

アナログ回路試験用 マルチトーン信号生成アルゴリズムの比較と クレストファクタ制御方式の研究

群馬大学大学院 理工学府
電子情報・数理教育プログラム
小林研究室 修士2年
柴崎有祈子

OUTLINE

- 研究背景
- マルチトーン信号について
- クレストファクタ低減アルゴリズム
- アルゴリズムの統一
- クレストファクタ制御方式
- まとめ

研究背景 テストコスト削減

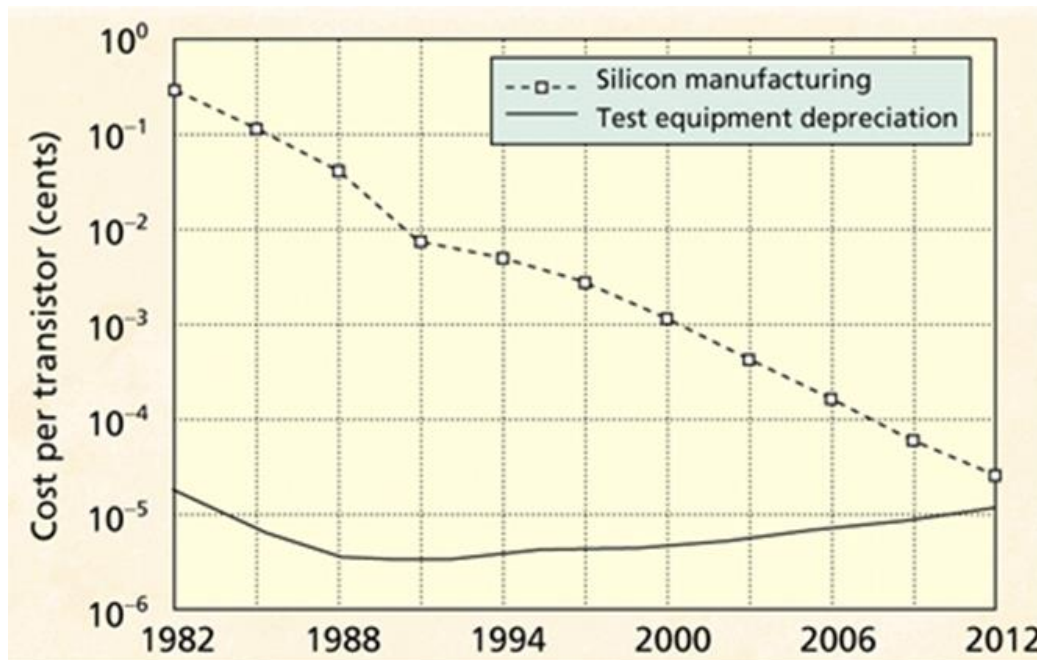
シリコン製造コストの低下 & LSIの高集積化



テストコストの占める割合: 増加



テスト時間の短縮による**テストコストの削減**が重要



研究背景 信頼性

車載・医療用LSIの需要：高



LSIの高品質化が要求



テスト品質の向上(高信頼性)が重要



低コスト・高信頼性を両立するLSIテスト技術

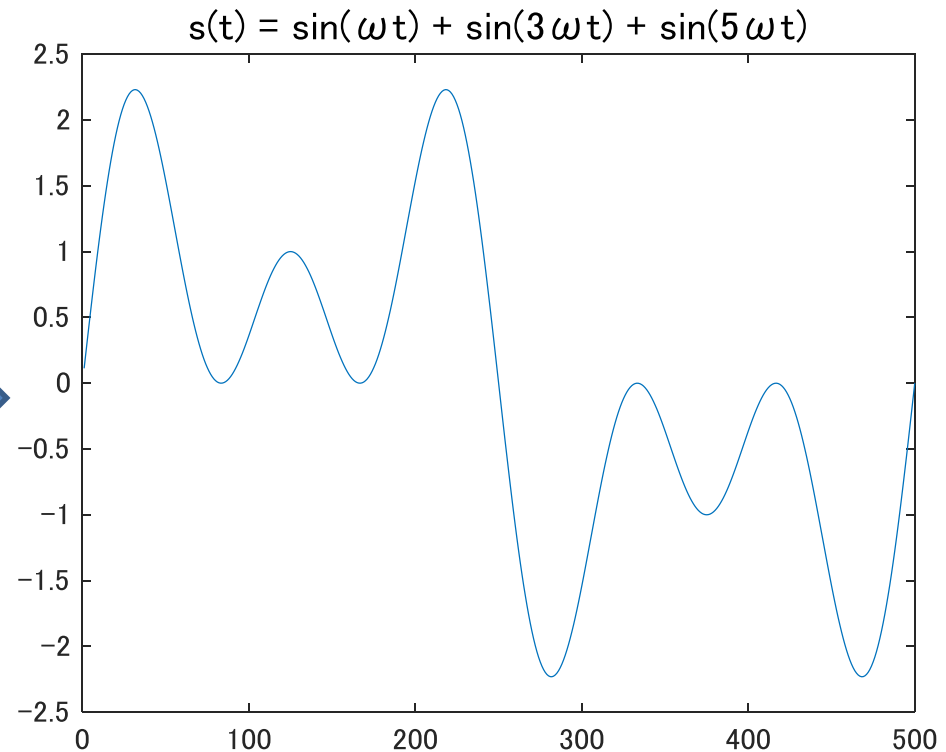
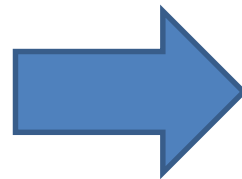
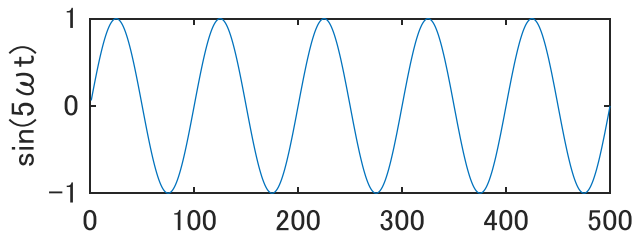
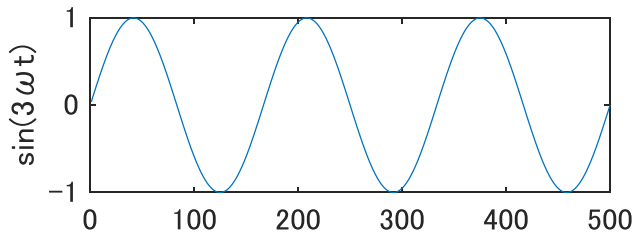
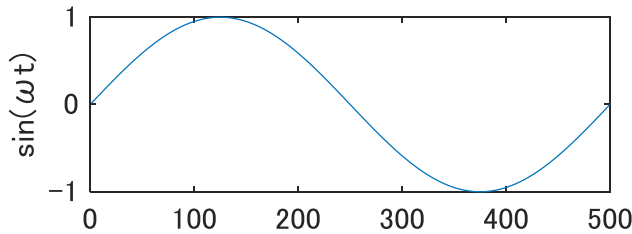


マルチトーン信号を用いたアナログ回路テスト手法

マルチトーン信号とは？

周波数の異なる複数のトーン信号を足し合わせた信号

$$s(t) = \sum_{k=1}^N A_k \sin(\omega_k t + \theta_k)$$

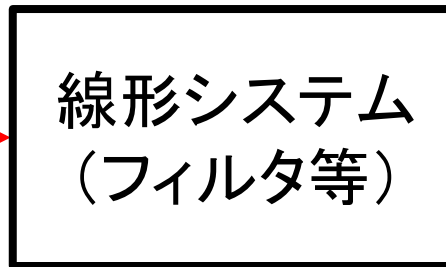


線形システムの周波数応答測定

プローブ信号

$$\begin{aligned} &A_1 \sin(\omega_1 t + \theta_1) \\ &A_2 \sin(\omega_2 t + \theta_2) \\ &\quad \vdots \\ &A_N \sin(\omega_N t + \theta_N) \end{aligned}$$

入力

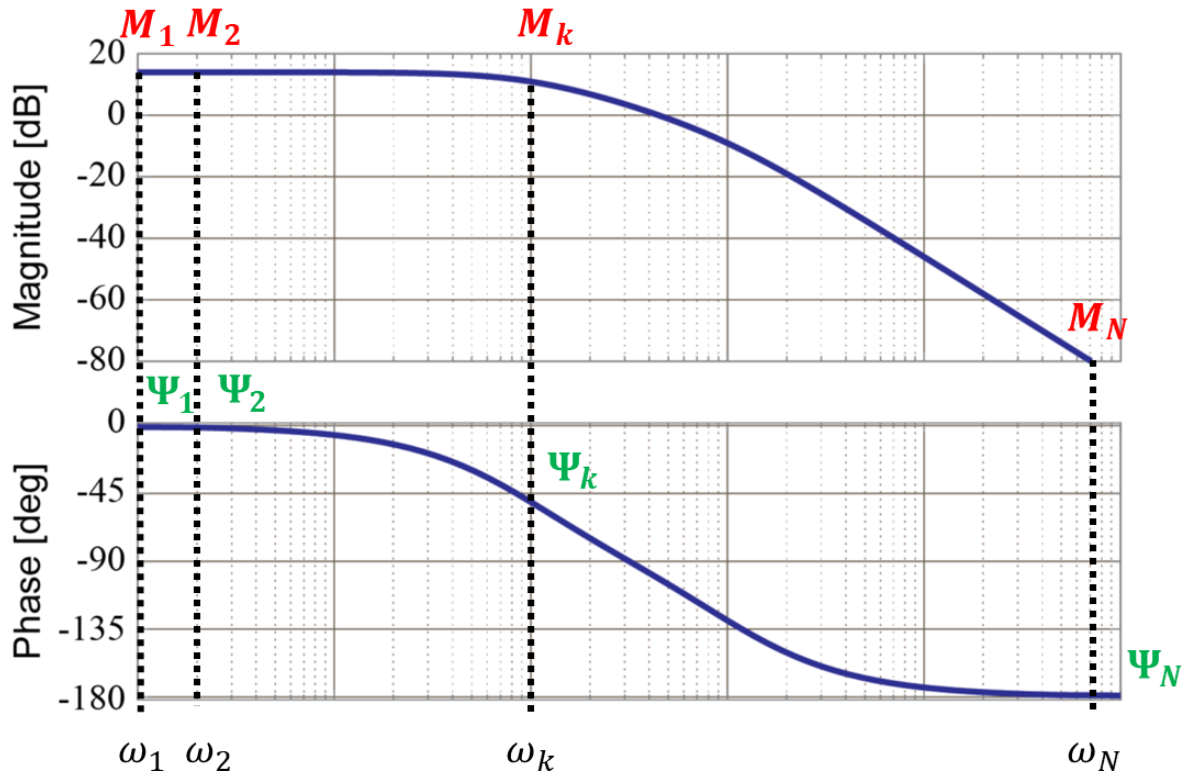


出力

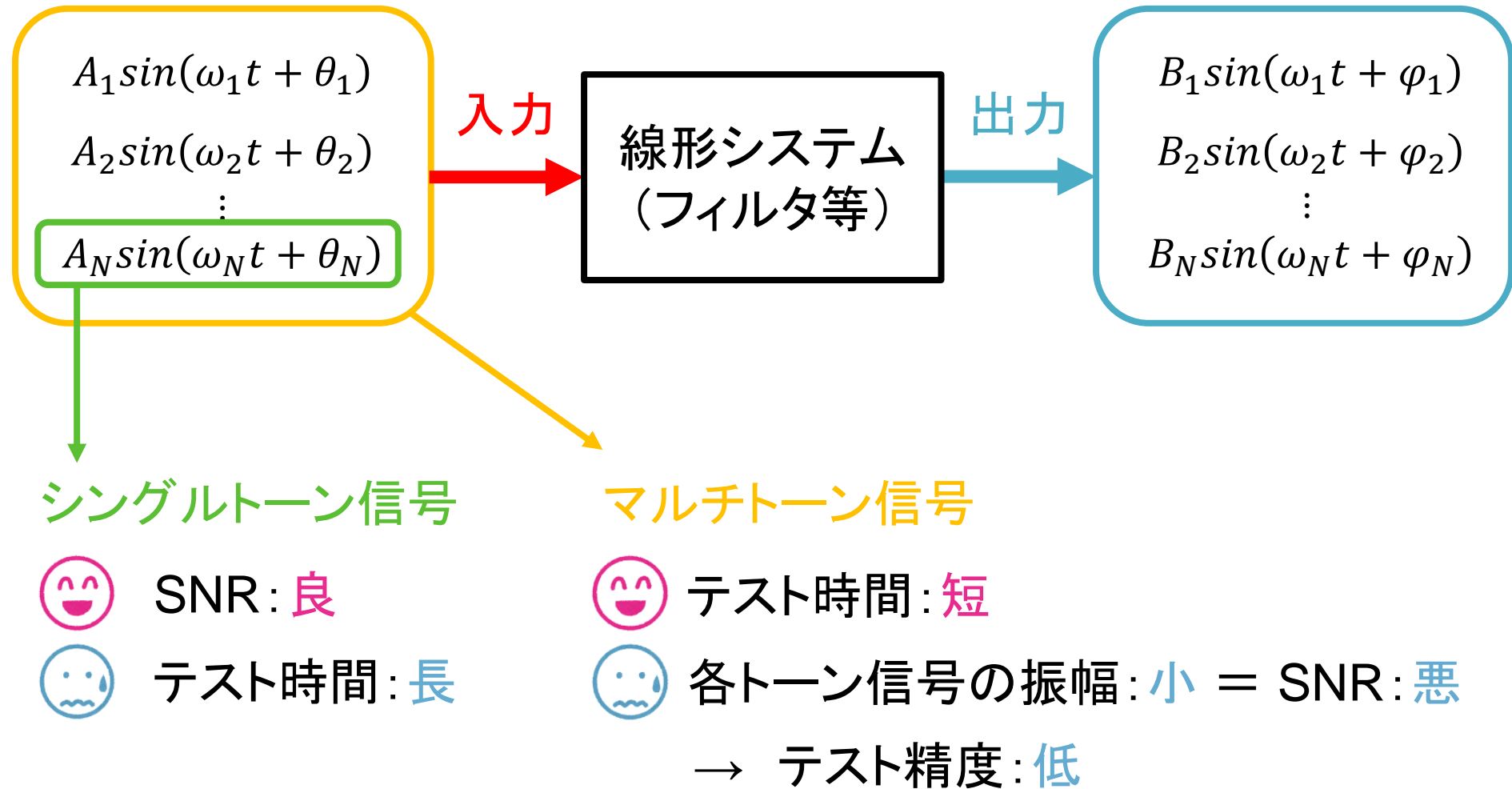
$$\begin{aligned} &B_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \\ &B_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \\ &\quad \vdots \\ &B_N \sin(\omega_N t + \varphi_N) \end{aligned}$$

利得: $M_k = \frac{B_k}{A_k}$

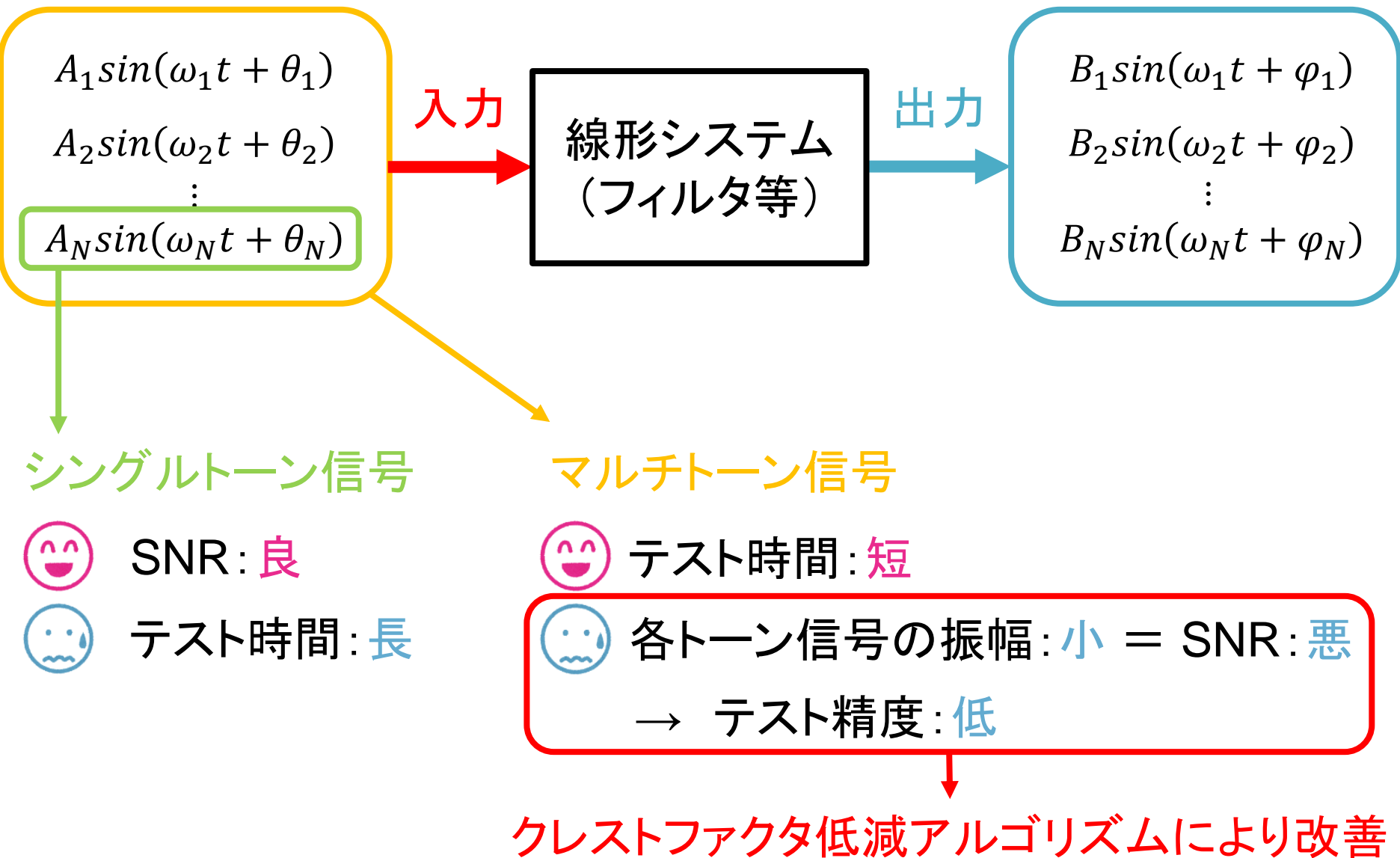
位相: $\Psi_k = \varphi_k - \theta_k$



マルチトーン信号の利用



マルチトーン信号の利用



クレストファクタ(CF)とは？

$$\text{Crest Factor}[dB] = 20\log_{10} \left[\frac{\text{最大振幅}}{\text{実効値}} \right]$$

とさか



峰



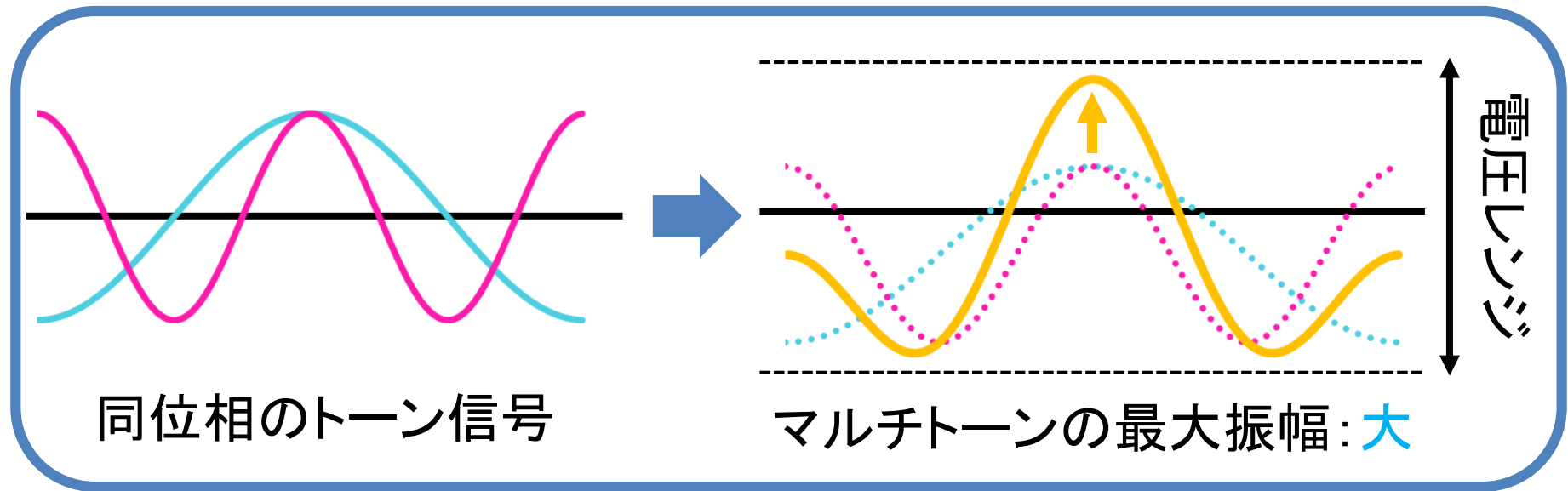
クレストファクタ(CF) **低減** = 各トーン信号の振幅: **大**



マルチトーン信号の **SNR改善**

SNR悪化の要因

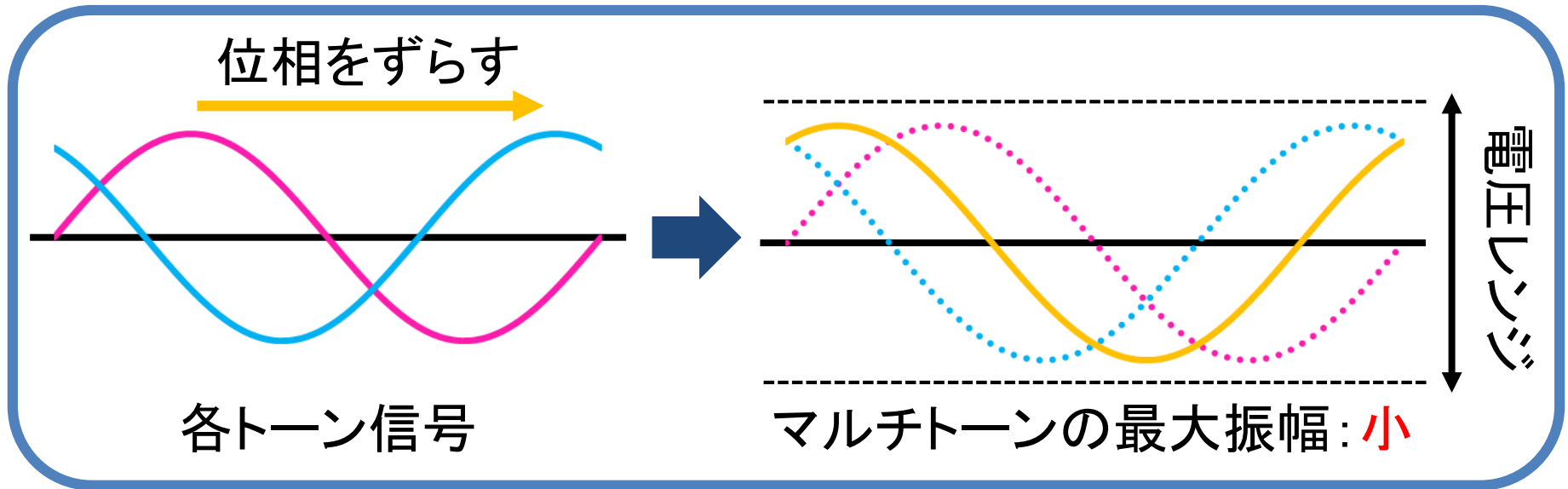
相互変調歪 (IMD) の発生抑制のため
固定電圧レンジ内でのマルチトーン信号生成が必要



クレストファクタ (CF) : 大

各トーン信号の振幅: 小 = SNR悪化

各トーン信号の位相をずらす



クレストファクタ(CF) **低減**



各トーン信号の振幅: **大**



SNR改善

同位相のマルチトーン信号

基本式:
$$s(t) = G \sum_{k=1}^N \cos\left(\frac{2\pi f_k t}{T} + \theta_k\right)$$

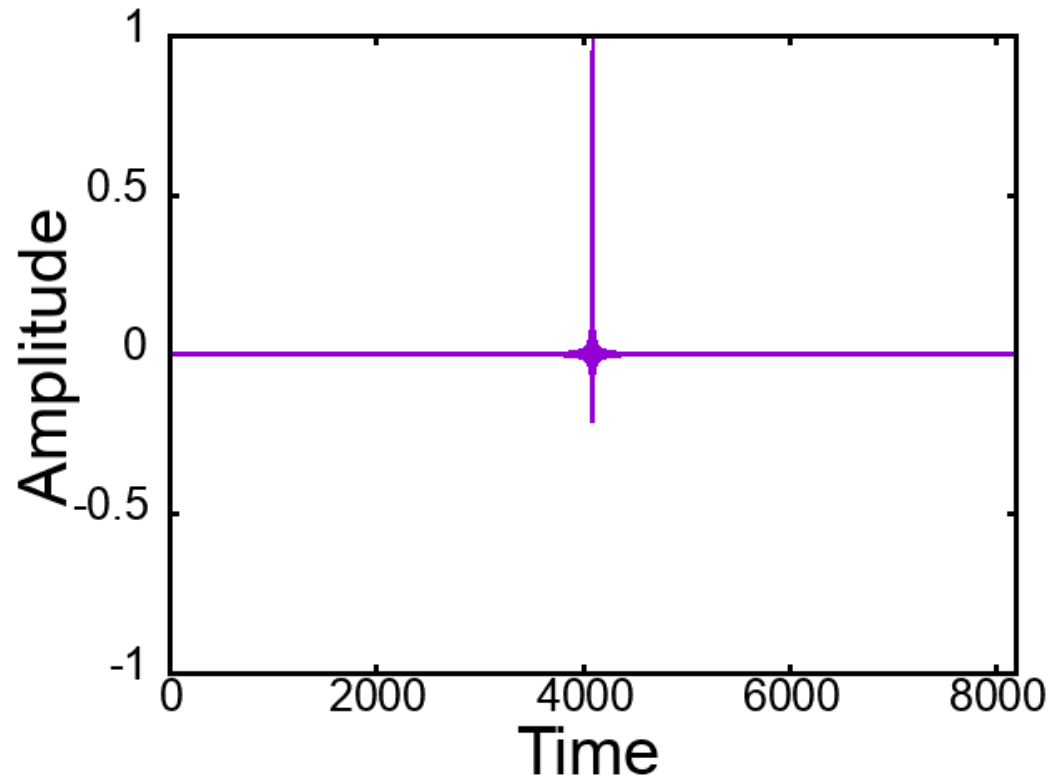
N : トーン数

T : 1周期の分解能

θ_k : **すべて0**

$G = 1/A_{max}$: 各トーン信号の振幅

$T = 8192$ $N = 1024$ $CF = 33[\text{dB}]$ $G = 9.8 \times 10^{-4}$



ランダム位相のマルチトーン信号

基本式: $s(t) = G \sum_{k=1}^N \cos\left(\frac{2\pi f_k t}{T} + \theta_k\right)$

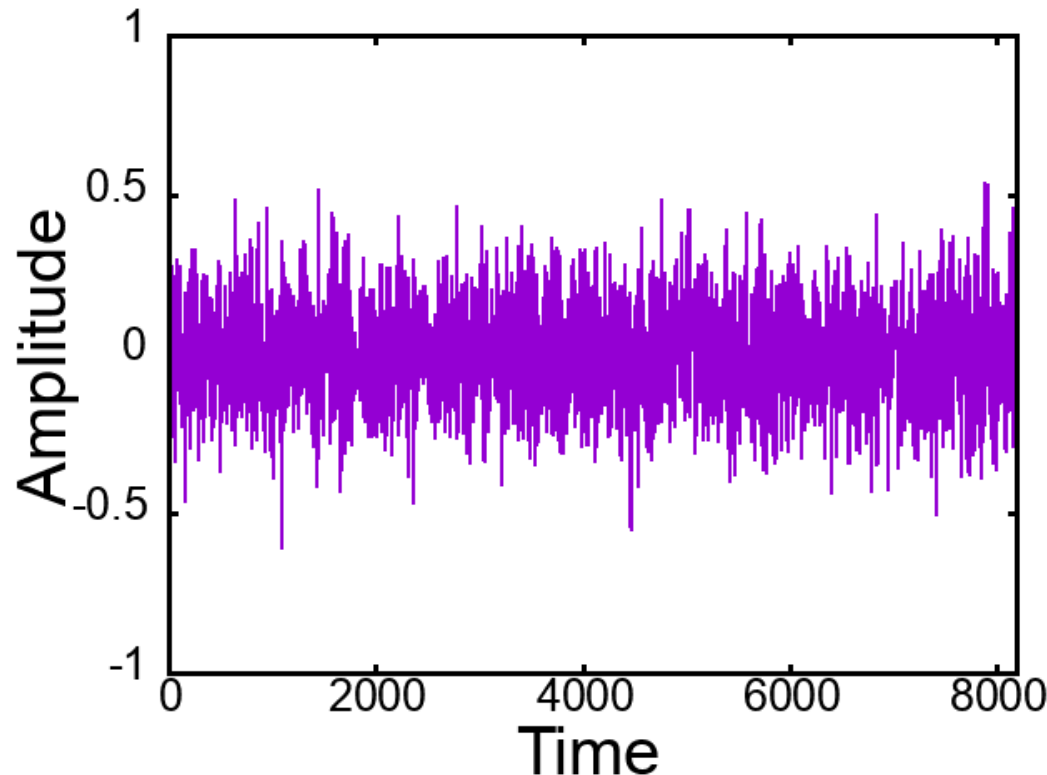
N : トーン数

T : 1周期の分解能

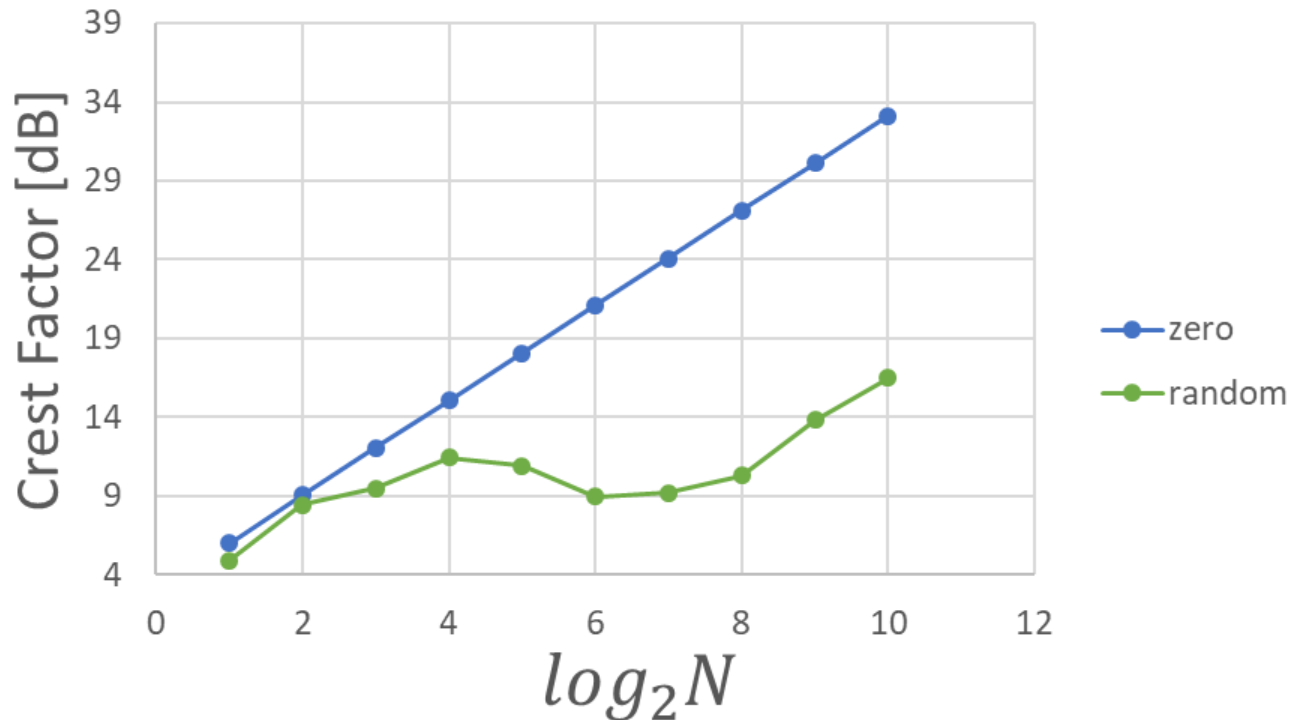
θ_k : 乱数

$G = 1/A_{max}$: 各トーン信号の振幅

$T = 8192$ $N = 1024$ $CF = 16[\text{dB}]$ $G = 6.6 \times 10^{-3}$



トーン数NとCFの関係 比較



トーン数N:大 → クレストファクタ:大



広帯域テストにおいてSNR悪化

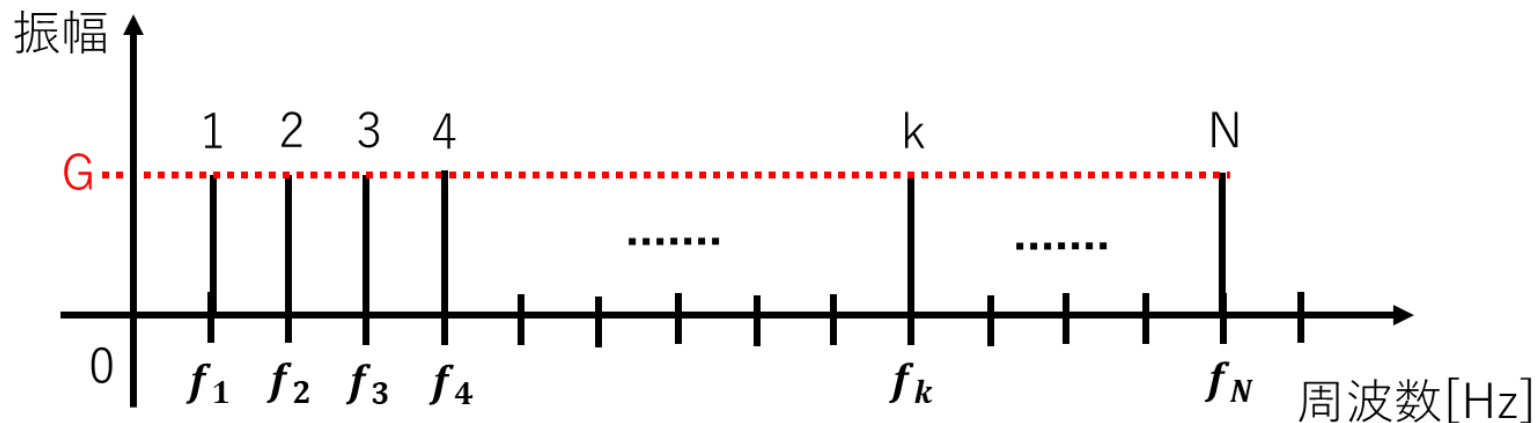
クレストファクタ低減アルゴリズム

基本式: $s(t) = G \sum_{k=1}^N \cos\left(\frac{2\pi f_k t}{T} + \theta_k\right)$

N : トーン数

T : 1周期の分解能

Newman位相	$\theta_k = \frac{\pi}{N}(k-1)^2$
Kitayoshi位相	$\theta_k = \frac{\pi}{N}k(k+1)$
Schroeder位相	$\theta_k = -\frac{\pi}{N}k(k-1)$
Narahashi位相	$\theta_k = \frac{\pi}{N-1}(k-1)(k-2)$



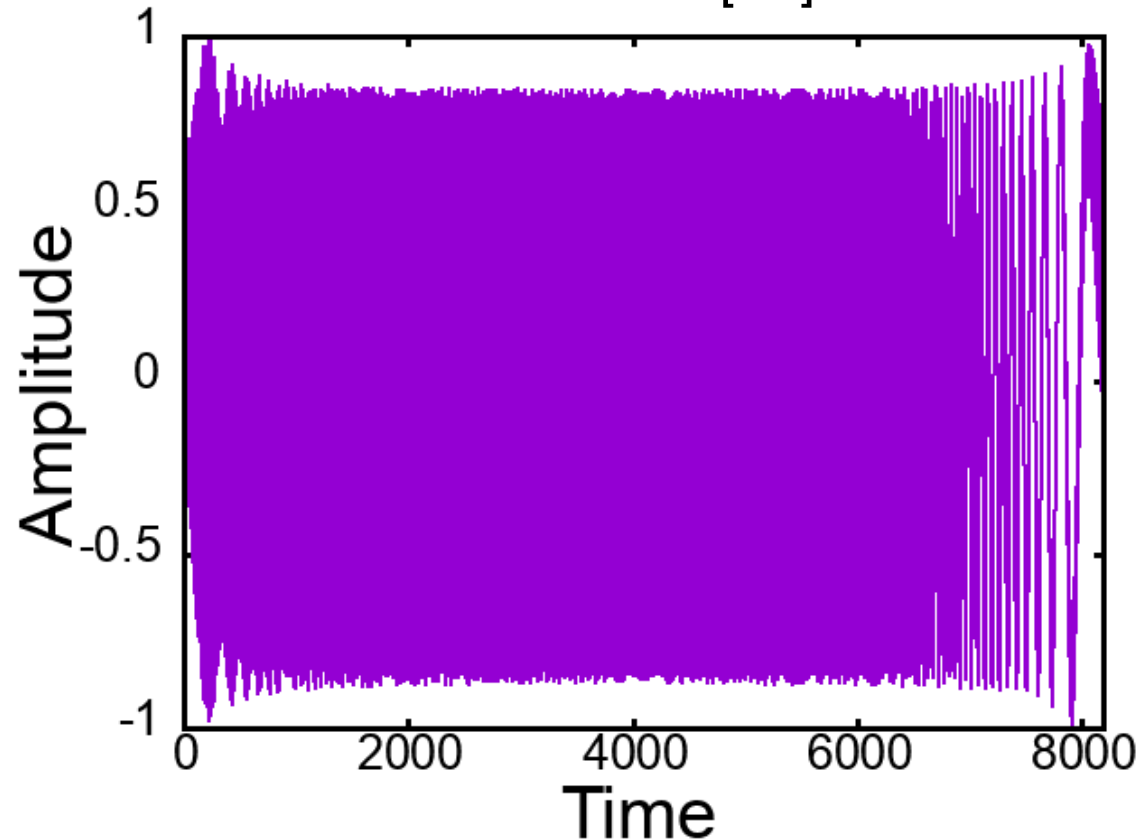
Newman位相の時間軸波形

$$s(t) = G \sum_{k=1}^m \cos\left(\frac{2\pi f_k t}{T} + \frac{\pi}{N} (k-1)^2\right)$$

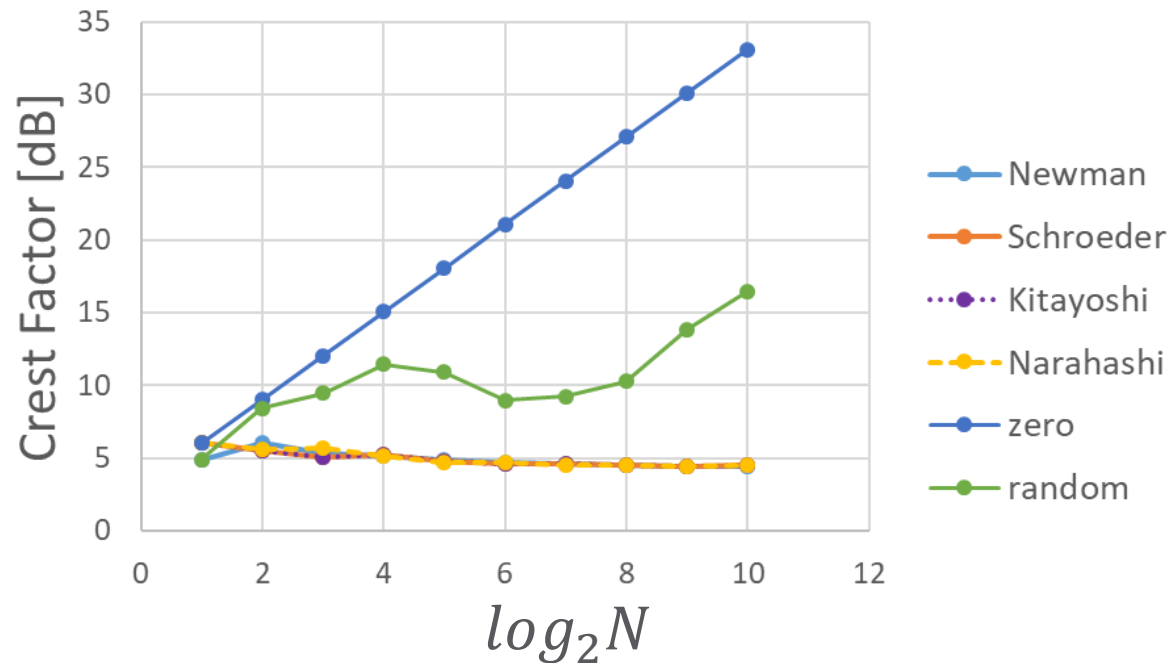
振幅を1に正規化

$G = 1/A_{max} =$ 各トーン信号の振幅

$T = 8192$ $N = 1024$ $CF = 4.5[\text{dB}]$ $G = 2.6 \times 10^{-2}$



トーン数NとCFの関係



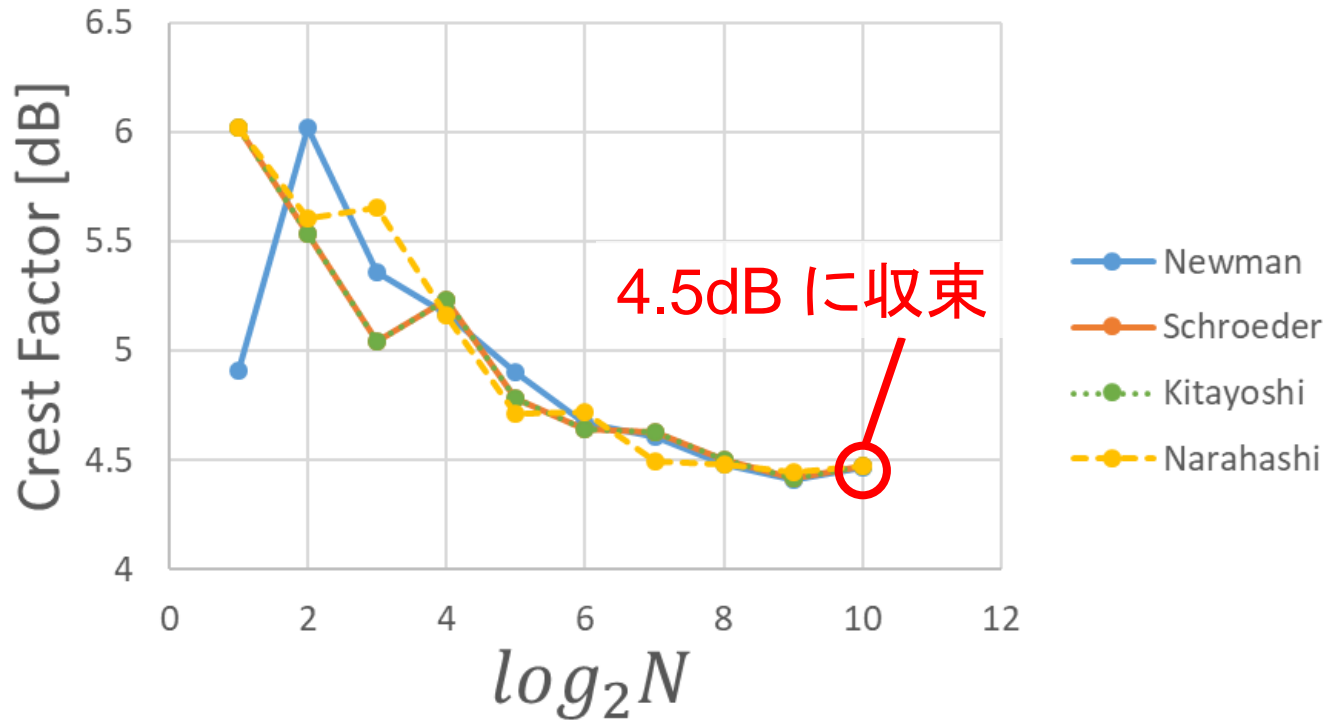
ゼロ位相・ランダム位相：トーン数NとともにCF**増大**

4つのアルゴリズム：CF**低減**



アルゴリズムにより**SNR改善**

4つのアルゴリズム 比較



CF低減効果は**ほぼ同等**



4つのアルゴリズムの類似性を分析

Narahashi位相の導出

PAPR (Crest Factor) の導出

$$PAPR = \frac{PEP}{P_{av}} = \frac{\max[EP(t)]}{NA^2} = \max \left[1 + \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{N-1} \sum_{l=k+1}^N \cos(2\pi(l-k)\Delta f_0 t + \theta_l - \theta_k) \right]$$

$P_0(t)$: 平均電力からの変動分

$$P_0(t) = \sum_{k=1}^{N-1} \cos(2\pi \cdot 1 \cdot \Delta f_0 t + \theta_{k+1} - \theta_k)$$

第1総和項

Δf_0 : 隣接する複素トーン間の
周波数間隔

θ_k : 各複素トーンの初期位相

f_0 : 基本周波数

$$+ \sum_{k=1}^{N-2} \cos(2\pi \cdot 2 \cdot \Delta f_0 t + \theta_{k+2} - \theta_k) + \dots + \cos(2\pi \cdot (N-1) \cdot \Delta f_0 t + \theta_N - \theta_1)$$

第2総和項

第N総和項

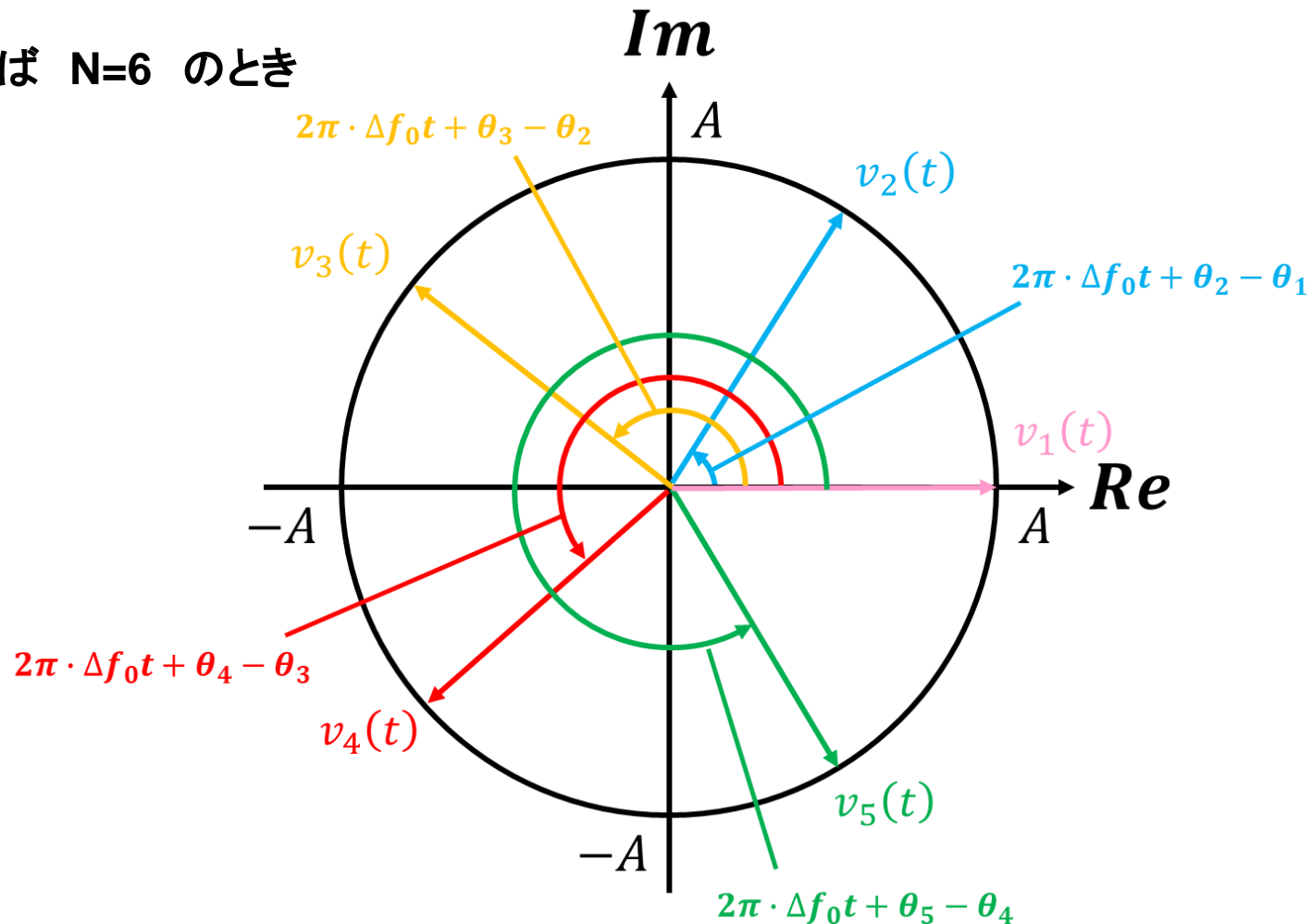


第1総和項がゼロになるような θ_k を決定

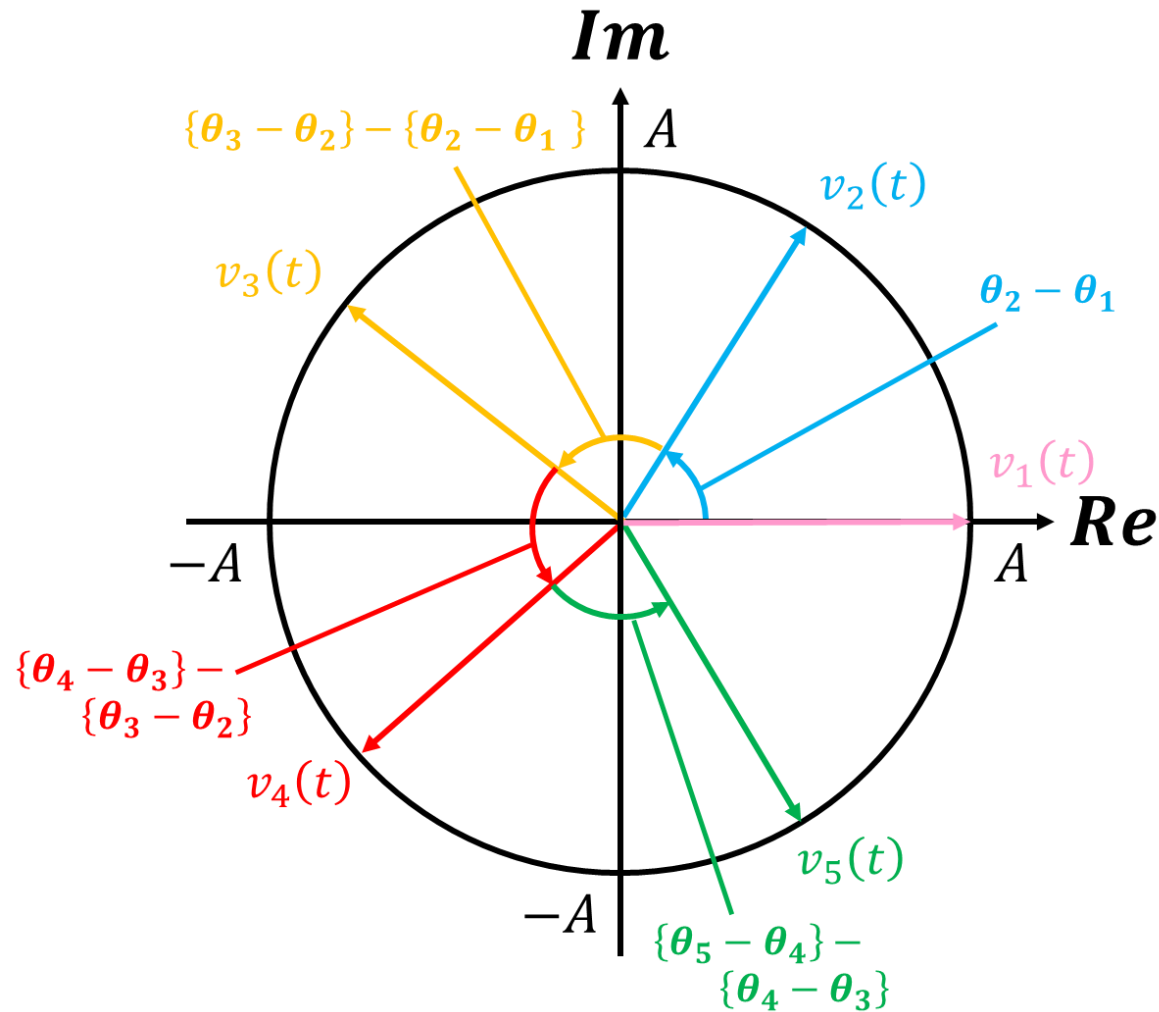
第1総和項のベクトル図

$$\text{第1総和項} = \sum_{k=1}^{N-1} \cos(2\pi \cdot 1 \cdot \Delta f_0 t + \theta_{k+1} - \theta_k)$$

例えば $N=6$ のとき

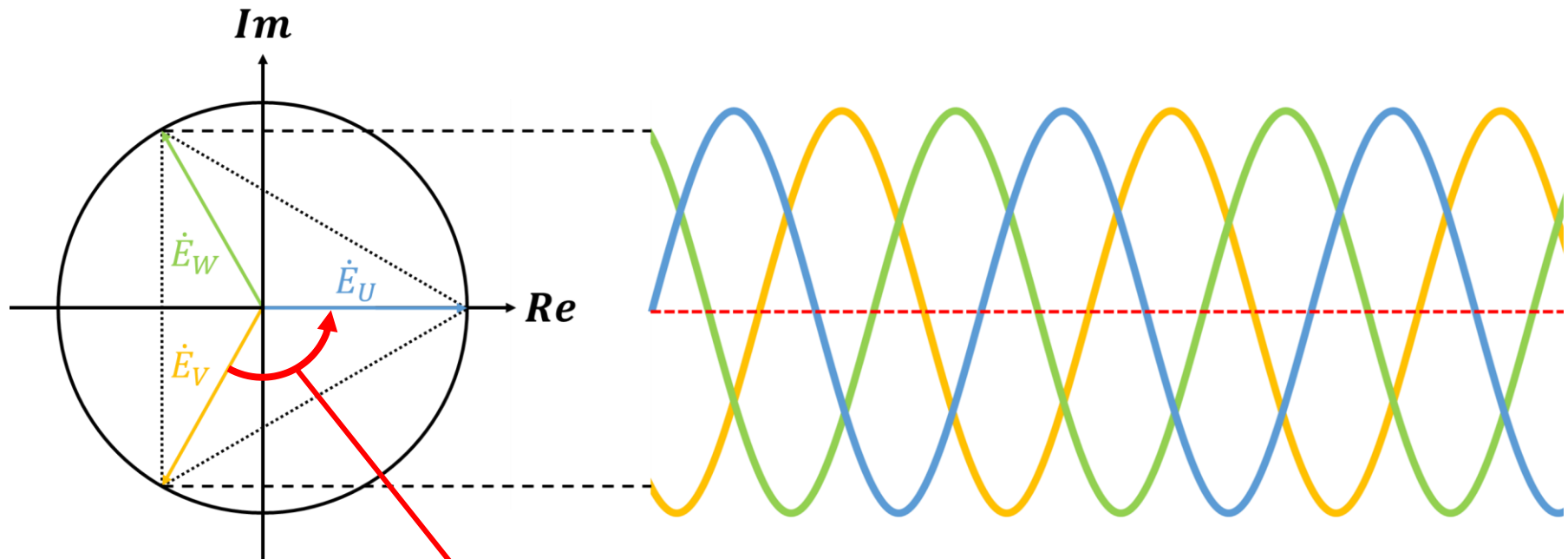


各ベクトルのなす角 Φ_k



各ベクトルのなす角: $\Phi_k = (\theta_{k+1} - \theta_k) - (\theta_k - \theta_{k-1})$

多相対称交流回路の特徴

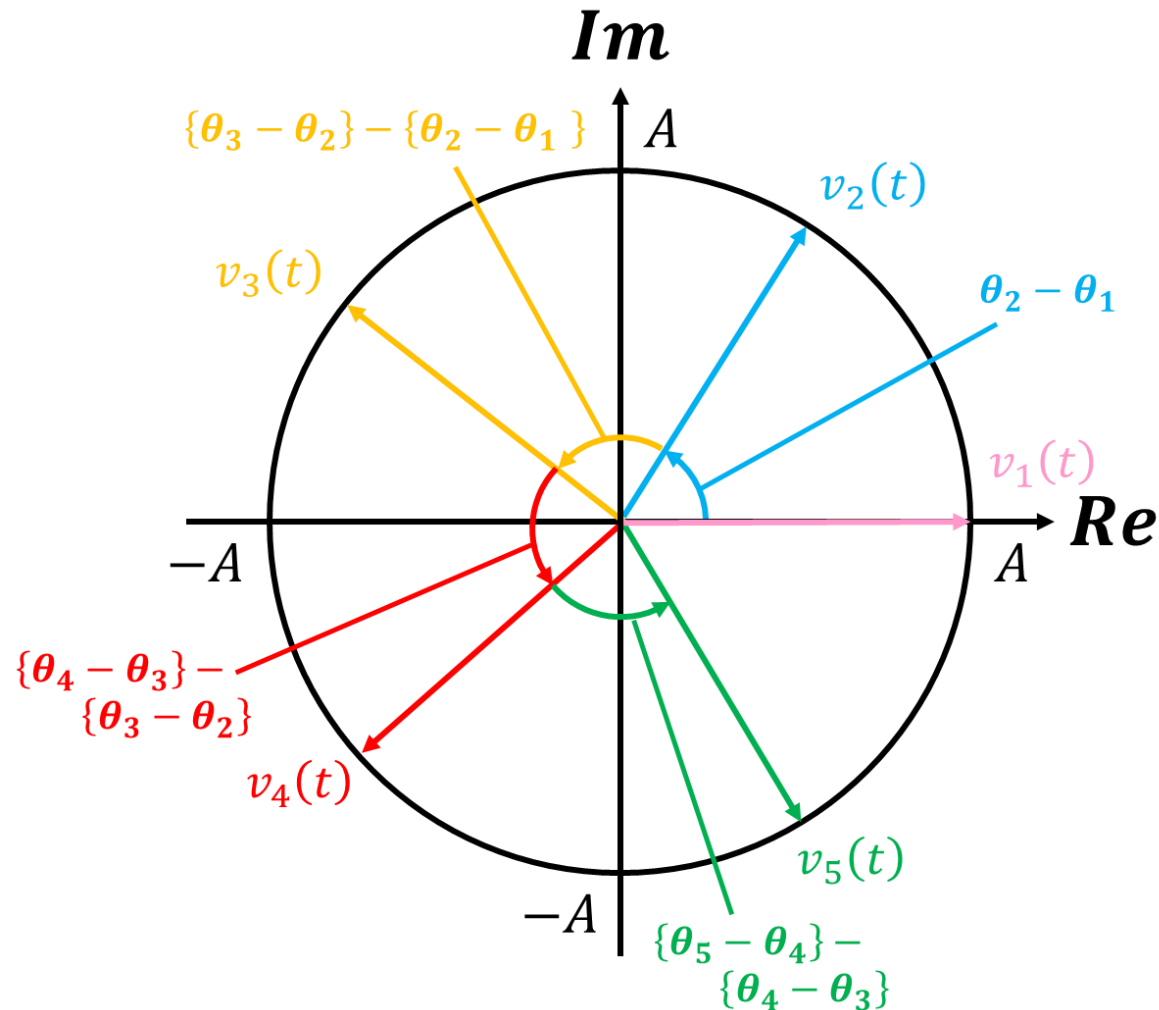


各ベクトルのなす角が等しい



多相対称交流回路の瞬時値の和は常にゼロ

第1総和項をゼロにする




$$\Phi_k = \frac{2\pi}{\text{ベクトルの数}} = \frac{2\pi}{N-1}$$



第1総和項がゼロ

Narahashi位相

Narahashi位相の基本式: $\theta_k = (k-1)\theta_2 - (k-2)\theta_1 + \frac{(k-1)(k-2)}{N-1}\pi$


 $\theta_1 = \theta_2 = 0$

$$\theta_k = \frac{(k-1)(k-2)}{N-1}\pi$$

k	1	2	3	4	5	6
θ_k	0	0	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 2$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 6$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 12$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 20$

Ψ_k	0	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 2$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 4$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 6$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 8$
----------	---	---------------------------	---------------------------	---------------------------	---------------------------

二階微分	$\frac{2\pi}{N-1}$	$\frac{2\pi}{N-1}$	$\frac{2\pi}{N-1}$	$\frac{2\pi}{N-1}$
------	--------------------	--------------------	--------------------	--------------------

Newman位相の場合

$$\theta_k = \frac{(k-1)^2}{N} \pi$$

k	1	2	3	4	5	6
θ_k	0	$\frac{\pi}{N}$	$\frac{\pi}{N} \cdot 4$	$\frac{\pi}{N} \cdot 9$	$\frac{\pi}{N} \cdot 16$	$\frac{\pi}{N} \cdot 25$

Ψ_k	$\frac{\pi}{N}$	$\frac{\pi}{N} \cdot 3$	$\frac{\pi}{N} \cdot 5$	$\frac{\pi}{N} \cdot 7$	$\frac{\pi}{N} \cdot 9$
----------	-----------------	-------------------------	-------------------------	-------------------------	-------------------------

二階微分	$\frac{2\pi}{N}$	$\frac{2\pi}{N}$	$\frac{2\pi}{N}$	$\frac{2\pi}{N}$
------	------------------	------------------	------------------	------------------

Narahashi位相と一致



初期位相の式の違いは何か？

Narahashi と Newman の違い

Narahashi位相の基本式:

$$\theta_k = (k-1)\theta_2 - (k-2)\theta_1 + \frac{(k-1)(k-2)}{N}\pi$$

↓
kについて解く

$$\theta_k = \frac{\pi}{N}k^2 + \left(-\frac{3\pi}{N} + \theta_2 - \theta_1\right)k + \left(\frac{2\pi}{N} - \theta_2 + 2\theta_1\right) \dots \textcircled{1}$$

$$\theta_k = \frac{(k-1)^2}{N}\pi = \frac{\pi}{N}k^2 - 2 \cdot \frac{\pi}{N}k + \frac{\pi}{N} \dots \textcircled{2}$$

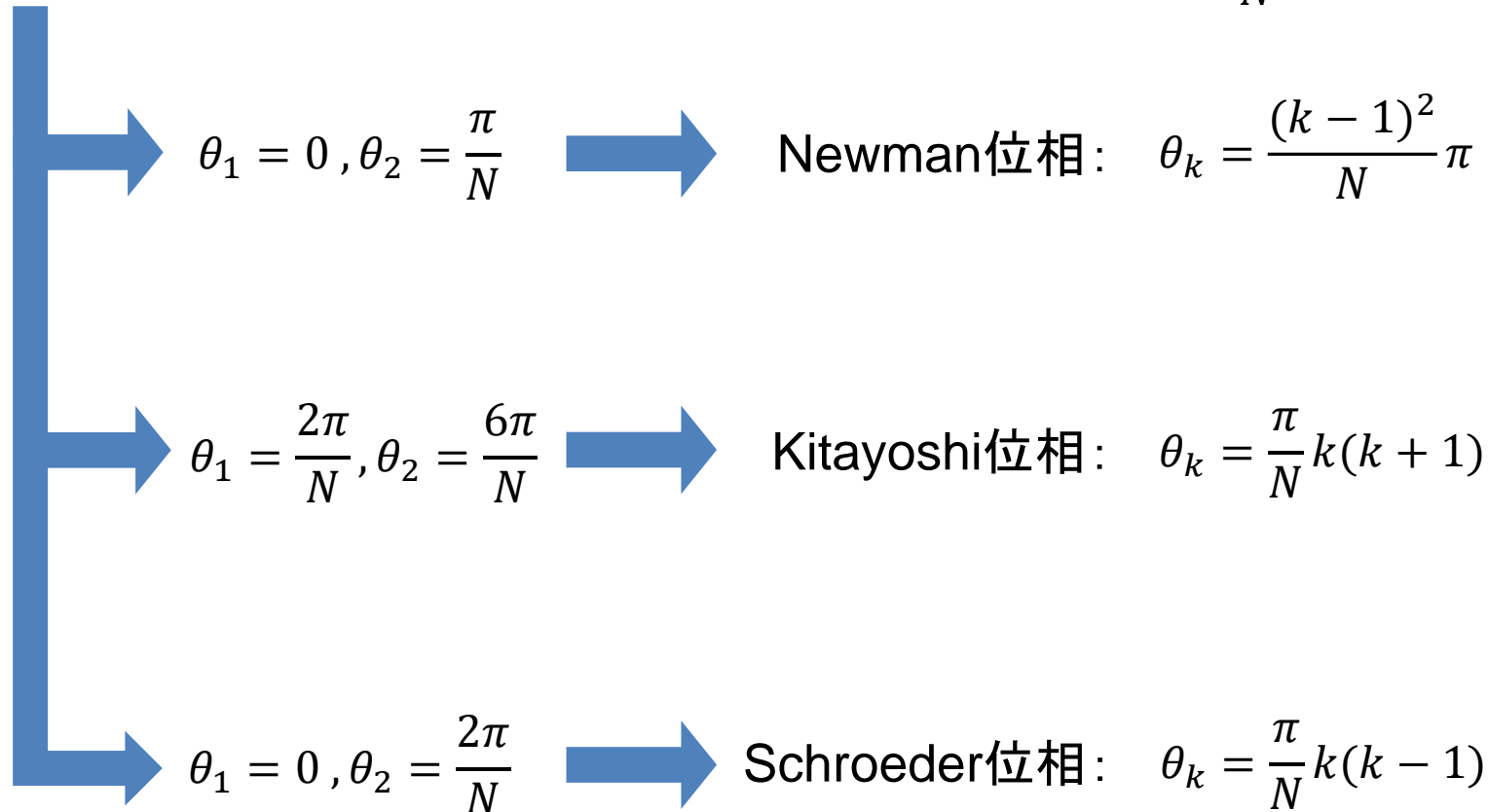
↓
①と②を係数比較

$$\theta_1 = 0, \theta_2 = \frac{\pi}{N}$$

θ_1 と θ_2 に設定する値が異なるだけ

初期位相設定式の統一

Narahashi位相の基本式: $\theta_k = (k-1)\theta_2 - (k-2)\theta_1 + \frac{(k-1)(k-2)}{N}\pi$



位相式の違い = θ_1 と θ_2 の設定値のみ

← CF低減効果の類似性

OUTLINE

- 研究背景
- マルチトーン信号について
- クレストファクタ低減アルゴリズム
- アルゴリズムの統一
- **クレストファクタ制御方式**
- まとめ

広帯域無線通信のテスト

無線通信で使用する周波数帯域：**拡大**

例) 5G:400MHz WiGig:2GHz



直交周波数分割多重 (OFDM) 方式



周波数利用効率 & 通信品質：**高**



デバイスの非線形性により伝送特性**劣化**



回路設計においてOFDM方式の**伝送特性の把握**が重要

従来方式

相互変調歪

: 2トーン信号を利用



低コスト



テスト時間: 長

隣接チャネル電力比

: 規格準拠波形を利用



高精度



信号生成が困難



テストコスト: 増大

提案方式

クレストファクタ(CF)制御:

CFを所望の値に調節したマルチトーン信号を生成

例) 5G: およそ11dB



無線通信デバイス用のテスト信号として使用



テストコスト: **低減**

- 1度に広帯域を測定可能
- 信号生成が簡単

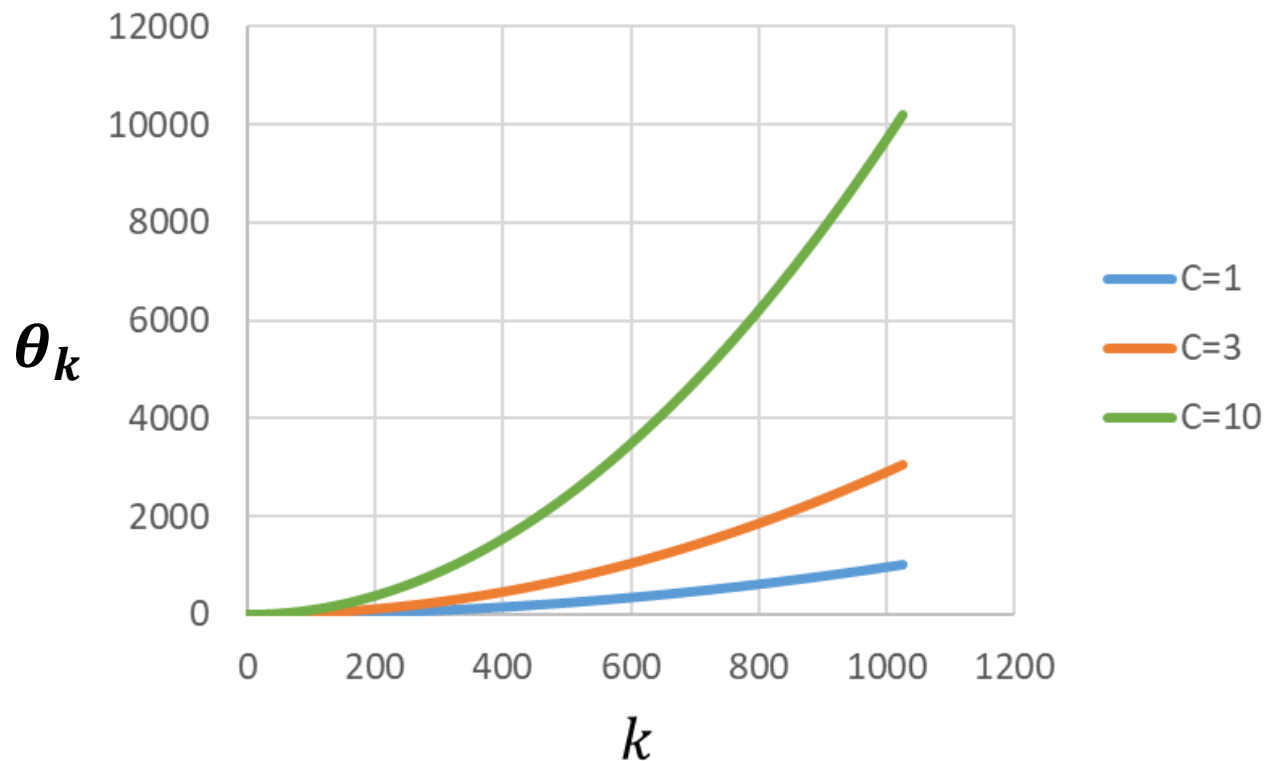


実用に近い試験が可能

クレストファクタ制御方式

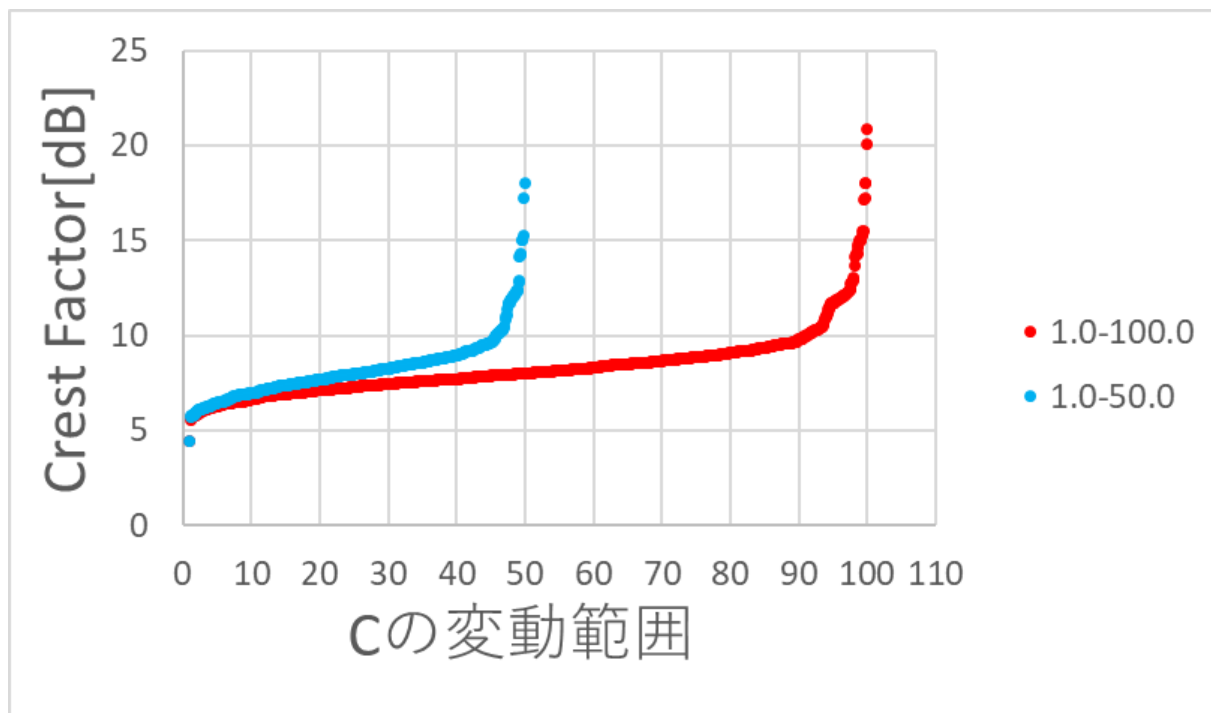
Newman位相の応用

$$\theta_k = C \times \frac{\pi}{N} (k - 1)^2$$



Cの変動範囲とクレストファクタの関係

Cの刻み幅:0.1刻み



1.0~50.0 : 4.5 ~ 18dB → 13.5dB

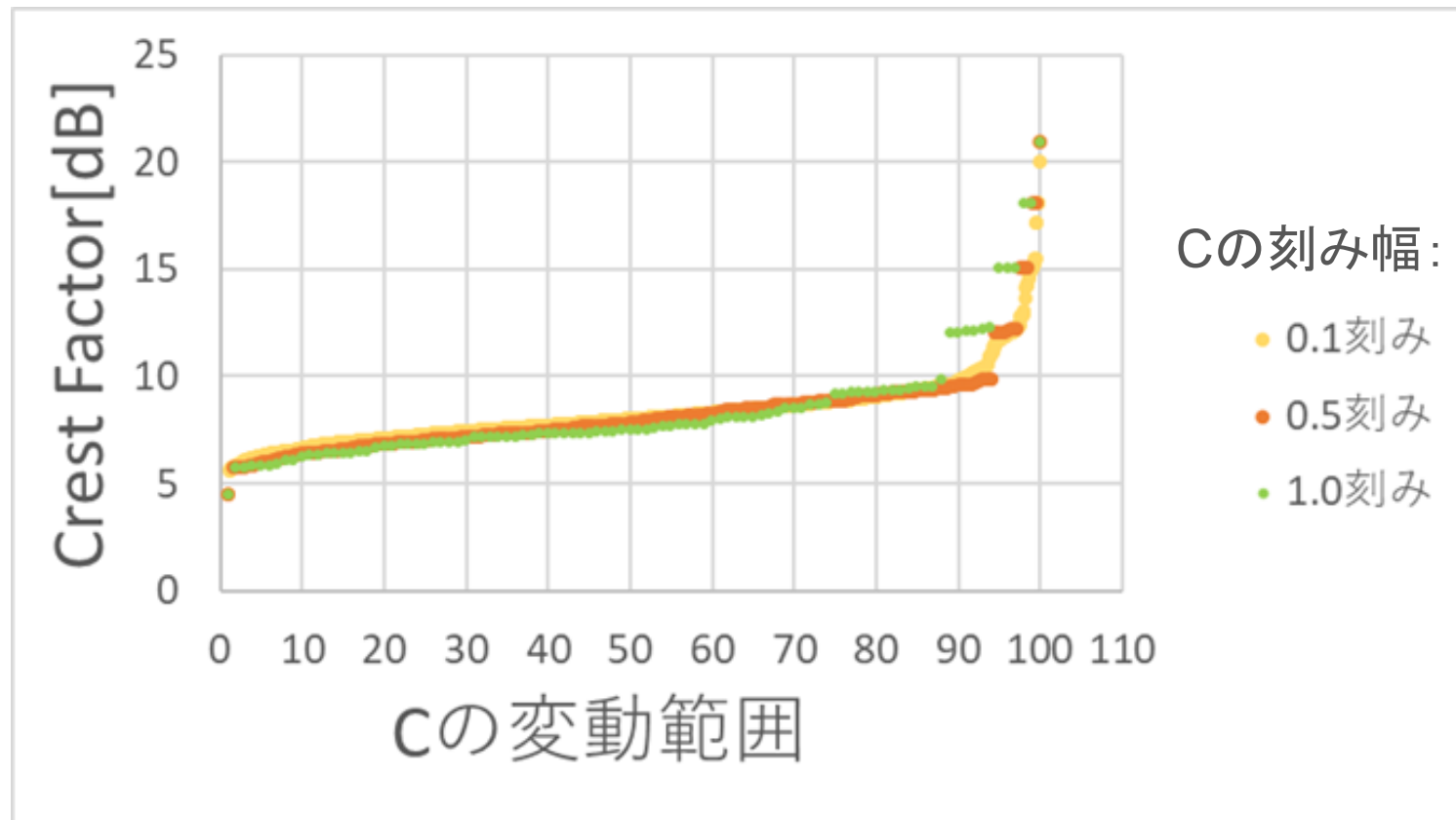
1.0~100.0 : 4.5 ~ 21dB → 16.5dB



Cの変動範囲: **広** → クレストファクタの変動範囲: **広**

Cの刻み幅とクレストファクタの関係

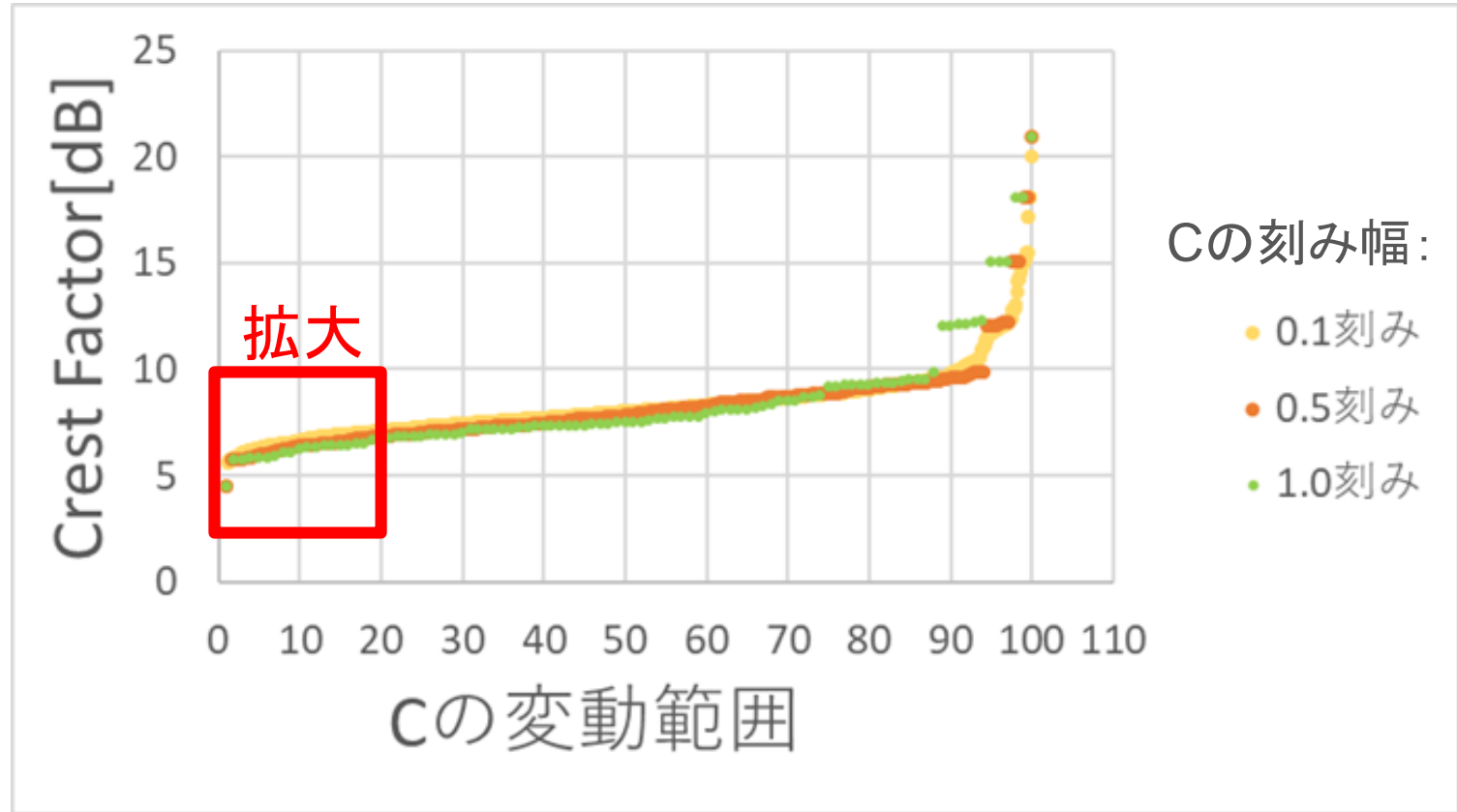
Cの変動範囲: 1.0~100.0



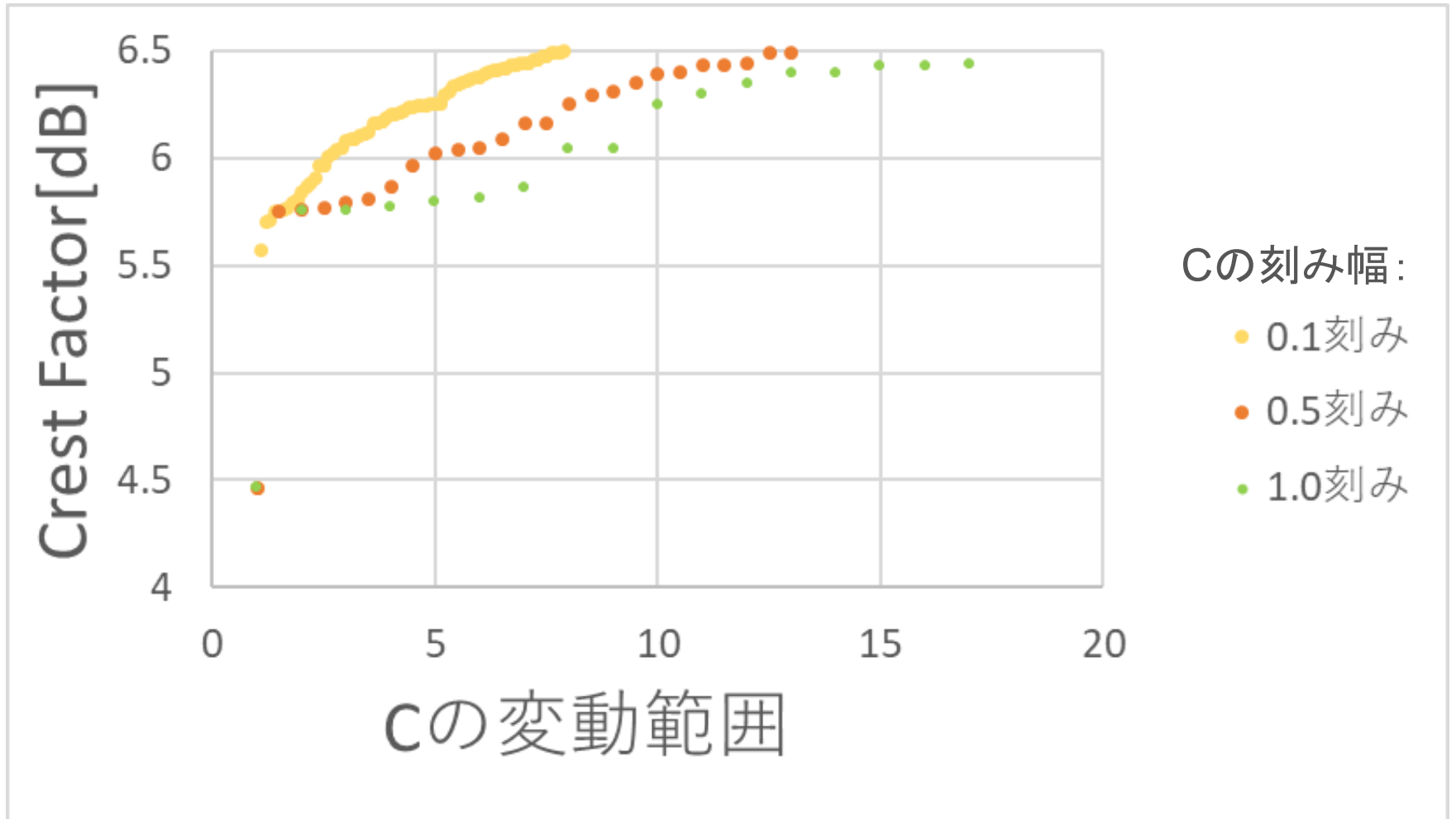
6 ~ 10dB : クレストファクタの分解能が**高い**

Cの刻み幅とクレストファクタの関係

Cの変動範囲: 1.0~100.0

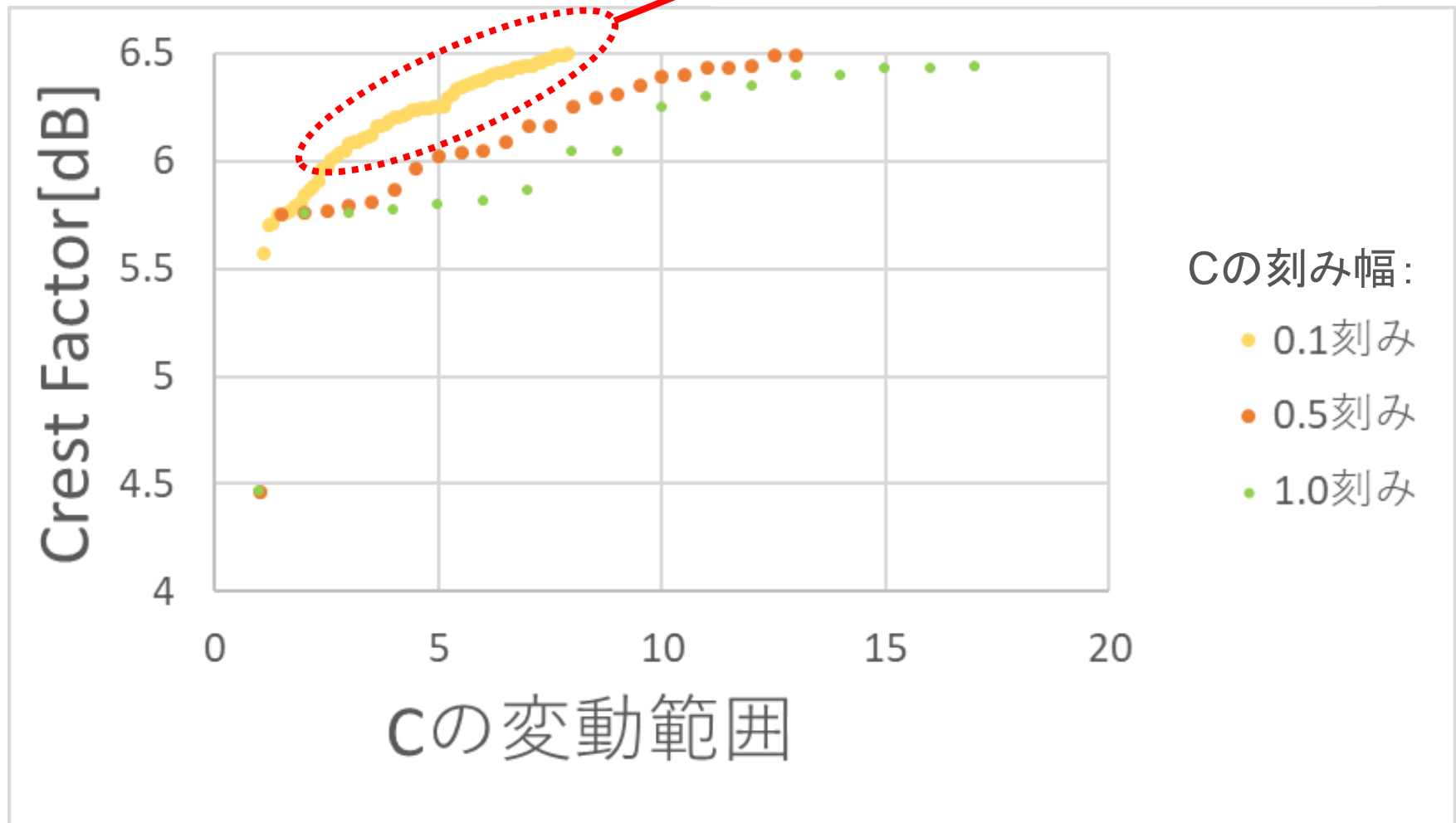


6.5dB以下の拡大図

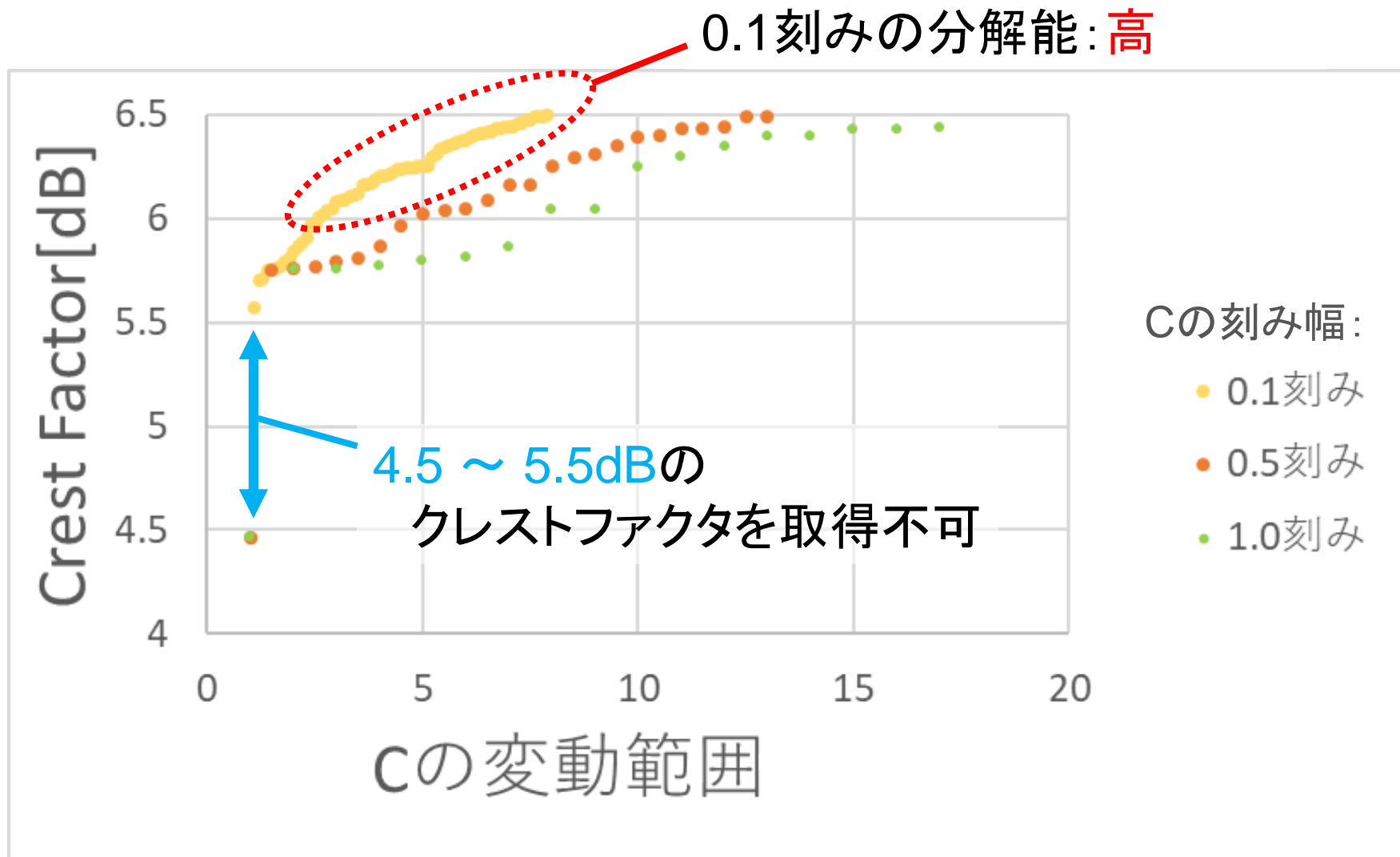


6.5dB以下の拡大図

0.1刻みの分解能: 高

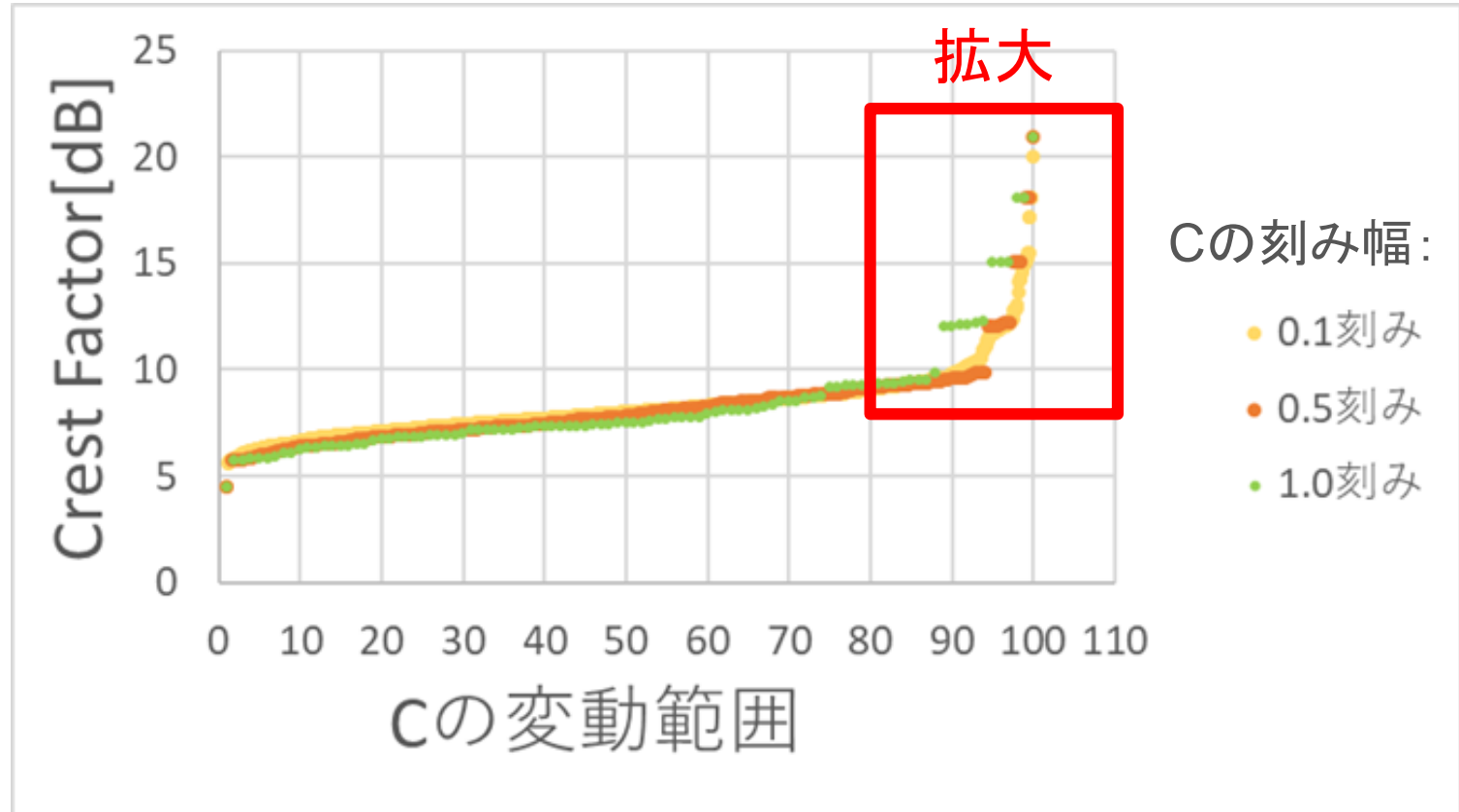


6.5dB以下の拡大図

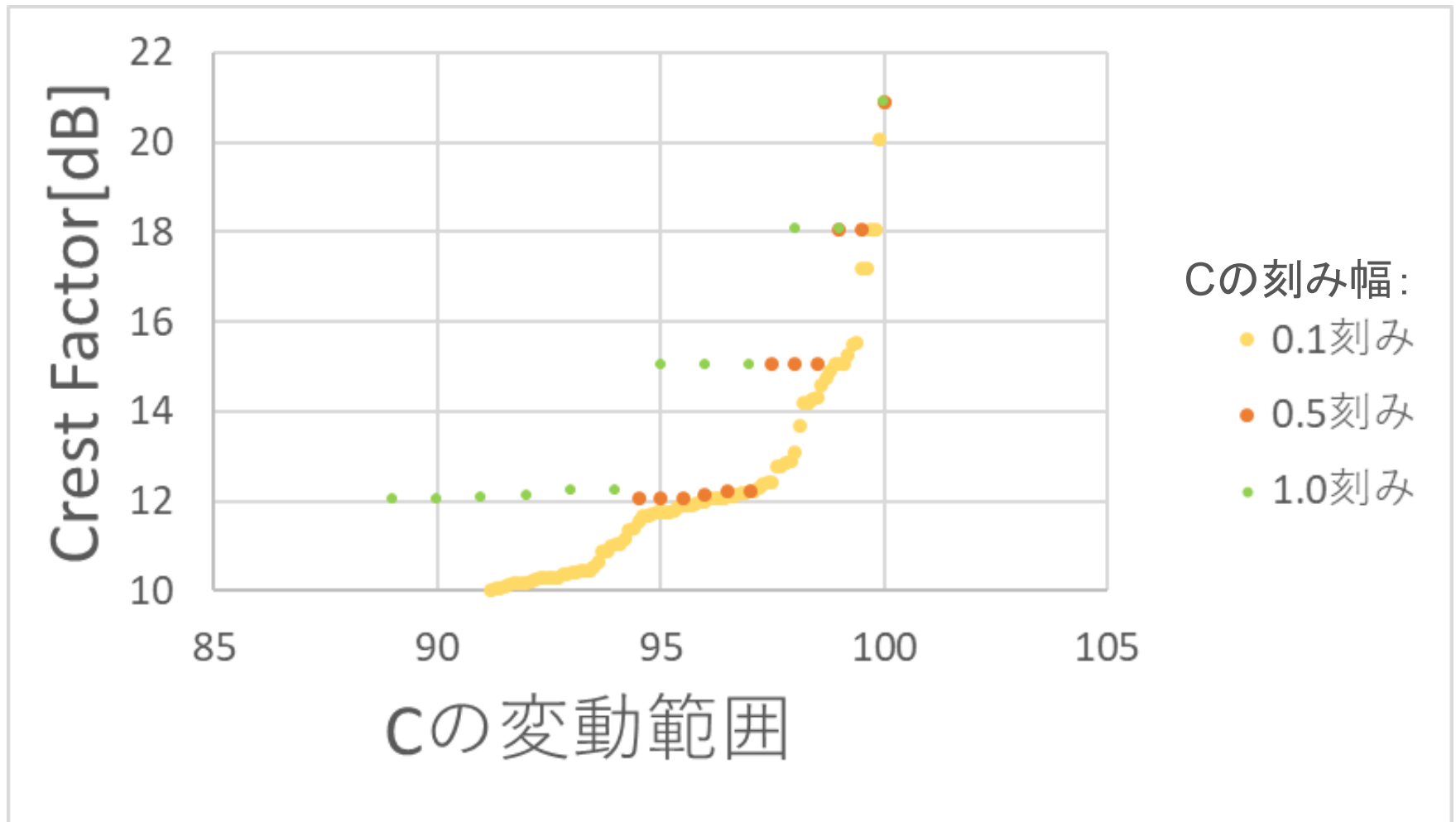


Cの刻み幅とクレストファクタの関係

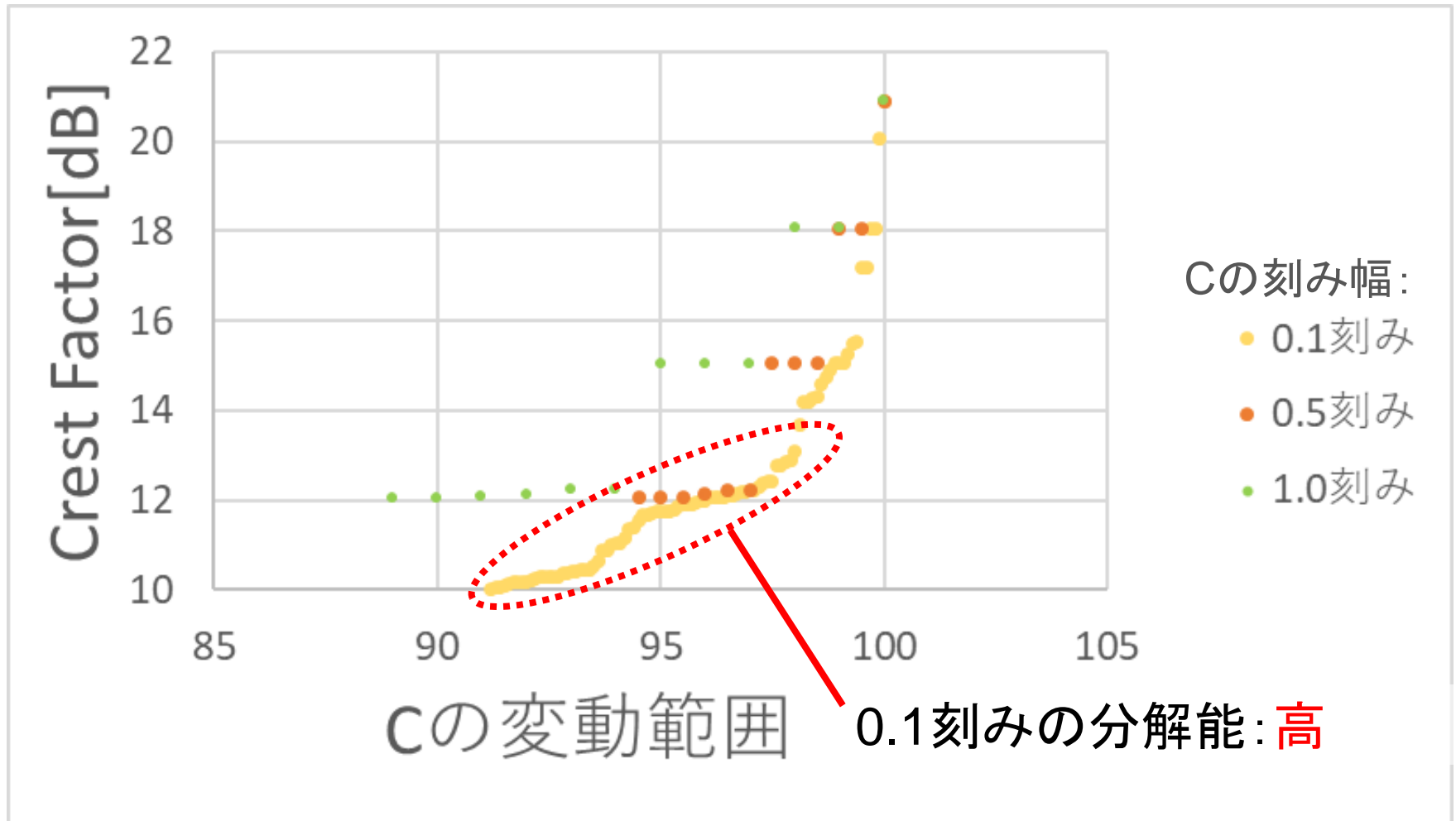
Cの変動範囲: 1.0~100.0



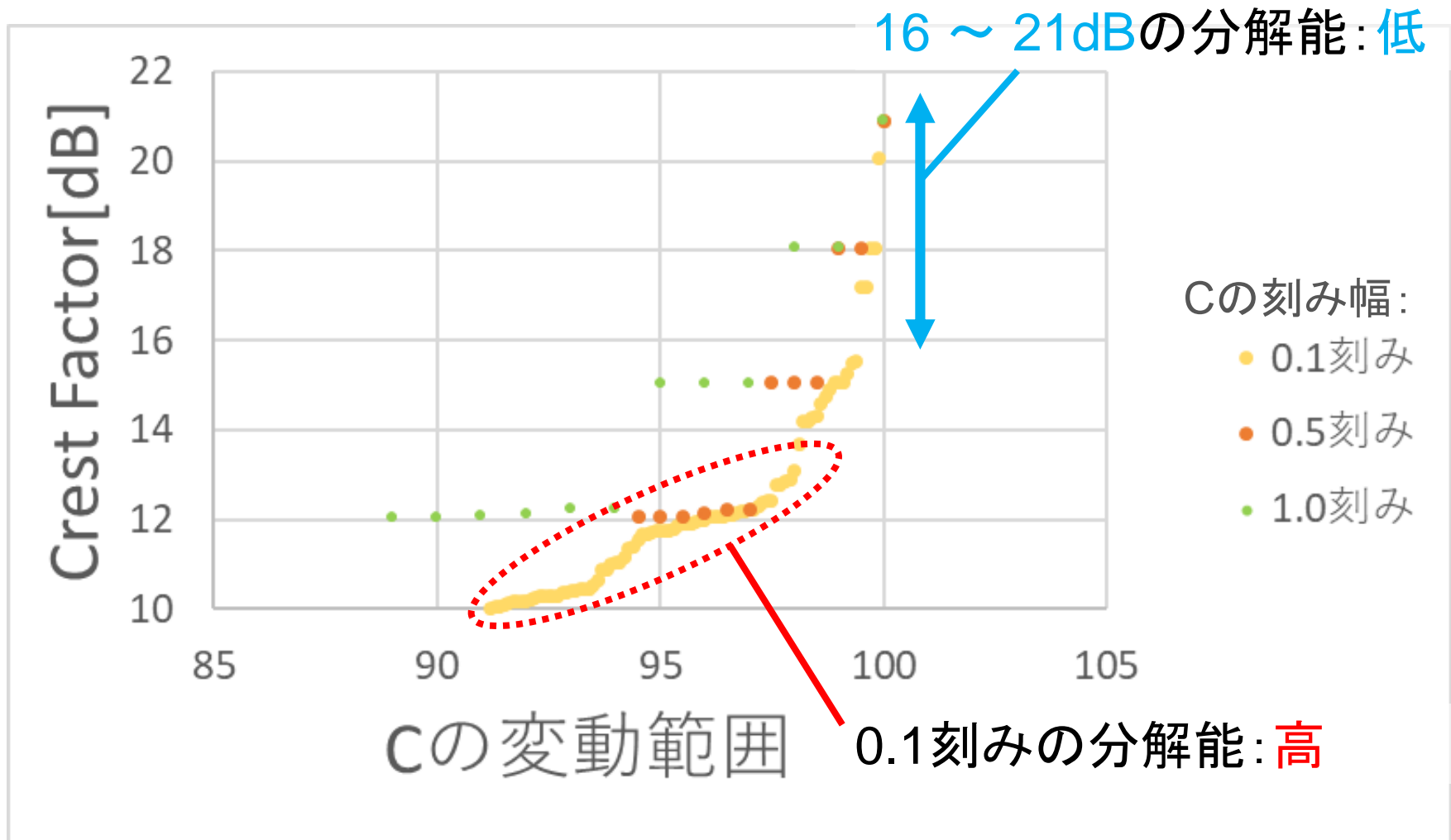
10dB以上の拡大図



10dB以上の拡大図

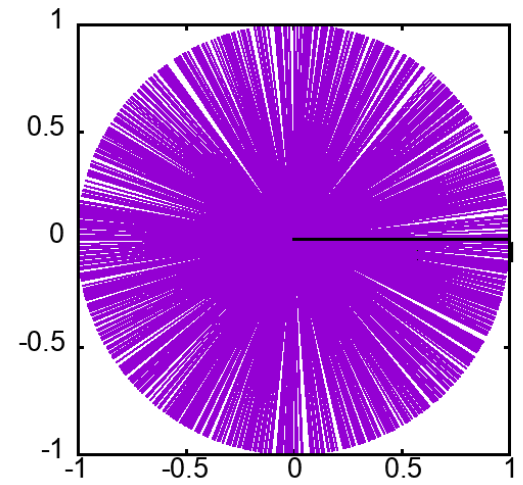
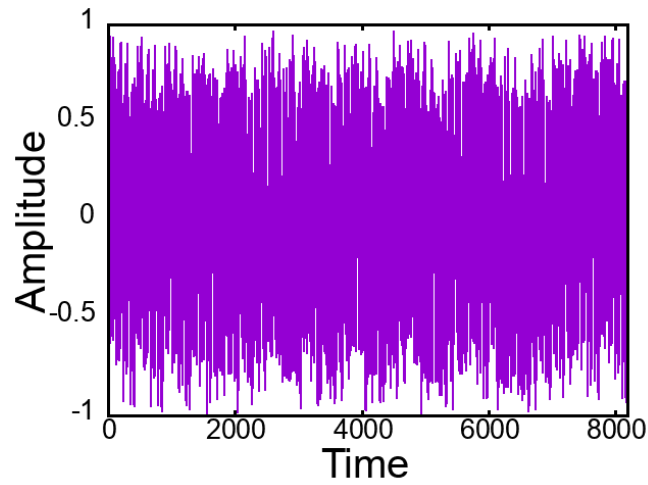


10dB以上の拡大図



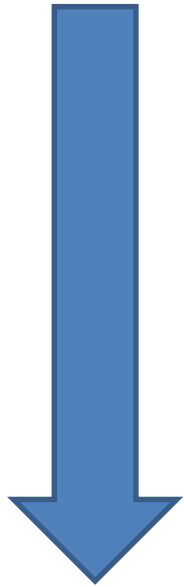
時間軸波形と初期位相

CF = 6.01[dB]

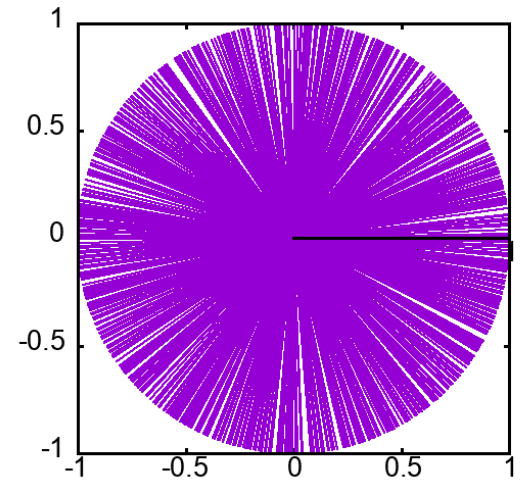
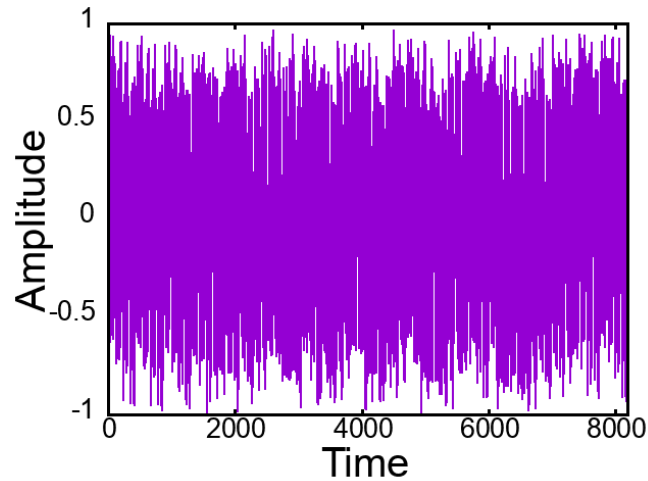


時間軸波形と初期位相

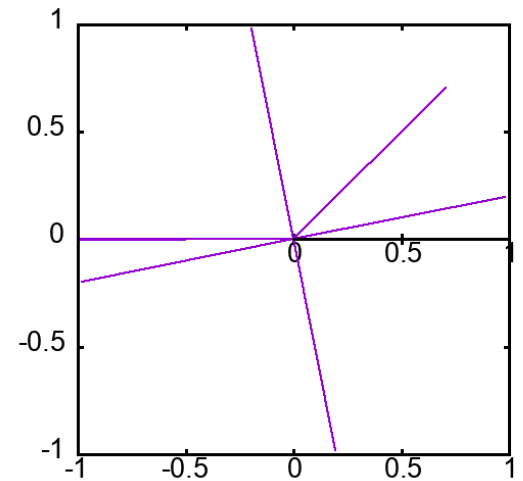
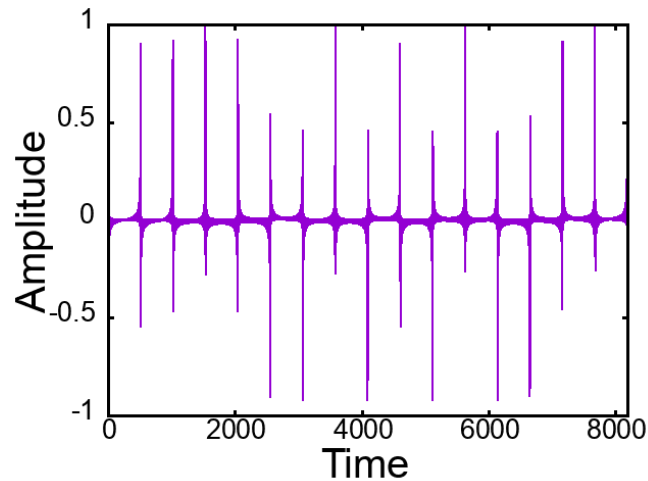
CF = 6.01[dB]



CF = 20.1[dB]

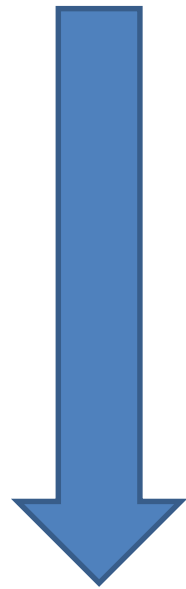


時間軸波形の質
悪化

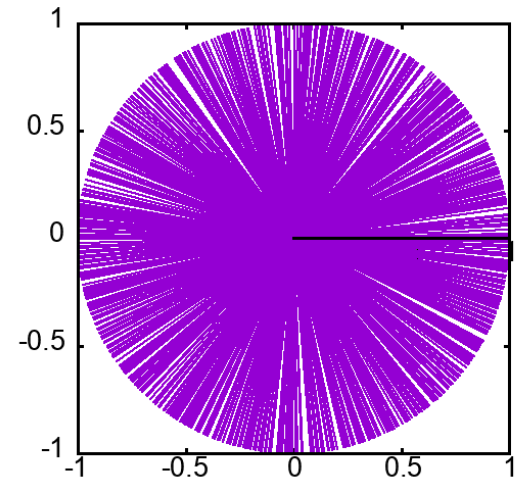
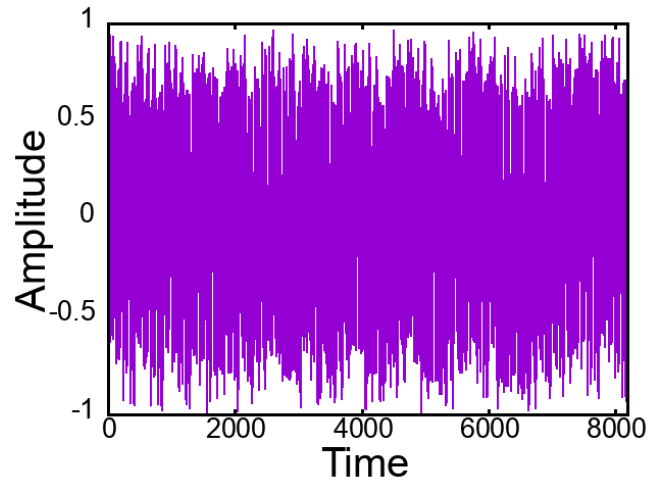


時間軸波形と初期位相

CF = 6.01[dB]

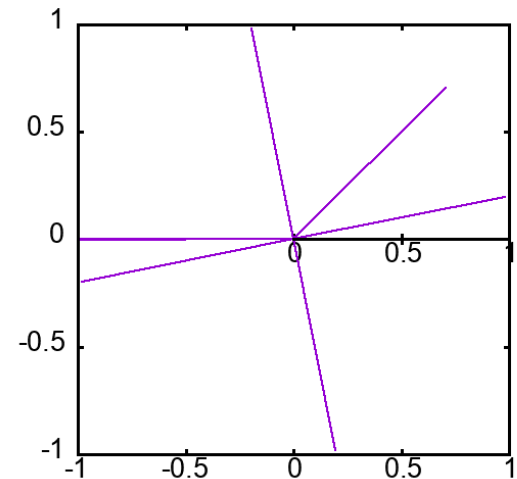
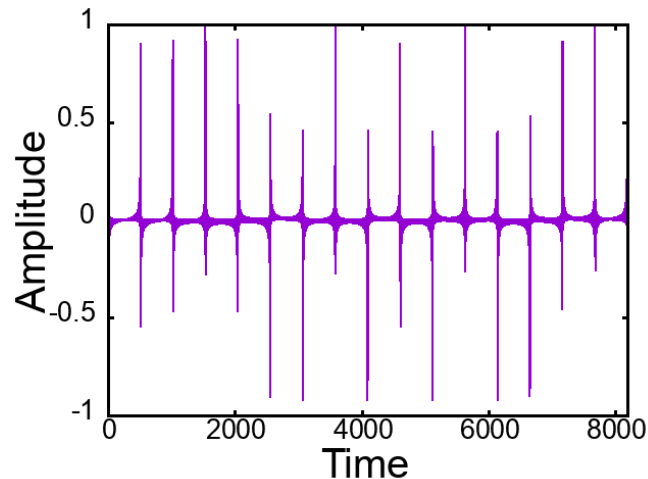


CF = 20.1[dB]



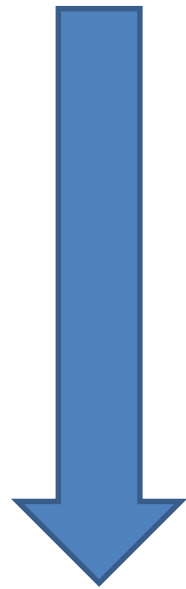
時間軸波形の質
悪化

初期位相の種類
減少

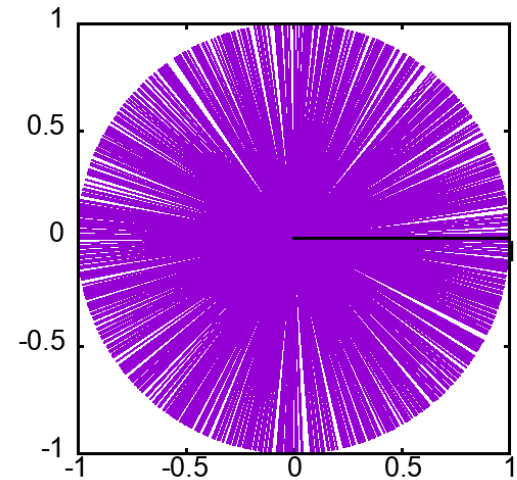
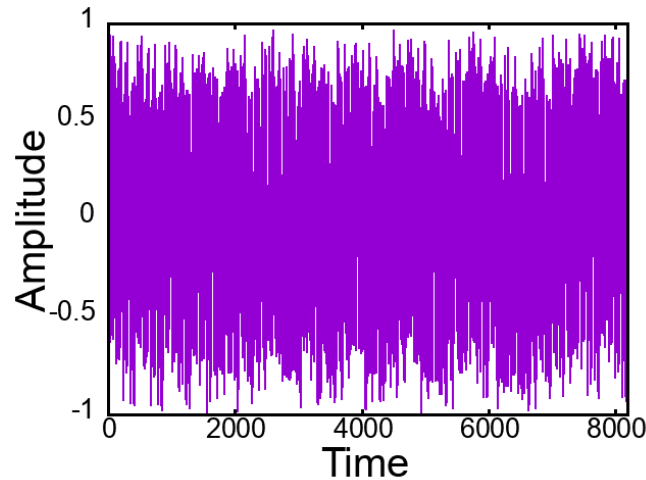


時間軸波形と初期位相

CF = 6.01[dB]

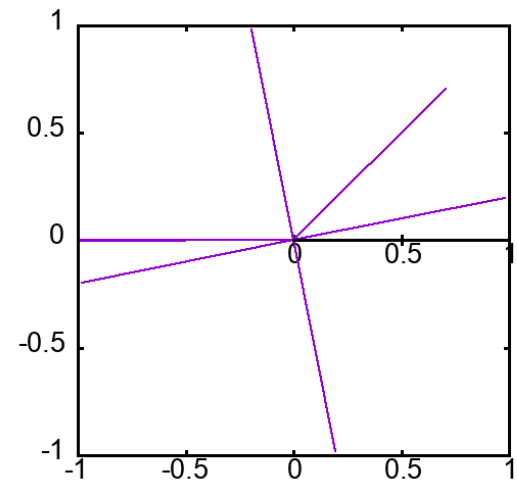
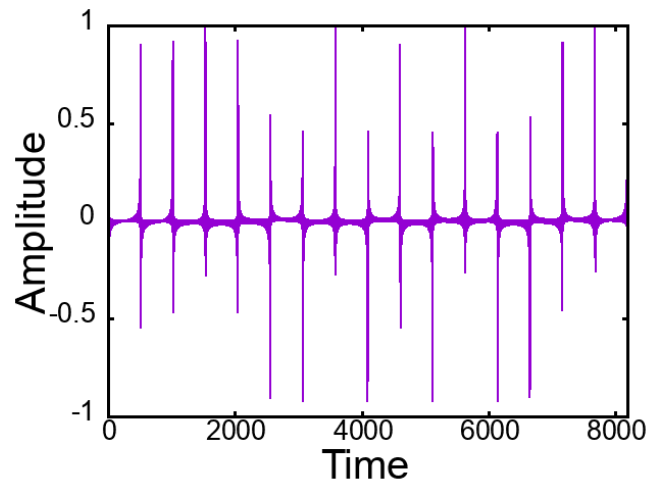


CF = 20.1[dB]

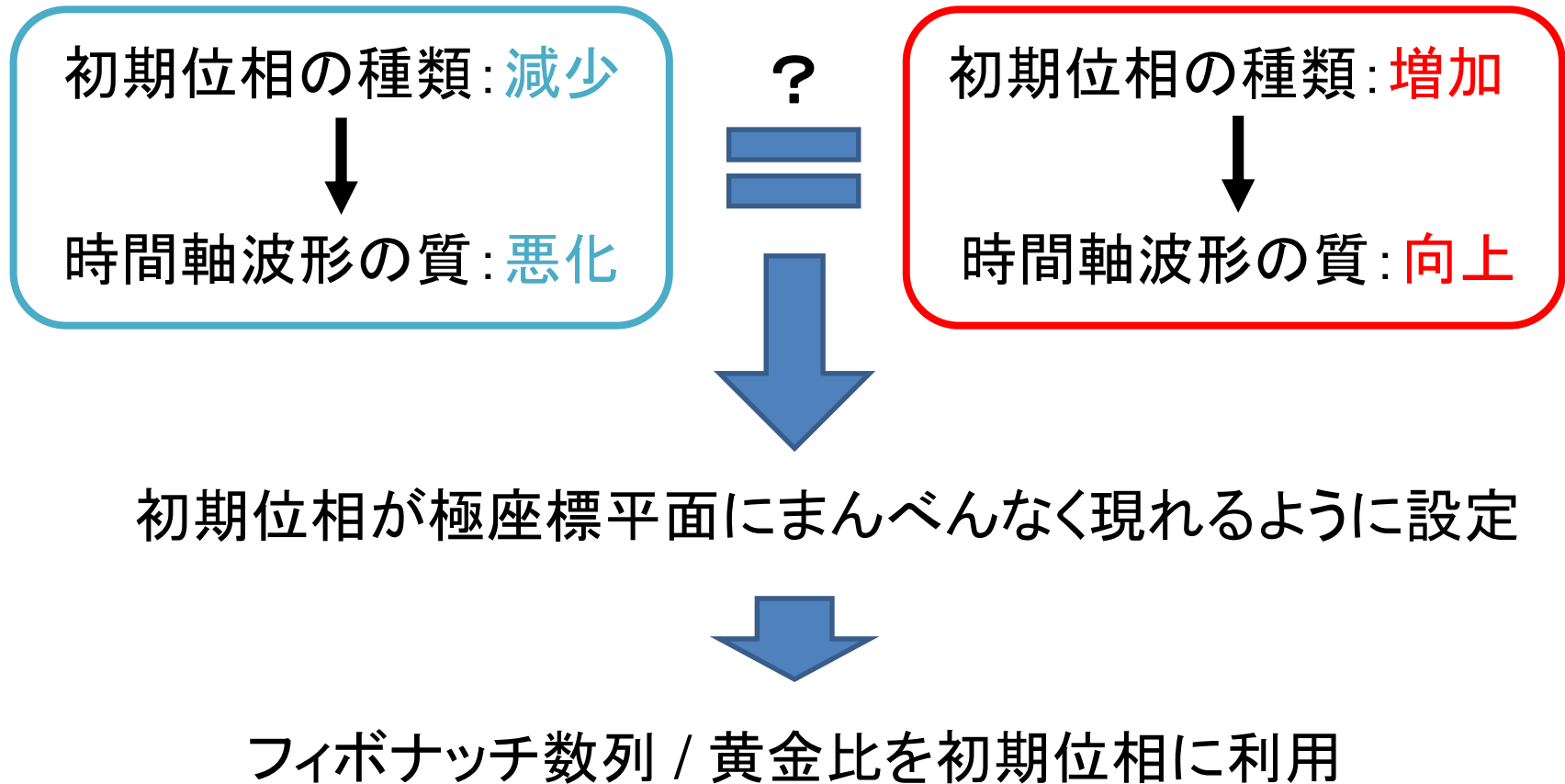


時間軸波形の質 **悪化** 初期位相の種類 **減少**

相関



フィボナッチマルチトーン信号

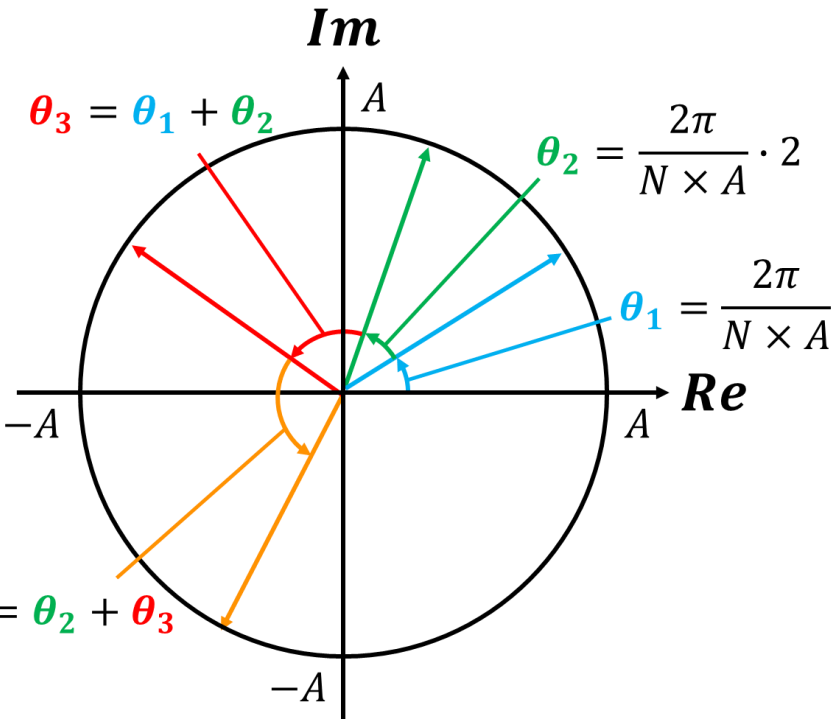


フィボナッチ / 黄金比 マルチトーン信号

位相の初期値: $\theta_1 = \frac{2\pi}{N \times A}$

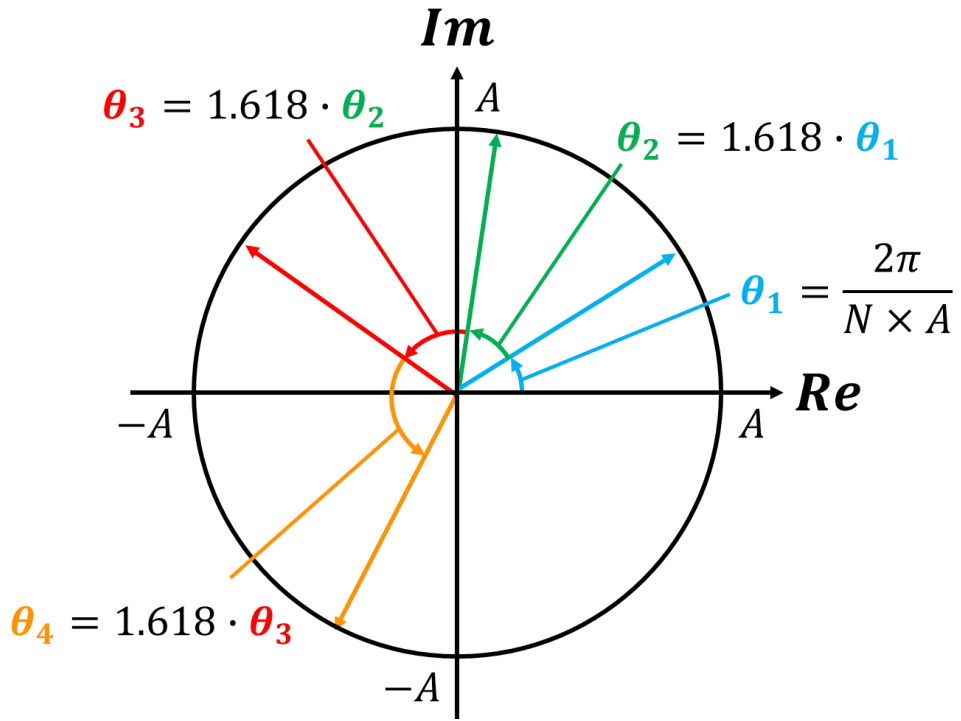
フィボナッチ位相

$\theta_k = \theta_{k-2} + \theta_{k-1}$

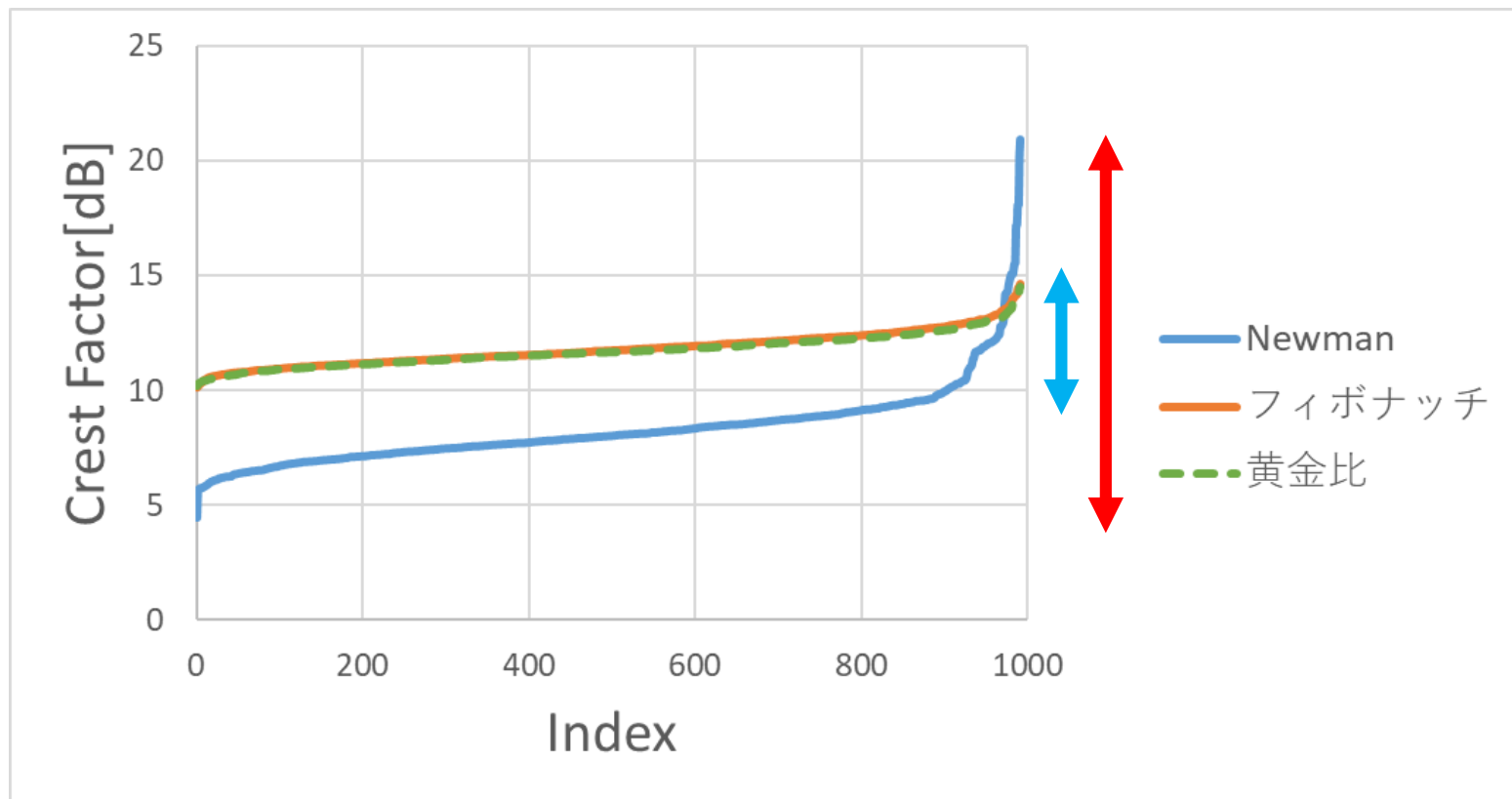


黄金比位相

$\theta_k = 1.618 \times \theta_{k-1}$



クレストファクタ変動範囲 比較



Newman : 4.5 ~ 21dB → **16.5dB**

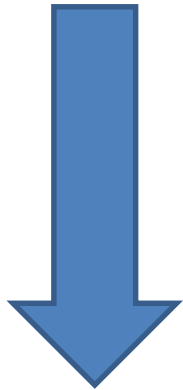
フィボナッチ / 黄金比 : 10 ~ 15dB → **5.0dB**



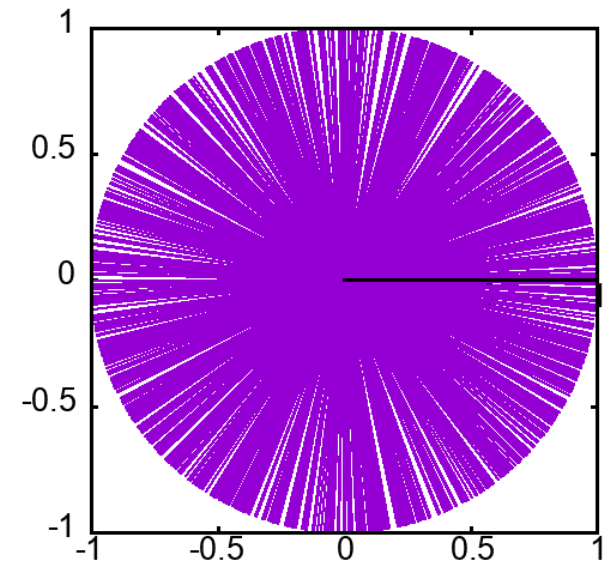
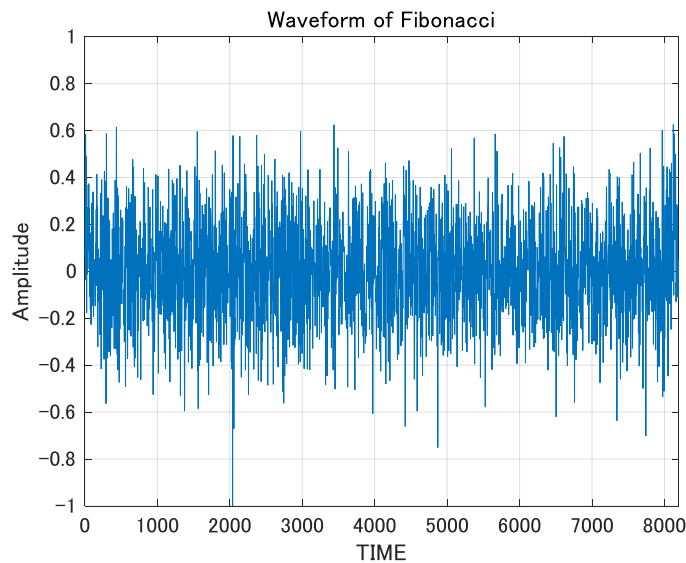
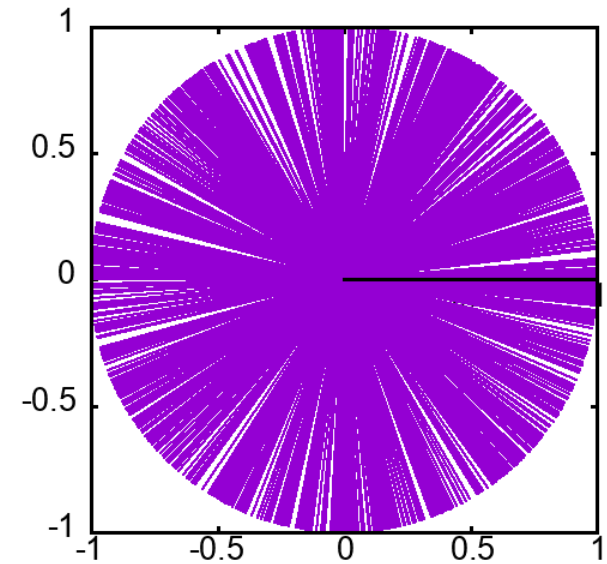
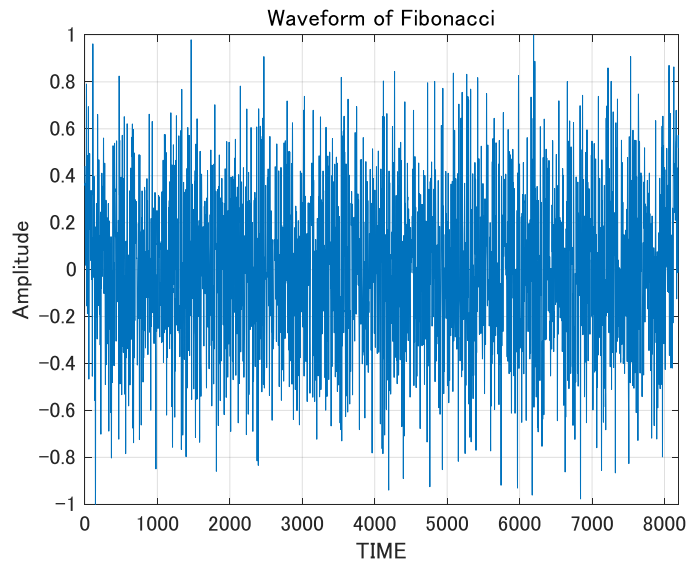
CF変動範囲: **狭**

フィボナッチ位相 波形と初期位相

CF = 10.1[dB]

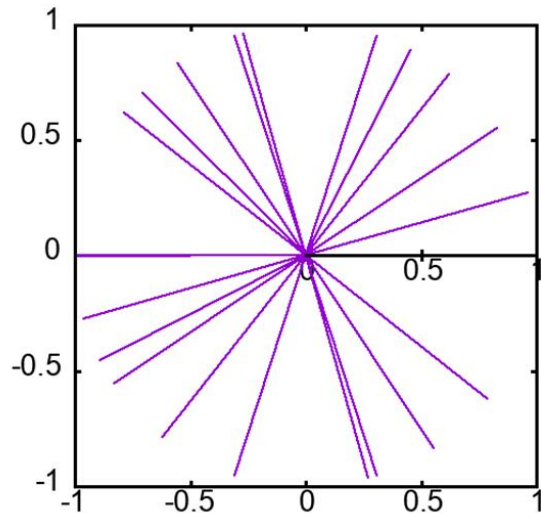


CF = 14.0[dB]

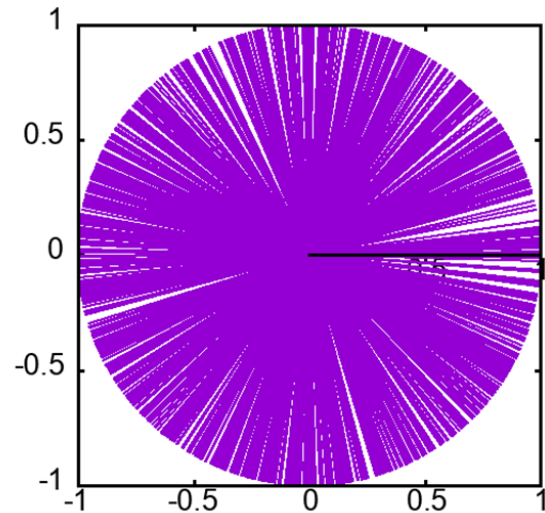


Newman位相とフィボナッチ位相

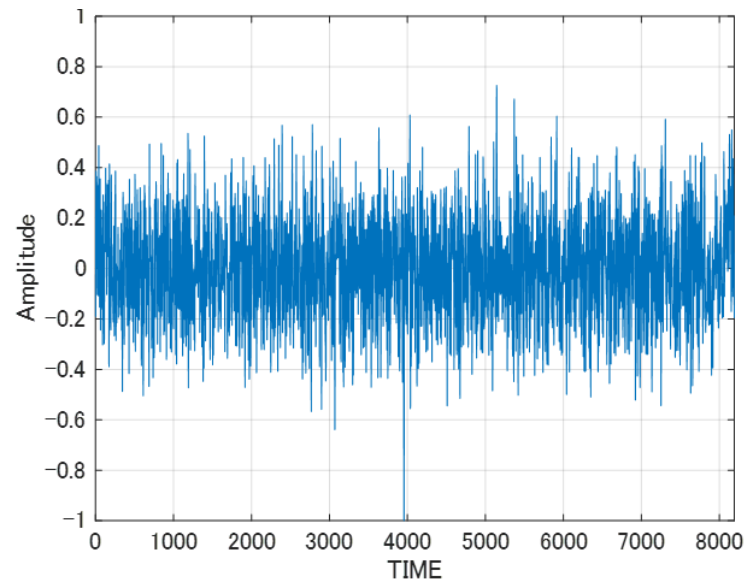
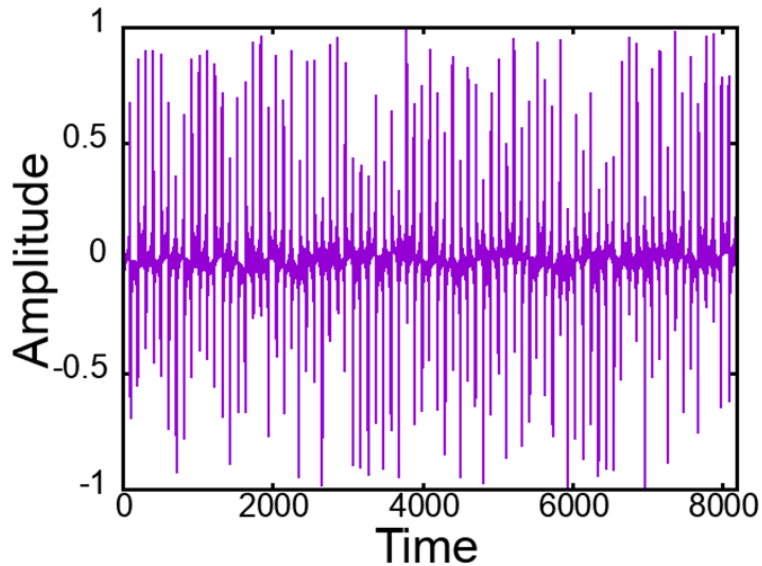
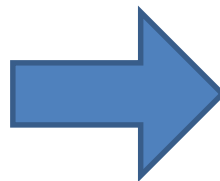
Newman位相 CF=14.3[dB]



フィボナッチ位相 CF=14.4[dB]

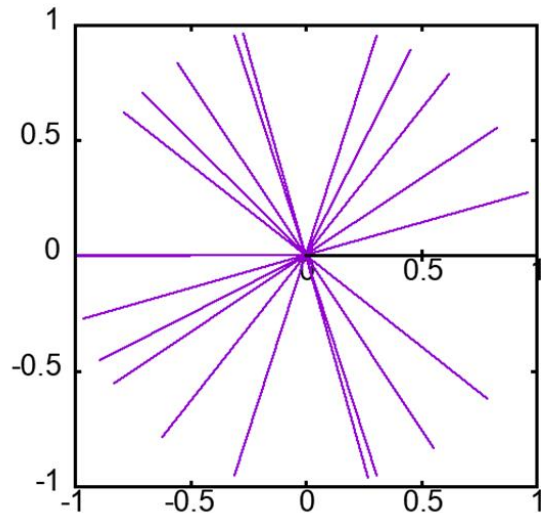


位相の種類
増加

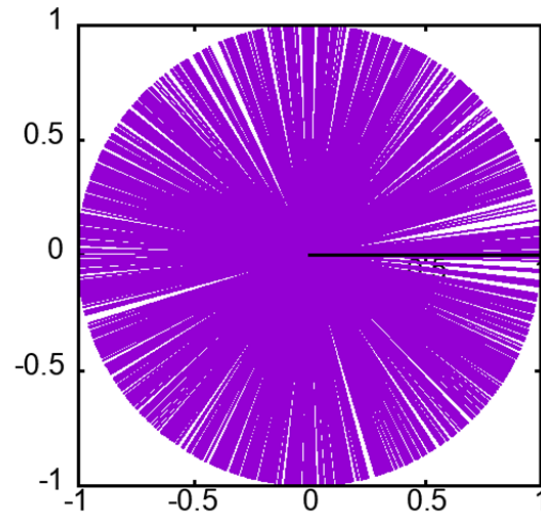


Newman位相とフィボナッチ位相

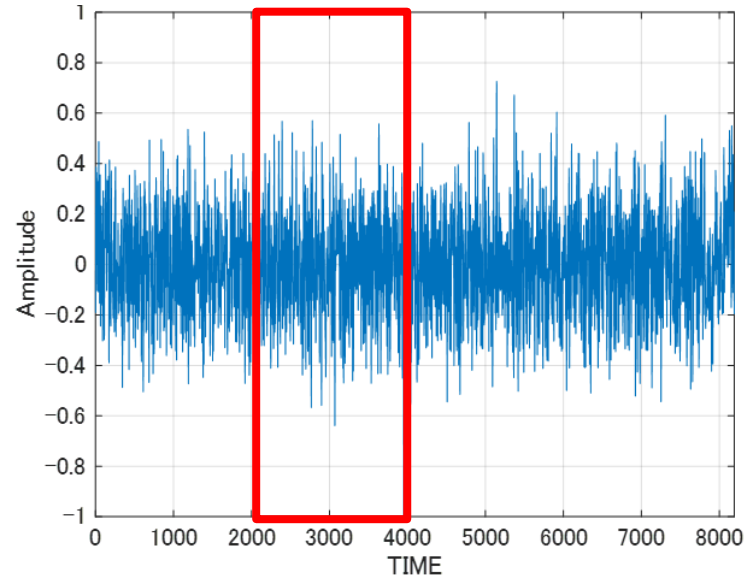
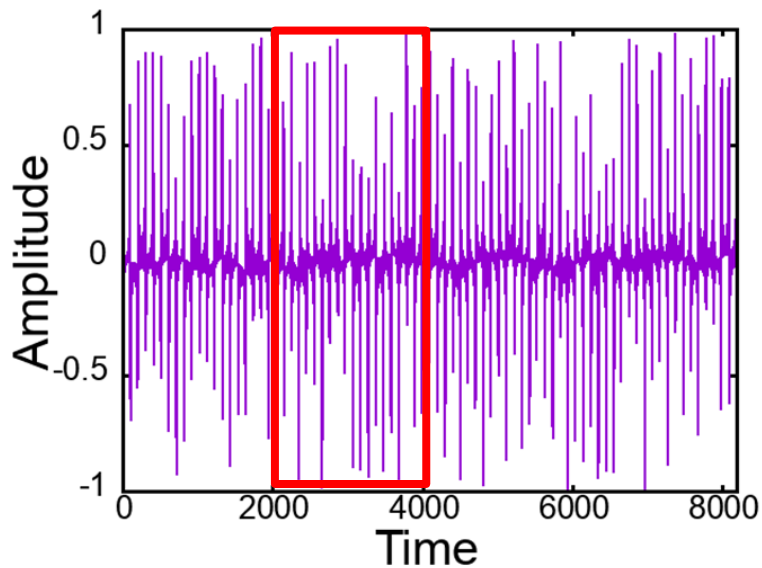
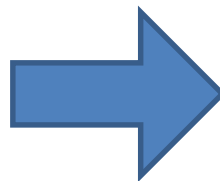
Newman位相 CF=14.3[dB]



フィボナッチ位相 CF=14.4[dB]

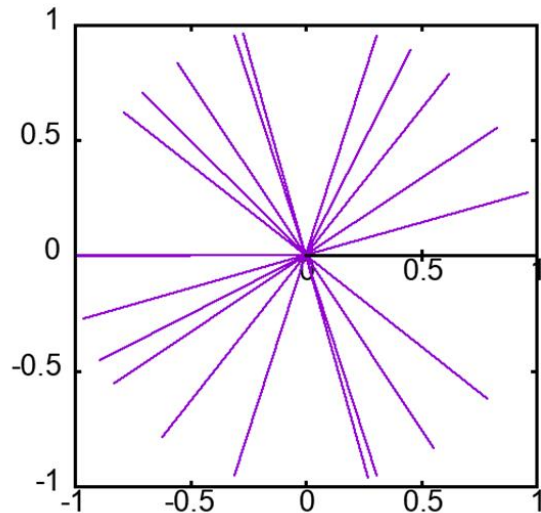


位相の種類
増加

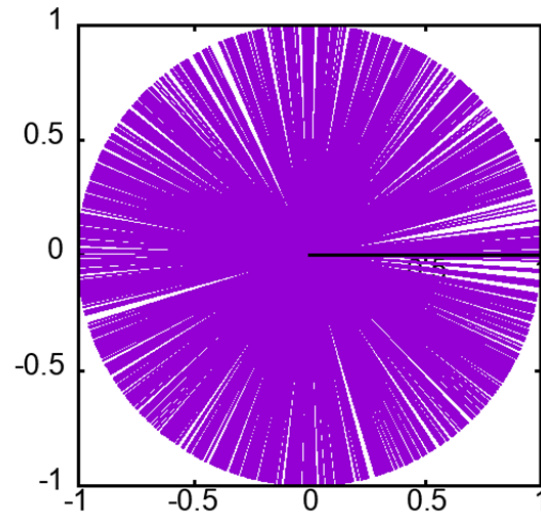


Newman位相とフィボナッチ位相

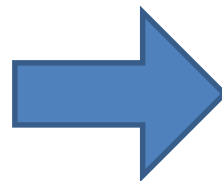
Newman位相 CF=14.3[dB]



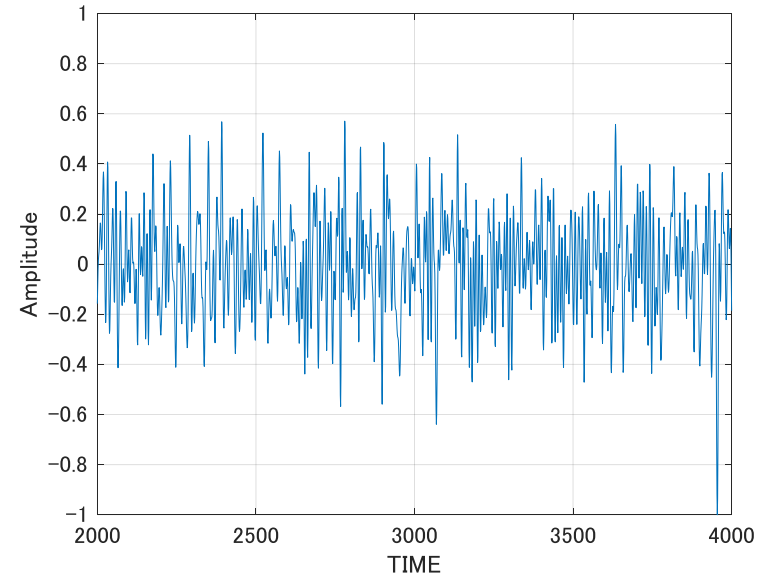
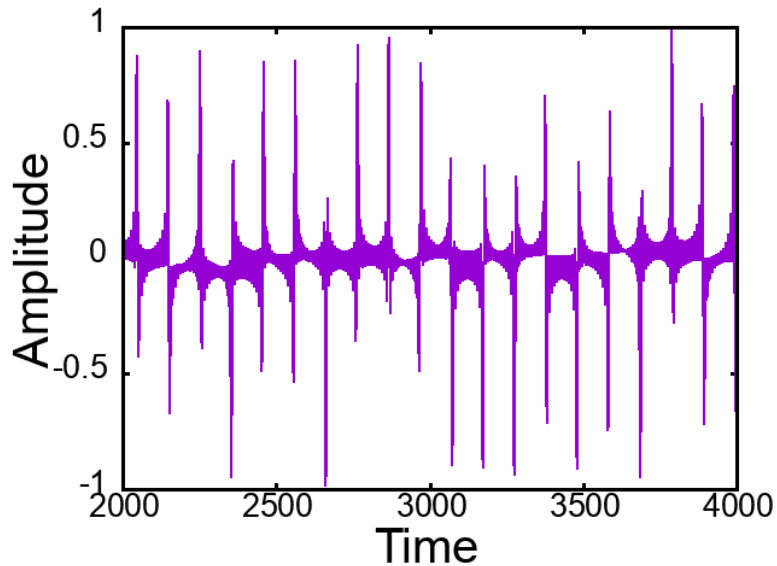
フィボナッチ位相 CF=14.4[dB]



位相の種類
増加

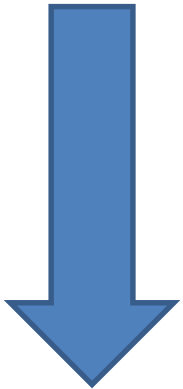


波形品質
改善

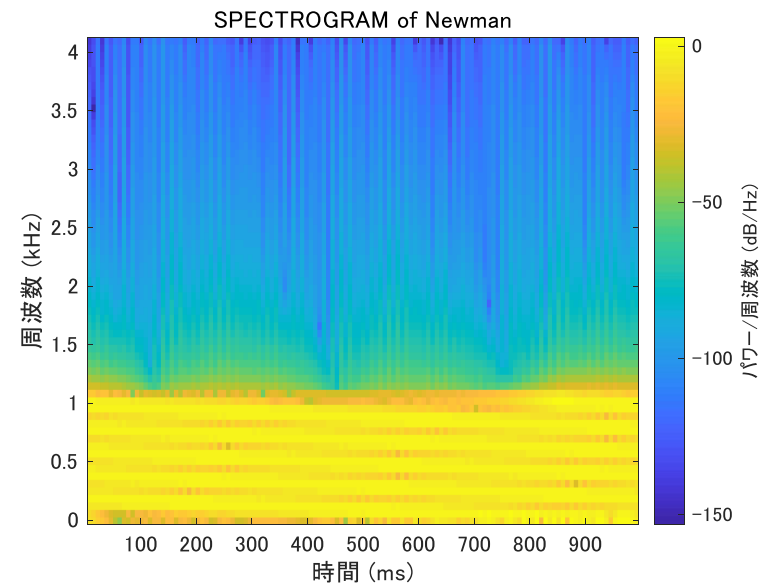
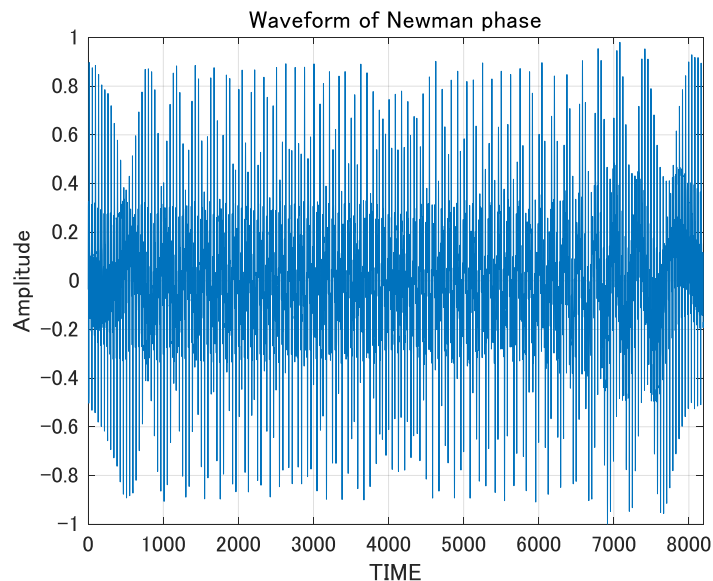
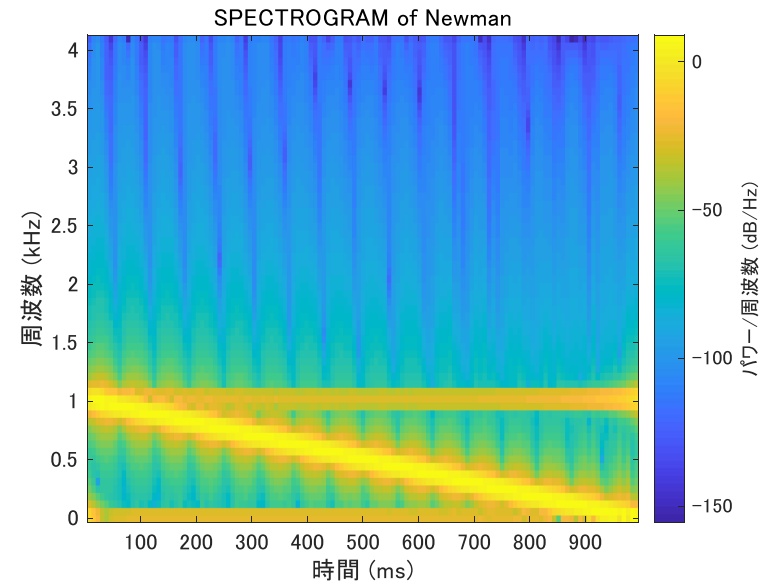
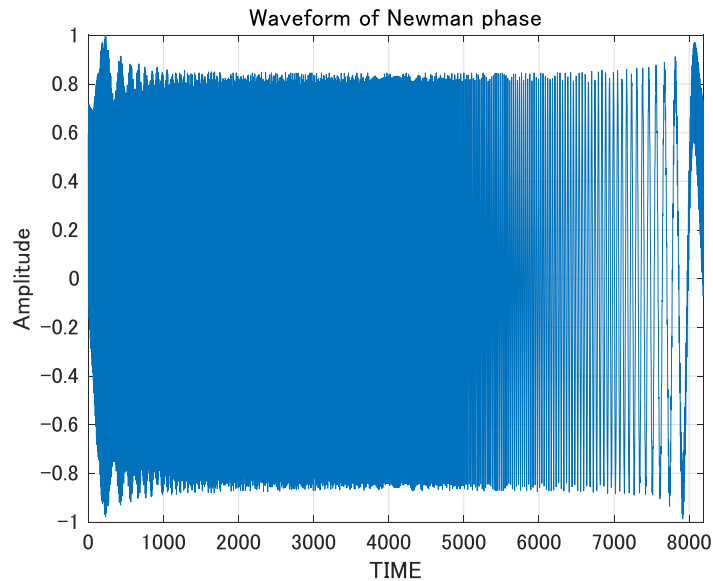


Newman位相のスペクトログラム

CF
4.46[dB]

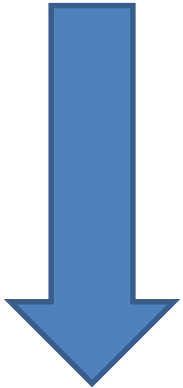


CF
10.0[dB]

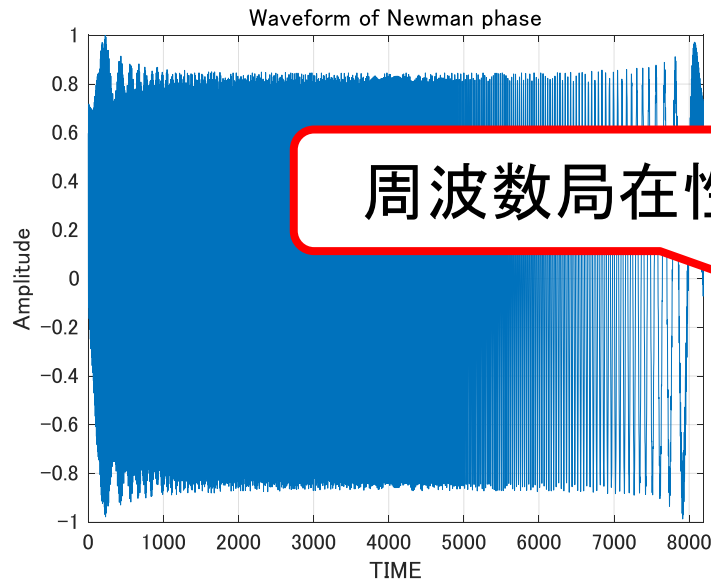


Newman位相のスペクトログラム

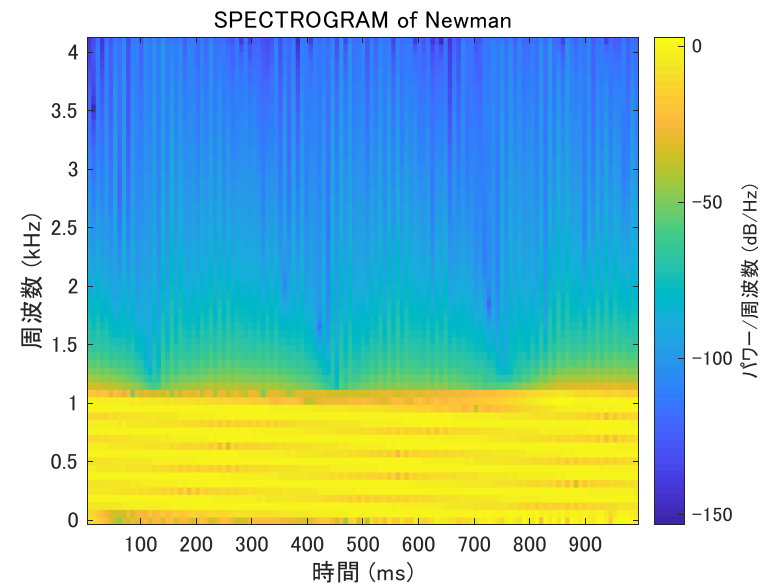
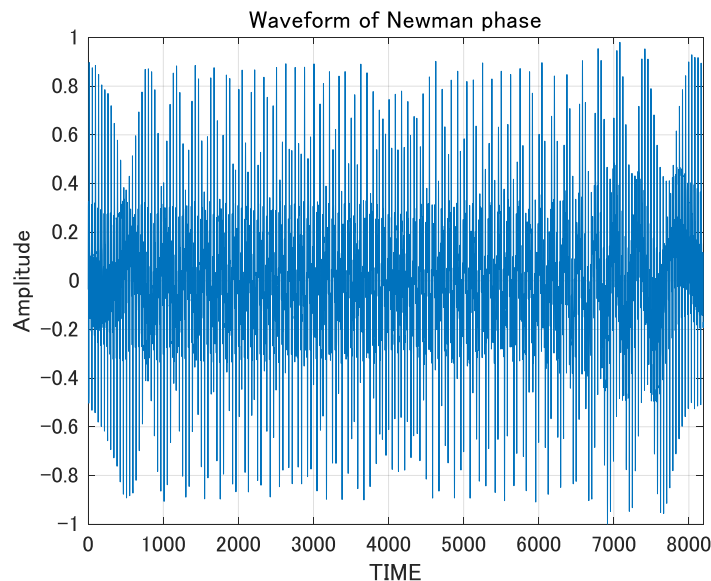
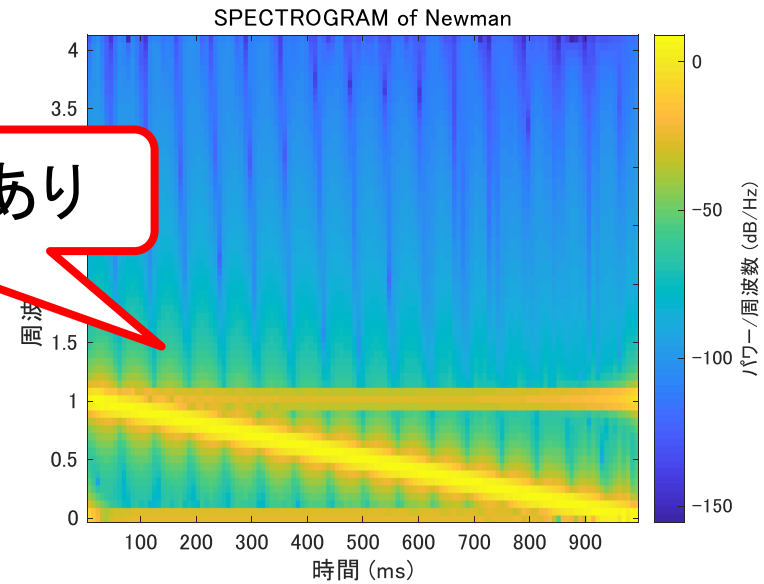
CF
4.46[dB]



CF
10.0[dB]

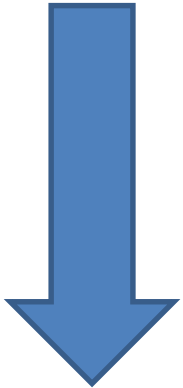


周波数局在性あり

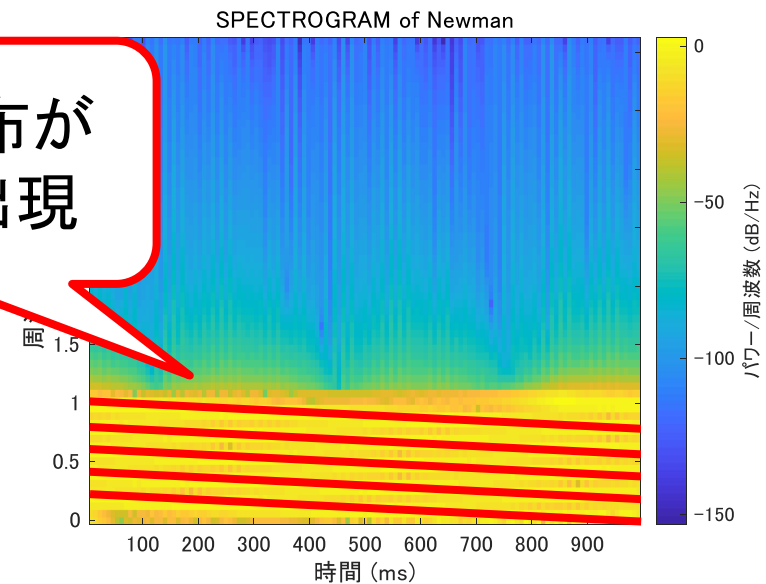
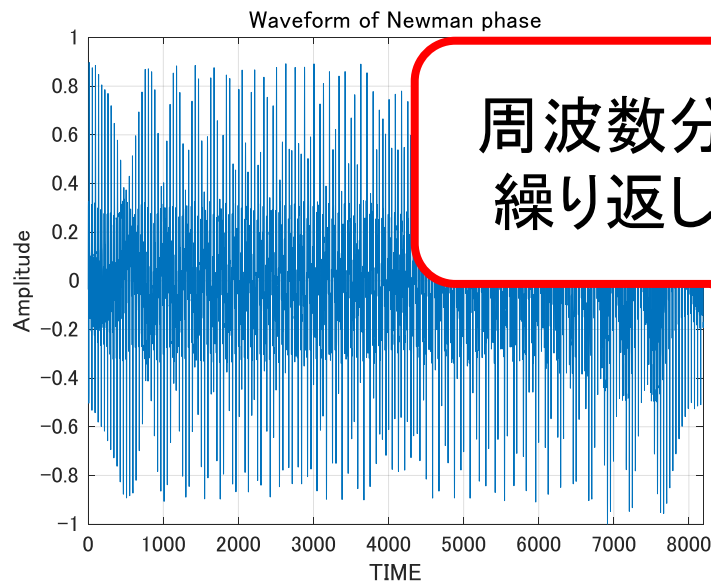
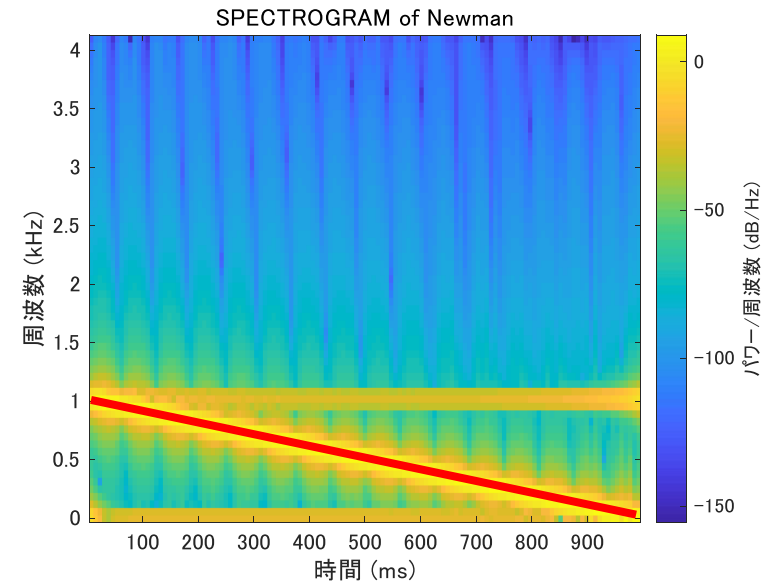
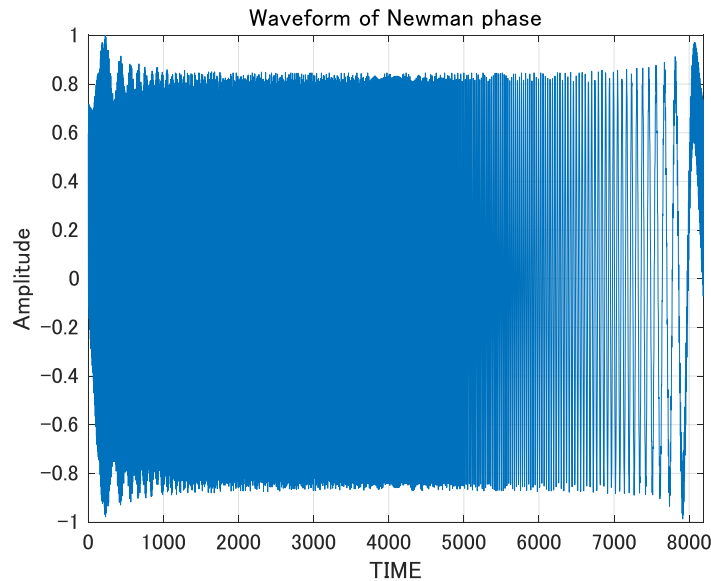


Newman位相のスペクトログラム

CF
4.46[dB]



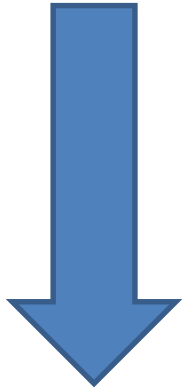
CF
10.0[dB]



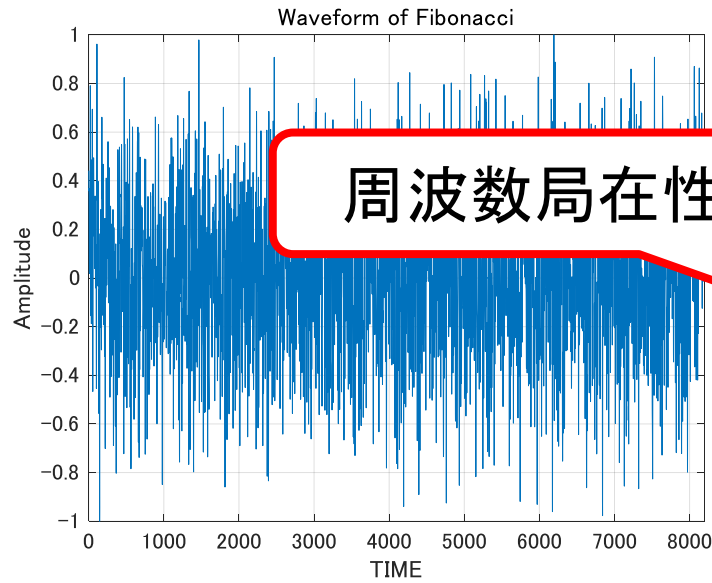
周波数分布が
繰り返し出現

フィボナッチ位相のスペクトログラム

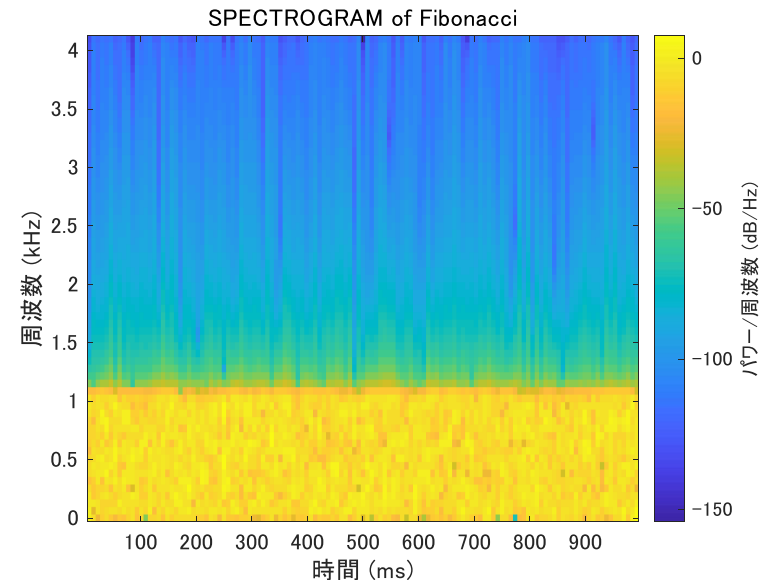
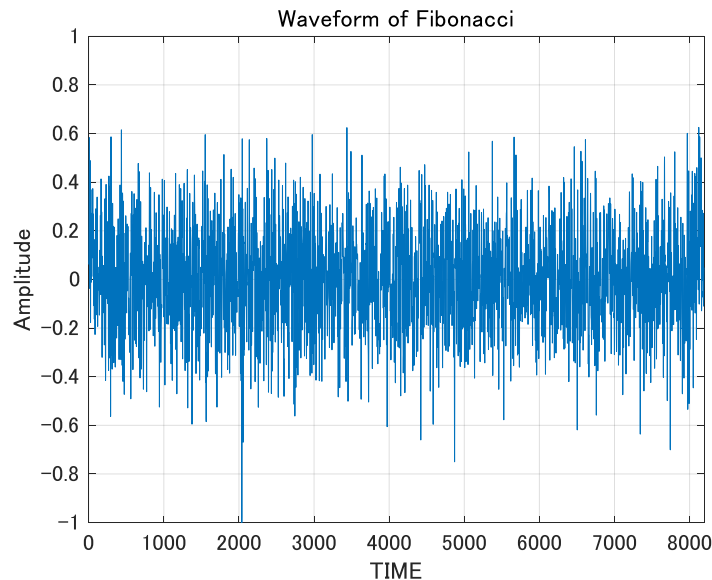
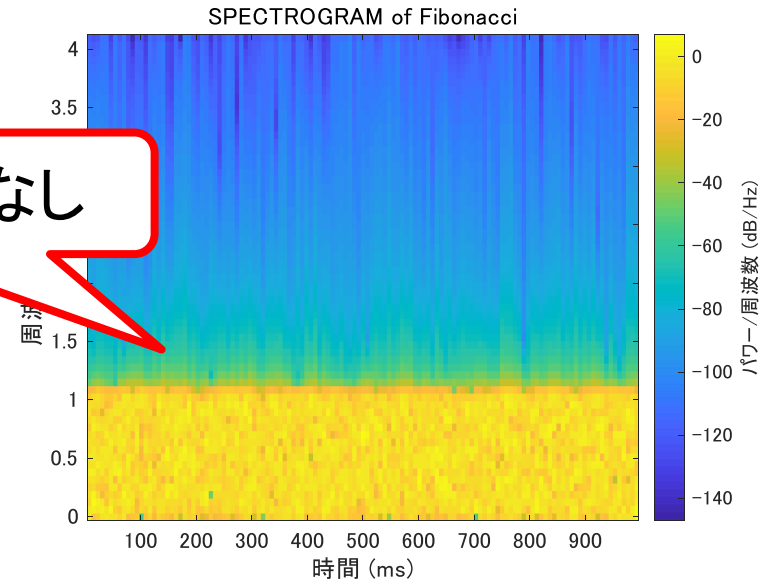
CF
10.1[dB]



CF
14.0[dB]

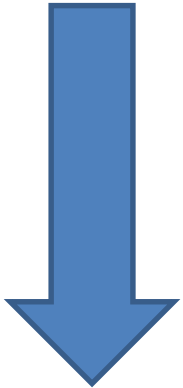


周波数局在性なし

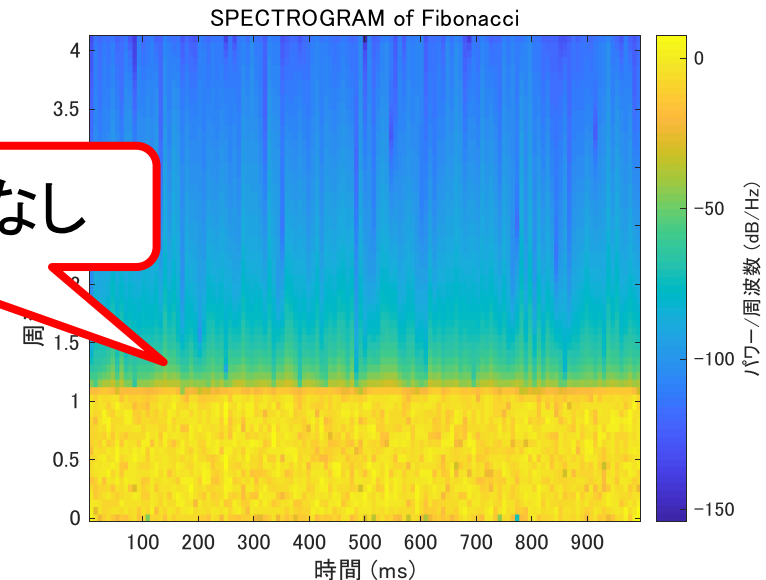
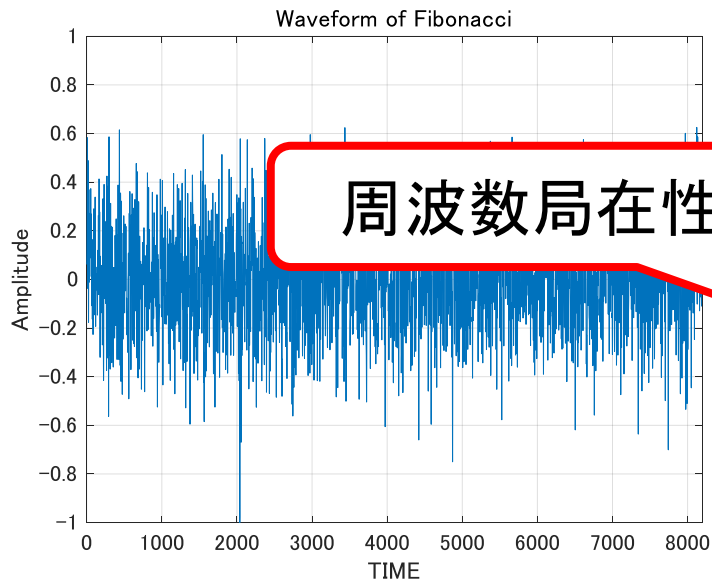
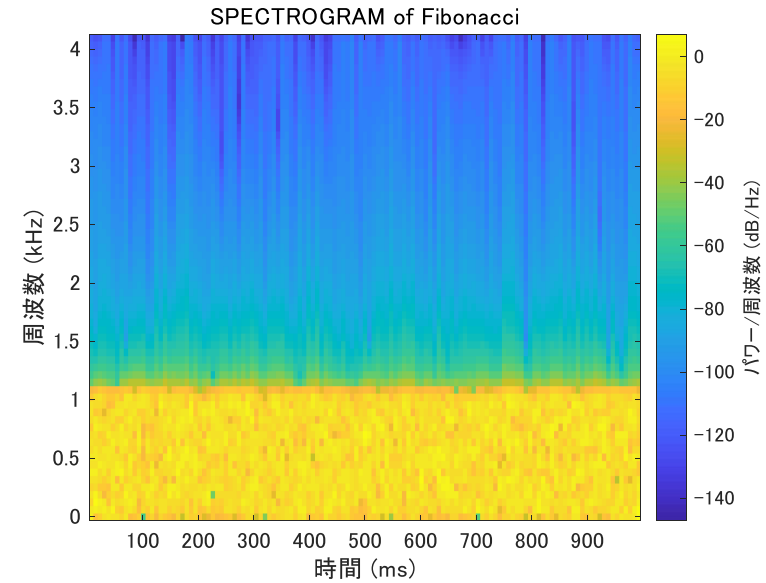
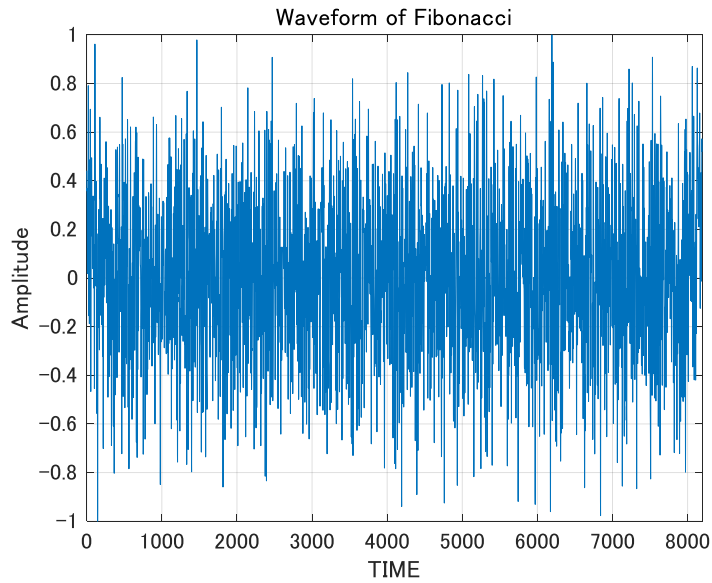


フィボナッチ位相のスペクトログラム

CF
10.1[dB]



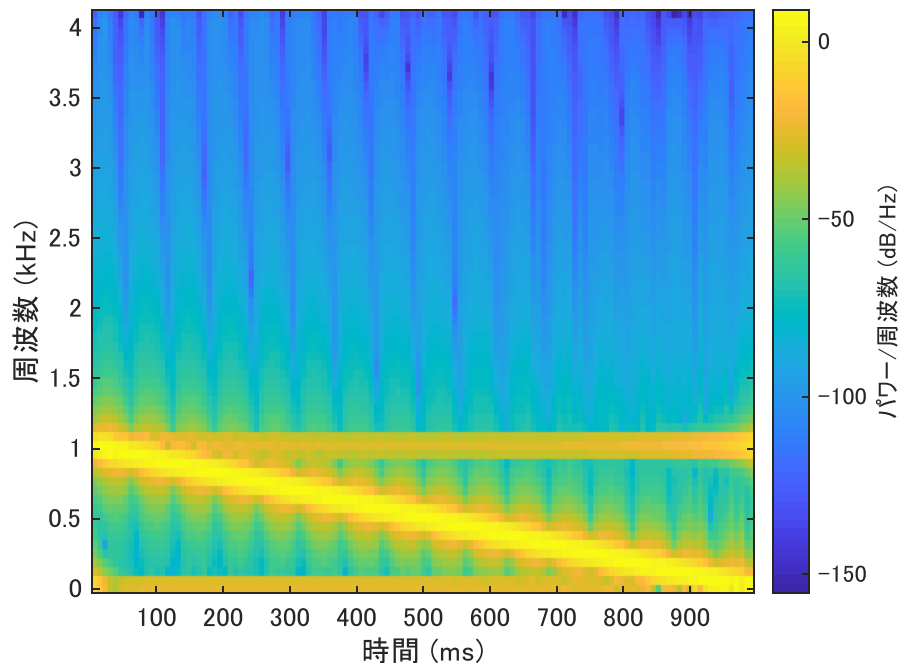
CF
14.0[dB]



周波数局在性なし

波形品質とスペクトログラムの関係

SPECTROGRAM of Newman

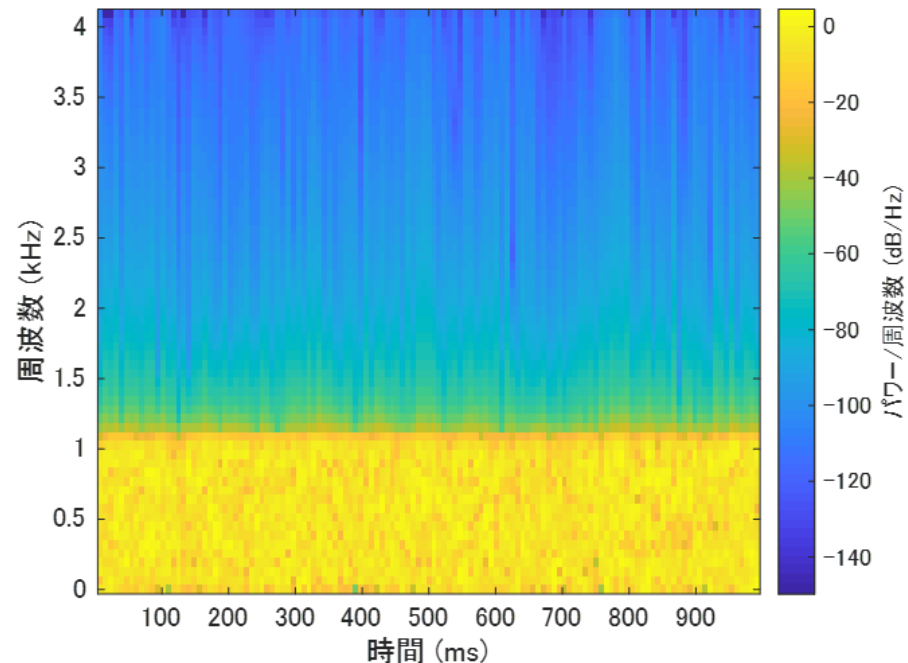


周波数局在性あり



波形品質: 悪化

SPECTROGRAM of Fibonacci



周波数局在性なし



波形品質: 改善

波形品質に周波数局在性が影響

まとめ

➤ CF低減アルゴリズム

- アルゴリズムで高精度なテスト信号を生成できることを示した
- 4つの初期位相設定式を統一した

➤ CF制御方式

- 4.5 ~ 21dBのCFをもつマルチトーン信号を生成できた
- 周波数局在性が波形品質に影響することを明らかにした

研究実績

研究実績

学術論文誌および研究発表

- [1] 八田朱実、杜 遠洋、[柴崎有祈子](#)、浅見幸司、久保和良、桑名杏奈、小林春夫
「余弦波マルチトーン信号、正弦波マルチトーン信号の性質と工学設計への応用」
第8回 電気学会東京支部栃木・群馬支所 合同研究発表会 (2018年3月1日, 2日)
- [2] 栗原 圭汰、[柴崎有祈子](#)、小林春夫
「リング発振回路の周波数・位相引き込み現象の研究」
第8回 電気学会東京支部栃木・群馬支所 合同研究発表会 (2018年3月1日, 2日)
- [3] [Yukiko Shibasaki](#), Koji Asami, Anna Kuwana, Du Yuanyang, Akemi Hatta, Kazuyoshi Kubo and Haruo Kobayashi
“Study on Multi-Tone Signals for Design and Testing of Linear Circuits and Systems”,
2nd International Conference on Technology and Social Science (ICTSS2018), Kiryu, Japan (April 18-20, 2018).
- [4] [柴崎有祈子](#)、浅見幸司、桑名杏奈、杜遠洋、八田朱実、久保和良、小林春夫
「アナログ/ミクストシグナルIC試験用マルチトーン信号の検討」
第79回FTC研究会 栃木喜連川 (2018年7月20日)
- [5] [柴崎有祈子](#)、浅見幸司、桑名杏奈、杜遠洋、八田朱実、久保和良、小林春夫
「アナログ集積回路の設計試験用マルチトーン信号生成アルゴリズム」
第70回システムLSI合同ゼミ、東京工業大学(大岡山) (2018年10月27日)
- [6] Mayu Hirano, Nene Kushita, Yoichi Moroshima, Hiromichi Harakawa, Takeshi Oikawa, Nobukazu Tsukiji, Takashi Ida, [Yukiko Shibasaki](#), Haruo Kobayashi,
“Silicon Verification of Improved Nagata Current Mirrors”,
IEEE 14th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, Qingdao, China (Nov. 2018).
- [7] Takashi Ida, Nobukazu Tsukiji, [Yukiko Shibasaki](#), Anna Kuwana, Haruo Kobayashi,
“MOS Reference Current Source Insensitive to Temperature Variation”,
International Conference on Mechanical, Electrical and Medical Intelligent System 2018 (ICMEMIS2018), Kiryu, Japan (Nov. 4-5, 2018).

研究実績

- [8] [Yukiko Shibasaki](#), Mayu Hirano, Nene Kushita, Yoichi Moroshima, Hiromichi Harakawa, Takashi Oikawa, Nobukazu Tsukiji, Takashi Ida and Haruo Kobayashi Gunma University, ASO Corp. Tokyo, Japan
“Experimental Verification of Improved Nagata Current Mirrors”,
5th International Symposium of Gunma University Medical Innovation and 9th International Conference on Advanced Micro-Device Engineering, Kiryu City Performing Art Center (Dec. 6, 2018).
- [9] [Yukiko Shibasaki](#), Koji Asami, Anna Kuwana, Kosuke Machida, Yuanyang Du, Akemi Hatta, Kazuyoshi Kubo and Haruo Kobayashi
“Study on Multi-tone Signals for Analog/Mixed-Signal IC Testing”,
5th International Symposium of Gunma University Medical Innovation and 9th International Conference on Advanced Micro-Device Engineering, Kiryu City Performing Art Center (Dec. 6, 2018).
- [10] [柴崎有祈子](#)、浅見幸司、桑名杏奈、町田恒介、杜遠洋、八田朱実、久保和良、小林春夫、
「アナログ回路の短時間・高品質試験用マルチトーン信号の検討」
電気学会 電子回路研究会、東京 (2018年12月)
- [11] Yudai Abe, Takashi Ida, Jun-ichi Matsuda, [Yukiko Shibasaki](#), Anna Kuwana, Haruo Kobayashi, Akio Iwabuchi
“IGBT Driver Design Using Multiple Peak Current Mirror Circuit”,
3rd International Conference on Technology and Social Science (ICTSS2019), Kiryu, Japan (May 8-10, 2019).
- [12] 阿部優大, 井田貴士, 築地伸和, [柴崎有祈子](#), 桑名杏奈, 小林春夫, 鈴木彰, 轟祐吉, 柿木利彦, 小野信任, 三浦一広,
「温度変動に依存しないMOS定電流源の検討」
電子情報通信学会集積回路研究専門委員会, LSIとシステムのワークショップ2019,
東京大学 生産技術研究所 (2019年5月13日)
- [13] Akira Suzuki, Yukichi Todoroki, Tomoyuki Kato, Masanori Kusano, Nobuto Ono, Kazuhiro Miura, Kazuyuki Kawauchi (Jedat, Inc., Tokyo, Japan), Takashi Ida, Yudai Abe, [Yukiko Shibasaki](#), Anna Kuwana, Haruo Kobayashi (Gunma Univ., Japan)
“Practical Cell Based Analog Design Methodology II (AnaCell)”,
Designer/IP Track at 56th Design Automation Conference, Las Vegas, NV (June 2019).
- [14] Takashi Hosono, Nene Kushita, [Yukiko Shibasaki](#), Takashi Ida, Mayu Hirano, Nobukazu Tsukiji, Anna Kuwana, Haruo Kobayashi (Gunma Univ.), Yoichi Moroshima, Hiromichi Harakawa, Takeshi Oikawa (ASO)
“Improved Nagata Current Mirror Insensitive to Temperature as well as Supply Voltage”,
5th Taiwan and Japan Conference on Circuits and Systems (TJCAS 2019 at Nikko), Nikko, Tochigi, Japan, (August 19-21, 2019).

研究実績

- [15]Yudai Abe, Takashi Ida, Jun-ichi Matsuda, [Yukiko Shibasaki](#), Anna Kuwana, Haruo Kobayashi (Gunma Univ.), Akio Iwabuchi (Sanken Electric Co. Ltd.)
“IGBT Gate Driver Circuit with Power Loss Reduction by Current Source Control”,
5th Taiwan and Japan Conference on Circuits and Systems (TJCAS 2019 at Nikko), Nikko, Tochigi, Japan (August 19-21, 2019).
- [16]Souma Yamamoto, Isam Ebisawa kuswan, Yudai Abe, Takashi Ida, [Yukiko Shibasaki](#), Anna Kuwana, Haruo Kobayashi (Gunma Univ.), Akira Suzuki, Yukichi Todoroki, Toshihiko Kakigi, Nobuto Ono, Kazuhiro Miura (JEDAT)
“Stability Analysis of Temperature-Insensitive MOS Reference Current Source Circuit”,
5th Taiwan and Japan Conference on Circuits and Systems (TJCAS 2019 at Nikko), Nikko, Tochigi, Japan (August 19-21, 2019).
- [17][Yukiko Shibasaki](#), Koji Asami, Anna Kuwana, Kosuke Machida, Yuanyang Du, Akemi Hatta (Gunma Univ.), Kazuyoshi Kubo (NIT(KOSEN), Oyama College), Haruo Kobayashi (Gunma Univ.)
“Study on Multi-tone Signals for RF/Analog/Mixed-Signal IC Testing”,
5th Taiwan and Japan Conference on Circuits and Systems (TJCAS 2019 at Nikko), Nikko, Tochigi, Japan (August 19-21, 2019).
- [18]Isam Ebisawa Kuswan, Souma Yamamoto, Yudai Abe, Takashi Ida, [Yukiko Shibasaki](#), Anna Kuwana, Haruo Kobayashi (Gunma Univ.), Akira Suzuki, Yukichi Todoroki, Toshihiko Kakinoki, Nobuto Ono, Kazuhiro Miura (JEDAT)
“Temperature-Insensitive MOS Reference Current Source Circuit and its Startup Circuit”,
International Conference on Mechanical, Electrical and Medical Intelligent System 2019 (ICMEMIS2019), Kiryu, Japan (Dec 4-6, 2019).
- [19][Yukiko Shibasaki](#), Koji Asami, Anna Kuwana, Kosuke Machida, Yuanyang Du, Akemi Hatta, Kazuyoshi Kubo and Haruo Kobayashi,
“Crest Factor Controlled Multi-Tone Signals for Analog/Mixed-Signal IC Testing”
3rd International Test Conference in Asia, Tokyo (Sept. 2019).
- [20]山本颯馬, Isam Ebisawa Kuswan, 阿部優大, [柴崎有祈子](#), 井田貴士, 築地伸和, 桑名杏奈, 小林春夫, 鈴木彰, 轟祐吉, 柿木利彦, 小野信任, 三浦一広
「温度に依存しないMOS定電流源の安定性解析とスタートアップ回路」
電気学会 電子回路研究会, 日本大学 理工学部 駿河台校舎タワー・スコラ
(2019年12月19日)
- [21]細野 貴司, 平野繭, 井田貴士, 串田弥音, [柴崎有祈子](#), 築地伸和, 諸島洋一, 原川弘道, 及川武士, 桑名杏奈, 小林春夫
「温度及び電源電圧に依存しない改良永田穰電流ミラー回路」
電気学会 電子回路研究会, 日本大学 理工学部 駿河台校舎タワー・スコラ
(2019年12月19日)

今後の課題

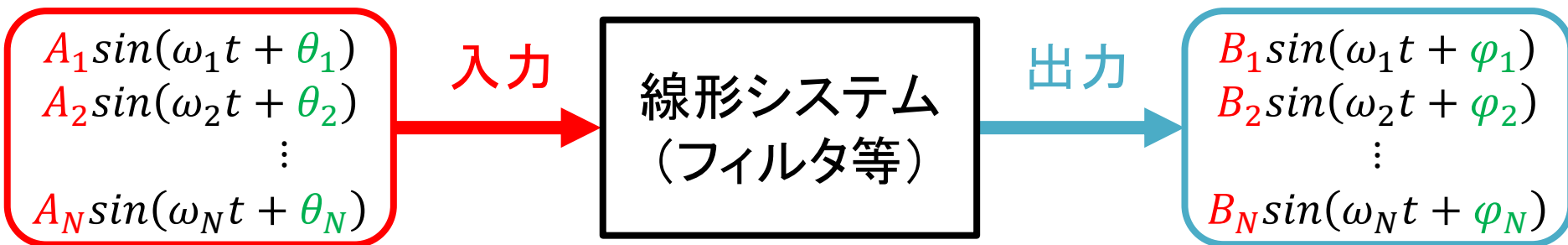
➤ CF低減アルゴリズム

- 周波数間隔が等間隔でないマルチトーン信号のCF低減

➤ CF制御方式

- CFが5.5dB以下、16dB以上の分解能を高める
- CFが高くなっても波形品質が劣化しない手法の開発
- 各種パラメータとCF変動の関係を示す理論式の導出

マルチトーン信号の利用

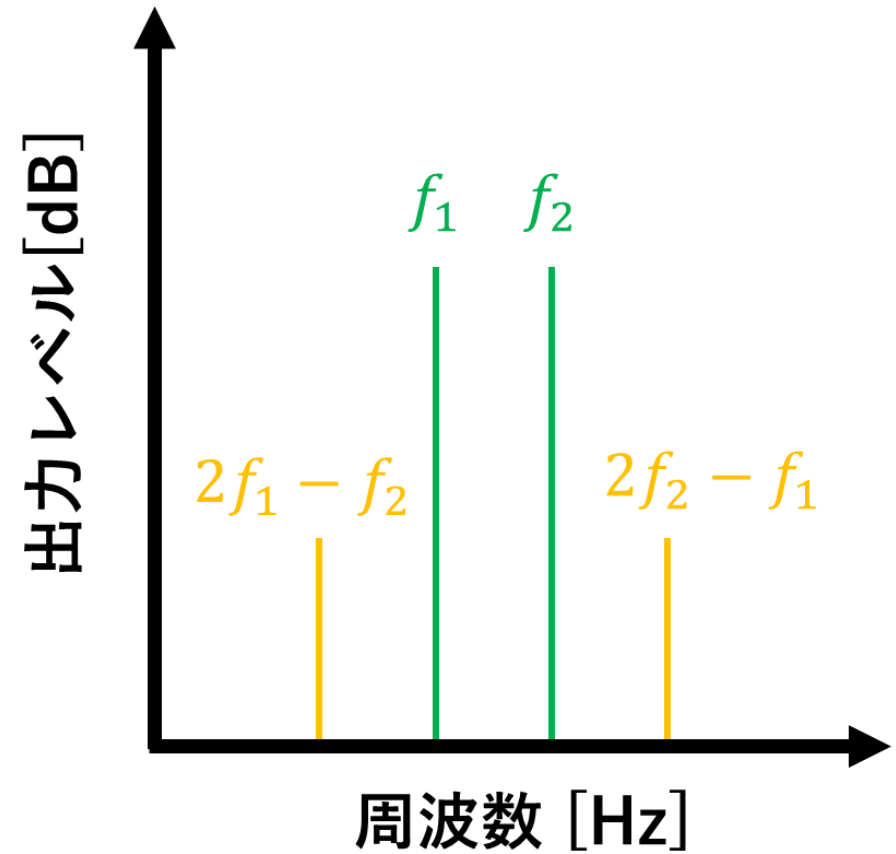
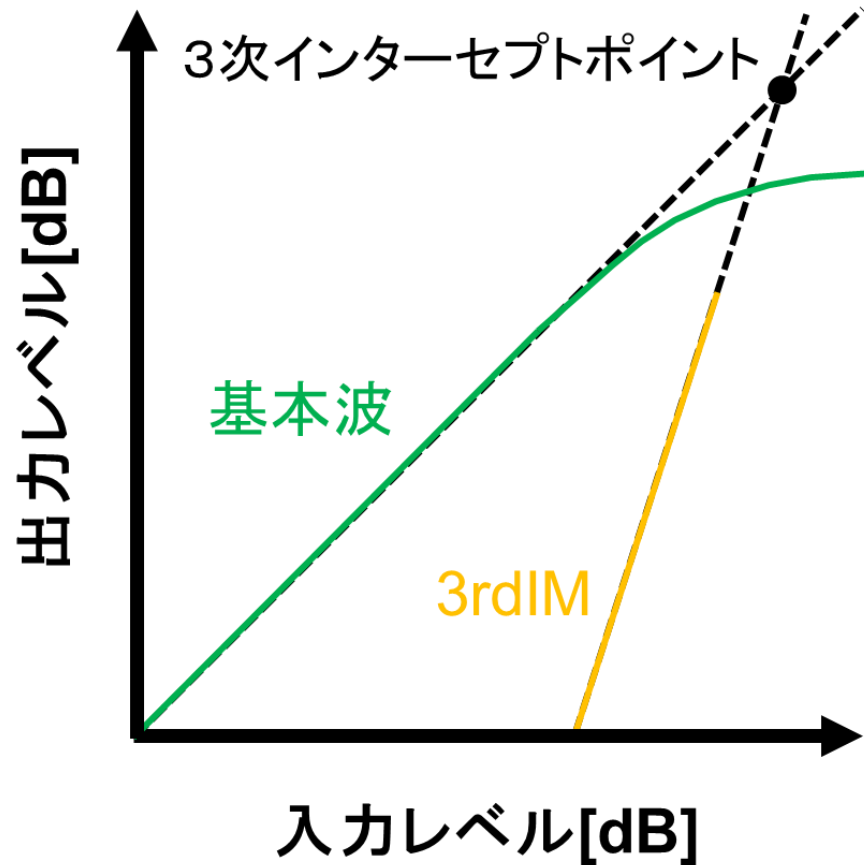


- 1度に複数の周波数を測定可能
- 初期位相が既知
- 信号生成が容易

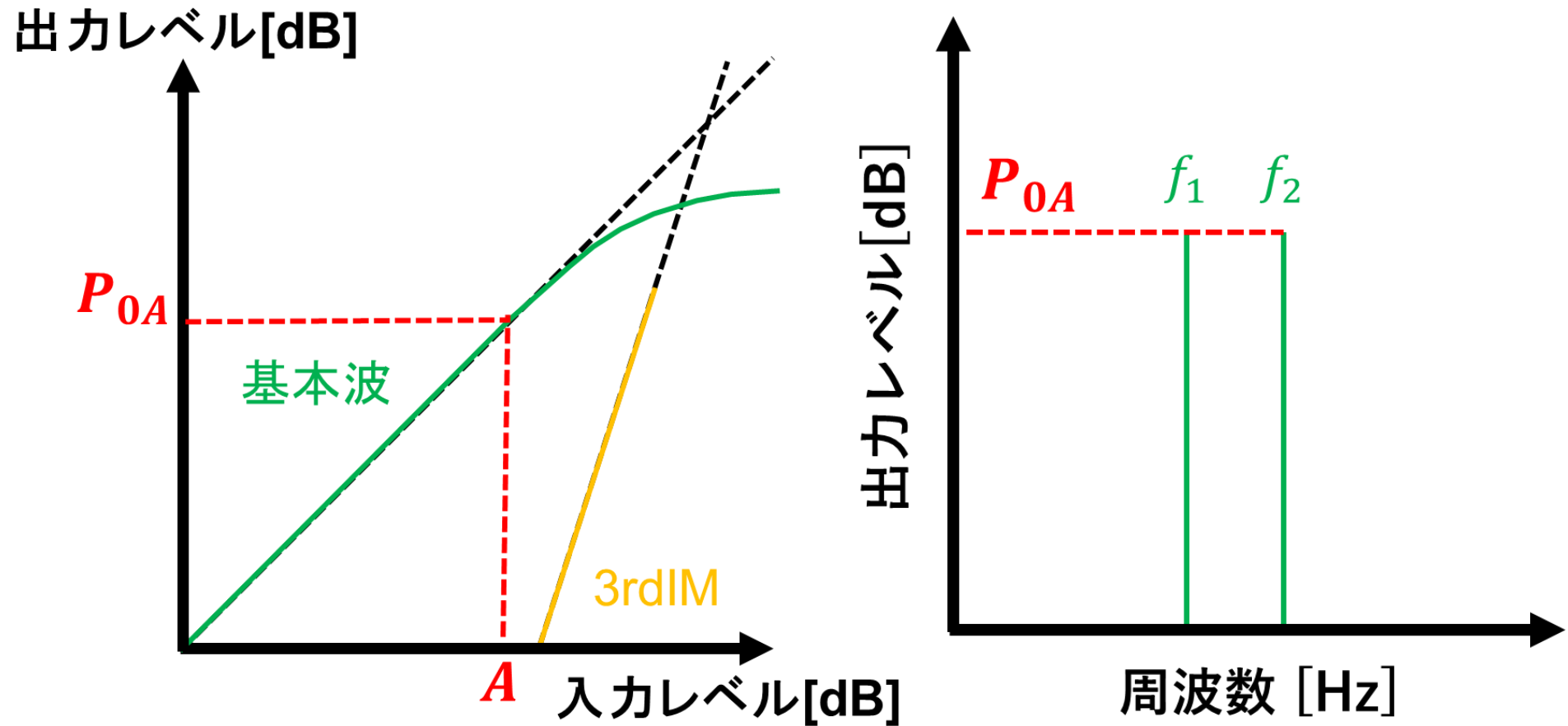
テスト時間短縮
+
テスト容易化

テストコスト削減

増幅器の入出力特性

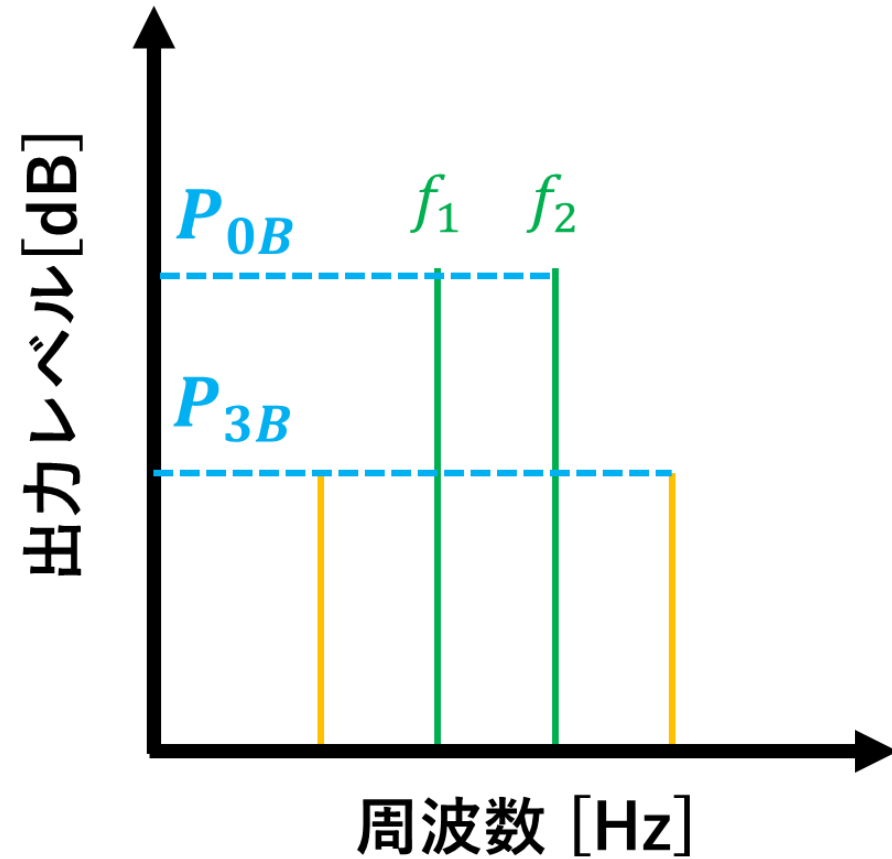
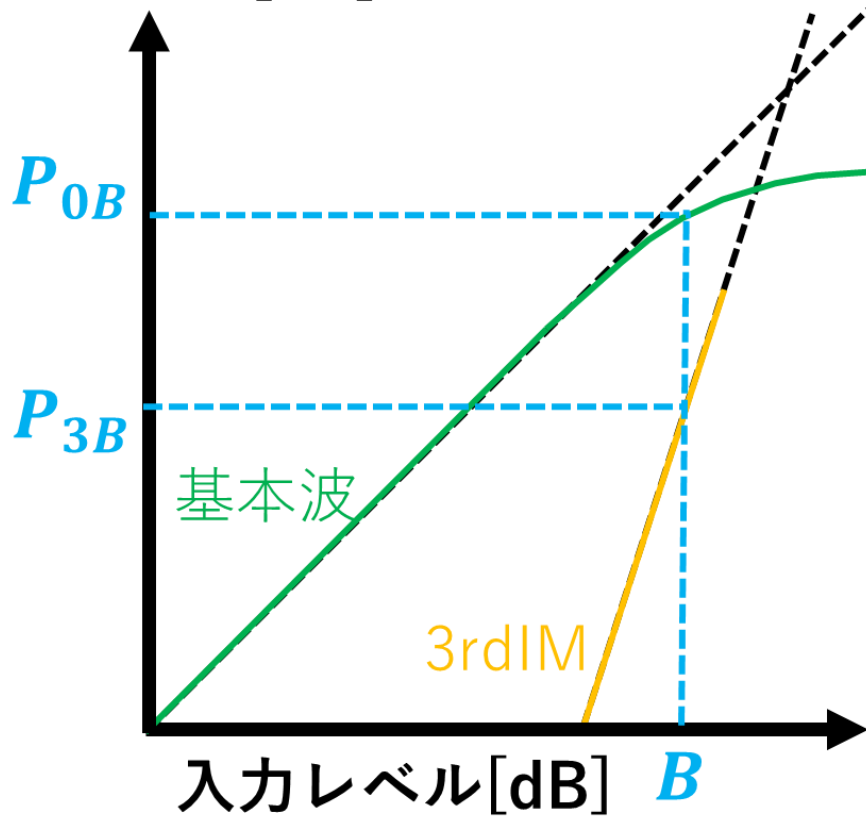


相互変調歪 (IMD) の問題

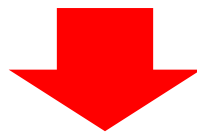
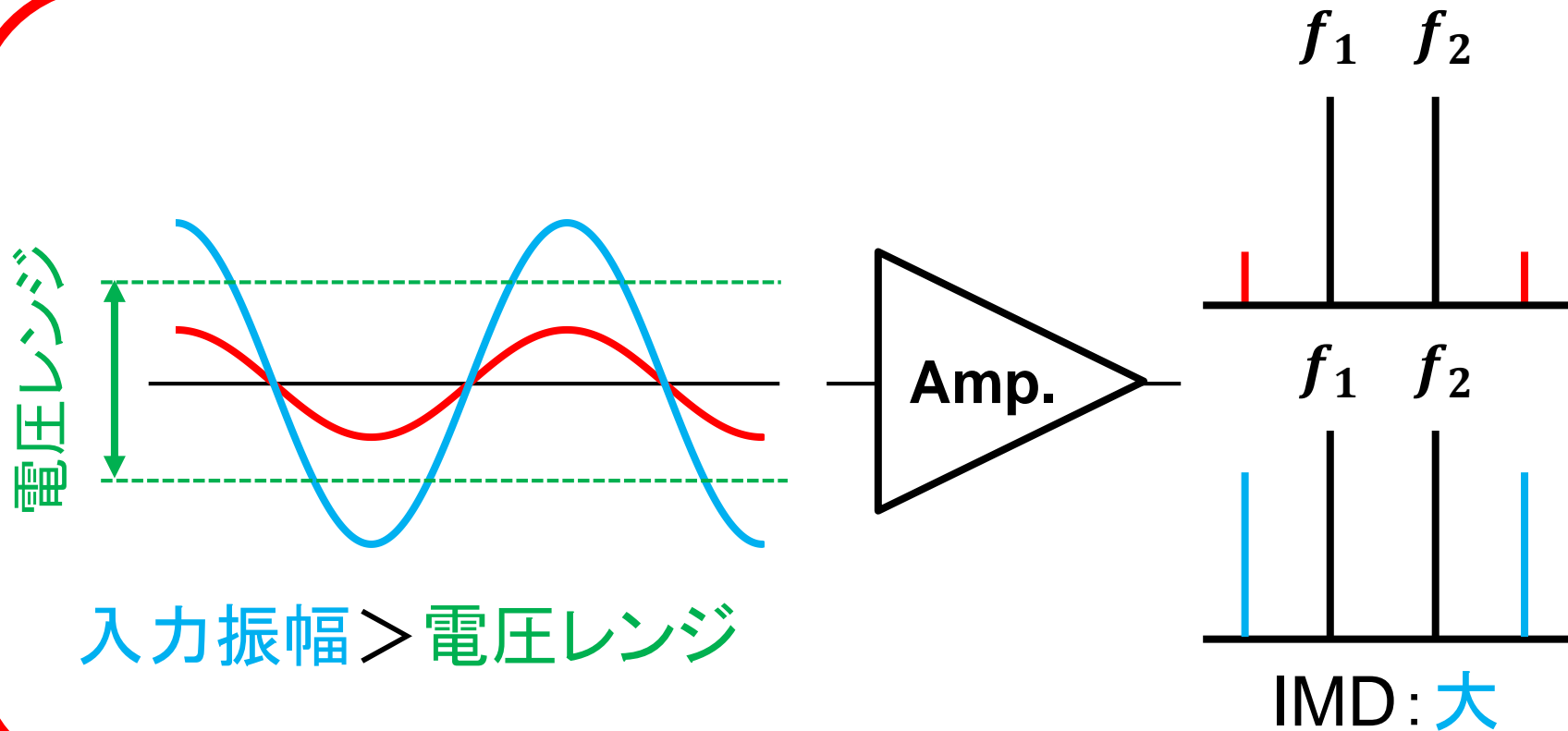


相互変調歪 (IMD) の問題

出力レベル [dB]

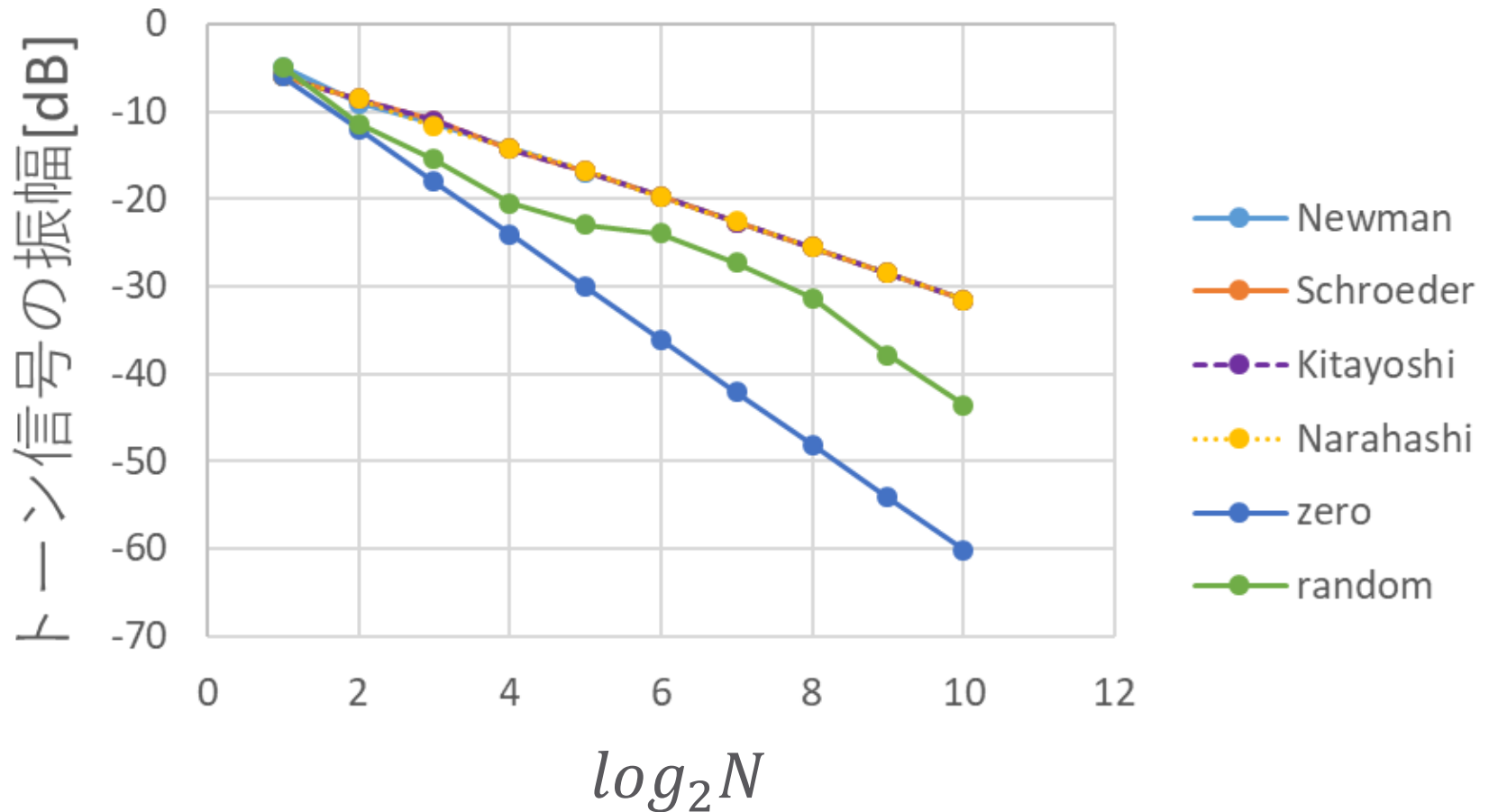


相互変調歪 (IMD) の問題

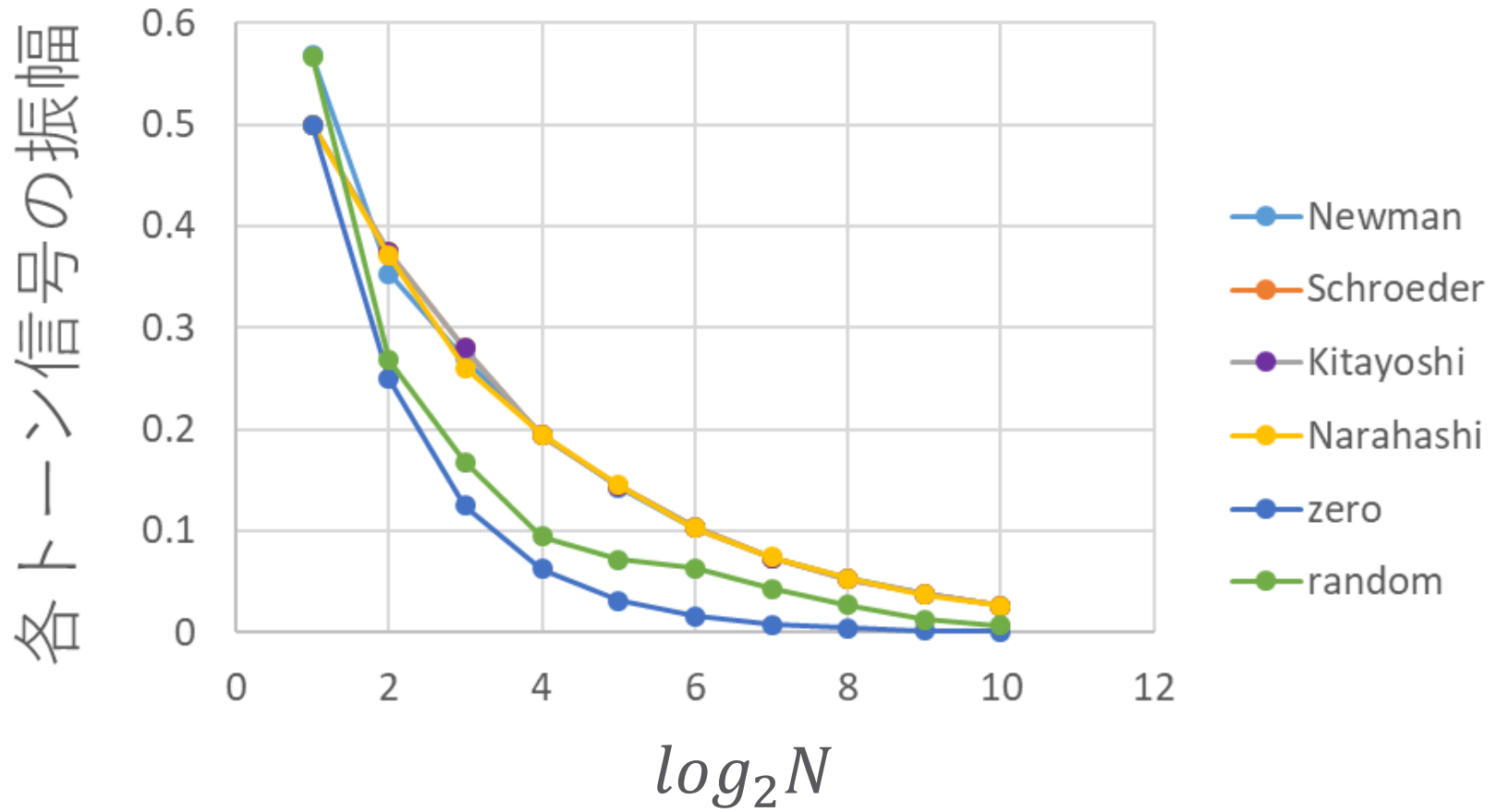


増幅器の電力レンジ内での信号生成が必要

各トーン信号の振幅



各トーン信号の振幅



Narahashi phase θ_k の導出

$$(\theta_{k+1} - \theta_k) - (\theta_k - \theta_{k-1}) = \frac{2\pi}{N-1} \dots \textcircled{1}$$

$$\theta_{k+1} - \theta_k = \Psi_k \quad (1 \leq k \leq N-1) \dots \textcircled{2}$$

$$\theta_k = \theta_1 + \sum_{i=1}^{k-1} \Psi_i \quad (2 \leq k \leq N) \dots \textcircled{3}$$

①②より

$$\Psi_k - \Psi_{k-1} = \frac{2\pi}{N-1} \quad (2 \leq k \leq N-1) \rightarrow \Psi_i = \Psi_1 + \frac{2\pi}{N-1}(i-1) \quad (1 \leq i \leq N-1)$$

これを③に代入すると

$$\theta_k = \theta_1 + \sum_{i=1}^{k-1} \left\{ \Psi_1 + \frac{2\pi}{N-1}(i-1) \right\}$$

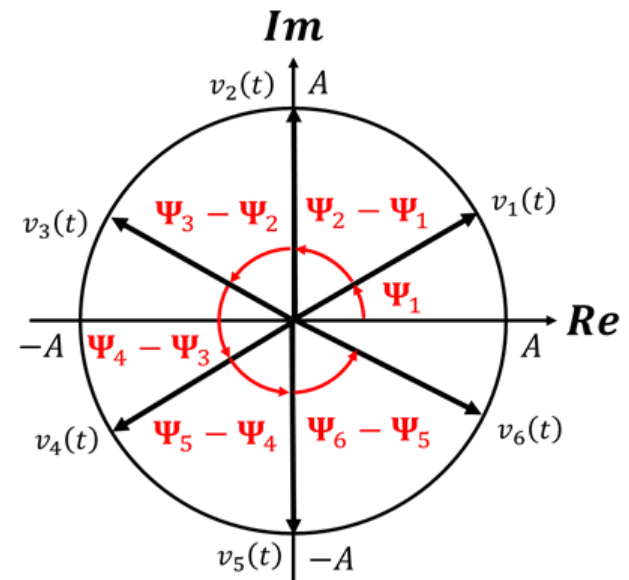
$$= \theta_1 + (k-1)\Psi_1 + \frac{2\pi}{N-1} \sum_{i=1}^{k-1} (i-1) = (k-1)\theta_2 - (k-2)\theta_1 + \frac{(k-1)(k-2)}{N-1} \pi$$

分母がN-1とNで異なる

Newman位相 N=6

k	1	2	3	4	5	6
θ_k	0	$\frac{\pi}{N}$	$\frac{\pi}{N} \cdot 4$	$\frac{\pi}{N} \cdot 9$	$\frac{\pi}{N} \cdot 16$	$\frac{\pi}{N} \cdot 25$

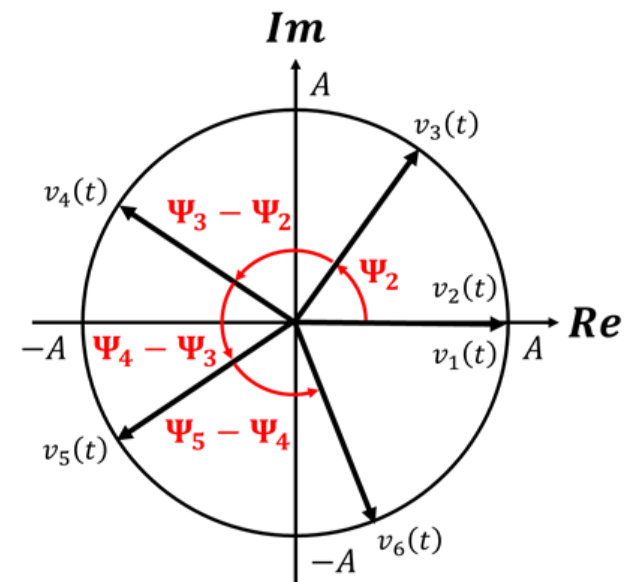
Ψ_k	$\frac{\pi}{N}$	$\frac{\pi}{N} \cdot 3$	$\frac{\pi}{N} \cdot 5$	$\frac{\pi}{N} \cdot 7$	$\frac{\pi}{N} \cdot 9$	
----------	-----------------	-------------------------	-------------------------	-------------------------	-------------------------	--



Narahashi位相 N=6

k	1	2	3	4	5	6
θ_k	0	0	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 2$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 6$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 12$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 20$

Ψ_k	0	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 2$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 4$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 6$	$\frac{\pi}{N-1} \cdot 8$	
----------	---	---------------------------	---------------------------	---------------------------	---------------------------	--



Narahashi と Kitayoshi の違い

Kitayoshi位相:

$$\theta_k = \frac{\pi}{N} k(k+1)$$

k	1	2	3	4	5	6
θ_k	$\frac{\pi}{N} \cdot 2$	$\frac{\pi}{N} \cdot 6$	$\frac{\pi}{N} \cdot 12$	$\frac{\pi}{N} \cdot 20$	$\frac{\pi}{N} \cdot 30$	$\frac{\pi}{N} \cdot 42$
Ψ_k	$\frac{\pi}{N} \cdot 4$	$\frac{\pi}{N} \cdot 6$	$\frac{\pi}{N} \cdot 8$	$\frac{\pi}{N} \cdot 10$	$\frac{\pi}{N} \cdot 12$	
一致	二階微分	$\frac{2\pi}{N}$	$\frac{2\pi}{N}$	$\frac{2\pi}{N}$	$\frac{2\pi}{N}$	

$$\theta_k = \frac{\pi}{N} k^2 + \left(-\frac{3\pi}{N} + \theta_2 - \theta_1 \right) k + \left(\frac{2\pi}{N} - \theta_2 + 2\theta_1 \right)$$

$$\theta_k = \frac{\pi}{N} k(k+1) = \frac{\pi}{N} k^2 + \frac{\pi}{N} k + 0$$



$$\theta_1 = \frac{2\pi}{N}, \theta_2 = \frac{6\pi}{N}$$

Narahashi と Schroeder の違い

Schroeder位相:

$$\theta_k = \frac{\pi}{N} k(k-1)$$

k	1	2	3	4	5	6
θ_k	0	$\frac{\pi}{N} \cdot 2$	$\frac{\pi}{N} \cdot 6$	$\frac{\pi}{N} \cdot 12$	$\frac{\pi}{N} \cdot 20$	$\frac{\pi}{N} \cdot 30$
Ψ_k		$\frac{\pi}{N} \cdot 2$	$\frac{\pi}{N} \cdot 4$	$\frac{\pi}{N} \cdot 6$	$\frac{\pi}{N} \cdot 8$	$\frac{\pi}{N} \cdot 10$
一致	二階微分	$\frac{2\pi}{N}$	$\frac{2\pi}{N}$	$\frac{2\pi}{N}$	$\frac{2\pi}{N}$	

$$\theta_k = \frac{\pi}{N} k^2 + \left(-\frac{3\pi}{N} + \theta_2 - \theta_1 \right) k + \left(\frac{2\pi}{N} - \theta_2 + 2\theta_1 \right)$$

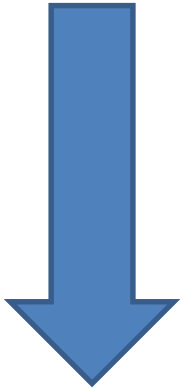
$$\theta_k = \frac{\pi}{N} k(k-1) = \frac{\pi}{N} k^2 - \frac{\pi}{N} k + 0$$



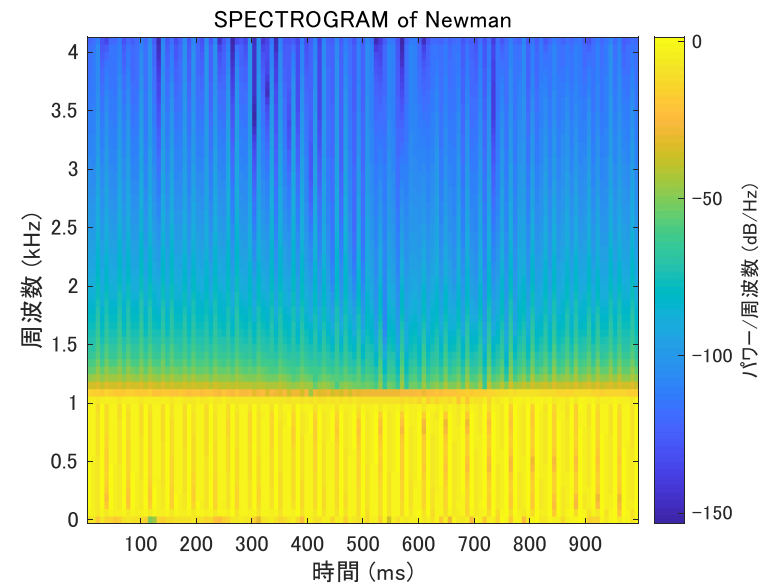
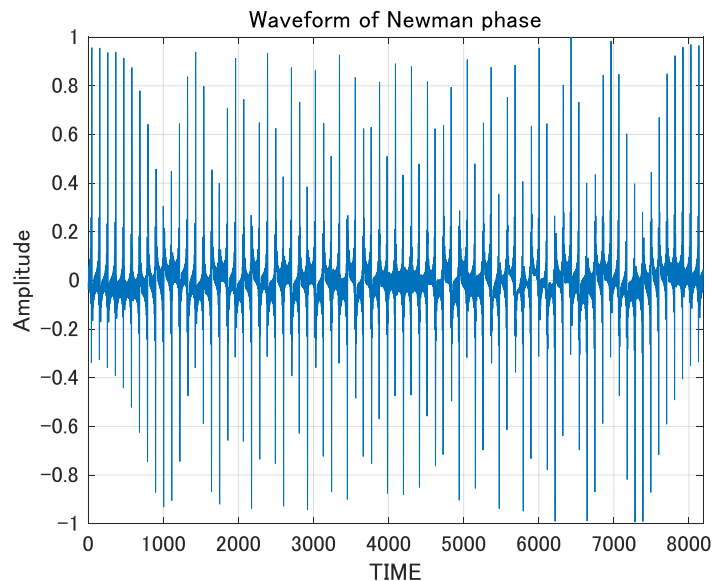
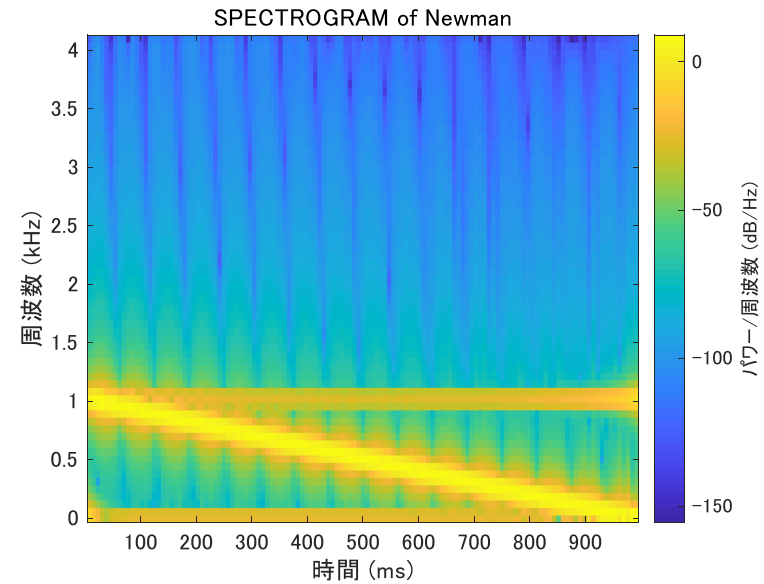
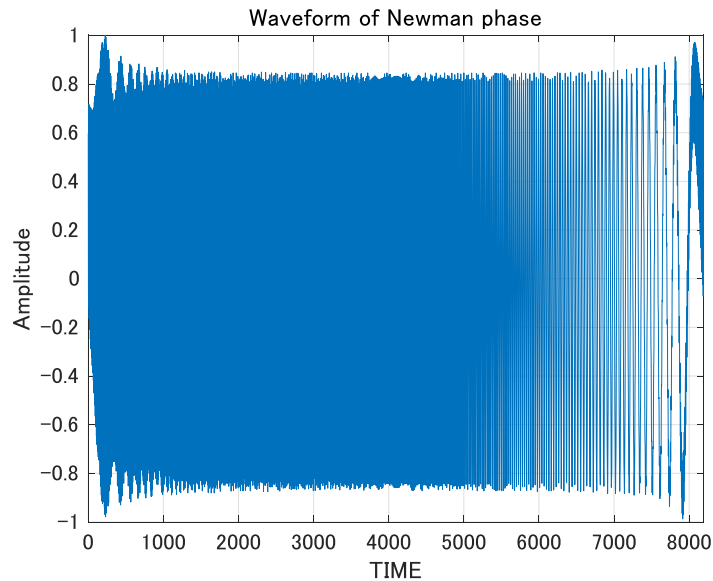
$$\theta_1 = 0, \theta_2 = \frac{2\pi}{N}$$

Newman位相のスペクトログラム

CF
4.46[dB]



CF
14.0[dB]



課題

Newman位相

 CFの変動域: **広**

 波形品質: **低下**

フィボナッチ / 黄金比位相

 波形品質: **良**

 CFの変動域: **狭**

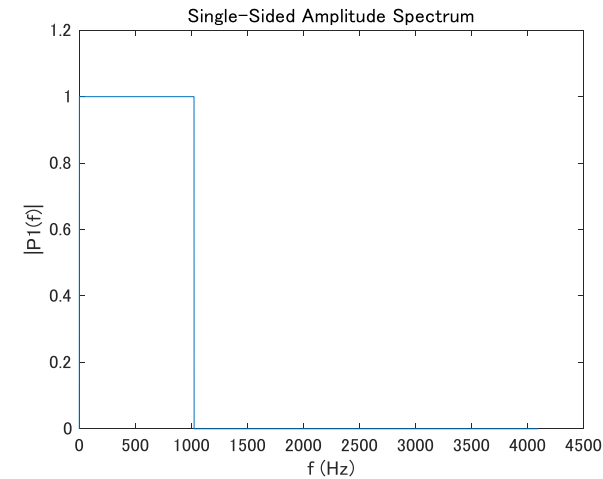
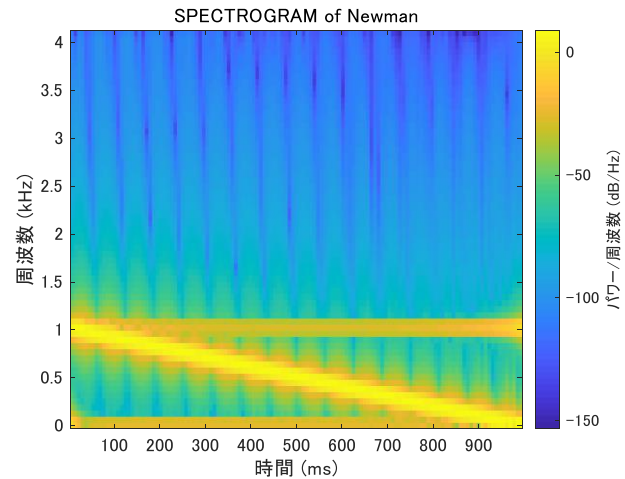
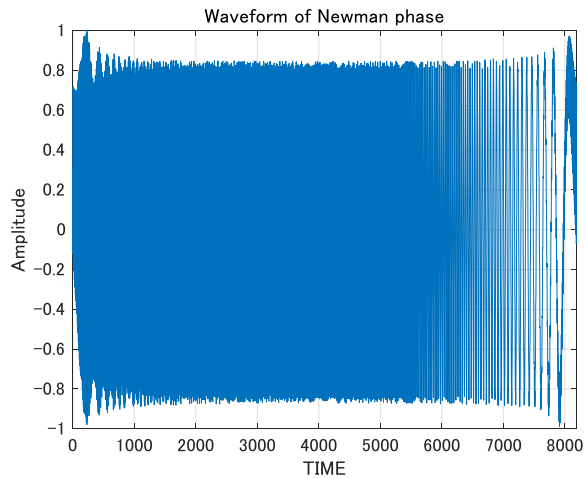
CFの変動域: **広** かつ 波形品質: **良**
マルチトーン信号を生成したい



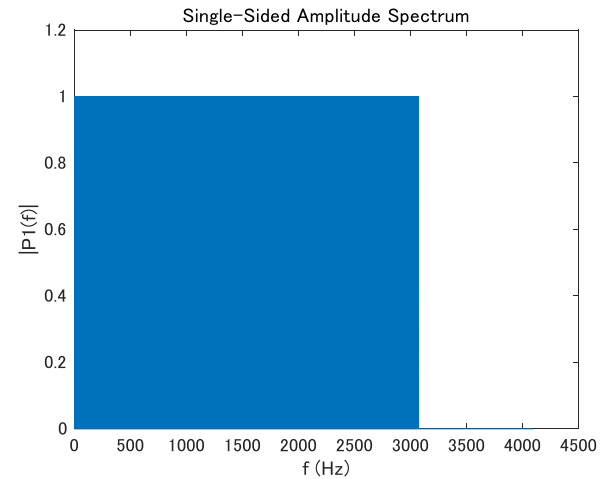
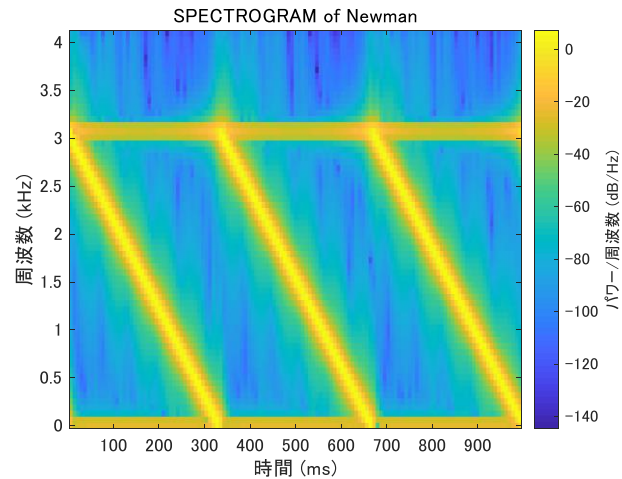
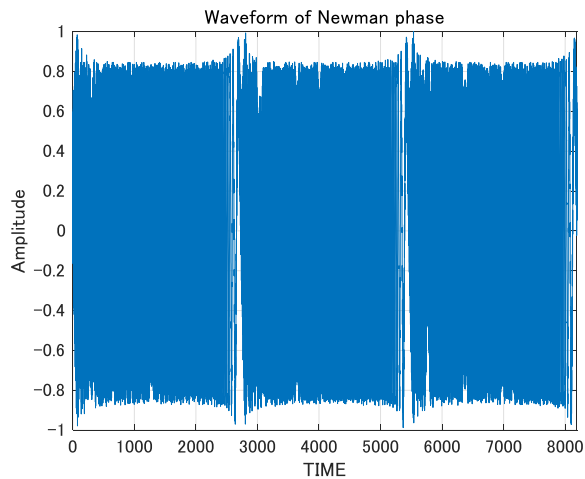
スペクトログラムを比較 → 特徴を分析

時間軸波形並び替え

1倍 CF = 4.4650[dB]



3倍 CF = 4.4650[dB]



Q&A (1)

- 本島先生

Q: マルチトーン信号は、標本化定理を満たしていれば、問題なく使用できるのか。1024ものトーン数を使用する場合に、初期位相のずれにより、問題が生じる可能性もあるのではないか。

A: 検証を行ったわけではないが、マルチトーン信号でのテストは、一般的に用いられている手法であるため、問題ないと考えている。

Q: 初期位相式の共通性を見つけたのはオリジナルか。

A: オリジナルです。

Q&A (2)

- 石田先生

Q: 乱数位相のシミュレーションにおいて、乱数生成は一度のみか。

A: 一度しか生成していない。

コメント: 何度か乱数を作って平均を取れば、理論通りCFが $\sqrt{\log N}$ に比例すると思う。

コメント: CF制御したマルチトーン信号が、IMDやACLRを従来方法と同様の精度(問題のない精度)があるかを確認する必要がある

Q&A (3)

コメント:

Newman位相のCF制御において、CFが大きくなると波形品質が悪くなるとあるが、何をもって悪いとするかは場合による。

フィボナッチ位相はCFの変動範囲が狭いが、波形がランダムノイズのようになるので、Newman位相のものとは別の使い道があるかもしれない。