

圧縮センシングを用いた多周波ステップレーダにおける スパース周波数選択法

稲葉 敬之[†] 秋田 学[†]

[†]電気通信大学大学院 情報理工学研究科 〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1

E-mail: inaba@ee.uec.ac.jp

あらまし 多周波ステップパルスレーダにおける離散フーリエ変換 (DFT) に基づく合成帯域処理の低サイドローブ化のために、圧縮センシングを用いたスパースな周波数ステップ選択法を提案する。計算機シミュレーションにより、提案法を用いた不等間隔 DFT 合成帯域処理と、その選択周波数数と同数の等間隔周波数ステップによる DFT との比較を行う。当方式は性能劣化をできるだけ抑制し、スパース周波数帯域で高距離分解能性を達成しようとするものであり、電波資源の有効活用の方策として極めて重要であると思われる。なお、当手法は一般的な DFT における不等間隔サンプリング設計法として利用することも可能である。例えば密度テーパアレーアンテナ設計 (特に、エレメントパターンやドップライメージングでゲート化された不等間隔アレー設計) や HPRF パルスドップラーレーダのパルス間隔設計等への適用が考えられる。

キーワード 圧縮センシング, 多周波ステップ, パルス圧縮, 合成帯域法, サイドローブ

Sparse Frequency-step Design using Compressive Sensing in Stepped Multiple Frequency Pulse Radar

Takayuki INABA[†] Manabu AKITA[†]

Graduate school of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications

1-5-1 Choufugaoka, Choufu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail: inaba@ee.uec.ac.jp

Abstract In this article, a sparse frequency-step design method using Compressive Sensing (CS) in multiple stepped pulse radar for obtaining a good side-lobe characteristics in synthetic wideband processing based on Discrete Fourier Transform (DFT) is proposed. The simulation results of non-uniform discrete Fourier transform (DFT) using the proposed method are compared with that of DFT using same number of frequency steps having equal frequency step width. The proposed method is a very important and promising approach for utilizing radio wave resources effectively, since it enables us to achieve the high range resolution equivalent to the transmission bandwidth by using sparse frequency-step while preventing the performance deterioration. It is also possible to utilize the proposed method for designing unequal sampling problem of DFT such as the design of density tapering array antennas, pulse repetition intervals of H-PRF radar and so on. The proposed method in this article is expected to be especially effective for design of non-uniformly spaced array involving gating process by the element pattern or Doppler imaging.

Keywords Compressive Sensing, Stepped Multiple Frequency Radar, Pulse Compression, Synthetic Wideband Processing, Side lobe

1. まえがき

筆者らは、周波数を時分割にて切り替え瞬時の受信機帯域幅を狭帯域とし、後の信号処理で合成して送信帯域幅に相当する高分解能を得る合成帯域法に基づく多周波ステップ方式[1]を提案してきた。この多周波ステップ方式では、合成帯域原理に基づくため、高距離分解能性と狭受信機帯域 (すなわち遠距離性) を両立可能であることを特徴としている。当方式の復調信号処理では、同一の周波数ステップから速度を検出しその速度値から周波数ステップ毎の観測開始時刻差や周

波数ステップ毎のドップラ周波数差等を有効に補正し移動目標に対しても誤差のない高分解能な合成帯域を実現可能とするものである。

この多周波ステップ方式に基づき、送信波をパルス化した方式が多周波ステップパルスレーダであり、単純な短パルスとしたものが多周波ステップ ICW(Interrupted Continuous Wave)[2]である。多周波ステップ ICW 方式では、パルス化 (距離ゲート化) することで、周波数ステップ方向の位相差から距離を求める合成帯域処理においてこの距離ゲート幅を距離視野

とすることが可能となる．このため高距離分解能と遠距離性（高 S/N 性）に加え「距離視野」を確保する方式であり，文献[1]では当方式による送信周波数毎の距離・速度視野範囲を明らかにした[2]．

前記多周波ステップパルス方式においてパルスを LFM(Linear Frequency Modulation)パルス圧縮波とし送信デューティ比を向上させ探知距離延伸を図る方式が多周波ステップ LFM 方式[3]，また少ない符号長で優れた距離サイドローブ特性も得られる符号変調方式が多周波ステップ CPC(Complementary Phase Code)方式である．特に後者の方式においては，各種周波数帯域での基礎実験や実時間動作可能なレーダ装置を開発し，高分解能と遠距離性という相反する能力の両立を実験的にも実証してきた[4]．しかし，79GHz 帯のように周波数帯域幅が 4GHz にもおよぶ超広帯域への適用を考えた場合，距離分解能と遠距離性の両立という観点で多周波ステップ方式の有効性がより顕著となるものの，観測時間を一定にすると周波数時分割切り替えのため距離視野の狭小化が生じる．この対策としてスパースでランダムな周波数ステップを採用し，距離方向の合成開口処理として圧縮センシングを適用する方法[5]，また再帰的周波数推定法を用いた自動検知法[6]などの対策について提案している．

本論文では，周波数ステップを単にランダムとする方法ではなく，通常の離散フーリエ変換による合成帯域処理の低サイドローブ化を図る周波数ステップ選択法について提案する．なお，これまでも周波数ステップ間隔を多次関数へ当てはめる周波数ステップ非線形化法(CMSE 法)を提案した[7]．本論文では，細かく刻んだ候補となる周波数ステップの中からスパースな解として圧縮センシングを用いる周波数選択について検討する．

本論文では，第 2 章で手法の定式化を行うとともに，第 3 章では計算機シミュレーションにより等間隔ステップ合成帯域法に比べアンビギュイティが発生せず低サイドローブ化が期待できることを計算機シミュレーションにより明らかにする．

2. 圧縮センシングを用いた多周波ステップレーダのスパース周波数選択法

多周波ステップレーダにおいて，送信帯域幅 B を最大 N 周波数ステップに分割する． $\Delta f=B/N$ であり，最大の距離視野 R_{amb} は $c/2\Delta f$ となる．ここで，合成帯域処理である DFT のサイドローブを低減するために N 個の $f(n)=f_0+n\Delta f$ で書かれる等間隔の N ステップの周波数の中から任意の K 個のステップを選ぶ．選ばれた周波数ステップは不等間隔となる．また，周波数番

号 n の複素振幅を $a(n)$ とすると，選ばれない周波数ステップでは 0 であり，スパースベクトル $a(n)$ を求めるという課題設定となる．

ここで，周波数ステップ $f(n)$ での，距離 r に目標が存在するときの距離 r ，および $r+dr$ での，合成帯域 DFT 処理出力は文献[7]の式(33)で表される

$$W(r)=\sum_{n=0}^{N-1}S(n)\cdot a(n)\exp\left(-2\pi j\left(\frac{2(r)}{c}f(n)\right)\right) \quad (1)$$

$$W(r+\Delta r)=\sum_{n=0}^{N-1}S(n)\cdot a(n)\exp\left(-2\pi j\left(\frac{2(r+\Delta r)}{c}f(n)\right)\right) \quad (2)$$

上式から r と無関係に r から Δr 離れた距離での合成帯域 DFT 出力は，

$$W(\Delta r)=\sum_{n=0}^{N-1}a(n)\exp\left(-2\pi j\left(\frac{2\Delta r}{c}f(n)\right)\right) \quad (3)$$

となる．よって，距離 Δr_m での出力値を $\varepsilon_m K$ とおく．まず，合成帯域処理 DFT のピークである $\Delta r=0$ では $\varepsilon_0=1$ とする．その他の，サイドローブ領域の Δr_m ($m=1, \dots, M-1$) では， ε を十分小さい値として $\varepsilon_m K$ と出力に制約を与える．上記を行列形式で書くと，

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_0 K \\ \varepsilon_1 K \\ \vdots \\ \varepsilon_{M-1} K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-2\pi j\frac{2\Delta r_0}{c}f(0)} & e^{-2\pi j\frac{2\Delta r_0}{c}f(1)} & \dots & e^{-2\pi j\frac{2\Delta r_0}{c}f(N-1)} \\ e^{-2\pi j\frac{2\Delta r_1}{c}f(0)} & e^{-2\pi j\frac{2\Delta r_1}{c}f(1)} & \dots & e^{-2\pi j\frac{2\Delta r_1}{c}f(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-2\pi j\frac{2\Delta r_{M-1}}{c}f(0)} & e^{-2\pi j\frac{2\Delta r_{M-1}}{c}f(1)} & \dots & e^{-2\pi j\frac{2\Delta r_{M-1}}{c}f(N-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a(0) \\ a(1) \\ \vdots \\ a(N-1) \end{bmatrix} \quad (4)$$

(4)，となる．また，簡易に $E=FA$ と書くと，制約を満足させる評価として以下のように Lasso 形式の，圧縮センシング問題に帰着できる．

$$\arg \min \left(\|E-FA\|^2 + \lambda \|A\| \right) \quad (5)$$

A は， N 次元のスパースな解（選択する周波数ステップ番号での複素振幅）である．この圧縮センシング出力である N 次元スパースベクトル A の要素のうち優位な大きさを持つものを選択する．ここで，選択された周波数ステップを集めたベクトルを選択 A ベクトル， f_k は選択された不等間隔周波数値とする．この不等間隔周波数 f_k を用いて送信を行う．このとき，目標距離を $Rtgt$ とすると受信信号は以下で表される．

$$S(f_k)=\exp\left(2\pi j\frac{2Rtgt}{c}f_k\right) \quad (6)$$

受信信号に対する合成帯域処理では以下に示す不等間隔 DFT (Discrete Fourier Transformation) による合成を行う。

$$BF(r) = \sum_{k=0}^{K-1} A_k S(f_k) \exp\left(-2\pi j \frac{2r}{c} f_k\right) \quad (7)$$

3. 計算機シミュレーション

3.1 レーダパラメータ

79GHz 帯の 4GHz 帯域幅での利用を想定し各パラメータは表 1 に示す値を採用する。

全送信帯域ステップ幅 $B=3.2\text{GHz}$ を最大 $N=256$ ステップに分割する。 $\Delta f=B/N=12.5\text{MHz}$ であり、最大の距離視野 $R_{amb}=c/2\Delta f$ は 12m となる。ここで、周波数ステップの数を選択した結果 $N_s=64$ となると仮定すると、平均 $\Delta f=B/N=50\text{MHz}$ であり、距離視野 $R_{amb}=c/2\Delta f=3\text{m}$ である。ここで、パルス帯域幅が 80MHz で圧縮後のパルス幅が 1.87m であれば、距離視野 R_{amb} より小さいために、パルス圧縮が距離ゲートとして機能し、合成帯域処理による折返し (アンビギュイティ) が抑圧される。一方、このときパルス帯域幅が 40MHz のときは、パルス幅が 3.75m となり距離視野 R_{amb} より大きく合成帯域処理において折返し (アンビギュイティ) が発生してしまう。

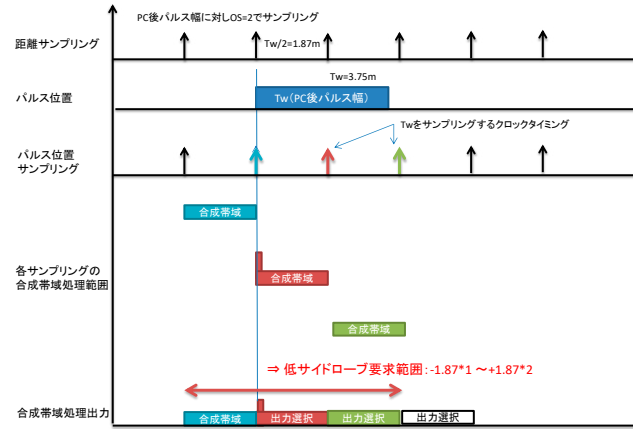
表 1. 計算機シミュレーションでのレーダパラメータ

パラメータ	周波数ステップ範囲 (MHz)	合成帯域			パルス圧縮	
		周波数ステップ数	平均周波数ステップ幅 $\Delta f(\text{MHz})$	距離視野 (m)	パルス帯域幅 (MHz)	距離ゲート (m)
変数名	B	N_s	-	R_{amb}	-	Far_bound
アンビギュイティ無し	3200	64	50	3	80	1.875
アンビギュイティ有り(スパース)	3200	64	50	3	40	3.75

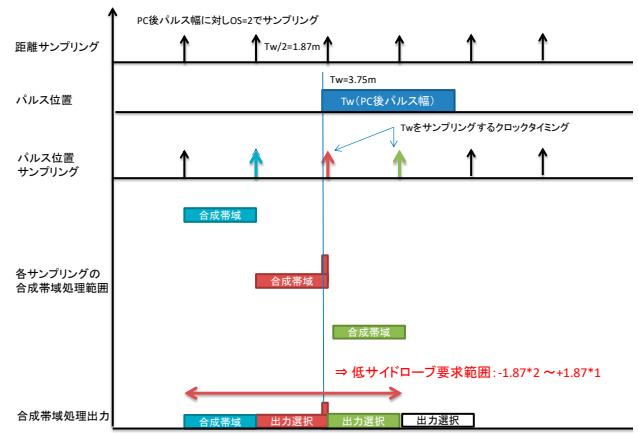
次に図 1 に、パルス帯域幅 40MHz を例に、パルス圧縮後パルスによる距離ゲート機能と合成帯域処理における低サイドローブが求められる距離幅の関係について説明する。ここでパルス圧縮後パルス幅に対しオーバーサンプリングは 2 とする。図 1 (a) は、最終的に目標距離を出力するパルス位置サンプリングに対し、目標位置 (パルス立ち上がり) が、最も左に存在した場合の状況を示す。同様に (b) は右端の場合である。

それぞれ、パルス位置サンプリング間で干渉しないためには、合成帯域処理で目標位置を中心として低サイドローブが求められる距離範囲は、それぞれ $-1.87\text{m} \sim 3.75\text{m}$ 、および $-3.75\text{m} \sim 1.87\text{m}$ である。すなわち目標距離を中心に $-3.75\text{m} \sim 3.75\text{m}$ の間が低サイドローブであれば、パルス圧縮による距離ゲート機能のためそれ以外の範囲のサイドローブレベルは大きくても良いこととなる。

以下、計算機シミュレーションでは、パルス帯域幅を 40MHz (距離ゲート 3.75m , $N_s=64$ での等間隔周波



(a) 目標が左端の場合



(b) 目標が右端の場合

図 1. 合成帯域処理における低サイドローブ要求範囲

数ステップであれば要求される低サイドローブ領域 $-3.75\text{m} \sim 3.75\text{m}$ 内に、アンビギュイティ (グレーティングローブ) が発生してしまうという条件設定において、圧縮センシングによりスパースな周波数を不等間隔に選択する。

3.2 圧縮センシングアルゴリズムおよび制約条件

圧縮センシング法としては、ADMM (Alternating Direction Method of Multipliers), および IHT (Iterative Hard Thresholding) を採用する。また、制約条件として目標距離の前後 3.75m の範囲を低サイドローブとなるよう $\epsilon=0.01$ に制約する。一方目標距離では $\epsilon=1$ とする。目標距離近傍での制約開始条件の違い (目標距離ビーム幅, すなわち分解能に影響する) で、距離分解能を ΔR とし、以下の 2 種を採用評価する。なお 2 章で示した様に目標距離には無関係であるが、ここでは目標距離を 2m とする。

- ① ピーク方向 $\pm (1.0 \Delta R \sim \text{約 } 3.75\text{m})$
- ② ピーク方向 $\pm (1.2 \Delta R \sim \text{約 } 3.75\text{m})$

3.3 評価結果

1) ADMMによる評価結果

図2は制約条件①でのADMM探索結果であり、左上図は、選択された周波数ステップの周波数値とその周波数の振幅A(実際は複素振幅である)を表す。図2の中央上中下はADMMでの合成帯域結果、右上中下は選択された周波数Kの等間隔周波数ステップでの合成帯域処理結果である。左下はその重ね書きであり、ADMMの結果では目標2mに対し+3.75mの5.75mまで低サイドローブ化されており、それ以遠は高くなることを確認される(5.75m以遠は距離ゲートのため復調処理全体として問題ない)。このとき選択された周波数ステップの数は256中の162である。162では右の等間隔周波数ステップでの合成帯域であっても目標距離 $\pm 3.75m$ の範囲にグレーティングローブがでることはない。ADMMでは、同数の等間隔合成帯域法に比べ、サイドローブが最大10dBほど低下するという性能が得られた。一方、目標分解能を少し犠牲にする制約条件②の結果である図3では、中下図の目標距離方向拡大表示にみられるように、幾分距離ビーム幅が太り分解能が低下する一方で、サイドローブは等間隔合成帯域法に比べ約15dBへの向上が確認される。

2) IHTによる評価結果

次に圧縮センシングのアルゴリズムにおいて、非零要素数を指定可能であるIHTでの結果を示す。ここでは前述のように等間隔周波数ステップではアンビギュイティが避けられない $N_s=64$ に固定し、制約条件②を課した上で、スパースな周波数ステップの周波数値を求めた。結果を図4に示す。このとき、左下図にみられるように $N_s=64$ としたため等間隔合成帯域法では、5m弱の距離にグレーティングが発生してしまう。このとき、合成帯域処理(DFT:離散フーリエ変換)において、ハミング他の振幅ウェイトを用いたとしても、サイドローブを低減可能であるもののグレーティングを避けることはできずIHTによるスパースな周波数ステップ化は周波数有効活用の観点で有効な手段であると言える。ただし、IHTアルゴリズムは局所解に収束することが避けられず、大域的最適化探索アルゴリズムによる粗探索結果を初期値とするなど今後改善が必要である。

3) 参考: 遺伝的アルゴリズム(GA)による評価結果

最後に、大域的最適化アルゴリズムの一つである遺伝的アルゴリズム(GA)を用いて、制約条件①、かつ周波数ステップ数 $N_s=64$ 、更には振幅Aを1に固定するという制約のもと、スパースな周波数ステップを探索した結果を図5に示す。A=1に固定しているため、低サイドローブ化には不利となるものの、振幅ウェイトを用いる通常の離散フーリエ変換と異なり信号損失

(信号対ノイズ比)の劣化がなく実用上望ましい制約である。図5の左上図からわかるように、スパースな周波数選択が選択される一方で振幅 $A=1$ であることがわかる。更に、右中の等間隔周波数ステップに比べ目標距離ビーム幅が太ることもなく、低サイドローブ要求範囲(目標距離 $2m+3.75m(=5.75m)$)の間で約5mのところに発生するグレーティングローブもなく、信号対ピークサイドローブ比で約13B程度が得られた。

4. むすび

多周波ステップ方式レーダにおいて、圧縮センシング(ADMMおよびIHT)を用いたスパース周波数選択法を提案しその基礎検討を実施した。この結果、周波数ステップ数を削減したスパースな周波数ステップであっても、ある程度の低サイドローブとアンビギュイティを無くすことが期待されることを示した。

この結果は、周波数の有効利用の観点から大きな意義を持つことを意味する。

振幅ウェイトを不要(すなわち $A=1$)としたり、周波数の数を指定可能とすることは実用上有益であるため、今後、初期値を与えたIHTや他の圧縮センシングアルゴリズム、更にはGAのみならず人工ハチコロニー法等の大域的最適解探索法による周波数選択法の研究に取り組む予定である。

また、複数の周波数ステップレーダでの最適化や、MIMOアレーのスパース素子配置、HPRFパルスレーダにおける不等間隔PRIでのパルスドップラフィルタなどへの応用が期待される。更には、干渉、クラッタ、マルチパス、高分解能画像化等におけるスパースな周波数ステップ選択法は、周波数有効利用の観点で今後の重要な研究課題である。

謝辞

本研究開発は、総務省SCOPE(受付番号175003002)により実施されたものである。

文献

- [1] 稲葉敬之, "レーダ装置", 特許第4665962
- [2] 稲葉敬之, "多周波ステップICWレーダによる多目標分離法", 信学論(B), vol. J89-B, no.3, pp.373-383, Mar.2006
- [3] 渡辺 優人, 稲葉敬之, "多周波非線形ステップLFM法における周波数ステップ非線形化法", 信学技報, vol.109, no.349, SANE2013-42, pp.1-6, Dec, 2009.
- [4] 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, "多周波ステップCPCレーダの提案と原理検証実験", 電気学会論文誌C, Vol. 135, No. 3, pp.285-291, 2015.
- [5] 山田亮佑, 秋田学, 稲葉敬之 "圧縮センシングを用いた超広帯域多周波ステップCPC方式における距離アンビギュイティ抑圧効果の定性的・定量的評価", 信学技報, vol. 118, no. 239, pp. 35-40, 2018
- [6] 稲葉, 渡辺, 秋田, "超広帯域多周波ステップレーダにおける再帰的周波数推定法を用いた自動検知法", 信学技報, Feb.2019
- [7] 渡辺優人, 稲葉敬之, 多周波ステップLFM方式におけるCMSE周波数ステップ, 電学論C, vol136, no.10, pp.1454-1459, 2016

ADMM
 $\theta = 7.9 \times 10^{10}$ $B = 3.2 \times 10^9$ $N = 256$ $N_s = 64$ $N_{ST} = 256$ $\epsilon = 0.01$ $slid = 1$ $step = 0.029$
 $K = 162$

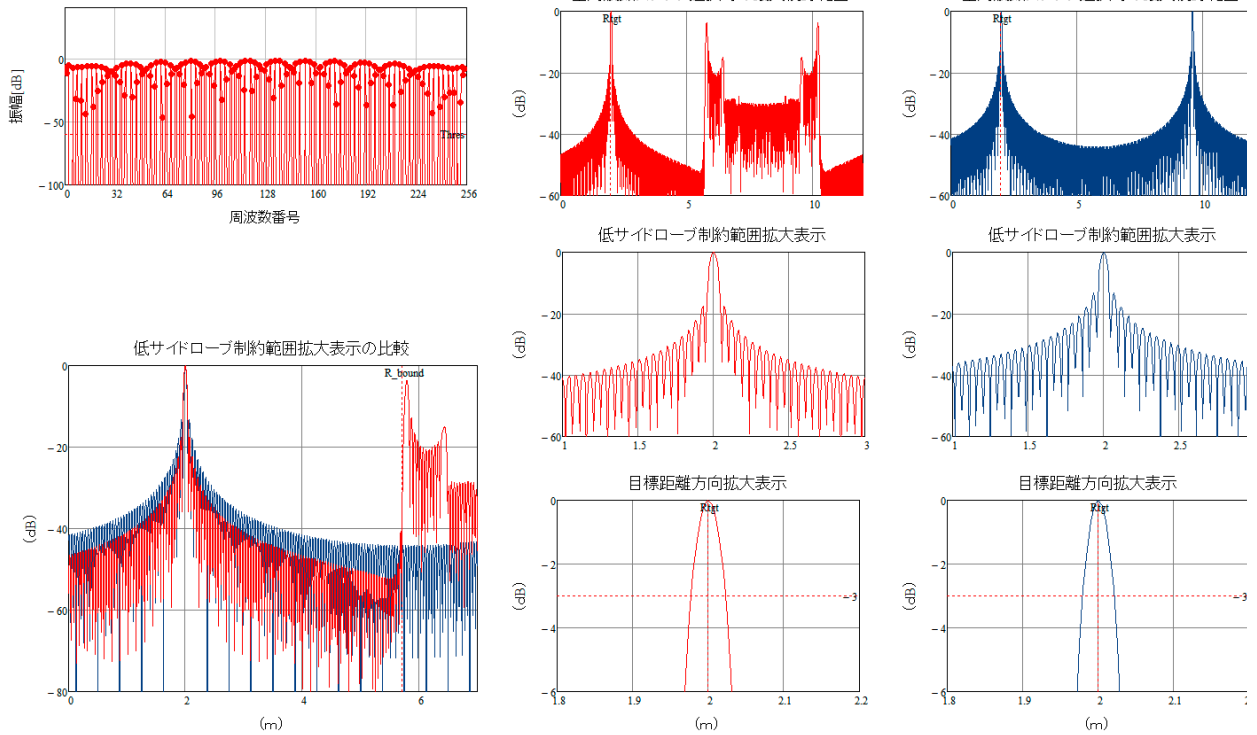


図 2. ADMM (制約条件①)

ADMM
 $\theta = 7.9 \times 10^{10}$ $B = 3.2 \times 10^9$ $N = 256$ $N_s = 64$ $N_{ST} = 256$ $\epsilon = 0.01$ $slid = 1.2$ $step = 0.029$
 $K = 163$

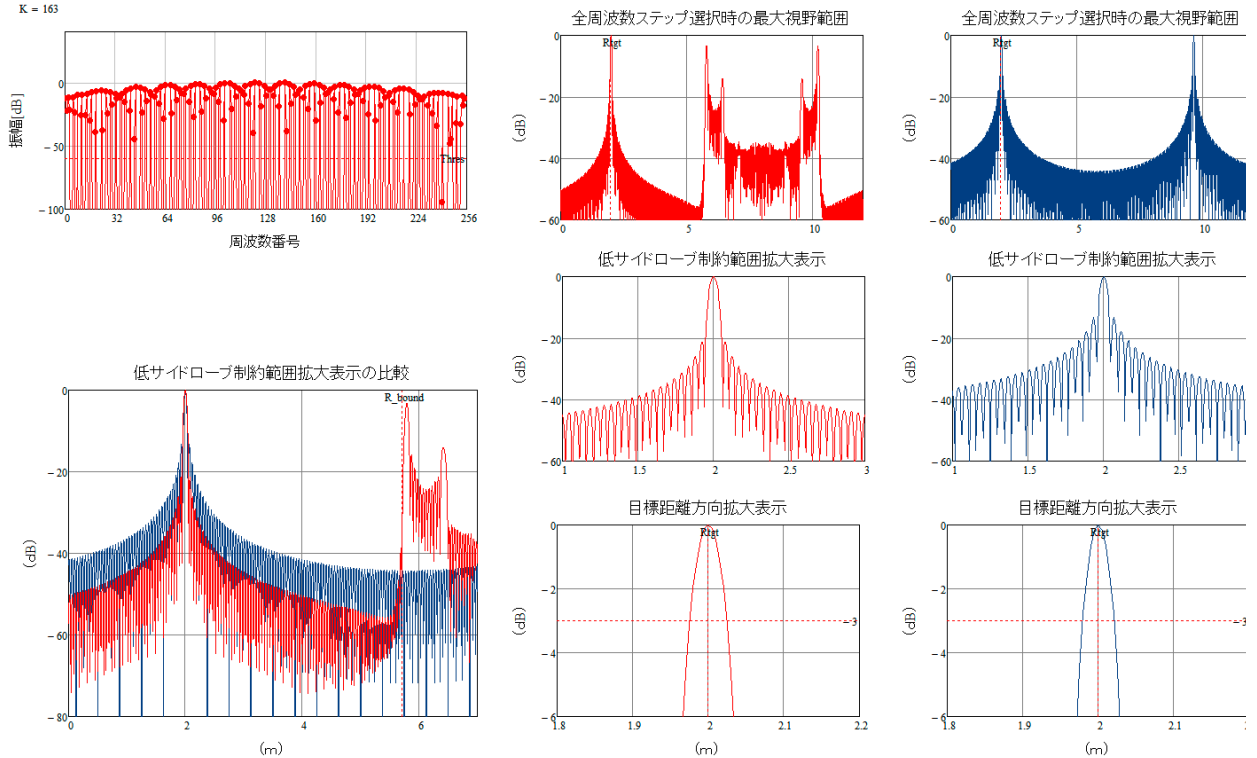


図 3. ADMM (制約条件②)

IHT

$f_0 = 7.9 \times 10^{10}$ $B = 3.2 \times 10^9$ $N = 256$
 $N_s = 64$ $slid = 1.2$ $Far_bound = 3.75$
 $\epsilon = 0.01$ $N_ST = 256$ $Rtgt = 2$
 $K = 64$

mode = 0 Iter = 1×10^3

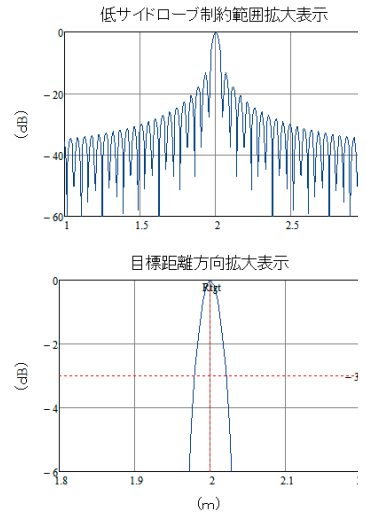
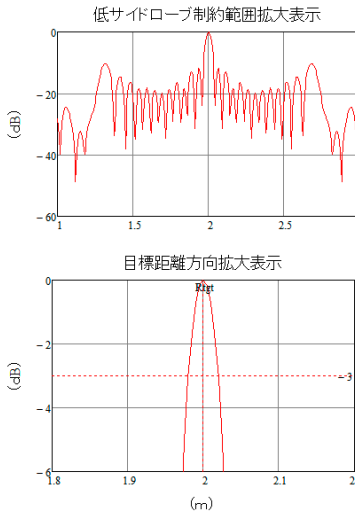
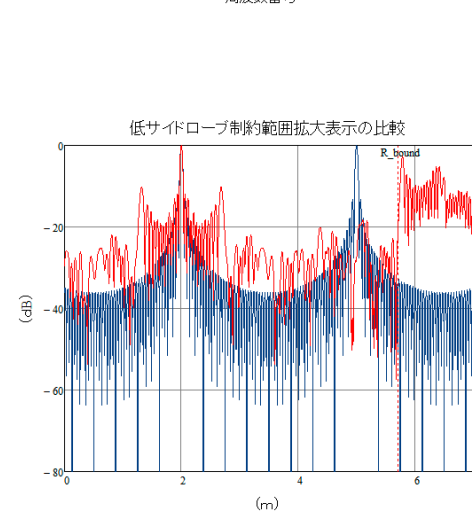
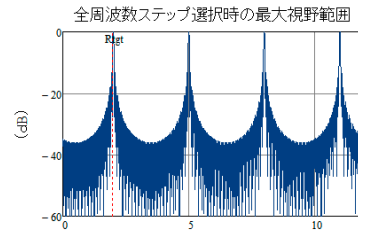
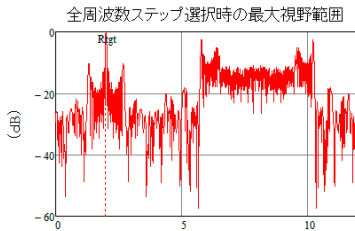
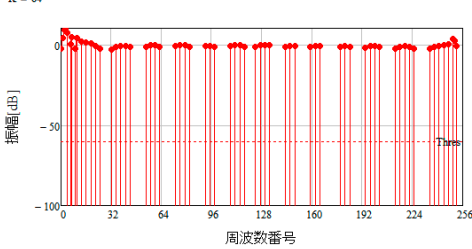
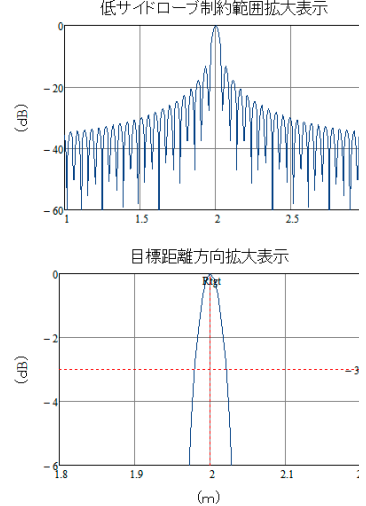
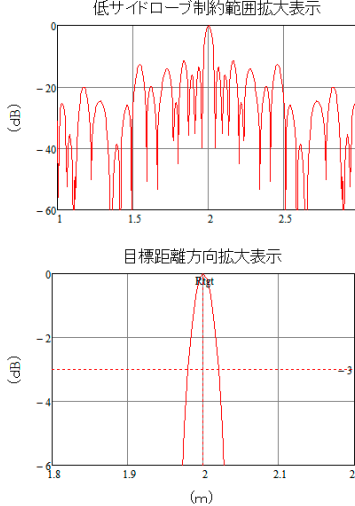
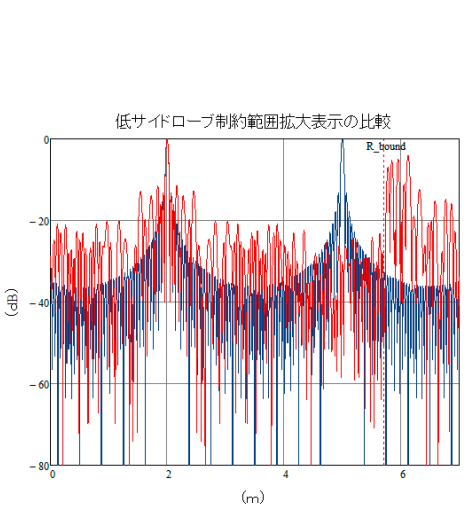
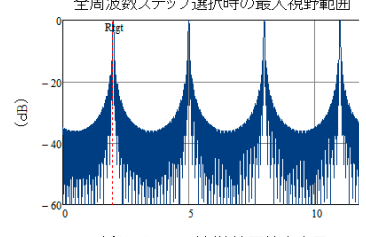
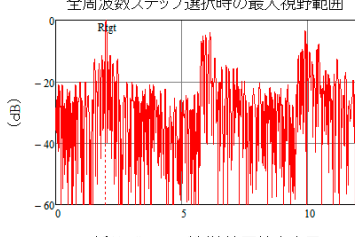
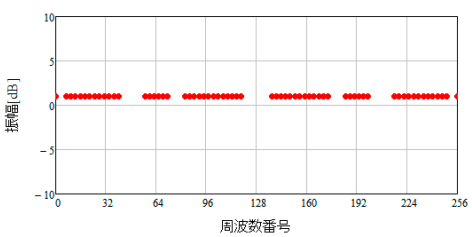


図 4. IHT(制約条件②, $N_s=64$ 指定)

$f_0 = 7.9 \times 10^{10}$ $B = 3.2 \times 10^9$ $N = 256$ $N_s = 64$ $N_ST = 256$
 $K = 64$

$slid = 1$ $step = 0.029$

$GenN = 1 \times 10^3$ $IndN = 2 \times 10^3$



計算時間(秒) $Tend = time(1)$ $Tend - Tstart = 9.186 \times 10^3$

図 5. GA(制約条件①, $N_s=64$, $A=1$ 指定)