回のベトナム研修の学生旅費補助を受けており、深く感謝いたします。

最後に、大変お世話になりました佐藤恒夫様、ICDV2013 学会関係の皆様、ルネサスベトナム、TTC、日本電産サーボ、ホーチミン工科大学、ホーチミン技術師範大学の皆様に感謝の意を表します。

(文責 群馬大学 小林春夫)

Gunma Univ. Kobayashi group go everywhere !

● 2010 年 マレーシア クアラルンプール

IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems,
Kuala Lumpur, Malaysia (Dec. 2010).

- [1] Takuya Yagi, Kunihiro Usui, Tatsuji Matsuura, Satoshi Uemori, Yohei Tan, Satoshi Ito, [Haruo Kobayashi](#), “[Background Calibration Algorithm for Pipelined ADC with Open-Loop Residue Amplifier using Split ADC Structure](#),”
- [2] Tomohiko Ogawa, [Haruo Kobayashi](#), et. al.,
“[Non-binary SAR ADC with Digital Error Correction for Low Power Applications](#),”
- [3] [Satoshi Ito](#), et. al.,
“[Stochastic TDC Architecture with Self-Calibration](#),”
- [4] Tomohiko Ogawa, Haruo Kobayashi, [Youhei Tan](#), et. al.,
“[SAR ADC That is Configurable to Optimize Yield](#),”
- [5] [Satoshi Uemori](#), et. al.
“[ADC Linearity Test Signal Generation Algorithm](#),”
- [6] [Kenji Takahashi](#), et. al.
“[Single Inductor DC-DC Converter with Bipolar Outputs using Charge Pump](#),”



Gunma Univ. Kobayashi group go everywhere !



Gunma Univ. Kobayashi group go everywhere !



Gunma Univ. Kobayashi group go everywhere !



Gunma Univ. Kobayashi group go everywhere !



Gunma Univ. Kobayashi group go everywhere !



Gunma Univ. Kobayashi group go everywhere !



通信用AD変換器 テスト評価のための マルチトーン・カーブフィッティング アルゴリズム

○本木義人、菅原秀武、小林春夫
群馬大学 工学部 電気電子工学科

小室貴紀、酒寄寛
アジレント・テクノロジー（株）

発表内容

1. 研究目標
2. 単一サイン・カーブ・フィッティング・
アルゴリズム
3. マルチトーン・カーブ・フィッティング・
アルゴリズム
 - 既知入力周波数の場合
 - 未知入力周波数の場合
4. まとめ

1. 研究目標

研究背景

高性能アナログ集積回路ではテスト技術が非常に難しく重要になってきている。

一部のアナログ集積回路では、設計よりもテストにコストがかかる。

テスト技術にミクスドシグナルLSIテスターメーカーと共同研究でとりくむ。

研究目標

携帯電話の受信部等に用いられる
通信用AD変換器では、
周波数領域性能が重要。



マルチトーン・テスト法が使用される。



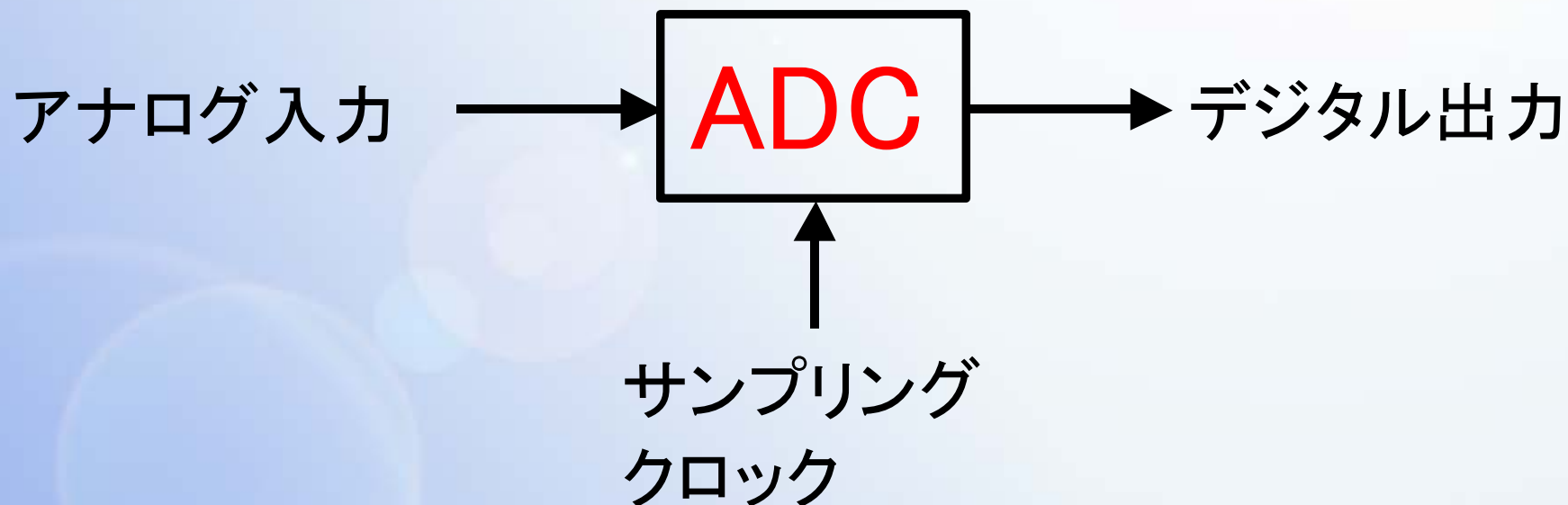
高精度評価アルゴリズムを開発する。

マルチトーン・カーブ・
フィッティング・アルゴリズム

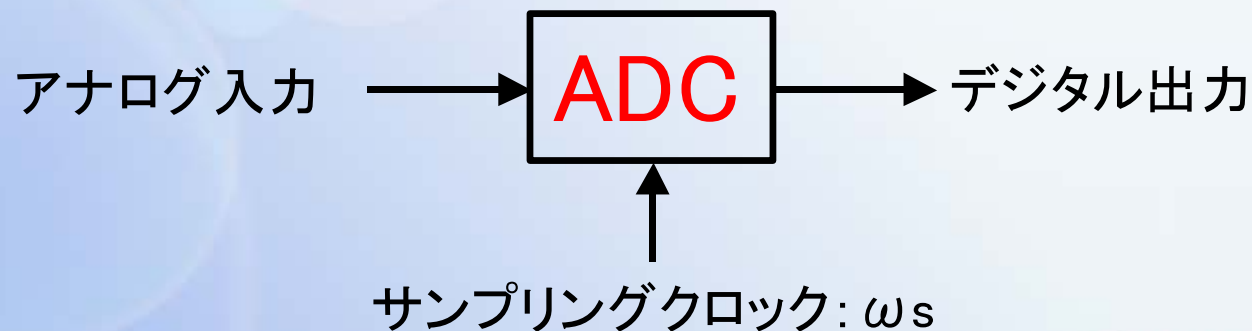
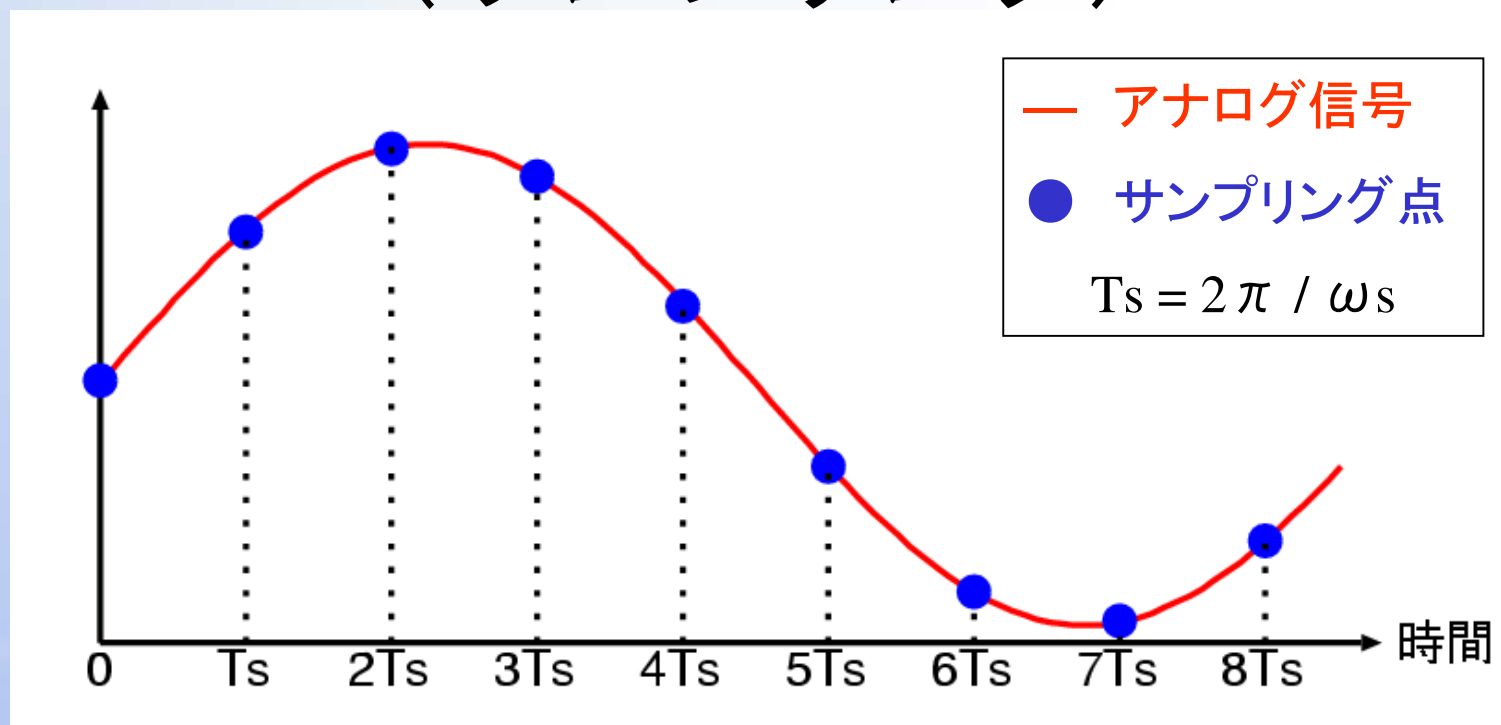
2. 単一サイン・カーブ・ フィッティング・アルゴリズム

AD変換器の動作

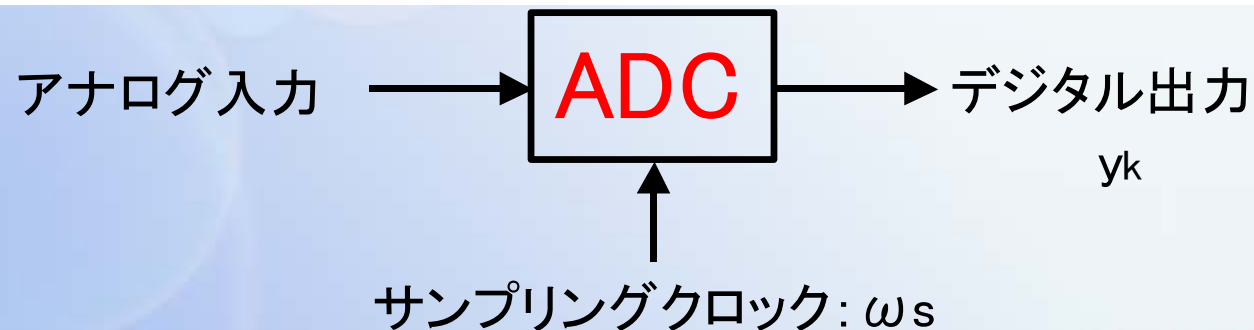
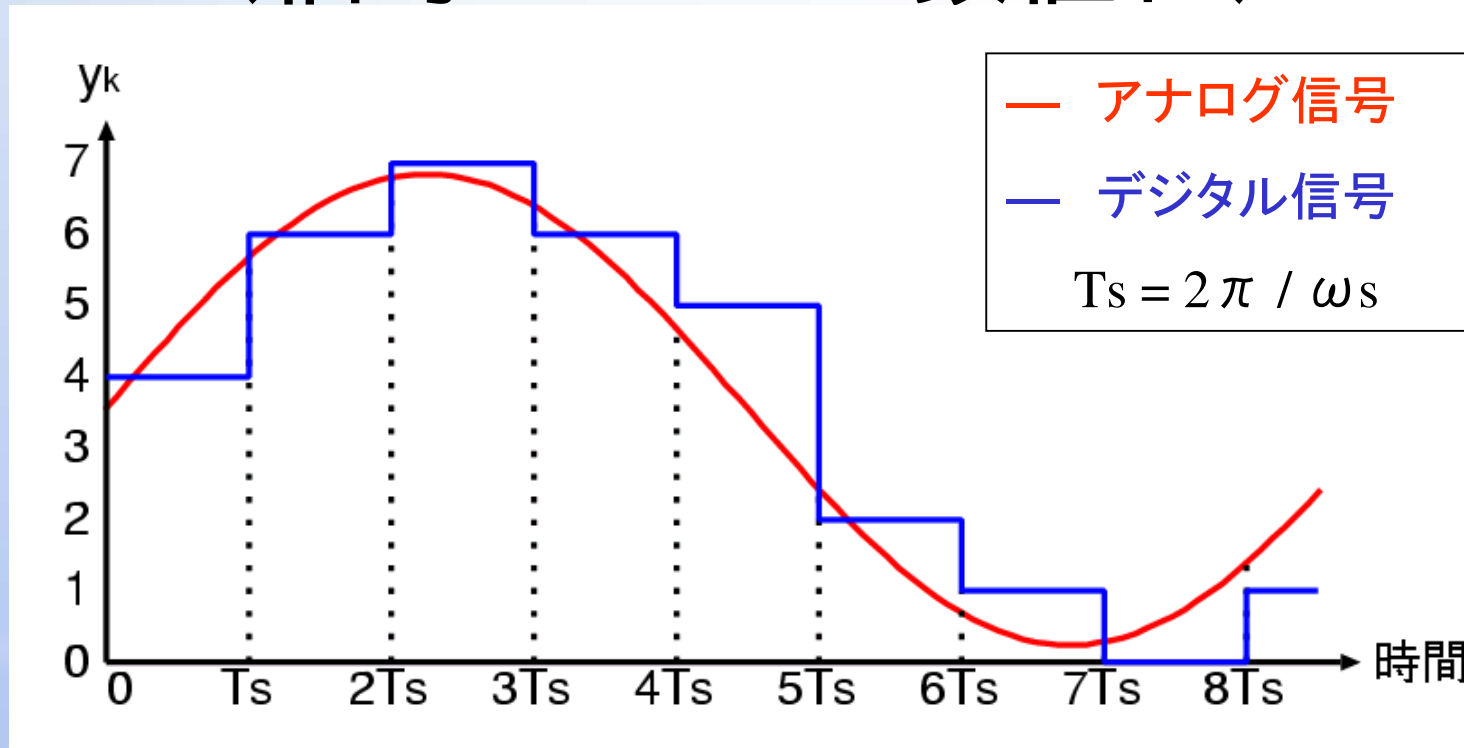
アナログ信号（電波、音声、電圧、電流等）を
デジタル信号（0, 1, 1, 0, ...）に変換する。



時間の量子化 (サンプリング)



空間の量子化 (信号レベルの数値化)



単一正弦波入力を用いたADC評価

特徴

- ・高精度正弦波は電氣的に発生しやすい。
- ・低周波から高周波入力に対してSNR評価が可能。
- ・確立された技術。

評価アルゴリズム

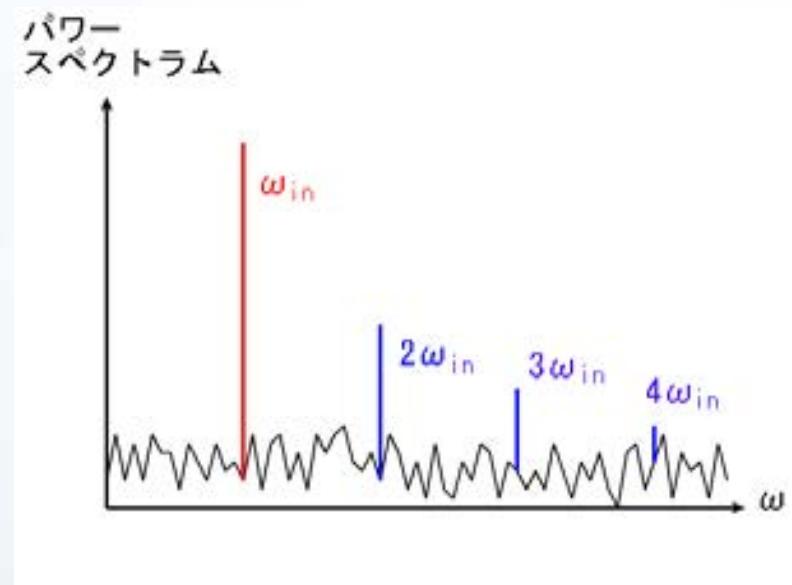
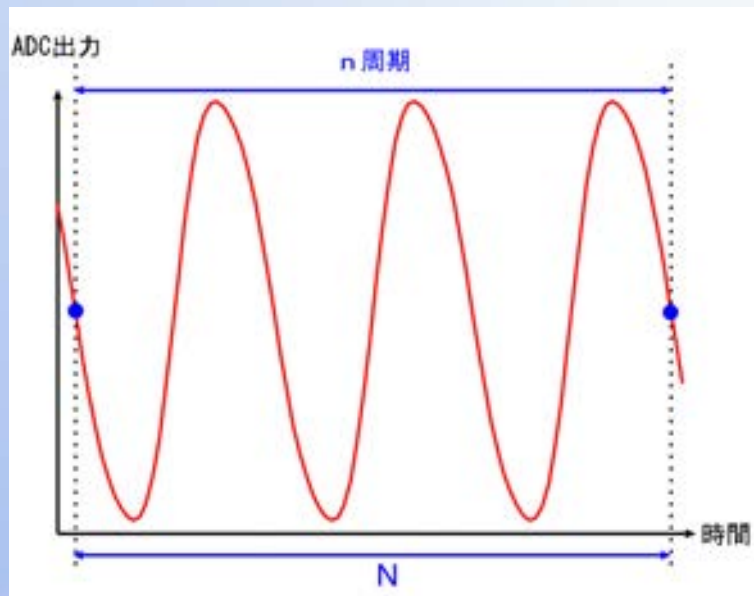
FFT法：

窓関数必要の場合あり（評価精度劣化）

サイン・カーブ・フィット法：

窓関数不要（評価精度良）

ADCの評価アルゴリズム (FFT法)



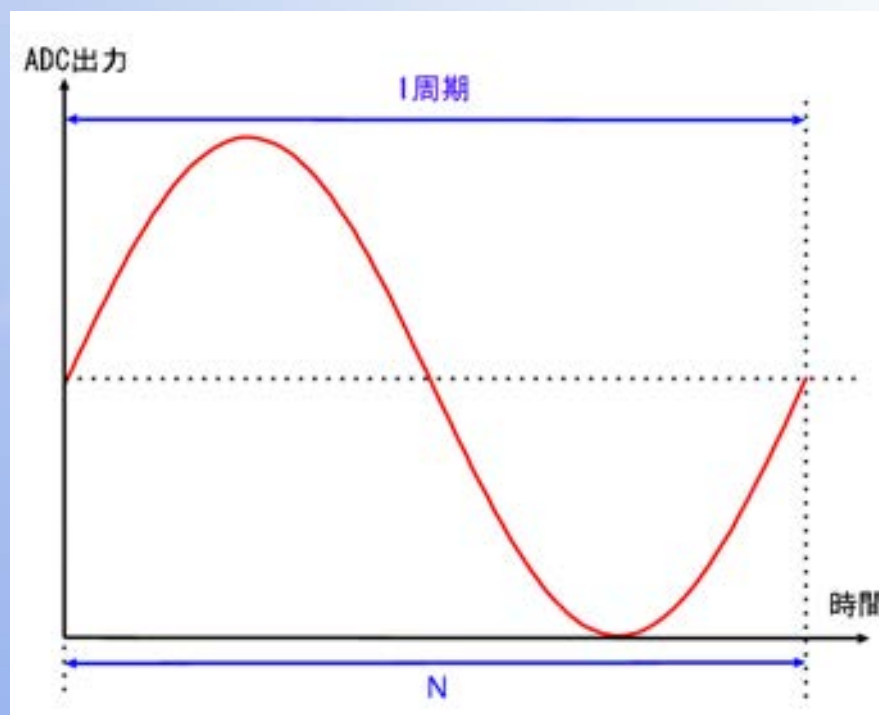
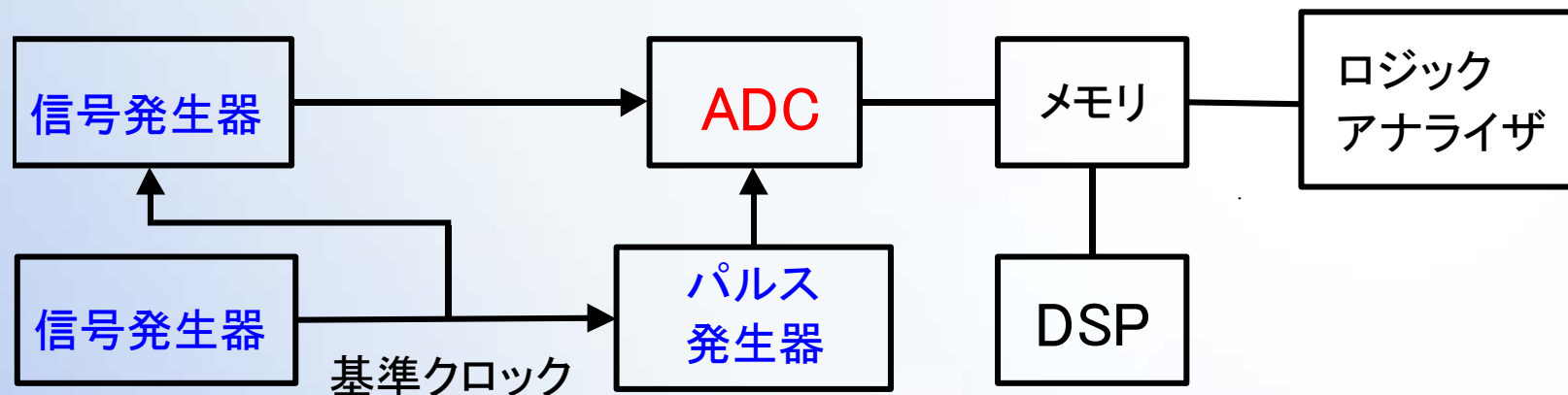
入力周波数 : ω_{in}

サンプリング周波数 : ω_s

データ点数 : N

SNR、高調波歪みの評価に
用いられる。

FFT法の問題点

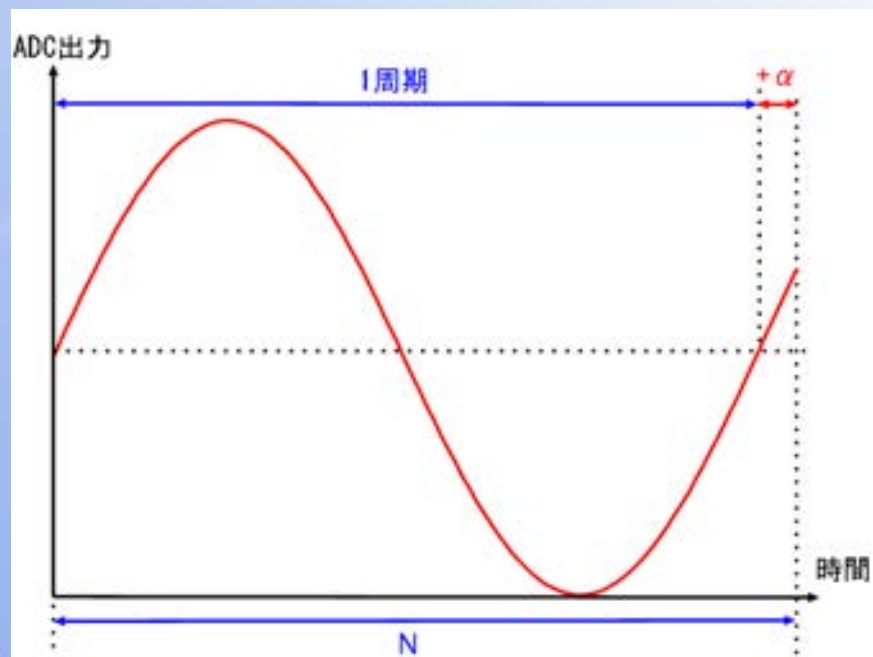
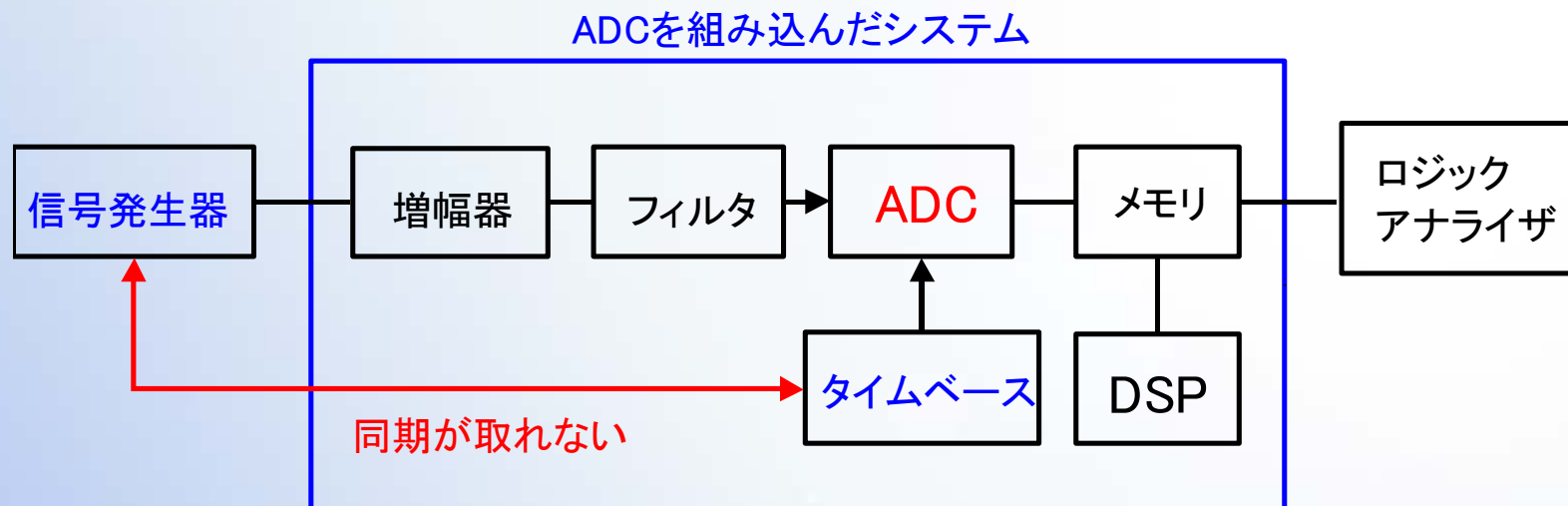


N点FFT

$\omega_{in}/\omega_s = n/N$ の場合
($n=1, 2, 3, \dots$) :

窓関数不要

FFT法の問題点



N点FFT

$\omega_{in}/\omega_s \neq n/N$ の場合

($n=1, 2, 3, \dots$) : 窓関数必要

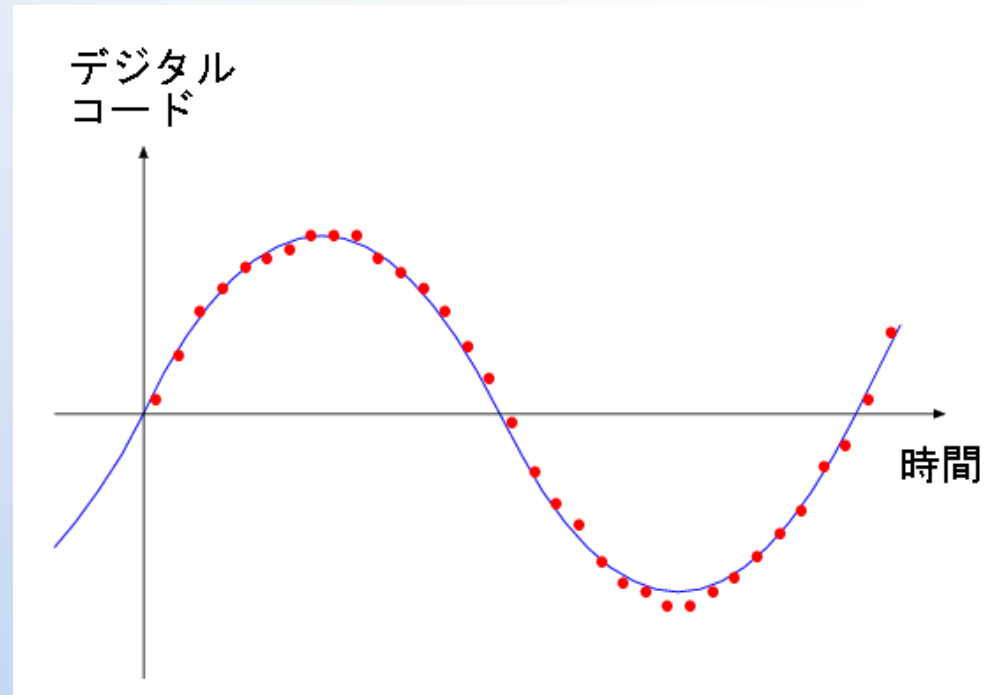
窓関数を使用すると

周波数スペクトルが広がる。



評価精度劣化

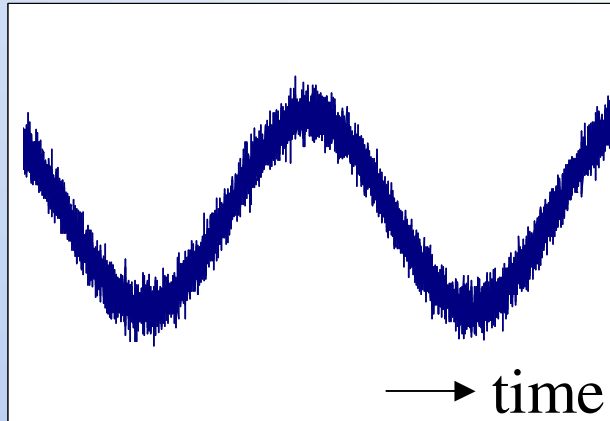
サインカーブ・フィッティング・ アルゴリズム



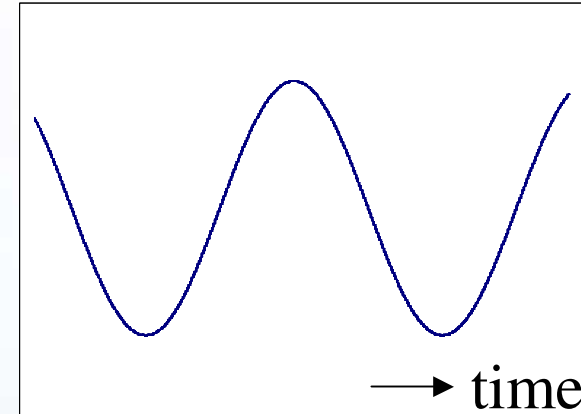
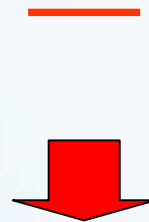
サイン波入力に対するADC出力（点）から、
サイン波（実線）を推定する。

窓関数不要 ➡ 高精度な性能評価が可能

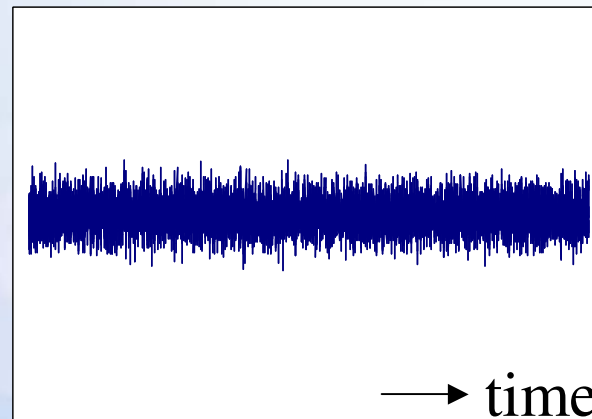
サインカーブフィットを用いた 歪みとノイズ成分の求め方



ADC出力データ



推定データ



歪みとノイズ成分

ADC出力データから推定データを減算すると
歪みとノイズ成分が求められる。

サインカーブ・フィッティング・ アルゴリズム (入力周波数 ω が**既知**の場合)

ADC出力データ :

$$Y_0, Y_1, Y_2, \dots, Y_{N-1}$$

最小二乗規範より、
A, **θ** , **C** を最適推定する。

$$\varepsilon := \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - \{A \cos(\omega k + \theta) + C\}]^2 \Rightarrow \min$$

サインカーブ・フィッティング・ アルゴリズム (入力周波数 ω が未知の場合)

ADC出力データ :

$$Y_0, Y_1, Y_2, \dots, Y_{N-1}$$

最小二乗規範より、

A , ω , θ , C を最適推定する。

$$\varepsilon := \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - \{A \cos(\omega k + \theta) + C\}]^2 \Rightarrow \min$$

4. マルチトーン・カーブ・ フィッティング・アルゴリズム

[1]. マルチトーンADC テストティング背景

通信用AD変換器

周波数領域での性能が重要。

- ・ 相互変調歪み (IMD)
- ・ ノイズパワー比 (NPR)



複数の周波数の正弦波の和の信号
($\sum_{l=1}^n A_l \cos(\omega_l t + \theta_l) + C$) を入力し、
マルチトーン・テスト法を使用する。

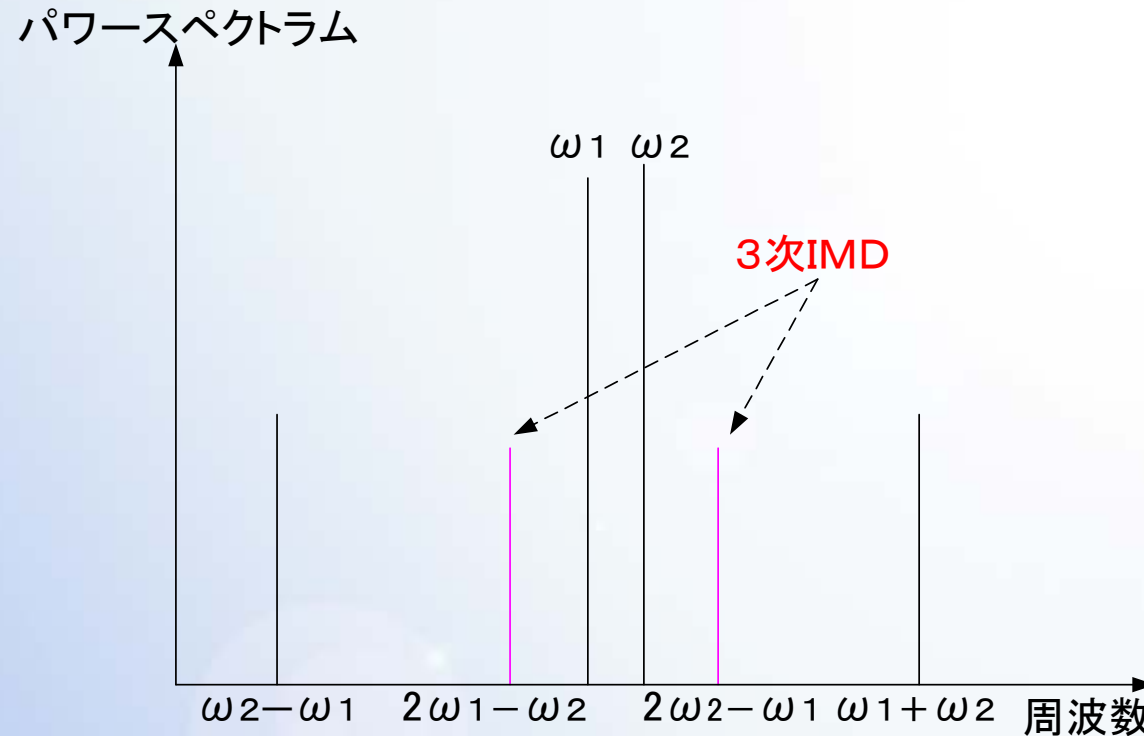
ADCテストिंगにおける IMD評価技術の現状

- ①マルチトーン信号を生成する基準信号発生器が無い。
- ②IMDを評価する良い評価アルゴリズムが無い。



本研究では新しい評価アルゴリズムを開発する。

相互変調歪み (IMD)



入力信号 $A_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + A_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2)$

入力周波数 $\omega_1 \approx \omega_2$ の場合、

3次IMD成分 $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$ が

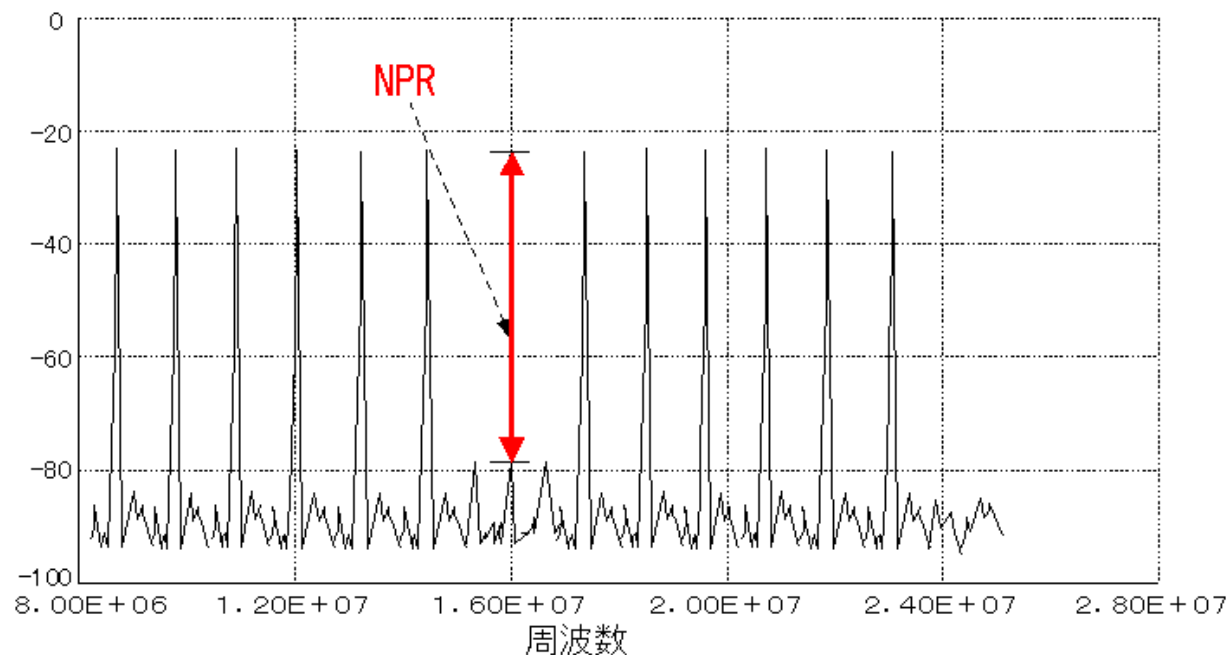
信号帯域に入り込む。



3次IMD成分の評価が特に重要。

ノイズパワー比 (NPR)

パワースペクトラム



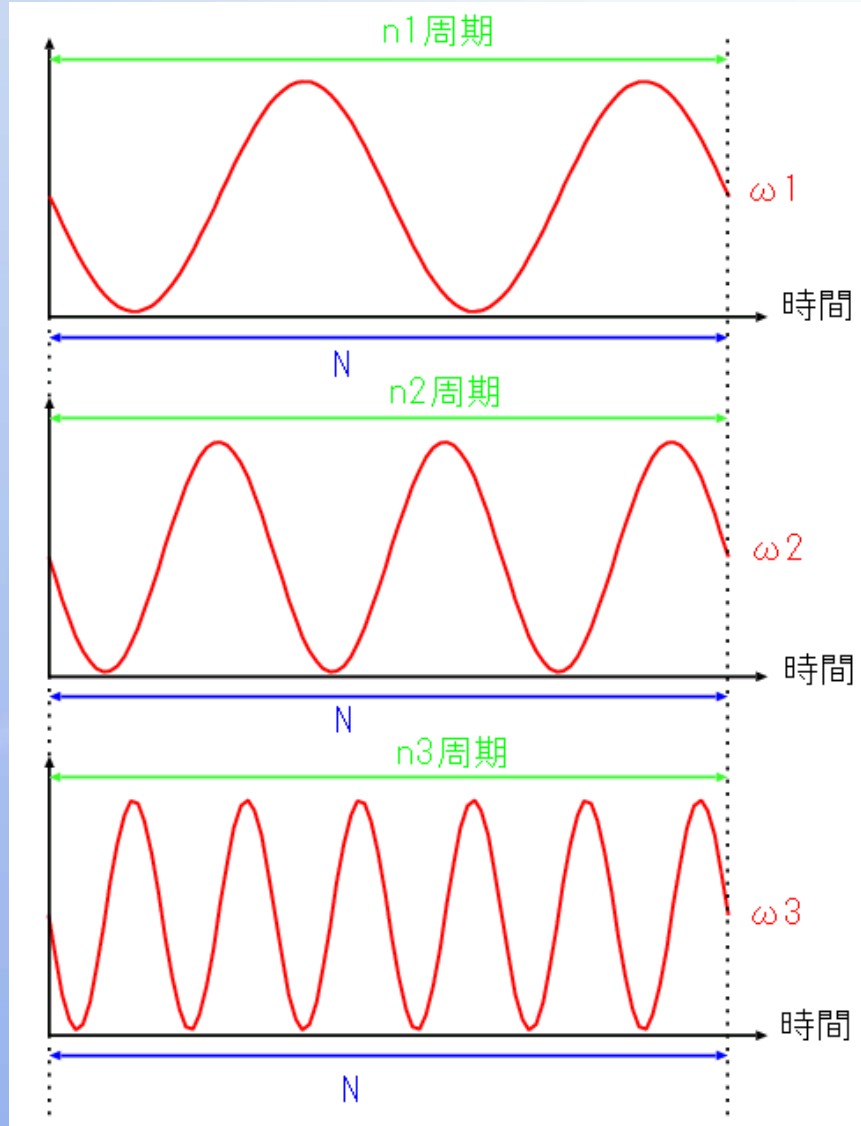
振幅の等しいアクティブチャネルの間に、
空のチャネルをもった信号を入力すると、
相互変調歪みが空のチャネルに回りこむ。

ADSL用ADC評価で必要。

マルチトーン・カーブ・ フィッティング・アルゴリズム の開発動機

- ・ 通信用ADCでは
相互変調歪み、ノイズパワー比等の
周波数領域の解析が必要。
- ・ 多数の異なる周波数が混在した
正弦波入力での評価が必要。
- ・ 出力データをFFTで解析する方法では不十分。

マルチトーンテストでの FFT法の問題点



N点FFT

$$\omega_1 / \omega_s = n_1 / N,$$

$$\omega_2 / \omega_s = n_2 / N,$$

$$\omega_3 / \omega_s = n_3 / N, \dots$$

のすべてを満たす場合：

窓関数不要



この条件を満たすのは困難。

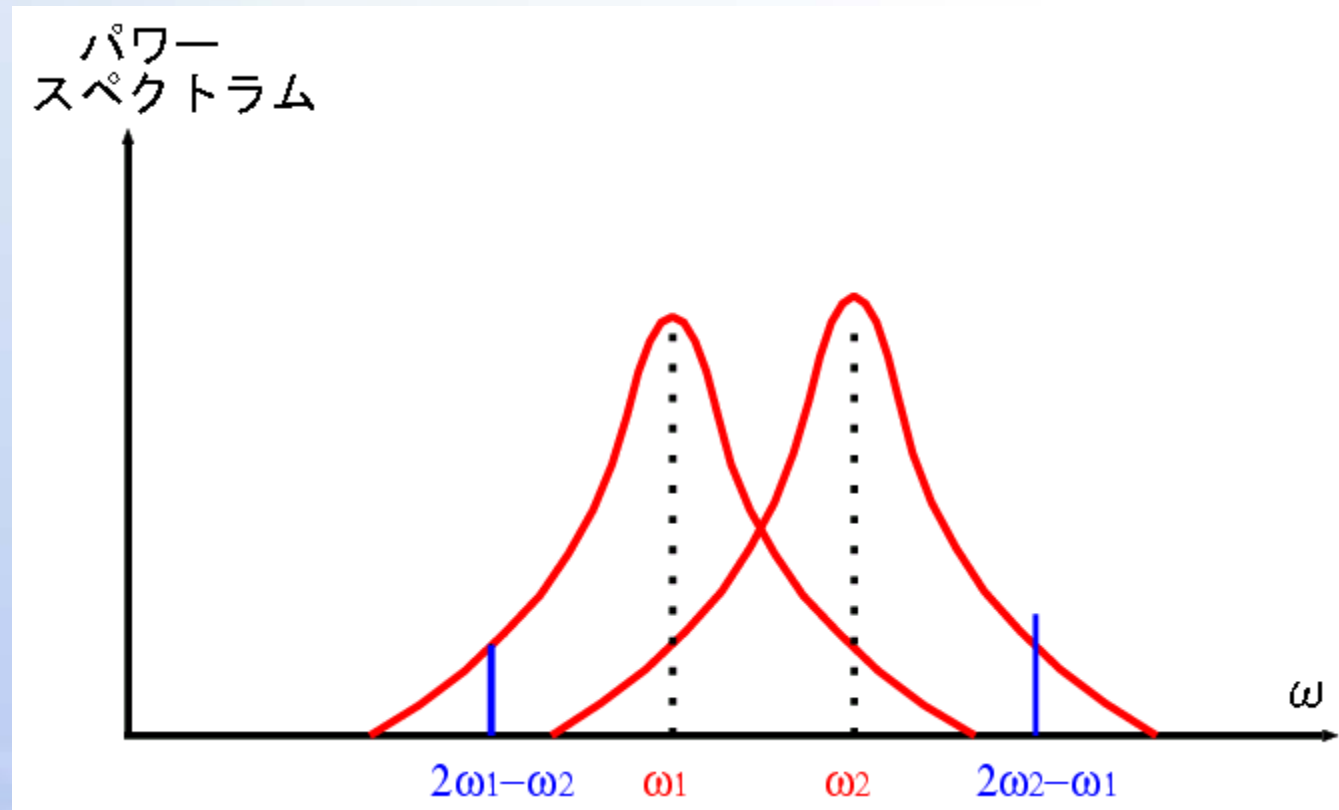


窓関数必要



評価精度劣化

3次IMD評価



窓関数を用いるとスペクトルが広がる。



3次IMDの評価が困難になる。

[2]. 入力周波数が**既知**の場合

マルチトーン・カーブ・ フィッティング・アルゴリズム

ADC出力データ：

$$Y_0, Y_1, Y_2, \dots, Y_{N-1}$$

最小二乗規範により、

$A'_1, A'_2, \dots, A'_n, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n, C$

を最適推定。

$$\varepsilon := \sum_{k=0}^{N-1} \left[y_k - \left\{ \sum_{l=1}^n A'_l \cos(\omega_l k + \theta_l) + C \right\} \right]^2 \Rightarrow \min$$

アルゴリズムの導出

最小二乗規範を用いる。

$$\begin{aligned}\varepsilon &:= \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - m_k] \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k) - B_1 \sin(\omega_1 k) - A_2 \cos(\omega_2 k) - B_2 \sin(\omega_2 k) \\ &\quad - \dots - A_n \cos(\omega_n k) - B_n \sin(\omega_n k) - C]^2 \rightarrow \min\end{aligned}$$

最小二乗誤差 “ ε ” を最適推定したい
各パラメータで各々偏微分を行い、
($2n+1$) 元1次の連立方程式を組む。

アルゴリズムの導出

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \epsilon}{\partial A_1} = 0 \\ \frac{\partial \epsilon}{\partial B_1} = 0 \\ \frac{\partial \epsilon}{\partial A_2} = 0 \\ \frac{\partial \epsilon}{\partial B_2} = 0 \\ \vdots \\ \frac{\partial \epsilon}{\partial A_n} = 0 \\ \frac{\partial \epsilon}{\partial B_n} = 0 \\ \frac{\partial \epsilon}{\partial C} = 0 \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{k1} = A_1 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1}^2 + B_1 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k1} + A_2 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{k2} + B_2 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k2} + \cdots + A_n \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{kn} + B_n \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{kn} + C \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{k1} = A_1 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k1} + B_1 \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1}^2 + A_2 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k1} + B_2 \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{k2} + \cdots + A_n \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k1} + B_n \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{kn} + C \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{k2} = A_1 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{k2} + B_1 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k1} + A_2 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2}^2 + B_2 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k2} + \cdots + A_n \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \alpha_{kn} + B_n \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{kn} + C \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{k2} = A_1 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k2} + B_1 \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{k2} + A_2 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k2} + B_2 \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2}^2 + \cdots + A_n \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k2} + B_n \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \beta_{kn} + C \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \\ \vdots \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{kn} = A_1 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{kn} + B_1 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k1} + A_2 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \alpha_{kn} + B_2 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k2} + \cdots + A_n \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn}^2 + B_n \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{kn} + C \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{kn} = A_1 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{kn} + B_1 \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{kn} + A_2 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{kn} + B_2 \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{kn} + \cdots + A_n \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{kn} + B_n \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn}^2 + C \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k = A_1 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} + B_1 \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} + A_2 \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} + B_2 \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} + \cdots + A_n \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} + B_n \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} + CN \end{array} \right.$$

ここで、 $\begin{cases} \alpha_{kj} = \cos(\omega_j k) \\ \beta_{kj} = \sin(\omega_j k) \end{cases}$ と置いた。

これらの式からアルゴリズムが得られる。

マルチトーン・カーブ・ フィッティング・アルゴリズム

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{y}$$

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ B_1 \\ B_2 \\ \vdots \\ A_n \\ B_n \\ C \end{pmatrix} \quad \mathbf{F} = \begin{pmatrix} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1}^2 & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k1} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{k2} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k2} & \cdots & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \\ \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k1} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1}^2 & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k1} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{k2} & \cdots & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k1} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \\ \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{k2} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k1} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2}^2 & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k2} & \cdots & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \alpha_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \\ \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k2} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{k2} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k2} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2}^2 & \cdots & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k2} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \beta_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k1} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \alpha_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k2} & \cdots & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn}^2 & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \\ \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \beta_{kn} & \cdots & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn}^2 & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \\ \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} & \cdots & \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} & \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} & N \end{pmatrix} \quad \mathbf{y} = \begin{pmatrix} \sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{k1} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{k1} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{k2} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{k2} \\ \vdots \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{kn} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{kn} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y_k \end{pmatrix}$$



未知パラメータ



定数行列



定数ベクトル

入力周波数が既知の場合の マルチトーン・カーブ・ フィッティング・アルゴリズムの特徴

- ・ 単一カーブ・フィッティング・アルゴリズム
に対し、入力周波数 ($\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$) と
相互変調歪み成分 ($2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1$ 等) を
同時に推定できる。
- ・ FFT法に対し、窓関数が不要。
 $\omega_1 / \omega_s = n_1 / N, \omega_2 / \omega_s = n_2 / N, \omega_3 / \omega_s = n_3 / N, \dots$
の条件が不要。

シミュレーション結果 (1)

(3 トーン信号)

$$y[k] = A_1 \sin\left(2\pi \frac{\omega_1}{\omega_s} k + \theta_1\right) \\ + A_2 \sin\left(2\pi \frac{\omega_2}{\omega_s} k + \theta_2\right) \\ + A_3 \sin\left(2\pi \frac{\omega_3}{\omega_s} k + \theta_3\right)$$

パラメータ	実際の値	推定値
A1	1	0.998228
A2	1	0.997810
A3	1	0.997436
θ_1 [deg]	0	0.000138
θ_2 [deg]	45	45.058400
θ_3 [deg]	90	90.128700
C	0	0.000000

$$N = 8192 \omega_1 / \omega_s = 0.09, \\ \omega_2 / \omega_s = 0.1006, \omega_3 / \omega_s = 0.1084$$

シミュレーション結果（２）

（３トーン信号＋加算的ノイズ）

$$\begin{aligned} y(k) = & A_1 \sin\left(2\pi \frac{\omega_1}{\omega_s} k + \theta_1\right) \\ & + A_2 \sin\left(2\pi \frac{\omega_2}{\omega_s} k + \theta_2\right) \\ & + A_3 \sin\left(2\pi \frac{\omega_3}{\omega_s} k + \theta_3\right) \\ & + n_a \end{aligned}$$

パラメータ	実際の値	推定値
A1	1	0.997322
A2	1	0.995981
A3	1	0.997945
θ_1 [deg]	0	-0.180000
θ_2 [deg]	45	45.062300
θ_3 [deg]	90	90.299500
C	0	0.002185

$$\begin{aligned} N &= 8192 \omega_1 / \omega_s = 0.09, \\ \omega_2 / \omega_s &= 0.1006, \omega_3 / \omega_s = 0.1084 \\ n_a &: \text{ガウス雑音} (\sigma = 0.125) \end{aligned}$$

シミュレーション結果 (3)

(3 トーン信号 + 3 次 IMD)

$$\begin{aligned}
 y(k) = & A_1 \sin(2\pi \frac{\omega_1}{\omega_s} k + \theta_1) \\
 & + A_2 \sin(2\pi \frac{\omega_2}{\omega_s} k + \theta_2) \\
 & + A_3 \sin(2\pi \frac{\omega_3}{\omega_s} k + \theta_3) \\
 & + D_1 \sin(2\pi \frac{(2\omega_1 - \omega_2)}{\omega_s} k + \phi_1) \\
 & + D_2 \sin(2\pi \frac{(2\omega_1 - \omega_3)}{\omega_s} k + \phi_2) \\
 & + D_3 \sin(2\pi \frac{(2\omega_2 - \omega_1)}{\omega_s} k + \phi_3) \\
 & + D_4 \sin(2\pi \frac{(2\omega_2 - \omega_3)}{\omega_s} k + \phi_4) \\
 & + D_5 \sin(2\pi \frac{(2\omega_3 - \omega_1)}{\omega_s} k + \phi_5) \\
 & + D_6 \sin(2\pi \frac{(2\omega_3 - \omega_2)}{\omega_s} k + \phi_6) + C
 \end{aligned}$$

$$N = 8192 \omega_1 / \omega_s = 0.09,$$

$$\omega_2 / \omega_s = 0.1006, \omega_3 / \omega_s = 0.1084$$

パラメータ	実際の値	推定値
A1	1	0.996654
A2	1	0.995964
A3	1	0.995191
θ_1 [deg]	0	-0.1
θ_2 [deg]	45	45.0021
θ_3 [deg]	90	90.1383
C	0	0.000286
D1	0.3	0.299146
D2	0.3	0.299598
D3	0.3	0.299868
D4	0.3	0.298836
D5	0.3	0.299393
D6	0.3	0.298914
ϕ_1 [deg]	20	20.0612
ϕ_2 [deg]	40	40.1761
ϕ_3 [deg]	60	59.9235
ϕ_4 [deg]	80	80.1635
ϕ_5 [deg]	100	99.9029
ϕ_6 [deg]	120	120.123

[3]. 入力周波数が未知の場合

マルチトーン・カーブ・ フィッティング・アルゴリズム

ADC出力データ：

$$Y_0, Y_1, Y_2, \dots, Y_{N-1}$$

最小二乗規範より、

$A_1, A_2, \dots, A_n, \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n,$
 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n, C$ を最適推定。

$$\varepsilon := \sum_{k=0}^{N-1} \left[y_k - \left\{ \sum_{l=1}^n A_l \cos(\omega_l k + \theta_l) + C \right\} \right]^2 \Rightarrow \min$$

導出した2トーン・カーブ・ フィッティング・アルゴリズム

$$\mathbf{X}_{(n+1)} = \mathbf{X}_{(n)} + \mathbf{F}_{(n)}^{-1} \mathbf{y}_{(n)}$$

$$\mathbf{X}_{(n)} = \begin{pmatrix} A_{1(n)} \\ A_{2(n)} \\ \omega_{1(n)} \\ \omega_{2(n)} \\ \theta_{1(n)} \\ \theta_{2(n)} \end{pmatrix}$$

↑
未知パラメータ

$$\mathbf{F}_{(n)} = \begin{pmatrix} \frac{\partial R_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial S_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial T_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial U_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial V_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial W_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \end{pmatrix}$$

↑
未知パラメータを含む行列

$$\mathbf{y}_{(n)} = \begin{pmatrix} R_{(n)} \\ S_{(n)} \\ T_{(n)} \\ U_{(n)} \\ V_{(n)} \\ W_{(n)} \end{pmatrix}$$

↑
未知パラメータを含む
ベクトル

アルゴリズムの導出 (1)

- ・2トーン信号の場合。

最小二乗規範を用いる。

$$\begin{aligned}\varepsilon &:= \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - m_k]^2 \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C]^2 \rightarrow \min\end{aligned}$$

最小二乗誤差 “ ε ” を
最適推定したい各パラメータで
各々偏微分を行い、
7元1次の連立方程式を組む。

アルゴリズムの導出 (2)

$$\frac{\partial \epsilon}{\partial A_1} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] \cos(\omega_1 k + \theta_1)$$

$$\frac{\partial \epsilon}{\partial A_2} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] \cos(\omega_2 k + \theta_2)$$

$$\frac{\partial \epsilon}{\partial C} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C]$$

$$\frac{\partial \epsilon}{\partial \omega_1} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] A_1 k \sin(\omega_1 k + \theta_1)$$

$$\frac{\partial \epsilon}{\partial \omega_2} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] A_2 k \sin(\omega_2 k + \theta_2)$$

$$\frac{\partial \epsilon}{\partial \theta_1} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] A_1 \sin(\omega_1 k + \theta_1)$$

$$\frac{\partial \epsilon}{\partial \theta_2} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] A_2 \sin(\omega_2 k + \theta_2)$$

上の7式からCを消去する。

アルゴリズムの導出 (3)

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y}) \alpha_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \alpha_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \alpha_{k1} \right\} = 0$$

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y}) \alpha_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \alpha_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \alpha_{k2} \right\} = 0$$

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y}) k \beta_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) k \beta_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) k \beta_{k1} \right\} = 0$$

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y}) k \beta_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) k \beta_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) k \beta_{k2} \right\} = 0$$

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y}) \beta_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \beta_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \beta_{k1} \right\} = 0$$

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y}) \beta_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \beta_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \beta_{k2} \right\} = 0$$

ここで、 $\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y_k$, $\bar{\alpha}_j = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \cos(\omega_j t_k + \theta_j)$, $\bar{\beta}_j = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sin(\omega_j t_k + \theta_j)$,

$$\alpha_{kj} = \cos(\omega_j t_k + \theta_j), \quad \beta_{kj} = \sin(\omega_j t_k + \theta_j)$$

アルゴリズムの導出（４）

これらは非線型方程式であるから、
各未知パラメータの値を繰り返し設定し、
目的の値がわかるまで計算する必要がある。



各式の左辺を信号誤差を表すパラメータ、
 R, S, T, U, V, W と定義する。

アルゴリズムの導出 (5)

信号誤差の定義

$$R = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})\alpha_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)\alpha_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)\alpha_{k1} \right\}$$

$$S = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})\alpha_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)\alpha_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)\alpha_{k2} \right\}$$

$$T = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})k\beta_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)k\beta_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)k\beta_{k1} \right\}$$

$$U = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})k\beta_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)k\beta_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)k\beta_{k2} \right\}$$

$$V = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})\beta_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)\beta_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)\beta_{k1} \right\}$$

$$W = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})\beta_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)\beta_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)\beta_{k2} \right\}$$

アルゴリズムの導出（6）

未知パラメータが目的の値と一致すれば、
各信号誤差 R, S, T, U, V, W は0となる。



各信号誤差を0に収束させるために、
反復アルゴリズムを作成する。

アルゴリズムの導出 (7)

フィッティング関数を次の式で表す。

$$z_k = B_1 \cos(\psi_1 k + \phi_1) + B_2 \cos(\psi_2 k + \phi_2) + D$$

ADC出力データ y_k を用いて z_k を評価する。
 $B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2, D$ の値は未知であるが、
 $A_1, A_2, \omega_1, \omega_2, \theta_1, \theta_2, C$ を $R=S=T=U=V=W=0$ の
ときに最適推定された値とすると、
次のように、実測データは近似できる。

$$y_k = A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) + A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) + C$$

アルゴリズムの導出 (8)

反復アルゴリズムをR, S, T, U, V, Wの
テイラー級数展開から導出する。
各級数の第1項のみを用い、次のように定義する。

$$\begin{aligned} R(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) &:= \frac{\partial R}{\partial B_1} (B_1 - A_1) + \frac{\partial R}{\partial B_2} (B_2 - A_2) + \frac{\partial R}{\partial \psi_1} (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial R}{\partial \psi_2} (\psi_2 - \omega_2) + \frac{\partial R}{\partial \phi_1} (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial R}{\partial \phi_2} (\phi_2 - \theta_2) \\ S(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) &:= \frac{\partial S}{\partial B_1} (B_1 - A_1) + \frac{\partial S}{\partial B_2} (B_2 - A_2) + \frac{\partial S}{\partial \psi_1} (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial S}{\partial \psi_2} (\psi_2 - \omega_2) + \frac{\partial S}{\partial \phi_1} (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial S}{\partial \phi_2} (\phi_2 - \theta_2) \\ T(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) &:= \frac{\partial T}{\partial B_1} (B_1 - A_1) + \frac{\partial T}{\partial B_2} (B_2 - A_2) + \frac{\partial T}{\partial \psi_1} (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial T}{\partial \psi_2} (\psi_2 - \omega_2) + \frac{\partial T}{\partial \phi_1} (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial T}{\partial \phi_2} (\phi_2 - \theta_2) \\ U(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) &:= \frac{\partial U}{\partial B_1} (B_1 - A_1) + \frac{\partial U}{\partial B_2} (B_2 - A_2) + \frac{\partial U}{\partial \psi_1} (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial U}{\partial \psi_2} (\psi_2 - \omega_2) + \frac{\partial U}{\partial \phi_1} (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial U}{\partial \phi_2} (\phi_2 - \theta_2) \\ V(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) &:= \frac{\partial V}{\partial B_1} (B_1 - A_1) + \frac{\partial V}{\partial B_2} (B_2 - A_2) + \frac{\partial V}{\partial \psi_1} (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial V}{\partial \psi_2} (\psi_2 - \omega_2) + \frac{\partial V}{\partial \phi_1} (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial V}{\partial \phi_2} (\phi_2 - \theta_2) \\ W(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) &:= \frac{\partial W}{\partial B_1} (B_1 - A_1) + \frac{\partial W}{\partial B_2} (B_2 - A_2) + \frac{\partial W}{\partial \psi_1} (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial W}{\partial \psi_2} (\psi_2 - \omega_2) + \frac{\partial W}{\partial \phi_1} (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial W}{\partial \phi_2} (\phi_2 - \theta_2) \end{aligned}$$

アルゴリズムの導出（９）

これらは線型方程式であるから、
 $B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2$ を最適推定することが
可能である。

$B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2$ を、
 $A_1, A_2, \omega_1, \omega_2, \theta_1, \theta_2$ に対する新しい値とし、
式を整理すると、反復アルゴリズムが得られる。

入力周波数が未知の場合の マルチトーン・カーブ・ フィッティング・アルゴリズムの特徴

従来法：

複数の入力周波数を1つずつ推定するため、
他の周波数成分が推定誤差成分となる。

提案法：

複数の入力周波数を同時に推定するため、
従来法に比べ高精度で推定できる。



シミュレーションで確認した。

シミュレーション結果 (1)

(2 トーン信号)

$$y(k) = A_1 \sin(2\pi \frac{\omega_1}{\omega_s} k + \theta_1) + A_2 \sin(2\pi \frac{\omega_2}{\omega_s} k + \theta_2)$$

N=8192

	実際の値	推定値
ω_1 / ω_s	2.2×10^{-4}	2.200×10^{-4}
ω_2 / ω_s	5.8×10^{-4}	5.800×10^{-4}
A1	1	1.0000
A2	1	1.0000
θ_1 [deg]	45	45.0000
θ_2 [deg]	90	90.0000

(a) マルチトーン・フィッティング
アルゴリズム

	実際の値	推定値
ω_1 / ω_s	2.2×10^{-4}	2.121×10^{-4}
ω_2 / ω_s	5.8×10^{-4}	5.922×10^{-4}
A1	1	0.9650
A2	1	0.9670
θ_1 [deg]	45	59.1427
θ_2 [deg]	90	74.0683

(b) 単一サインカーブ・フィッティング
アルゴリズム

シミュレーション結果 (2)

(2 トーン信号 + 加算的ノイズ)

$$y(k) = A_1 \sin\left(2\pi \frac{\omega_1}{\omega_s} k + \theta_1\right) + A_2 \sin\left(2\pi \frac{\omega_2}{\omega_s} k + \theta_2\right) + n_a$$

$N=8192$

n_a : ガウス雑音 $\sigma=0.125$

	実際の値	推定値
ω_1/ω_s	2.2×10^{-4}	2.200×10^{-4}
ω_2/ω_s	5.8×10^{-4}	5.798×10^{-4}
A1	1	1.0011
A2	1	1.0001
θ_1 [deg]	45	44.8025
θ_2 [deg]	90	90.2496

(a) マルチトーン・フィッティング
アルゴリズム

	実際の値	推定値
ω_1/ω_s	2.2×10^{-4}	2.120×10^{-4}
ω_2/ω_s	5.8×10^{-4}	5.920×10^{-4}
A1	1	0.9650
A2	1	0.9663
θ_1 [deg]	45	59.1427
θ_2 [deg]	90	74.3681

(b) 単一サインカーブ・フィッティング
アルゴリズム

6. まとめ

研究結果

入力周波数が**既知**、**未知**のそれぞれの場合について**マルチトーン・カーブ・フィッティング・アルゴリズム**を開発した。

シミュレーション結果

- ・ 既知周波数の場合：
窓関数不要。
複数の入力周波数を**同時**に推定できた。
- ・ 未知周波数の場合：
窓関数不要。
単一サインカーブ・フィッティング・アルゴリズムを繰り返し用いる従来法に比べ、**高精度**の推定結果を得た。

今後の課題

- 未知入力周波数の場合の n トーン信号への拡張
- 特に未知入力周波数の場合のアルゴリズムで、計算量を減らす。
- 実測ADCデータに対して開発したアルゴリズムを適用し、有効性を検証する。
- ミクスド・シグナルLSIテスターに実装する。

通信用 A-D 変換器テスト評価のためのマルチトーンカーブ フィッティングアルゴリズム

本木 義人[†] 菅原 秀武[†] 小林 春夫^{† a)} 小室 貴紀^{††}
酒寄 寛^{††}

Multi-Tone Curve Fitting Algorithms for Communication Application ADC Testing

Yoshito MOTOKI[†], Hidetake SUGAWARA[†], Haruo KOBAYASHI^{† a)},
Takanori KOMURO^{††}, and Hiroshi SAKAYORI^{††}

あらまし 携帯電話の受信部等に用いられる通信用（周波数領域）アプリケーションの A-D 変換器に対するテスト評価のために、入力周波数が既知及び未知のそれぞれの場合についてマルチトーンカーブフィッティングアルゴリズムを開発したので報告する。これらの開発したアルゴリズムを評価するために数値シミュレーションを行い、有効性を確認した。その結果、特に入力周波数が未知の場合は従来の正弦波カーブフィッティングアルゴリズムを繰り返して用いる場合よりも高精度な推定結果が得られた。

キーワード A-D 変換器, サインカーブフィッティング, 相互変調ひずみ, マルチトーン信号, ミックスドシグナル LSI テスタ

1. ま え が き

携帯電話の受信部等に用いられる通信用 A-D 変換器は相互変調ひずみ（Intermodulation Distortion: IMD）やノイズパワー比（Noise Power Ratio）のような周波数領域の性能が重要であるので、その性能評価のためにマルチトーンテスト法が用いられる [1]～[6]。マルチトーンテスト法においては、複数の周波数の正弦波の和の入力信号

$$V_{in}(t) = \sum_{l=1}^n [A_l \cos(\omega_l t) + B_l \sin(\omega_l t)] + C \quad (1)$$

が ADC に与えられる。例えば、ADSL アプリケーションでは $n = 256$ が用いられている。簡単のために、下

記のように二トーン信号 ($n = 2$) の場合を考える。

$$V_{in}(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + B_1 \sin(\omega_1 t) \\ + A_2 \cos(\omega_2 t) + B_2 \sin(\omega_2 t) + C.$$

ADC の入出力特性が非線形性をもっているとき、出力は ω_1 , ω_2 の信号成分だけでなく $p\omega_1 + q\omega_2$ ($p, q = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$) の角周波数成分をもち、これらは相互変調ひずみ（IMD）と呼ばれている。その中で $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$ の 3 次 IMD 成分の評価は特に重要である。なぜなら、 $\omega_1 \approx \omega_2$ のとき、 $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$ のスペクトルは信号成分 ω_1 , ω_2 に比較的近いところ（すなわち信号帯域）に現れるからである（図 1）。しかしながら、ADC テスティングでの IMD 評価技術はまだ完成されてはいない。問題の一つはマルチトーン信号を生成する基準信号発生器がないことであり、もう一つは IMD を評価する良い評価アルゴリズムがないことである。本論文では、この二つ目の問題点を解決することを目的とし、新しい評価アルゴリズムを記述する。

[†] 群馬大学工学部電気電子工学科, 桐生市
Dept. of Electronic Engineering, Gunma University, 1-5-1
Tenjin-cho, Kiryu-shi, 376-8515 Japan
^{††} アジレント・テクノロジー株式会社, 八王子市
Agilent Technologies Japan, Ltd., 9-1 Takakura-cho,
Hachioji-shi, 192-8510 Japan
a) E-mail: k_haruo@el.gunma-u.ac.jp

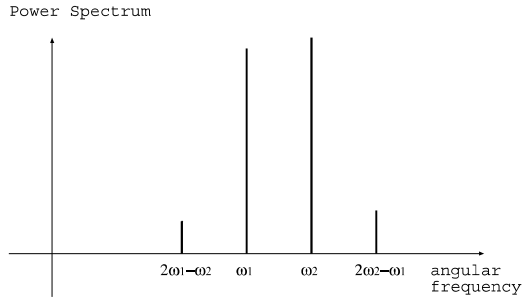


図1 典型的なツートーン信号のADC出力のパワースペクトル。信号成分は ω_1, ω_2 に位置し、 $m\omega_2 + n\omega_1$ には相互変調ひずみが現れている($m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$)。

Fig.1 Typical ADC output power spectrum for a two-tone input signal. Signal components are located at ω_1 and ω_2 , while intermodulation components are at $m\omega_2 + n\omega_1$ ($m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$).

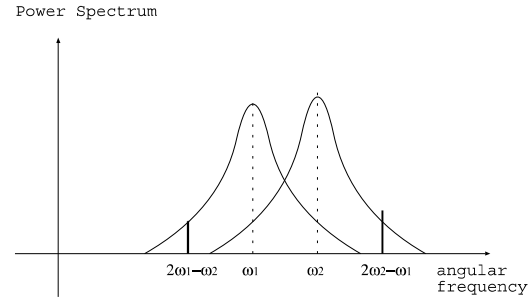


図3 ツートーン信号入力に対するADC出力の窓関数をかけた後のパワースペクトル。 $2\omega_2 - \omega_1, 2\omega_1 - \omega_2$ の3次IMD成分は、 ω_1, ω_2 のスカートに隠れている。

Fig.3 ADC output power spectrum for a two-tone input signal after a window function is applied. The 3rd-order IMD components at $2\omega_2 - \omega_1$ and $2\omega_1 - \omega_2$ are hidden in the power spectrum skirts of ω_1 and ω_2 .

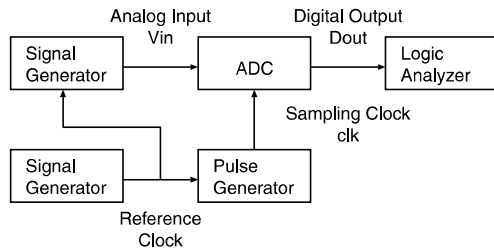


図2 コヒーレントサンプリングを用いたADCテストシステム。アナログ入力用の信号発生器とサンプリングクロック用のパルス発生器は、同じ参照クロックで同期がとれている。

Fig.2 An ADC test system using the coherent sampling method. A signal generator for the input signal and a pulse generator for the sampling clock are synchronized with the same reference clock.

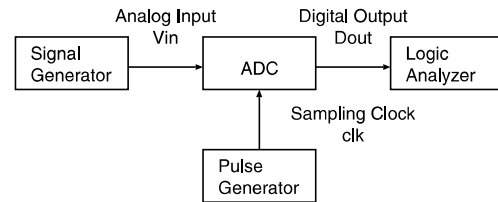


図4 インコヒーレントサンプリングを用いたADCテストシステム。アナログ入力用の信号発生器とサンプリングクロック用のパルス発生器は、同期をとっていない。

Fig.4 An ADC test system using the incoherent sampling method. A signal generator for the input signal and a pulse generator for the sampling clock are not synchronized.

2. FFT法とカーブフィッティング法

FFT法は単一正弦波信号ADCテスト法の評価アルゴリズムとして広くその有用性が認められ[5], [7]~[9], マルチトーンテストの場合の評価アルゴリズムとしても有力な候補である。しかしながら、FFT法はの場合以下のような欠点がある。

- (i) コヒーレントサンプリングADCテストの場合[5], [7]

入力信号とADCのサンプリングクロックは同期がとれている、すなわちコヒーレントサンプリングの場合を考える(図2)。もし ω_1 と ω_2 が ω_s/N の整数倍であれば、FFT法はIMDの評価に直接利用できることができる。(ここで、 ω_s はサンプリング周波数、 N は

入力データ数である)しかしながら入力周波数成分が複数なのでこの条件を満足させるのは難しく、特に式(1)で n が大きい場合は実用上この条件を満たすのは困難である。この条件を満たしていない場合は(FFTは N 個のデータの繰返し信号と仮定するので)FFTの前のADC出力データに窓関数を掛けることが必要である[10]。しかし窓関数を掛けてFFTを行うと信号角周波数 ω_1, ω_2 の周りにパワースペクトルのスカートを生じさせてしまい、 ω_1, ω_2 に比較的近い、最も重要な3次IMD成分 $2\omega_1 - \omega_2$ and $2\omega_2 - \omega_1$ をその中に隠してしまうことがしばしばあり、この場合は正確にIMD評価ができない(図3)。

- (ii) インコヒーレントサンプリングADCテストの場合[5], [7]

次に、入力信号とADCのサンプリングクロックの

同期をとっていない場合を考える (図4). 例えばシステムに組み込まれたADCを評価する際は, ADCのサンプリングクロックはシステム内のタイムベースを用いなければならないので入力信号と同期がとれず, インコヒーレントサンプリングテストを用いなければならない[3]. 前と同様に, ω_1 と ω_2 が ω_s/N の整数倍である条件を満たすのが実用上難しい. したがって同様にしてADC出力データに対し窓関数を掛けることが要求され, 信号角周波数 ω_1, ω_2 の周りにパワースペクトルのスカートを生じさせてしまい, ω_1, ω_2 に比較的近い, 最も重要な3次IMD成分 $2\omega_1 - \omega_2$ and $2\omega_2 - \omega_1$ をその中に隠してしまう (図3).

更に, 仮に ω_1 と ω_2 が ω_s/N の整数倍であるという条件を満たし窓関数を掛ける必要がない場合でも, インコヒーレントサンプリングの場合においては, アナログ入力 (ω_1, ω_2) 用の信号発生器とサンプリングクロック (ω_s) 用のパルス発生器は, 異なる参照タイミングクロックを用いているので, それらのタイミングはわずかに異なっている. したがって, もし我々が信号発生器の $\omega_1/(2\pi)$ を 1.0 MHz に設定し, パルス発生器の $\omega_s/(2\pi)$ を 1.0 MHz に設定したとしても, その比率 ω_1/ω_s は正確には 1.0 ではない. そのためにADC出力データに (窓関数を掛けずに) FFTを行っても信号角周波数 ω_1, ω_2 の周りにパワースペクトルのスカートを生じさせてしまう.

これらの問題を解決するために, シングルトーンカーブフィッティングアルゴリズム [5], [7], [9] (図5) を拡張した, ツートーン (マルチトーン) カーブフィッティングアルゴリズムを開発し, 二つのアルゴリズムを得た. 一つ目のアルゴリズムはコヒーレントサンプリングADCテストの場合に用いることを想定し, 入力角周波数とサンプリング角周波数の比 $\omega_1/\omega_s, \omega_2/\omega_s$ が既知の場合である. 二つ目はインコヒーレントサンプリングADCテストの場合に用いることを想定し, 正確な比率が未知 (ただし, およその値はわかっているとするとする) の場合である. すなわちこのアルゴリズムでは入力角周波数とサンプリング角周波数の比も正確に推定することができる. 3.において前者を, 4.において後者を記述する. 両者において, 窓関数は必要であるのでFFT法より高精度にIMDを評価することができる. 更に数値シミュレーションを行い, これらのアルゴリズムの有効性を評価し, 従来のシングルトーンカーブフィットアルゴリズムを繰り返して用いるときよりも高精度の結果が得られるということを確

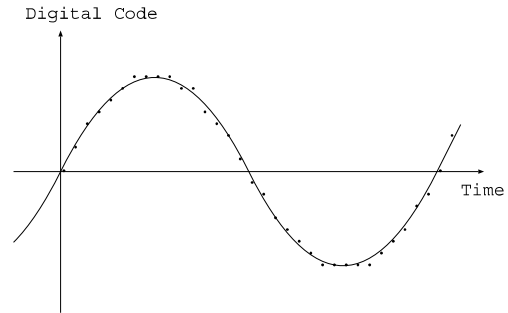


図5 シングルトーンサインカーブフィッティングアルゴリズムの原理の説明. 図で点はサイン波入力に対するADC出力を表し, 実線はサインカーブフィッティングアルゴリズムによって復元されたサイン波を示している. ADC出力から復元されたサイン波を減算して得られた残差からノイズと相互変調ひずみ成分が求められる.

Fig.5 Principle of a conventional single-tone curve fitting algorithm. The dots show ADC output for a sinusoidal input and the solid-line indicates a reconstructed sine wave using the curve fitting algorithm.

認した.

3. 入力周波数が既知の場合

コヒーレントサンプリングADCテスト法 (図2) で入力周波数とサンプリング周波数の正確な比率が既知の場合を考える.

3.1 問題の定式化

ADCに次のマルチトーン信号 $V_{in}(t)$ を入力する.

$$V_{in}(t) = \sum_{l=1}^n [A_l \cos(\omega_l t) + B_l \sin(\omega_l t)] + C. \quad (2)$$

$y(k)$ をこの入力に対する時刻 $2\pi k/\omega_s$ ($k = 0, 1, 2, \dots, N-1$) における (すなわち k 番目の) ADCの出力データとする. ここで, ω_s はサンプリング角周波数であり, ω_l/ω_s の比率は既知である ($l = 1, 2, 3, \dots, n$). また, 理想的なADCの出力を次のように仮定する.

$$m(k) =: \sum_{l=1}^n \left[a_l \cos\left(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k\right) + b_l \sin\left(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k\right) \right] + C. \quad (3)$$

ここで, a_l, b_l, C は定数であり, 次の最小2乗規範に従って, ADCの出力データ $y(k)$ の N 個のサンプル ($y(0), y(1), \dots, y(N-1)$) から $a_1, a_2, \dots, a_n, b_1, b_2, \dots, b_n, C$ を最適推定することを考える.

$$P_e := \sum_{k=0}^{N-1} [y(k) - m(k)]^2 \rightarrow \text{minimum.} \quad (4)$$

3.2 解のアルゴリズム

式 (4) で与えられた問題を解くことを考える。ここで、式 (3) と式 (4) から P_e は次のようになることに注意して

$$P_e = \sum_{k=0}^{N-1} \left[y(k) - \sum_{l=1}^n \left[a_l \cos \left(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k \right) + b_l \sin \left(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k \right) \right] - C \right]^2$$

P_e を各パラメータで偏微分を行いそれをゼロとおく。

$$\frac{\partial P_e}{\partial a_l} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial b_l} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial C} = 0.$$

ここで $l = 1, 2, \dots, n$ である。これらから、以下のマルチトーンカーブフィッティングアルゴリズムを得る。

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{y}. \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{x}$, $\mathbf{y}$, $\mathbf{F}$ は次のように定義される。

$$\mathbf{x} := (a_1, b_1, a_2, b_2, \dots, a_n, b_n, C)^T,$$

$$\mathbf{y} := \left(\sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{k2}, \dots, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \right)^T,$$

$$\mathbf{F} := (\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{f}_3, \dots, \mathbf{f}_{2n-1}, \mathbf{f}_{2n}, \mathbf{f}_{2n+1}),$$

$$\mathbf{f}_1 := \left(\sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1}^2, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k2}, \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \right)^T,$$

$$\mathbf{f}_2 := \left(\sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1}^2, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{k2}, \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \right)^T$$

$$\mathbf{f}_3 := \left(\sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2}^2, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k2}, \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \right)^T,$$

$$\mathbf{f}_4 := \left(\sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2}^2, \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \right)^T$$

:

$$\mathbf{f}_{2n-1} := \left(\sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k2}, \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn}^2, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \right)^T$$

$$\mathbf{f}_{2n} := \left(\sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \beta_{k2}, \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn}^2, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \right)^T,$$

$$\mathbf{f}_{2n+1} := \left(\sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2}, \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn}, N \right)^T,$$

$$\alpha_{kj} := \cos(2\pi \frac{\omega_j}{\omega_s} k), \quad \beta_{kj} := \sin(2\pi \frac{\omega_j}{\omega_s} k). \\ j = 1, 2, \dots, n.$$

$\mathbf{F}^{-1}$ は、例えば“クラーメルの公式”を用いて $\mathbf{F}$ から求めることができる。

3.3 アルゴリズムの数値シミュレーションによる評価

式 (5) の計算式 (アルゴリズム) により既知入力周波数の場合のマルチトーン入力に対する相互変調ひずみと信号対雑音比 (SNR) を得ることができる。

このアルゴリズムを用いた相互変調ひずみの求め方を示すために次の二つの例のシミュレーションを行った。

(例1) 次の3トーン入力の場合 ($n=3$, 入力角周波数 $\omega_1, \omega_2, \omega_3$) でADC出力が3次IMDをもつ場合の数値シミュレーションを行った。式 (3) において、次のようなADCの出力モデル

$$m(k) = \sum_{l=1}^3 A_l \sin(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k + \theta_l) + C$$

を用い、 $A_1, A_2, \theta_1, \theta_2, C$ を推定する。次に実際の出力 $y(k)$ とこの最適推定出力 $m(k)$ との残差 $e(k)$ を考える。

$$e(k) := y(k) - m(k).$$

この残差 $e(k)$ に信号成分以外の相互変調ひずみやノイズ成分が含まれている。この $e(k)$ から相互変調ひずみ成分 $2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1, 2\omega_1 - \omega_3, 2\omega_3 - \omega_1, 2\omega_2 - \omega_3, 2\omega_3 - \omega_2$ を推定するために次のモデル $m(k)'$ を用いる。

$$\begin{aligned} m(k)' := & D_1 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_1 - \omega_2}{\omega_s} k + \phi_1\right) \\ & + D_2 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_1 - \omega_3}{\omega_s} k + \phi_2\right) \\ & + D_3 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_2 - \omega_1}{\omega_s} k + \phi_3\right) \\ & + D_4 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_2 - \omega_3}{\omega_s} k + \phi_4\right) \\ & + D_5 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_3 - \omega_1}{\omega_s} k + \phi_5\right) \\ & + D_6 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_3 - \omega_2}{\omega_s} k + \phi_6\right). \end{aligned}$$

同様に次の最小2乗規範を考える。

$$\sum_{k=0}^{N-1} [e(k) - m(k)']^2 \rightarrow \text{minimum}.$$

式 (5) と同じアルゴリズムを用いて、 $D_1, D_2, \dots, D_6$,

表1 スリートーン信号入力信号でADCに相互変調ひずみがある場合に対するシミュレーション結果 (既知入力周波数: $\omega_1/\omega_s = 0.09, \omega_2/\omega_s = 0.1006, \omega_3/\omega_s = 0.1084$, サンプルデータ数 $N = 8192$)

Table 1 Simulation results of our proposed multi-tone curve fitting algorithm for a three-tone input signal (input frequency known case).

パラメータ	実際の値	推定値
A_1	1.0	0.996654
A_2	1.0	0.995964
A_3	1.0	0.995191
θ_1	0.0 [deg]	-0.1
θ_2	45.0 [deg]	45.0021
θ_3	90.0 [deg]	90.1383
C	0.0	0.000286
D_1	0.3	0.299146
D_2	0.3	0.299598
D_3	0.3	0.299868
D_4	0.3	0.298836
D_5	0.3	0.299393
D_6	0.3	0.298914
ϕ_1	20 [deg]	20.0612
ϕ_2	40 [deg]	40.1761
ϕ_3	60 [deg]	59.9235
ϕ_4	80 [deg]	80.1635
ϕ_5	100 [deg]	99.9029
ϕ_6	120 [deg]	120.123

$\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_6$ を最適推定することができる。表1に数値シミュレーションの結果を示す。ここで、 $N = 8192, \omega_1/\omega_s = 0.09, \omega_2/\omega_s = 0.1006, \omega_3/\omega_s = 0.1084$ である。この表から、式 (5) のアルゴリズムを用いて信号成分と相互変調ひずみが高精度で推定できることがわかる。

(例2) 次に3トーン入力の場合でADC出力にガウス雑音 (例えばADCの量子化雑音はこれに含めることができる) が加わっている場合の数値シミュレーションを行った。すなわち出力 $y(k)$ は

$$y(k) = \sum_{l=1}^3 A_l \sin(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k + \theta_l) + C + n(k)$$

で、 $n(k)$ は標準偏差 $\sigma = 0.125$ のガウス雑音である。式 (3) において、次のようなADCの出力モデル

$$m(k) = \sum_{l=1}^3 A_l \sin(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k + \theta_l) + C$$

を用い、 $A_1, A_2, \theta_1, \theta_2, C$ を推定した。結果を表2に示す。

表1, 表2から両方の場合において提案アルゴリズム

表 2 スリートーン入力信号で出力にガウス雑音 ($\sigma = 0.125$) が加わった場合に対するシミュレーション結果 (既知入力周波数: $\omega_1/\omega_s = 0.09$, $\omega_2/\omega_s = 0.1006$, $\omega_3/\omega_s = 0.1084$, サンプルデータ数 $N = 8192$)

Table 2 Simulation results of our proposed multi-tone curve fitting algorithm for a three-tone input signal with Gaussian noise (input frequency known case).

パラメータ	実際の値	推定値
A_1	1.0	0.997322
A_2	1.0	0.995981
A_3	1.0	0.997945
θ_1	0.0 [deg]	-0.1800
θ_2	45.0 [deg]	45.0623
θ_3	90.0 [deg]	90.2995
C	0.0	0.002185

ムで精度良くパラメータ値が推定できることがわかる。

次に $a_1, b_1, a_2, b_2, \dots, a_n, b_n, C$ の推定値を用いて SNR を得ることを考える。ADC の信号パワー P_s と雑音パワー P_n は次のように与えられる。

$$P_s = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^n (a_l^2 + b_l^2) + C^2, \quad P_n = P_e / N.$$

これらから SNR は次のように求められる。

$$\begin{aligned} SNR &= 10 \log_{10} \frac{P_s}{P_n} \text{ [dB]} \\ &= 10 \log_{10} \frac{N[\sum_{l=1}^n (a_l^2 + b_l^2)/2 + C^2]}{P_e} \text{ [dB]}. \end{aligned}$$

4. 入力周波数が未知の場合

次に、インコヒーレントサンプリング ADC テスト法 (図 3) の場合を考える。この場合は入力周波数と既知であるサンプリング周波数の正確な比はわからず、この比の値も推定する必要がある。

4.1 問題の定式化

角周波数 ω_1, ω_2 のツートーン入力に対する、時間 $2\pi k/\omega_s$ ($k = 0, 1, 2, \dots, N-1$) における、ADC の出力データ $y(k)$ の N 個のサンプルがあると仮定する。ここで、 ω_s はサンプリング角周波数であり、 $\omega_1/\omega_s, \omega_2/\omega_s$ の値は未知であるとする。また、理想的な ADC の出力を次のように仮定する。

$$\begin{aligned} m(k) &:= \\ &\left[A_1 \sin\left(2\pi \frac{\omega_1}{\omega_s} k + \theta_1\right) + A_2 \sin\left(2\pi \frac{\omega_2}{\omega_s} k + \theta_2\right) \right] + C. \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、 $A_1, A_2, \theta_1, \theta_2, C$ は定数であり、次の最小 2 乗

規範に従って、ADC の出力データ $y(k)$ の N 個のサンプルから $A_1, A_2, \theta_1, \theta_2, \omega_1, \omega_2, C$ を最適推定することを考える。

$$P_e := \sum_{k=0}^{N-1} [y(k) - m(k)]^2 \rightarrow \text{minimum}. \quad (7)$$

4.2 解のアルゴリズム

式 (7) で与えられた問題を解くことを考える。式 (6) と (7) より P_e は次のようになることに注意して

$$P_e = \sum_{k=0}^{N-1} \left[y(k) - A_1 \sin\left(2\pi \frac{\omega_1}{\omega_s} k + \theta_1\right) - A_2 \sin\left(2\pi \frac{\omega_2}{\omega_s} k + \theta_2\right) - C \right]^2$$

P_e を各パラメータで偏微分を行い右边をゼロとおく。

$$\frac{\partial P_e}{\partial A_1} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial A_2} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial C} = 0,$$

$$\frac{\partial P_e}{\partial \theta_1} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial \theta_2} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial \omega_1} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial \omega_2} = 0.$$

これらの式から C を消去すると、以下の 6 式を得る。

$$\begin{aligned} 0 &= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \alpha_{k1} \\ &\quad - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \alpha_{k1} \right\} \\ &\quad - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \alpha_{k1} \right\}, \\ 0 &= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \alpha_{k2} \\ &\quad - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \alpha_{k2} \right\} \\ &\quad - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \alpha_{k2} \right\}, \\ 0 &= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k1} \\ &\quad - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) k \beta_{k1} \right\} \\ &\quad - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) k \beta_{k1} \right\}, \\ 0 &= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) k \beta_{k2} \right\} \\
& -A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) k \beta_{k2} \right\}, \\
0 = & \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k1} \\
& -A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \beta_{k1} \right\} \\
& -A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \beta_{k1} \right\}, \\
0 = & \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k2} \\
& -A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \beta_{k2} \right\} \\
& -A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \beta_{k2} \right\}.
\end{aligned}$$

ここで

$$\begin{aligned}
\bar{y} &:= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(k), \\
\bar{\alpha}_j &:= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kj}, \quad \bar{\beta}_j := \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kj}, \\
\alpha_{kj} &:= \cos \left(2\pi \frac{\omega_j}{\omega_s} k + \theta_j \right), \\
\beta_{kj} &:= \sin \left(2\pi \frac{\omega_j}{\omega_s} k + \theta_j \right), \\
&\quad j = 1, 2, \\
C &= \bar{y} - \bar{\alpha}_1 - \bar{\alpha}_2
\end{aligned}$$

である。これらは非線形代数方程式であり解析的に解を求めるのは困難である。そこで数値的に解を得なければならないが、このためには未知パラメータを繰り返し設定し、目的の値がわかるまで繰り返し計算する必要がある。そこで各式の右边を信号誤差を表すパラメータ R, S, T, U, V, W と定義する。

$$\begin{aligned}
R &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \alpha_{k1} \\
& -A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \alpha_{k1} \right\} \\
& -A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \alpha_{k1} \right\},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \alpha_{k2} \\
& -A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \alpha_{k2} \right\} \\
& -A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \alpha_{k2} \right\},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k1} \\
& -A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) k \beta_{k1} \right\} \\
& -A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) k \beta_{k1} \right\},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
U &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k2} \\
& -A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) k \beta_{k2} \right\} \\
& -A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) k \beta_{k2} \right\},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k1} \\
& -A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \beta_{k1} \right\} \\
& -A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \beta_{k1} \right\},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
W &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k2} \\
& -A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \beta_{k2} \right\} \\
& -A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \beta_{k2} \right\}.
\end{aligned}$$

未知パラメータの値が目的の値と一致すれば、 R, S, T, U, V, W の値は 0 となる。そこで、各信号誤差を 0 にするための反復アルゴリズムを作成する。反復アルゴリズムの作成のために、フィッティング関数

$z(k)$ を次のように定義する.

$$z(k) := B_1 \sin(2\pi \frac{\psi_1}{\psi_s} k + \phi_1) + B_2 \sin(2\pi \frac{\psi_2}{\psi_s} k + \phi_2) + D.$$

フィッティング関数 $z(k)$ を, ADC 出力データ $y(k)$ を用いて評価する. $B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2, D$ の値は未知であるが, $A_1, A_2, \omega_1, \omega_2, \theta_1, \theta_2, C$ を $R=S=T=U=V=W=0$ のときに最適推定された値とすると, 次のように, ADC 出力データは近似できる.

$$y(k) = A_1 \sin(2\pi \frac{\omega_1}{\omega_s} k + \theta_1) + A_2 \sin(2\pi \frac{\omega_2}{\omega_s} k + \theta_2) + C.$$

次に, 反復アルゴリズムを R, S, T, U, V, W の各テイラー級数展開から導出する. 各級数の第 1 項のみを用い, 次のように定義する

$$\begin{aligned} R(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) \\ &:= \frac{\partial R}{\partial B_1} \left| (B_1 - A_1) + \frac{\partial R}{\partial B_2} \right| (B_2 - A_2) \\ &+ \frac{\partial R}{\partial \psi_1} \left| (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial R}{\partial \psi_2} \right| (\psi_2 - \omega_2) \\ &+ \frac{\partial R}{\partial \phi_1} \left| (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial R}{\partial \phi_2} \right| (\phi_2 - \theta_2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) \\ &:= \frac{\partial S}{\partial B_1} \left| (B_1 - A_1) + \frac{\partial S}{\partial B_2} \right| (B_2 - A_2) \\ &+ \frac{\partial S}{\partial \psi_1} \left| (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial S}{\partial \psi_2} \right| (\psi_2 - \omega_2) \\ &+ \frac{\partial S}{\partial \phi_1} \left| (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial S}{\partial \phi_2} \right| (\phi_2 - \theta_2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) \\ &:= \frac{\partial T}{\partial B_1} \left| (B_1 - A_1) + \frac{\partial T}{\partial B_2} \right| (B_2 - A_2) \\ &+ \frac{\partial T}{\partial \psi_1} \left| (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial T}{\partial \psi_2} \right| (\psi_2 - \omega_2) \\ &+ \frac{\partial T}{\partial \phi_1} \left| (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial T}{\partial \phi_2} \right| (\phi_2 - \theta_2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) \\ &:= \frac{\partial U}{\partial B_1} \left| (B_1 - A_1) + \frac{\partial U}{\partial B_2} \right| (B_2 - A_2) \\ &+ \frac{\partial U}{\partial \psi_1} \left| (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial U}{\partial \psi_2} \right| (\psi_2 - \omega_2) \end{aligned}$$

$$+ \frac{\partial U}{\partial \phi_1} \left| (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial U}{\partial \phi_2} \right| (\phi_2 - \theta_2)$$

$$\begin{aligned} V(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) \\ &:= \frac{\partial V}{\partial B_1} \left| (B_1 - A_1) + \frac{\partial V}{\partial B_2} \right| (B_2 - A_2) \\ &+ \frac{\partial V}{\partial \psi_1} \left| (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial V}{\partial \psi_2} \right| (\psi_2 - \omega_2) \\ &+ \frac{\partial V}{\partial \phi_1} \left| (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial V}{\partial \phi_2} \right| (\phi_2 - \theta_2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W(B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2) \\ &:= \frac{\partial W}{\partial B_1} \left| (B_1 - A_1) + \frac{\partial W}{\partial B_2} \right| (B_2 - A_2) \\ &+ \frac{\partial W}{\partial \psi_1} \left| (\psi_1 - \omega_1) + \frac{\partial W}{\partial \psi_2} \right| (\psi_2 - \omega_2) \\ &+ \frac{\partial W}{\partial \phi_1} \left| (\phi_1 - \theta_1) + \frac{\partial W}{\partial \phi_2} \right| (\phi_2 - \theta_2) \end{aligned}$$

これらは線形方程式であるから, $B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2, D$ の値を最適推定することが可能である. $B_1, B_2, \psi_1, \psi_2, \phi_1, \phi_2, D$ の値を, $A_1, A_2, \omega_1, \omega_2, \theta_1, \theta_2, C$ に対する新しい値とし, 式を整理すると, 次の反復アルゴリズムが得られる. ここで $A_{1(n)}, A_{2(n)}, \omega_{1(n)}, \omega_{2(n)}, \theta_{1(n)}, \theta_{2(n)}$ を各々 $A_1, A_2, \omega_1, \omega_2, \theta_1, \theta_2$ の n 回目の繰返し計算での推定値とする. その $n+1$ 回目の繰返し計算での推定値 $A_{1(n+1)}, A_{2(n+1)}, \omega_{1(n+1)}, \omega_{2(n+1)}, \theta_{1(n+1)}, \theta_{2(n+1)}$ は次の計算で得られる.

$$\mathbf{x}_{(n+1)} = \mathbf{x}_{(n)} + \mathbf{F}_{(n)}^{-1} \cdot \mathbf{y}_{(n)}. \quad (8)$$

ここで, $\mathbf{x}_{(n)}, \mathbf{y}_{(n)}, \mathbf{F}_{(n)}$ は次のように定義される.

$$\mathbf{x}_{(n)} := (A_{1(n)}, A_{2(n)}, \omega_{1(n)}, \omega_{2(n)}, \theta_{1(n)}, \theta_{2(n)})^T,$$

$$\mathbf{y}_{(n)} := (R_{(n)}, S_{(n)}, T_{(n)}, U_{(n)}, V_{(n)}, W_{(n)})^T,$$

$$\mathbf{F}_{(n)} :=$$

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial R_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial S_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial T_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial U_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial V_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial W_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \end{pmatrix}.$$

ここで $R_{(n)}$, $S_{(n)}$, $T_{(n)}$, $U_{(n)}$, $V_{(n)}$, $W_{(n)}$ は次のように定義される.

$$\begin{aligned}
 R_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \alpha_{k1(n)} \\
 &\quad - A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) \alpha_{k1(n)} \right\} \\
 &\quad - A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) \alpha_{k1(n)} \right\}, \\
 S_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \alpha_{k2(n)} \\
 &\quad - A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) \alpha_{k2(n)} \right\} \\
 &\quad - A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) \alpha_{k2(n)} \right\}, \\
 T_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k1(n)} \\
 &\quad - A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) k \beta_{k1(n)} \right\} \\
 &\quad - A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) k \beta_{k1(n)} \right\}, \\
 U_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k2(n)} \\
 &\quad - A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) k \beta_{k2(n)} \right\} \\
 &\quad - A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) k \beta_{k2(n)} \right\}, \\
 V_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k1(n)} \\
 &\quad - A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) \beta_{k1(n)} \right\} \\
 &\quad - A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) \beta_{k1(n)} \right\}, \\
 W_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k2(n)} \\
 &\quad - A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) \beta_{k2(n)} \right\} \\
 &\quad - A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) \beta_{k2(n)} \right\}.
 \end{aligned}$$

$$\bar{y} := \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(k),$$

$$\alpha_{j\bar{(n)}} := \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kj(n)}, \quad \beta_{j\bar{(n)}} := \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kj(n)},$$

$$\alpha_{kj(n)} := \cos \left(2\pi \frac{\omega_{j(n)}}{\omega_s} k + \theta_{j(n)} \right),$$

$$\beta_{kj(n)} := \sin \left(2\pi \frac{\omega_{j(n)}}{\omega_s} k + \theta_{j(n)} \right),$$

$$j = 1, 2.$$

未知パラメータ $A_{1(n)}$, $A_{2(n)}$, $\omega_{1(n)}$, $\omega_{2(n)}$, $\theta_1(n)$, $\theta_2(n)$ の値が実際の値（真の値）に収束するにつれ、パラメータ $R_{(n)}$, $S_{(n)}$, $T_{(n)}$, $U_{(n)}$, $V_{(n)}$, $W_{(n)}$ の値は 0 に収束していく.

4.3 アルゴリズムの数値シミュレーションによる評価

表3にツートーン信号入力信号の場合に、表4にツートーン信号入力信号でADC出力にガウス雑音加わっている場合に適用した提案アルゴリズムの数値シミュレーションの結果を示す. 表3, 表4において, “実際の値” はシミュレーション上で実際に用いた入力の値, “推定値” は最終的に推定された値, “初期値” は繰返し

表3 ツートーン入力に対するシミュレーション結果（未知周波数の場合, サンプルデータ数 $N = 8192$ ）

Table 3 Simulation results of our proposed two-tone curve fitting algorithm (input frequency unknown case).

(a) In case that a conventional single-tone curve fitting algorithm is iteratively used.

	実際の値	推定値	初期値
ω_1/ω_s	2.2×10^{-4}	2.121×10^{-4}	2.0×10^{-4}
ω_2/ω_s	5.8×10^{-4}	5.922×10^{-4}	6.0×10^{-4}
A_1	1.0	0.9650	1.0
A_2	1.0	0.9670	1.0
θ_1	45.0 [deg]	59.1427	0.0
θ_2	90.0 [deg]	74.0683	0.0

(b) In case that our proposed multi-tone curve fitting algorithm is used.

	実際の値	推定値	初期値
ω_1/ω_s	2.2×10^{-4}	2.200×10^{-4}	2.0×10^{-4}
ω_2/ω_s	5.8×10^{-4}	5.800×10^{-4}	6.0×10^{-4}
A_1	1.0	1.0000	1.0
A_2	1.0	1.0000	1.0
θ_1	45.0 [deg]	45.0000	0.0
θ_2	90.0 [deg]	90.0000	0.0

表 4 ツートーン入力で出力にガウス雑音 ($\sigma = 0.125$) が加わった場合に対するシミュレーション結果 (未知周波数の場合, サンプルデータ数 $N = 8192$)

Table 4 Simulation results of our proposed two-tone curve fitting algorithm when Gaussian noise is added. (input frequency unknown case).

(a) In case that a conventional single-tone curve fitting algorithm is iteratively used.

	実際の値	推定値	初期値
ω_1/ω_s	2.2×10^{-4}	2.120×10^{-4}	2.0×10^{-4}
ω_2/ω_s	5.8×10^{-4}	5.920×10^{-4}	6.0×10^{-4}
A_1	1.0	0.9650	1.0
A_2	1.0	0.9663	1.0
θ_1	45.0 [deg]	59.1427	0.0
θ_2	90.0 [deg]	74.3681	0.0

(b) In case that our proposed multi-tone curve fitting algorithm is used.

	実際の値	推定値	初期値
ω_1/ω_s	2.2×10^{-4}	2.200×10^{-4}	2.0×10^{-4}
ω_2/ω_s	5.8×10^{-4}	5.798×10^{-4}	6.0×10^{-4}
A_1	1.0	1.0011	1.0
A_2	1.0	1.0001	1.0
θ_1	45.0 [deg]	44.8025	0.0
θ_2	90.0 [deg]	90.2496	0.0

処理の最初に設定した値である。実際上の場合において (FFT 法等の他手法を併用することにより) ω_1/ω_s と ω_2/ω_s のおよその値はわかっていることが多いので、これらの初期値は実際の値と比較的近いものに設定した。このシミュレーション結果から、提案アルゴリズムの方が従来のアルゴリズムを用いた場合よりも高精度で信号成分を推定できることがわかる。また、相互変調ひずみ成分に関しても、**3.3** と同様に、実際の出力値から推定値を差し引いた残差から相互変調ひずみを推定することを行えばよい。

ここではツートーン ($n = 2$) についてのアルゴリズムを示したが、同様の手法を用いて原理的には一般の n の値のマルチトーンに対するアルゴリズムを求めることができる。

5. む す び

通信用アプリケーションの A-D 変換器に対するテスト評価のために、入力周波数が既知及び未知のそれぞれの場合についてマルチトーンカーブフィッティングアルゴリズムを開発した。特に入力周波数が未知の場合は従来の正弦波カーブフィッティングアルゴリズムを繰り返して用いる場合よりも高精度な推定結果が得られることを数値シミュレーションで確認した。今後

は開発したアルゴリズムに関して次の二つのことを行い、アナログ・デジタル混載 (ミックスドシグナル) LSI テスタに組み込んで実用化していく。

(1) 特に未知入力周波数の場合のアルゴリズムで、計算量を減らす工夫を行う。

(2) 実測 ADC データに対して開発したアルゴリズムを適用し有効性を検証する。

文 献

- [1] M. Gustavsson, J. J. Wikner, and N. N. Tan, CMOS Data Converters for Communications, Kluwer Academic Publishers, Boston, 2000.
- [2] B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice-Hall, 1998.
- [3] H. Kobayashi, K. Kobayashi, H. Sakayori, and Y. Kimura, "ADC standard and testing in Japanese industry," Computer Standards & Interfaces, vol.23, pp.57-64, Elsevier Publishers, March 2001.
- [4] P. Wambacq and W. Sansen, Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits, Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [5] B. Razavi, Principles of Data Conversion System Design, IEEE Press, 1995.
- [6] M. L. Bushnell and V. D. Agrawal, Essentials of Electronic Testing for Digital, Memory and Mixed-Signal VLSI Circuits, Kluwer Academic Publishers, Boston, 2000.
- [7] IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders, IEEE Std 1057, 1994.
- [8] IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters, IEEE Std 1241, 1998.
- [9] B. E. Peetz, A. S. Muto, and J. M. Neil, "Measuring waveform recorder performance," Hewlett-Packard J., vol.33, no.11, pp.21-29, Nov. 1982.
- [10] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, Digital Signal Processing, Prentice-Hall, 1975.

(平成 14 年 8 月 15 日受付)



本木 義人 (学生員)

2001 群馬大・工・電気電子卒。現在同大大学院修士課程 2 年。アナログ集積回路設計、テスト評価アルゴリズムに関心をもつ。



菅原 秀武

1999群馬大・工・電気電子卒。2001同大大学院修士課程了。同年日本テキサス・インスツルメンツ社入社。ミックスドシグナル集積回路のテスト設計・評価システム設計に従事。



小林 春夫 (正員)

1980東大・工・計数卒。1982同大大学院修士課程了。同年横河電機製作所入社。1989カリフォルニア大学ロサンゼルス校 (UCLA) 電気工学科大学院修士課程了。1997群馬大学助教授。2002同教授。ミックスドシグナル集積回路設計。信号処理アルゴリズムに関心をもつ。IEEE 会員。工博 (早稲田大学)。



小室 貴紀

1985東大・工・電気卒。同年横河電機製作所入社。計測用AD変換器の開発に従事。1991から1995まで超伝導センサ研に出向しMEGシステムの電子回路部の設計開発を行う。1995から金沢工業大学でSQUIDシステムの開発を行う。1997にアジレント・テクノロジー社入社し、以来ミックスドシグナルLSIテストの開発に従事。IEEE 会員。



酒寄 寛

1972早大・理工・電気卒。同年横河ヒューレット・パッカード社 (現アジレント・テクノロジー社) 入社。LCRメータ、半導体パラメータ・アナライザ等の開発に従事。1992から1997にテラテック社に出向し超高速AD変換器の研究開発に従事。1997よりアジレント・テクノロジー社にて以来ミックスドシグナルLSIテストの開発に従事。電気学会会員。

APCCAS

**Session : Accord Network Room
Test Technology I**

ID : 1569327697

ADC Linearity Test Signal Generation Algorithm

**S. Uemori, T. J. Yamaguchi, S. Ito,
Y. Tan, H. Kobayashi, N. Takai
Gunma University, Japan**

Supported by STARC

12/07/2010

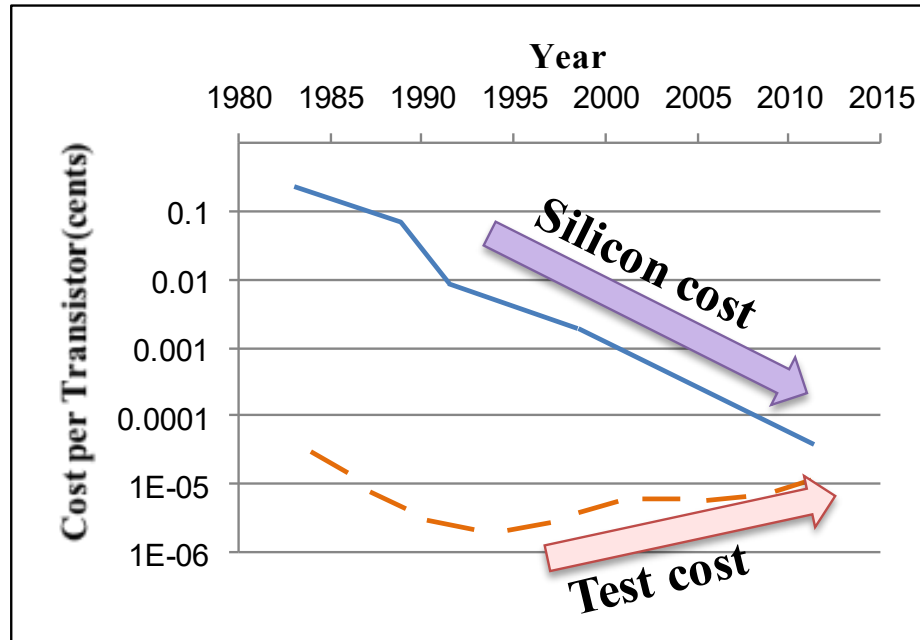
OUTLINE

- **Research purpose**
- **Conventional linearity testing**
- **Proposed test signal generation method**
- **Implementation method**
- **Conclusion**

OUTLINE

- **Research purpose**
- Conventional linearity testing
- Proposed test signal generation method
- Implementation method
- Conclusion

LSI Production Testing



- Test cost is proportional to testing time
- Important factors
 - Reducing testing cost
 - Improving testing quality

Agenda & Approach

- In mixed-signal SoCs, ADCs/DACs
 - DC linearity testing
 - Important
 - Long testing time ☹️
- Requirements for DC linearity testing of ADCs
 - **Short testing time**
 - Good testing quality

This Work

- Propose “**short-time**” ADC Linearity Test Signal Generation Algorithm

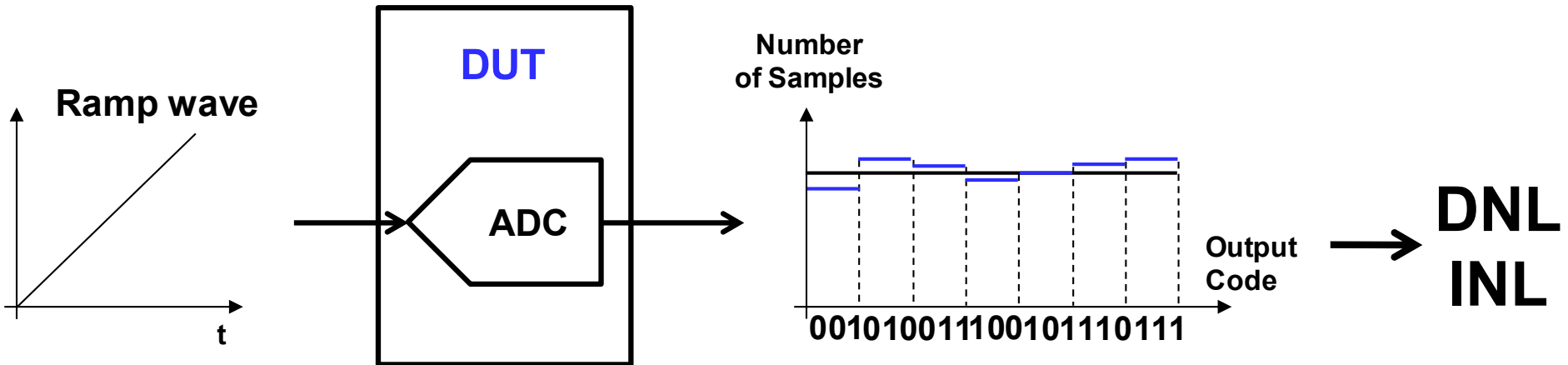


OUTLINE

- Research purpose
- **Conventional linearity testing**
- Proposed test signal generation method
- Implementation method
- Conclusion

Conventional Linearity Testing 1

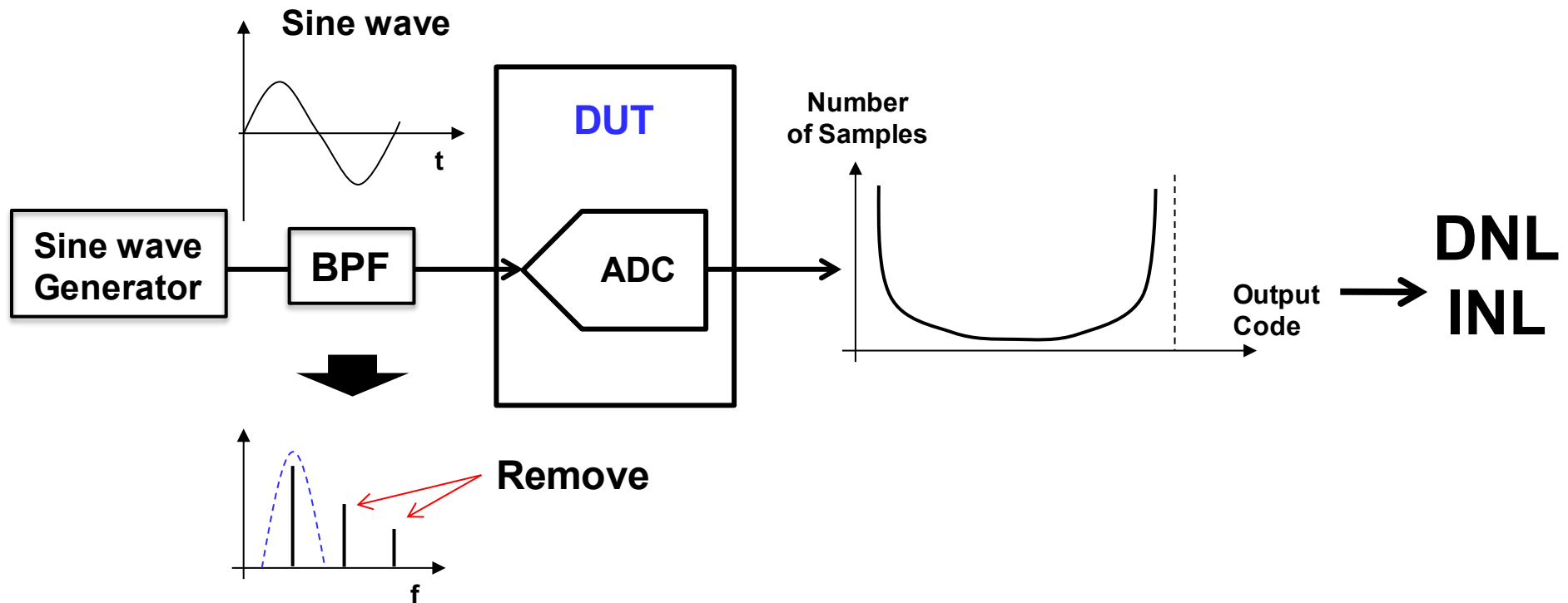
■ Histogram method (**Ramp wave input**)



- ADC output histograms for all bins are equal if ADC is perfectly linear
- Highly linear ramp signal generation is difficult ☹️

Conventional Linearity Testing 2

■ Histogram method(**Single sine wave input**)



- The number of samples is small around the middle of output codes
- High accuracy sine wave can be generated using an analog filter

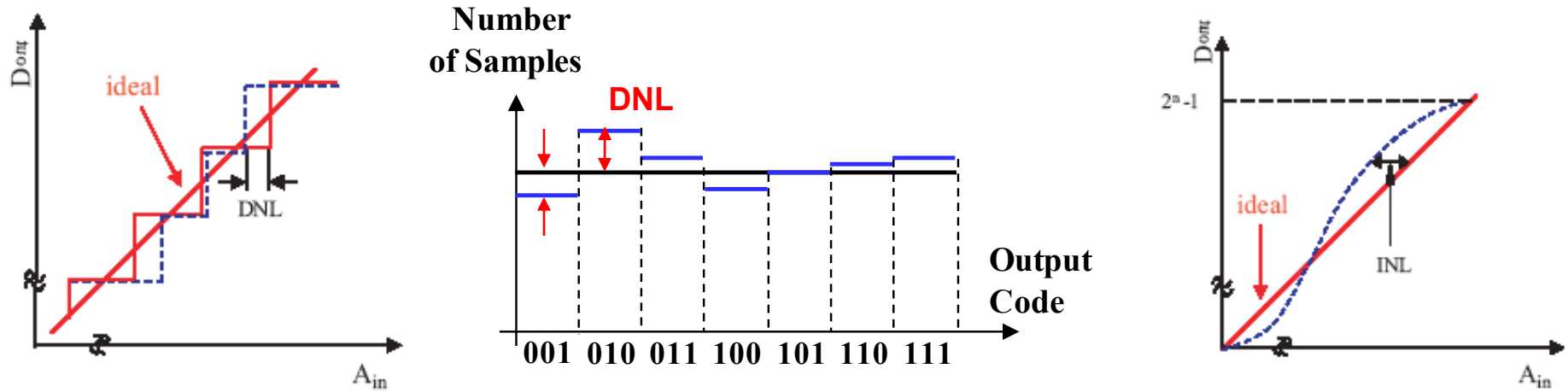


Target of This Research

	Ramp Wave	Sine Wave	Proposed
Bin	 All bins are equal	 Few samples around the center	 Middle range increases
Signal Generation	 Difficult	 Easy	 Easy

 Very Fine  Fine  Bad

DNL & INL



- Important testing for ADCs

DNL : Difference between an actual step width and the ideal value

INL : Deviation from ideal conversion line

$$INL(k) = \sum_{i=1}^k DNL(i)$$

OUTLINE

- Research purpose
- Conventional linearity testing
- **Proposed test signal generation method**
- Implementation method
- Conclusion

Linearity Testing of ADCs in SoCs

- In mixed-signal SoCs, ...
 - Accurate ADC linearity evaluation
“around **the middle of its input range**” is required
 - Single sine wave is unsuitable 

Number
of Samples

This Work

单一正弦波

- **Middle range** of histogram increases  Output Code

Number
of Samples

Single sine
wave

Output
Code

Number
of Samples

Proposed
method

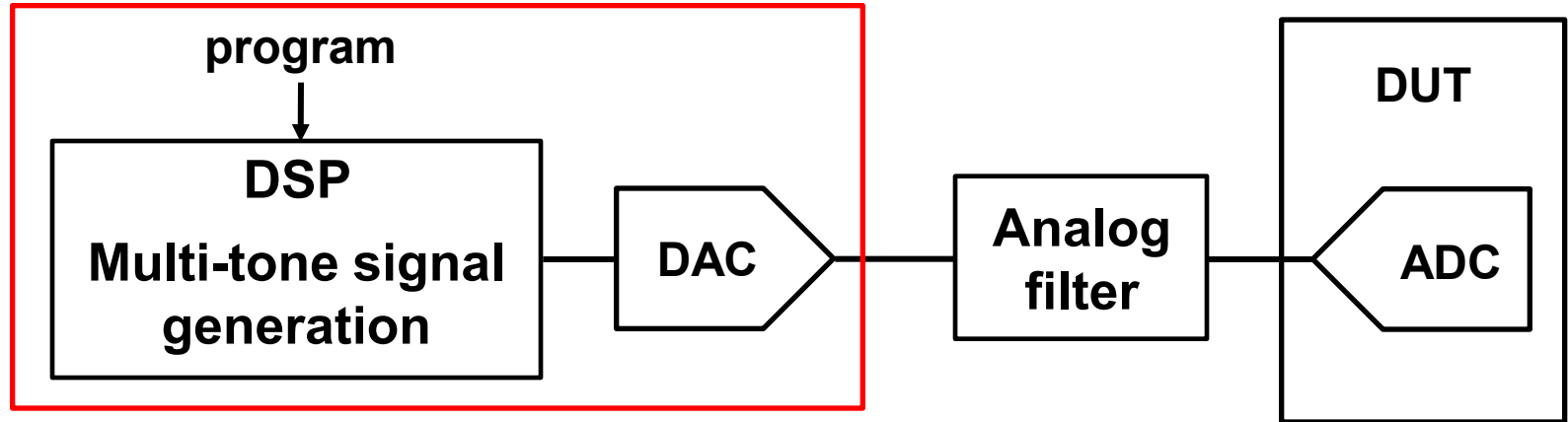
Output
Code

12/07/2010

12

Architecture for Generating Proposed Test Signal

AWG : Arbitrary Waveform Generator



- DSP program : Multi-tone sine wave
- Analog filter : Harmonics removal

As a result ...

- Histogram for the middle of ADC input range can be high 😊

Role of Analog Filter

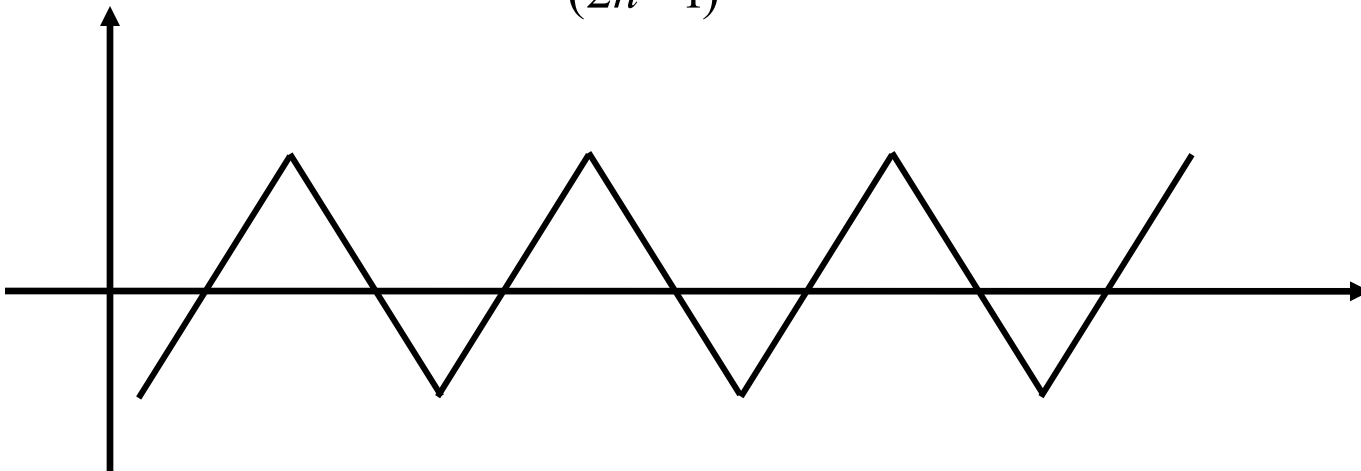
- Resolution of an ADC under test is 14 bits
- Linearity of AWG is less than 12 bits
→ Not suitable if directly applied ☹️
- The analog filter can remove spurious components 😊
 - This method has compatibility with “moderate-performance” AWG 😊

Proposed Test Signal Generation Method

- Approximate triangle wave
by multi-tone sine waves

$$V_{in} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} A_n V_n$$

$$V_n = \frac{\cos(2\pi \cdot (2n-1) \cdot f \cdot t)}{(2n-1)^2} \quad n=1,2,\dots$$

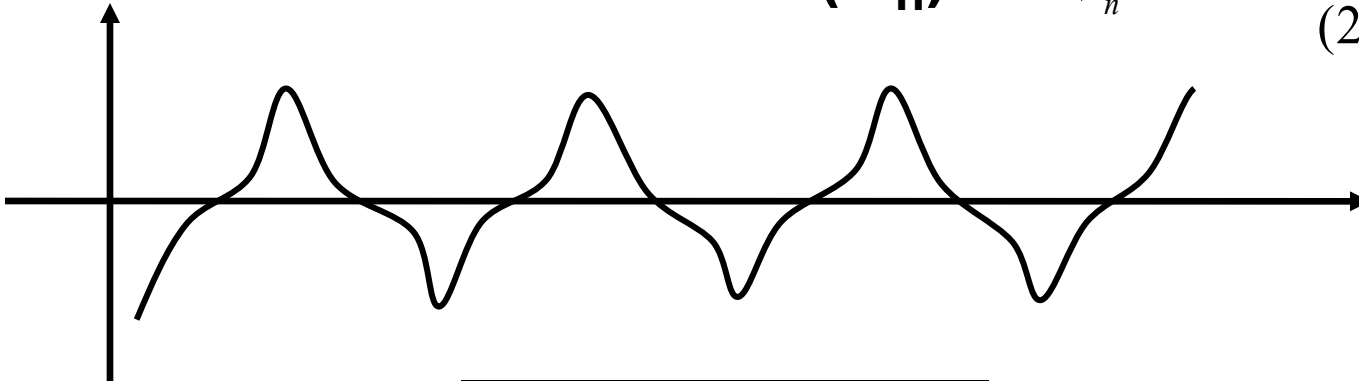


Proposed Test Signal Generation Method

- Select terms (V_n)
- Decide their coefficients (A_n)

$$V_{in} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} A_n V_n$$

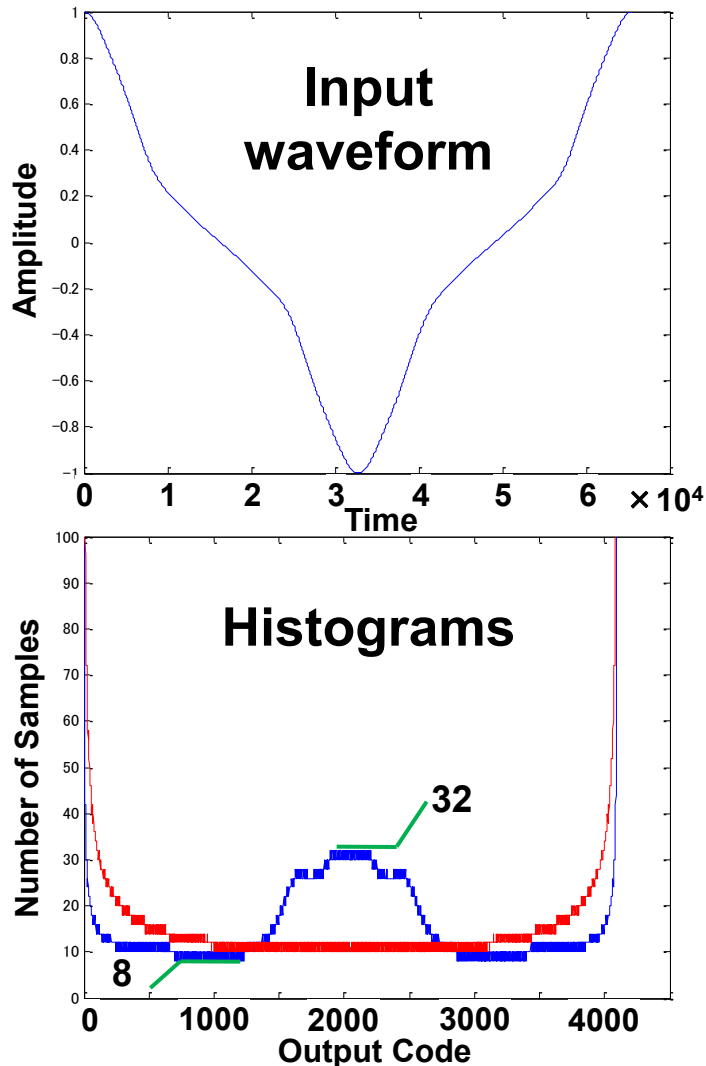
$$V_n = \frac{\cos(2\pi \cdot (2n-1) \cdot f \cdot t)}{(2n-1)^2}$$



As a result ...

- Histogram for the middle
of ADC input range increases
 - Reducing test time
 - Maintaining the required testing quality

Simulation Result of Proposed Method



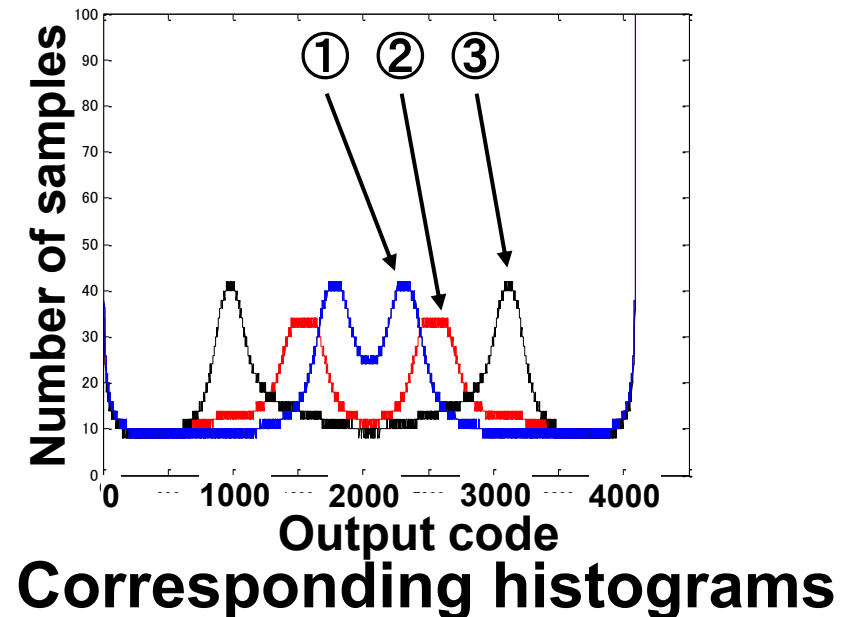
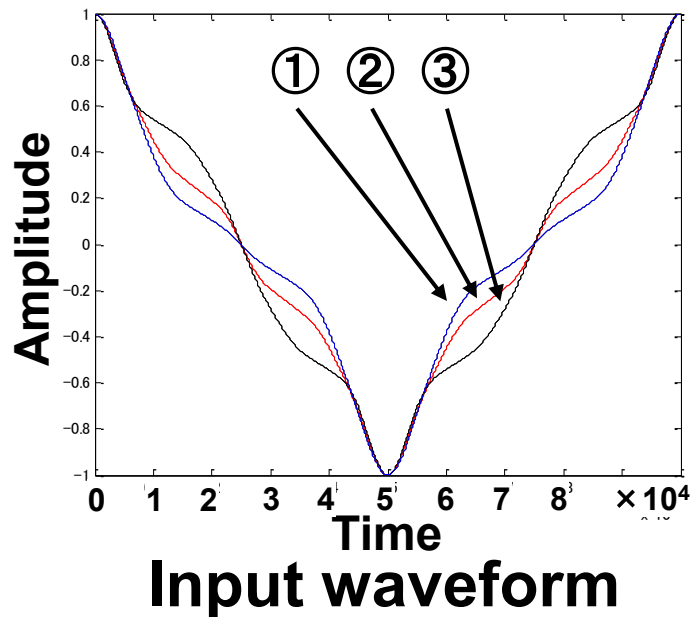
$$V_n = \frac{\cos((2n-1)\omega t)}{(2n-1)^2} \quad n=1,2,\dots$$

$$V_{in} = \frac{4}{\pi} (V_1 + 2.6 \cdot V_2 + 1.8 \cdot V_3 + 1.4 \cdot V_6 + 1.2 \cdot V_7)$$

- Histogram for the middle of ADC input range increases

Simulation Result of Proposed Method

- Proposed method can be applied to the several cases. (Shape of the histogram can be changed)



Contents of Testing Time with ATE

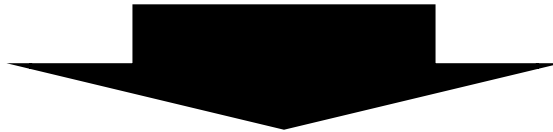
Table: ADC testing time with ATE

	Content	Time
1)	Setup time for module	Less than 1 msec
2)	Settling time for module and DUT	Several msec
3)	DC linearity testing time	$2^{\text{bit}} \times (16 \sim 64) \times (\text{ADC conversion time})$
4)	SINAD testing time	$2^{\text{bit}} \times (1 \sim 4) \times (\text{ADC conversion time})$
5)	Time for data transfer and operation	Several msec
6)	Other test time	Several msec

Estimation of ADC Test Time

- **Example : 12 bit 100kS/s SAR ADC**

- Setup time for measurement module and settling time for DUT : 10 msec
- **DC linearity testing time** : $2^{12} \times 40 \times 10\mu \text{ sec} = 1600 \text{ msec}$
- SINAD testing time : $2^{12} \times 4 \times 10\mu \text{ sec} = 160 \text{ msec}$
- The time for data transfer and operation : 10 msec



- **Conventional method**

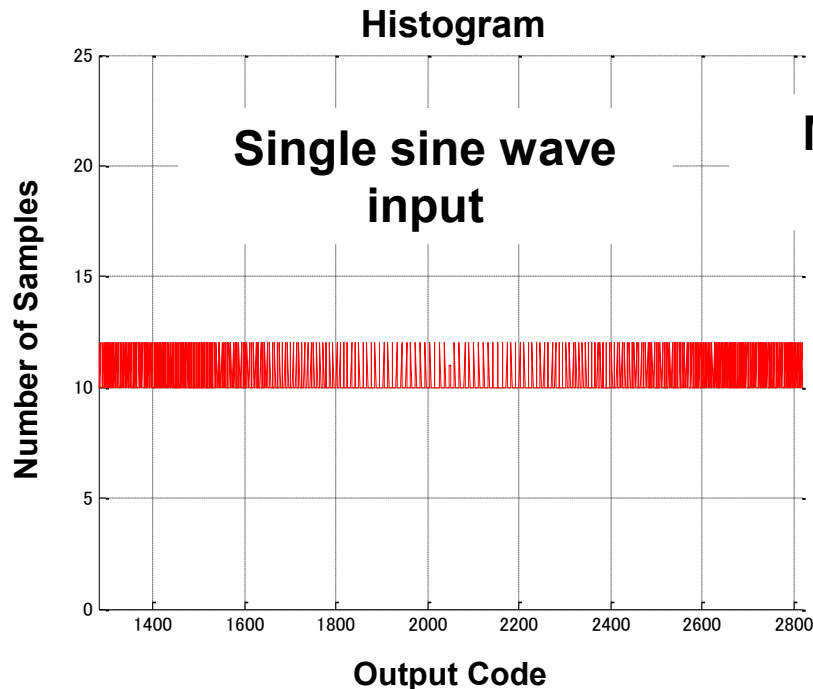
- **Total testing time = 1780 msec**

Acceptable Test Time

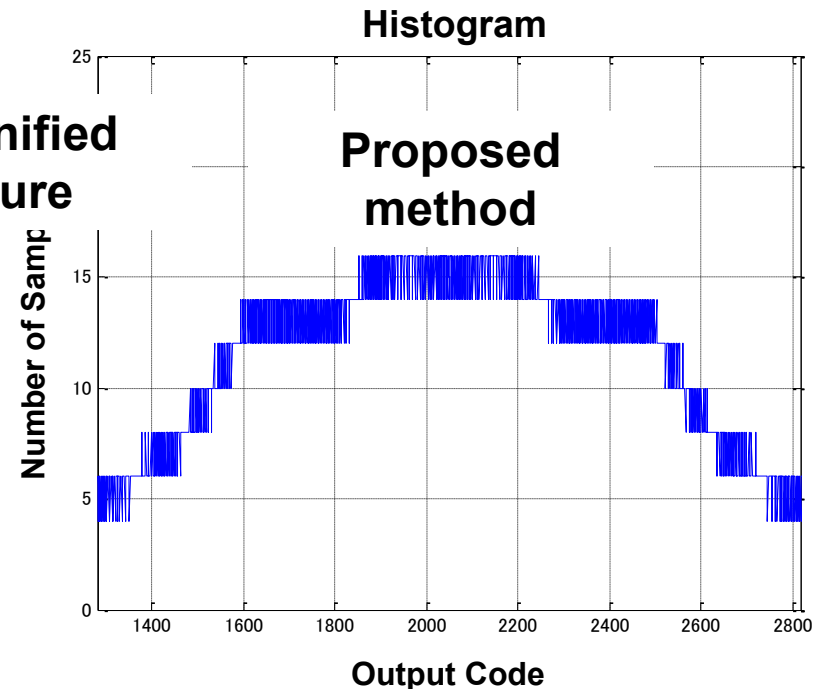
- **Testing time for high resolution, slow sampling rate ADCs**
 - **Very time consuming**
- **Testing time of 1 sec for a \$1 chip is acceptable**
 - **Total test time (about 1.8 sec) is too long**
- **Reduce DC linearity test time**

Verification of Effectiveness

[Condition] Sampling points for the middle of ADC input range is more than 10 points, other range is more than 4 points



Total sampling points :
65536



Total sampling points :
32768

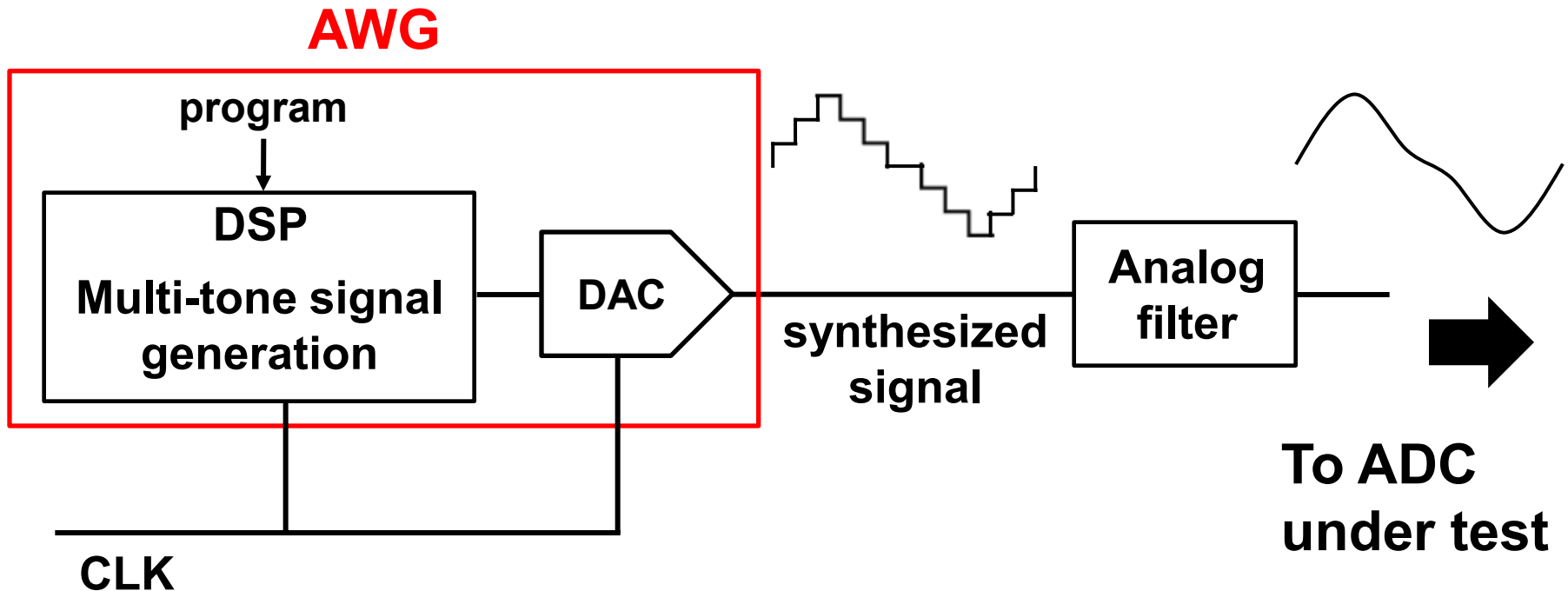
Reduce the # of sampling points to **half**

● Meet the bottom sampling points

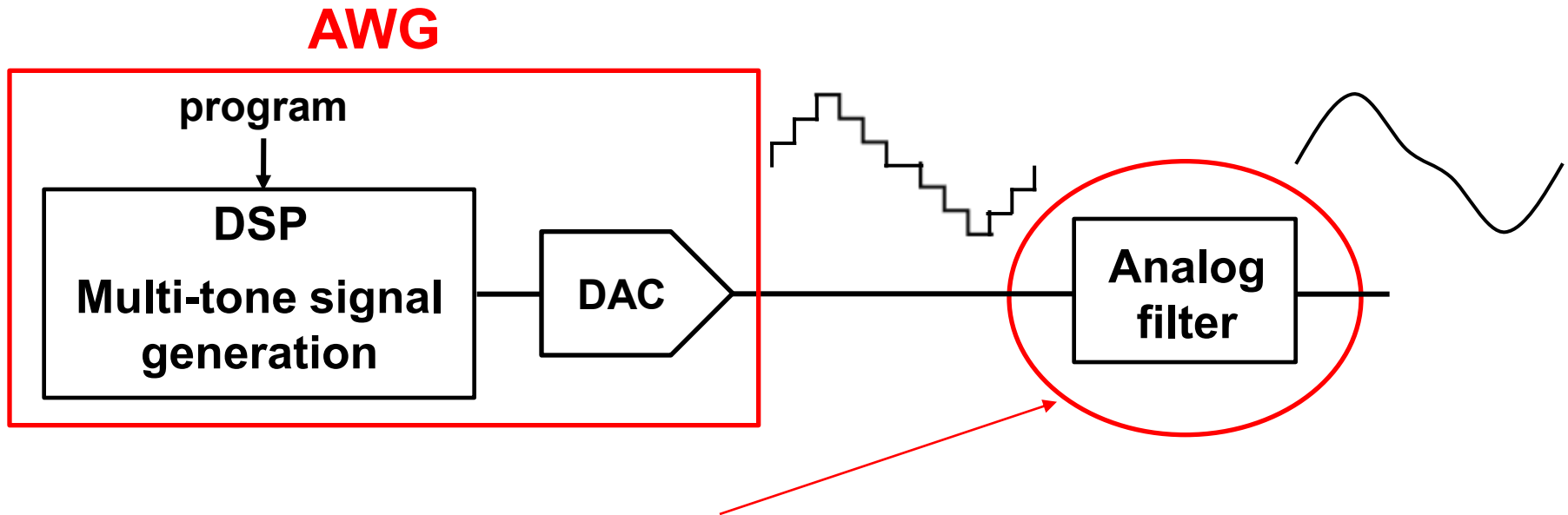
OUTLINE

- Research purpose
- Conventional linearity testing
- Proposed test signal generation method
- **Implementation method**
- Conclusion

Implementation Method



Settling Time of Analog Filter



- **Settling time of analog filter**
 - **10X the time constant**
i.e. 10ms for a 1kHz filter
 - **Doesn't interfere with the tests**

OUTLINE

- Research purpose
- Conventional linearity testing
- Proposed test signal generation method
- Implementation method
- **Conclusion**

Conclusion

- **Propose DC linearity testing method for ADC in SoCs**
 - **Using multi-tone sine wave**
 - **Histogram for the middle of ADC input range is high**
- **Testing time for ADC DC linearity by half**
- **Implementation method**
 - **An AWG and an analog filter**

マルチトーン入力 ADCヒストグラム法での線形性試験

小澤祐喜、上森聡史、桑名杏奈、浅見幸司、小林春夫

群馬大学大学院 理工学府

小林研究室 修士2年

小澤 祐喜

t13304037@gunma-u.ac.jp

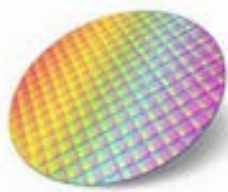
OUTLINE

- 研究背景
- 線形性テスト
- マルチトーンテスト信号生成方法
- 微分非線形性・積分非線形性の導出
- シミュレーション結果
- まとめと今後の課題

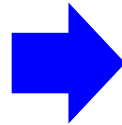
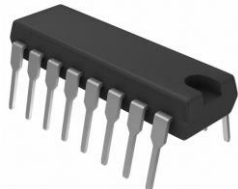
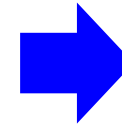
OUTLINE

- 研究背景
- 線形性テスト
- マルチトーンテスト信号生成方法
- 微分非線形性・積分非線形性の導出
- シミュレーション結果
- まとめと今後の課題

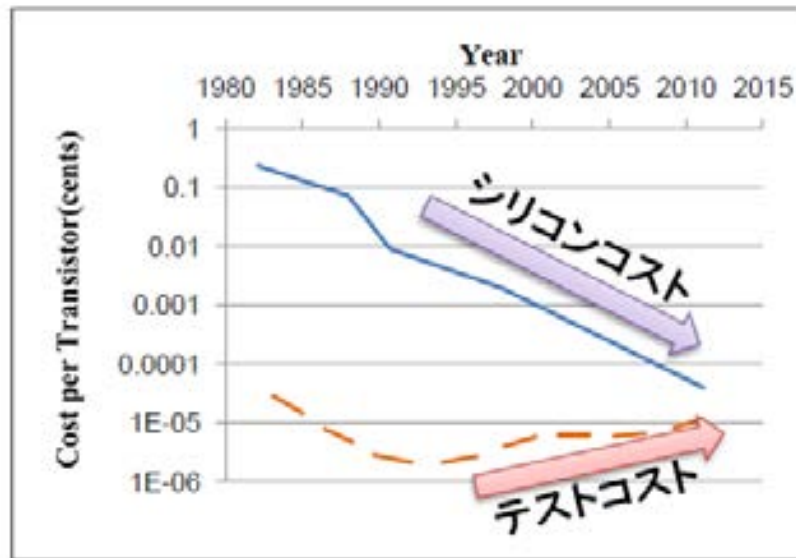
研究背景



LSI

テスト
良否判定

出荷



- ✓ 如何に精度を良くするか
- ✓ 如何にテストコストを下げるか

テスト品質



テストコスト

トレードオフ

研究目的

➤ SoC内ADCの線形性テストは重要な試験

 時間がかかる & テストコスト大

テスト時間を短縮しつつ線形性テストの精度を高める



マルチトーンテスト信号を生成しADCに入力

研究の現状

○ ADCヒストグラムテスト向け マルチトーンテスト信号の生成アルゴリズムの提案

✕ マルチトーンテスト信号からDNL, INLを導出するアルゴリズムの提案

本研究

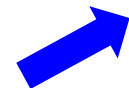
OUTLINE

- 研究背景
- 線形性テスト
- マルチトーンテスト信号生成方法
- 微分非線形性・積分非線形性の導出
- シミュレーション結果
- まとめと今後の課題

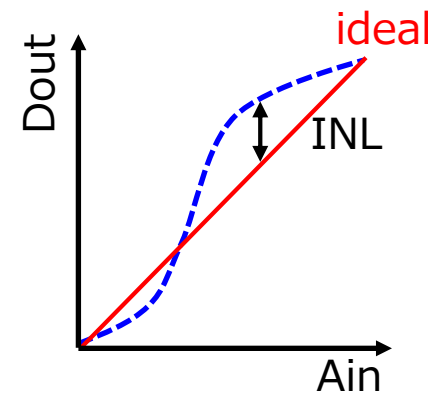
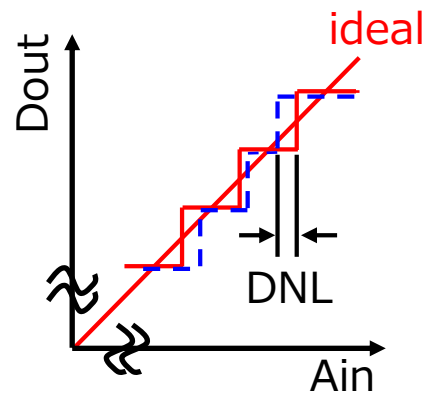
線形性テスト

積分非線形性
(INL)

微分非線形性
(DNL)



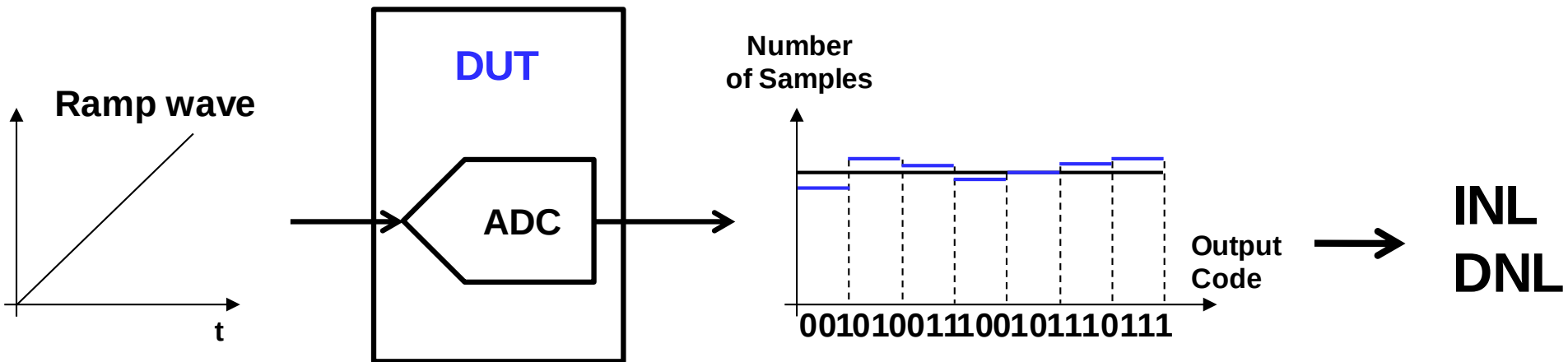
SoC内のADCでは
特に重要な試験項目



DNL : 実際のステップが理想的なステップからどの程度離れているか

INL : 理想的な直線に対する実際の入出力特性

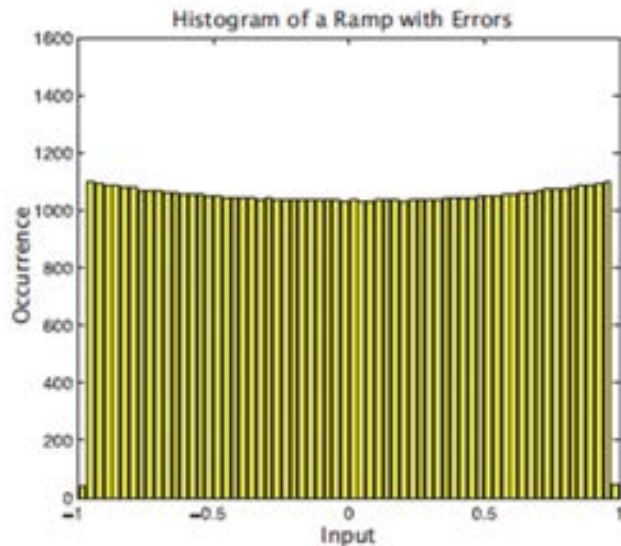
ランプ波ヒストグラム法



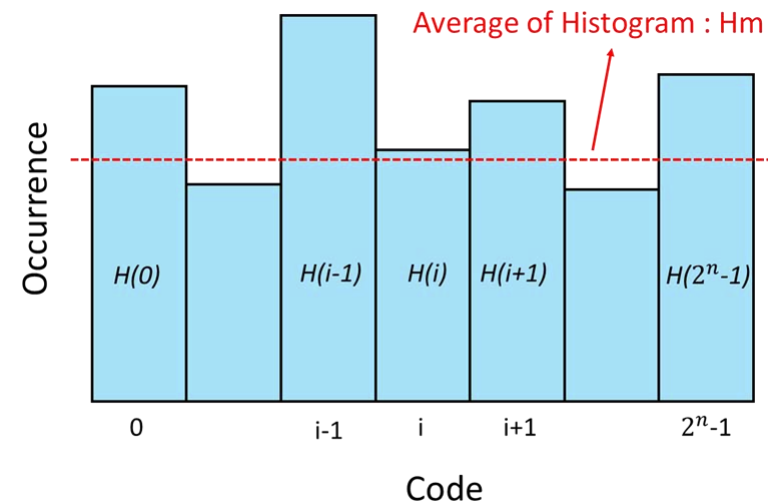
○ コード幅がヒストグラムに比例するため解析が容易

✕ 歪の無いランプ波を生成するのは困難

ランプ波ヒストグラム法DNL、INL計算



歪を考慮したヒストグラム例



コード幅がヒストグラムに比例

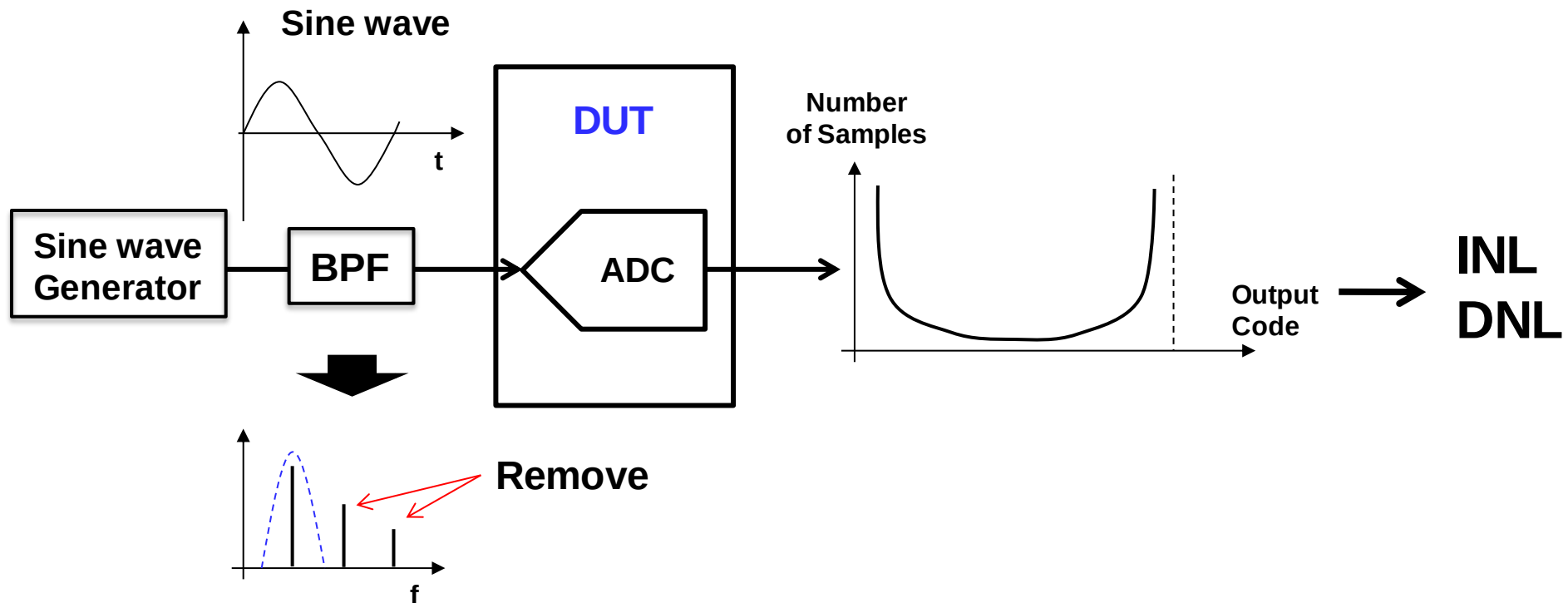


解析が容易

$$DNL(i) = \frac{H(i) - Hm}{Hm} \quad [\text{LSB}]$$

$$INL(i) = \sum_{i=1}^k DNL(i) \quad [\text{LSB}]$$

正弦波ヒストグラム法



- 歪の無い正弦波の生成はアナログフィルタにより容易
- △ コード幅がヒストグラムに比例しないため解析が複雑
- × コード中央付近のヒストグラムが不足する

OUTLINE

- 研究背景
- 線形性テスト
- マルチトーンテスト信号生成方法
- 微分非線形性・積分非線形性の導出
- シミュレーション結果
- まとめと今後の課題

SoC内ADC線形性テスト

➤ アナログ ミクスト シグナルSoC内ADCでは・・・

- ・入力フルレンジではなく、コードの中心付近を主に使用する
- ・正弦波ヒストグラム法は非効率

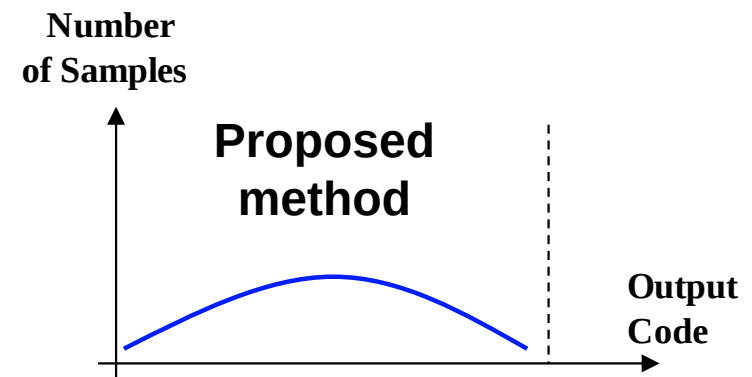
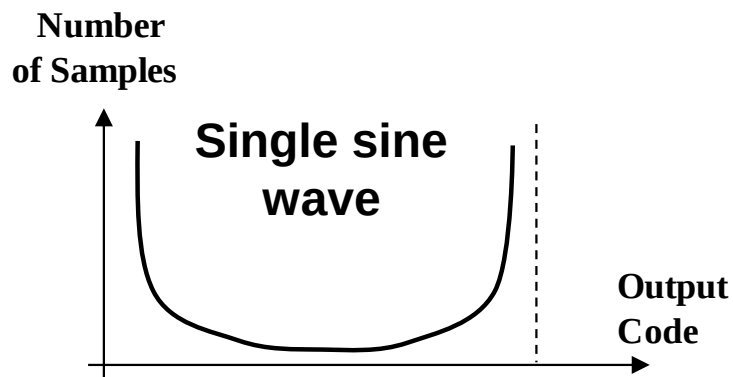


Number
of Samples

単一正弦波

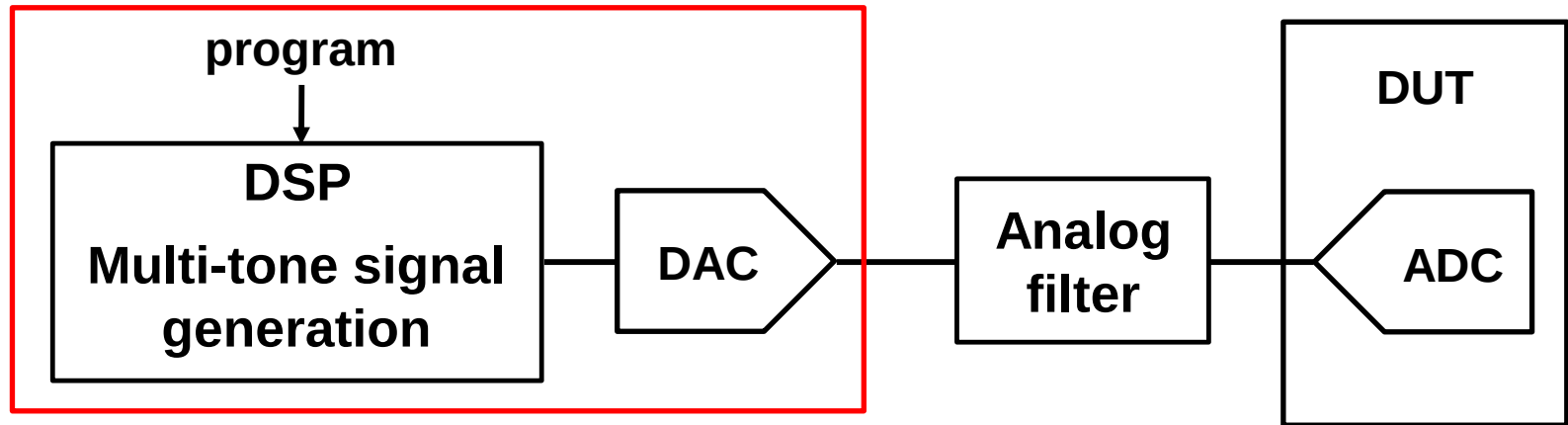
コードの中心付近にヒストグラムを集中させて高効率化

Output
Code



AWGによるテスト信号生成

AWG : Arbitrary Waveform Generator



DSP : マルチトーン信号をプログラム
アナログフィルタ : 高調波成分を除去



ヒストグラムをコードの中央に集中させる

マルチトーンテスト信号生成方法

- 三角波を複数正弦波で近似する式を参考

$$f(t) = \sum_{m=1}^N A_m W_m(t)$$

$$W_m(t) = \frac{\cos((2m-1)\omega t)}{(2m-1)^2} \quad m = 1, 2, \dots$$

各項の振幅 A_m 、足し合わせる項 W_m の選択

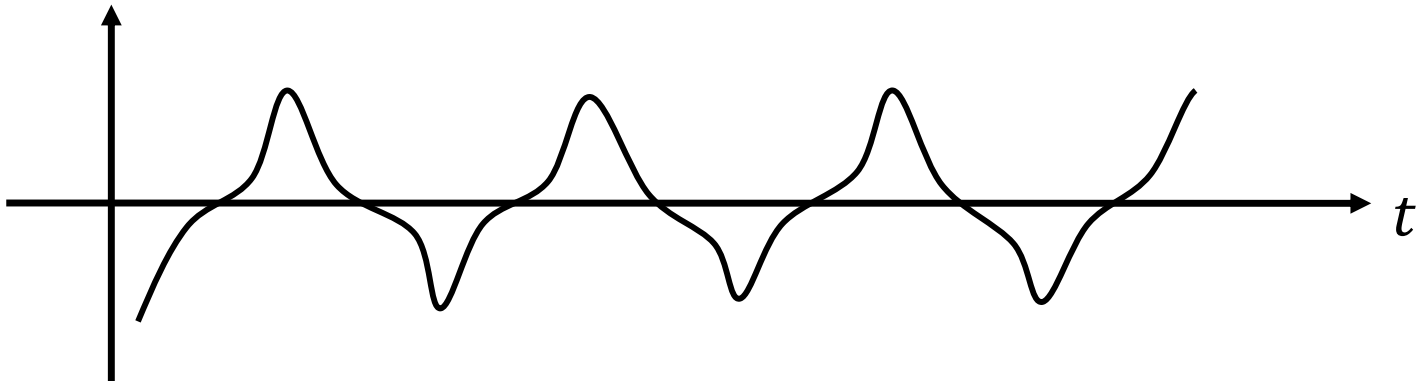


出力コードの中心付近のヒストグラムを増加

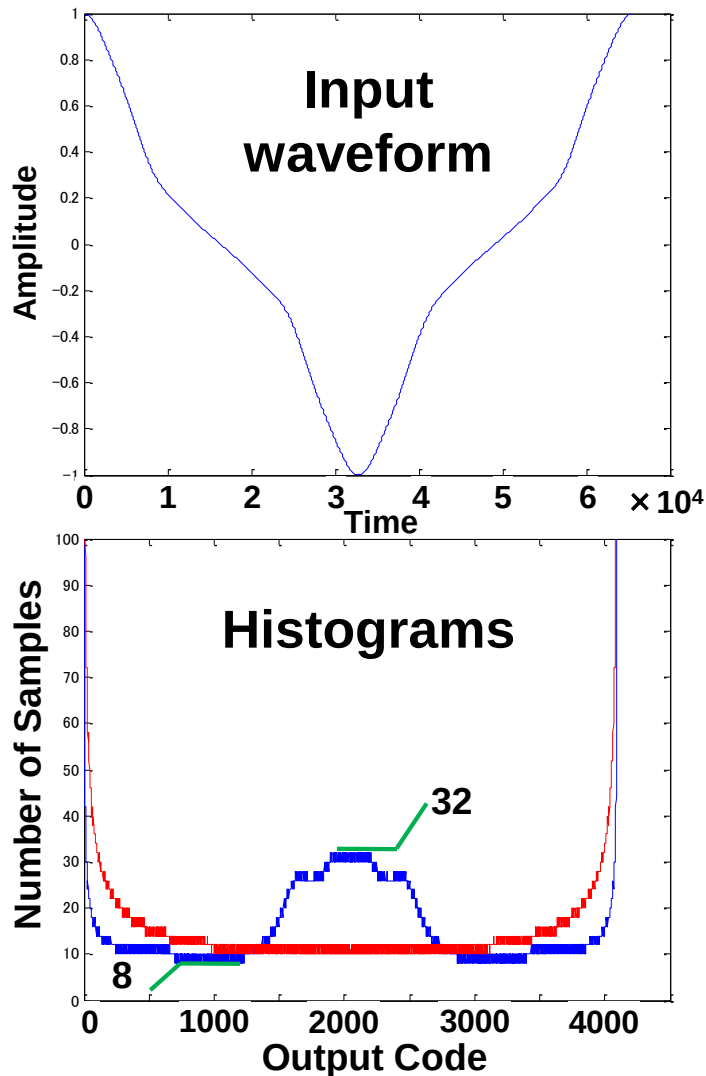


テスト時間の短縮
テスト品質の高品質化

マルチトーンテスト信号例



マルチトーンヒストグラム例



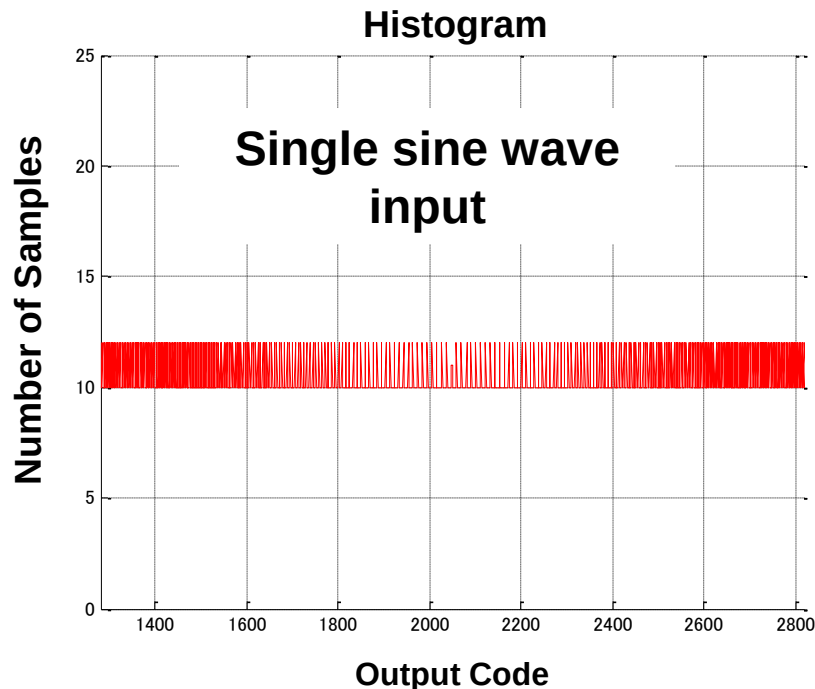
$$\left\{ \begin{array}{l} f(t) = \sum_{m=1}^N A_m W_m(t) \\ W_m(t) = \frac{\cos((2m-1)\omega t)}{(2m-1)^2} \quad m = 1, 2, \dots \end{array} \right.$$

$$f(t) = \frac{4}{\pi} (W_1 + 2.6 \cdot W_2 + 1.8 \cdot W_3 + 1.4 \cdot W_6 + 1.2 \cdot W_7)$$

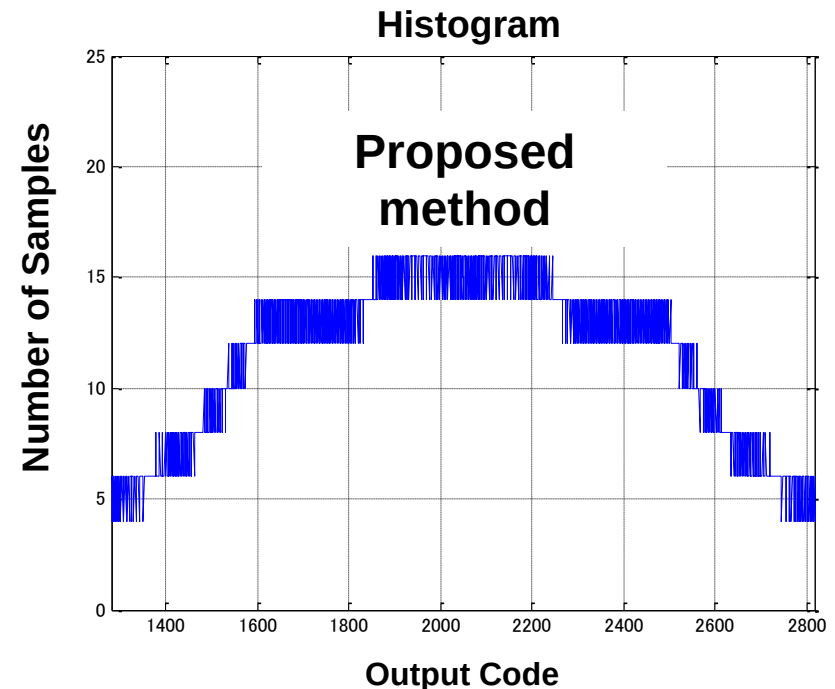
- コード中央部のヒストグラムが増加

ヒストグラム点数の削減

[条件] ADCの中央部は10点以上、両端付近は4点以上のサンプル



Total sampling points :
65536



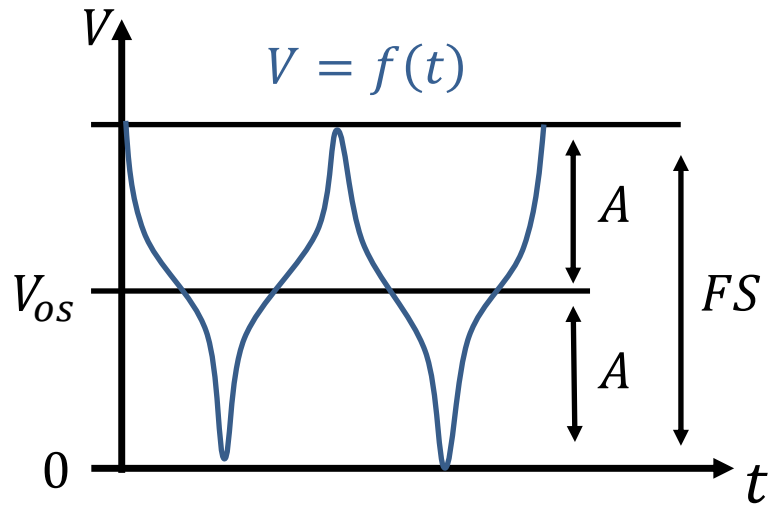
Total sampling points :
32768

ヒストグラム点数が約1/2に削減

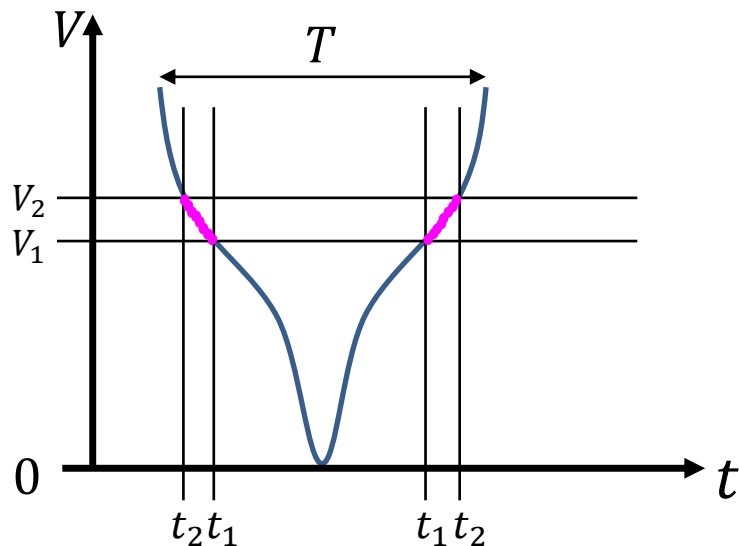
OUTLINE

- 研究背景
- 線形性テスト
- マルチトーンテスト信号生成方法
- 微分非線形性・積分非線形性の導出
- シミュレーション結果
- まとめと今後の課題

微小電圧間に入る確率の導出



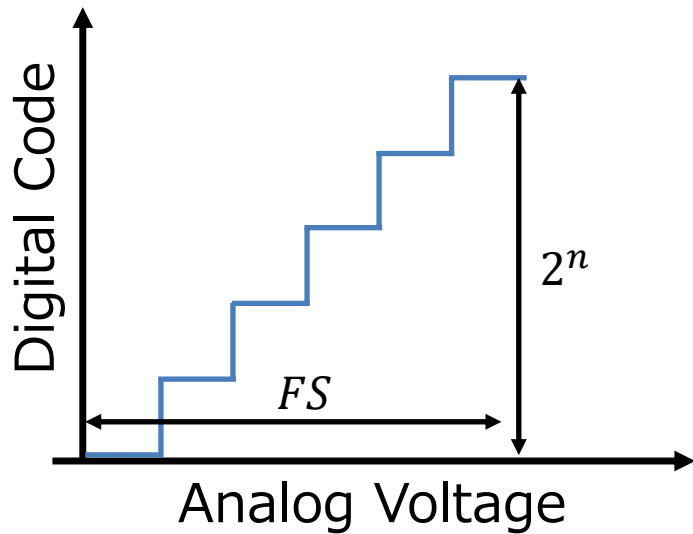
$f(t)$: 1周期に $f'(t) = 0$ となる点を
2つ持つ任意の周期関数



$V = f(t)$ が電圧 V_1 と V_2 の間にある確率 P は

$$P = \frac{2(t_2 - t_1)}{T} = \frac{2(f^{-1}(V_2) - f^{-1}(V_1))}{T}$$

累積確率密度から閾値 V_i を求める



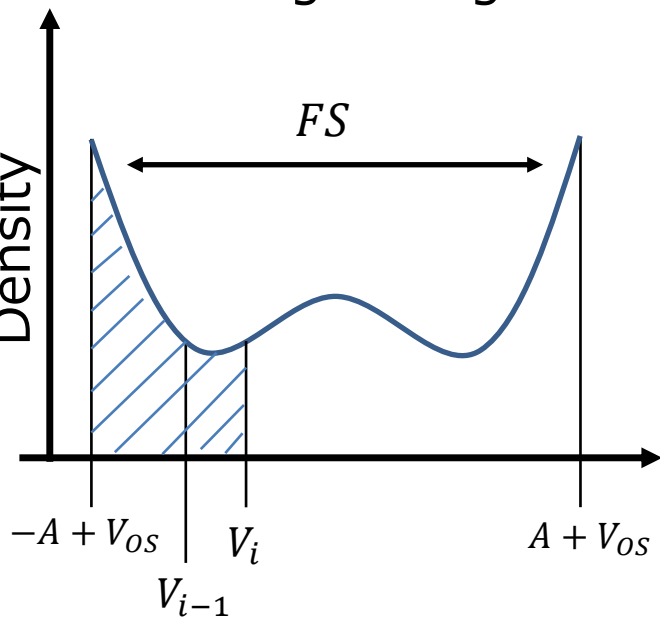
コード $i-1$ から コード i の確率密度 $P[i]$

$$P[i] = \frac{2(f^{-1}(V_i) - f^{-1}(V_{i-1}))}{T} \quad i = 0, 1, \dots, 2^n - 1$$

コード 0 から コード i までの累積確率密度 $PI[i]$

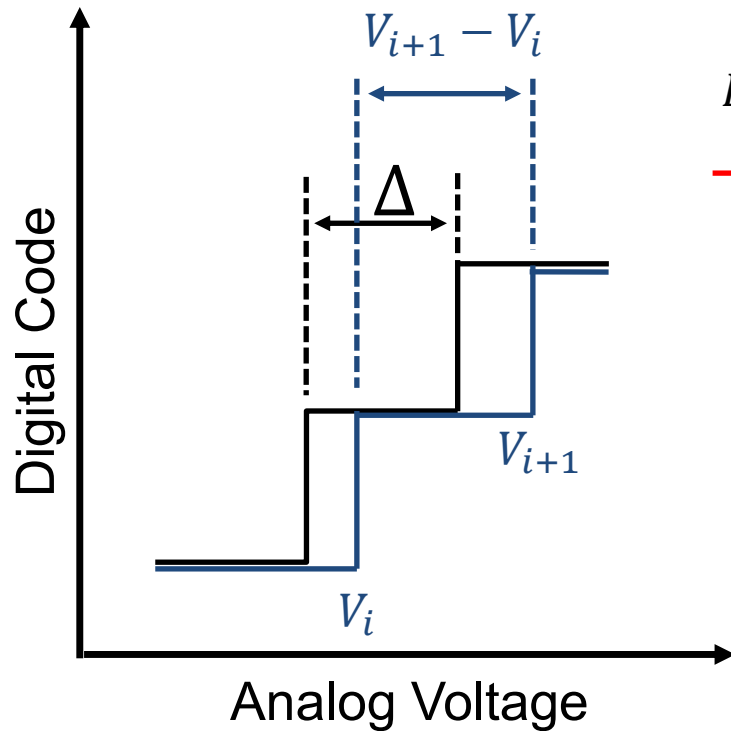
$$\begin{aligned} PI[i] &= \sum_{k=0}^i P[k] \\ &= \frac{2}{T} f^{-1}(V_i) \end{aligned}$$

$$\therefore V_i = f\left(\frac{T}{2} PI[i]\right)$$



※確率密度関数はヒストグラムのデータを正規化
 ※p.d.f.は取得データを任意の関数にフィッティング

累積確率密度からDNLを導く



Δ : 理想的なコード幅

$$\Delta = \frac{V_{2^n-2} - V_0}{2^n - 2}$$

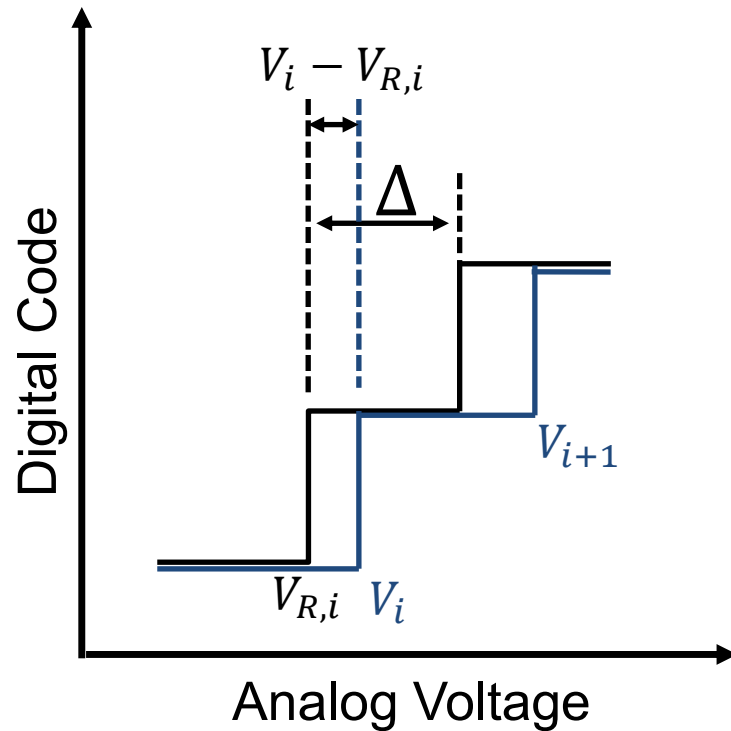
$$DNL[i] = \frac{V_{i+1} - V_i}{\Delta} - 1 \text{ [LSB]} \quad i = 0, 1, 2, \dots, 2^n - 2$$

$$= \frac{V_{i+1} - V_i}{\frac{V_{2^n-2} - V_0}{2^n - 2}} - 1$$

$$= (2^n - 2) \frac{V_{i+1} - V_i}{V_{2^n-2} - V_0} - 1$$

$$= (2^n - 2) \frac{f\left(\frac{T}{2} PI[i+1]\right) - f\left(\frac{T}{2} PI[i]\right)}{f\left(\frac{T}{2} PI[2^n-2]\right) - f\left(\frac{T}{2} PI[0]\right)} - 1$$

累積確率密度からINLを導く



$V_{R,i}$: 理想的な特性

$$V_{R,i} = V_{R,0} + \Delta \cdot i$$

$$INL[i] = \frac{V_i - V_{R,i}}{\Delta} [LSB] \quad i = 0, 1, 2, \dots, 2^n - 2$$

$$= \frac{V_i - (V_{R,0} + \Delta \cdot i)}{\Delta}$$

$$= \frac{V_i - (V_0 + \Delta \cdot i)}{\Delta}$$

$$= \frac{V_i - V_0}{\Delta} - i$$

$$= \frac{V_i - V_0}{\frac{V_{2^n-2} - V_0}{2^n - 2}} - i$$

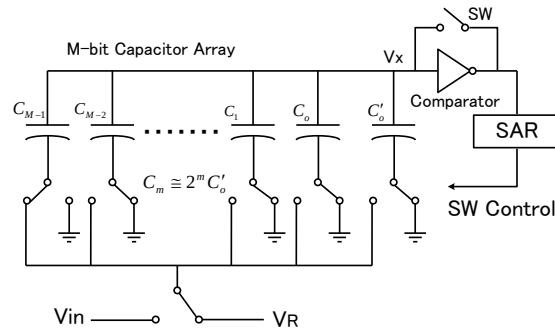
$$= (2^n - 2) \frac{f\left(\frac{T}{2} PI[i]\right) - f\left(\frac{T}{2} PI[0]\right)}{f\left(\frac{T}{2} PI[2^n - 2]\right) - f\left(\frac{T}{2} PI[0]\right)} - i$$

OUTLINE

- 研究背景
- 線形性テスト
- マルチトーンテスト信号生成方法
- 微分非線形性・積分非線形性の導出
- シミュレーション結果
- まとめと今後の課題

シミュレーションによる確認

マルチトーン
テスト信号



SAR型ADC

ヒストグラム

**非線形性評価
(DNL&INL)**

[条件]

- シミュレーションソフト：MATLAB
- ADC方式：SAR型ADC
- 分解能：6-bit , 64-level
- フルレンジ：0 – 8.0V
- 入力テスト信号：

$$f(t) = A(W_1 + 2.6 \cdot W_2 + 1.8 \cdot W_3 + 1.4 \cdot W_6 + 1.2 \cdot W_7) + V_{OS}$$

$$A = 2.90V$$

$$V_{OS} = 4.0V$$

- 1LSB = 0.125V

$$f(t) = \sum_{m=1}^N A_m W_m(t)$$

$$W_m(t) = \frac{\cos((2m-1)\omega t)}{(2m-1)^2}$$

- ADCの非線形モデル(SAR型ADC)

$$\text{Dummy} = \text{LSB};$$

$$\text{Weight 1} = \text{LSB} - 0.01;$$

$$\text{Weight 2} = 2 * \text{LSB} - 0.01;$$

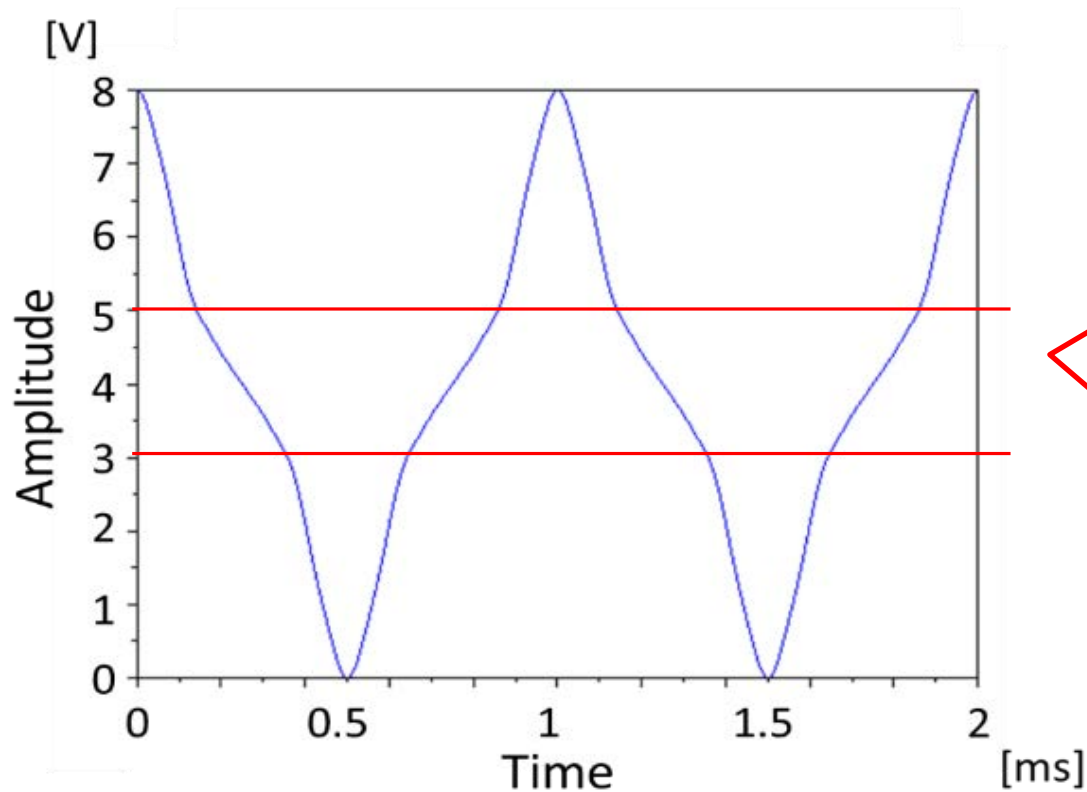
$$\text{Weight 4} = 4 * \text{LSB} - 0.01;$$

$$\text{Weight 8} = 8 * \text{LSB} - 0.01;$$

$$\text{Weight 16} = 16 * \text{LSB} - 0.01;$$

$$\text{Weight 32} = 32 * \text{LSB} + 0.05;$$

マルチトーンテスト信号



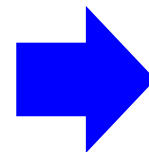
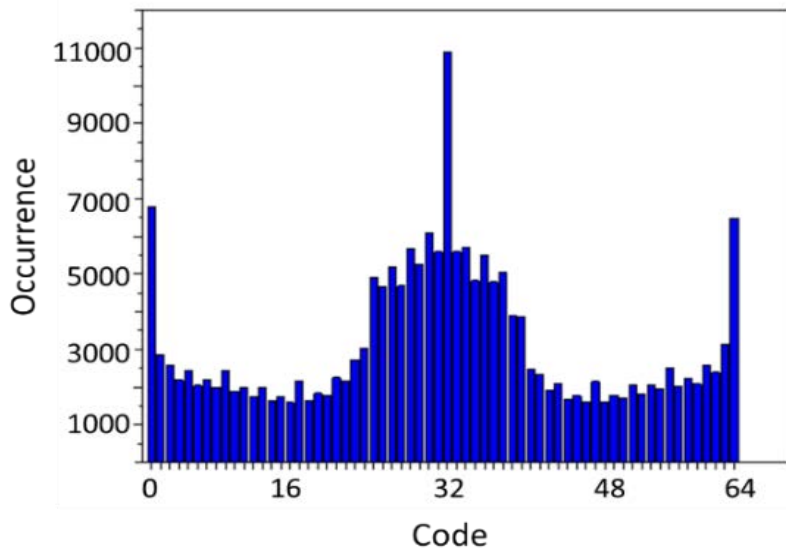
入力マルチトーンテスト信号

コード中央の傾きが緩やか

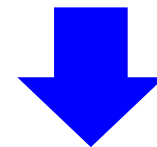
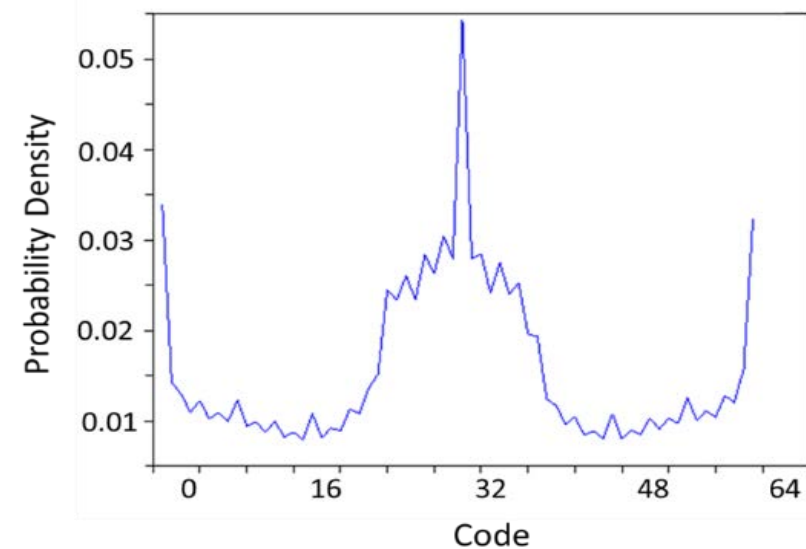


コード中央のヒストグラムが増加

ヒストグラムの解析



正規化



中央部にヒストグラムが集中

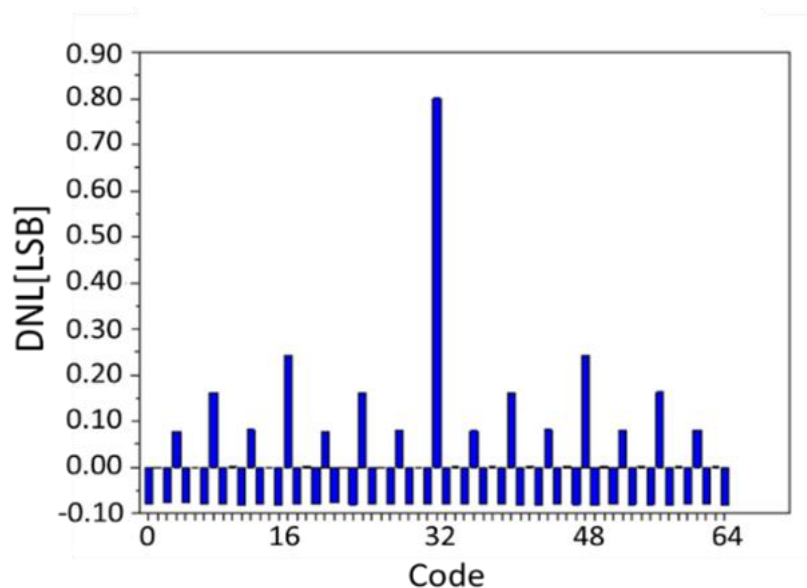


単一正弦波と比べ無駄な点数を取らなくて済む

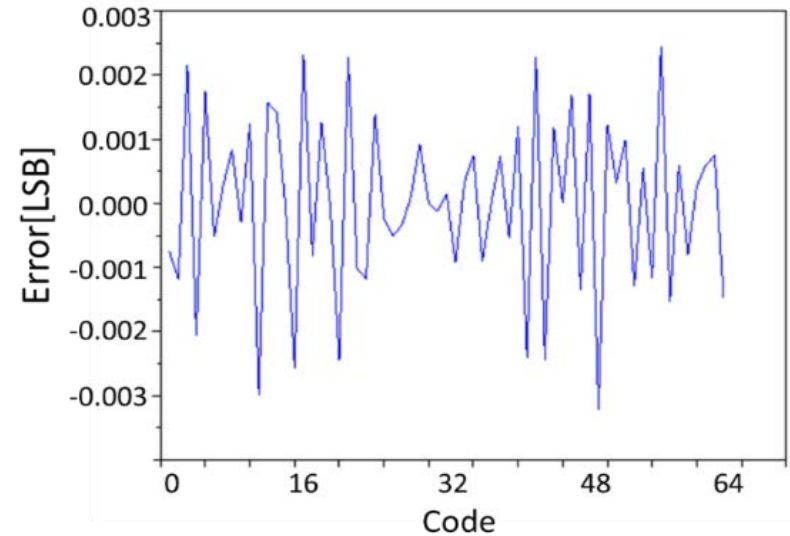
確率密度 P を積分し

累積確率密度 PI を計算

DNLの計算結果・評価



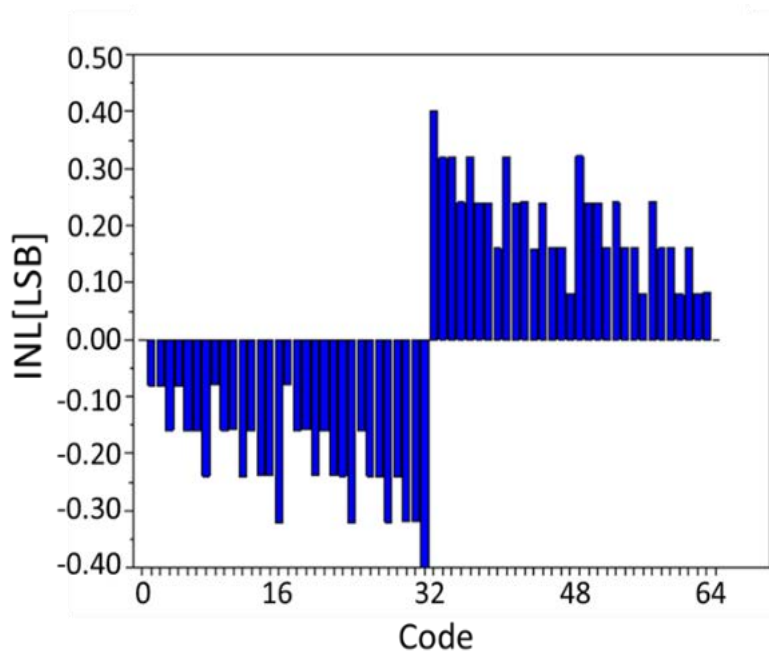
算出されたDNL



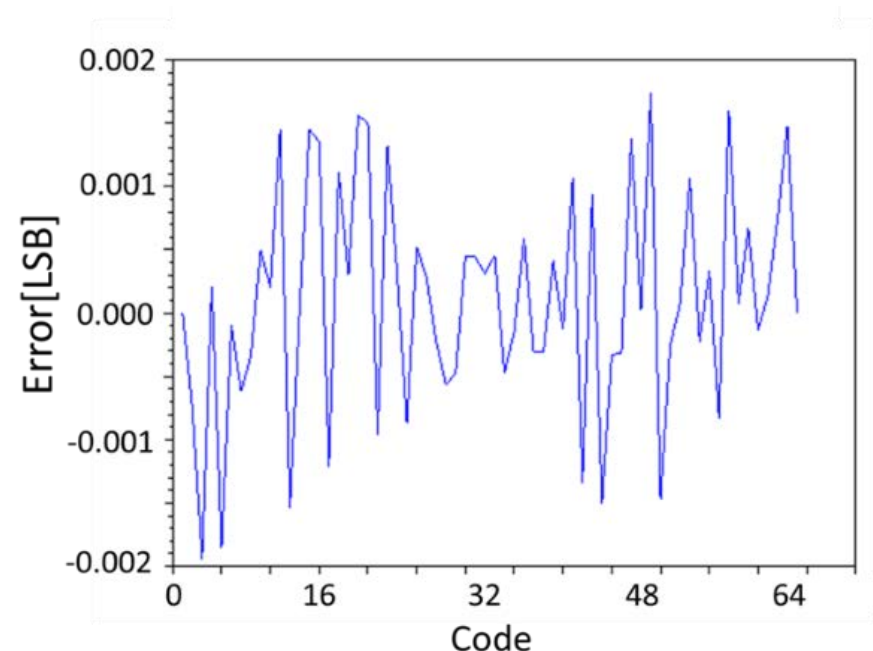
算出されたDNLの誤差

理想的なDNLと比較し、誤差は極めて微小
(± 0.002 LSB)

INLの計算結果・評価



算出されたINL



算出されたINLの誤差

理想的なINLと比較し、誤差は極めて微小
(± 0.0018 LSB)

OUTLINE

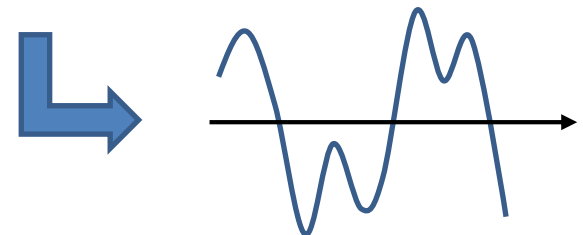
- 研究背景
- 線形性テスト
- マルチトーンテスト信号生成方法
- 微分非線形性・積分非線形性の導出
- シミュレーション結果
- まとめと今後の課題

まとめ

- マルチトーンテスト信号でコード中央部の点数を増加
⇒テスト時間の短縮が期待
- マルチトーンテスト信号からDNL、INLを算出
⇒解析的に解けない入力信号でも数値的に算出可能
- AWGとアナログフィルタによる簡素な実装方法

今後の課題

- どのような信号を入力すれば、どのようなヒストグラムを得られるかという定量的にヒストグラムを制御するための解析
- マルチトーンを入力する際に発生すると考えられる相互変調歪を考慮したシミュレーションと、その解決策の提案
- 他の方式との測定精度の定量的な比較
- 1周期に $f'(t) = 0$ (傾きが0)を2つ以上持つ周期関数 $V = f(t)$ をADCに入力した場合のDNL、INLの導出アルゴリズムの開発



Q&A(1)

Q1 どの程度コストカット出来ると見積もっているか。

A1 テストコストは半導体試験装置の値段だけではなく、テスト時間に大きく依存することになる。テスト時間が短縮出来ればその分テストコストが削減可能。シミュレーション結果的にはサンプル数を約半分に出来たのでテスト時間も半分とまではいかないにしても大きく削減可能と見込んでいる。

Q&A(2)

Q2 マルチトーンの端のとがっている部分は精度が落ちないか

A2 落ちる可能性があるので実際にはADCのフルレンジよりも若干オーバーロードして端を捨て去るのが一般的であるが今回のシミュレーションではしていない。

Q3 マルチトーンの中央部をもっと緩やかにすればもっと時間短縮できるのか

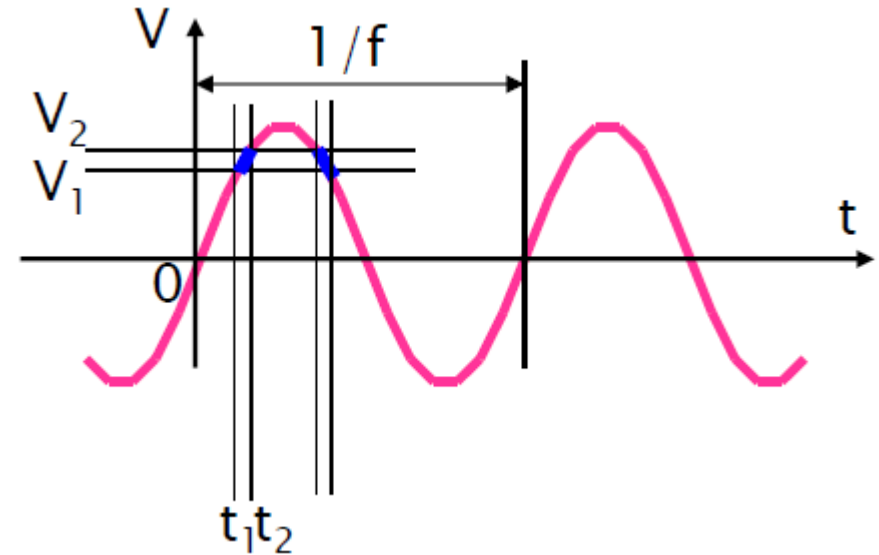
A3 要求仕様によります。所望のヒストグラムを得るために、どのような信号を入力すべきかという解析には至っていないので要求仕様に柔軟に対応できるように今後改良したい。

付録

sin波 確率密度

sin波が電圧 V_1 と V_2 に入る確率 P は

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{2(t_2 - t_1)}{T} \\
 &= \frac{2}{T} \left[\frac{1}{\omega} \left\{ \sin^{-1} \frac{V_2 - V_{OS}}{A} \right\} - \frac{1}{\omega} \left\{ \sin^{-1} \frac{V_1 - V_{OS}}{A} \right\} \right] \\
 &= \frac{2}{\omega T} \left[\left\{ \sin^{-1} \frac{V_2 - V_{OS}}{A} \right\} - \left\{ \sin^{-1} \frac{V_1 - V_{OS}}{A} \right\} \right]
 \end{aligned}$$



※ t_1, t_2 は前ページ参照

と表される。これより、累積確率密度PIを計算する。

$$PI = \sum_{k=0}^i P[k] \quad i = 1, 2, 3, \dots$$

※DNL, INLを計算する上でPIが必要

sin波 ヒストグラム概形

単純な

$$V(t) = A \sin \omega t + V_{os}$$

の場合、

$$t = \frac{1}{\omega} \left\{ \sin^{-1} \frac{V(t) - V_{os}}{A} \right\}$$

となり、簡単に解ける。

この解は後の確率密度を計算する上で必要。

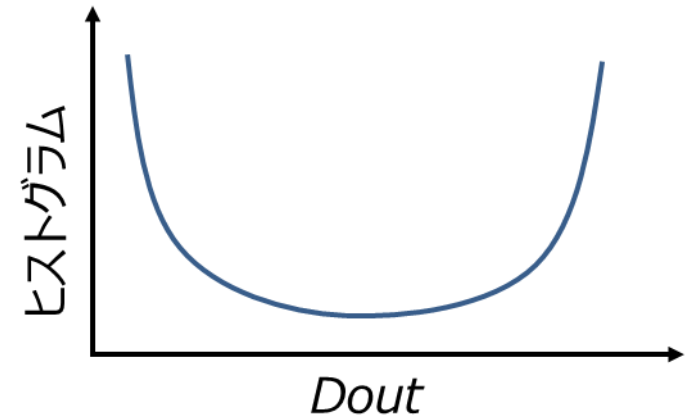
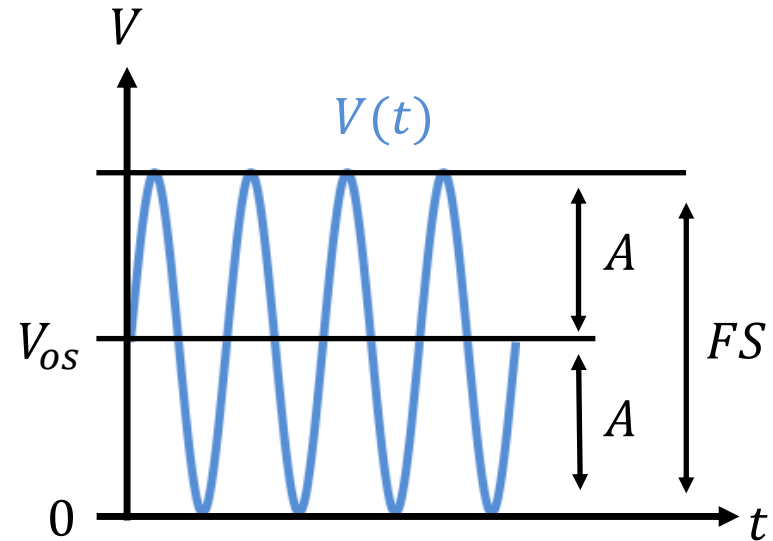
また、ヒストグラムの概形は

$$\frac{dV}{dt} = A\omega \cos \omega t$$

なので、

$$\begin{aligned} \frac{dt}{dV} &= 1/A\omega \cos \omega t \\ &= 1/\omega \sqrt{A^2 - V^2} \end{aligned}$$

となる。



マルチトーン入力 ADC ヒストグラム法での線形性試験

小澤祐喜 桑名杏奈 浅見幸司 小林春夫

群馬大学 理工学府電子情報部門 〒376-8515 群馬県桐生市天神町 1-5-1

ADC Linearity Testing Using Multi-tone Input Histogram Method

Yuki Ozawa Anna Kuwana Koji Asami Haruo Kobayashi

Division of Electronics and Informatics, Graduate School of Science and Technology, Gunma University,
1-5-1 Tenjin-cho, Kiryu 376-8515, Japan

Abstract This paper describes a high efficiency ADC histogram testing technique algorithm with a program controlled periodic function as its input. For the ADC linearity testing, the histogram method is widely used with a ramp input or a sinusoidal input. This paper reports a generalized histogram testing method with a multi-tone input signal or an arbitrary periodic signal, and shows an algorithm to obtain DNL and INL from its histogram data.

キーワード：ADC、ヒストグラム、周期関数、半導体試験、微分非線形性、積分非線形性
(Analog-to-Digital Converter, Histogram, Periodic Function, Semiconducotr Test, DNL, INL)

1.はじめに

近年では半導体の価格は下がる一方であるが、特にアナログ回路部のテストコストは工夫をしなければ増加傾向にある。また、人命に直結する車載システムへの採用も急速に増加しているためテスト品質の要求も高くなっている。センサー等のアナログ信号をデジタル信号に変換するアナログ/デジタル変換回路 (ADC :Analog-to-Digital Converter)は、アナログ/ミクストシグナル SoC の主要構成回路であるので特に ADC のテストコストの削減とテスト品質の向上は重要である[1]。

ADC 線形性テストではヒストグラム法が広く用いられている。ランプ波を入力するとヒストグラムデータの解析が容易であるが、線形性の良いランプ波の生成が難しく、14 ビット分解能程度までの ADC に制限される。そこで高純度正弦波入力が高分解能 ADC に対して用いられるが、正弦波ヒストグラム法は出現確率が両端に集中してしまうため非効率であった。そこでこれを改善するため、複数の正弦波を合成することで、特定のコードにヒストグラムを集中させる手法[1]を提案した。しかしこのヒストグラムデータから DNL や INL を算出するアルゴリズムは導出していない。

そこでこの論文では、正弦波ヒストグラム法を一般化・拡張し、非正弦波の周期関数でも DNL や INL を求めることが出来るアルゴリズムを導出したので報告する。周期関数を制御することで特定コードにヒストグラムを集中させ、高効率なヒストグラム法を実現する。

2.ヒストグラム法の種類

ランプ波ヒストグラム法は、理想的にはヒストグラムが均一となり、ヒストグラムの高さは ADC のコード幅に比例

するため DNL と INL の導出式は非常に単純である。しかし、純粋なランプ波の生成は非常に難しい[2]。

対して低歪の純粋な正弦波は水晶フィルタによって生成が容易である[2]。しかしコードの両端にヒストグラムが集中し非効率である。またヒストグラムがランプ波法のように均一でないためヒストグラムデータから DNL や INL の導出アルゴリズムは複雑である[3]。

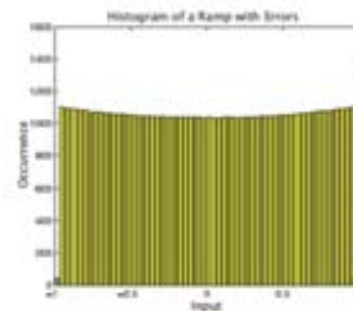


図1 ランプ波法のヒストグラム例
Fig.1. Example of ramp wave histogram

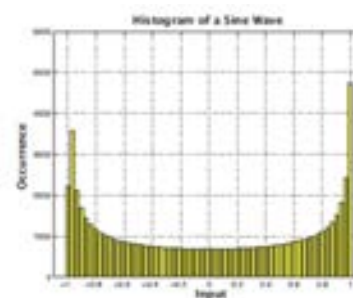


図2 正弦波法のヒストグラム例
Fig.2. Example of sine wave histogram

3.DNL と INL の計算アルゴリズム

以下に正弦波ヒストグラム法のアルゴリズムを一般化し、正弦波以外の周期関数であっても DNL や INL を導出できるアルゴリズムを提案する。このアルゴリズムによって、従来のような正弦波による非効率なヒストグラム法によるテストを、非正弦波による効率的なヒストグラム法に改善し、テスト時間の短縮およびテストコストの低減が可能になる。

図 3 に示すような 1 周期に $f'(t) = 0$ (傾きが 0) となる点を 2 つ持つような周期関数 $V = f(t)$ を ADC に入力する。この周期関数が電圧 V_1 と V_2 の間にある確率は、図 4 に示すように電圧 V_1 と V_2 に対応する時間が 1 周期の間に 2 か所あることを考えると次のようになる。

$$P = \frac{2(t_2 - t_1)}{T} = \frac{2(f^{-1}(V_2) - f^{-1}(V_1))}{T} \quad (1)$$

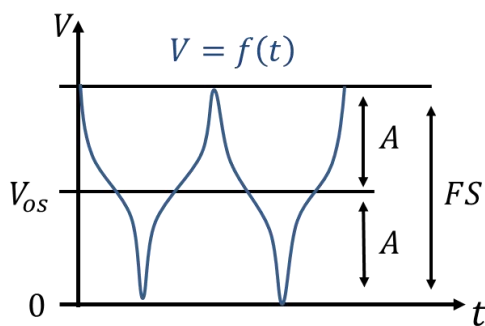


図 3 ADC に入力する周期関数

Fig. 3. Input signal to ADC

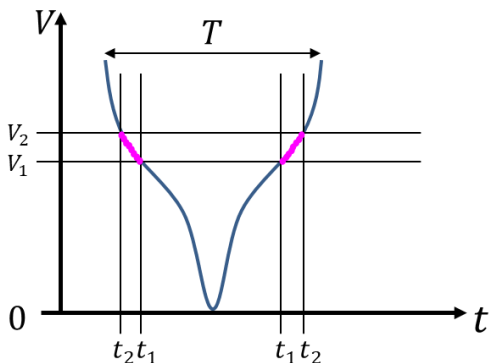


図 4 周期関数における微小電圧間に対応する微小時間

Fig. 4. A minute time corresponding to a minute voltage in the periodic function

次に、式(1)の結果から ADC のコード $i-1$ から i までの確率密度 $P[i]$ を求めると、式(2)のように求まる。この結果から累積確率密度 PI を定義(式(3))に従い求めると、式(4)のようになり、ADC の各コード電圧閾値 V_i について解いた結果が式 5 である。

これらの概念図である図 5 に示す確率密度関数は測定結果のヒストグラムを規格化して得られるものである。式(5)は ADC に入力する周期関数を解析的に解くことが不可能

であっても、測定して得られたヒストグラムを規格化、積分して求められる累積確率密度 PI を周期関数の式に代入することで数値的に解くことが出来ることを意味する。

$$P[i] = \frac{2(f^{-1}(V_i) - f^{-1}(V_{i-1}))}{T} \quad i = 0, 1, \dots, 2^n - 1 \quad (2)$$

$$PI[i] = \sum_{k=0}^i P[k] \quad (3)$$

$$= \frac{2}{T} f^{-1}(V_i) \quad (4)$$

$$V_i = f\left(\frac{T}{2} PI[i]\right) \quad (5)$$

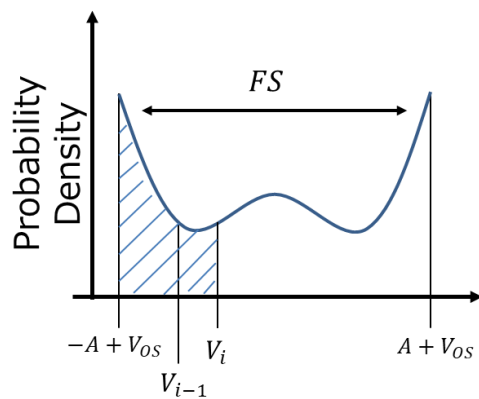


図 5 確率密度関数と電圧閾値

Fig. 5. Probability density function and voltage threshold

次に DNL を図 6 に示す定義に従い求める。DNL の定義(式(6))から計算した結果を式(7)に示す。同様に、図 7 に示す定義に従い DNL を求める。DNL の定義(式(9))から計算した結果を式(10)に示す。ただし、式(11)に示す $V_{R,i}$ はコード i の ADC が理想的な場合の電圧閾値（理論値）を表す。

$$DNL[i] = \frac{V_{i+1} - V_i}{\Delta} - 1 \text{ [LSB]} \quad i = 0, 1, 2, \dots, 2^n - 2 \quad (6)$$

$$= (2^n - 2) \frac{f\left(\frac{T}{2} PI[i+1]\right) - f\left(\frac{T}{2} PI[i]\right)}{f\left(\frac{T}{2} PI[2^n - 2]\right) - f\left(\frac{T}{2} PI[0]\right)} - 1 \quad (7)$$

$$\Delta = \frac{V_{2^n - 2} - V_0}{2^n - 2} \quad (8)$$

$$INL[i] = \frac{V_i - V_{R,i}}{\Delta} \text{ [LSB]} \quad i = 0, 1, 2, \dots, 2^n - 1 \quad (9)$$

$$= (2^n - 2) \frac{f\left(\frac{T}{2} PI[i]\right) - f\left(\frac{T}{2} PI[0]\right)}{f\left(\frac{T}{2} PI[2^n - 2]\right) - f\left(\frac{T}{2} PI[0]\right)} - i \quad (10)$$

$$V_{R,i} = V_{R,0} + \Delta \cdot i \quad (11)$$

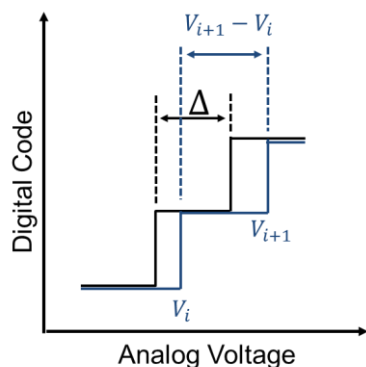


図 6 DNL の定義

Fig.6. Definition of DNL

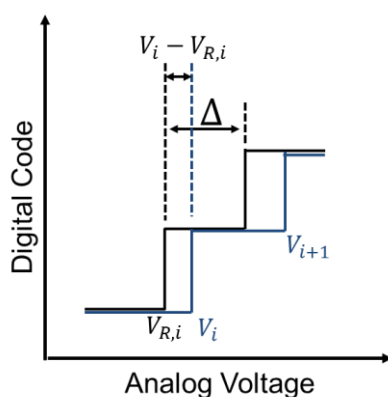


図 7 INL の定義

Fig.7. Definition of INL

4.周期関数による効率的ヒストグラム法の検証

高効率なヒストグラムテストを可能とするテスト信号を生成するためのアルゴリズムについて記す。まず、式(12)、式(13)のようにして三角波を複数の正弦波で表現する。特定のコードの出現確率を上げるため、調節された係数 A_m を持つ項 $W_m(t)$ を任意に選択する[1]。式(12)の N は任意の項数である。

$$f(t) = \sum_{m=1}^N A_m W_m(t) \quad (12)$$

$$W_m(t) = \frac{\cos((2m-1)\omega t)}{(2m-1)^2} \quad (13)$$

以上の非正弦波の周期関数を用いて非線形な ADC の DNL と INL をシミュレーションによって検証した。条件を下記に記す。

- シミュレーションソフト : MATLAB
- ADC 方式 : SAR 型 ADC
- 分解能 : 6-bit , 64-level
- フルレンジ : 0 - 8.0V

- 入力周期関数 : $f(t) = A(W_1 + 2.6 \cdot W_2 + 1.8 \cdot W_3 + 1.4 \cdot W_6 + 1.2 \cdot W_7) + V_{OS}$

$$A=2.90V$$

$$V_{OS}=4.0V$$

- 1LSB = 0.125V

- ADC の非線形モデル(SAR 型 ADC)

$$\text{Dummy}=1\text{LSB};$$

$$\text{Weight } 1=1\text{LSB}-0.01;$$

$$\text{Weight } 2=2*1\text{LSB}-0.01;$$

$$\text{Weight } 4=4*1\text{LSB}-0.01;$$

$$\text{Weight } 8=8*1\text{LSB}-0.01;$$

$$\text{Weight } 16=16*1\text{LSB}-0.01;$$

$$\text{Weight } 32=32*1\text{LSB}+0.05;$$

上記のシミュレーション条件と仮定した場合、ADC に入力する周期関数を図 8 に示す。非線形な ADC の出力のヒストグラムを取得した結果を図 9 に示す。

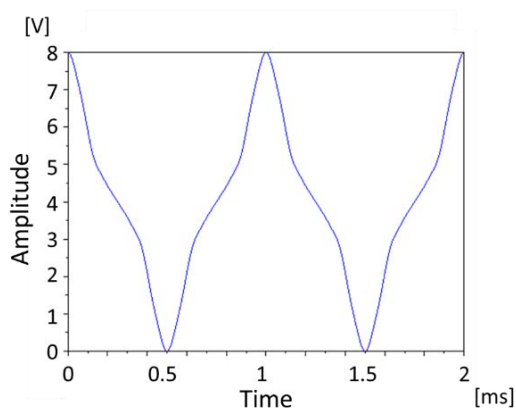


図 8 ADC に入力する周期関数 (シミュレーション)

Fig. 8. Input signal to ADC (Simulation)

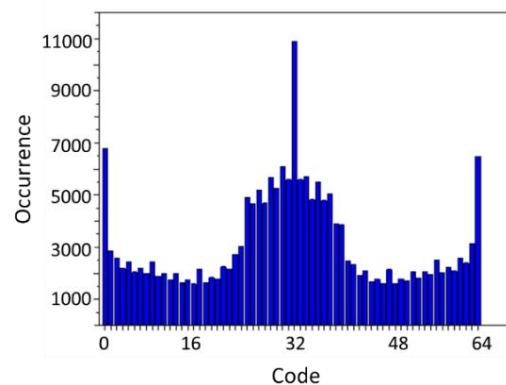


図 9 ヒストグラム

Fig.9. Histogram

図 9 を規格化し、確率密度関数に変換した結果が図 10 である。この面積を積分することで累積確率密度 PI を得ることが出来る。

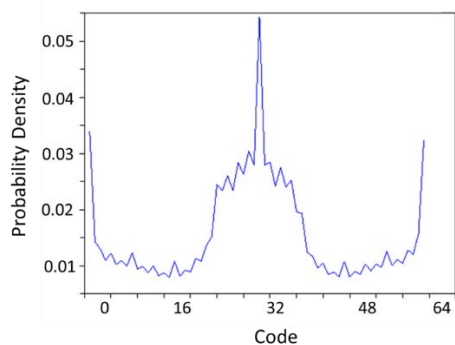


図 10 ヒストグラムから算出した確率密度関数

Fig. 10. Probability density function derived by the histogram

累積確率密度より、DNLを求めた結果が図 11 に示す。図 11 の結果を DNL の理論値と比較して得られた誤差を図 12 に示す。結果として、 $\pm 0.002\text{LSB}$ 程度の誤差が認められたが量子化誤差に比べ非常に小さな値であり DNL が有効に求められることが確認出来た。

同様に累積確率密度から INL を求めた結果が図 13 である。図 13 の結果を INL の理論値と比較して誤差がどの程度認められるか観察した(図 14)。結果として、 $\pm 0.0018\text{LSB}$ 程度の誤差が認められたが量子化誤差に比べ非常に小さな値であり INL が有効に求められることが確認出来た。

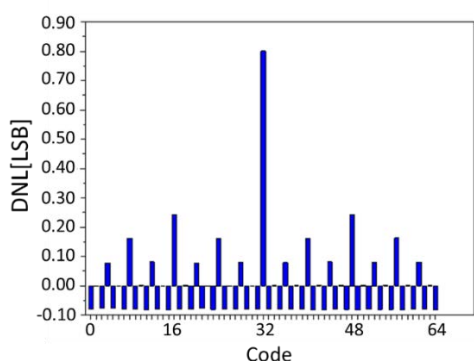


図 11 DNL の計算結果

Fig. 11. DNL simulation result

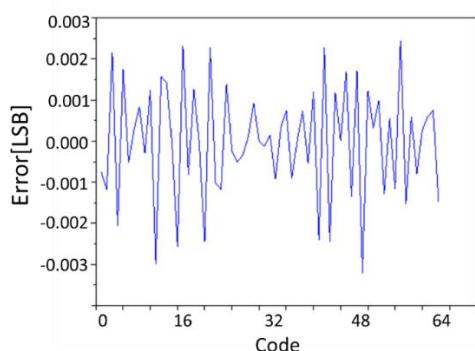


図 12 DNL の誤差評価

Fig.12. Error evaluation of DNL

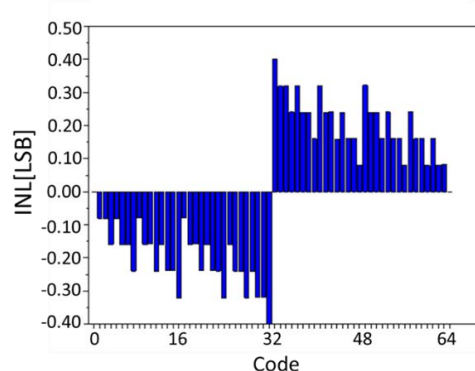


図 13 INL の計算結果

Fig.13. INL simulation result

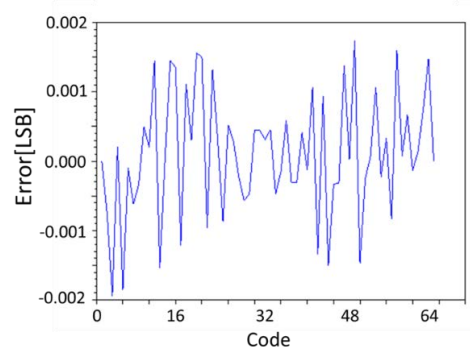


図 14 INL の誤差評価

Fig.14. Error evaluation of INL

以上のシミュレーション結果より、非正弦波の周期関数から有効に DNL と INL が導出出来ることが確認出来た。周期関数を所望のコードでヒストグラムを集中させるように調節することで無駄なサンプル数を削減し、テスト時間の短縮、テストコストの低減に寄与出来ると考えられる。

5.まとめ

本論文では特定コードに集中してヒストグラムを得られる周期関数を用いて ADC の DNL と INL を算出するアルゴリズムを提案した。従来の正弦波では中央部のヒストグラムが不足することでテスト時間の長期化を引き起こしていたが、提案手法はヒストグラムを中央部に集中させることで無駄な点数を取る必要を少なくしテスト時間の短縮が期待される。

有意義な議論を賜りました大河原秀雄氏、ローム(株)の皆様へ感謝します。

参考文献

- [1] S. Uemori, et al., "ADC Linearity Test Signal Generation Algorithm" IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Kuala Lumpur, Malaysia (Dec. 2010)
- [2] F. Maloberti (2007) "Data Converter" Dordrecht, The Netherlands, Springer, P409-416
- [3] H.-W. Ting, et. al., "A Histogram-Based Testing Method for Estimating A/D Converter Performance", IEEE Trans. I&M (Feb. 2008).

Stochastic TDC Architecture with Self-Calibration

S. Ito, S. Nishimura, H. Kobayashi, S. Uemori,
Y. Tan, N. Takai, T. J. Yamaguchi, K. Niitsu

Gunma University, Japan

Supported by STARC

Outline

- Introduction
- Time to Digital Converter (TDC)
- Encoder Circuit
- Self-Calibration
- Stochastic TDC Structure
- Self-Testing Function
- Conclusions

Outline

- **Introduction**
- Time to Digital Converter (TDC)
- Encoder Circuit
- Self-Calibration
- Stochastic TDC Structure
- Self-Testing Function
- Conclusions

Introduction

**“Fine time resolution” and “high linearity”
TDC (Time to Digital Converter) is
essential for jitter BIST & ADPLLs**



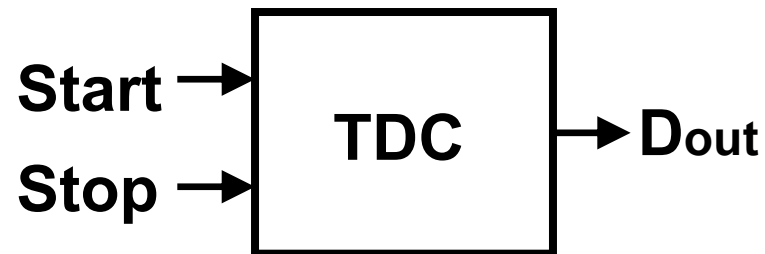
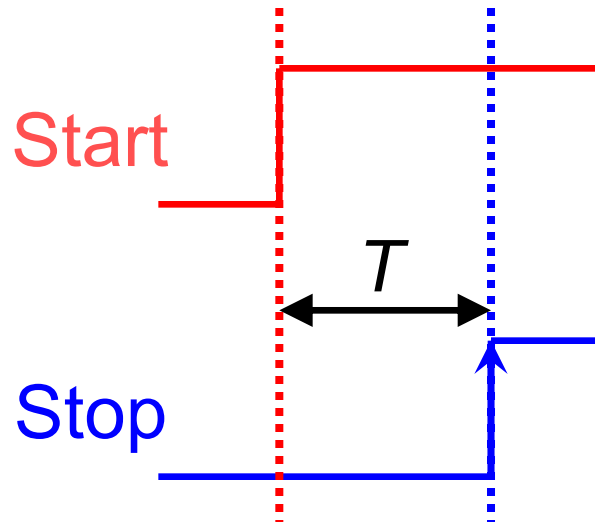
- High linearity TDC
→ Self-Calibration circuit
- Fine time resolution TDC
→ Stochastic architecture
- High reliability TDC
→ Self-testing capability

Outline

- Introduction
- **Time to Digital Converter (TDC)**
- Encoder Circuit
- Self-Calibration
- Stochastic TDC Structure
- Self-Testing Function
- Conclusions

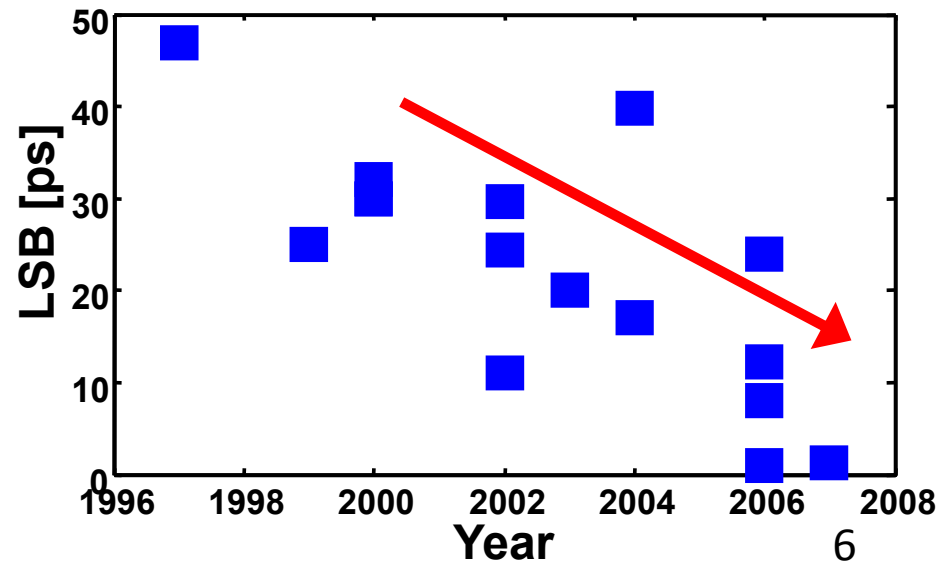
Time to Digital Converter (TDC)

● time interval → Measurement → Digital value

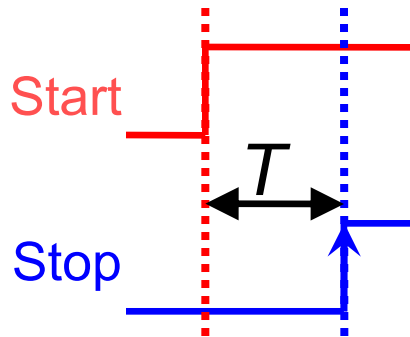


- Key component of Time-domain analog circuit
- Higher resolution can be obtained with scaled CMOS

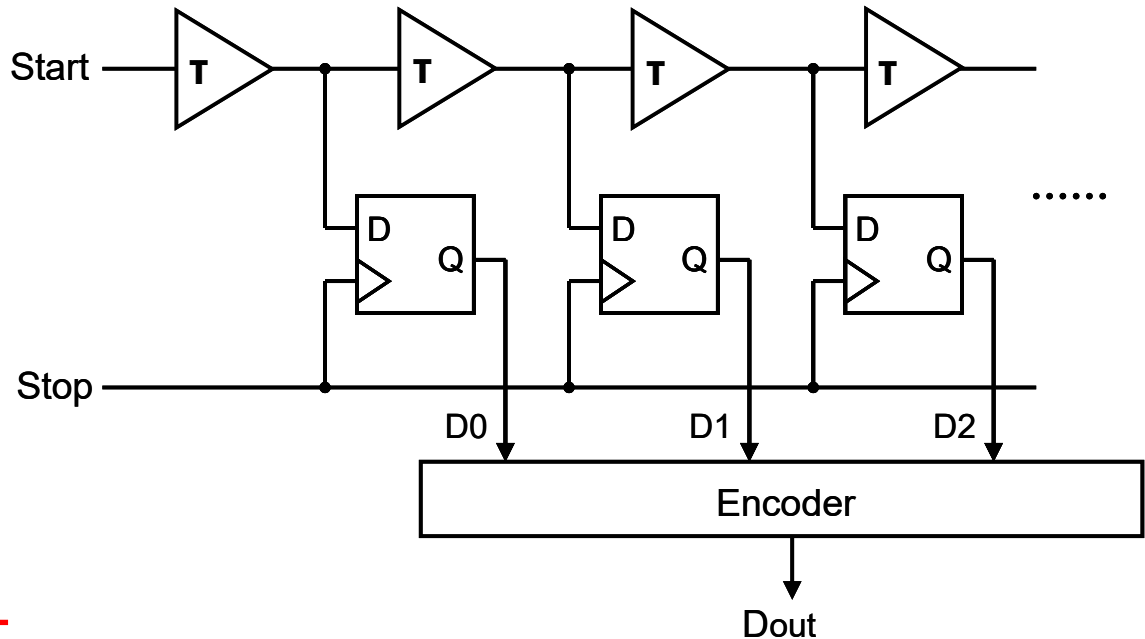
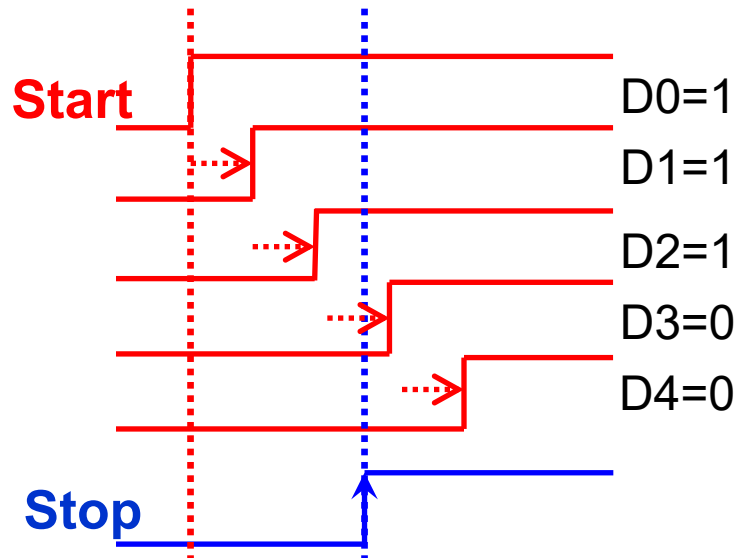
Higher resolution with CMOS scaling



Time to Digital Converter (TDC)



Timing chart



Encoder

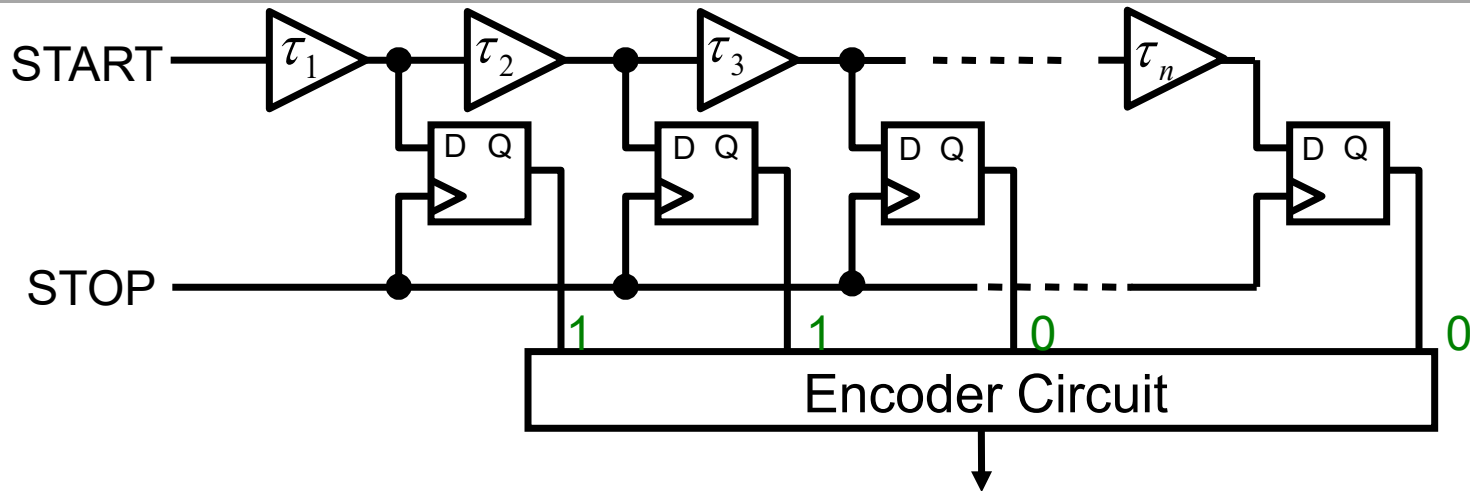
Thermometer code

binary code

Outline

- Introduction
- Time to Digital Converter (TDC)
- **Encoder Circuit**
- Self-Calibration
- Stochastic TDC Structure
- Self-Testing Function
- Conclusions

Encoder Circuit



DFF outputs Dout

0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0

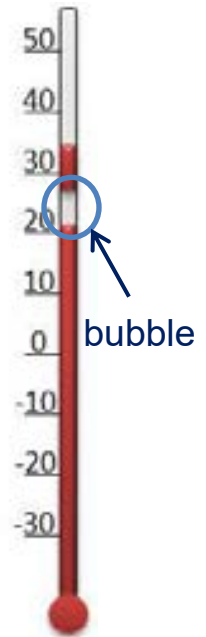


1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0
1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0
1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	0

Buffer delay
DFF offset mismatch

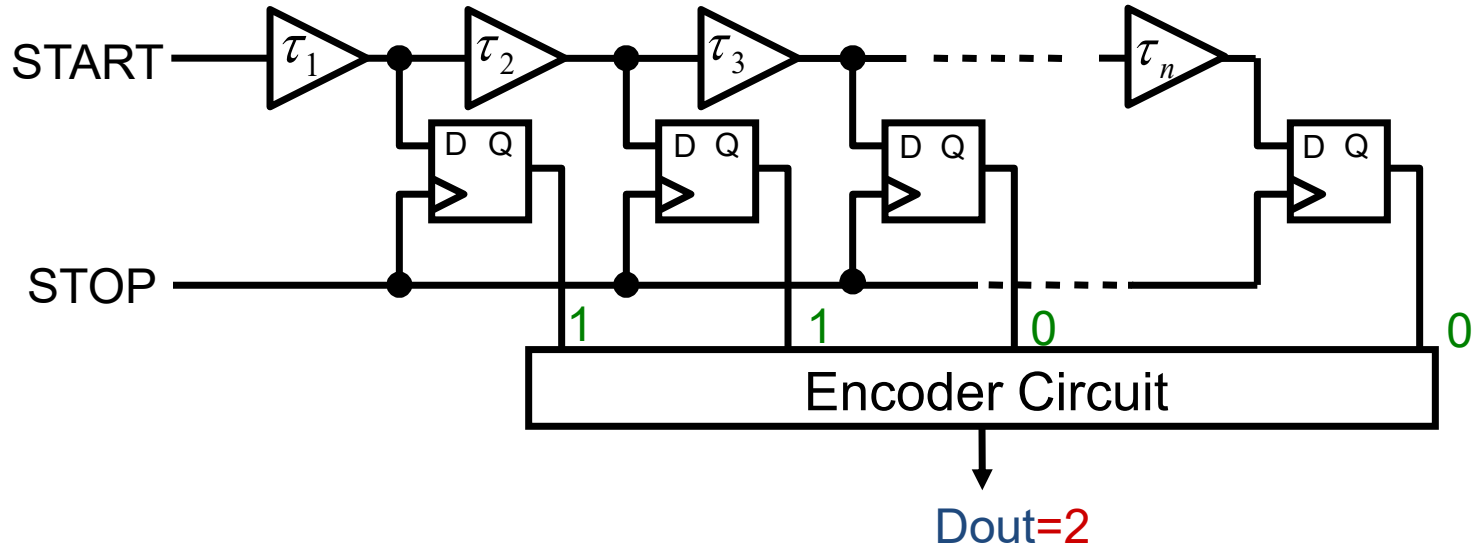


Bubble error



thermometer

Encoder Circuit

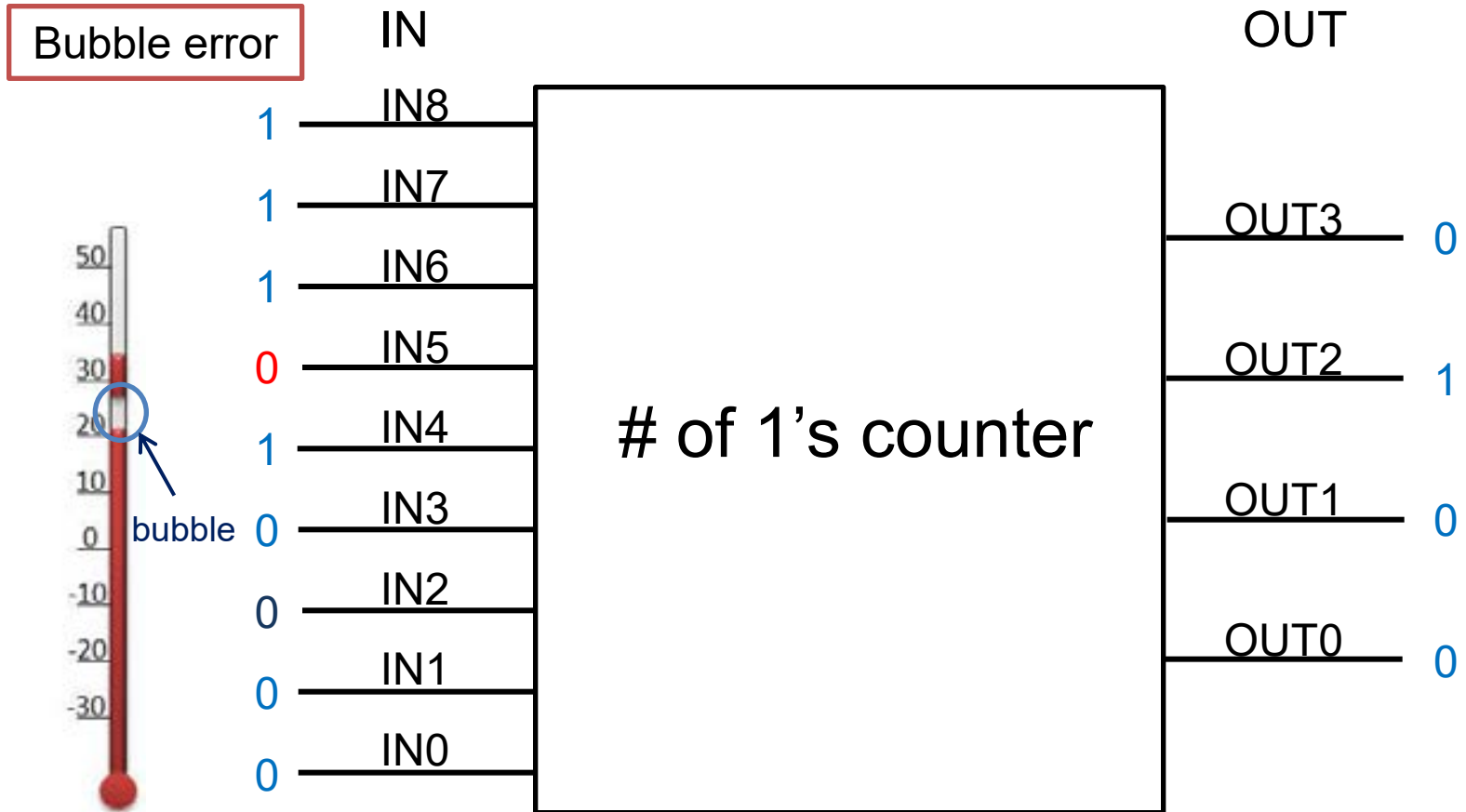


Count the number of “1” outputs from DFFs



To ensure monotonicity of the TDC

Encoder Circuit



**Bubble error effects
are suppressed.**

「0100」=4

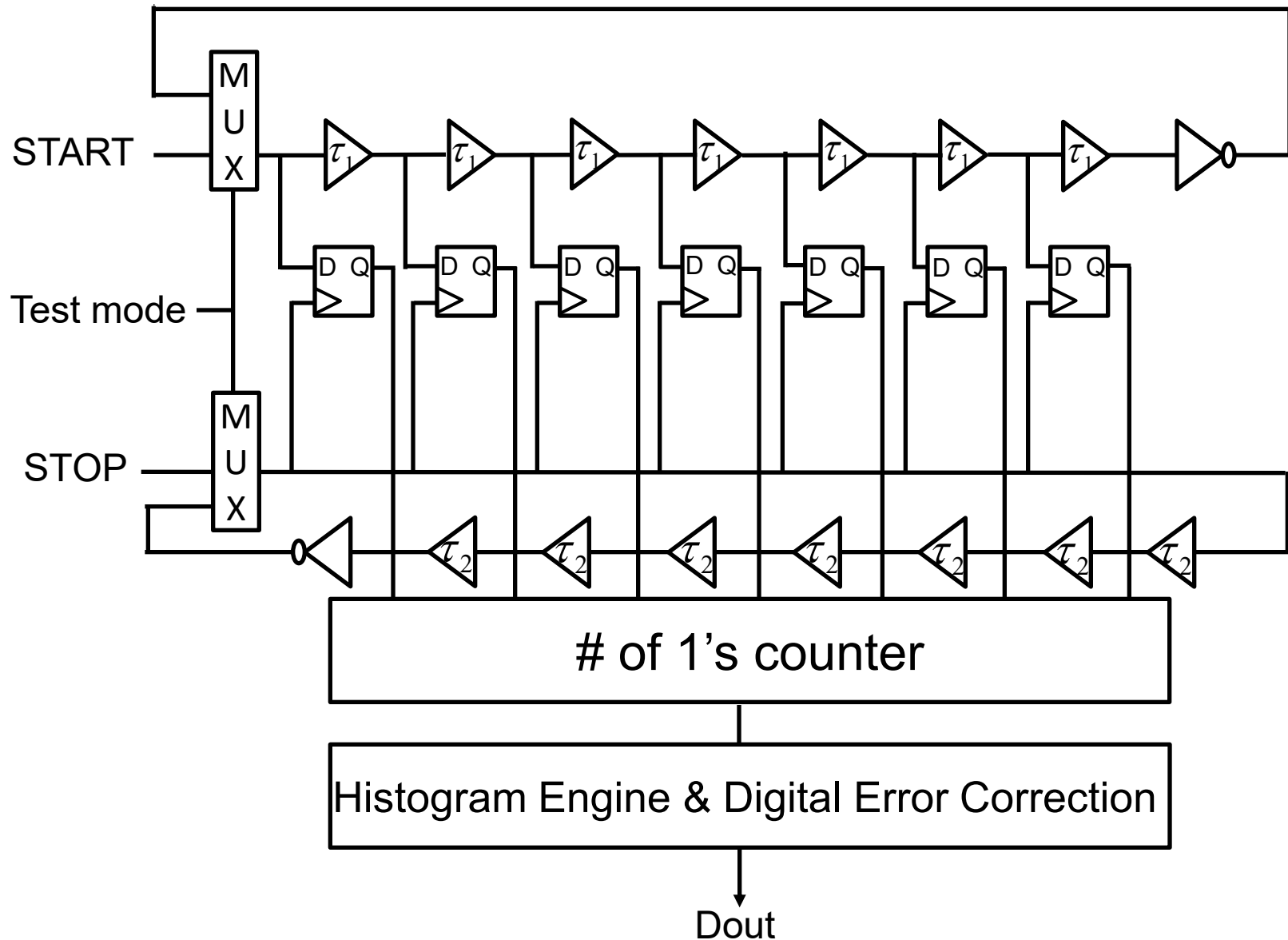


12

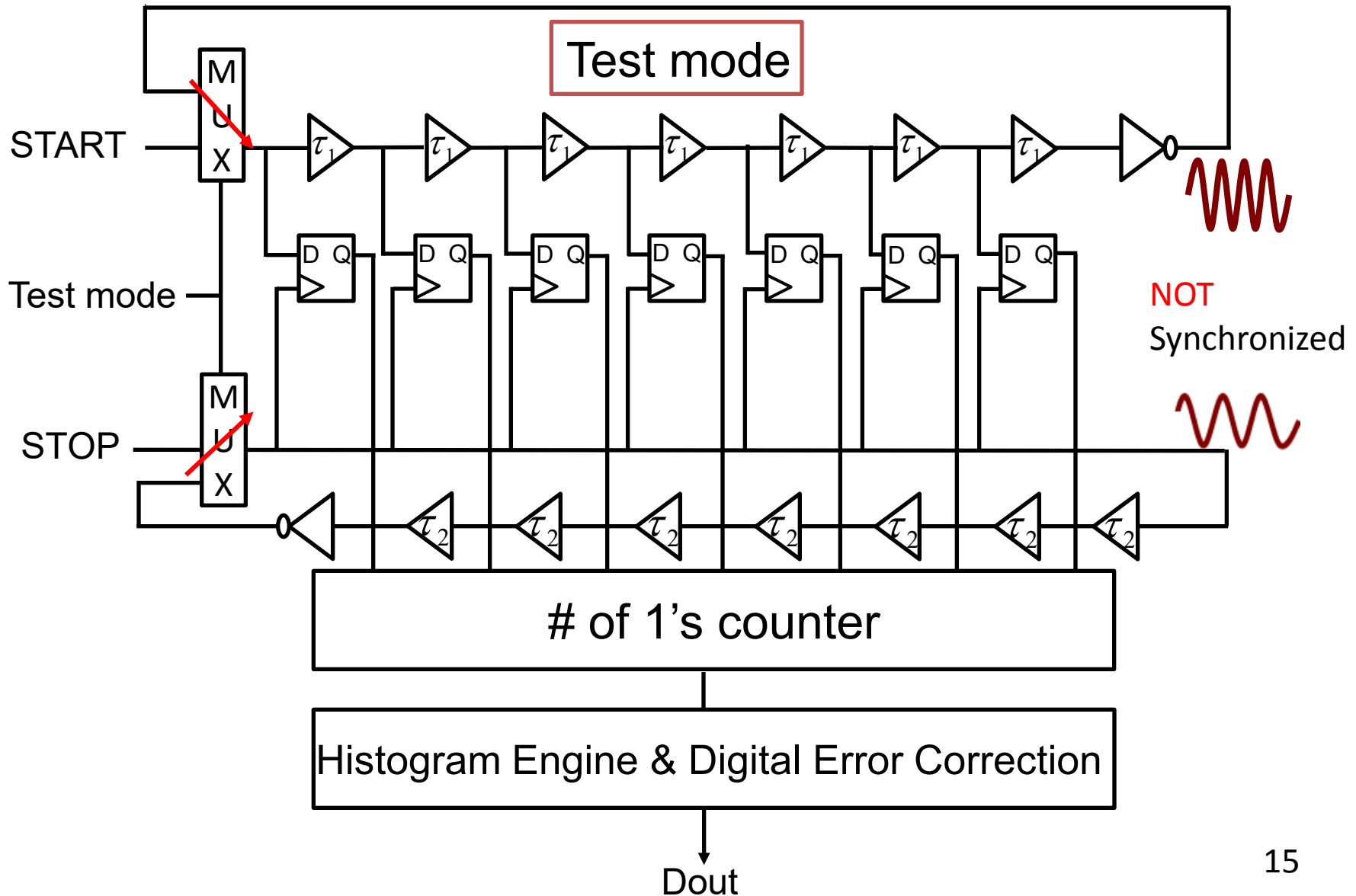
Outline

- Introduction
- Time to Digital Converter (TDC)
- Encoder Circuit
- **Self-Calibration**
- Stochastic TDC Structure
- Self-Testing Function
- Conclusions

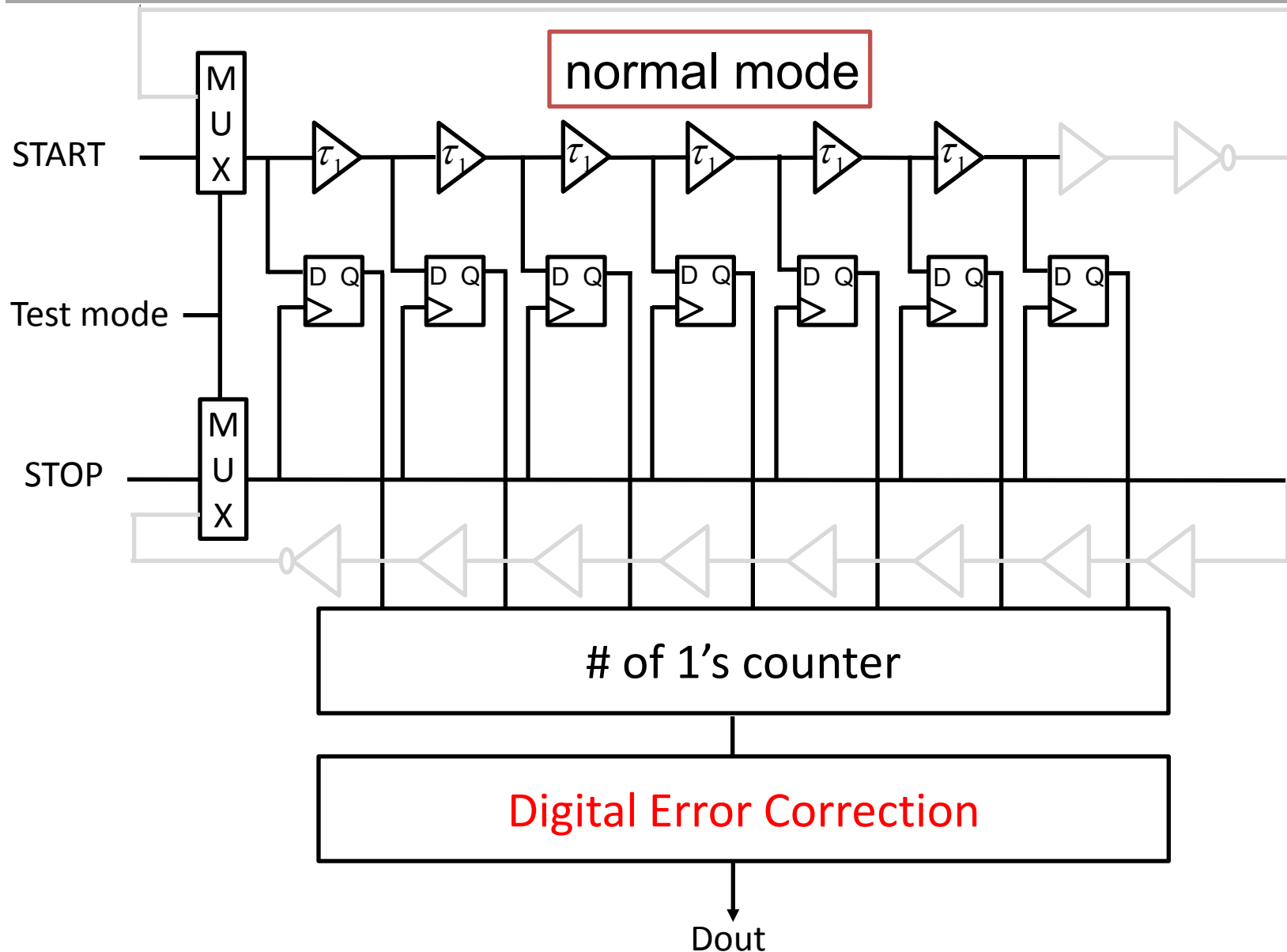
Proposed TDC Architecture with Self-Calibration



Self-Calibration Mode



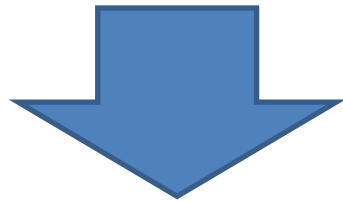
Normal Operation Mode



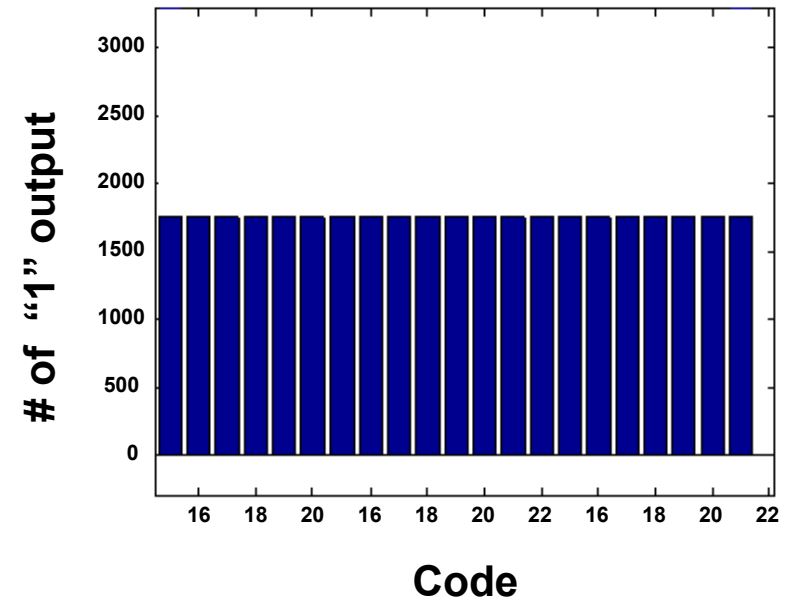
Self-Calibration

Test mode

The two oscillators are different from each other and not synchronized

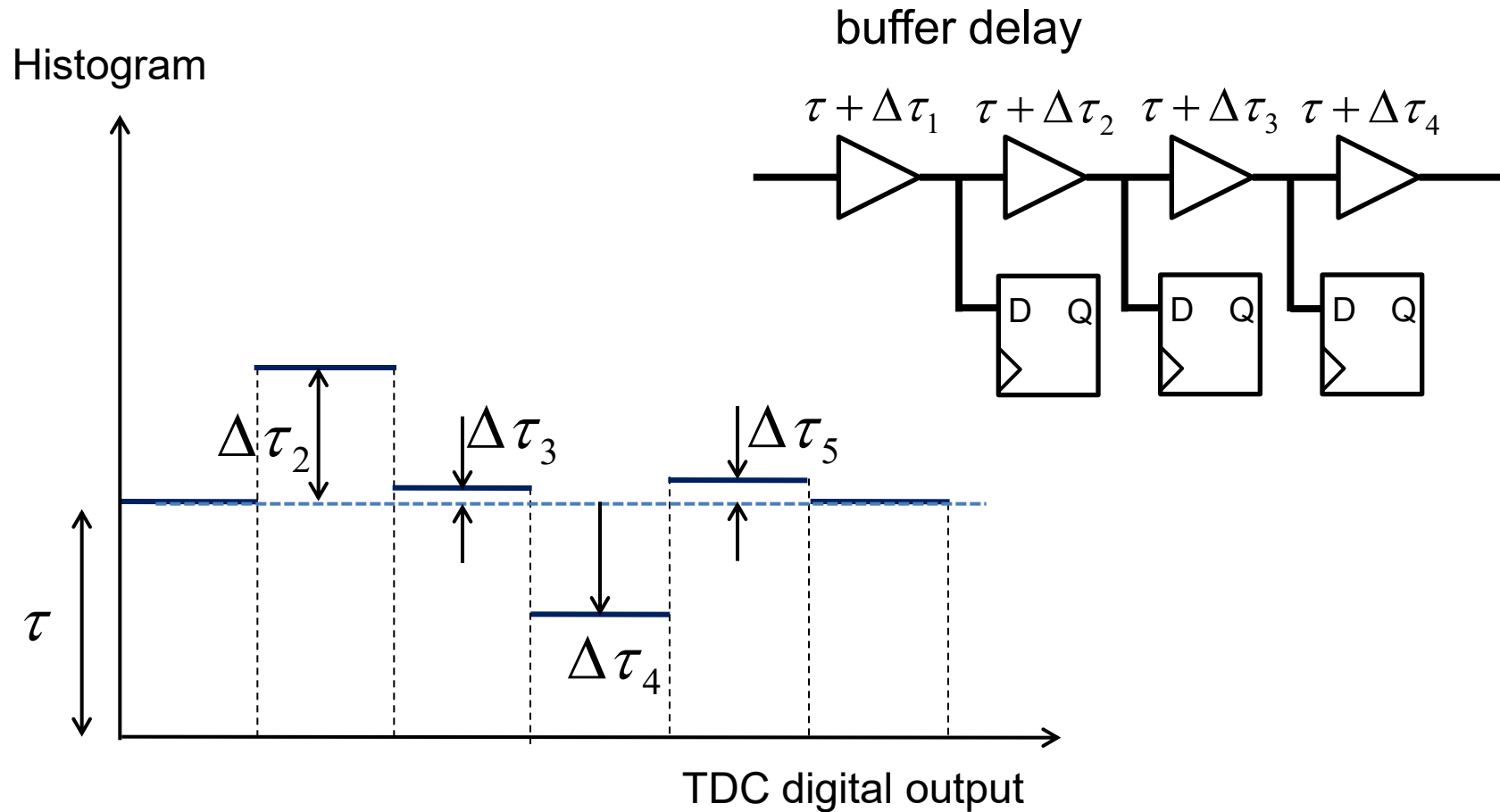


The histograms in all bins will be equal, after collection of a sufficiently large number of data, if the TDC has perfect linearity



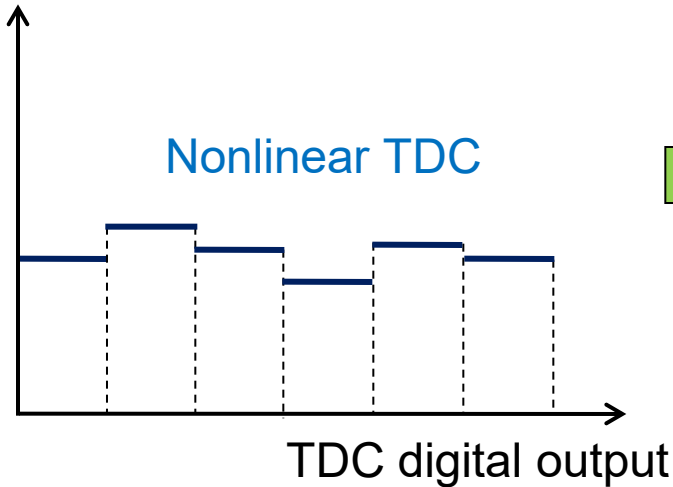
Self-Calibration

TDC is non-linear

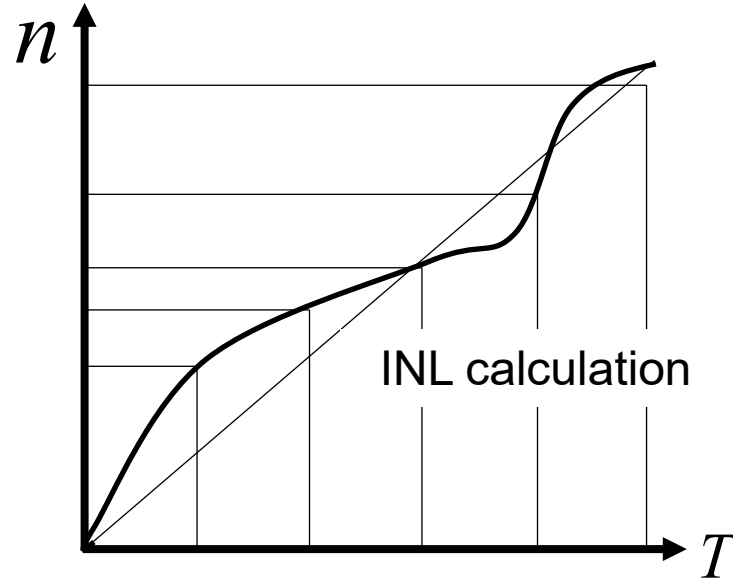


Principle of Self-Calibration

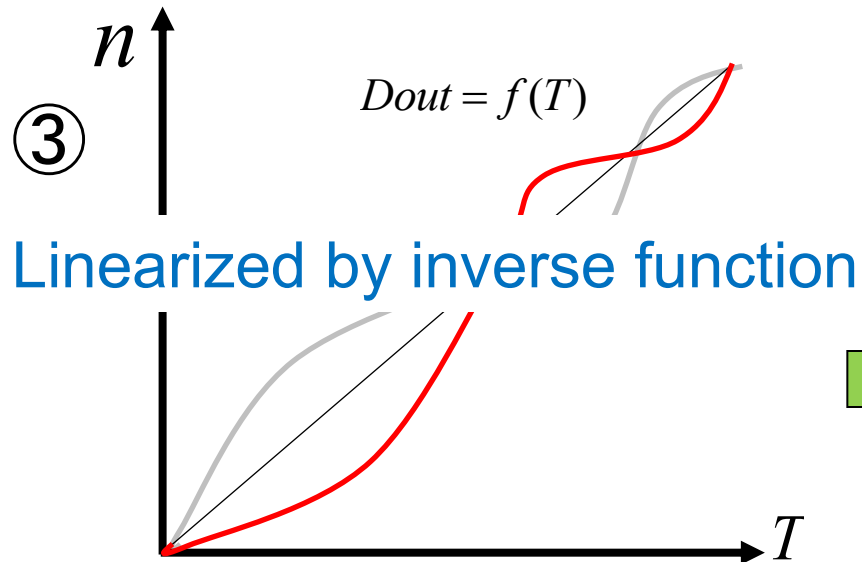
① Histogram



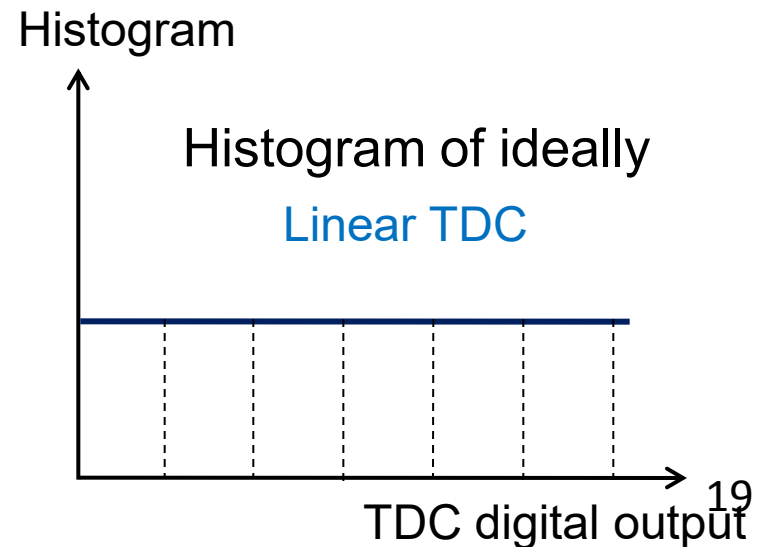
②



③



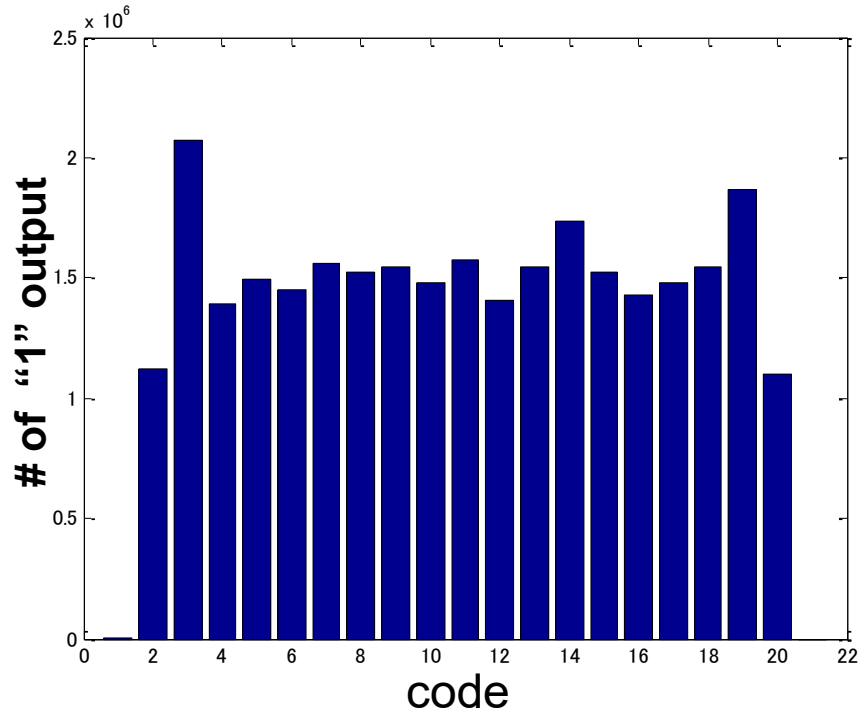
④



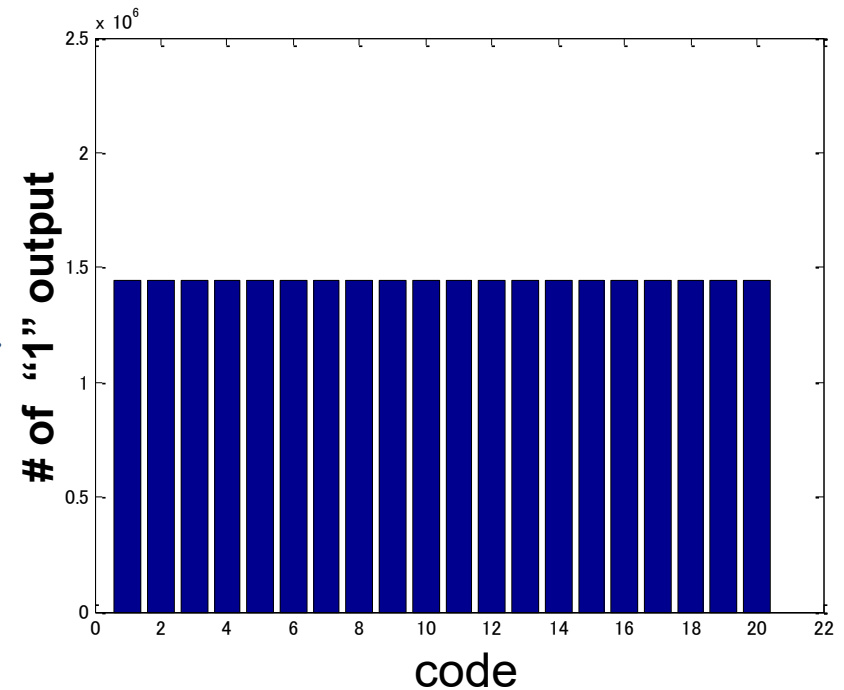
Simulation Result of Self-Calibration

MATLAB

before calibration



after calibration



Sampling points 28,848,432

$$\tau_1 = 60 \sim 69 \text{ ps}$$

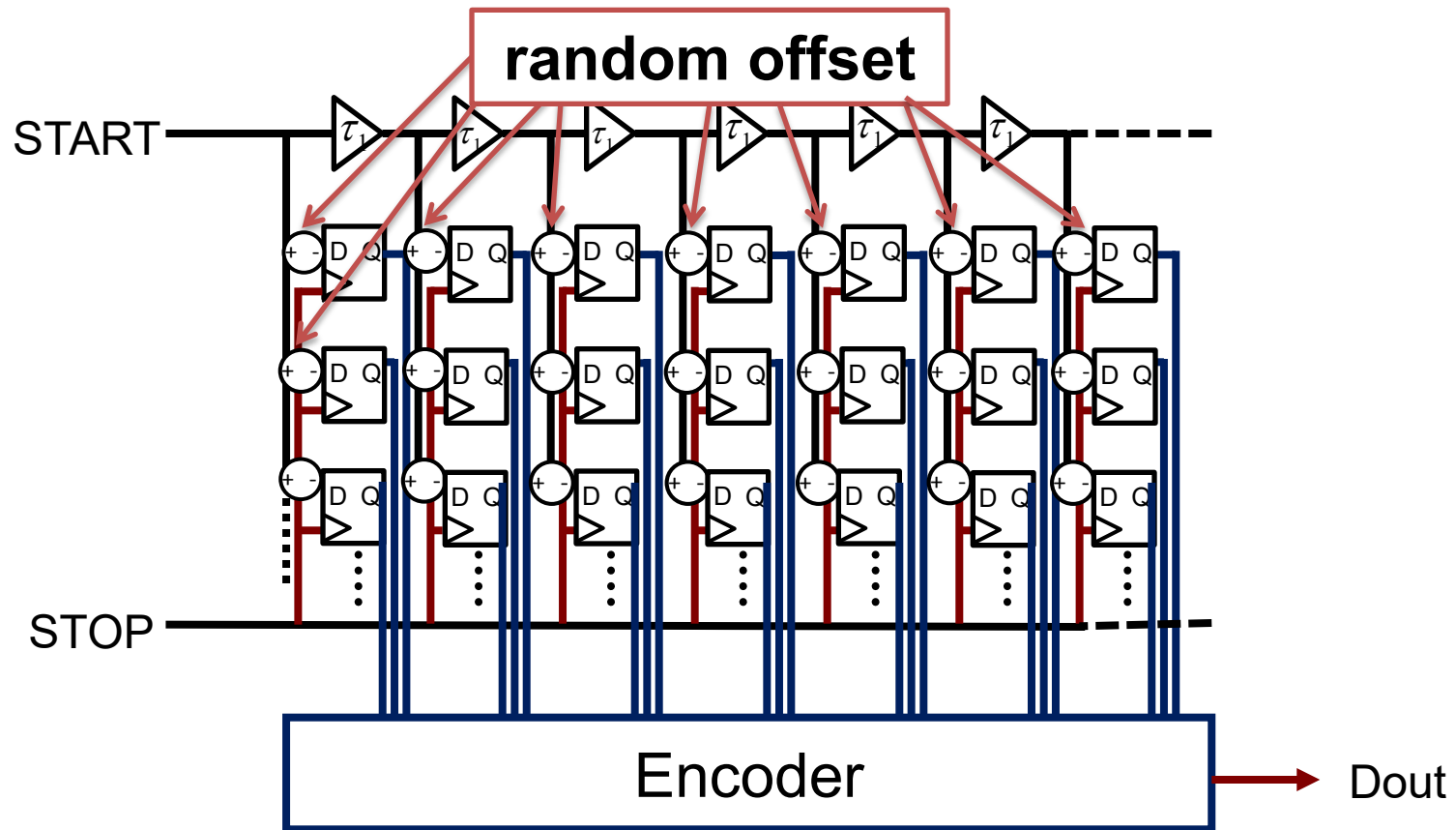
$$\tau_2 = 10 \text{ ns}$$

Histogram for each bin is the same
when the TDC is linear.

Outline

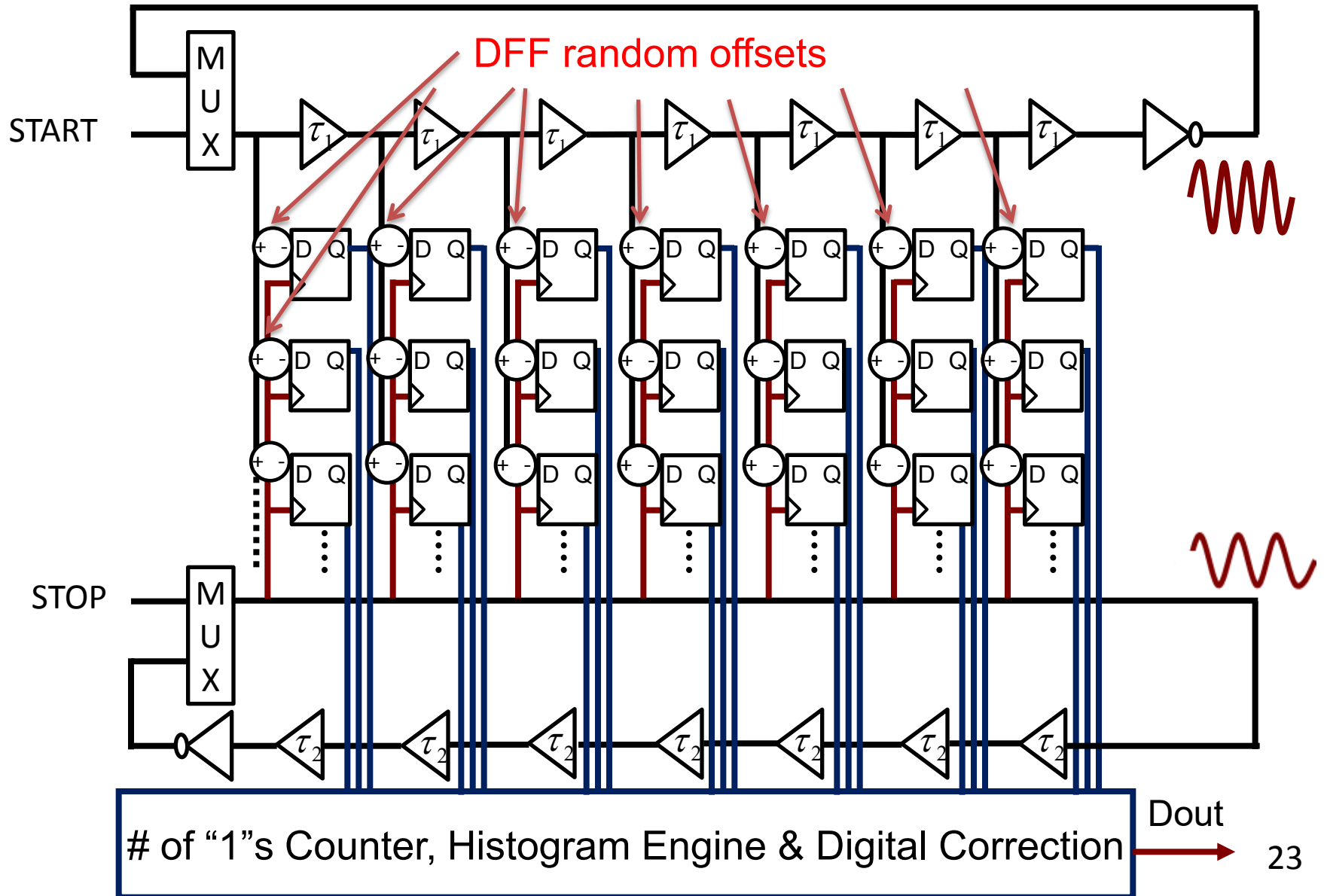
- Introduction
- Time to Digital Converter (TDC)
- Encoder Circuit
- Self-Calibration
- **Stochastic TDC Structure**
- Self-Testing Function
- Conclusions

Stochastic TDC Structure

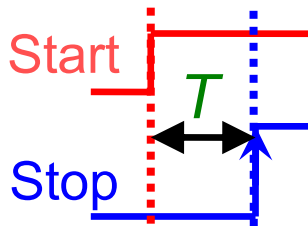
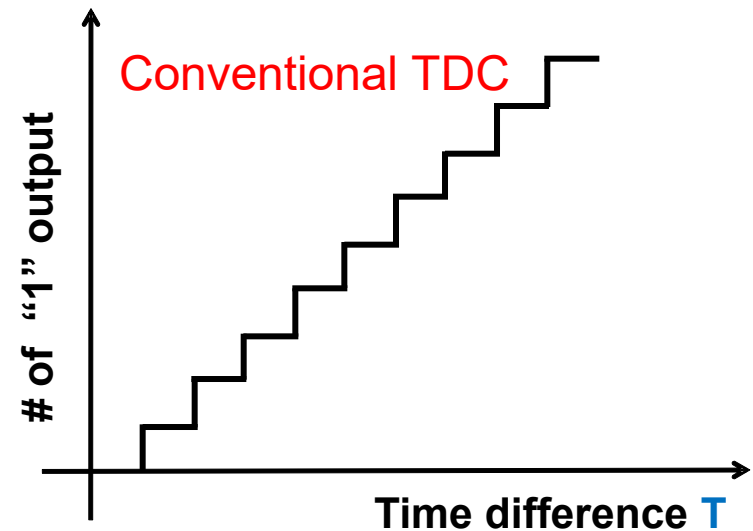
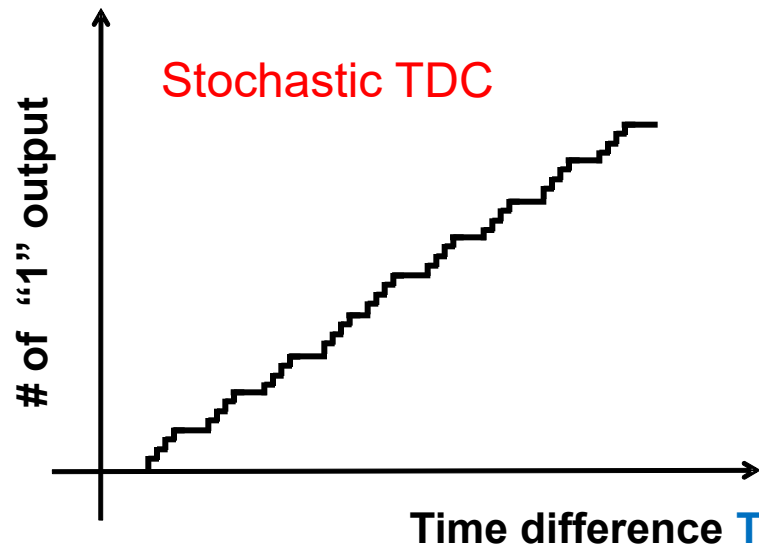


Use the random offset proactively

Stochastic TDC for Fine Time Resolution



Fine Time Resolution of Stochastic TDC

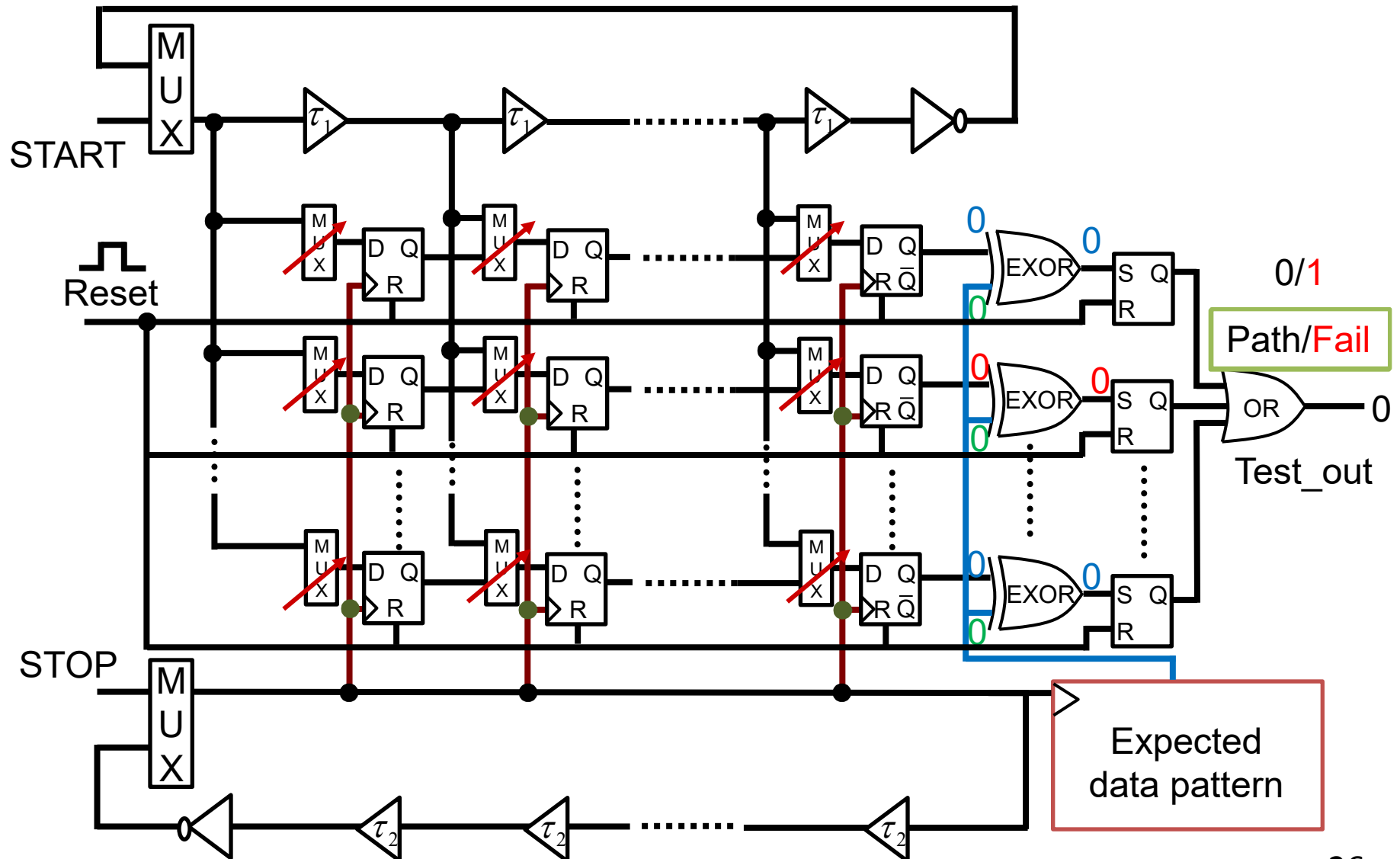


Encoder (# of 1's counter) and self-calibration make the stochastic TDC practical.

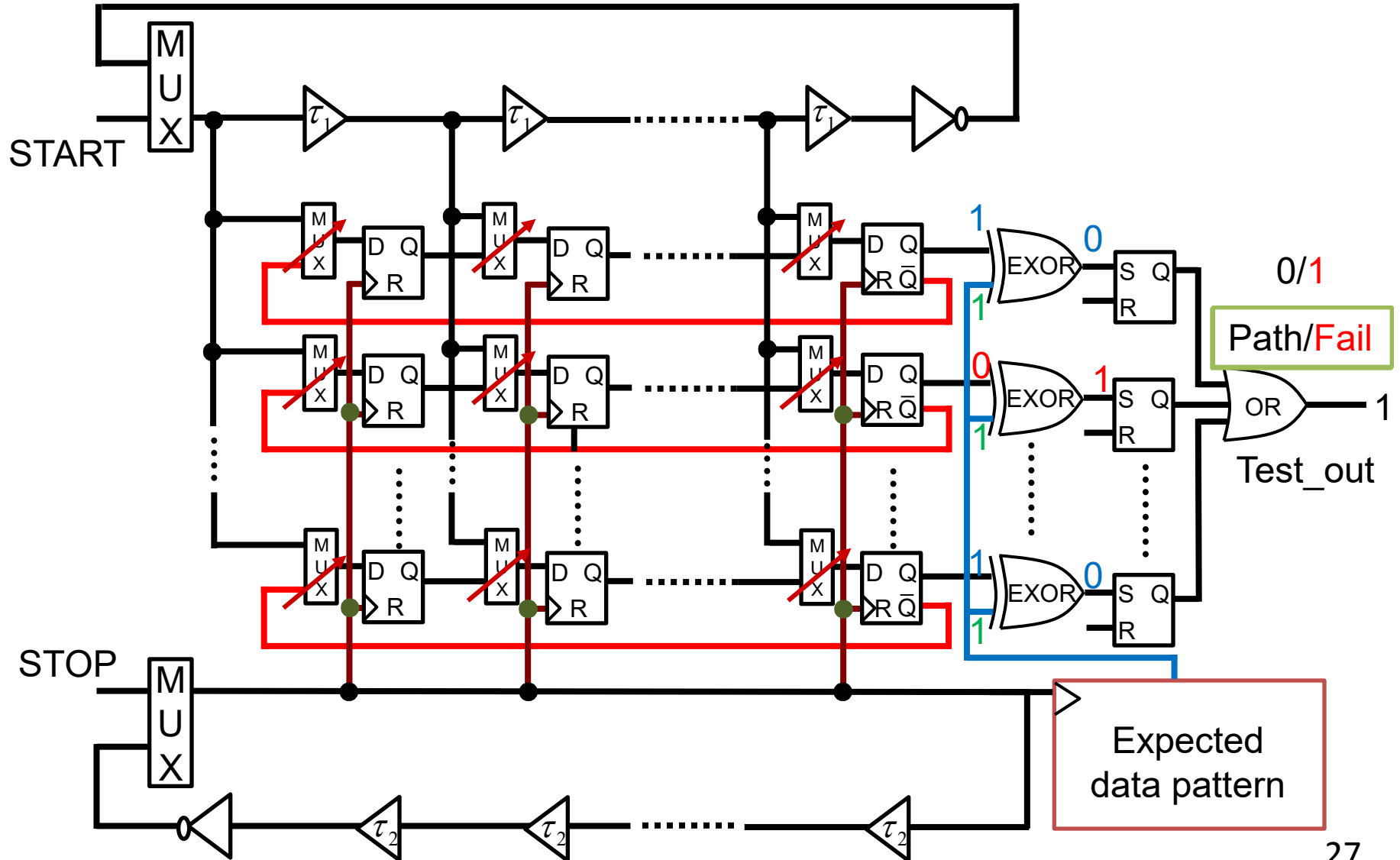
Outline

- Introduction
- Time to Digital Converter (TDC)
- Encoder Circuit
- Self-Calibration
- Stochastic TDC Structure
- **Self-Testing Function**
- Conclusions

Self-Testing Function



Self-Testing Function



Outline

- Introduction
- Time to Digital Converter (TDC)
- Encoder Circuit
- Self-Calibration
- Stochastic TDC Structure
- Self-Testing Function
- **Conclusions**

Conclusions

- High linearity TDC
→ Self-Calibration circuit
- Fine time resolution TDC
→ Stochastic architecture
- High reliability TDC
→ Self-testing capability

■ Fine digital CMOS implementation

- Verification
- Self-calibration
- Testability
- Consists of digital standard cells
(hence even FPGA implementation is possible)

参考文献リスト (pdf ファイルを読んでみてください)

[1] Satoshi Uemori, Takahiro J. Yamaguchi, Satoshi Ito, Yohei Tan,
Haruo Kobayashi, Nobukazu Takai, Kiichi Niitsu, Nobuyoshi Ishikawa
"ADC Linearity Test Signal Generation Algorithm,"
IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Kuala Lumpur, Malaysia
(Dec. 2010).

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2010/1569327697.pdf>

[2] Satoshi Ito, Shigeyuki Nishimura, Haruo Kobayashi, Satoshi Uemori, Yohei Tan,
Nobukazu Takai, Takahiro J. Yamaguchi, Kiichi Niitsu,
"Stochastic TDC Architecture with Self-Calibration,"
IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Kuala Lumpur, Malaysia
(Dec. 2010).

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2010/1569325505.pdf>