

大規模マイクロ波電力伝送用フェーズドアレーアンテナの
段階的サブアレー構成素子数変化による電力分布構成法

総合研究大学院大学 物理科学研究科

宇宙科学専攻 水野研究室

片野 将太郎

学籍番号 20151151

目次

第 1 章	序論	9
1.1	研究背景	9
1.2	先行研究	10
1.3	本研究および本論文の趣旨	17
第 2 章	本研究が提案するアレー構成手法	21
2.1	概要	21
2.2	アレーアンテナと座標の定義	22
2.3	電界強度の振幅分布の定義	24
2.3.1	領域 m でのサブアレー構成素子数	25
2.3.2	領域 m でのサブアレー構成素子数比	25
2.3.3	領域 m での 1 素子からの出力電力	25
2.3.4	$X+$ 側の領域 m の存在位置	27
2.3.5	領域 m に含まれるサブアレー数	29
2.3.6	$X-$ 側の領域の存在位置の定義	30
2.4	ビーム方向制御時のアンテナ各素子の位相	33
2.4.1	各サブアレーの中心	34
2.4.2	各サブアレーの励振位相	35
2.4.3	各素子アンテナの励振位相	35
2.5	本提案設計手法によって得られる振幅及び位相の分布	36
2.6	基準素子数と実際に構成される素子数の差異	42
2.7	設計パラメータ k の設定条件	43
2.8	本提案手法によって削減されるアレー構成部品の数	44
第 3 章	提案手法に基づいて設計されたアレーアンテナの特性解析	46
3.1	解析の目的と解析条件	46
3.2	1 次元線形アンテナでの解析	46
3.2.1	基本的な特性	46
3.2.2	ビーム方向制御時の特性	50
3.2.3	大規模アレーアンテナへの適応性	53
3.2.4	励振誤差を含んだアレーアンテナの特性解析	59
3.3	2 次元平面アンテナ特性の推測	63
3.3.1	概要	63
3.3.2	2 次元平面アレーアンテナの振幅分布	63

3.3.3	2次元平面アレーアンテナの位相分布	64
3.3.4	設計パラメータ k による振幅・位相分布誤差の変化.....	66
3.4	考察	67
3.4.1	SSPSモデルへの適用に関する考察	67
3.4.2	送電対象地域の想定とビーム方向制御に関する考察	72
第4章	実証実験による提案手法の有効性検証	79
4.1	実証実験の目的と概要	79
4.2	実験装置および測定装置	79
4.2.1	素子アンテナ.....	79
4.2.2	インピーダンス調整回路	82
4.2.3	アレー化治具.....	84
4.2.4	測定装置.....	87
4.3	位相調整方法.....	91
4.3.1	アンテナの回転及び設置の精度	92
4.3.2	アンテナ回転による位相変化の直線性	93
4.3.3	アンテナ回転時の利得変化.....	93
4.3.4	まとめ.....	95
4.4	アンテナ素子単体の特性測定	95
4.5	アンテナのアレー化試験	97
4.5.1	分配回路の透過特性測定	98
4.5.2	アレーアンテナの反射係数測定	99
4.5.3	アレー化治具組み立て試験.....	100
4.6	アレーアンテナ遠方界測定実験（8素子）	101
4.7	44素子アレーを用いた実証実験の予測シミュレーション.....	105
4.8	アレーアンテナ近傍界測定実験（44素子）	108
4.9	考察とまとめ.....	115
第5章	結論	116
5.1	結論	116
5.2	今後の課題	117

参考文献 119

謝辞 122

図目次

図 1-1 電力分布構成法の分類	11
図 1-2 電力合成回路を用いた電力分布の構成法	12
図 1-3 RF 増幅器の入力電力と出力電力の関係の例 ([17]の図 7)	12
図 1-4 RF 電力増幅器の内部構成の一例 ([18]の図 3 に加筆)	13
図 1-5 アンテナ素子の等間隔配列(a)と不等間隔配列(b)	14
図 1-6 アンテナ素子間引きで電力分布を構成する方法 ([26]の Fig. 8 に加筆), 黒点がアンテナ素子	15
図 1-7 アンテナ素子のランダム配置の一例 ([28]の Fig. 6)	16
図 2-1 提案するアレーアンテナの構成と実装される電力分布 ($k = 2$ の場合)	21
図 2-2 アレー全体の形状と素子アンテナ配列方法	22
図 2-3 2次元アレーアンテナと座標の定義	23
図 2-4 アレーアンテナ各素子の位置, 励振電界強度, 励振位相	23
図 2-5 目的の電力分布 (黒) と実際に構成する電力分布 (赤)	24
図 2-6 領域番号 m とサブアレー構成素子数 C_m 及びサブアレーの関係 ($k = 2$)	26
図 2-7 提案手法での各領域存在位置の決定方法の概念図 - 10dB ガウス分布と一致する点 -	31
図 2-8 提案手法での各領域存在位置の決定方法の概念図 - 各領域の幅 -	31
図 2-9 提案手法での各領域存在位置の決定方法の概念図 - 各領域の開始点をシフト -	32
図 2-10 提案手法での各領域存在位置の決定方法の概念図 - 各領域の存在位置の決定 -	32
図 2-11 提案手法での各領域存在位置の決定方法の概念図 - 各領域の幅の定義式を更新 -	33
図 2-12 サブアレー化有無での構成と等位相面の違い	34
図 2-13 サブアレーサイズとサブアレー中心位置	35
図 2-14 10dB ガウス分布と $k = 1, 2, 3$ で構成した階段分布の振幅分布 (上) との振幅差分布 (下)	37
図 2-15 $k=1$ での 10dB ガウス分布と階段分布及び階段分布のフィッティング曲線	38
図 2-16 $k=2$ での 10dB ガウス分布と階段分布及び階段分布のフィッティング曲線	38
図 2-17 $k=3$ での 10dB ガウス分布と階段分布及び階段分布のフィッティング曲線	39
図 2-18 $k=4$ での 10dB ガウス分布と階段分布及び階段分布のフィッティング曲線	39
図 2-19 $k=1, 2, 3$ で構成した階段分布の位相分布 (上) と 非サブアレー化位相に対する位相誤差分布 (下) ($\theta_0 = 10 \text{ deg.}$ の場合)	40
図 2-20 k に対する振幅誤差および位相誤差の関係	41

図 2-21 不適切な設計パラメータ k の設定とその影響	44
図 2-22 アレーアンテナ総面積と素子アンテナの面積 ($D=1\text{km}$, $k=1$ の場合)	45
図 3-1 提案するアレーアンテナの基本特性	47
図 3-2 k 値に対するメインローブ電力含有率と電力分布誤差 rms の関係.....	49
図 3-3 k の変化によるアレー直径及びアンテナ素子数の変化が電力集中度に与える影響.....	50
図 3-4 ビーム方向 0 度のアレーファクタ	51
図 3-5 ビーム方向 5 度のアレーファクタ	51
図 3-6 ビーム方向制御時のメインローブ電力含有率.....	52
図 3-7 ビーム方向制御時のアレーアンテナ特性, サブアレー化した一様分布との比較 (1el: 非サブアレー化, 2el: 2 素子で 1 サブアレー, 4el: 4 素子で 1 サブアレー)	53
図 3-8 近似式の適用条件.....	54
図 3-9 アンテナサイズごとのアレーファクタ比較	55
図 3-10 サイズの異なるアレーアンテナの励振位相分布 ($\theta_0 = 5 \text{ deg}$)	56
図 3-11 サイズの異なるアレーアンテナのアレーファクタ ($\theta_0 = 5 \text{ deg}$)	57
図 3-12 ビームを 10 度方向制御した時の各アンテナサイズでの AF($k=2$)	58
図 3-13 励振誤差を含んだ 1 次元アレーアンテナのアレーファクタ	60
図 3-14 励振誤差を含んだ 1 次元アレーアンテナの電力集中度.....	61
図 3-15 励振誤差有(赤)/無(黒)での 1 次元アレーアンテナのアレーファクタ比較 ($k=2$ の 場合)	61
図 3-16 励振誤差を含んだ 1 次元アレーアンテナのビーム方向制御時のメインローブ電力 含有率.....	62
図 3-17 励振誤差を含んだ 1 次元アレーアンテナのビーム方向制御誤差	62
図 3-18 2 次元アレーアンテナの振幅分布 ($k=1$ の場合) a) 提案分布, b) 10dB ガウス分 布, c) 両者の差	64
図 3-19 2 次元アレーアンテナの振幅分布 ($k=2$ の場合) a) 提案分布, b) 10dB ガウス分 布, c) 両者の差	64
図 3-20 2 次元アレーアンテナの振幅分布 ($k=3$ の場合) a) 提案分布, b) 10dB ガウス分 布, c) 両者の差	65
図 3-21 2 次元アレーアンテナの振幅分布 ($k=4$ の場合) a) 提案分布, b) 10dB ガウス分 布, c) 両者の差	65
図 3-22 2 次元アレーアンテナの位相分布 ($k=1$ の場合) a) 提案分布, b) 理論分布, c) 両 者の差.....	65
図 3-23 2 次元アレーアンテナの位相分布 ($k=2$ の場合) a) 提案分布, b) 理論分布, c) 両 者の差.....	66

図 3-24 2次元アレーアンテナの位相分布 (k=3 の場合) a) 提案分布, b) 理論分布, c) 両者の差.....	66
図 3-25 2次元アレーアンテナの位相分布 (k=4 の場合) a) 提案分布, b) 理論分布, c) 両者の差.....	66
図 3-26 過去に提案された複数の SSPS モデル	68
図 3-27 提案手法と従来手法での第一サイドローブレベル (図 3.1(a)再掲)	69
図 3-28 励振誤差有/無の広い角度範囲でのビーム方向 0° におけるアレーファクタ比較	71
図 3-29 ビーム方向 1,2,3° かつ k=1,2,3 での広い角度範囲のアレーファクタ計算結果 ...	72
図 3-30 送電対象地域とビーム方向制御の関係.....	74
図 3-31 想定しているアレー構成.....	75
図 3-32 第 3 章 2 節 2 項の構成と図 3-31(b, c)の構成での位相分布 (5.74+1.15° の場合)	75
図 3-33 第 3 章 2 節 2 項の構成と図 3-31(b)の構成でのアレーファクタ比較(±90° 範囲)	76
図 3-34 第 3 章 2 節 2 項の構成と図 3-31(b)の構成でのアレーファクタ比較(±1.5° 範囲)	76
図 3-35 アレー構成の違いによるアレーファクタの違い	77
図 3-36 アレー構成の違いによるメインローブ電力含有率の違い	78
図 4-1 円形マイクロストリップアンテナの外観.....	81
図 4-2 円形マイクロストリップアンテナの各寸法 (寸法は mm)	81
図 4-3 アンテナ単体 (インピーダンス調整回路なし) のスミスチャート	82
図 4-4 インピーダンス調整回路を含んだアンテナの外観	83
図 4-5 開放型スタブの外観.....	83
図 4-6 アンテナ単体 (インピーダンス調整回路あり) のスミスチャート	84
図 4-7 アンテナ単体 (インピーダンス調整回路あり) の反射特性.....	84
図 4-8 アレーアンテナ架台の設計モデル	85
図 4-9 実際のアレーアンテナ架台	86
図 4-10 素子アンテナ用回転ホルダー	86
図 4-11 素子アンテナ用回転ホルダーの固定 (裏面)	86
図 4-12 ネットワークアナライザの外観.....	87
図 4-13 JAXA 宇宙科学研究所電波無響室の構成	88
図 4-14 近傍電磁界測定装置の概観 ([46]に加筆)	88
図 4-15 近傍界測定装置のデータ処理の流れ	89
図 4-16 円偏波アンテナの取付角度による位相変化	92

図 4-17	アレー架台に貼り付けた円形チャート用紙	92
図 4-18	アンテナ設置角度と実際の電氣的位相, またその位相誤差.....	93
図 4-19	素子アンテナ単体の軸比 (偏波円)	95
図 4-20	素子アンテナ単体 (アレー架台なし) の放射パターン	96
図 4-21	素子アンテナ単体 (アレー架台あり, 他アンテナなし) の放射パターン.....	97
図 4-22	素子アンテナ単体 (アレー架台あり, 他アンテナあり) の放射パターン.....	97
図 4-23	提案電力分布を実現する電力分配器の構成	98
図 4-24	一様電力分布を実現する電力分配器の構成	99
図 4-25	有線での電力分布測定結果.....	99
図 4-26	アレー化架台の組み立て試験	100
図 4-27	8 素子アレーアンテナの外観.....	101
図 4-28	8 素子アレーアンテナの電力分配構成	102
図 4-29	8 素子アレーアンテナの電力分布.....	102
図 4-30	一様分布 8 素子アレーアンテナの放射パターン	103
図 4-31	3 段分布 8 素子アレーアンテナの正面方向指向時の放射パターン	104
図 4-32	3 段分布 8 素子アレーアンテナの-10° 方向指向時の放射パターン.....	104
図 4-33	44 素子アレーのメインローブ電力含有率の理論値, ±30° 範囲に対する値 (+) と ±90° 範囲に対する値 (×)	107
図 4-34	-10° 方向制御時の許容 MCR 範囲が他条件よりも広い理由	107
図 4-35	44 素子アレーの測定環境	109
図 4-36	44 素子アレーの電力分布	109
図 4-37	44 素子アレーの位相分布 (0 度方向指向時)	110
図 4-38	44 素子アレーの位相分布 (-5 度方向指向時)	110
図 4-39	44 素子アレーの位相分布 (-10 度方向指向時)	111
図 4-40	44 素子アレーの放射パターン (0 度方向指向時)	112
図 4-41	44 素子アレーの放射パターン (-5 度方向指向時)	112
図 4-42	44 素子アレーの放射パターン (-10 度方向指向時)	113
図 4-43	44 素子アレーのメインローブ電力含有率のシミュレーション値 (範囲) と実験値 (●)	115
図 5-1	SSPS の送電アンテナと受電アンテナの相対角度.....	118

表目次

表 1-1 先行研究と本研究の比較	18
表 1-2 温度変化時の RF 増幅器特性変化への対応の必要性	19
表 2-1 各領域のサブアレー構成素子数と出力電力比の一例	27
表 2-2 各 k 値を設定した時の各領域でのサブアレー構成.....	28
表 2-3 各領域でのサブアレー数の一例	30
表 2-4 提案手法によって実装される分布の誤差.....	37
表 2-5 基準素子数とサブアレー構成後の素子数の誤差 ($k=1\sim 4$)	43
表 2-6 提案手法を用いた場合のアンブ数および移相器数の削減率.....	45
表 3-1 10m アンテナの各特性一覧	48
表 3-2 サイズの異なるアレーアンテナの各サイドローブレベル($\theta_0 = 5$ deg).....	58
表 3-3 ビームを 10 度方向制御した時の各特性	59
表 3-4 励振誤差の有無でのメインローブ電力含有率	62
表 3-5 10m アンテナのアレーファクタ計算にかかる時間	63
表 3-6 提案分布と 10dB ガウス分布の振幅誤差 RMS, 位相誤差 RMS	67
表 3-7 第一サイドローブが地上に作る電力密度とその位置	69
表 3-8 励振誤差無しでのグレーティングローブが地上に作る電力密度	73
表 3-9 第 3 章 2 節 2 項と本項の想定するビーム方向制御の違い.....	74
表 4-1 実証実験で行った各種測定とその目的	80
表 4-2 実験で確認した素子アンテナ単体の軸比.....	95
表 4-3 8 素子アレーアンテナの放射パターン各種特性	105
表 4-4 44 素子アレーの放射パターン各種特性の理論値	106
表 4-5 44 素子アレー実験のメインローブ電力含有率予測.....	106
表 4-6 44 素子アレーのアンテナ面での振幅位相分布の理論値との誤差 (平均 $\pm 1\sigma$) ..	111
表 4-7 44 素子アレーの放射パターン各種特性の実験値 (平均 $\pm 1\sigma$)	114
表 4-8 44 素子アレーの放射パターン各種特性の実験値 (平均) と理論値の誤差	114
表 5-1 歪な形状のサブアレーの一例	117

第1章 序論

1.1 研究背景

本論文では、宇宙太陽光発電システム (SSPS: Space Solar Power Systems) に代表されるマイクロ波を用いた無線電力伝送 (WPT: Wireless Power Transfer または MPT: Microwave Power Transfer) に関して、高伝送効率を実現可能な新たなアレーアンテナ構成法の提案を行う。SSPS は、宇宙空間にて地上よりも強く安定した太陽光を用いて発電を行い、それによって得た電力をマイクロ波やレーザーなどの電磁波に変換し地上まで伝送、地上で再度電力に変換し、利用するという新たな発電所の構想である。SSPS 構想は 1968 年にアメリカの Peter E. Glaser 博士によって提唱され[1]、それ以降、様々な国で研究が進められてきた[2][3][4][5]が、未だ実現に至っていない。

マイクロ波を用いた SSPS は、主に電波伝搬理論によるアンテナサイズの設計と地上で利用できる電力単価という 2 つの観点から設計され、地上で 1GW 以上の利用、送電アンテナ直径 1km 以上、重量 1 万トン以上がほとんどである。SSPS はその大きさゆえに 1 回のロケット打ち上げで構築することは、ほとんど不可能であり、複数回のロケット打ち上げ、宇宙空間での構造物の展開及び結合等による建設という方法が多くモデルで用いられている。この方法で過去に建設された大型宇宙構造物として国際宇宙ステーションが有るが、その大きさは約 108.5m×約 72.8m[6]であり SSPS と比較すると約 1/100 の大きさである。

この SSPS 実現には i)太陽光発電, ii)WPT, iii)宇宙用大型構造物, iv)地上からの輸送, v)宇宙環境への適応という 5 つの技術分野で研究開発が必要であるが、中でも ii)WPT は他の宇宙機に無く SSPS 特有の技術分野として早期の実証実験を含めた研究開発が求められている。SSPS のキーテクノロジーである WPT のポイントは、A)高効率でマイクロ波を発生させる技術、B)高効率送受電のためのアンテナ技術及び送電マイクロ波ビーム制御技術、C)高効率でマイクロ波を直流及び交流電力に変換する技術の 3 つが挙げられる。この中で筆者は B)高効率送受電のためのアンテナ技術及び送電マイクロ波ビーム制御技術に着目し、研究を行った。SSPS では衛星軌道上から地上に建設された受電設備を狙ってマイクロ波送電ビームを制御する必要があり、この精度には 0.001° 以下の精密制御が必要となる[7]。これを実現するためには、数十億素子のフェーズドアレーアンテナ (PAA: Phased Array Antenna) を用いることがよく検討されており、SSPS の WPT 用 PAA には、「超巨大」「高効率」「高精度」「安価」「軽量」の 5 つのキーワードを満たしたものが必要がある[7]とされている。具体的な過去の設計例としては、以下の値が示されている ([7] pp.46-47 より)。

- i) 「超巨大」= 直径 1.93km@5.8GHz, 1.3GW 送電, 18.3 億素子
- ii) 「高効率」= 76% (5.8GHz), 85% (2.45GHz)

iii) 「高精度」 = 各素子の位相誤差 $5\sim 10^\circ$ 以下 (含目標追尾, 構造誤差)

iv) 「安価」 ≤ 300 円/W

v) 「軽量」 = 2 g/W = $2,600$ t/送電システム, アンテナ重量 300 t/km²

この PAA をどのようなマイクロ波発振/増幅方式で実現するかは議論が耐えない点である。アメリカのエネルギー省 (DOE: Department of Energy) と航空宇宙局 (NASA: National Aeronautics and Space Administration) の共同での提案[2]や 1960 年代の William C. Brown 氏の実験[8]では, クライストロンやマグネトロンといった電子管が用いられてきた。電子管は安価であり, 効率もある程度高いものが量産可能であるが, デバイス 1 つあたりの出力電力が数百 W と大きい。そのため, 高効率な送電システムの設計とするためには, 低損失電力分配器と低損失移相器の開発が必須となる。一方で, 半導体チップを用いた RF 電力増幅回路 (以下, RF 増幅器と呼ぶ) は現時点での高効率個体の量産が困難であるものの, 出力電力が小さい事から PAA に向いている点と, 近年の技術発展が著しい事から将来の安価な量産に期待できる。

1.2 先行研究

MPT では無線通信とは異なり, 送電アンテナから出力されたマイクロ波の殆どを受電アンテナに入れることが必要であるため, 高伝送効率化と不要放射を抑制したマイクロ波伝送設計が必要である。高伝送効率化と不要放射の抑制は同等の意味を持ち, その手段としてアンテナ全体の中心から端に向けて出力電力が徐々に小さくなる勾配をつける方法がこれまでに多く提案・研究されてきた。アンテナ面電力分布としてチェビシェフ分布[9]やテイラー分布[10]を装荷することでサイドローブの低減が可能であることが示されている。DOE/NASA によるシステム検討[2]では SSPS に 10dB ガウス分布の電力勾配を提案していた。宇野らによる理論検討[11][12]では, 近傍界領域での無線電力伝送の効率を最大化する開口面分布について議論が行われ, ガウス分布が最適分布に近いことが示された。近年では, ガウス分布と同等の性能を持つ二等辺台形分布の提案[13]などがされている。

アレーアンテナの電力分布に勾配を付ける方法は, 図 1-1 に示すように大別して下記の 2 方法が研究されている。

i) アンテナ素子毎に個別の電力を供給する方法

ii) アンテナ素子位置を調整し, 空間の電力密度に勾配をつける方法

i)アンテナ素子毎に個別の電力を供給する方法を大規模 WPT の送電アンテナに適用する事を考えた場合, 実際の構成手法として i-a) 電力合成を用いる手法[2], i-b) RF 増幅器への入力電力を制御する手法[14], i-c) 複数種類の RF 増幅器を用いる手法[15]の 3 つが過去に検討されている。

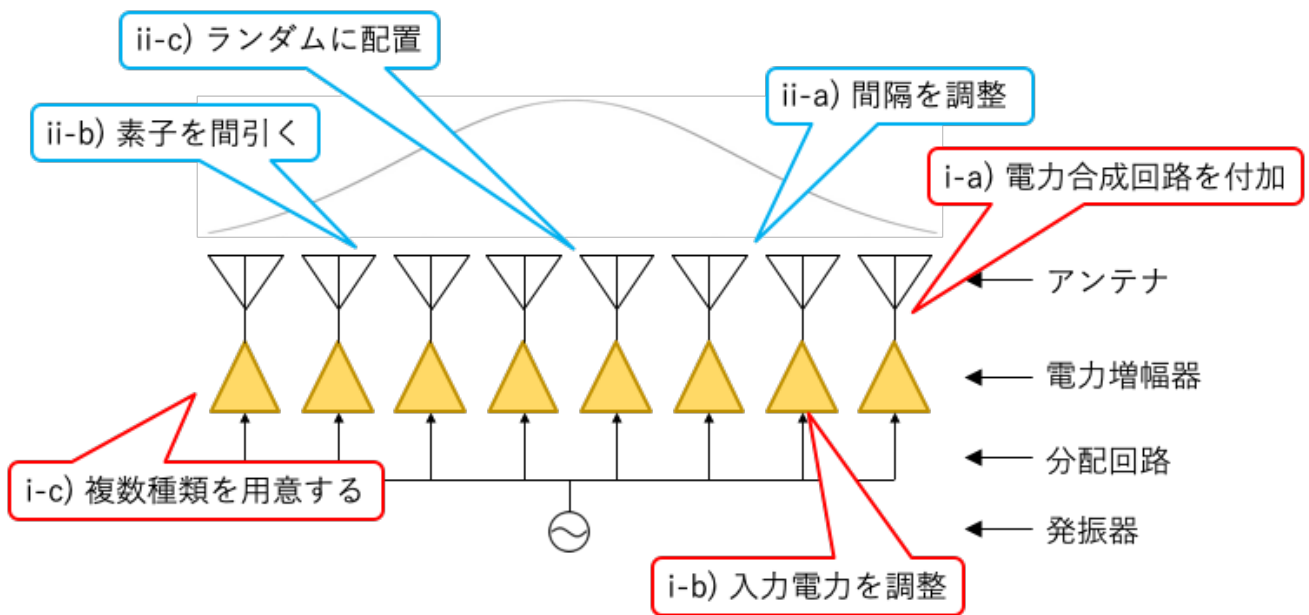


図 1-1 電力分布構成法の分類

まず、i-a) 電力合成回路を用いて電力分布を構成する手法の概念図を図 1-2 に示す。アレーアンテナの中心で多くの電子管またはRF増幅器などのRF電力源をアンテナに接続し、アレーアンテナ端部に近づくにつれて、徐々に少ない数のRF電力源をアンテナに接続するという方法である。この構成の場合、電力合成回路に入力されるのは、移相器と電子管またはRF増幅器などのRF電力源の出力であるため、複数のRF電力源からの出力振幅・位相・周波数をそれぞれ等しくする必要がある。そのため、宇宙空間での温度変化も考慮に入れた上でのRF電力源の設計開発・大量生産が必須となり、非常に困難である。電子管の一種であるマグネトロンは、振幅、位相、周波数を制御可能とする研究などが行われている[16]が、電流制御やサーキュレータの採用などで重量面、効率面での課題が残る。半導体を用いたRF増幅器を用いる場合、位相を制御する移相器をRF増幅器前段に挿入することが可能であるが、温度に依存してRF増幅器の出力電力と通過位相が変化するため、電力合成器への入力時の振幅調整・位相同期が困難となる。

次に、i-b) RF増幅器への入力電力を制御する手法の場合、一般にRF増幅器の出力電力とRF変換効率は入力電力に依存して変化する[17]。そのため、70%以上の高効率動作を要求されているWPTにおいて、この手法を適用するのは困難である。例として、多くのRF増幅器は半導体である電界効果トランジスタを用いているため、その特性によって定まる電力変換効率を広い入力電力範囲で高効率とすることは不可能である。例えば、[17]の図7を図 1-3示す。この入出力電力特性を有した5.7GHz帯高調波リアクタンス終端型高効率GaN電力増幅器の使用を仮定し、許容できる変換効率の最低値を70%とすると、その時の許容

入力電力と予測出力電力はそれぞれ、19-26dBm と 31-33dBm となる。したがって、1 種類の RF 増幅器によって 2dB の出力ダイナミックレンジしか確保できないため、10dB ガウス分布を再現するには、5 種類の RF 増幅器を使う必要がある。そのため、構成が複雑になり設計開発コストの高騰などが欠点となる。

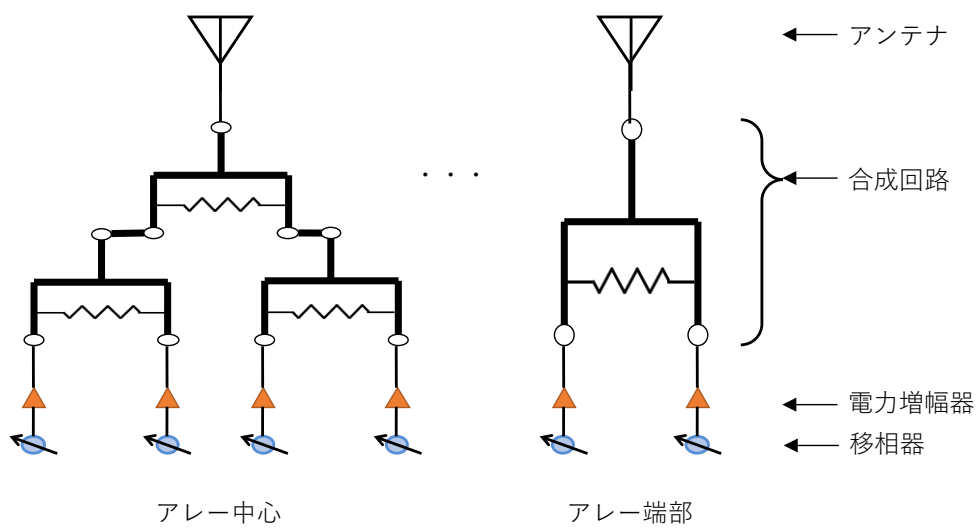


図 1-2 電力合成回路を用いた電力分布の構成法

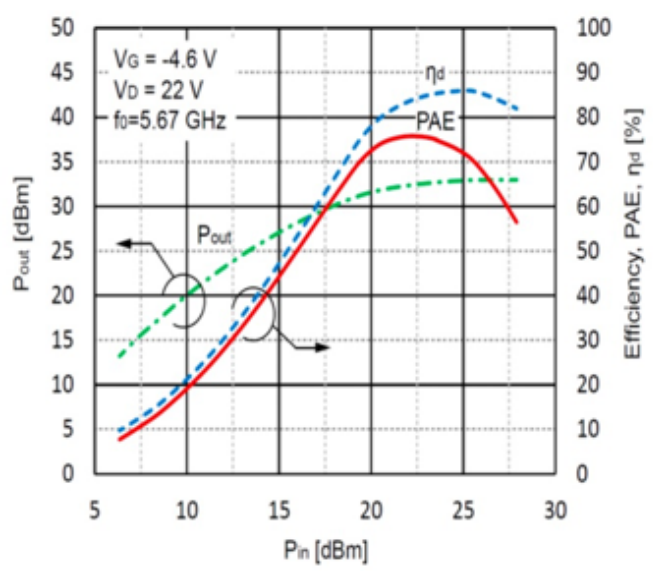


図 1-3 RF 増幅器の入力電力と出力電力の関係の例 ([17]の図 7)

最後に、i-c) 複数種類の RF 増幅器を用いる手法の場合、複数種類の出力電力を持った高効率 RF 電力増幅器が必要となり、それぞれの増幅器に供給する電圧、電流などを最適とする高周波回路設計が必要となる。RF 増幅器の内部構成の一例を図 1-4 に示す。この高周波回路設計には、半導体チップ、バイアス回路、マッチング回路、高調波処理回路 (3 回路を

合わせて周辺回路と呼ぶ)が含まれており、複数種類の半導体チップを設計するだけでなく、周辺回路もチップに合わせた設計が必要となる。一般的な高周波回路では回路基板上の線路の幅や長さで抵抗、コンデンサ、インダクタの大きさを調整して設計する。そのため、半導体チップと周辺回路を合わせた基板を複数設計する事は、全く異なる回路を複数設計することに等しく、設計コストは線形的に増加することが予想できる。また高周波回路の設計時には、RF増幅器のゲートソース間電圧 V_{GS} とドレイン電流 I_D の関係 V_{GS} - I_D 特性やドレインソース間電圧 V_{DS} とドレイン電流 I_D の関係 V_{DS} - I_D 特性、RF入出力電力特性、温度特性などの各特性を実際の測定によって把握することが必須である。これらを要因に、複数のRF増幅器を最適に設計・開発・製造する事は、コスト増加という問題を含んでいる。

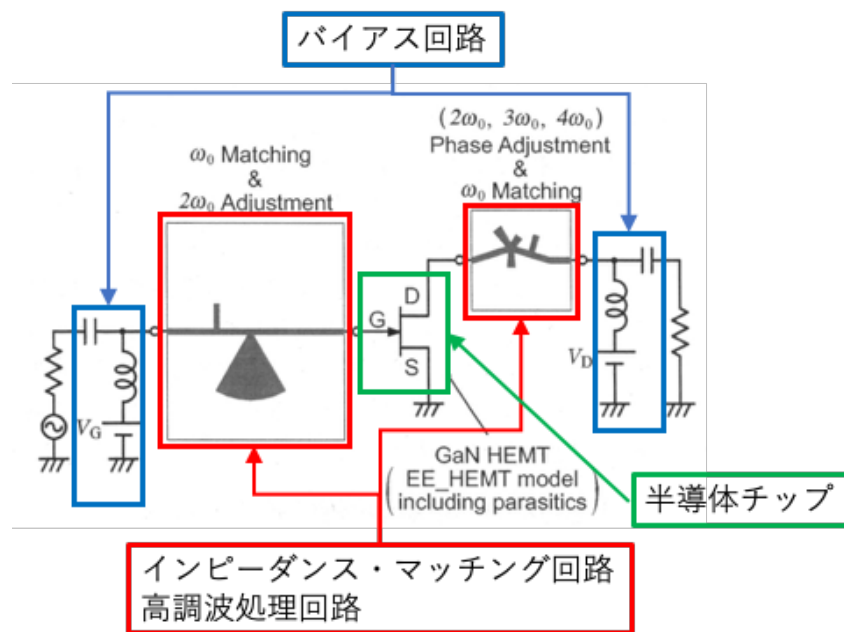


図 1-4 RF 電力増幅器の内部構成の一例 ([18]の図 3 に加筆)

一方で ii) アンテナ素子位置を調整し、空間の電力密度に勾配をつける方法としては、 ii-a) アンテナ素子またはサブアレーの間隔を変える手法[19][20][21][22][23], ii-b) アンテナ素子またはサブアレーを間引く手法[24][25][26][27], ii-c) アンテナ素子またはサブアレーの位置をランダムに配置する手法[28][29]の3つがこれまでに研究されている。

まず、ii-a) アンテナ素子またはサブアレーの間隔を変える手法としては、広い帯域でのグレーティングローブ抑制のための不等素子間隔の検討[19]やガウス分布を素子間隔制御で実装する手法[20], 直行法を用いて素子間隔と励振強度を離散化する手法[21], 不等間隔アレーを用いアンテナサイズ, 重量, 素子数を低減させる手法[22], 二等辺台形分布を素子位置で実装する手法[23]などが研究されている。これらは図 1-5 に示すようにアレー全体の中心から端に向けて徐々にアンテナ素子またはサブアレーの間隔を広げていく設計であ

り、その結果としてアレー全体に中心で強く、端で弱い分布の電力密度を構成する手法である。例えば 5.8GHz において 10dB ガウス分布を構成する事を考えると、アレー中心で半波長 (0.5λ) = 26mm の素子間隔とすると、アレー端ではその 10 倍の $5\lambda = 260\text{mm}$ が素子間隔として必要になる。一般に素子間隔が半波長を超えると、ビーム方向制御時にサイドローブ上昇やグレーティングローブ発生などの不要放射が増加する事が知られている[30]。しかし、ii-a)の手法を用いた場合について、それら不要放射の増加を定量的に評価した記述はなく 10dB ガウス分布を持つ SSPS に適用可能かは不明瞭であると、私は考える。

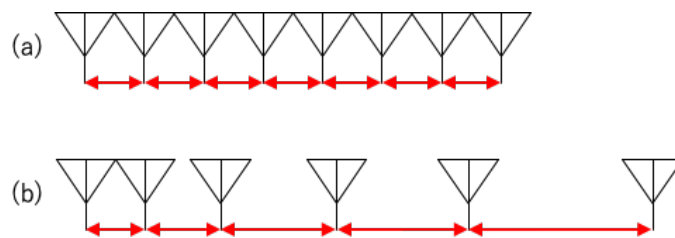


図 1-5 アンテナ素子の等間隔配列(a)と不等間隔配列(b)

また、SSPS は km 規模というその大きさから、建築方法も技術的な課題であることは 1.1 節で述べた。過去に提案された複数のモデルでは、数十 cm～数 m 程度の大きさのモジュールと呼ばれるものを大量に生産し、数十～数百回に分けてロケットで打ち上げ、軌道上でそれらを展開し面積を稼ぎ、連結して km 規模まで拡張する方法が考えられている。モジュールは大量生産を容易とするために同じ構造を持った物であることが望ましい。しかし ii-a)の手法を適用する場合、アンテナと接続された RF 増幅器や移相器の配置位置も、徐々に間隔を広げていく必要がある。これは、構造や配線をアレー中心から端に向けて徐々に変更した設計が必要である事を意味する。その結果、アレーアンテナ全体で単一の構造設計、配線設計を用いることが出来ないため、統一性が低下し大量生産性を失うということである。

次に、ii-b) アンテナ素子またはサブアレーを間引く手法には、アレー全体を凸型サブアレーで構成し一部の素子やサブアレーを非動作とする手法[24]、平面フラクタルの一種である Sierpinski Pattern を用いて素子を間引く手法[25]、アレー内アンテナ素子をランダムに間引く手法[26]、フェーズドアレーのモジュールごと間引く手法[27]などが研究されている。これらは、図 1-6 に示すように、アレー内において素子やサブアレーを本来存在する位置から取り除き、アレー全体に中心で強く、端で弱い分布の電力密度を構成する手法である。そのため、電力密度に合わせてアレー中心から端に向けて、徐々に間引く頻度を大きくしている。これら ii-b)の手法は、ある特定のアルゴリズムに従って、アレー内の素子やサブアレーの位置を規定していく。それに伴い、アンテナと接続された RF 増幅器や移相器の位置も設定しなければならず、先に述べた構造設計や配線設計などが複雑となる。

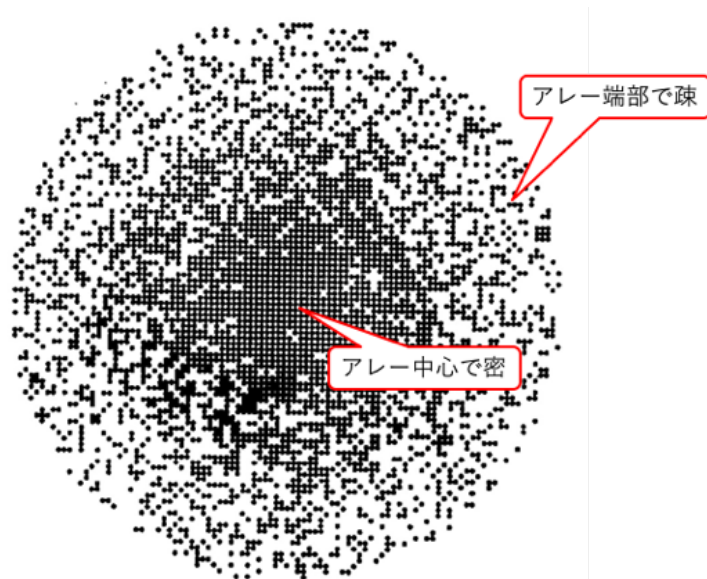


図 1-6 アンテナ素子間引きで電力分布を構成する方法 ([26]の Fig. 8 に加筆), 黒点がアンテナ素子

最後に, ii-c) アンテナ素子またはサブアレーの位置をランダムに配置する手法としては, 素子位置をカオス粒子群最適化アルゴリズムによって決定する手法[28]やアレー内の素子位置をランダムに配置する新たなアルゴリズムの提案[29]などが研究されている. これらは図 1-7 に示すように, アレー内の素子位置を特定のアルゴリズムに従ってランダムに配置する手法である. 従って, アンテナ素子の位置は等差級数または等比級数的に表すことは出来ない点の特徴である. これら ii-c)の手法も ii-b)の手法同様に, RF 増幅器や移相器の位置がアンテナ位置に依存するため, 構造設計や配線設計などが複雑となる. また, 素子位置が級数的に表すことは出来ないため, ビーム方向制御を行う際には個々のアンテナ素子の位置を記憶しておく必要がある. 従って, 演算器にも複雑さや困難さが生じる.

ここまでに述べた i)アンテナ素子毎に個別の電力を供給する方法, ii)アンテナ素子位置を調整し, 空間の電力密度に勾配をつける方法の他にも, 遺伝的アルゴリズムを用いてサブアレーの大きさと振幅を最適化する手法[31], 凸最適化法を使った振幅の離散の実装法[32], K 平均法を用いたサブアレー生成手法[33]などが研究されており, 電力分布構成方法の手段は多岐にわたる. しかし, ほとんどの研究で方向性は等しく, 最適化アルゴリズムの探求である. 一方で SSPS の実現のためには, 最適化アルゴリズムの提案よりも現実的な構成手法の提案が重要であると私は考えたため, 本研究では新たな実現性の高い構成手法を提案する. 次に WPT に用いる送電アンテナの大きさを考えると, 静止軌道を利用した SSPS は km 規模[2][4][5], その技術を応用した洋上マイクロ波電力伝送システムでは数十 m 規模[34]の大型送電アンテナが必要となる. 特に SSPS の場合, 送電アンテナを埋め尽くすにはアンテナ素子数が 10^8 個以上必要[35]となり, 移相器と RF 増幅器もそれに準じた数が必要となる.

そのためアンテナの大きさを維持したまま、アンテナ素子、移相器、RF増幅器の数を削減することができれば、性能維持と信頼性の向上、軽量化を伴う建造コスト削減という3つの相反する目的が達成可能となるため、これまでに複数の研究が行われてきた。2012年にJ. C. Mankins博士がNASAに提出した報告[5]によれば、静止軌道上にSSPSを建設し、地上電力網に500MWを供給するモデルを仮定した場合（参考文献[5]のDRM_4, Case_1）、SSPSの建設コスト及び重量を機能ごとに配分すると、WPTにはコストの15%（[5] Table 7-14, pp.82）、重量は51%（[5] Figure 7-1, pp.71）が割り当てられている。このことから、SSPSにおいてWPTシステムを軽量化できれば、SSPS全体の軽量化に大きく貢献できることが分かる。またSSPSはその大きさから、一般的な人工衛星や探査機と比べて重量が非常に大きい。従って、その輸送コストが全体コストから見て大きな割合を占める[36]ため、低コスト化を見込んだ軽量化を図ることも重要である。同様の理由からSSPSは部品点数が膨大となるため、部品個々の軽量化とともに部品点数を削減することでも軽量化が可能である。さらに、部品点数の削減は信頼性の向上にも寄与する。

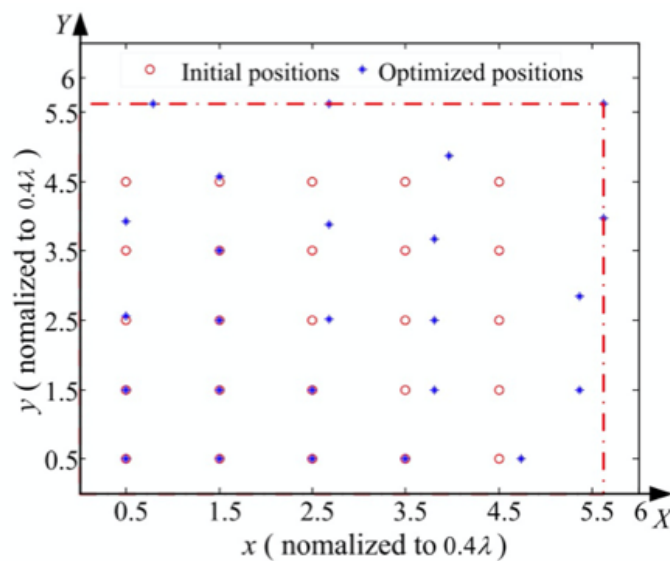


図 1-7 アンテナ素子のランダム配置の一例（[28]の Fig. 6）

SSPSのWPTの低コスト化に寄与する研究は以下の3つに分けられる。

- iii) 部品個々の軽量化
- iv) 部品点数の削減
- v) 部品の種類の削減

iii)部品個々の軽量化については、モノリシックマイクロ波集積回路（MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuit）の採用[37]や、アクティブ集積アンテナ（AIA: Active Integrated Antenna）の採用などが検討されている[7]。MMICとはマイクロ波回路を1枚

の半導体基板上に形成した集積回路であり、回路の小型化や高信頼化に貢献する。AIA とは、小型平面アンテナとマイクロ波回路の部品を合わせて一体化・集積化したものであり、MMIC と同様の貢献が可能である。

iv)部品の点数の削減としては、反射板付きダイポールアンテナアレーの反射係数を利用して励振素子数を減らす手法[38]やアンテナ素子とともに増幅器や移相器を間引く手法[27]などが提案されている。

奥村ら[38]の手法は、放射素子として反射板付きダイポールアンテナを採用し、アンテナ同士の相互結合を利用して無給電の素子を装荷することで、RF 増幅器や移相器の数を減らす手法である。この手法を用いて、RF 増幅器と移相器の数を 50%とした構成での実証に成功している[39][40]。しかし、この手法は反射板付きダイポールアンテナから放射された電磁界のうち、空間結合と反射板を介した反射波結合の 2 種類を利用して無給電素子に給電を行っている。そのため、大量生産の容易な平面アンテナに適用する場合には反射波結合が無く、結合による給電を利用することが難しい。またダイポールなどの立体アンテナは、ロケットによる輸送と軌道上での展開が必要な SSPS 用アンテナに搭載するには、素子アンテナ展開機構や輸送時の厚みなどの課題が残る。

石井による素子間引き手法[27]は、アンテナ、RF 増幅器、移相器をセットで間引き、代わりに終端器を繋ぐという手法である。この手法は 3つのステップで行われ、1.所望の電力分布に沿って間引き、2.更にランダムに間引き、3.複数種類の RF 増幅器を用いて利得を向上させる、という手法である。そのため、アンテナを構成する平面ではアンテナ素子の配置がランダムとなるため、SSPS の大規模アンテナにおいては大量生産をすることが困難となる。また、上述の ii-b)にも述べたとおり、構造設計や配線設計などが困難となる。

v)部品の種類の削減としては、Xun Li ら[15]の手法で電力分布の構成と RF 増幅器種類の削減について述べられている。この手法では、ヘヴィサイド階段関数の足し合わせで電力分布の離散化を表現しており、10dB ガウス分布を何種類の出力電力で離散的に再現するかについて述べられている。[15]では 2,4,6,8,10 種類の出力電力を用意したとき、それぞれの特徴が 10dB ガウス分布と比較されている。しかし、この手法では出力電力の種類数と同じだけの RF 増幅器の種類が必要であるため、上述の i-c)にも述べたとおり、RF 増幅器の設計・開発・製造のコスト増加が課題である。

1.3 本研究および本論文の趣旨

私は前述の課題を解決しうる、大規模マイクロ波電力伝送用フェーズドアレーアンテナへの適用を目指した、電力分布を構成する新たな手法を本論文にて提案する。提案手法の詳細は第 3 章で述べるが、アレーアンテナ中央でサブアレーを少ない素子数で構成し、アレー

端部に向かうに連れて段階的にサブアレーを構成する素子数を増やすという手法である。それぞれのサブアレーを単一種類すなわち単一出力の RF 増幅器につなぐことで、サブアレー構成素子数のみを変化させることで電力分布を構成する。

上述の課題に対する先行研究 (i, ii) と本研究で提案する手法を比較した表を表 1-1 に示す。

表 1-1 先行研究と本研究の比較

課題	番号	手法	コスト	量産性	効率の維持
電力分布 の構成法	i-a	電力合成の利用	○	○	△
	i-b	アンプ入力電力	○	○	×
	i-c	複数種のアンプ	×	×	○
	ii-a	アンテナ間隔を調整	△	×	○
	ii-b	アンテナを間引く	△	×	○
	ii-c	アンテナをランダム配置	×	×	○
	提案手法	サブアレー構成素子数を変化		○	○

提案手法を用いることで、i~v の各課題を下記のように解決することが出来るため、結果として軽量かつ安価で高効率な無線電力伝送用の電力分布付きフェーズドアレーアンテナを構成することが可能である。

- i-a)に対して、電力合成ではなく電力分配を採用し、電力分配後に増幅器を用いない構成とすることで、振幅の調整や・位相と周波数の同期が不要となり、技術的に比較的容易に電力分布を構成することが出来る
- i-b)に対して、RF 増幅器への入力電力を一定とすることで、高効率での RF 変換を維持することが出来る
- i-c)と v)に対して、RF 増幅器を単一種類とすることで、RF 増幅器の設計・開発・製造コストの増加を抑えられる
- ii)と iv)に対して、均一なアンテナ素子の配置とすることで、アンテナと接続された RF 回路の構造設計や配線設計を容易にする

ここで、宇宙空間における温度変化時の RF 増幅器の特性変化について、i-a)の手法と提案手法の比較を考えてみる。RF 増幅器は、その基幹部分であるトランジスタのゲート-ソース間電圧やドレイン-ソース間電圧、ドレイン流入電流によって、RF 入出力特性すなわち出

力電力や透過位相, RF-DC 変換効率が決まる[17]. またトランジスタの温度変化時には, ゲート-ソース間電圧やドレイン-ソース間電圧, ドレイン電流に変化が生じる[41]. したがって, RF 増幅器の温度変化によってその出力電力, 透過位相, 変換効率が変化する. 以降, この温度変化によって変化する出力電力, 透過位相を温度特性と呼ぶこととする.

この温度特性は, RF 増幅器の製造時に発生する製造誤差により個体差が生じる事が想定される. 従って, RF 増幅器の温度特性は同一ではなく, RF 増幅器ごとに異なることを想定する. i-a)で述べた電力合成器を用いて電力分布を構成する場合, 1つのアンテナまたは1つのサブアレーに電力を供給する RF 増幅器の出力電力, 出力位相を揃える必要がある. また, 各サブアレーの出力位相差の温度変化分もキャンセルする必要がある.

一方で提案手法である電力分配器を用いて電力分布を構成する場合, 1つのサブアレーに電力を供給する RF 増幅器は1つであるため, サブアレー内の位相は均一となる. この手法の場合でも, 各サブアレーの出力位相差の温度変化分はキャンセルする必要がある.

上記をまとめると, 表 1-2 のようになる. 1サブアレー内の RF 増幅器の位相を同期する必要性がない分, 提案手法は i-a)の手法よりも技術的に容易に構成できる手法である. そのため, 構成の低コスト化が可能であると私は考えている.

表 1-2 温度変化時の RF 増幅器特性変化への対応の必要性

手法	サブアレー内	サブアレー間
i-a) 電力合成	ある	ある
提案) 電力分配	ない	ある

本論文で想定しているフェーズドアレーアンテナにおいては, アンテナ素子の位相を変化させて, アンテナ全体の等位相面を傾けることでビーム方向を制御する. 従って, アンテナ素子個々に位相を設定した状態が理想的な位相値 (理想値) となる.

しかし, 提案手法はアレーアンテナ内で段階的にサブアレー構成素子数を増やす手法であるため, サブアレーの幅が段階的に広がり, サブアレー中心の間隔も段階的に広がることを意味する. その結果, アレー端に近づくにつれて, アンテナ素子の励振位相が理想値から徐々に外れていき, 位相誤差が大きくなる. これによりビーム方向制御時に以下の本手法特有の事象発生が懸念される.

- 利得低下やビーム半値幅変化などメインローブ特性の悪化
- サイドローブ上昇やグレイティングローブ発生など不要放射の増加
- 上記2項目の波及効果による電力伝送効率の低下

したがって本論文では, 上記 3 項目を解析的および実験的に評価し, 本手法の有効性を示す.

第 2 章では、本研究で新たに提案する電力分布構成手法を説明する。

第 3 章では、一般的なアレーアンテナの特性解析に用いられるアレーファクタ計算を用いて、提案手法の有効性を検証し、その結果について述べる。

第 4 章では、実証実験を行い、実際のアレーアンテナにおいても提案手法が有効であることを述べる。

第 5 章では、本研究および本論文の結論を述べ、今後の課題を示す。

第2章 本研究が提案するアレー構成手法

2.1 概要

本研究で提案する手法によって設計されるアレーアンテナの構成を図 2-1 に示す. 図 2-1(a)に示すような 2次元平面上にアンテナ素子が配置される直径 D の円形アレーアンテナを考え, アレー全体の中心にアレーと同心円の領域 0 を設ける. さらに外側に向けて同心ドーナツ状に領域 1, 2, ... を順に設ける. アレー内ではアンテナ素子が直交するように配列される事とし, 各領域ではサブアレーが縦横同一の素子数で構成されることとする.

ここで, 本提案手法特有の設計パラメータとして k を定義し, 領域 0 内での 1 サブアレーを構成する素子数を $k \times k$ 素子とする. 領域 1, 2, ... では, 図 2-1(b)のようにサブアレー構成素子数を $(k+1)^2$, $(k+2)^2$, ..., $(k+m)^2$ と増加させていく (m は領域番号).

領域 0 内のサブアレー構成素子数を各領域のサブアレー構成素子数で除した比 $RE_m = k^2 / (k+m)^2$ を素子数比と呼ぶこととする. この円形アレーアンテナの中心を通る断面における電力密度分布を図 2-1(c)に示す.

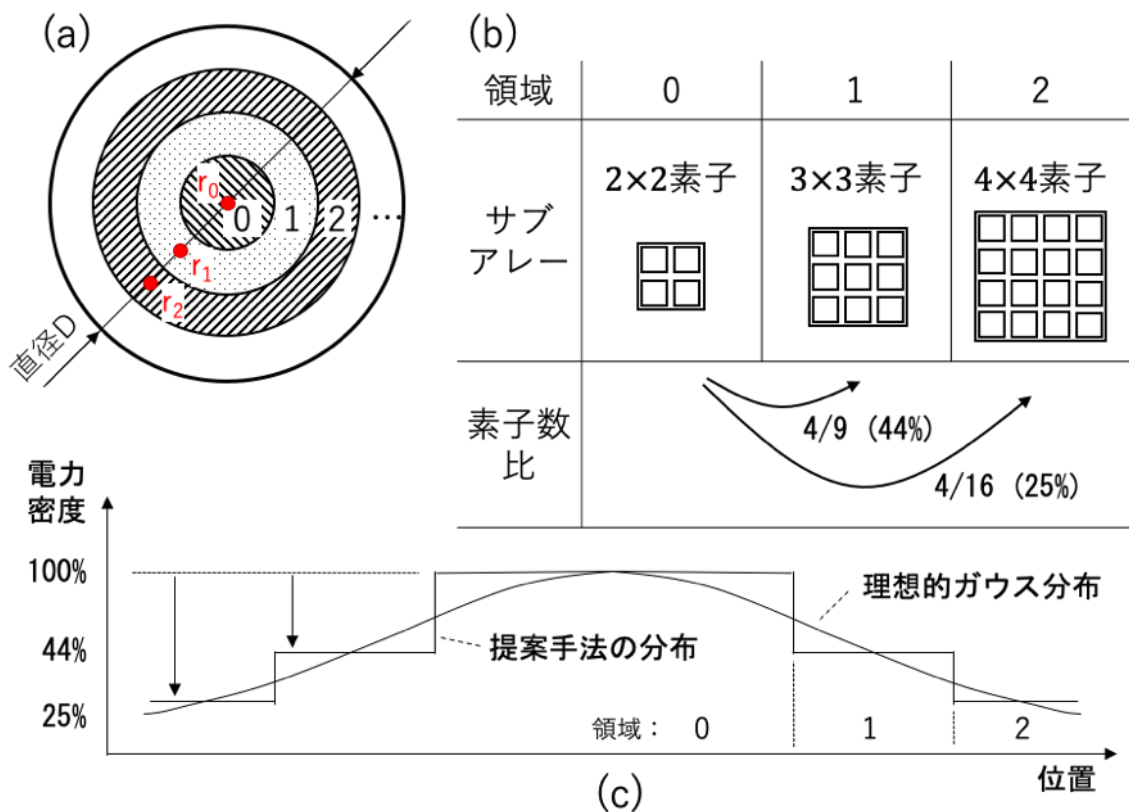


図 2-1 提案するアレーアンテナの構成と実装される電力分布 ($k = 2$ の場合)

ガウス分布 $y = \exp(-x^2/2\sigma^2)$ において、 $x = 0$ に対して $x = D/2$ にて y が $1/10$ (言い換えると -10dB) となるよう、すなわち $\sigma = (D/2)/\sqrt{2\ln(1/10)}$ となる条件を考える (第1章で前述した「 10dB ガウス分布」に相当する)。このとき、各領域 m において $y = RE_m$ となるような x 値 r_m を抽出し、得た値 r_m が各領域の半径方向の中央となるよう各領域の範囲を定める。

この構成において、各サブアレーに供給する電力を一定とすることで、各領域から出力される電力密度の比は RE_m と等しくなり、その結果、図 2-1(c) のような全体としてガウス分布に近い階段状の電力分布が得られる。本提案手法では、設計パラメータ k を大きく設定することで領域 m の総数が増え、理想的なガウス分布に近づける事ができる。

以降では、本提案手法によって設計されるアレーアンテナ内の各素子アンテナの振幅分布の決定方法 (2.3 節)、位相分布の決定方法 (2.4 節)、そして設計後のアレーアンテナの各分布 (2.5 節) をそれぞれ述べる。

また以降、本論文において提案する手法を SGINE 法 (Subarray with a Gradually Increasing Number of Element method) と呼ぶこととし、これによって構成された電力分布を SGINE 分布と呼ぶこととする。

2.2 アレーアンテナと座標の定義

図 2-2 の小さな丸印で示すようにアンテナ素子を直交配列し、全体として円形となる直径 D [m] の平面アレーアンテナ (以下、アレー) を考える。図 2-3 にアレー内の素子アンテナ位置と座標の定義を示す。X-Y 平面にアンテナ素子を配置し、Z 軸からの角度、X 軸からの角度をそれぞれ θ , φ とする。

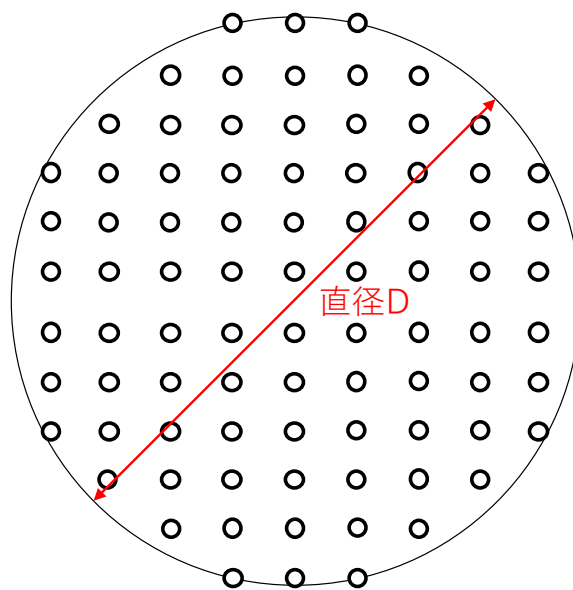


図 2-2 アレー全体の形状と素子アンテナ配列方法

このアレーに対して、アレーの中心（X-Y 座標の原点 $x = y = 0$ ）から端に向かって出力電力密度の小さくなるような電力分布を付けることを考える。簡単化のため、図 2-4 のような片側が N 素子で構成された 1 次元アレーアンテナ（ $y = 0, \varphi = 0$ ）を考える。アレー全体の中心（以下、アレー中心）は x 座標の原点であり $x = 0$ となる。 $x < 0$ の領域を X-側、 $x > 0$ の領域を X+側と呼ぶ事とする。 X-側アレー端のアンテナ素子の素子番号を $n = 1$ とし、 $n\{n|1 \leq n \leq 2N; n, N \in \mathbb{N}\}$ 番目のアンテナ素子の位置，出力電界強度及び位相をそれぞれ x_n, w_n, ϕ_n とする。したがって n は、X-側では $1 \leq n \leq N$ ，X+側では $N + 1 \leq n \leq 2N$ となる。

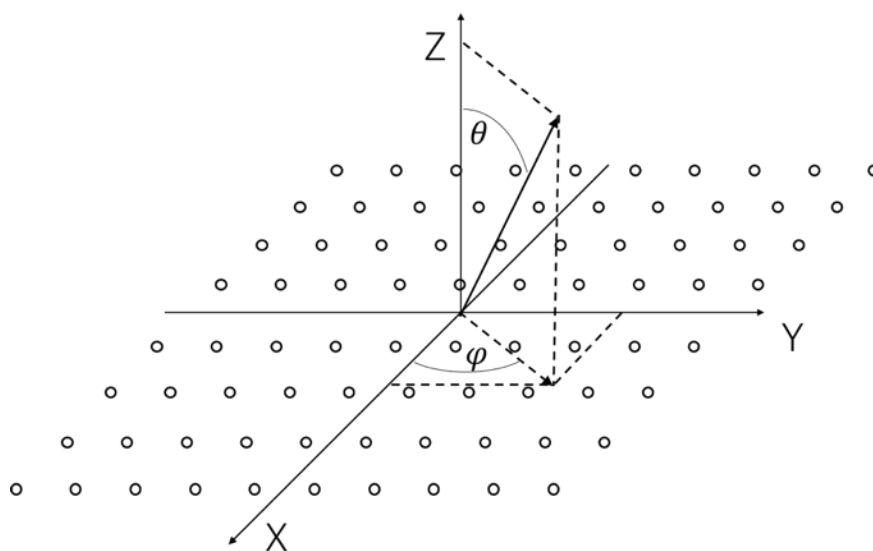


図 2-3 2次元アレーアンテナと座標の定義

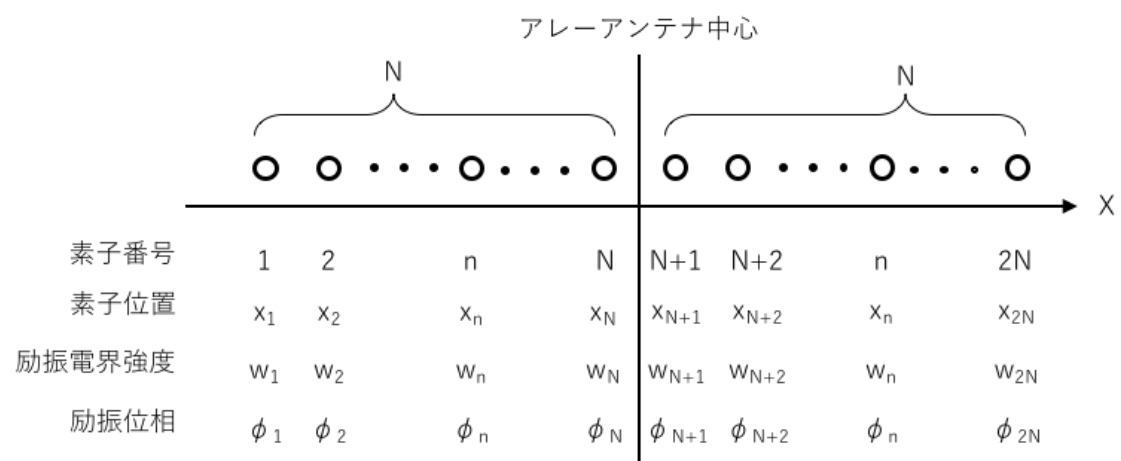


図 2-4 アレーアンテナ各素子の位置，励振電界強度，励振位相

2.3 電界強度の振幅分布の定義

本章では、無線電力伝送でよく検討されている 10dB ガウス型の電力分布をアレーアンテナに構成する方法について述べる。図 2-5 に示す黒線のようにアレー中心から端に向かって、電力密度がある関数に従って弱くなる分布（以下、ガウス分布と呼ぶ）をつける際、赤線（以下、階段分布と呼ぶ）のようにアレー片側を $M \{M \in \mathbb{N}\}$ 個の出力電力で離散化する方法を考える。アレー端でのアンテナ 1 素子の出力電力 P_E とアレー中央での 1 素子の出力電力 P_C の比 ER (: Edge Ratio) を式(2.1)のように定義し、0 から 1 の実数 \mathbb{R} から任意に選択する。10dB ガウス分布の場合は、アレー中心に対してアレー端部で 10 分の 1 の出力であるため、 $ER = 0.1$ となる。

$$ER \equiv \left\{ \frac{P_E}{P_C} \mid ER \in \mathbb{R}; 0 < ER < 1 \right\} \quad (2.1)$$

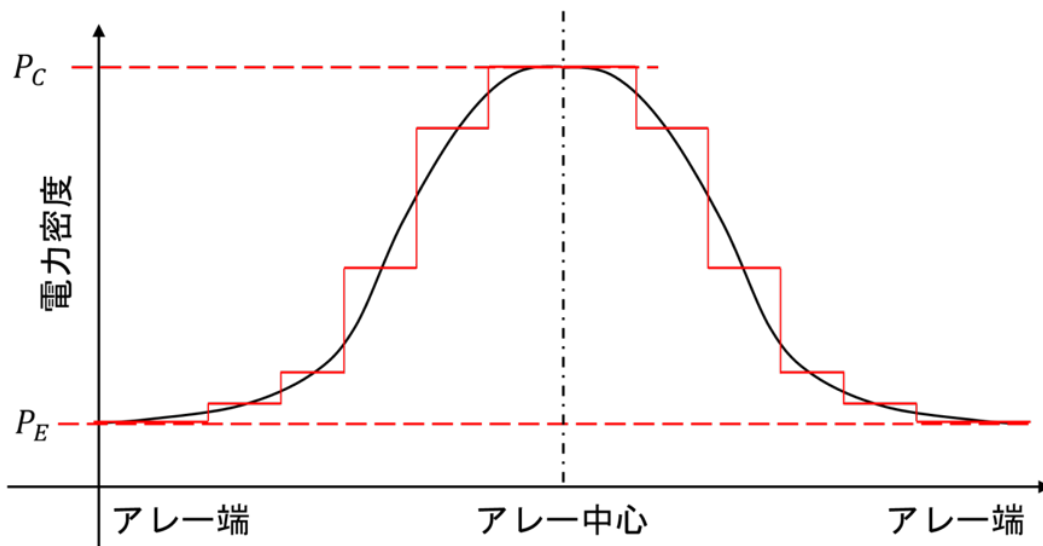


図 2-5 目的の電力分布（黒）と実際に構成する電力分布（赤）

提案する SGINE 法では図 2-5 の赤線で示されるような電力分布を、アレー内のサブアレー構成素子数をアレー中心から端に向かって段階的に増加させることで実現する。電力分布を構成する際、本手法ではアレー中心に存在する領域 $m=0$ 内のサブアレーに含まれるアンテナ素子での出力電力を基準として、アレー内の各アンテナ素子からの出力電力を電力比として求める。

以降は、本手法を用いたアレーアンテナ設計の手順に則り、以下の順に説明する。

2.3.1 領域 m でのサブアレー構成素子数

2.3.2 領域 m でのサブアレー構成素子数比

2.3.3 領域 m での1素子からの出力電力

2.3.4 X+側の領域 m の存在位置

2.3.5 領域 m に含まれるサブアレー数

2.3.6 X-側の領域の存在位置の定義

2.3.1 領域 m でのサブアレー構成素子数

アレー中心から X+側に数えた m ($0 \leq m \leq M; m \in \mathbb{N}$) 番目の領域 (以下, 領域 m) に含まれる1サブアレーの構成素子数 C_m を考える. また, X-側 ($1 \leq n \leq N$) は $\{m | -M \leq m \leq 0\}$ となる.

アレーは簡単化のため図 2-4 に示すような1次元を考えているため, 式(2.2)のように1サブアレー構成素子数 C_m の1次元方向成分 $C_{m,1D}$ を用いることとする.

$$C_{m,1D} = \sqrt{C_m} \quad (2.2)$$

アレー中心 ($m = 0$) での1サブアレー構成素子数の1次元方向成分を k ($0 < k \ll 2N; k \in \mathbb{N}$) として決定すると, 以降の各領域 m でのサブアレー構成素子数の平方根 $C_{m,1D}$ は図 2-6 に示すように1ずつ増えていくこととする.

2.3.2 領域 m でのサブアレー構成素子数比

領域 m でのサブアレー構成素子数 C_m および, その1次元方向成分 $C_{m,1D}$ のどちらかを用いて式(2.3)に従い, 領域 m でのサブアレー構成素子数比 RE_m を求める.

$$\begin{aligned} RE_m &= \frac{k^2}{(k+m)^2} \\ &= \frac{k^2}{C_m} = \frac{k^2}{C_{m,1D}^2} \end{aligned} \quad (2.3)$$

2.3.3 領域 m での1素子からの出力電力

領域 m でのアンテナ1素子の出力電力を, アレー中心での1素子の出力電力を1とした比として出力電力比 P_m と呼ぶ事とする. 出力電力比 P_m は式(2.4)に示すように, 領域 m でのサブアレー構成素子数比 RE_m に等しい.

$$P_m = RE_m \quad (2.4)$$

そのため, アンテナ素子の励振電界強度の比を w_n とすると, 領域 m に含まれる n 番目の素子の励振電界強度比 w_n は式(2.5)で求まる.

$$w_n = \sqrt{P_m} = \frac{k}{\sqrt{C_m}} \quad (2.5)$$

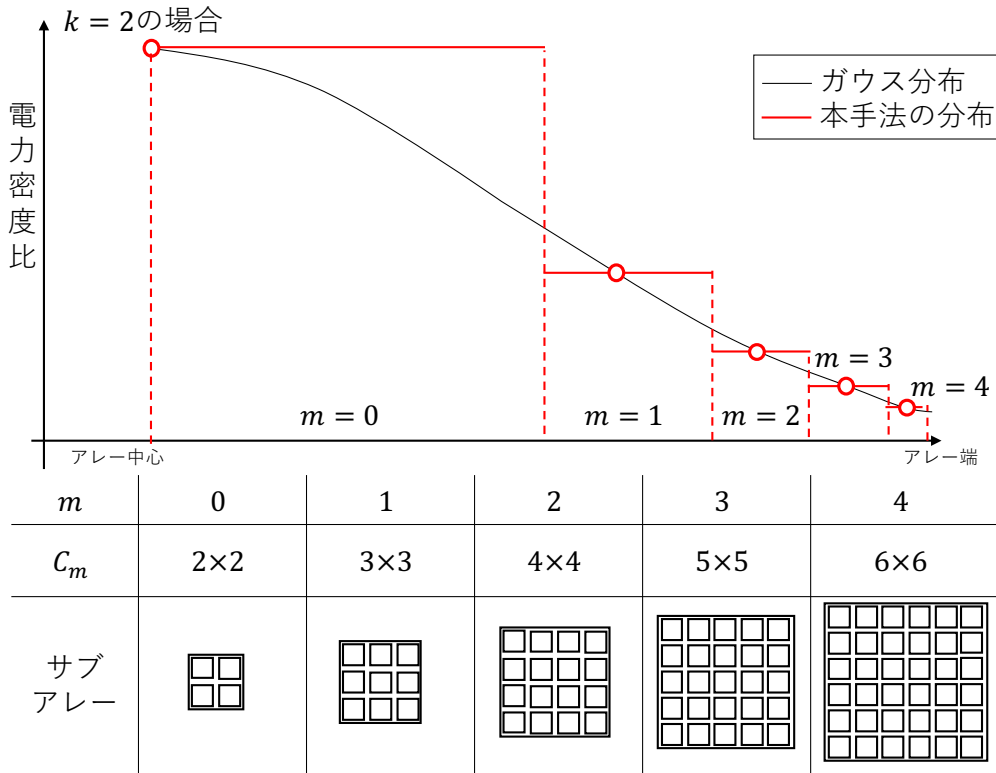


図 2-6 領域番号 m とサブアレー構成素子数 C_m 及びサブアレーの関係 ($k = 2$)

領域 m での 1 サブアレー構成素子数 C_m の 1 次元方向成分 $C_{m,1D}$ の定義について考えると、式(2.6)で表すことが出来る。

$$C_{m,1D} = \left\{ |m| + k \left| \frac{k^2}{(|m| + k)^2} \geq ER \right. \right\} \quad (2.6)$$

図 2-6 に示した分布を例にとると、 $k = 2$ の時アリー中心 ($m = 0$) で $C_{m,1D} = C_{0,1D} = 2$ となる。次に $m = 1$ の領域では、 $C_{m,1D} = C_{1,1D} = 3$ となる。これを続けていき、徐々に外側の領域を定義していくと、式(2.6)右辺の不等式を満たさない条件になる。

これは、分布の最小出力電力比 ER よりも小さい出力電力比 P_m を持った領域である。図 2-6 に示した分布を例にとると、 $m = 5$ では $C_{m,1D} = C_{5,1D} = 7$ となるが、この時、 P_m は $ER = 0.1$ よりも小さい約0.08となる。従って、 $k = 2$ の時は $m = 4$ が最外領域となる。

アリー中心から端部までに存在する領域の総数 M を考えると式(2.7)で表せる。

$$M = m + 1 \left| \frac{k^2}{(\max(|m|) + k)^2} \geq ER \right. \quad (2.7)$$

これは、領域番号 m が 0 から始まる変数であるため、最外領域の領域番号 m に 1 を加えたものである。ここで、 $\max(a)$ は変数 a が取りうる値の中から最大値を取り出す関数である。図 2-6 に示した分布を例にとると、最外領域が $m = 4$ であるため、 $M = m + 1 = 5$ となる。

表 2-1 に各領域番号 m とその領域での 1 素子からの出力電力比 P_m の一例を示す。また、

表 2-2 に各領域番号 m とその領域でのサブアレーを図示したものを示す。表 2-1 では $ER = 0.1$, $k=1,2,3$ とした場合の出力電力比を示している。 k を決定することで、それ以降($|m| > 1$)のサブアレー構成素子数と総領域数 M が求まる。 k が大きいほど総領域数 M が多く、隣り合う領域同士の出力電力比の差が小さい事がわかる。したがって、 k が大きいほど階段分布を 10dB ガウス分布に近づけることができる。

表 2-1 各領域のサブアレー構成素子数と出力電力比の一例

m	出力電力比 P_m [%]		
	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$
0	100.00	100.00	100.00
1	25.00	44.44	56.25
2	11.11	25.00	36.00
3		16.00	25.00
4		11.11	18.37
5			14.06
6			11.11
総領域数 M	3	5	7

2.3.4 X+側の領域 m の存在位置

アレーに構成する分布が 10dB ガウス分布の場合、アレー内の座標 x における出力電力比 P_{gauss} は、

$$P_{gauss} = \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.8)$$

で表される。この時 σ は、



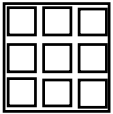

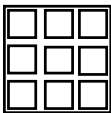
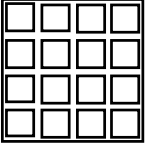
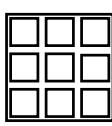
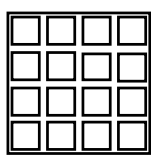
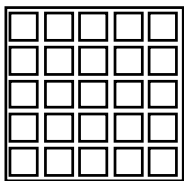
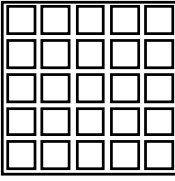
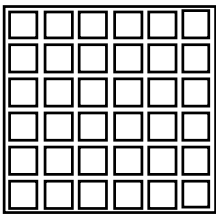
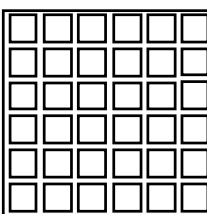
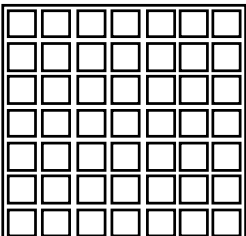
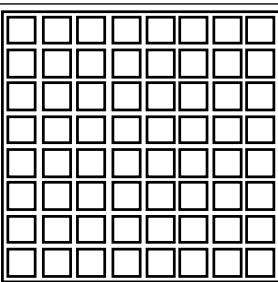
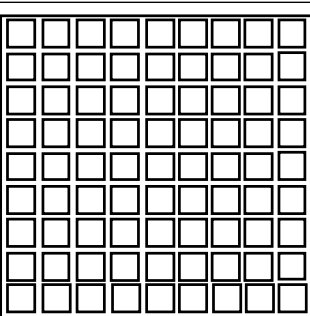
$$\sigma = \frac{D/2}{\sqrt{2 \ln(1/ER)}} \quad (2.9)$$

である。

図 2-7～図 2-11 に SGINE 法での各領域存在位置の決定方法の概念図を示す。ただし、図 2-7～図 2-11 に青点線で示した関数は 10dB ガウス分布と厳密には異なる。まず、図 2-7 の赤丸で示す領域 m に存在するアンテナ 1 素子の出力電力比が P_m となる x 座標 r_m を式(2.10)から求める。

$$r_m = \pm \sqrt{-2\sigma^2 \ln(P_m)} \quad (2.10)$$

表 2-2 各 k 値を設定した時の各領域でのサブアレー構成

m	k=1	k=2	k=3
1			
2			
3			
4			
5			
6			
7			

この時、式(2.10)は、式(2.8, 2.9)に $P_{gauss} = P_m$, $x = r_m$ を代入することで得られる。また式(2.10)は、電力分布関数を表す式(2.8)の逆関数であり、各領域の半径方向中心 r_m とその領域での出力電力比 P_m を関連付ける、SGINE法において重要な式である。

次に図 2-8 の赤線で示すように、領域 m の幅 $width_m$ は m 番目の r すなわち r_m を用いて式(2.11)で求める。この時、最外領域 $m = \max(|m|)$ に対しては $m + 1$ が存在しないため、 $D/2$ を定義に用いる。

$$width_m = \begin{cases} r_{m+1} - r_m & (m \neq \max(|m|)) \\ D/2 - r_m & (m = \max(|m|)) \end{cases} \quad (2.11)$$

ここで図 2-8 の分布を見て分かる通り、各領域左端で 10dB ガウス分布と SGINE 分布が一致しているが、各領域右端では大きく乖離している。

そこで、図 2-9 に示すように各領域の中心で 10dB ガウス分布と一致するように、式(2.12)を用いて各領域の左端位置 S_m を補正する。ただし、各領域の存在位置はその領域でのサブアレーサイズに依存するため、厳密には中心からずれる。

$$S_m = \begin{cases} 0 & (m = 0) \\ r_m - \frac{width_m}{2} & (m \neq 0) \end{cases} \quad (2.12)$$

したがって、領域 m の存在位置は式(2.13)で表され、図 2-10 に示すように各領域の中央付近で 10dB ガウス分布と一致する。

$$S_m \leq x < S_{m+1} \quad (2.13)$$

各領域の存在位置が式(2.13)によって更新されたため、各領域の幅は更新され式(2.14)で表される。この時の各領域の幅を図 2-11 に示す。

$$width_m = \begin{cases} S_{m+1} - S_m & (m \neq \max(|m|)) \\ D/2 - S_m & (m = \max(|m|)) \end{cases} \quad (2.14)$$

2.3.5 領域 m に含まれるサブアレー数

アレー内のアンテナ素子間隔を d 一定とすると、各領域でのサブアレー1つ当たりの大きさは $C_{m_1D} \times d$ で表される。したがって、各領域でのサブアレー数 NS_m は式(2.15)で求まる。

$$NS_m = \left\lfloor \frac{width_m}{C_{m_1D} \times d} + 0.5 \right\rfloor \quad (2.15)$$

式(2.15)は第1項で領域 m でのサブアレー数を求め、その後0.5を足して床関数を求めることで四捨五入を行っている。サブアレー数 NS_m は自然数で表す必要があるが、各領域の幅 $width_m$ 、各領域でのサブアレー1つ当たりの大きさ $C_{m_1D} \times d$ はそれぞれ正の整数であるため、四捨五入を行うことで、自然数としている。この時、切り捨てや繰り上げを用いた場合、構成される分布が四捨五入を用いた場合よりも、10dB ガウス分布からのズレが大きくなる。

ここで、例としてアレー直径を $D = 10\text{m}$ 、周波数を 5.8GHz 、アンテナ素子間隔を半波長とすると、X+側のアレー片側で各領域に存在するサブアレー数は表 2-3 に示す数値となる。

表 2-3 各領域でのサブアレー数の一例

m	アレー片側 (X+側) サブアレー数 NS_m		
	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$
0	131	49	27
1	28	14	9
2	2	6	5
3	—	4	3
4	—	1	2
5	—	—	2
6	—	—	1

※ $D = 10\text{m}$ 、周波数 5.8GHz 、 $d = 0.5\lambda$ の場合

2.3.6 X-側の領域の存在位置の定義

ここまでで X+側の分布を定義した。X-側はアレー中心に対して対称であるため、領域 $\{m | -M \leq m \leq 0\}$ に存在するアンテナ 1 素子の出力電力比が P_m となる x 座標 r_m は式(2.10)で求まる。

X-側での各領域の幅 $width_{m-}$ は式(2.11)を参考に

$$width_{m-} = \begin{cases} r_{m-1} - r_m & (m \neq \max(|m|)) \\ -D/2 - r_m & (m = \max(|m|)) \end{cases} \quad (2.16)$$

より求まる。

さらに各領域の開始位置 S_{m-} はアレーX+側方向に存在するため、幅 $width_{m-}$ だけ X+側方向にシフトする。従って、開始位置 S_{m-} は式(2.17)で表される。

$$S_{m-} = \begin{cases} 0 & (m = 0) \\ r_{m-} + \frac{width_{m-}}{2} & (m \neq 0) \end{cases} \quad (2.17)$$

その結果、X-側での領域 m の存在位置は

$$S_{m-1} < x \leq S_{m-} \quad (2.18)$$

で表される。

X-側での各領域の幅 $width_{m-}$ は、X+側同様に更新されるため、式(2.19)で表される。

$$width_{m-} = \begin{cases} S_{m-1} - S_{m-} & (m \neq \max(|m|)) \\ -D/2 - S_{m-} & (m = \max(|m|)) \end{cases} \quad (2.19)$$

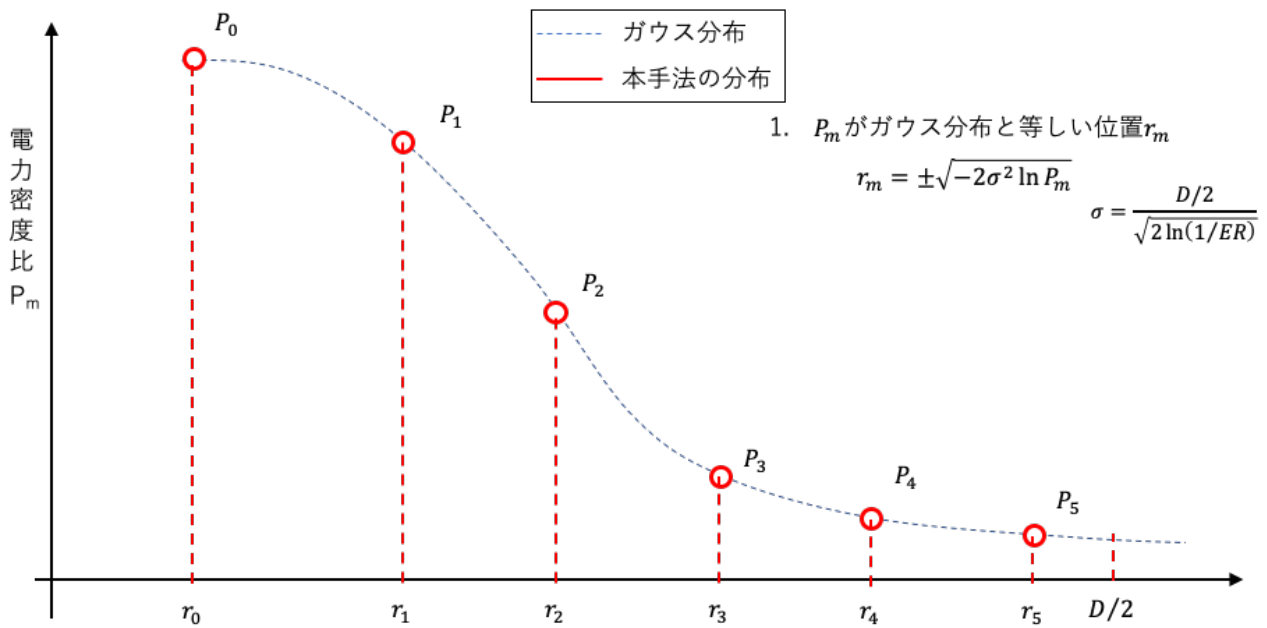


図 2-7 提案手法での各領域存在位置の決定方法の概念図－10dB ガウス分布と一致する点－

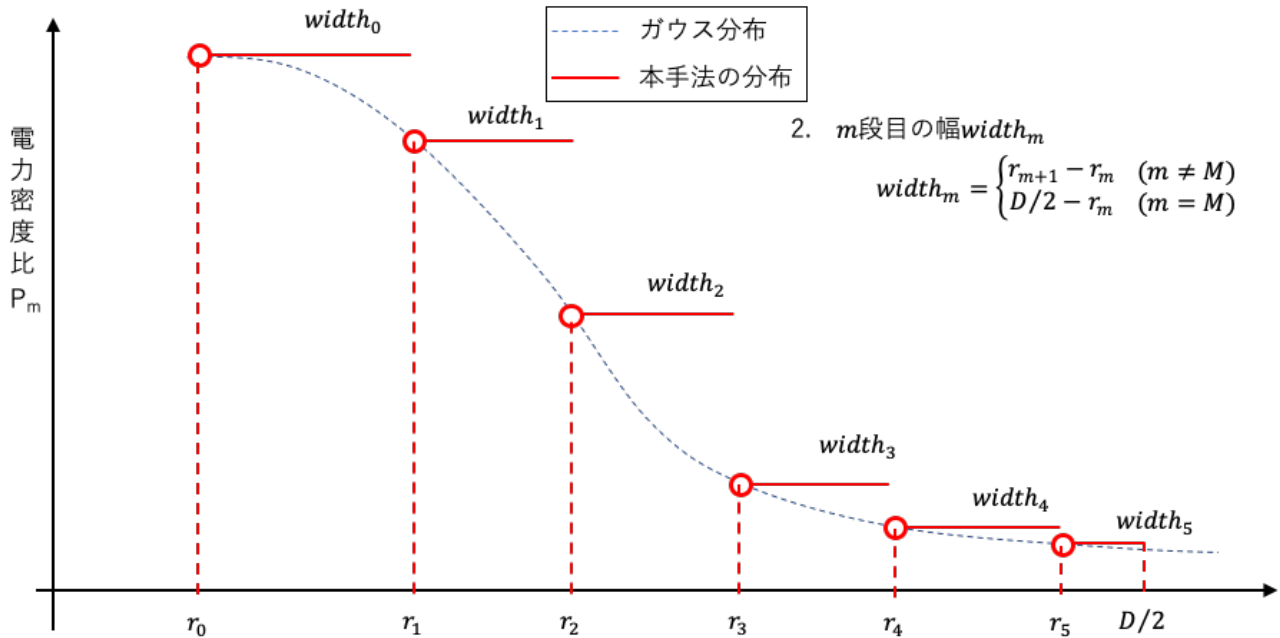


図 2-8 提案手法での各領域存在位置の決定方法の概念図－各領域の幅－

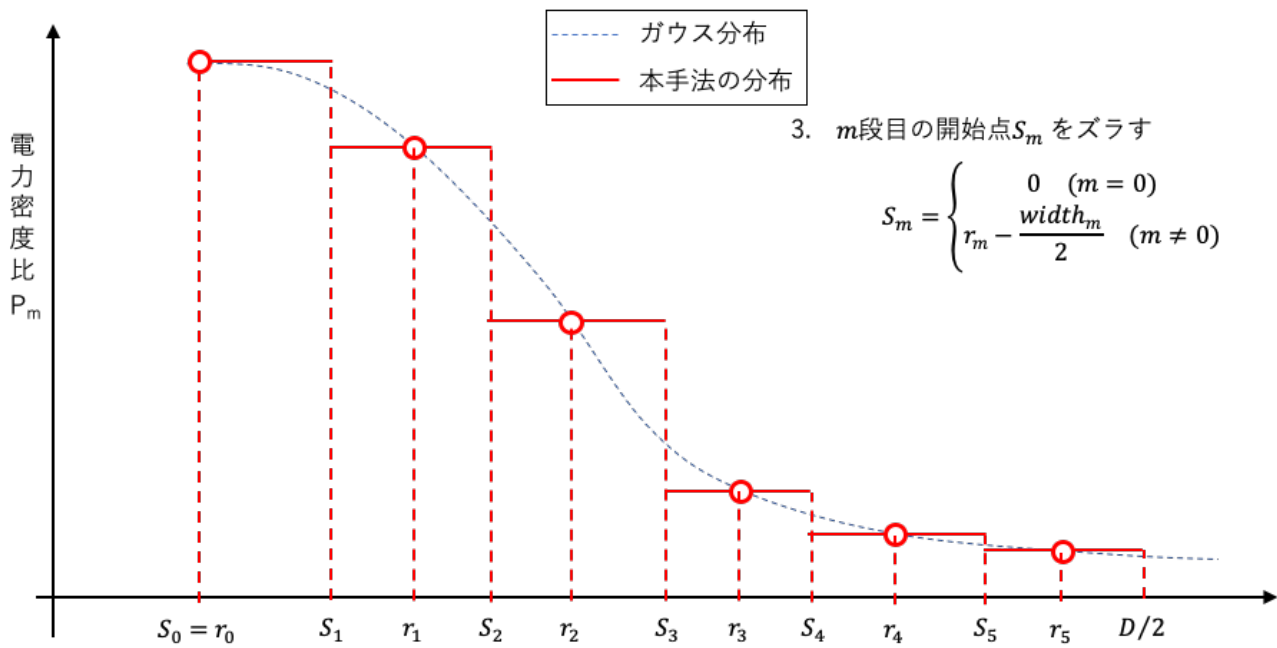


図 2-9 提案手法での各領域存在位置の決定方法の概念図—各領域の開始点をシフト—

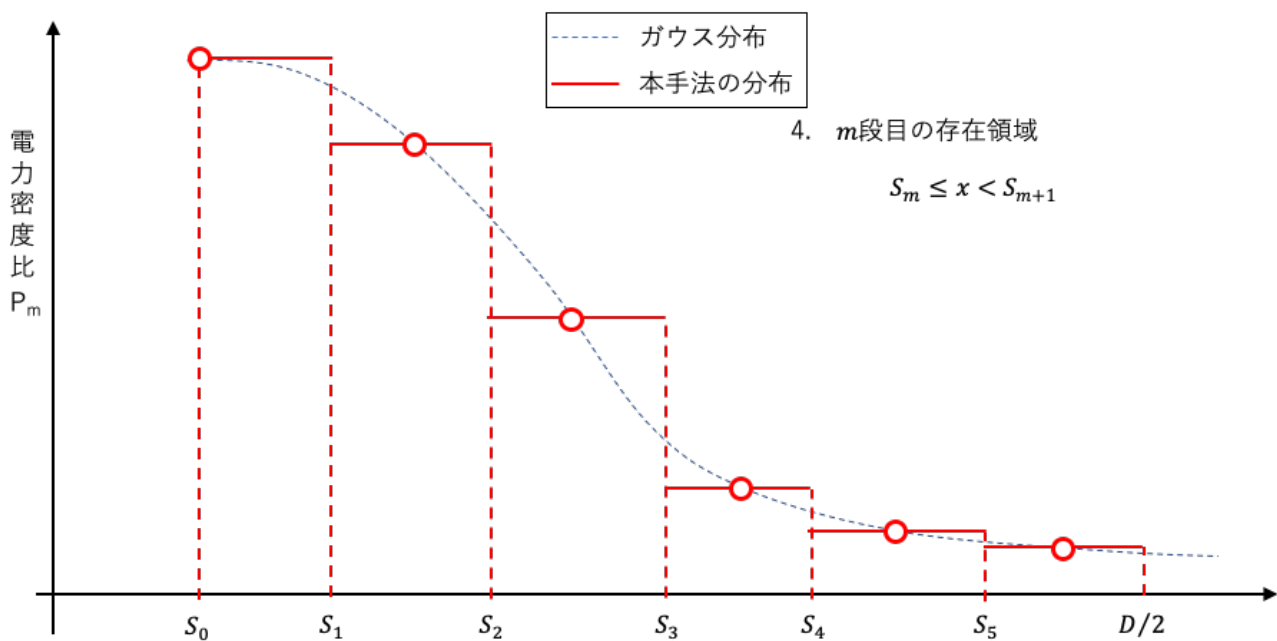


図 2-10 提案手法での各領域存在位置の決定方法の概念図—各領域の存在位置の決定—

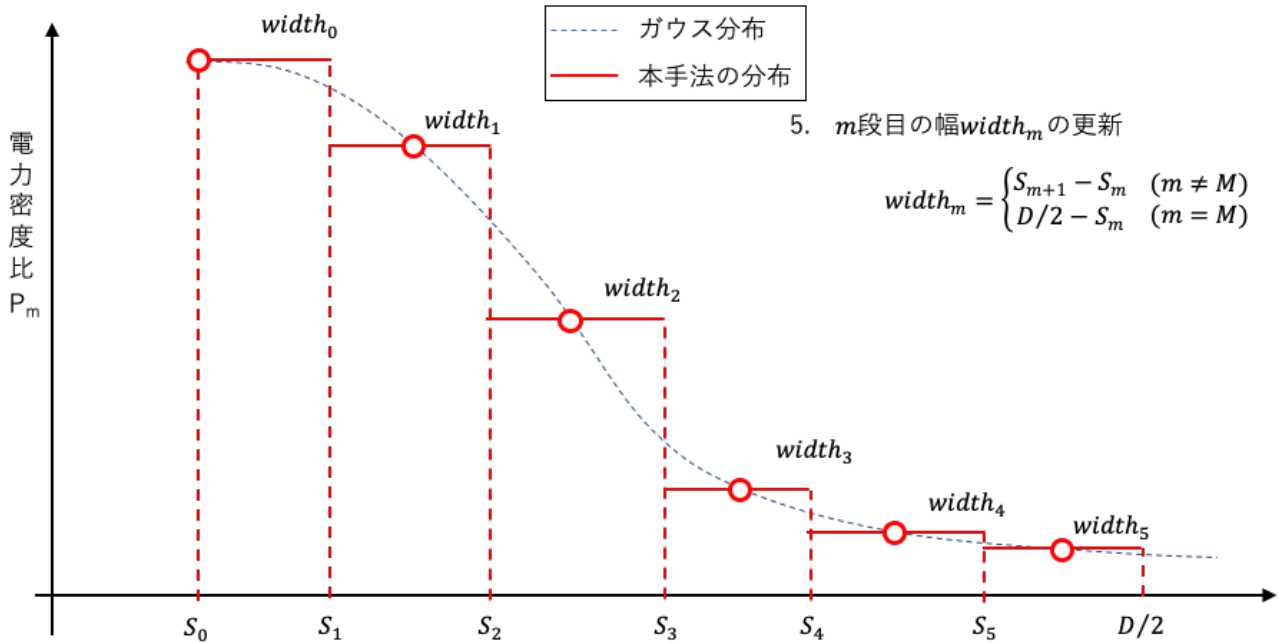


図 2-11 提案手法での各領域存在位置の決定方法の概念図－各領域の幅の定義式を更新－

2.4 ビーム方向制御時のアンテナ各素子の位相

アンテナ素子と同数の RF 増幅器, 位相器を必要とする従来アレーに対し, 電力分配器をアンテナ-RF 増幅器間に挿入することで, RF 増幅器, 位相器の数を減らすことをサブアレー化と呼ぶ. 一般的なサブアレー化を施さないアレーアンテナ (非サブアレー化アレー) と SGINE 法で用いるサブアレー化を施したアンテナ (サブアレー化アレー) の構成及び等位相面の違いを図 2-12 に示す.

非サブアレー化アレーはアンテナ素子毎に個別の位相を設定できるため, 波面を傾けてビーム方向制御を行う際には, 図 2-12 a) の赤線で示すように直線状に等位相面を設けることが出来る.

一方でサブアレー化アレーの場合には, 図 2-12 b) の赤実線で示すように階段状の等位相面となり, 図 2-12 b) の赤点線で示した非サブアレー化アレーの等位相面からズレが生じる. これを位相誤差と呼ぶこととする.

非サブアレー化アレーを用いてビーム方向を制御する際には, アンテナ個々の位置 x_n から式(2.20)を用いてアンテナ位相 ϕ_n を計算し, 制御する. ここで k_0 は波数, θ_0 は指向方向である.

$$\phi_n = -k_0 x_n \sin \theta_0 \quad (2.20)$$

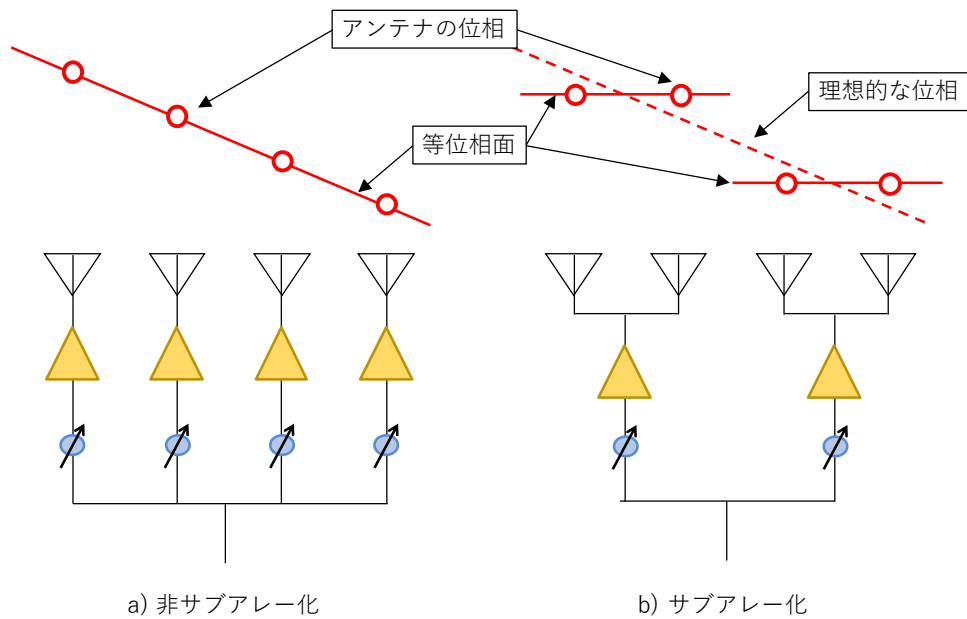


図 2-12 サブアレー化有無での構成と等位相面の違い

対して，SGINE 法のようなサブアレー化アレーの場合には，サブアレーの相対的な位置から式(2.21)を用いてサブアレー位相を計算し，制御を行う。

$$\phi_i = -k_0 D_i \sin \theta_0 \quad (2.21)$$

ここで D_i はサブアレー位置であり， ϕ_i はサブアレーの位相である．従って，アンテナ素子の位相はその素子が含まれているサブアレーに依存し，サブアレー位相に従属的に決定される．

SGINE 法においては，更にサブアレー構成素子数がアレー内で徐々に変化するため，サブアレー位置 D_i が徐々に変化する．従って本節では，各アンテナ素子の励振位相を求めるまでを以下の順に説明する．

- 2.4.1 各サブアレーの中心
- 2.4.2 各サブアレーの励振位相
- 2.4.3 各素子アンテナの励振位相

2.4.1 各サブアレーの中心

SGINE 法ではサブアレー化アレーを用いるため，従来の非サブアレー化アレーの位相決定方法と異なることは先に述べた．ここでは，サブアレー化アレーの各サブアレーの中心位置 D_i を求める方法を述べる．

図 2-13 に示すアレー片側で全 18 素子（アレー全体で 36 素子）のアレー構成を例として述べる．図 2-13 の赤線で示したものが各サブアレーの中心である．

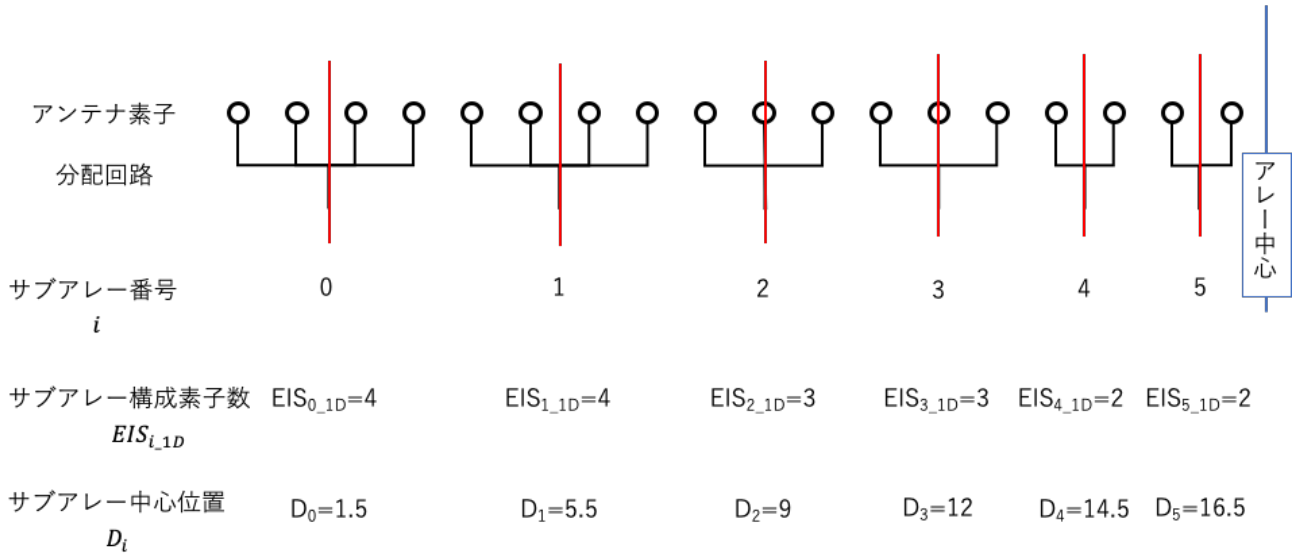


図 2-13 サブアレーサイズとサブアレー中心位置

アレー全体 X-側 (図 2-13 中の左側) の端から順にサブアレーに番号をつけ、 $i\{0 \leq i \leq I; i, I \in \mathbb{N}\}$ とする. i 番目のサブアレーを構成する素子数の 1 次元方向成分を $EIS_{i,1D}$ (: Elements in Sub-arrays), サブアレー中心位置を D_i で表し, それぞれ式 (2.22, 2.23) で求める. サブアレー中心位置 D_i は, アレー全体の X-側端 (図 2-13 中の左端) のアンテナ素子を 0 とし, アレー全体の X+側に (図 2-13 中の右に) 向かって順に数えた値である.

$$EIS_{i,1D} = \left\{ C_{m,1D} \left| \sum_{l=-M}^{-M+m-1} NS_l \leq i < \sum_{l=-M}^{-M+m} NS_l \right. \right\} \quad (2.22)$$

$$D_i = \begin{cases} \frac{EIS_{i,1D} - 1}{2} & (i = 0) \\ D_{i-1} + \frac{EIS_{i,1D} + EIS_{i-1,1D} - 1}{2} & (i \neq 0) \end{cases} \quad (2.23)$$

2.4.2 各サブアレーの励振位相

i 番目のサブアレーの位相 ϕ_i は式 (2.24) で求まる.

$$\phi_i = -D_i k_0 d \sin \theta_0 \quad (2.24)$$

ここで, k_0 は波数 ($= 2\pi/\lambda$) [m^{-1}], d はアンテナ素子間隔 [m], θ_0 はビーム制御角度 [radians] である.

2.4.3 各素子アンテナの励振位相

ここまでで各サブアレーの励振位相が求まった. 次に各素子アンテナの励振位相を求める. n 番目の素子アンテナの位相 ϕ_n はその素子が含まれているサブアレーの位相と一致する

ため、 i 番目のサブアレーの位相 ϕ_i を用いて、式(2.25)のように表せる。

$$\phi_n = \left\{ \phi_i \left| \sum_{l=0}^{i-1} EIS_{l_1D} \leq n < \sum_{l=0}^i EIS_{l_1D} \right. \right\} \quad (2.25)$$

2.5 本提案設計手法によって得られる振幅及び位相の分布

これまで述べてきたアレーアンテナの構成方法において、具体的な以下のパラメータを適用した場合の、振幅分布と 10dB ガウス分布に対する振幅誤差分布を図 2-14 に示す。

- i) アレー直径 $D = 10 \text{ m}$
- ii) 周波数 $f = 5.8 \text{ GHz}$
- iii) 素子間隔 $d = 0.5 \lambda$
- iv) 出力電力比 $ER = 0.1$
- v) 電力分布：10dB ガウス分布
- vi) 設計パラメータ $k = 1, 2, 3$

ここでアレー直径を $D = 10 \text{ m}$ としたのは、第 3 章で行うアレーアンテナ解析を簡潔に行うためであり、詳細は第 3 章にて述べる。

また、参考として 10 dB ガウス分布 (Gaussian) と一様分布 (Uniform) での電力分布を一緒に示し、電力の振幅誤差は式(2.26)を用いて求めた。

$$\text{Power error} = |w_n^2 - w_{n_gauss}^2| \quad (2.26)$$

ここで w_{n_gauss} は理想的な 10dB ガウス分布での電界強度の振幅値である。

図 2-14 より、 k の値によって構成される電力分布は異なり、 k を大きく設定した方がガウス分布に近い分布が得られることが分かる。これは、 k を大きく設定すると領域番号 m の増加に対する素子数比 RE_m の減少量が小さくなる結果、各領域の範囲が狭まり、領域が細分化されるからである。領域が細分化された結果として階段分布がガウス分布に近づき、両者の誤差が小さくなった。

第 3 章にて詳述するがアレーアンテナの放射パターンは、アレーの振幅位相分布から求まる。従って、10dB ガウス分布との振幅誤差分布が小さいほど、両者の放射パターンが持つ誤差も小さいことが予想される。その結果、 k を大きく設定することで、SGINE 法の振幅分布が 10dB ガウス分布に近づき、その放射パターンも 10dB ガウス分布に近づくことが予想できる。

ここで、 k を 1, 2, 3, 4 とそれぞれ設定した場合の、SGINE 分布に対して各領域の中点をつないだガウス分布と 10dB ガウス分布の誤差について考える。10dB ガウス分布 (黒:theory), SGINE 分布 (赤:actual), SGINE 分布の各領域の中点をつなぎ最小二乗法から求めたガウ

ス分布 (青:fitting) の3つを $k = 1, 2, 3, 4$ として計算したものを、それぞれ図 2-15, 図 2-16, 図 2-17, 図 2-18 に示す。

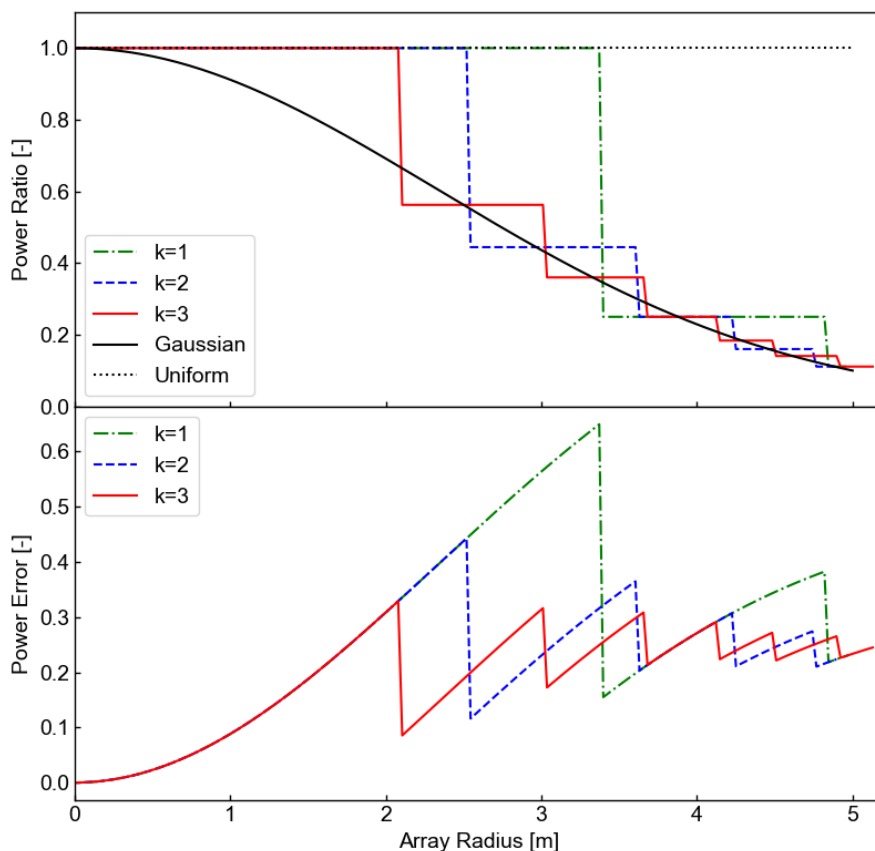


図 2-14 10dB ガウス分布と $k = 1, 2, 3$ で構成した階段分布の振幅分布 (上) との振幅差分布 (下)

次に、図 2-15, 図 2-16, 図 2-17, 図 2-18 に示した 10dB ガウス分布 (黒:theory) と SGINE 分布の各領域中点をつないだガウス分布 (青:fitting) の誤差 RMS をまとめたものを表 2-4 に示す。これらの結果から、 $k = 3$ において最も誤差が小さく、10dB ガウス分布に近い分布が構成されていることが分かる。

表 2-4 提案手法によって実装される分布の誤差

k	分布誤差 RMS [%]
1	4.597
2	1.607
3	0.584
4	1.507

$k = 4$ で $k = 3$ よりも誤差が大きくなっているのは、 k を大きくすることで、各領域の範囲

に対してサブアレーサイズが大きくなり、式 (2.15) に示した実装サブアレー数 NS_m の計算途中の四捨五入時に切り捨てよりも切り上げが多くなり、分布が全体的に 10dB ガウス分布から離れた値を持った結果であると考えられる。

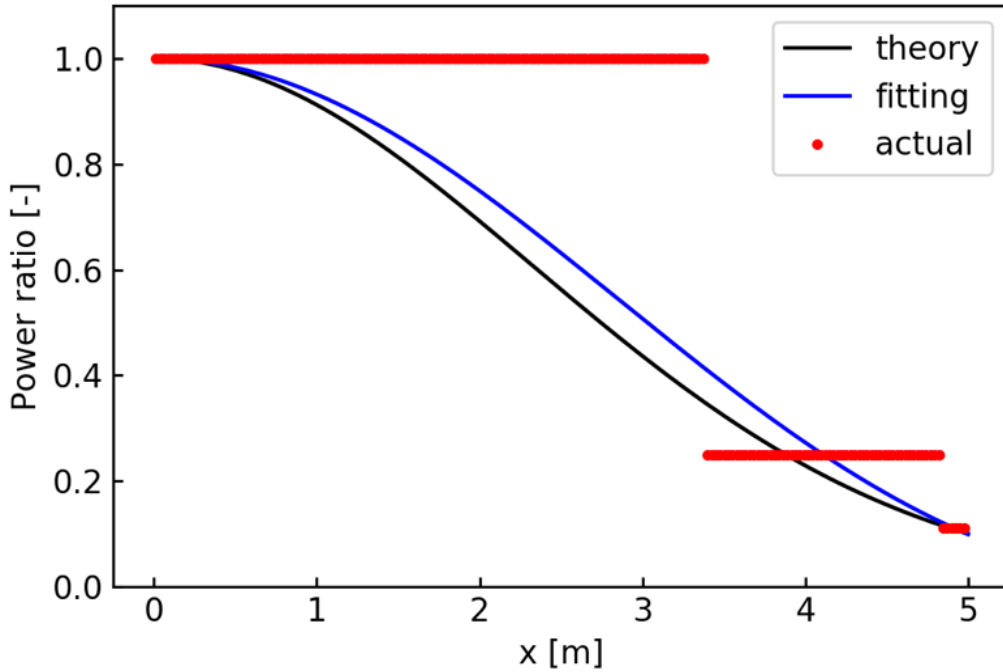


図 2-15 $k=1$ での 10dB ガウス分布と階段分布及び階段分布のフィッティング曲線

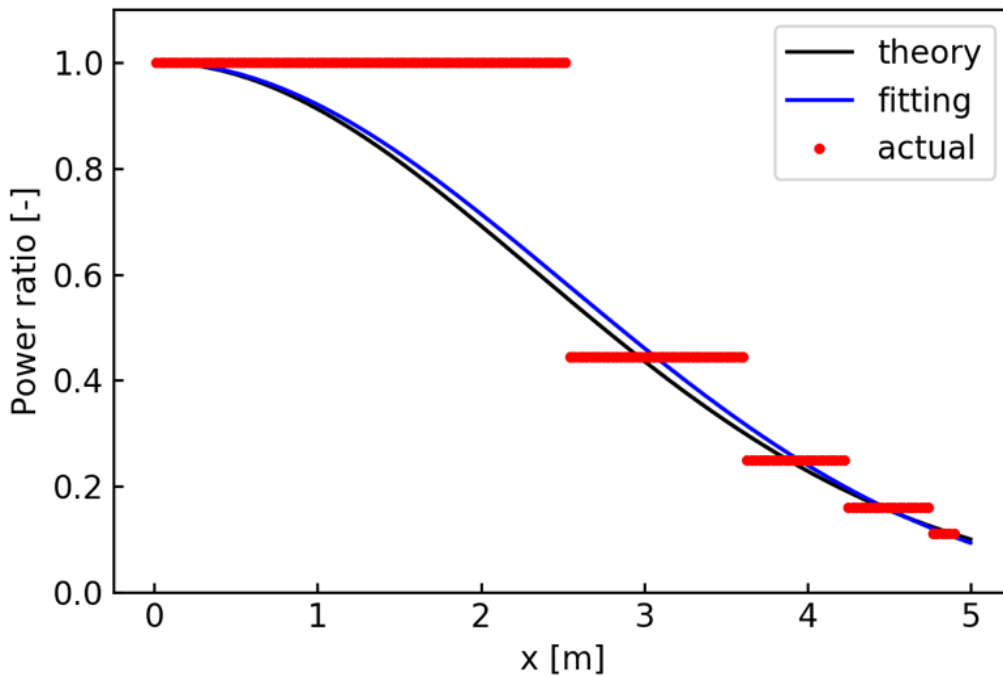


図 2-16 $k=2$ での 10dB ガウス分布と階段分布及び階段分布のフィッティング曲線

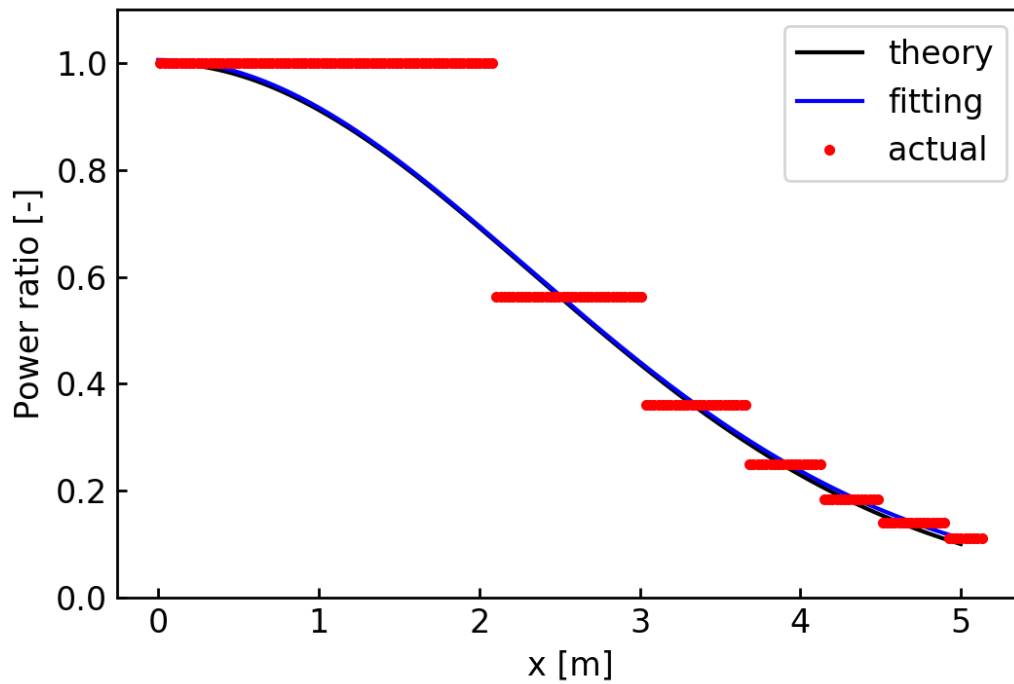


図 2-17 $k=3$ での 10dB ガウス分布と階段分布及び階段分布のフィッティング曲線

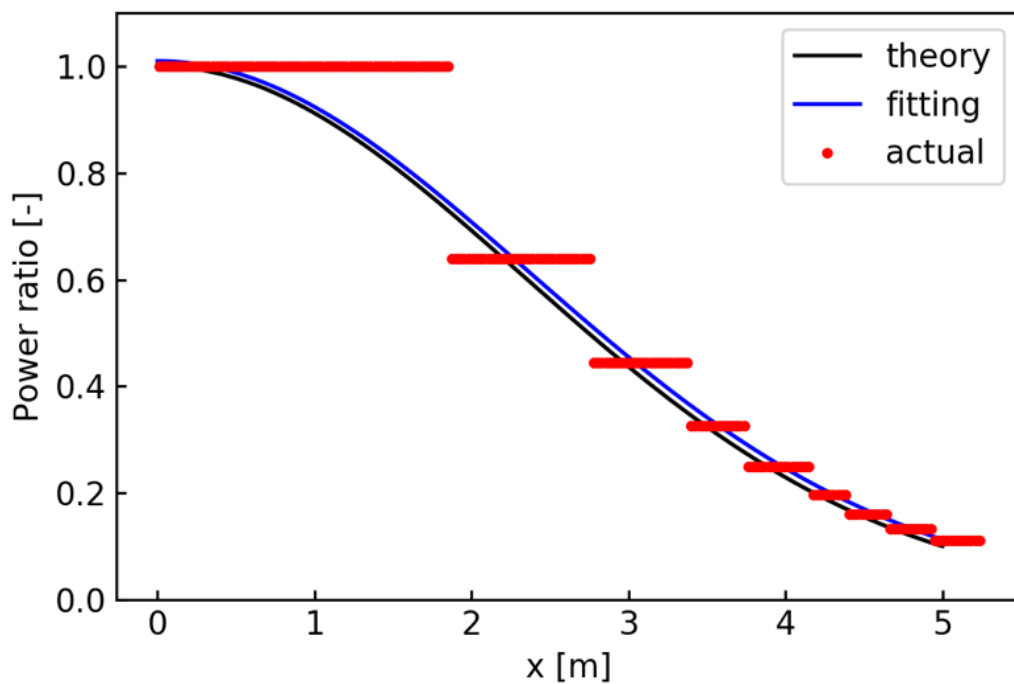


図 2-18 $k=4$ での 10dB ガウス分布と階段分布及び階段分布のフィッティング曲線

次に、位相分布と位相誤差分布を図 2-19 に示す。この位相誤差はビーム制御角度 θ_0 に 10[deg.]を設定した時の非サブアレー化の位相に対する差を意味し、式(2.27)で求められる。

$$Phase\ error = \left| \phi_n - \phi_{n_{non-subarray}} \right| \quad (2.27)$$

ここで $\phi_{non-subarray}$ はサブアレー化を施さない構成での位相値であり、 $k=3$ の場合については図 2-19 の黒線で示した値である。

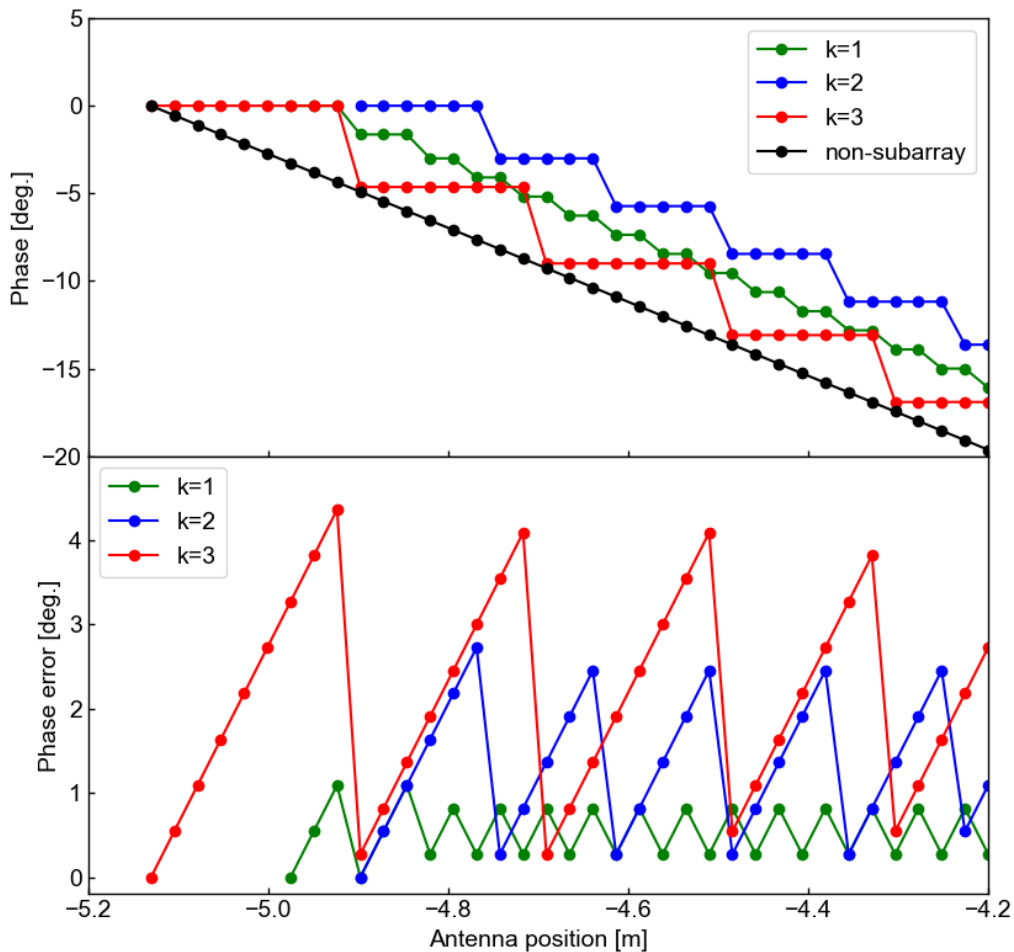


図 2-19 $k=1,2,3$ で構成した階段分布の位相分布 (上) と非サブアレー化位相に対する位相誤差分布 (下) ($\theta_0 = 10$ deg.の場合)

各アンテナ素子の励振位相は素子ごとではなくサブアレーごとに決まるため、図 2-19 に示すように階段状になる。 k を大きく設定すると、サブアレー構成素子数が多くなり、ビーム方向制御時に、非サブアレー化アレーから放射される電波の平面的な等位相面と比較して、階段状の等位相面が生じる。その結果、サイドローブ上昇やグレーティングローブ発生などの影響が懸念される。

次に横軸に k を取り、縦軸に式(2.28)、(2.29)で求めた振幅誤差と位相誤差の二乗平均平方根 (RMS: Root Mean Square) を取ったものを図 2-20 に示す。このとき、ビーム制御角度 θ_0 には 5deg. と 10deg. の 2 つをそれぞれ設定した。

$$Power\ error_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (w_n - w_{n_gauss})^2} \quad (2.28)$$

$$Phase\ error_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\phi_n - \phi_{n_gauss})^2} \quad (2.29)$$

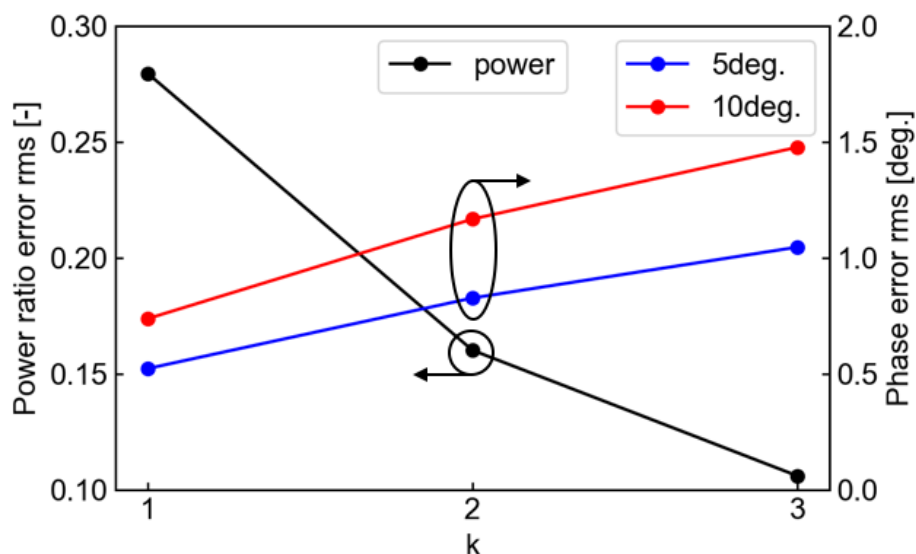


図 2-20 k に対する振幅誤差および位相誤差の関係

図 2-20 から k を大きく設定することで振幅誤差を小さくでき、一方で位相誤差が大きくなる事が確認できる。また、ビーム方向制御角度 θ_0 が大きいほど位相誤差も大きいことが分かる。

サブアレー化をせずに、アンテナ個々の振幅を調整した電力分布付きのアレーアンテナ（従来アレー）においては、図 2-20 に示すような k という値を用いて複数の振幅誤差、位相誤差を持ったアレーを構成することはできない。従って、 k という値は提案する SGINE 法において従来手法にない特有の設計パラメータであると言える。

ここで、アレーアンテナの放射パターン（第 3 章で詳述）は、アレーを構成する素子アンテナの振幅、位相、位置から求めることが出来る。従って、様々な k を設定する事で複数の振幅誤差、位相誤差を持たせることが出来るということは、様々な放射パターンを設計できるということである。

また、ビーム方向制御角度 θ_0 の値によって位相誤差が異なるという事は、ある基準を設けた時に最適な k 値が導けるということである。例えば、「位相誤差 RMS が 1deg を越えては

いけない」という基準を設けた場合、 θ_0 が5degまで対応する場合には、 $k = 3$ は基準を逸脱しているため適さず、 $k = 2$ が適した値となる。

従って本研究で提案するSGINE法を用いてアレーアンテナを設計する際には、ビーム方向制御角度 θ_0 の範囲とその時に満たすべき振幅誤差、位相誤差の基準を設ければ、最適な k 値を導けるということである。ここで、満たすべき振幅誤差、位相誤差の基準に関しては、アレーアンテナの放射パターン解析を複数回に渡って行うことで、算定可能である。例えばメインローブ幅やサイドローブレベルに判定基準があれば、それらを満たす範囲で振幅誤差、位相誤差の基準を設けることが出来る。

したがって、SGINE法では要求される10dBガウス分布との振幅誤差や位相誤差に合わせて設計パラメータ k 値を設定することで様々なアレーアンテナを設計することが可能であると言える。

2.6 基準素子数と実際に構成される素子数の差異

SGINE法では、アレー直径 D に素子間隔 d で等間隔に配列した際の素子数（基準素子数）と実際に構成できる素子数（サブアレー構成後の素子数）に差異（表 2-5 参照）が生じる。その理由は、サブアレー構成後の素子数は式(2.15)で示した各領域のサブアレー数に依存している。そのため、サブアレー構成素子数の倍数によって決定するからである。ここでは、その差異を定量的に示す。まず、基準素子数 N_0 とサブアレー構成後の素子数 N_a を定義すると式 (2.30, 2.31) で表せる。

$$N_0 = \left\lfloor \frac{D}{d} + 0.5 \right\rfloor \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} N_a &= \sum_{m=-M}^M NS_m = \sum_{m=-M}^M \left\lfloor \frac{\text{width}_m}{C_{m_1D} \times d} + 0.5 \right\rfloor \\ &= 2 \sum_{m=0}^M \left\lfloor \frac{\text{width}_m}{C_{m_1D} \times d} + 0.5 \right\rfloor \end{aligned} \quad (2.31)$$

したがって、これらの差異（素子数誤差） ΔN は式 (2.32) で表される。

$$\begin{aligned} \Delta N &= N_a - N_0 \\ &= 2 \sum_{m=0}^M \left\lfloor \frac{\text{width}_m}{C_{m_1D} \times d} + 0.5 \right\rfloor - \left\lfloor \frac{D}{d} + 0.5 \right\rfloor \end{aligned} \quad (2.32)$$

一例として表 2-5 にアレー直径 $D = 10$ m, 素子間隔 $d = 0.5$ λ , 周波数 5.8 GHz, $k =$

1,2,3,4とした場合の素子数誤差 ΔN を示す。上記条件より基準素子数は $N_0 = 386$ である。表 2-5 に示したとおり、 k を大きくしていくと素子数誤差が大きくなり、その影響でアレー全体の大きさにも誤差が生じる。

表 2-5 基準素子数とサブアレー構成後の素子数の誤差 ($k=1\sim 4$)

k	N_a	ΔN	$\Delta N/N_0$ [%]
1	386	0	0
2	380	-6	-1.55
3	398	12	3.11
4	406	20	5.18

2.7 設計パラメータ k の設定条件

提案する SGINE 法における固有の設計パラメータ k は、自然数から自由に決定することが出来る。しかし、アレー直径 D と素子間隔 d に対して大きすぎる k 値を設定すると、アレーの各領域 m において、領域の幅 $width_m$ に対して 1 サブアレーの大きさ $C_m \times d$ が大きくなり、領域を設定できなくなる。これを式に表すと

$$\frac{width_m}{C_m \times d} > 0.5 \quad (2.33)$$

となる。この時、右辺の 0.5 は式(2.15)で示した各領域でのサブアレー数 NS_m の算出に用いた四捨五入のための値である。式(2.33)は式(2.15)において各領域が存在するための条件である。

例として、領域を設定できなかった場合、すなわち式(2.33)を満たさない場合について考える。以下の値を用いてアレーを構成した場合の電力分布を図 2-21 に示す。

- i) アレー直径 $D = 10$ m
- ii) 周波数 $f = 5.8$ GHz
- vii) 素子間隔 $d = 0.5 \lambda$
- viii) 出力電力比 $ER = 0.1$
- ix) 電力分布：10dB ガウス分布
- iii) 設計パラメータ $k = 5$

式(2.7)に $k = 5$ を代入して、構成されるべき領域数（片側）を求めると 11 領域となる。しかし、アレー端部の 2 つの領域($m = 9, 10$)においては、式(2.33)を満たさないため、領域内にサブアレーを設けることができない。その結果として、図 2-21 に示すように領域の足りない電力分布となる。

従って SGINE 法を用いる際には、式(2.33)を満たすような k を設定するよう注意が必要である。

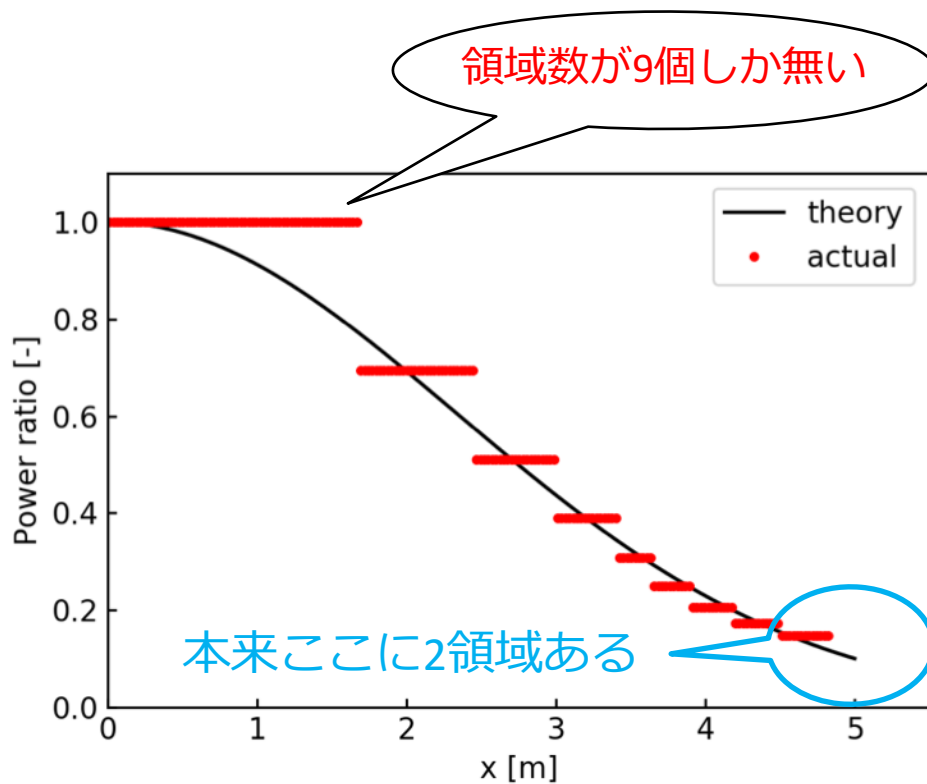


図 2-21 不適切な設計パラメータ k の設定とその影響

2.8 本提案手法によって削減されるアレー構成部品の数

提案する SGINE 法を用いてアレーアンテナを設計した場合、サブアレー化せずにアレーアンテナを設計した場合に比べて、総アンプ数や総移相器数を減らすことができる。これは図 2-12 b) に示したようにアンプ及びその前段に接続する移相器の数は総サブアレー数と等しくなり、総アンテナ数よりも小さくなるからである。

本設では SGINE 法を用いた場合のアンプ及び移相器の削減率について考察する。下記条件でアレーアンテナを設計した場合の概念図を図 2-22 に示す。

- iv) アレー直径 $D = 1000$ m
- v) 周波数 $f = 5.8$ GHz
- x) 素子間隔 $d = 0.5 \lambda (= 51.7$ mm)
- xi) 出力電力比 $ER = 0.1$
- xii) 電力分布：10dB ガウス分布
- vi) 設計パラメータ $k = 1$

このとき、アレーアンテナの総面積、およびアンテナ1素子の面積は、それぞれ式(2.34, 2.35)より、 $7.8 \times 10^5 \text{ m}^2$ と $6.7 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ と求まる。

$$S = \pi \left(\frac{D}{2} \right)^2 \quad (2.34)$$

$$s = d^2 = (0.5\lambda)^2 \quad (2.35)$$

1次元のアレーアンテナを考えると、 $k=1,2,3,4$ を設定した時のアンテナ数 N_E 、サブアレー数 N_S を表 2-6 に示す。2次元アレーアンテナでのアンテナ数とサブアレー数の比 N_S^2/N_E^2 は表 2-6 に示したとおりに計算でき、 k が大きいほど、サブアレー構成素子数が大きいため、比が小さくなる。これは、 k が大きいほどアンプ及び移相器を少ない数で構成できるということである。アンプ及び移相器の削減率は表 2-6 最右列に示したとおりであり、 $k=3$ においては従来手法よりも約 93.7%削減した数で構成することができる。これらの数値はサブアレー化を用いた場合との比較である点は注意が必要である。

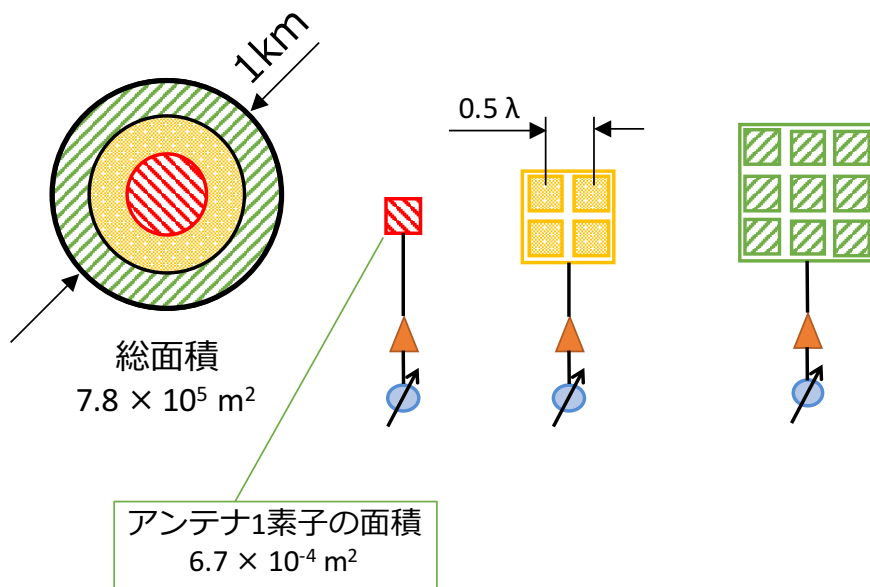


図 2-22 アレーアンテナ総面積と素子アンテナの面積 ($D=1\text{km}$, $k=1$ の場合)

表 2-6 提案手法を用いた場合のアンプ数および移相器数の削減率

k	アンテナ数 N_E [pcs.]	サブアレー数 N_S [pcs.]	サブアレー/アンテナ比 N_S^2/N_E^2 [%]	削減率 $1-(N_S^2/N_E^2)$ [%]
1	38696	32192	69.2	30.8
2	38690	14890	14.8	85.2
3	38696	9672	6.3	93.7
4	38702	7164	3.4	96.6

第3章 提案手法に基づいて設計されたアレーアンテナの特性解析

3.1 解析の目的と解析条件

RF 増幅器からアンテナ素子までの分配及び伝送の構成に損失やばらつきを含まない理想的な条件で計算機シミュレーションを行い、提案手法に基づいて設計したアレーアンテナの特性を解析する。「大規模なフェーズドアレーアンテナにおいて、提案する SGINE 法を用いて電力分布 (SGINE 分布) を構成し、電力伝送効率の向上が出来ているのか」を確認することが目的であるため、検証項目として、i) 電力分布の実装によってメインローブの電力含有率が向上しているか、ii) アンテナ励振位相の制御によってビーム方向を制御することが可能であるか、iii) 大規模なアレーアンテナに有効であるか、の3つをそれぞれ評価する。

シミュレーションには、アレーファクタ (AF: Array Factor) 計算を採用し、素子アンテナ単体の特性は等方性であると仮定してアレーのみの特性を評価する。3章で述べた手順で電力分布を実装した1次元線形アレーアンテナの AF を計算し、得た AF を用いて評価を行う。また2次元平面アレーアンテナについても、提案手法に基づいてアレーを設計し、その振幅分布及び位相分布からアンテナ特性の推測を行う。

3.2 1次元線形アンテナでの解析

3.2.1 基本的な特性

SSPS においてはアレー直径 $D = 1$ km 以上の超大型アレーが用いられることが検討されている。しかし、1km 規模のアレーアンテナ解析は、私の計算機環境では難しいことが分かった。そこでまずは直径 $D = 10$ m の比較的小さなアレーで基礎的な特性解析を行う。その後、 $D = 100$ m と $D = 1$ km のアレーアンテナの解析を限定的な条件の下で行い (第3章2節3項参照)、 $D = 10$ m のアレーとの違いを考察する。1次元のアレーアンテナにおけるアレーファクタ $AF(\theta)$ は、式(3.1)から求めることが出来る。

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^N w_n \times \exp(j\phi_n) \times \exp(jk_0 x_n \sin\theta) \quad (3.1)$$

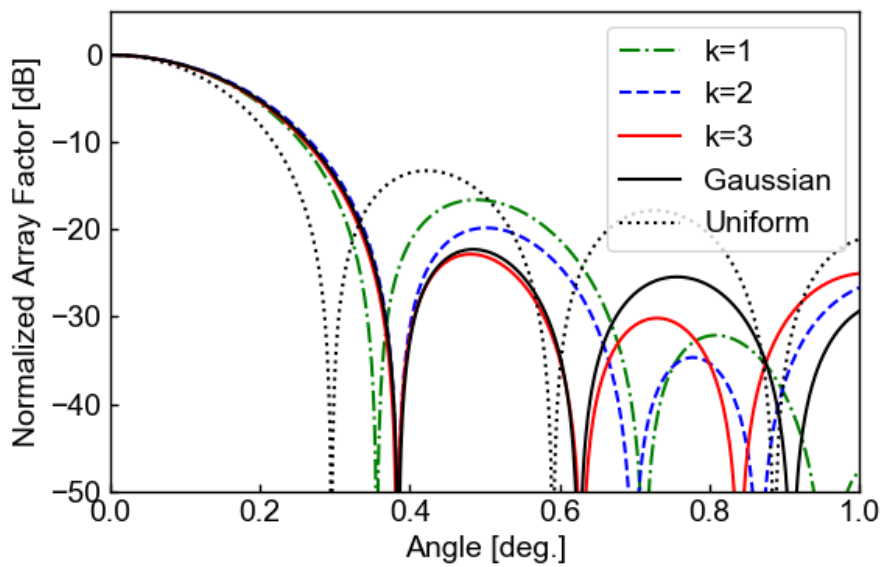
ここで、 N はアレーの全素子数、 n は素子番号、 x_n 、 w_n 、 ϕ_n はそれぞれ n 番目の素子の位置 [m]、励振電界強度比 [-]、位相 [rad] である。また、 j は虚数単位、 k_0 は波数 [m^{-1}]、 θ は観測方向 [rad] である。

次に無線電力伝送ではメインローブを代表とした、アレー正面方向からある限られた範

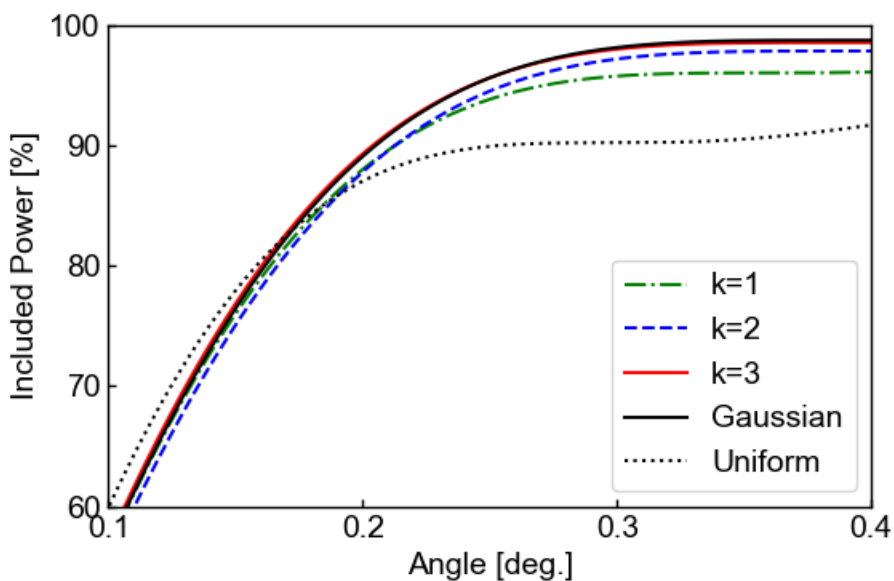
圏に含まれる電力の割合が重要である。従って、式(3.2)で定義する電力集中度率 $IP(\theta)$ や式(3.2)に $\theta_1 = \theta_{null}$ を代入して得られるメインローブ電力含有率(MCR: Main-lobe power Content Rate)が重要となる。

$$IP(\theta) = \frac{\int_{-\theta_1}^{+\theta_1} |AF(\theta)|^2 d\theta}{\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} |AF(\theta)|^2 d\theta} \quad (3.2)$$

アレーアンテナ直径を $D = 10$ mとし、アレーアンテナ中心部におけるサブアレーの構成素子数の平方根 k に 1, 2 及び 3 をそれぞれ設定した際の AF, 電力集中度率をそれぞれ図 3-1 (a), (b)に示す。横軸は共に正面方向からの角度である。



(a) アレーファクタ



(b) 電力集中度率

図 3-1 提案するアレーアンテナの基本特性

図 3-1 (a)より，SGINE 分布は一様分布と比較して第一サイドローブが，それぞれ $k = 1$ で 3.3dB， $k = 2$ で 6.6dB， $k = 3$ で 9.6dB 下がっており， k 値の増加に伴い徐々に電力がガウス分布の場合の AF に近づいていることが分かる．また，第 1 ヌル点の角度が k 値の増加に伴って広がっており，一様分布の場合からガウス分布の場合に近づいている．これはすなわち，メインローブが徐々に太くなっているという事である．

次に図 3-1 (b)より，SGINE 法 ($k = 1,2,3$) の電力集中度の変化傾向がガウス分布と同様に 0.3° 付近で飽和する特徴を持ち，一様分布の 0.25° で一度飽和し 0.35° で再度上昇する傾向とは異なることが見て取れる．また電力集中度も AF 同様に， k 値の増加に従い徐々にガウス分布の特性に近づいている事が分かる．

次に，メインローブを挟むヌル点間で計算した電力集中度をメインローブ電力含有率とし， $k = 1,2,3,4$ をそれぞれ設定した時の，メインローブ幅，第一サイドローブレベル，メインローブ電力含有率を表 3-1 に示す．表 3-1 より，SGINE 法は一様分布より 5%以上多い電力をメインローブに含んでいることが分かる．

表 3-1 10m アンテナの各特性一覧

電力分布	メインローブ幅 [deg.]	第一サイド ローブレベル [dB]	メインローブ 電力含有率 [%]
k=1	0.712	-16.60	96.0
k=2	0.768	-19.82	97.8
k=3	0.766	-22.83	98.5
k=4	0.754	-23.18	98.7
10dB ガウス分布	0.770	-22.28	98.7
一様分布	0.590	-13.26	90.2

次に $k = 1,2,3,4$ をそれぞれ設定した時のメインローブ電力含有率 MCR を左縦軸に，アレー内の電力分布誤差 RMS (式(2.28)で算出) を右縦軸に取ったものを図 3-2 に示す．また，参考値として 10dB ガウス分布の MCR と一様分布の MCR をそれぞれ黒実線，黒点線で示している．図 3-2 から， k 値を大きく設定することで電力分布誤差が小さくなり，それによってメインローブ電力含有率が向上していることが分かる．その結果として，メインローブ電力含有率は黒実線で示した 10dB ガウス分布のメインローブ電力含有率に近づき，表 3-1 の再右列に示すように $k = 4$ で一致している．

これらの事から，ビーム方向制御を伴わない ($\theta_0 = 0$) 場合には， k 値は大きければ大き

いほど、特性がガウス分布に近づき、一様分布から離れていくことが確認できる。したがって、検証項目 i) 電力分布実装によるメインローブ電力含有率の向上を確認できた。

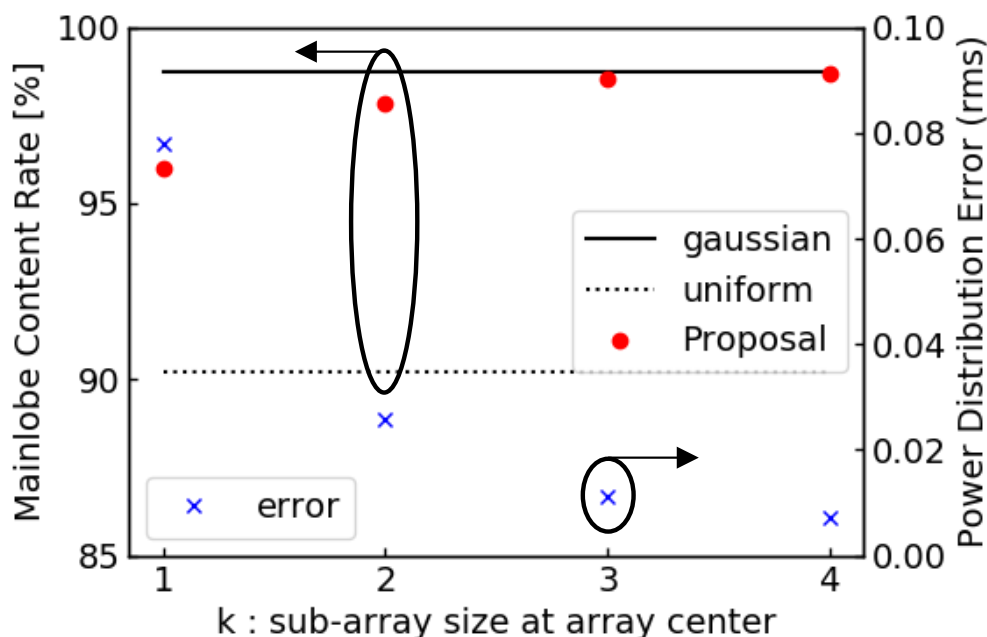


図 3-2 k 値に対するメインローブ電力含有率と電力分布誤差 rms の関係

ここで、k を変化させたことによるアンテナ素子数変化及びアレー直径変化の影響が放射パターンに与える影響について考える。アレー直径 $D=10\text{m}$ で設計を行い、この時 k を 1, 2 及び 3 と設定した際のアンテナ素子数はそれぞれ 386, 380, 398 素子となる。これらの素子数で構成したアレーアンテナを一様な出力電力で励振させた場合の放射パターン計算を行い、SGINE 法の結果と電力集中率を比較する。

結果を図 3-3 に示す。図 3-3 を見て分かる通り、提案手法を用いた場合の電力集中率の変化傾向と一様分布の電力集中率変化傾向は大きく異なっている。また、一様分布でアンテナ素子数及びアレー直径が変化した時の電力集中率の変化幅は、提案手法の k を変えた時の電力集中率の変化幅よりも十分に小さい。このことから、k を変化させたことによるアンテナ素子数及びアレー直径の変化が与える影響は非常に小さいことが推測できる。

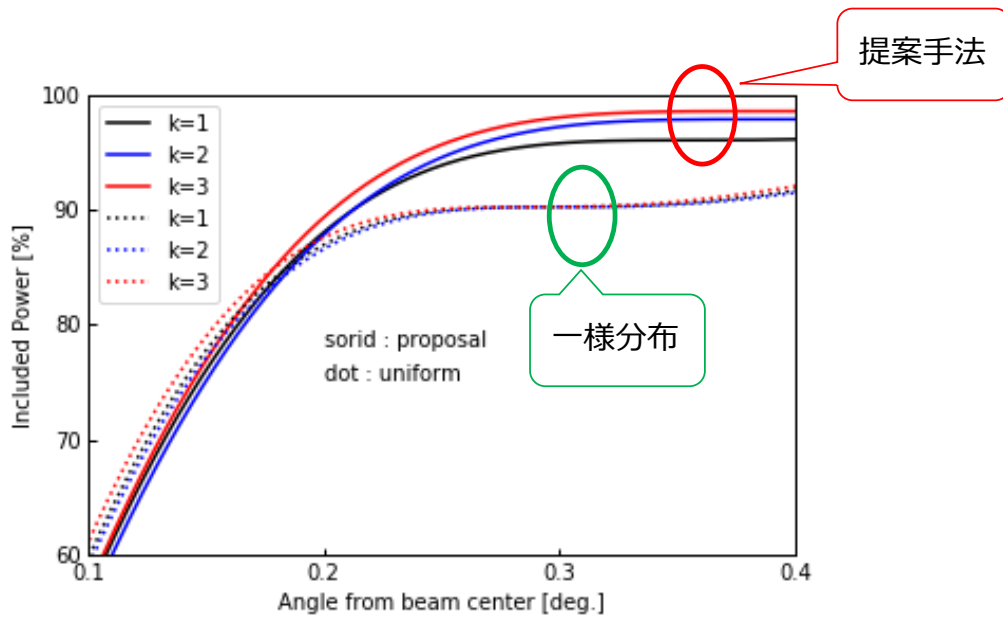


図 3-3 k の変化によるアレー直径及びアンテナ素子数の変化が電力集中度に与える影響

3.2.2 ビーム方向制御時の特性

次にビーム方向制御時のアンテナ特性を解析するため、アレーアンテナ直径を $D=10$ m とし、 $k=1,2,3$ をそれぞれ設定し、ビームを 0 deg および 5 deg 方向に制御した際の AF を図 3-4、図 3-5 にそれぞれ示す。図 3-4、図 3-5 よりビームが 0 deg から 5 deg に指向しており、ビーム方向制御が可能である事が分かる。一方で図 3-5 より $k=3$ の時には $-10 \sim -2.5$ deg の範囲でサイドローブが最大で約 -30 dB まで上昇していることが分かる。

ここで、ビーム方向制御に伴ってサイドローブが上昇している原因について考えてみる。一般に、アンテナ素子間隔が半波長よりも広い場合、ビーム方向制御時にグレーティングローブが発生することが知られている [30]。

SGINE 法において k が大きいという事は、サブアレーが大きいという事であり、サブアレー間隔もそれに依存して広がる。例えば素子間隔を $d = 0.5\lambda$ とすると、 $k=3$ の時には最小のサブアレーは 3×3 素子であり、サブアレー間隔もアレー中心で 1.5λ となる。

したがって k が大きくサブアレー間隔が広い時には、アンテナ素子間隔が広い時のグレーティングローブ発生と同様の理由によって、サイドローブが発生する事が主要な要因と考えられる。

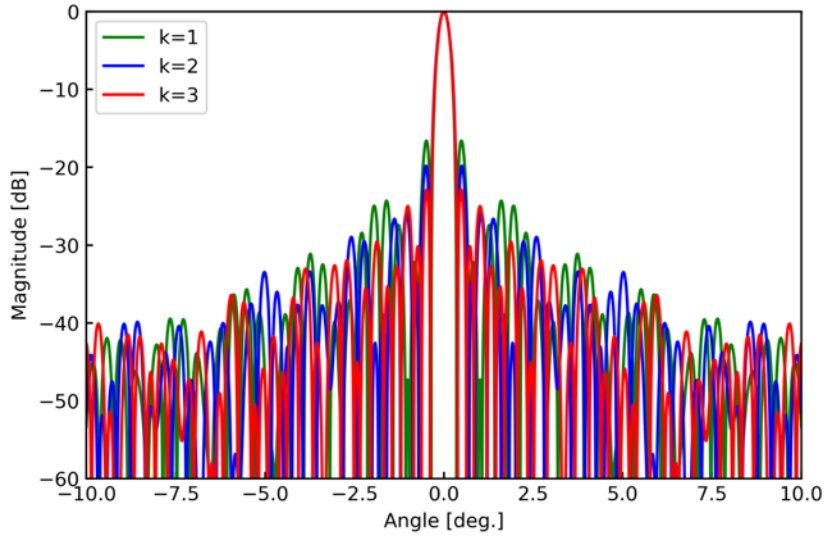


図 3-4 ビーム方向 0 度のアレーファクタ

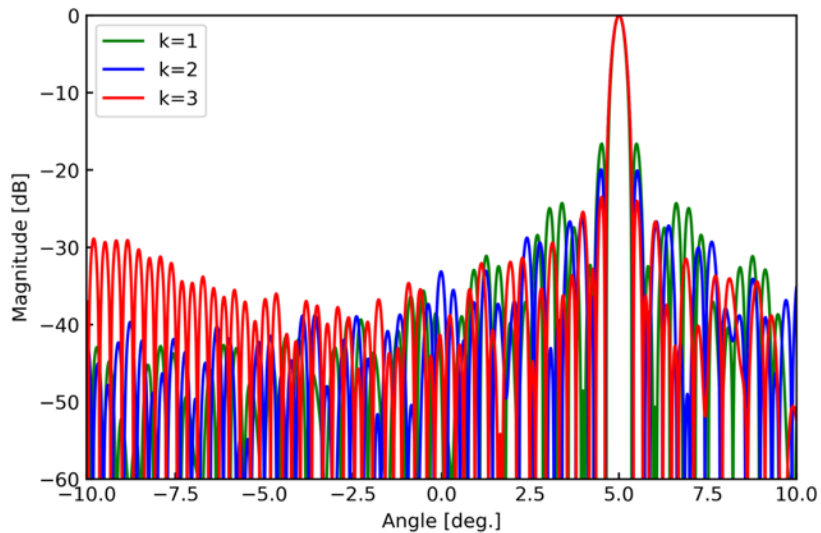


図 3-5 ビーム方向 5 度のアレーファクタ

次に、横軸にビーム方向制御角度、縦軸にメインローブ電力含有率をとったグラフを図 3-6 に示す。図 3-6 では参考として、サブアレー化を施していない場合の一様分布とガウス分布の値を示している。

図 3-6 から、メインローブ電力含有率は k が大きいほど、ビーム方向制御角度の増大に伴って大きく低下していることが分かる。これは、図 3-5 に示すようなサイドローブ上昇によって、全放射電力に対してメインローブ以外の割合が大きくなった事が要因である。これは式(3.2)に $\theta_1 = \theta_{null}$ を代入した MCR 定義式右辺の内、分子が変わらないまま、分母が大きくなったことに相当する。

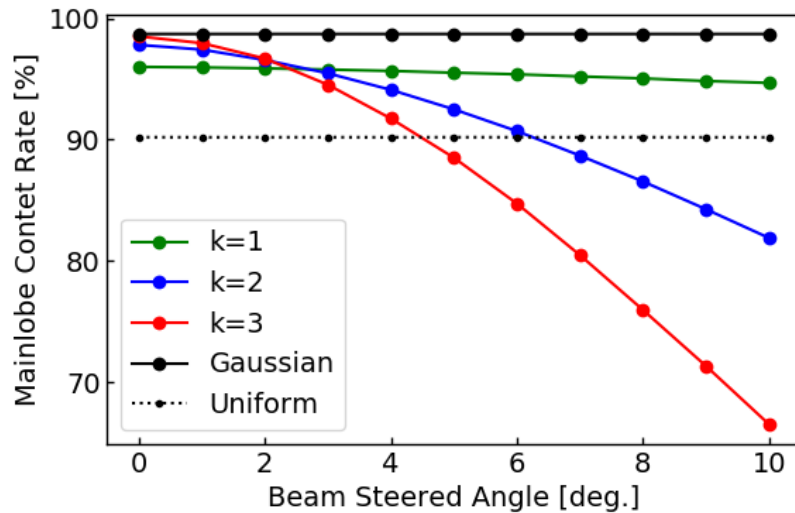


図 3-6 ビーム方向制御時のメインローブ電力含有率

提案する SGINE 法では、アレー内でサブアレーサイズが変化する。一方で従来のアレーアンテナでは、サブアレーサイズは一定の大きさで構成されている。従来アレーの場合にも、同様の MCR 変化が生じるかどうかを考えた。すなわち、一様な電力分布のアレーアンテナを均一なサブアレーで構築した場合についてである。

そこで、図 3-6 の数値に 2 素子、4 素子でサブアレー化を施した場合の一様電力分布アレーのメインローブ電力含有率を加えたものを、図 3-7 に示す。

図 3-7 より、一様分布を 1 素子サブアレー（非サブアレー化）、2 素子サブアレー、4 素子サブアレーでそれぞれ構成した場合、 $\theta_0 = 0 \text{ deg}$ でそれぞれの MCR は一致しており、 θ_0 が大きくなるに連れ、サブアレー構成素子数が大きいほど MCR がより大きく低下している。また、非サブアレー化の場合には MCR は低下しない。

一方で SGINE 法では、 $\theta_0 = 0$ において k が大きいほど高い MCR を有しており、 θ_0 が大きくなるに連れ、 k の大きさに依存した形で MCR が大きく低下している。従って、ある θ_0 の値において、最大となる MCR を持つ k が異なる。具体的には、 $0 \leq \theta_0 \leq 0.5 \text{ deg}$ では $k = 4$ 、 $0.5 < \theta_0 \leq 2.1 \text{ deg}$ では $k = 3$ 、 $2.1 < \theta_0 \leq 2.8 \text{ deg}$ では $k = 2$ 、 $2.8 < \theta_0 \text{ deg}$ では $k = 1$ が最大 MCR を有している。実際の SSPS モデルの初期設計時には、要求されるビーム方向 θ_0 の制御範囲から、図 3-7 を用いることで、最適な k 値を決定することが可能である。

これらの事から、ii)位相制御によってビーム方向を制御することが可能であることが確認できた。しかし、ビーム方向制御を伴う ($\theta_0 \neq 0$) 場合、 k 値が大きいほどビーム方向制御時にサイドローブがより大きく上昇し、メインローブ電力含有率がガウス分布での値から離れていくことが確認された。

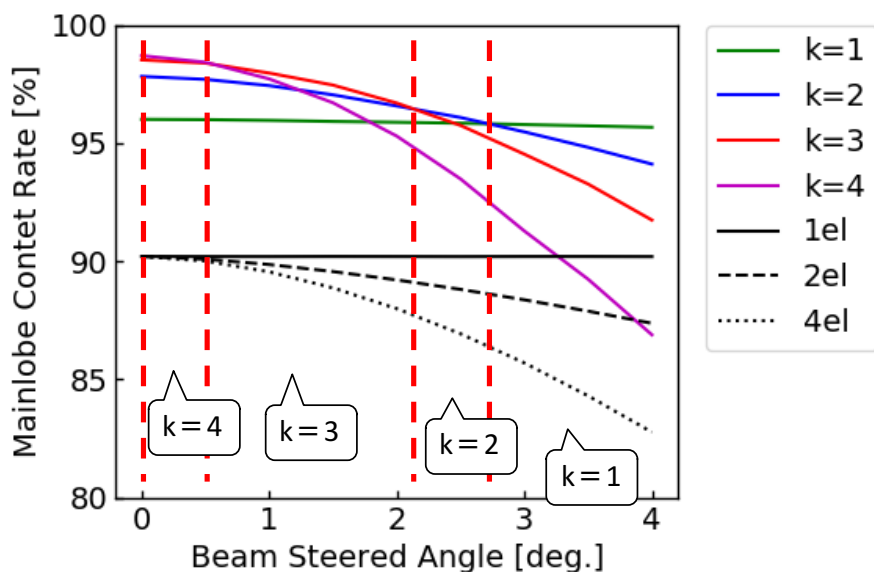


図 3-7 ビーム方向制御時のアレーアンテナ特性，サブアレー化した一様分布との比較
(1el: 非サブアレー化， 2el: 2 素子で 1 サブアレー， 4el: 4 素子で 1 サブアレー)

3.2.3 大規模アレーアンテナへの適応性

次に超大型アレーアンテナへの適用可能性について評価を行う．ここまでに示した結果はすべてアレー直径 $D = 10$ m で計算したものである．その理由としては，私が計算機 (CPU: Intel core i5 2.9GHz; RAM: 8GB) 上に Python3 を用いてソフトウェアを開発し，アレーアンテナ特性の解析を行っていたからであり，計算環境による制約である．そのため計算コストの小さな，アレー直径 $D = 10$ m にて計算を行い，提案手法の基礎的な特性解析を行った．

しかし実際の SSPS では $D = 1$ km またはそれ以上のアレー直径が要求されるため，超大型アレーアンテナの特性について論ずる必要がある．この超大型アレーアンテナは，1次元アレーであっても約 4 万のアンテナ素子数となる．私の計算機環境では，この 1 km アンテナの特性を $\pm 90^\circ$ 範囲， 0.0001° ステップで計算しようとする，1 条件あたり約 9 時間半の解析時間が必要となった．そこで，式(3.3)～(3.5)に示す近似[30]を用いて，小さなアレーアンテナの計算結果から超大型アレーアンテナの解析を行う方法を採用した．

$$AF(u) = \sum_{n=0}^{N-1} \exp(jnu) = \frac{\sin(Nu/2)}{N \sin(u/2)} \quad (3.3)$$

$$u = k_0 d (\sin\theta - \sin\theta_0) \quad (3.4)$$

$$AF(u) \approx \frac{\sin(Nu/2)}{Nu/2} \quad (3.5)$$

この近似を適用するためには，共相 (ある方向にビームを指向した時にその方向において

全アンテナ素子の位相が揃っていること)でかつ式(3.4)に示した u が十分に小さい($u \ll 1$)ことが必要である[30].

SGINE 法においてビーム方向を制御すると、指向方向におけるアンテナ各素子の位相は図 2-19 に示したように階段状になるため、同相ではない。従って、 $\theta_0 = 0$ deg の正面方向指向時のみが適用可能である。また、 u を十分に小さくするためには、 k_0 、 d または θ を小さくする必要がある。

アレー直径を $D = 1$ km とし、 $k = 2$ での素子数で一様分布アレーを生成し、 θ を ± 0.015 deg とした時の式(3.3)と式(3.5)の計算結果を図 3-8 に示す。 θ を ± 0.015 deg とすると u は ± 0.008 deg の範囲となり 1 よりも十分に小さい。また、この時の式(3.3)と式(3.5)の誤差は 10^{-9} オーダーであるため、無視可能である。

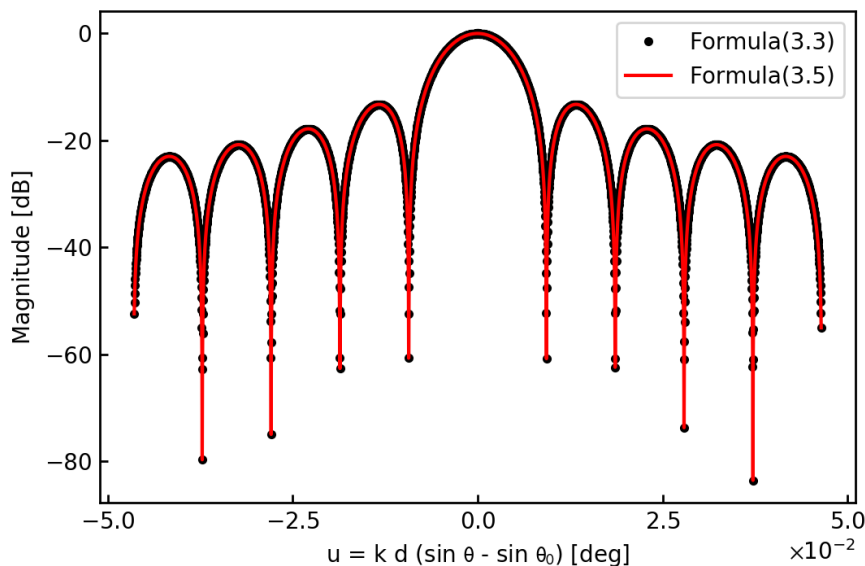


図 3-8 近似式の適用条件

従って、これらの制約を満たす条件として、 θ を ± 0.01 deg の範囲、ビーム制御方向を $\theta_0 = 0$ の正面方向指向時としてアレーファクタ計算を行なった。この条件であれば、1次元 1km のアレーアンテナにおいて、10m のアレーアンテナと同等の計算量で計算が可能である。

AF の計算条件として $k = 2$ とし、アレーアンテナ直径を $D = 10$ m, 100 m, 1000 m をそれぞれ設定した。結果を図 3-9 に示す。図 3-9 は横軸をアンテナ素子数 N と式(3.4)で定義した u の積とすることで、アレーファクタを無次元化し、直径の異なるアレーアンテナのアレーファクタを比較している。

図 3-9 より正面方向指向時には、AF はアンテナサイズによる違いはなく、よく一致している。この結果が示すのは、図 3-9 に示したアレー直径が異なる 3 つのアンテナにおいて、アレーアンテナ特性は同様の特性を有するということである。このことから、SGINE 法は

正面方向指向時であれば 1 km の超大型アンテナに対しても有効である事が確認できた。

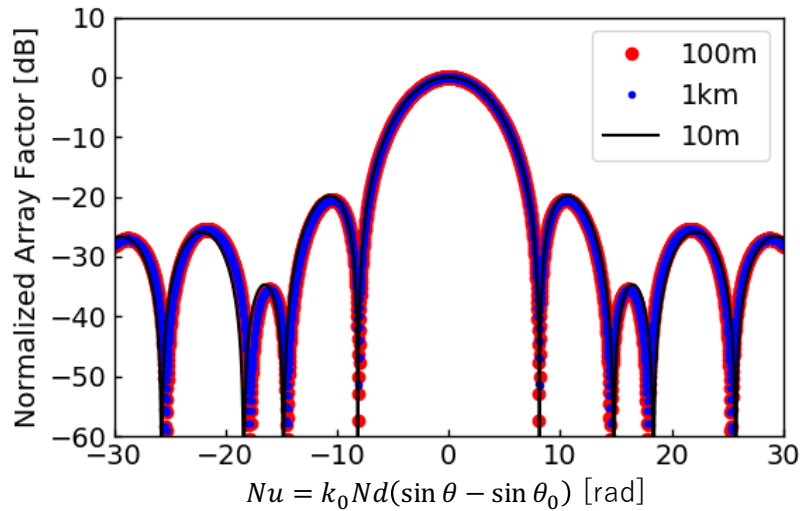


図 3-9 アンテナサイズごとのアレーファクタ比較

次に直径 1km のアレーアンテナに SGINE 法を適用する場合でも，ビーム方向制御が可能であることを検証する．直径の異なるアレーアンテナにおいて，ビーム方向を 0 deg 以外に制御した際の位相分布を比較することで，評価することとした．そのためアンテナ位置と励振位相の無次元化を行う．無次元アンテナ位置と無次元励振位相をそれぞれ X と ϕ で表し，式(3.6)と(3.7)で定義する．

$$X = \frac{x_n}{D} \quad (3.6)$$

$$\phi = \frac{\phi_n}{D} \quad (3.7)$$

この無次元アンテナ位置，無次元励振位相を用いて，図 3-10 にアレーアンテナ直径を $D = 10 \text{ m}$ ， 100 m ， 1000 m として，ビームを 5 deg 方向に制御した際の位相分布を示す．図 3-10 より $D = 10 \text{ m}$ ， 100 m ， 1000 m の等位相面は等しいことが見て分かる．

次に 5 度方向制御時の AF を比較する．ここで，式 (3.3~3.5) の近似は共相が適用条件であった．一方で，SGINE 法での位相分布は，図 2-19 に示すような階段状であり共相ではない．そのため式 (3.3~3.5) の近似は適用できない．そこで，アレーアンテナ直径 $D = 10 \text{ m}$ ， 100 m ， 1000 m の 3 種類のアレーファクタを別々に示し，それぞれの各サイドローブレベルを比較し考察する．

アレーアンテナ直径を $D = 10 \text{ m}$ ， 100 m ， 1000 m とし，設計パラメータは $k = 2$ ，ビーム方向制御方向を 5 deg とし，アレーファクタを計算した結果を図 3-11 に示す．図 3-11 は可視範囲を揃えるため，横軸中心を 5 deg とし， $D = 10 \text{ m}$ ， 100 m ， 1000 m それぞれで土

1.5 deg, ± 0.15 deg, ± 0.015 deg の範囲を表示したものである。この範囲で、メインローブと第 1~4 サイドローブまでが含まれている。

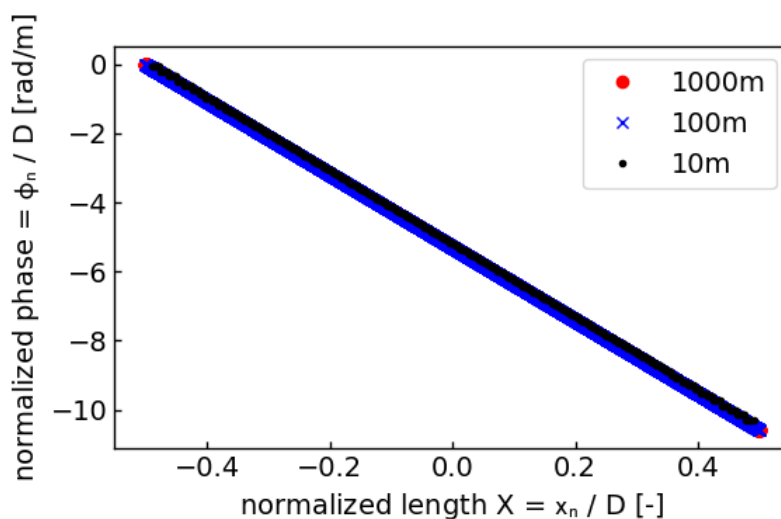
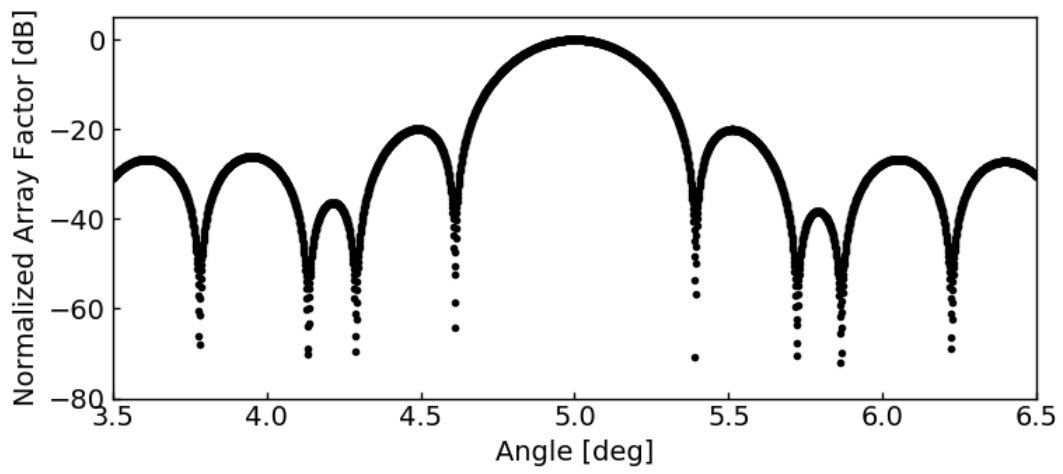


図 3-10 サイズの異なるアレーアンテナの励振位相分布 ($\theta_0 = 5$ deg)

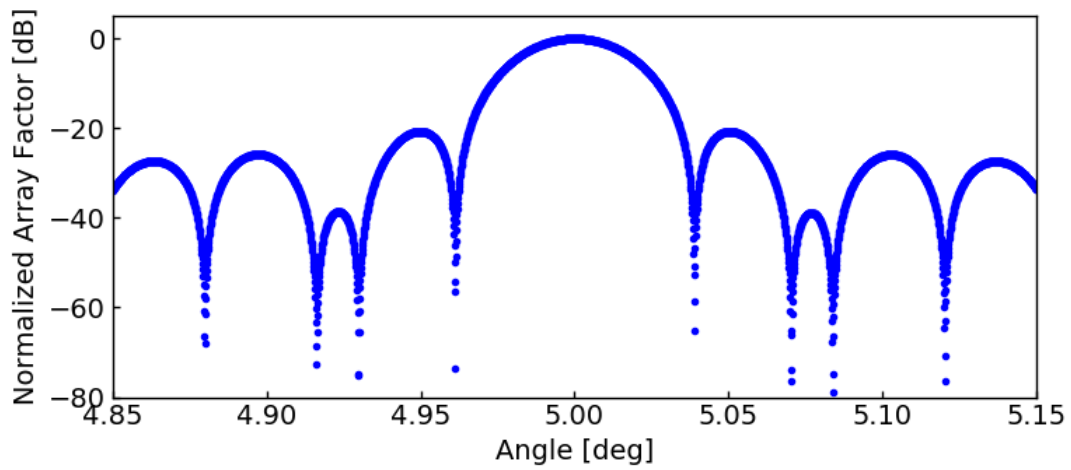
図 3-11 の第 1~4 サイドローブレベルをまとめたものを表 3-2 に示す。表 3-2 で注目すべきは、各行の 3 つの数値の差である。この差が小さいほど、図 3-11 に示したアレーファクタがよく一致しているということである。表 3-2 にて、 $D = 10$ m と $D = 1$ km のサイドローブは、左側第 2 サイドローブ (表 3-2 では「左側 2nd」表記) が -36.3dB と -38.7dB であり、表 3-2 における最大の差異である。この値を真数に戻した差異 9.95×10^{-3} % がアレー直径の違いによるアレーファクタの差となる。この誤差は表 3-1 に示した MCR の値に対して十分に小さいため無視できる。

重要なのは、アレー直径 $D = 100$ m, 1000 m のアレーアンテナのメインローブ電力含有率 (MCR) である。しかし、アレー直径 $D = 100$ m, 1000 m の MCR を求めるために必要な $\pm 90^\circ$ の AF 計算は、私の環境では計算が困難である。そこで、 $\pm 90^\circ$ の AF を計算可能でかつアレー直径 D が異なる 3 種のアレーにおいてビーム方向を 10° に制御した際の AF と MCR を比較する。このとき、 $D = 5$ m, 10 m, 15 m とし、その結果を図 3-12 に示す。

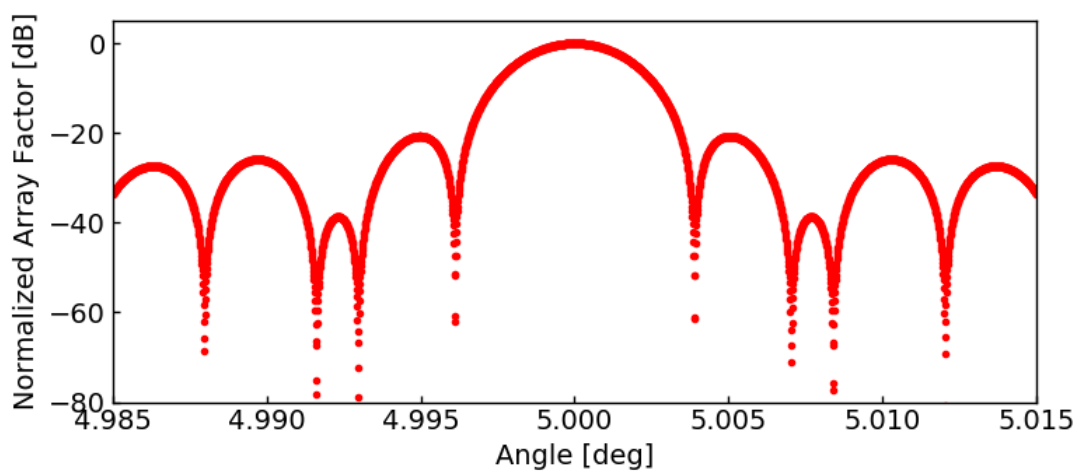
図 3-12 より、ビーム方向は 10 度方向に指向しており、ビーム方向制御機能はアレー直径が異なっても変わらない事が確認できた。また、最大サイドローブの発生角度も -55.7 deg で一致している。この時のメインローブ電力含有率 (MCR) を式(2.28)より求めた振幅誤差 RMS, 式(2.29)を用いて求めた位相誤差 RMS, 式(3.2)に $\theta_1 = \theta_{null}$ を代入して計算した MCR と共に表 3-3 に示す。また表 3-3 にはアレー直径を $D=100$ m, 1km とした時の振幅誤差 RMS, 位相誤差 RMS も一緒に示している。



a) $D = 10 \text{ m}$



b) $D = 100 \text{ m}$



c) $D = 1 \text{ km}$

図 3-11 サイズの異なるアレーアンテナのアレーファクタ($\theta_0 = 5 \text{ deg}$)

表 3-2 サイズの異なるアレーアンテナの各サイドローブレベル($\theta_0 = 5 \text{ deg}$)

サイドローブ	D=10m でのレベル	D=100m でのレベル	D=1km でのレベル
	[dB]	[dB]	[dB]
左側 4th	-26.7	-27.3	-27.4
左側 3rd	-26.1	-25.8	-25.9
左側 2nd	-36.3	-38.6	-38.7
左側 1st	-19.9	-20.7	-20.7
右側 1st	-20.1	-20.7	-20.7
右側 2nd	-38.3	-38.8	-38.7
右側 3rd	-26.7	-25.9	-25.9
右側 4th	-27.2	-27.4	-27.4

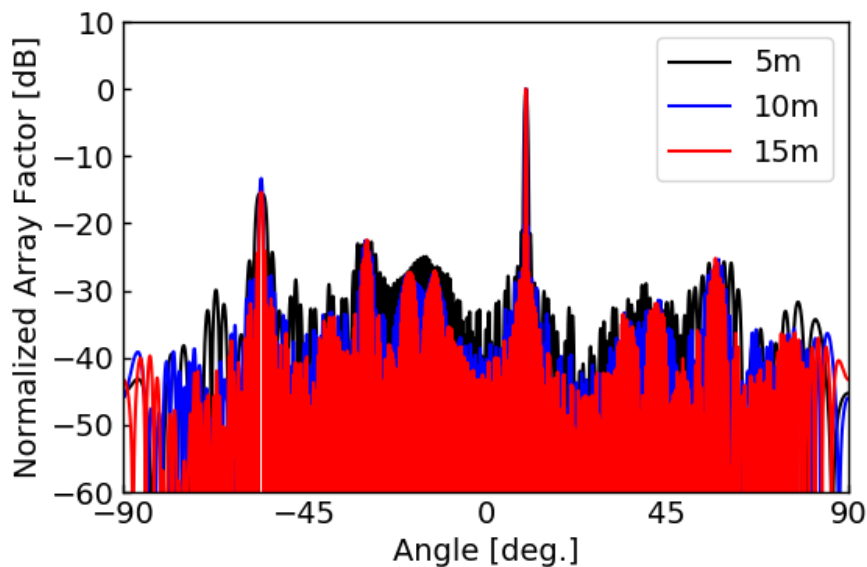


図 3-12 ビームを 10 度方向制御した時の各アンテナサイズでの AF(k=2)

表 3-3 に示す通り、アレー直径が変化してもビーム方向制御角度を $\theta_0 = 10 \text{ deg}$ 一定とした場合には、振幅誤差 RMS と位相誤差 RMS に差異はない。また直径 D=1km に対して十分小さい直径 D=5m, 10m, 15m アレーのメインローブ電力含有率 (MCR) も直径に依存した変化はほとんどない。このことから、直径の異なるアレーアンテナにおいて、振幅誤差 RMS と位相誤差 RMS に差異がなければ、MCR も同等の値を持つことが分かる。

従って、表 3-3 では計算環境を理由に未計算としている D=100m, 1km の超大規模アレーアンテナにおいても、振幅誤差 RMS と位相誤差 RMS が小さなアレーとほぼ等しいことから MCR も同等の値を持つことが予測できる。このことから、本提案手法はビーム方向制

御を伴った条件でも超大型アレーアンテナに対して有効であると考える。

表 3-3 ビームを 10 度方向制御した時の各特性

D	k	D/k	振幅誤差 rms	位相誤差 rms	MCR
[m]	N/A	N/A	[-]	[deg.]	[%]
5	2	2.5	0.15	0.84	81.8
10	2	5	0.16	0.83	81.9
15	2	7.5	0.16	0.84	81.7
100	2	50	0.16	0.83	- *
1000	2	500	0.16	0.83	- *

*AF 計算範囲が狭いため、算出不可

3.2.4 励振誤差を含んだアレーアンテナの特性解析

ここまで、理想的な振幅位相分布を持った 1 次元アレーアンテナについて放射パターン解析を行った。しかし実際に素子アンテナ、分配回路、電力増幅器、移相器から構成されるフェーズドアレーアンテナでは、各構成部において損失やバラつきが存在する。そこで、損失やバラつきを仮定し、振幅と位相に誤差を含んだアレーアンテナに対して、SGINE 法を適用した場合について考える。

振幅と位相に誤差を含んだ 1 次元アレーアンテナのアレーファクタ $AF_{err}(\theta)$ は式(3.1)を参考に式(3.8)で表せる。

$$AF_{err}(\theta) = \sum_{n=1}^N w_{n_err} \times \exp(j\phi_{n_err}) \times \exp(jk_0 x_n \sin\theta) \quad (3.8)$$

振幅位相誤差の値として、DOE/NASA の検討書[2]の pp.27 には、振幅の許容誤差が 1 dB、位相誤差 RMS が 10° と記されているため、この値を用いることとする。

実際の誤差についても RF 電力分配器を例に考えてみると、衛星通信などにも利用されている Mini-circuit 製の 2 分配器 (ZX10-2-622-S+) において、周波数 2.9GHz ~ 6.2GHz で挿入損失 0.9 ~ 1.5dB、位相不均等さ 9.0deg、振幅不均等さ 0.3dB とある。従って、振幅は $(1.5 - 0.9) + 0.3 = 0.9$ dB、位相は 9.0deg のバラつきを有していることが分かる。

上記から振幅誤差と位相誤差は過去の検討においても、実際の部品においても同等の値である事を確認したため、振幅誤差と位相誤差をそれぞれ以下のように設定し、解析を行う。

- i) 振幅誤差 w_{n_err} : 標準偏差 1/3 dB のガウス分布ランダム誤差
- ii) 位相誤差 ϕ_{n_err} : 標準偏差 10 deg. のガウス分布ランダム誤差

ここで、振幅の許容誤差を 3σ として考えたため、標準偏差 (1σ) は 1/3 dB を設定し

た。また、電力集中度やメインローブ電力含有率を計算するためにアレー直径は $D = 10 \text{ m}$ とした。

まず、ビーム方向制御を伴わない場合のアレーファクタ計算結果と電力集中度をそれぞれ図 3-13, 図 3-14 に示す。図 3-13 を見て分かる通り、メインローブ及びメインローブ付近のサイドローブは、励振誤差を含んでも大きな変化は見られない。一方で図 3-14 に示す電力集中度を見ると、励振誤差があることで 91~93%で飽和している。これは図 3-15 に示すように、メインローブから離れたサイドローブの全体的な上昇に起因する。

振幅位相誤差が無い場合と有る場合のメインローブ電力含有率をまとめて表 3-4 に示す。振幅位相にそれぞれ 1/3dB, 10deg の誤差がある場合、ない場合と比べて 5~6%低いメインローブ電力含有率となっていることが分かる。しかしながら、励振誤差のない一様分布(図 3-14 の黒線)の 90.2%よりも高いメインローブ電力含有率を持つ事は確認できた。

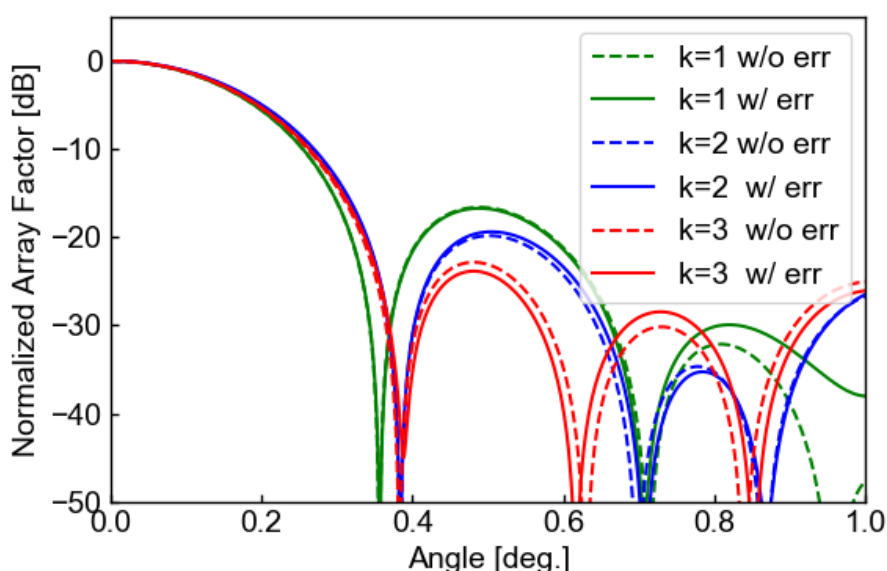


図 3-13 励振誤差を含んだ 1 次元アレーアンテナのアレーファクタ

次にビーム方向制御を行い、ビームを 0~4 deg にそれぞれ制御した際のメインローブ電力含有率を図 3-16 に示す。また、励振誤差によってビーム方向に制御誤差が生じると考えたため、その際のビーム方向制御誤差を図 3-17 に示す。これらの結果は各 1 回 AF 計算を行っただけなため、最悪または最良の条件での計算結果が得られたわけではない。

ただし図 3-16 を見ると、振幅位相誤差が有る場合でも「k が大きいほどビーム制御角度によって大きく MCR が下がっていく」という傾向は見えている。これは、励振誤差が発生するような実際のアレーアンテナにおいても、提案手法の特徴が発現しているという証である。また、振幅位相誤差を含まずサブアレー化した場合の一様分布アレーの結果(図 3-16 中の 2el, 4el)と比較すると幅広い範囲で提案分布の方が高いメインローブ電力含有率を有

していることが分かる。

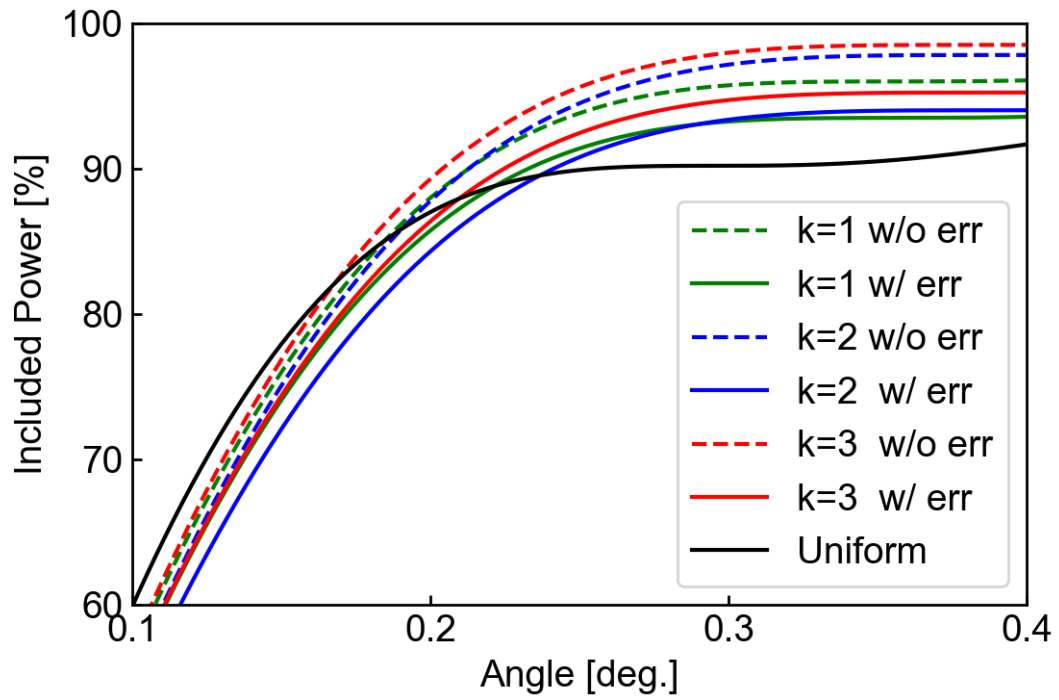


図 3-14 励振誤差を含んだ1次元アレーアンテナの電力集中度

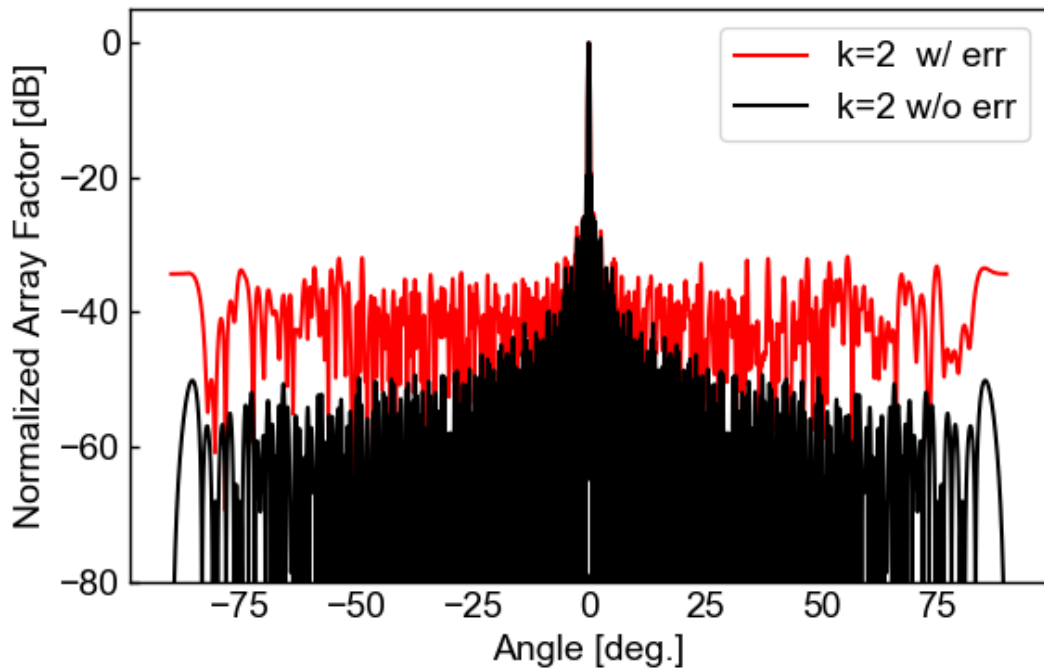


図 3-15 励振誤差有(赤)/無(黒)での1次元アレーアンテナのアレーファクタ比較 (k=2の場合)

表 3-4 励振誤差の有無でのメインローブ電力含有率

分布	メインローブ電力含有率 [%]	
	誤差なし	誤差あり
k=1	96.0	90.7
k=2	97.8	91.8
k=3	98.5	92.7
一様	90.2	N/A

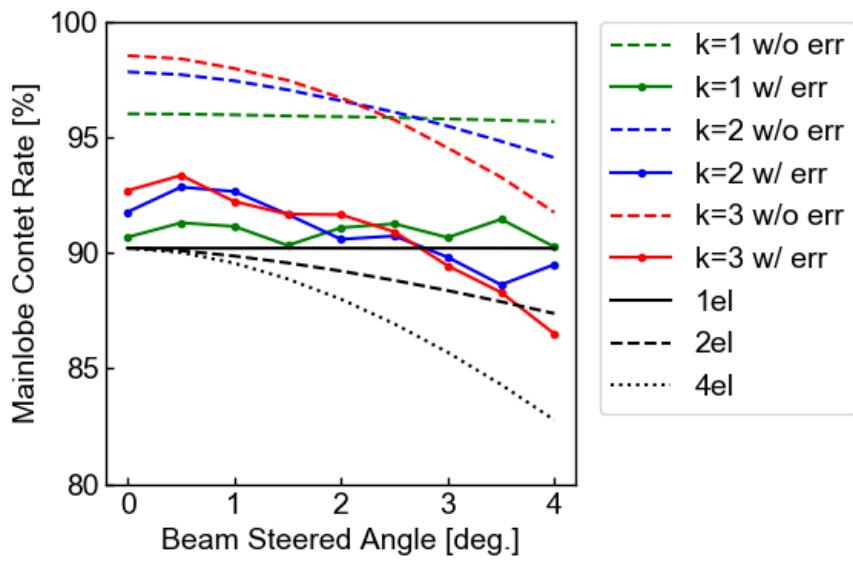


図 3-16 励振誤差を含んだ 1 次元アレーアンテナのビーム方向制御時のメインローブ電力含有率

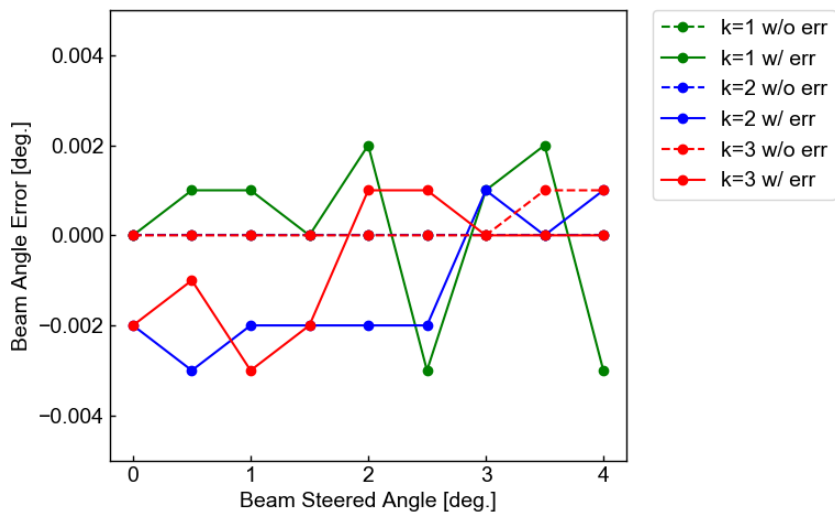


図 3-17 励振誤差を含んだ 1 次元アレーアンテナのビーム方向制御誤差

図 3-17 より、励振誤差を含んだアレーのビーム方向誤差は±0.005 deg 以内に収まっている。ここで図 3-13 のアレーファクタを見ると、メインローブは 0.7 deg 以上の太さを持っているため、ビーム方向誤差はメインローブ角度範囲の 1%以下である。

従って振幅位相にそれぞれ 1/3dB, 10deg の誤差がある場合、ない場合と比べて MCR は 4.2 ~ 6.2%低くなり、ビーム方向誤差は±0.005 deg 以下（ビーム幅の 1%以下）となる。

3.3 2次元平面アンテナ特性の推測

3.3.1 概要

ここまで計算の簡略化及び高速化のため、1次元アレーアンテナのアレーファクタ (AF) を計算し、その特性を考察した。しかし実際の SSPS では2次元の平面アレーアンテナが必要となるため、ここでは2次元アレーアンテナの特性について考える。

2次元アレーのアレーファクタ $AF(\theta, \varphi)$ は式(3.9)で求めることが出来る。

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N w_n \times \exp(j\phi_n) \times \exp(jk_0(\sin\theta(x_n \cos\varphi + y_n \sin\varphi))) \quad (3.9)$$

しかし、2次元アレーの AF 計算はアンテナサイズ D が 10m であっても表 3-5 に示すように膨大な時間がかかってしまう。そこで、まずは2次元アレーアンテナの振幅分布と位相分布を求め、その変化傾向を考えることで2次元アレーのアンテナ特性について推測を行う。

表 3-5 10m アンテナのアレーファクタ計算にかかる時間

	1次元 (実測)	2次元 (予測)
計算ステップ	0.001°	
計算範囲	±90°	±90°×±90°
アンテナ素子数	386	386×386
計算量(※1)	6.95 * 10 ⁷	4.83 * 10 ¹⁵
計算時間	10分	48万日

※1 計算量 = 素子数 × 計算範囲 / 計算ステップ

計算環境：

Machine: CPU Intel core i5 2.9GHz; RAM 8GB;

Software: macOS 10.15; Python3.6; Numpy

3.3.2 2次元平面アレーアンテナの振幅分布

k を 1,2,3,4 と設定した際の 2次元アレーアンテナの振幅分布をそれぞれ図 3-18~図

3-21 に示す。それぞれの図では、提案手法によって設計したアレー(a), 10dB ガウス分布(b), 両者の差(c)を示している。図 3-18~図 3-21 を見て分かる通り, k を大きく設定することで徐々に両者の差が小さくなっている。特に出力電力の大きな, アレー中心付近での誤差減少が顕著であり, 放射パターンの差も同様な傾向になることが予測できる。

3.3.3 2次元平面アレーアンテナの位相分布

次に k を 1,2,3,4 と設定し, ビーム制御方向として $\theta_0 = 1 \text{ deg.}$, $\phi_0 = 2 \text{ deg.}$ を設定した際の 2次元アレーアンテナの位相分布をそれぞれ図 3-22~図 3-25 に示す。それぞれの図では, 提案手法によって設計したアレー(a), 理論分布(b), 両者の差(c)を示している。図 3-22~図 3-25 の(a)を見て分かる通り, k を大きく設定することで徐々に位相分布が直線状から階段状になり, その結果として等位相面も階段状になる。これは1次元アレーアンテナと同様の傾向である。

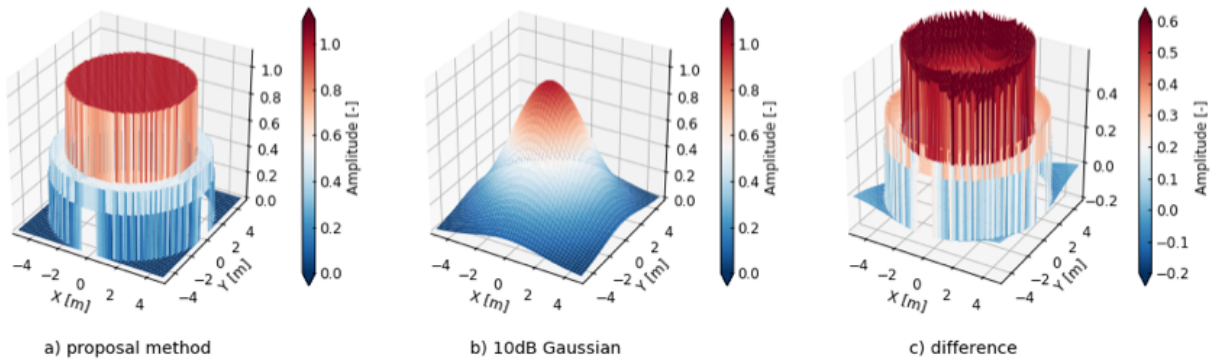


図 3-18 2次元アレーアンテナの振幅分布 ($k=1$ の場合)

a) 提案分布, b) 10dB ガウス分布, c) 両者の差

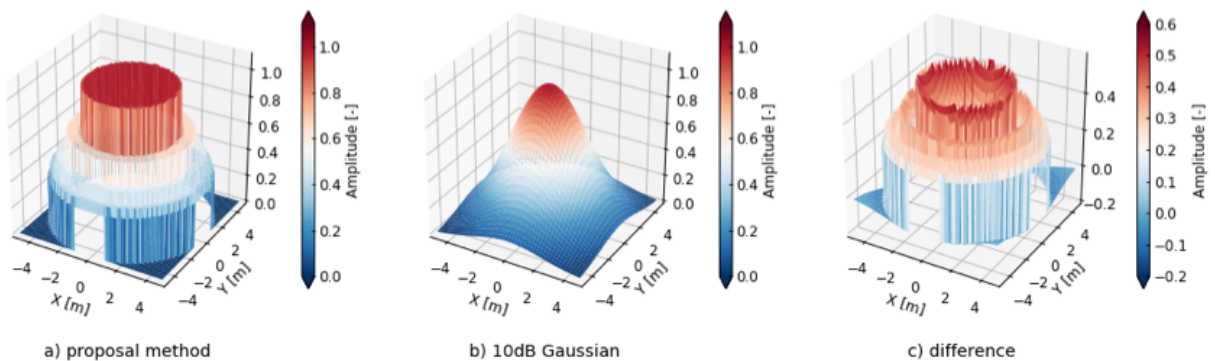


図 3-19 2次元アレーアンテナの振幅分布 ($k=2$ の場合)

a) 提案分布, b) 10dB ガウス分布, c) 両者の差

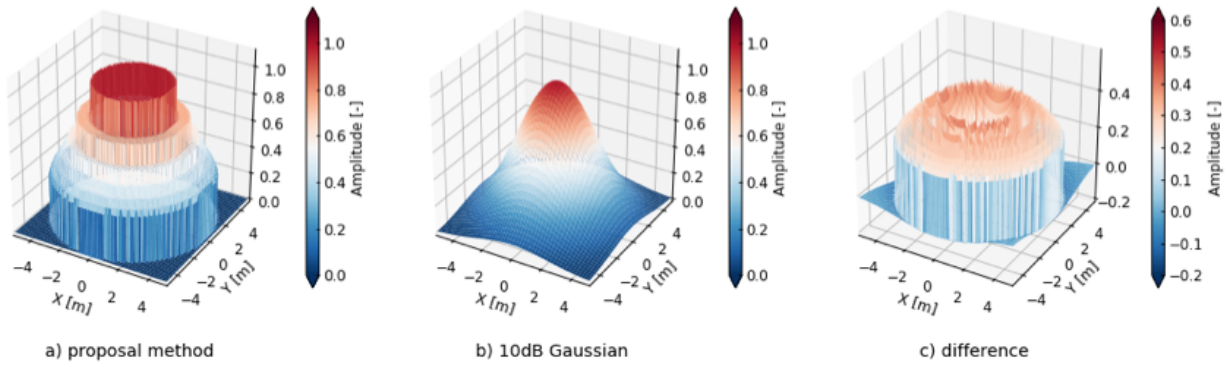


図 3-20 2次元アレーアンテナの振幅分布 (k=3 の場合)

a) 提案分布, b) 10dB ガウス分布, c) 両者の差

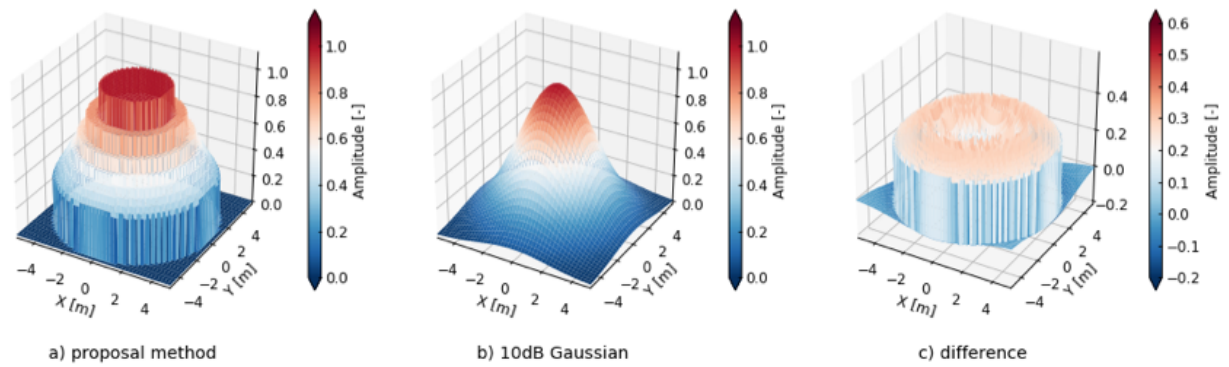


図 3-21 2次元アレーアンテナの振幅分布 (k=4 の場合)

a) 提案分布, b) 10dB ガウス分布, c) 両者の差

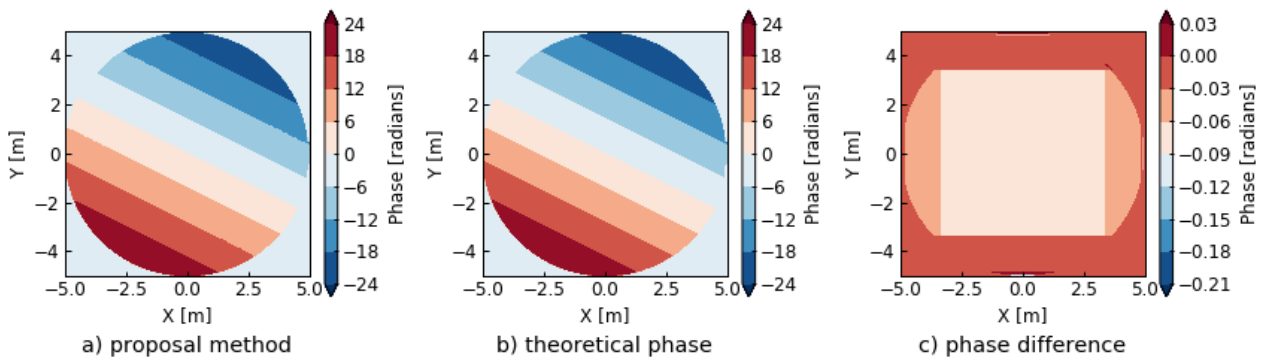


図 3-22 2次元アレーアンテナの位相分布 (k=1 の場合)

a) 提案分布, b) 理論分布, c) 両者の差

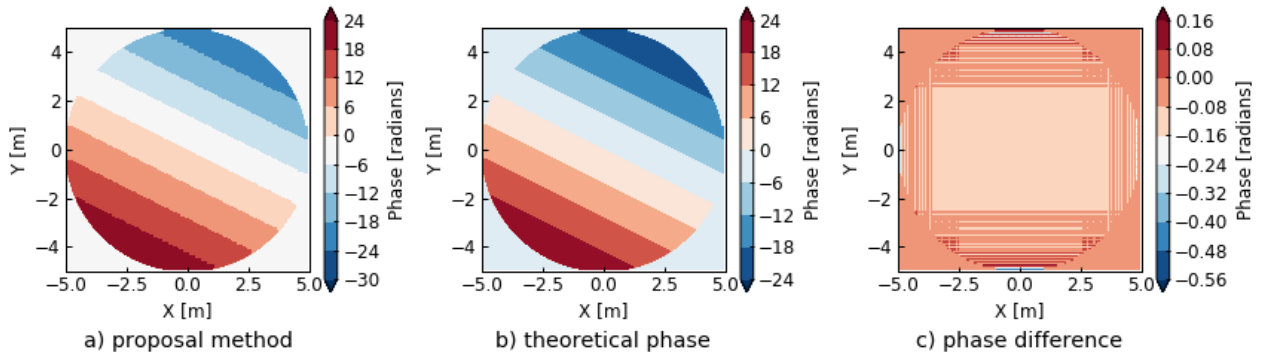


図 3-23 2次元アレーアンテナの位相分布 ($k=2$ の場合)

a) 提案分布, b) 理論分布, c) 両者の差

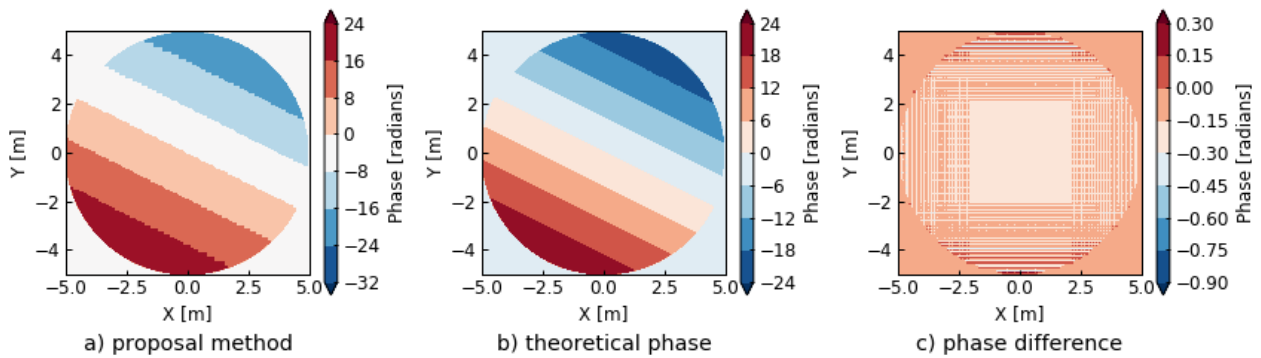


図 3-24 2次元アレーアンテナの位相分布 ($k=3$ の場合)

a) 提案分布, b) 理論分布, c) 両者の差

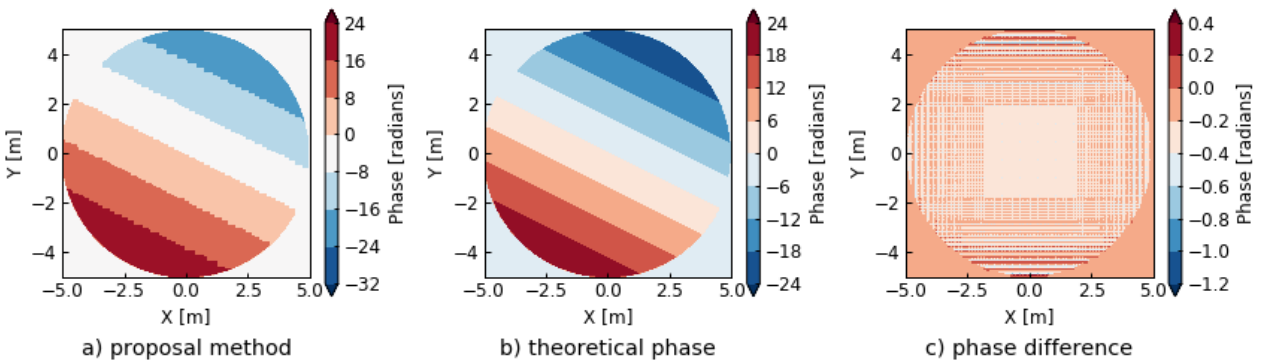


図 3-25 2次元アレーアンテナの位相分布 ($k=4$ の場合)

a) 提案分布, b) 理論分布, c) 両者の差

3.3.4 設計パラメータ k による振幅・位相分布誤差の変化

ここまでに示した振幅誤差と位相誤差の2乗平均平方根 (RMS) を表 3-6 にまとめた。3.3.2, 3.3.3 で述べたとおり, k をより大きく設定すると, 振幅分布は理想分布との誤差が小さくなり, 位相分布は誤差が大きくなる。従って, 1次元アレー同様に要求されるビーム

方向制御角度の範囲によって最適な k 値が異なる。

表 3-6 提案分布と 10dB ガウス分布の振幅誤差 RMS, 位相誤差 RMS

k 値	10dB ガウス分布との 振幅誤差 RMS[%]	$\theta_0 = 1 \text{ deg.}, \phi_0 = 2 \text{ deg.}$ とし た場合の位相誤差 RMS[rad]
1	39.4	0.077
2	29.0	0.203
3	24.3	0.311
4	22.3	0.417

3.4 考察

ここまでの理論的な検討 (第 2 章) および数値解析 (第 3 章) によって, 提案する SGINE 法によって設計されたアレーアンテナは 10dB ガウス型電力分布に近い階段状の分布を持ち, また放射特性もガウス分布と同等であることを明らかにした。また, ビーム方向制御時の特性および大規模アレーアンテナへの適用性についても解析, 検討を行った。さらに, 振幅と位相に誤差がある場合, 2次元平面アレーアンテナでの特性についても検討を行い, その特性を明らかにした。

本節では以下の事柄に対して考察を行う。

- i) 過去に提案された SSPS モデルに対し, SGINE 法を適用した場合の考察
- ii) 送電対象地域を想定し, ビーム方向制御に関する考察

3.4.1 SSPS モデルへの適用に関する考察

過去に提案された SSPS モデルの代表的なものを図 3-26 に示す。多くの SSPS モデルは, 安定的な日照が得られる静止軌道 (GEO: Geostationary Orbit) に建設することが提案されている。ここでは, アメリカのエネルギー省 (DOE: Department of Energy) と航空宇宙局 (NASA: National Aeronautics and Space Administration) が共同で提案した Reference Systems に対して, 提案手法を適用した場合について考察を行う。まず, 不要放射となるサイドローブとグレーティングローブについて考察を行い, 次に最適な k 値の提案を行うこととする。

References Systems の無線電力伝送サブシステムでは, 周波数 2.45 GHz を用い, 静止軌道上から 6.72 GW の電力を直径 1km の送電アンテナを用いて送電し, 地上では総電力として 5 GW を利用するシステムである [2]。この時の受電アンテナ中心での電力密度が 23 mW/cm² となると述べられている。また, この時のビーム方向制御範囲が ±0.1 度以内であ

るという報告[42]も有る。本研究で行った計算との多少の違いがあるため、検討の条件を以下のように設定した。

- 周波数を 2.45 GHz から 5.8 GHz に変更
- 地上での電力密度を $23 \text{ [mW/cm}^2 \text{]} \times \text{各ローブレベル [\%]}$ で計算
- アンテナサイズ無次元化（第 3 章 2 節 3 項参照）を用いて受電アンテナ中心からの距離を計算

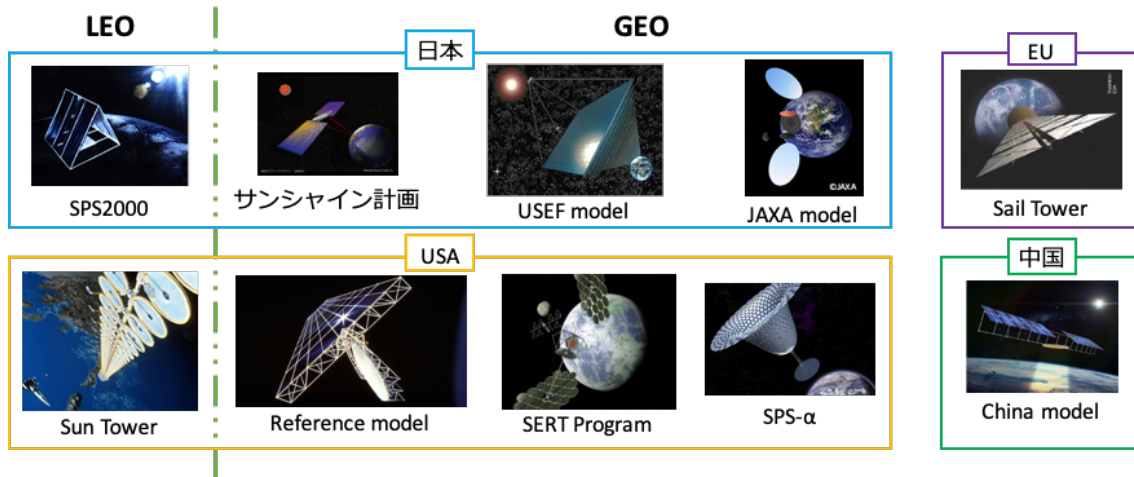


図 3-26 過去に提案された複数の SSPS モデル

まず、不要放射の中でも大きな割合を持つ第一サイドローブのレベルについて、SGINE 法と従来手法の比較を行う。第一サイドローブとは、図 3-27（図 3.1(a)の再掲）に示すようにメインローブに隣接したローブである。アンテナ径 $D=10\text{m}$ で計算した結果を用いて、DOE/NASA の References Systems で提案されている 10dB ガウス型の電力分布のサイドローブレベルとの比較を行う。

計算結果をまとめたものを表 3-7 に示す。SGINE 法におけるサイドローブが地上に作り出す電力密度は、 $k=1$ であっても一様分布の半分以下となり、不要放射の低減に効果的であることが確認できた。また $k=3$ の時には、10dB ガウス分布よりも小さい第一サイドローブとすることが出来る。これらのことから、第一サイドローブが地上に作る電力密度において、SGINE 法の有効性を確認できた。

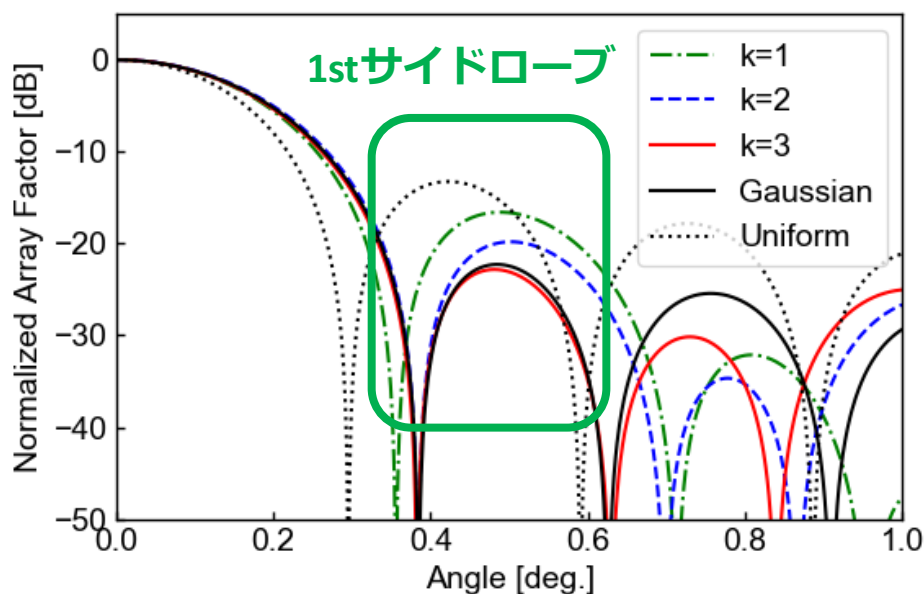


図 3-27 提案手法と従来手法での第一サイドローブレベル (図 3.1(a)再掲)

表 3-7 第一サイドローブが地上に作る電力密度とその位置

電力分布	1st サイドローブレベル [dB]	中心からの 距離 [km]	地上での電力密度 [mW/cm ²]
一様分布	-13.26	2.65	1.086
k=1	-16.60	3.07	0.503
k=2	-19.82	3.15	0.240
k=3	-22.83	3.02	0.120
ガウス分布	-22.28	3.04	0.136

次にグレーティングローブについて考察を行う。グレーティングローブとは、メインローブとは異なる方向で各アンテナからの出力位相が揃ってしまった際に発生するローブであり、一般に非発生条件は式(3.10)で表される[30].

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + \sin \theta_0} \quad (3.10)$$

ここで、 d は素子間隔、 λ は波長、 θ_0 はビーム方向である。

グレーティングローブが発生する要因には一般的に以下の3項目が考えられる。

- 素子間隔が周期的であるため、アレーファクタが一定角度でピーク値を持つ
- 素子アンテナの放射パターンが固定である

- ビーム制御範囲が大きい

SGINE 法においては、各領域でサブアレー構成素子数が異なる。従って、サブアレー間隔が一定ではなく、1 点目を潜在的に回避できる。また 2 点目においても、各領域でサブアレーの放射パターンが異なるため、問題を回避できる。

他方で 3 点目に関して、SGINE 法ではサブアレー構成が従来のアレーよりも複雑であるため、グレーティングローブ発生条件が、ビーム方向制御角度によって異なる。従って、ここでは References Systems を仮定して、ビーム方向制御を行った際のアレーファクタからグレーティングローブ特性を確認する。

References Systems でのグレーティングローブに関する記述は以下の通りである[2]。

- サブアレーは 10.4m×10.4m の固定サイズ
- ビーム方向は 0 deg に固定し、励振誤差が生じた際の検証
- メインローブから 440 km 毎の位置に生じる
- グレーティングローブレベルは環境への配慮から 0.01 mW/cm² 以下に抑える

ここでは、周波数を 5.8GHz に変更し、以下の 2 項目について検証を行う。

- i) ビーム方向は 0 deg に固定し、励振誤差が生じた際の検証
- ii) ビーム方向を 0 deg 以外に制御した時の検証

まずビーム方向を 0 deg で固定し、励振誤差が有る場合または無い場合の $k=1,2,3$ でのアレーファクタ計算結果を図 3-28 に示す。励振誤差が有ることで、全体的にサイドローブレベルが約 15dB 高くなっていることが確認できる。その結果、図 3-14 で示した励振誤差がある状態での電力集中率のように、励振誤差がない場合と比べて低い電力集中率で飽和する傾向となる。

一方で、References Systems で懸念されていたような、ある角度（または地上での距離）毎に一定間隔で生じるようなグレーティングローブがない事を確認できた。これは、サブアレーの大きさを固定していないことによる効果であると推測する。

次にビーム方向を 1,2,3 deg に制御した場合の、励振誤差が無い場合の $k = 1,2,3$ でのアレーファクタ計算結果を図 3-29 に示す。また、図 3-29 の各条件でのグレーティングローブの発生角度、レベル、地上での位置と電力密度をまとめたものを表 3-8 に示す。グレーティングローブが許容値を超えてしまう部分は赤字で示している。 $k = 1$ の場合には、ビーム方向が 3 deg 以内であれば、許容値 0.01 mW/cm² を超えることは無い事が分かった。一方で $k = 2$ または 3 の場合には、ビーム方向を 2 deg または 3 deg 制御すると、グレーティングローブが許容値を超えてしまう事も明らかとなった。

また、 k 値が 1 または 3 の場合には、1° のビーム方向制御時に、許容値 0.01 mW/cm² 以下に収まっている。従って、ビーム方向制御の角度範囲が 1° 以内であれば、メインローブ電力含有率の高い $k=3$ が最適である。

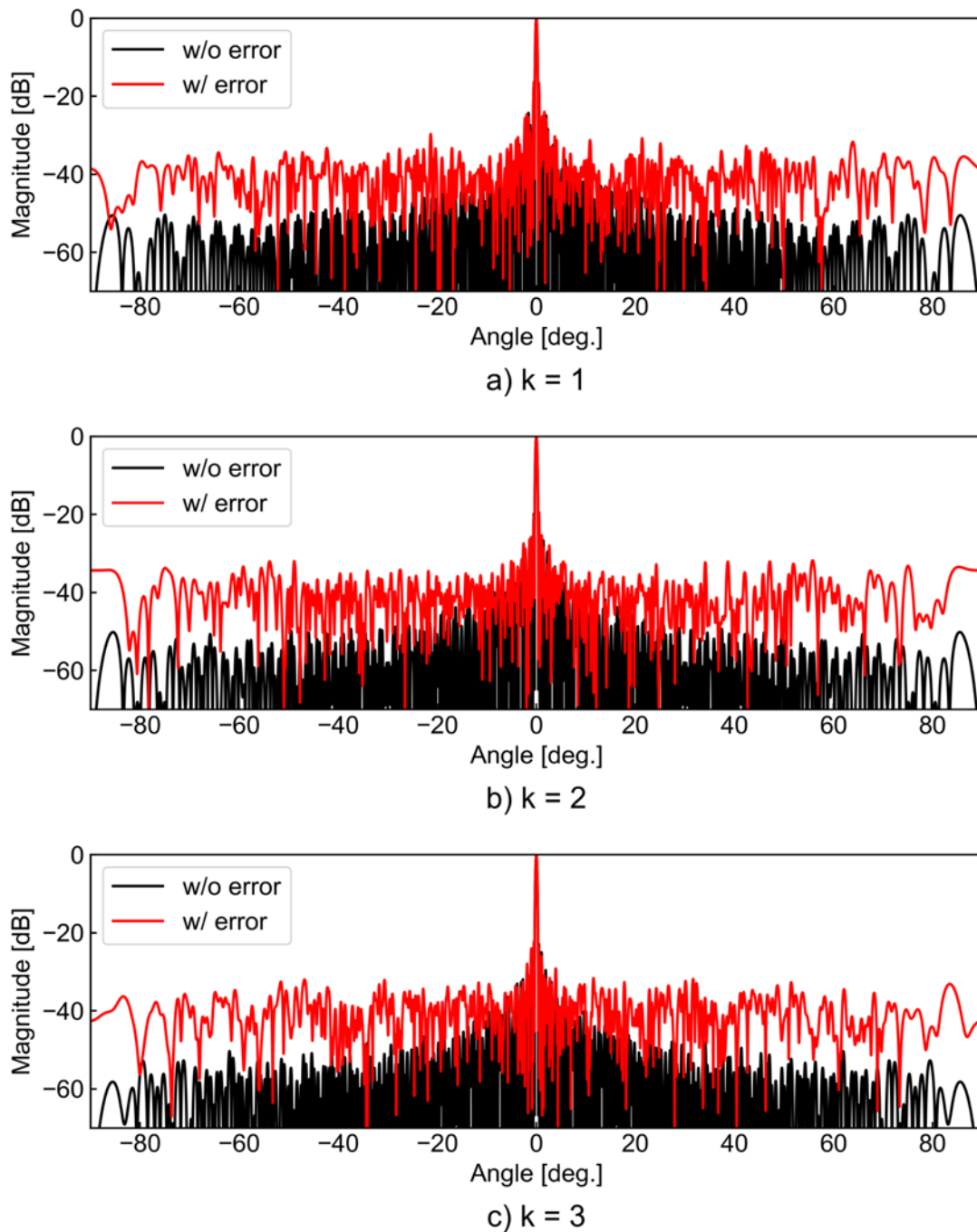


図 3-28 励振誤差有/無の広い角度範囲でのビーム方向 0° におけるアレーファクタ比較

$k=3$ の時には、第一サイドローブレベルは -22.83 dB であり、従来の 10 dB 端切りガウス分布の -22.28 dB よりも 0.55 dB 低いため、約 0.01 mW/cm² の低減ができる。また、グレーティングローブレベルはビームを大きく見積もって 1 度方向に制御したとしても -34.5 dB であるため、許容数値の 0.01 mW/cm² を下回る 0.008 mW/cm² である。

よって、 $k=3$ が最適な設計パラメータとなり、この時のメインローブ電力含有率は 98.5 %である。この 98.5 %という数値は、理想的な 10dB 端切りガウス分布の 98.7 %に対して 0.2 %だけ低い値である。

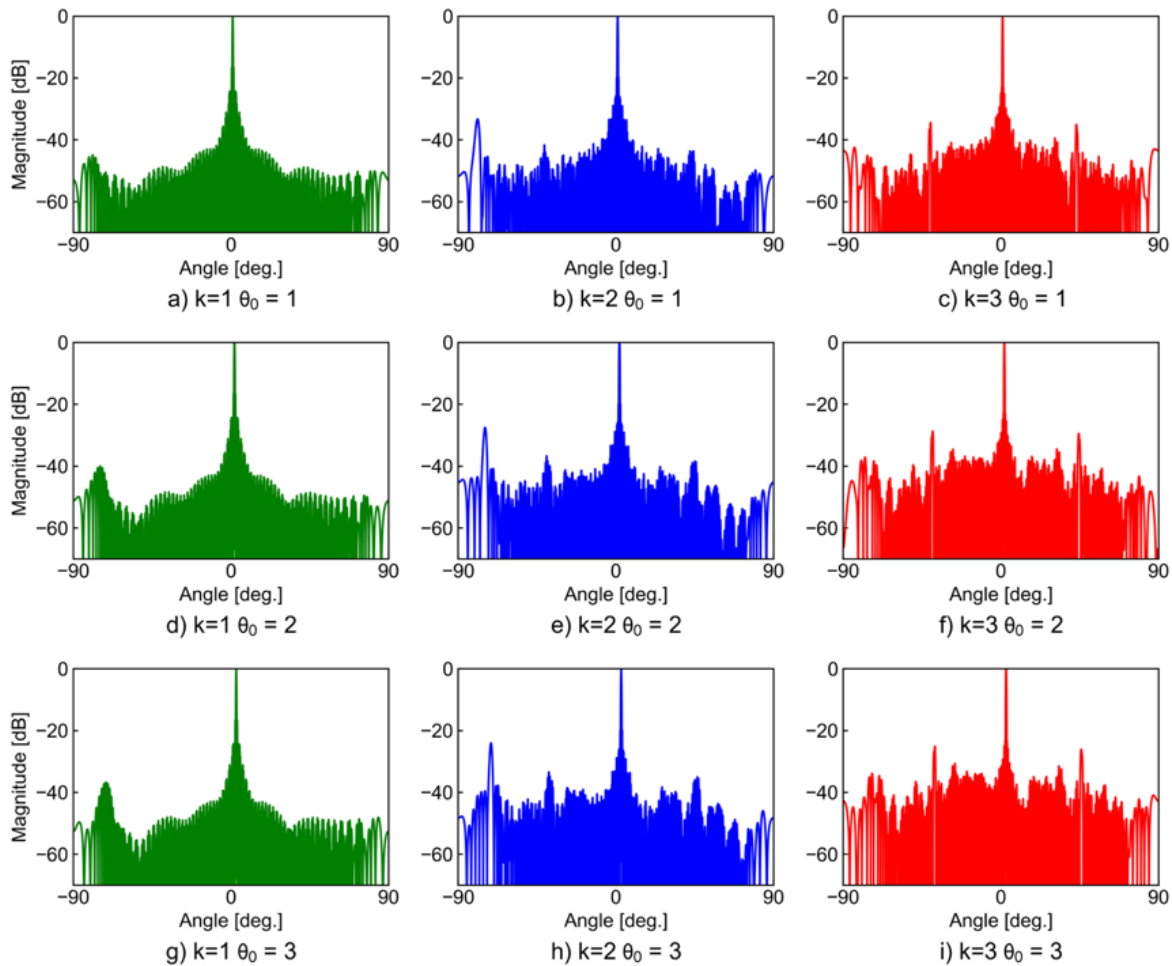


図 3-29 ビーム方向 $1,2,3^\circ$ かつ $k=1,2,3$ での広い角度範囲のアレーファクタ計算結果

3.4.2 送電対象地域の想定とビーム方向制御に関する考察

次に、受電アンテナの位置を想定した際のビーム方向制御について考察を行う。第 3 章 2 節 2 項にて、ビーム方向制御時の特性について述べたが、その際のビーム方向制御は、送電アンテナ正面からビーム方向を制御することを考えた。ここでは、送電対象地域となる受電アンテナ方向を基準方向として、ビーム方向を制御した際の特性について考察を行う。

概念図を図 3-30 に示す。静止軌道（高度 35786km）上の SSPS 送電アンテナから、東京（北緯： 35.68944° ）を想定した受電アンテナにマイクロ波送電を行うことを考える。この時、SSPS 送電アンテナは形状の変化しない一枚の板と仮定し、地心方向に垂直な姿勢で安定していると仮定する。また、地球は半径 6371km の球を仮定する。

表 3-8 励振誤差無しでのグレーティングローブが地上に作る電力密度

k 値	ビーム方向 [deg]	グレーティングローブ		地上において	
		角度 [deg]	レベル [dB]	レクテナ中心か らの距離 [km]	電力密度 [mW/cm ²]
1	0	N/A	N/A	N/A	N/A
	1	-79	-44.9	353.4	0.001
	2	-75	-40	347.7	0.002
	3	-71.3	-36.7	341.0	0.005
2	0	N/A	N/A	N/A	N/A
	1	-79	-33.3	353.4	0.011
	2	-74.6	-27.5	347.1	0.041
	3	-71.3	-24	341.0	0.092
3	0	N/A	N/A	N/A	N/A
	1	-40.2	-34.5	232.4	0.008
		43.1	-35	246.0	0.007
	2	-38.9	-28.5	226.1	0.032
		44.4	-29.4	251.9	0.026
	3	-37.7	-25.1	220.2	0.071
	45.8	-26.1	258.1	0.056	

上記の仮定の下では、図 3-30 の①に示した地心—SSPS 送電アンテナ—東京の成す角度は、約 5.74° となる。また、図 3-30 の②に示すように SSPS 送電アンテナの南北摂動を ±10° と仮定すると、その際のビーム方向制御範囲（図 3-30 の左側青矢印）は、-1.40° ~ +1.15° となる。

従って、ここでは表 3-9 に示すように、5.74° の送電方向と -1.40° ~ +1.15° の方向制御を行った際の位相分布及びアレーファクタ特性を考察する。

本項では以下の順で述べる。

- i) 想定しているアレー構成について
- ii) 第 3 章 2 節 2 項と本項での位相分布の相違
- iii) 第 3 章 2 節 2 項と本項でアレーファクタの相違

まず本手法で想定しているアレー構成は、図 3-31 に示すように 3 種類ある。それぞれで構成可能な位相分布が異なる。

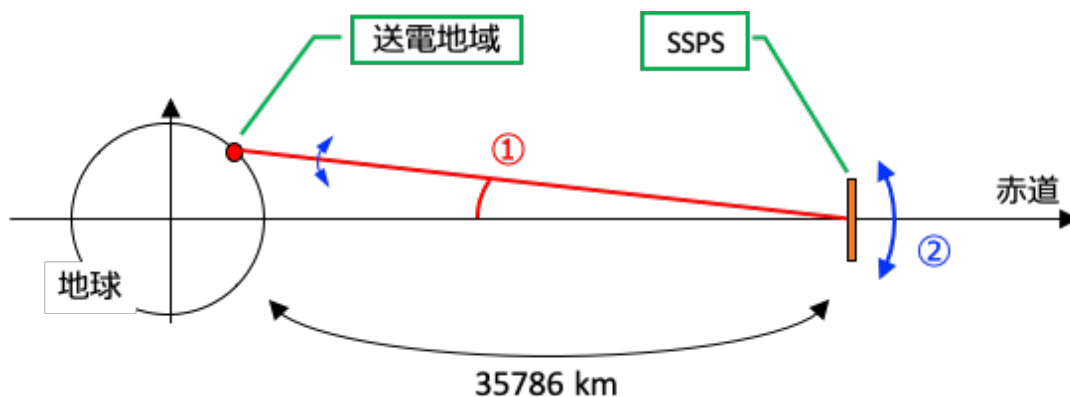


図 3-30 送電対象地域とビーム方向制御の関係

表 3-9 第 3 章 2 節 2 項と本項の想定するビーム方向制御の違い

	送電方向	制御範囲
第 3 章 2 節 2 項	0°	0~10°
本項	5.74°	-1.40~+1.15°

1 つ目に図 3-31(a)は第 3 章 2 節 2 項で想定していた一般的なサブアレー化アレーの構成である。

2 つ目に図 3-31(b)のように、サブアレー化を行う分配回路の電気長をアンテナ素子毎に変化させることで、サブアレー内の位相分布を 5.74° の送電方向に適切な形にすることが出来る。この方法では、分配回路は本手法で提案している各領域内にて単一種類で良いため、低コストでの開発が可能という優位性を維持している。また、-1.40~+1.15° の方向制御時には、アンプ前段の移相器を用いてビーム方向を制御する。

3 つ目に図 3-31(c)に示したようにアンテナ素子毎に移相器を接続する方法もある。この方法は非サブアレー化アレーを表しており、アンテナ素子の位相を個々に制御できるため、等位相面を送電方向に向けた際の位相誤差が発生しない。しかし、アンテナ素子数と同等の移相器が必要となるため、低コストでの開発は困難である。また、アンプとアンテナ間に挿入する必要があるため、低損失の移相器が必須となる。

これらの構成での位相分布を図 3-32 に示す。図 3-32 に示したとおり、図 3-31(c)の構成は位相が直線状に分布するため位相誤差はない。一方で図 3-31(b)の構成は 5.74° で等位相面を作るため、5.74+1.15° にビーム制御した際には、1.15° 方向制御の分だけ位相誤差が生じる。従って、本項では図 3-31(b)の構成について考察を行う。

第 3 章 2 節 2 項の構成と図 3-31(b)の構成でのアレーファクタを比較する。第 3 章 2 節 2 項の構成は 0+1.40° に方向制御を行った際のアレーファクタを計算し、図 3-31(b)の構

成は $5.74+1.40^\circ$ に方向制御を行った際のアレーファクタを計算した。計算したアレーファクタのメインローブ方向が 0° に合う様に角度方向をオフセットし、両者を比較できるようにした図を図 3-33, 図 3-34 に示す。図 3-33, 図 3-34 より、各サイドローブの位置は異なるが、各サイドローブの高さは等しいことが分かる。図 3-33 の結果を用いて計算したメインローブ電力含有率 (MCR) は、第 3 章 2 節 2 項の構成と図 3-31(b)の構成で、どちらも 97.6%で一致した。

このことから、MCR は受電アンテナの位置にほとんど依存せず、ビーム方向の制御範囲によってのみ影響を受けることが確認できた。従って、図 3-7 で示したビーム方向制御範囲と MCR の関係から最適な k 値を決定するという方法は依然として有効である。

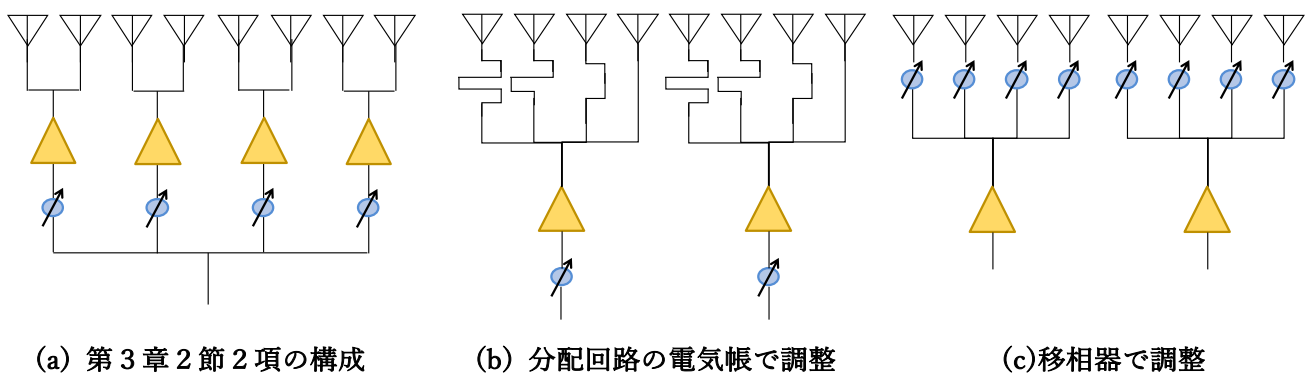


図 3-31 想定しているアレー構成

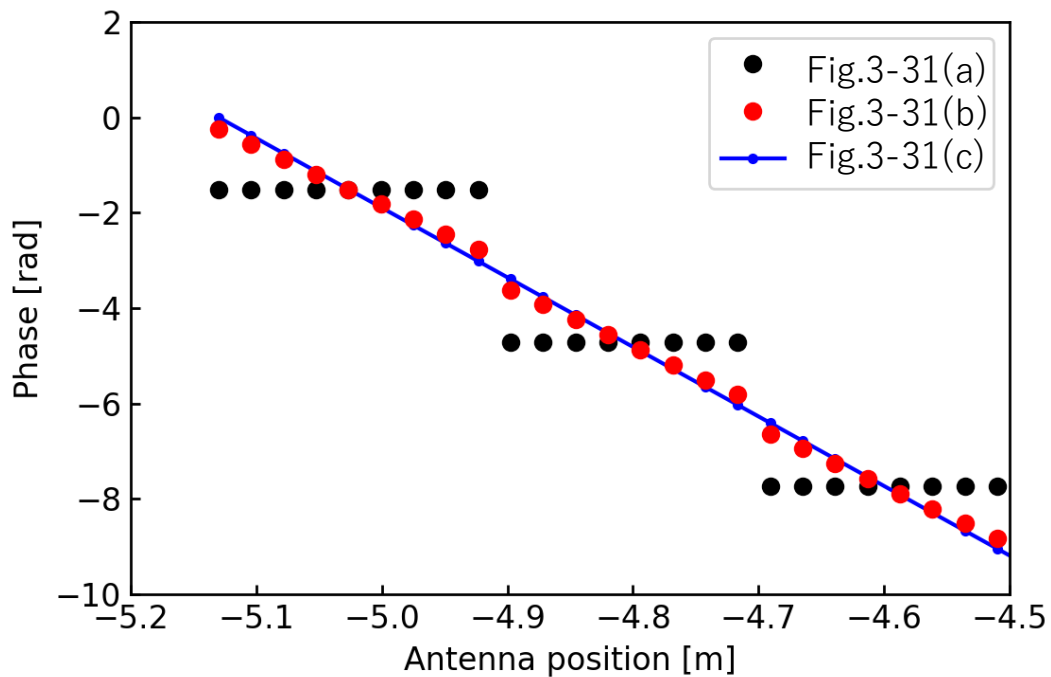


図 3-32 第 3 章 2 節 2 項の構成と図 3-31(b, c)の構成での位相分布 ($5.74+1.15^\circ$ の場合)

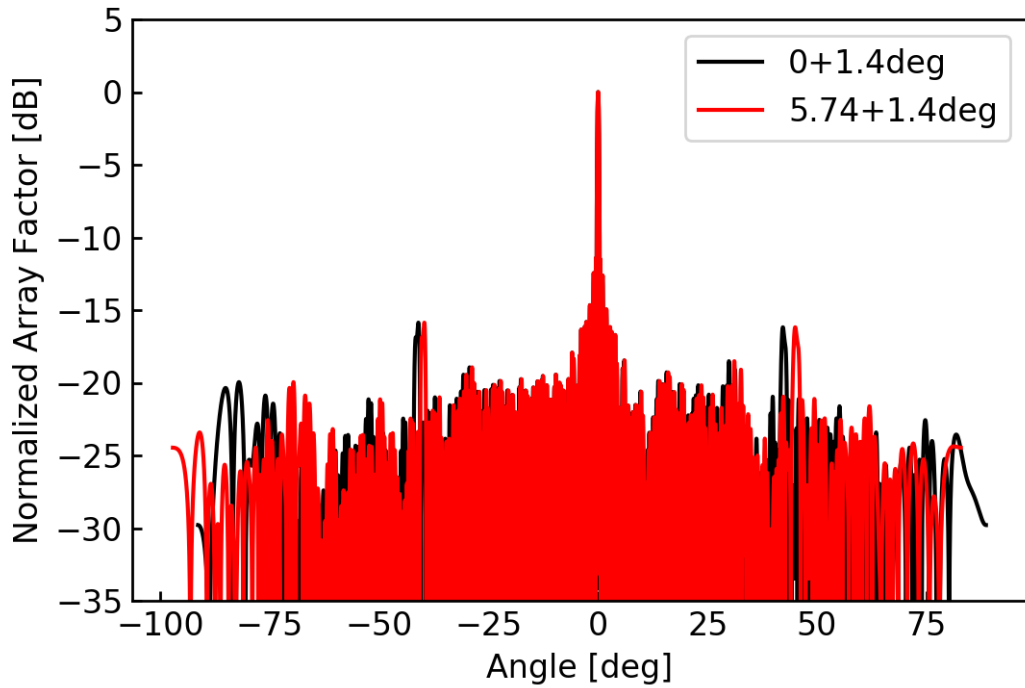


図 3-33 第 3 章 2 節 2 項の構成と図 3-31(b)の構成でのアレーファクタ比較 ($\pm 90^\circ$ 範囲)

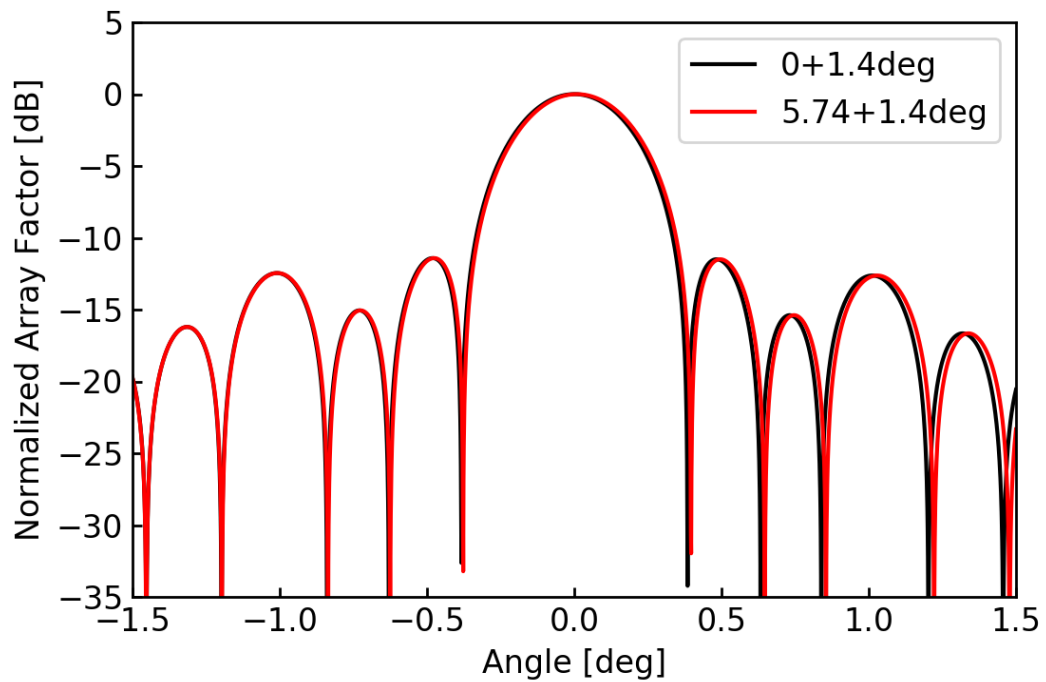


図 3-34 第 3 章 2 節 2 項の構成と図 3-31(b)の構成でのアレーファクタ比較 ($\pm 1.5^\circ$ 範囲)

次に第 3 章 2 節 2 項の構成と図 3-31(b)の構成の両方で、ビーム方向を $5.74+1.15^\circ$ に方向制御した場合について考察する。この時の位相分布は図 3-32 の黒と赤のプロットである。従って、第 3 章 2 節 2 項の構成が図 3-31(b)の構成よりも、理想的な位相との誤差が大きいため、サイドローブ上昇が大きいことが予測される。

この時のアレーファクタ計算結果を図 3-35 に示す。図 3-35 では、第 3 章 2 節 2 項の構成を黒で、図 3-31(b)の構成を赤で示している。図 3-35 を見て分かる通り、予測の通り第 3 章 2 節 2 項の構成が図 3-31(b)の構成よりサイドローブが全体的に上昇していることが確認できる。

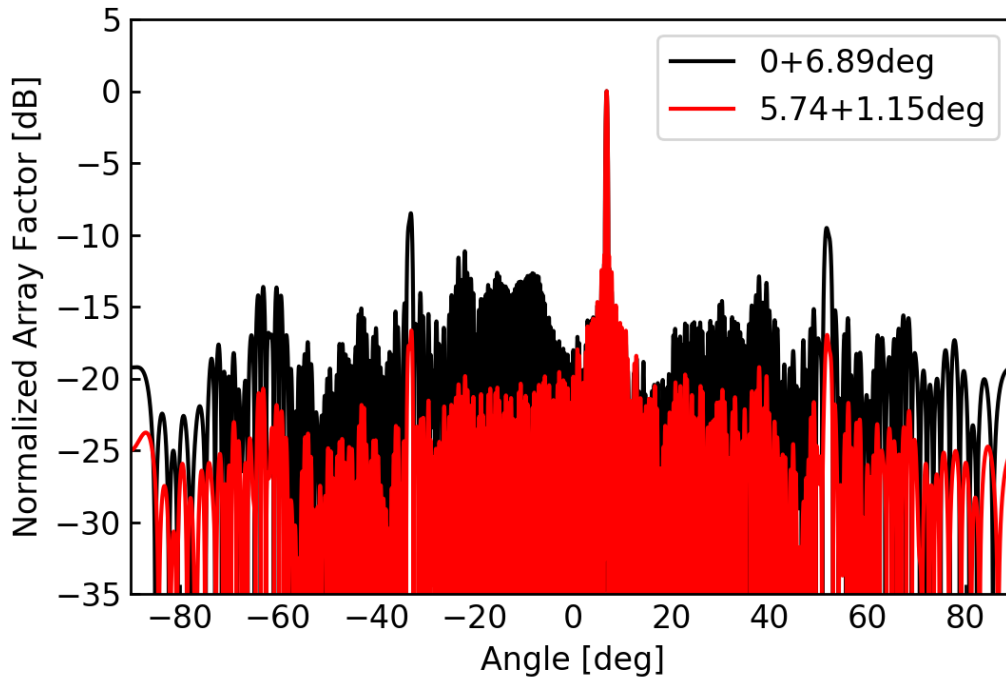


図 3-35 アレー構成の違いによるアレーファクタの違い

この時のメインローブ電力含有率 (MCR) の違いを理解するための図を図 3-36 に示す。図 3-36 は横軸を等位相面からのビーム方向制御角度、縦軸をメインローブ電力含有率 (MCR) として SGINE 法の MCR を図示したものである。図 3-36 中の①と②はそれぞれ、図 3-31(b)の構成での方向制御角度 (1.15°) と第 3 章 2 節 2 項の構成での方向制御角度 (6.89°) MCR である。この図が表しているのは、第 3 章 2 節 2 項の構成では等位相面が正面 (図 3-36 中の 0°) 方向にあるため、 6.89° の方向制御に伴い MCR が大きく低下する一方で、図 3-31(b)の構成では、等位相面 (図 3-36 中の 0°) から 1.15° の方向制御を行うため、MCR の低下は小さくて済むという事である。

ここで補足として静止軌道上における南北摂動 10° の妥当性について考察を加える。静止軌道における摂動の原因としては、以下 4 項目が挙げられる [43]。これらの合力として南北及び東西の摂動が生じる。

- i) 地球重力場の非対称性
- ii) 太陽の潮汐力
- iii) 月の潮汐力

iv) 太陽輻射圧

2004年にJAXAで検討されたモデルにおいて、南北摂動を 0.1° または 3° 許容した場合の軌道制御に必要な ΔV はそれぞれ、 924 m/s と 769 m/s とされた¹。また、東西摂動に必要な ΔV は 1.4 m/s であると示されている[43]。

従って南北摂動を 0.1° と仮定し1年間の ΔV を 50 m/s とすると、必要な軌道制御用燃料質量 m_f は、式(3.11)より17トンと求まる。

$$m_f = m_0 \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{\Delta V}{g \cdot I_{SP}}\right) \right\} \quad (3.11)$$

このとき、 m_0 はSSPSの質量10000トン、 I_{SP} は比推力3000秒を仮定した。

従って、1年当たり全質量の0.17%を燃料として消費する事となる。本研究で提案するSGINE法を用いた場合には、この割合を更に小さくできる可能性があるため、大きな燃料節約に繋がる可能性がある。

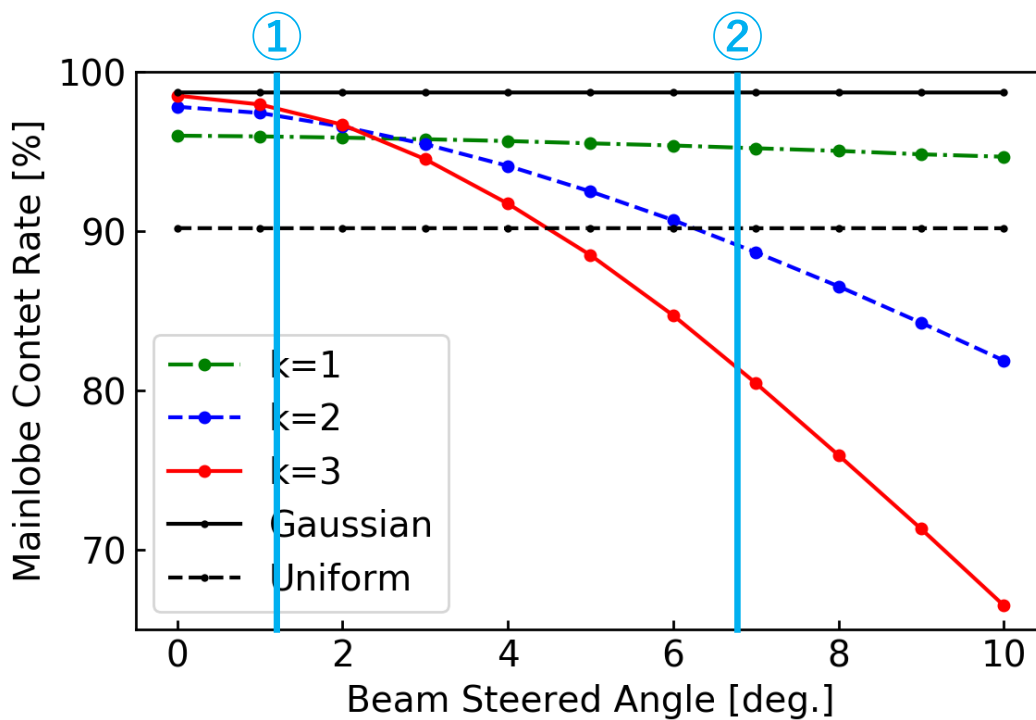


図 3-36 アレー構成の違いによるメインローブ電力含有率の違い

¹ JAXA 名誉教授 佐々木進先生からの情報提供より

第4章 実証実験による提案手法の有効性検証

4.1 実証実験の目的と概要

第3章において、理想的な条件下でのアンテナ特性をシミュレーションし、十分に本研究で提案しているアレー設計手法が有用であることを確認した。本章では、提案手法を実証するために行った実験（以下、実証実験）について述べる。実証実験では、「提案手法が分配回路において減衰や誤差のある実際のアレーアンテナにおいても、有効であることを確認する事」を目的とした。

実証実験の検証項目として、以下の3つを設定した。

- i) 実証実験用アレーアンテナの振幅位相を測定し、理論値と一致しているか
- ii) 放射パターンを測定し、メインローブ幅とサイドローブレベルが理論値と一致しているか
- iii) 位相によってメインローブ方向を制御した際、メインローブ幅とサイドローブレベルが、理論値と一致しているか

実証実験に際して行った各種測定をその目的、実施した項目、測定環境、記載項番号をまとめて表4-1に示す。以降では、実験装置および測定装置、位相調整方法を述べた後に、各測定試験について述べる。また、第4.7節では第4.8節の実験に関する予測シミュレーションについて述べる。

4.2 実験装置および測定装置

本実験ではアレーアンテナを用いたため、アレーアンテナを構成する素子アンテナ、オープンスタブを用いたインピーダンス調整回路、アレー状に設置するための治具（アレー化架台）について順に述べる。また、測定装置であるネットワークアナライザ、電波無響室、近傍界測定装置についても述べる。分配器を含む伝送線路、及びその時の振幅位相分布は各試験・実験によって異なるため、各試験・実験の節にて個々に述べる。

4.2.1 素子アンテナ

本実験で用いる素子アンテナには、アンテナ回転による位相調整という方式（4.3節にて詳述）を採用したため、その際の振幅変化を小さく抑えるために、低軸比が要求された。また、提案手法の適用性を評価するためには、各領域において2サブアレー以上必要であることがシミュレーションにおいて確認されたため、44素子の量産可能な素子アンテナが必要となった。

表 4-1 実証実験で行った各種測定とその目的

目的	実施項目	環境	記載先
設計製作した アンテナが 使えるか確認	素子アンテナの S11 測定	ネットワー クアナライ ザ	4.2 節
	素子アンテナの ・放射パターン測定 ・軸比測定	電波無響室	4.4 節
提案分布を実現できるか確認	分配回路の透過特性測定	ネットワー クアナライ ザ	4.5 節
アレー化でアンテナ特性が 劣化しないか確認	アレーの反射係数測定		
設計製作した架台で アレー化出来るか確認	アレー化治具組み立て試験		
アンテナ回転による 位相変化機能の確認	アンテナ回転時の位相測定	電波無響室	4.3 節
	2 素子アレーの 放射パターン測定		
分配回路で電力分布を 付けられることを確認	8 素子アレーの 放射パターン測定		4.6 節
実証実験の結果予測	44 素子アレーのシミュレーシ ョン	N/A	4.7 節
提案分布での特性を実証	44 素子アレーの測定 ・電力分布 ・放射パターン	近傍界 測定装置	4.8 節

そこで量産可能な構造であり、低い軸比を有するアンテナ[44]として、円形マイクロストリップアンテナを採用した。

本実験のために設計・製作した円形マイクロストリップアンテナの外観を図 4-1 に示す。アンテナ用基板には Arlon 社製 DiClad880 (誘電体厚 0.4mm) を用い、図 4-2 に示すアンテナ各部の各寸法は CST Microwave Studio を用いた電磁界解析を行った結果から決定した。

図 4-3 に試作したアンテナのインピーダンス測定時のスミスチャートを示す。周波数

5700MHz 付近においてスミスチャート上において円形の軌跡を持っていることから円偏波を有していることが推測できる。しかし、インピーダンスの実部が約 125Ω と大きいことから、インピーダンス調整回路が必要なことが明らかになった。

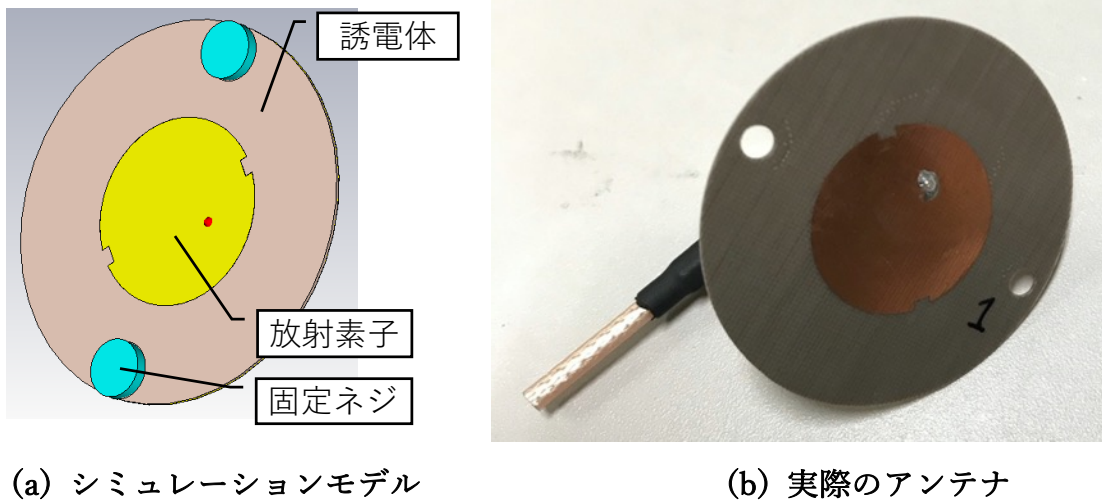


図 4-1 円形マイクロストリップアンテナの外観

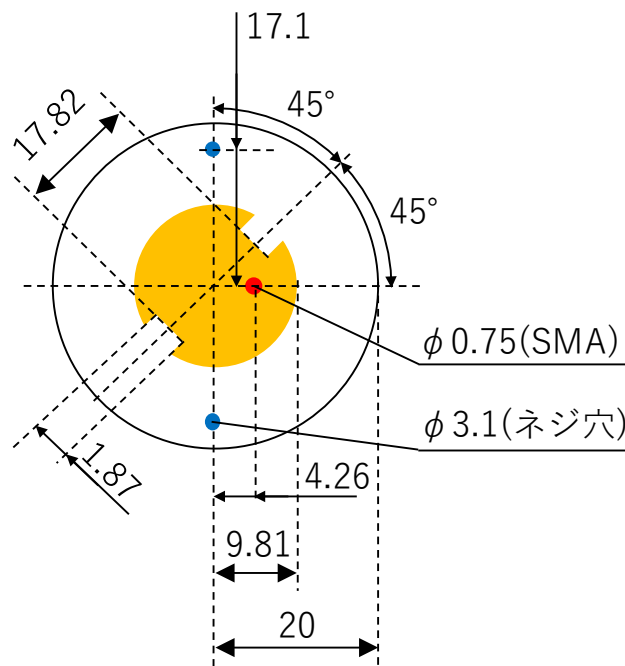


図 4-2 円形マイクロストリップアンテナの各寸法 (寸法は mm)



図 4-3 アンテナ単体（インピーダンス調整回路なし）のスミスチャート

4.2.2 インピーダンス調整回路

インピーダンス調整回路として、図 4-4 に示すようにアンテナ裏面 SMA コネクタに T 型 SMA アダプタを接続し、一方に開放型スタブ、もう一方を分配回路に接続することで分配回路から見たインピーダンスを整合した。

開放型スタブは、その物理的長さを変更することでインピーダンスを変化させることが出来る[45]。図 4-4 の構成で、開放型スタブの長さを変更しながら反射係数を測定することで、最適なスタブ長を決定した。開放型スタブは図 4-5 に示すように全長約 38mm である。この長さは、コネクタ端部から開放面までを $28.0 \pm 0.24 \text{ mm}$ で製作した際の全長である。コネクタは動作可能な構造であったため、コネクタ端部から開放面までの長さを基準とした。

インピーダンス調整回路を接続した状態でのアンテナのインピーダンス測定時のスミスチャートを図 4-6 に示す。周波数 5700MHz 付近においてスミスチャート上において円形の軌跡を持つことから円偏波特性は維持しており、なおかつインピーダンス実部を約 63Ω と小さくすることができた。このときの反射特性は図 4-7 に示すように約 -17.8dB を確保しているため、図 4-4 に示したアンテナの入力 SMA コネクタに入力された電力の約 98% が空間に放射される事となる。

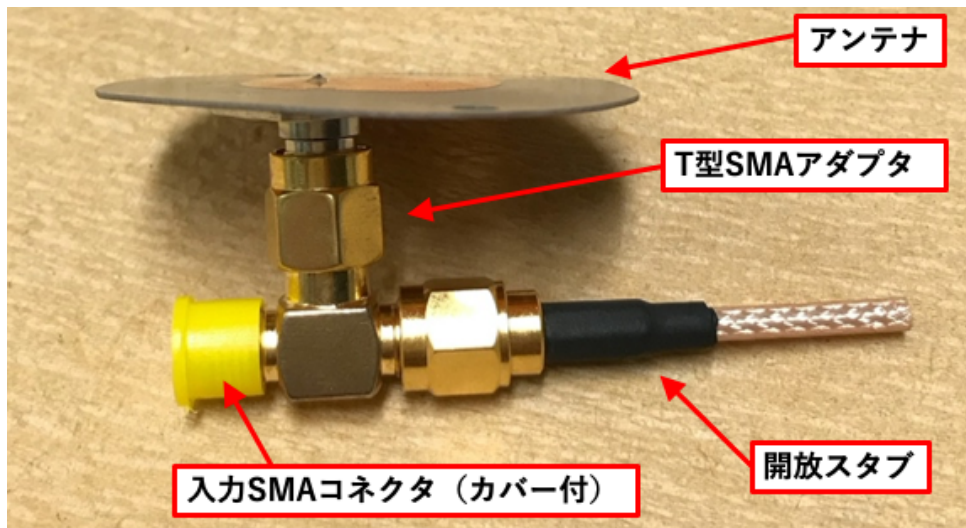


図 4-4 インピーダンス調整回路を含んだアンテナの外観

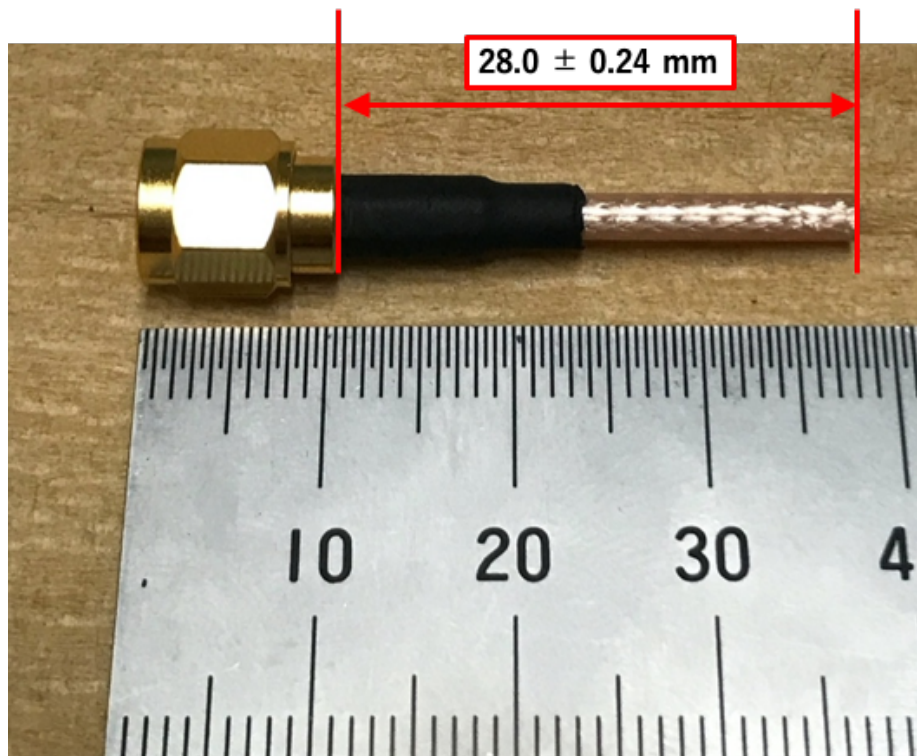


図 4-5 開放型スタブの外観

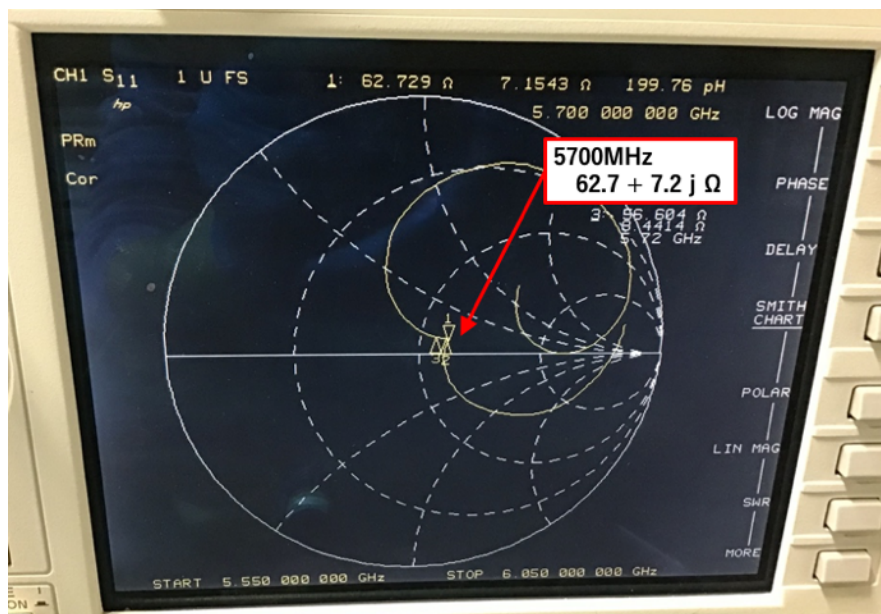


図 4-6 アンテナ単体（インピーダンス調整回路あり）のスミスチャート

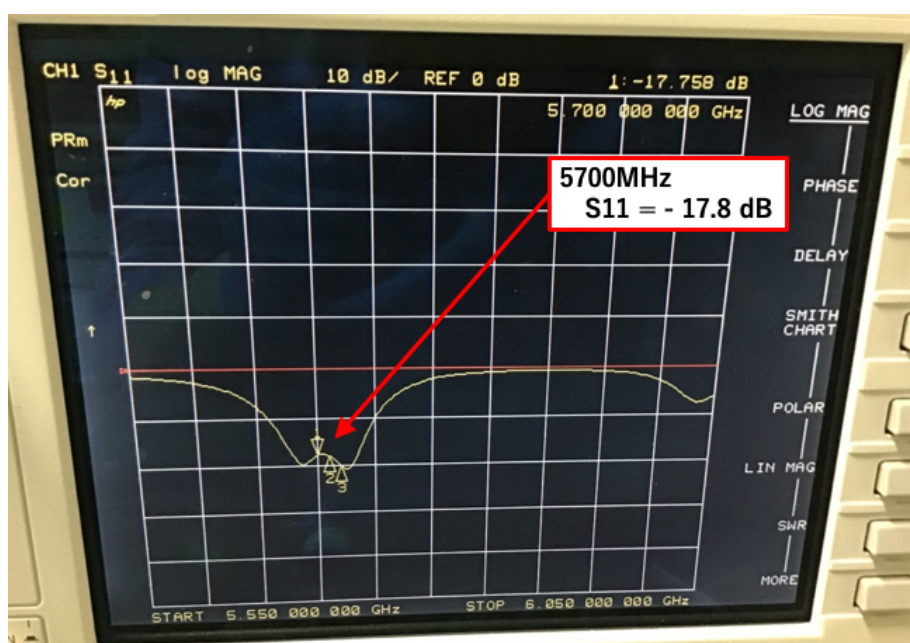


図 4-7 アンテナ単体（インピーダンス調整回路あり）の反射特性

4.2.3 アレー化治具

実証実験に必要なアレーアンテナの要求仕様として、以下の6つを設定した。

- ・ 出力電力の異なる領域3つ以上を有する
- ・ 各領域で2サブアレー以上を有する
- ・ 近傍界測定装置を用いた測定において、 $\pm 15^\circ$ の測定が可能な大きさ
- ・ 各アンテナ素子の振幅誤差 RMS が 1/3dB(8.6%)以下

- ・ 各アンテナ素子の位相誤差 RMS が 10 deg 以下
- ・ $\pm 15^\circ$ の範囲内で素子アンテナの放射パターン誤差が 1dB 以下

上記の制約のもと、約 2m の 1 次元アレーアンテナを採用し、実験設備は後述する京都大学生存圏研究所の宇宙太陽発電所実験棟 (SPSLAB) を選んだ。約 2m のアレーアンテナは実際の SSPS で検討されている 1km よりも小さいが、提案手法の実証という目的においては、この大きさが十分であると考えた。

アレーアンテナを構成するには、物理的にアレーを構成するための架台と、電氣的に接続するための分配回路が必要となる。アレーアンテナ架台には図 4-8, 図 4-9 に示すようなアルミ板に穴を開けた構造を用意し、そこに円形アンテナを嵌め込む形で設置することで実現した。このとき、アンテナ素子間隔はアンテナ個々の回転時に手指を入れる隙間を確保した上で出来るだけ小さくした結果、44mm (約 0.85 波長) とした。また全素子数は 44 素子であり、左右対称な構造とした。

アンテナ 1 素子ごとを回転可能な状態で固定するための治具として、図 4-10 に示す段付きの回転ホルダーを設計、製作した。段付きの内径がアレーアンテナ架台に空いた穴よりわずかに小さくすることで、回転と固定が可能となっている。回転ホルダーは、裏面から図 4-11 に示すように化粧ネジ 3 本を用いて固定した。アンテナの回転ホルダーへの固定には電磁波放射面ということから金属が使えず、放射素子から出来るだけ離す必要があった。そのため、ガラス繊維強化ポリアミド製のネジ頭の低いボルトを採用し、アンテナへの影響をできるだけ小さくした。

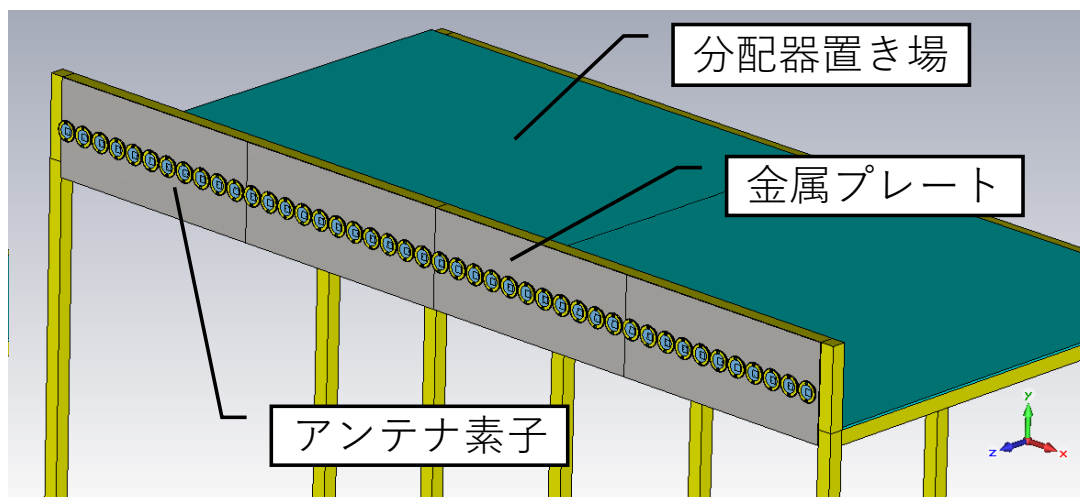


図 4-8 アレーアンテナ架台の設計モデル



図 4-9 実際のアレーアンテナ架台

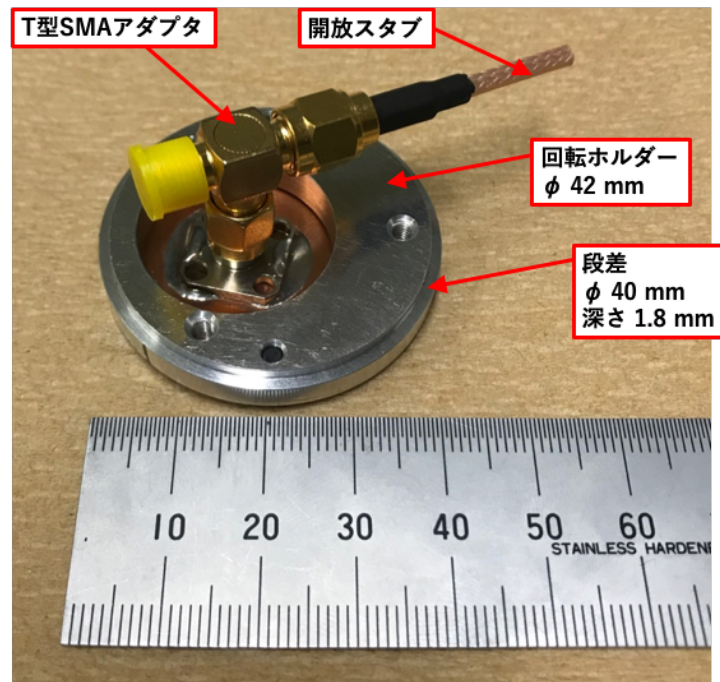


図 4-10 素子アンテナ用回転ホルダー

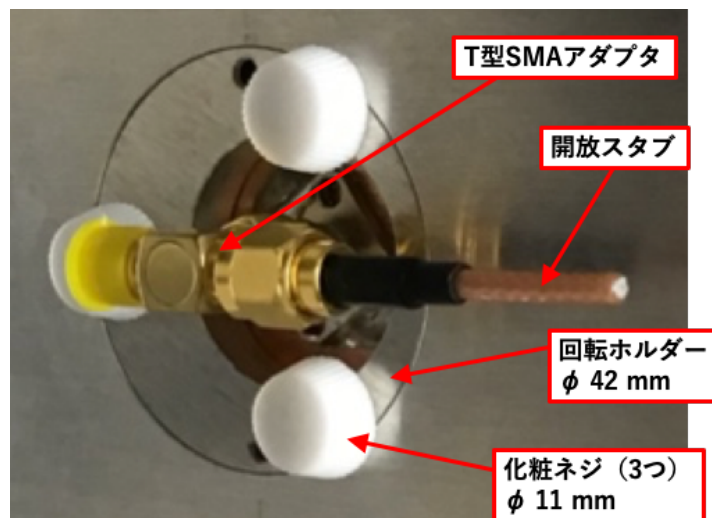


図 4-11 素子アンテナ用回転ホルダーの固定 (裏面)

4.2.4 測定装置

本研究の実証実験に際して用いた測定装置は3つあり、1つは i) ネットワークアナライザ、2つ目は ii) 遠方界放射パターン及び軸比の測定装置、3つ目は iii) 近傍電磁界の測定装置である。この節では、測定装置それぞれについて説明する。

i) ネットワークアナライザ

この装置（型番：Hewlett Packard 8722D）は、宇宙航空研究開発機構（JAXA: Japan Aerospace Exploration Agency）宇宙科学研究所の水野研実験室に設置されており、図 4-12 に示すように、2ポートで入出力が可能な形式である。

反射係数測定の際にはポート 1 のみを利用し、透過特性測定時には2つのポートを利用した。校正は付属の校正キットを用いて SOLT（Short, Open, Loss, Thru）方式で行った。

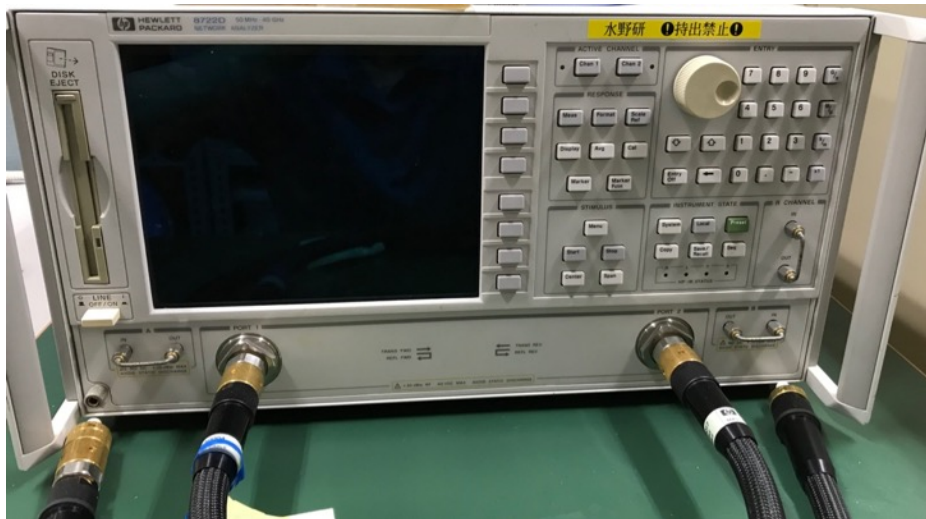


図 4-12 ネットワークアナライザの外観

ii) 遠方界放射パターン及び軸比の測定装置

この装置は JAXA 宇宙科学研究所の電波無響室に設置されており、図 4-13 に示す様に送信側が回転台上に設置、受信側が約 17.4m 離れた位置に設置されている。放射パターン測定時には回転台を回転させながら、受信電力を逐次記録する。また軸比測定時には、送受信アンテナ方向を軸とした方向に、受信アンテナを回転させながら受信電力を逐次記録する。

装置は、シグナルジェネレータ（型番：Agilent E8257D）、ネットワークアナライザ（型番：Agilent E8361C）、回転ポジショナ（型番：NSI-MI MI-53050C）で構成されている。

また、受信アンテナ回転には自動回転ステージ（型番：シグマ光機 SGSP-60YAW-0B）を用いた。

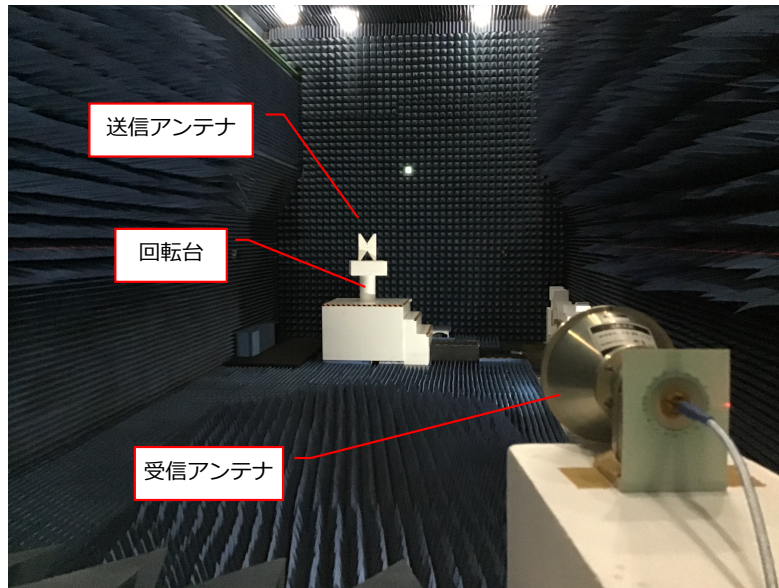


図 4-13 JAXA 宇宙科学研究所電波無響室の構成

iii) 近傍電磁界の測定装置

この装置は京都大学宇治キャンパスの生存圏研究所 SPSLAB に設置されており、約 2.4m × 2.4m の範囲を走査しながら透過減衰、位相を測定することでアンテナの近傍電磁界測定が可能である。また、測定した近傍電磁界から遠方界放射パターンを演算する機能も搭載されているため、本実証実験に適した装置である。

2m の測定対象アンテナの放射パターンを測定する際に、複数のサイドローブを含むためには、角度範囲において±15度の範囲が必要となったが、2.4m のスキャン範囲で最大で±53度範囲での測定が可能である。

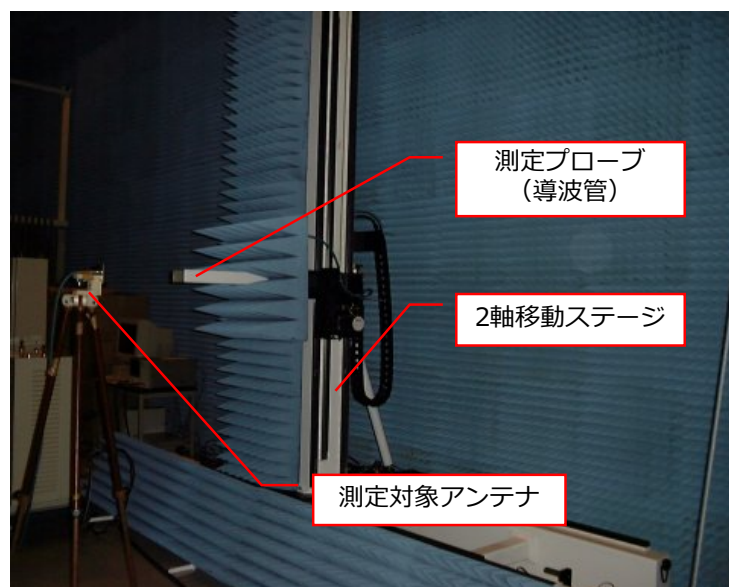


図 4-14 近傍電磁界測定装置の概観 ([46]に加筆)

装置の測定器にはネットワークアナライザ（型番：Agilent N5224B）が用いられている。また測定プローブの導波管には WR-187（周波数：3.95-5.85 GHz）を用いた。

この近傍界測定装置での測定から解析までの流れを模式的に示すと図 4-15 のようになる。まず、測定プローブが存在する平面（プローブ平面）の電磁界を測定する。次に、測定結果には測定対象アンテナとプローブの相互結合などが含まれているため、補正を行う。補正後のデータをフーリエ変換することで放射パターンを、フーリエ変換と逆変換を行うことでアンテナ面の分布を得るという流れで解析が行われる。

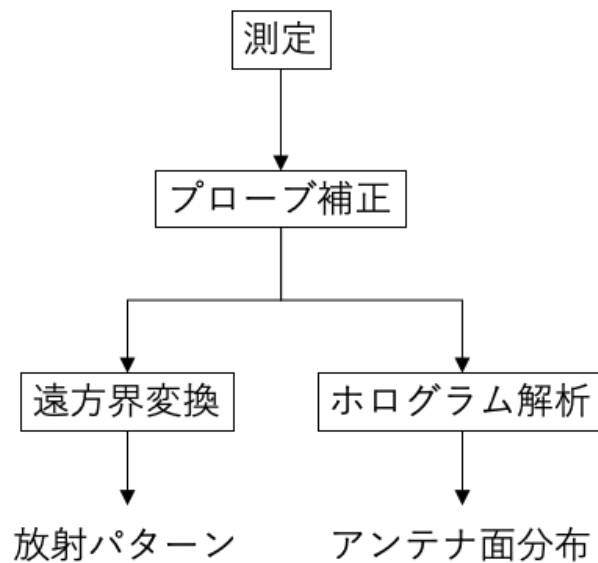


図 4-15 近傍界測定装置のデータ処理の流れ

先ず遠方界放射パターンへの変換について述べる。遠方界放射パターンへの変換で用いられる、一般的な 1 次元の離散フーリエ変換は式(4.1)で表せる。

$$W_{n'} = \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{\frac{-2j\pi nn'}{N}} \quad (4.1)$$

ここで、 w_n 、 $W_{n'}$ はそれぞれ変換前後の N 個の離散的なデータ、 n 、 n' はそれぞれ $0 \sim N$ のデータ番号である。

遠方界放射パターンへの変換では、まずプローブ補正後の測定データ（測定位置） x_n を式(4.2)に代入し角度関数に変換する。

$$nn' = \frac{x_n \sin \theta}{\lambda} \quad (4.2)$$

その後、式(4.2)を式(4.1)に代入することで、式(4.3)の形で遠方界放射パターンが求まる。

$$W_{n',\theta} = \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{\frac{-2j\pi}{\lambda N} x_n \sin \theta} \quad (4.3)$$

一方アンテナ面の振幅位相分布は、フーリエ変換と逆変換を用いることで求まる。式(4.3)で求めた遠方界放射パターン $W_{n',\theta}$ を用いて、式(4.4)よりアンテナ面分布を求める。

$$w_{n''} = \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N-1} \overline{W_{n',\theta}} e^{2j\pi \frac{x_n \sin \theta - z}{\lambda N}} \quad (4.4)$$

ここで、 $w_{n''}$ は変換後の振幅位相データであり、 n'' は変換後のデータ番号を表す。また、 $\overline{W_{n',\theta}}$ は遠方界放射パターン $W_{n',\theta}$ の複素共役を表し、 z はプローブ平面とアンテナ平面の距離である。

この時の測定から演算までの誤差について以下に述べる。各数値の有効桁数を{N}と表記する事とする。

近傍界測定において、振幅位相は{4}、位置は{6}で測定できる。また、フーリエ変換における設定値として、観測方向 θ は{4}、波長及び周波数は{4}をそれぞれ設定できる。従って、式(4.3)に各数値の桁数を表記すると、式(4.5)のようになる。

$$W_{n',\theta} = \sum_{n=0}^{N-1} \{4\} e^{\frac{-2j\pi}{\{4\}N} \{6\} \sin\{4\}} \quad (4.5)$$

総和 Σ の中は剰余算のみであるので有効桁数は4桁となる。また総和の中はすべて有効桁位が少数第3位であるため、桁落ちに注意して総和を行う事で式(4.5)の有効桁位は少数第3位となる。従って、放射パターンの有効桁位は少数第3位である。同様の計算を式(4.4)に対して行うことで、アンテナ面の振幅位相分布の有効桁位を求めると、有効桁位は少数第3位となる。

次に、実験結果からメインローブ電力含有率 MCR を求める際の誤差について述べる。実験における MCR は、測定した遠方界電界強度 $FF(\theta)$ を用いて式(4.6)より求める事ができる。

$$MCR(\theta) = \frac{\sum_{main-lobe} |FF(\theta)|^2}{\sum_{\pm\pi/6} |FF(\theta)|^2} \quad (4.6)$$

ここで分母の総和範囲は $\pm 90^\circ$ ではなく、実証実験における測定可能範囲である $\pm 30^\circ$ とした。総和範囲が $\pm 30^\circ$ の場合と $\pm 90^\circ$ の場合の差異は第4章7節にて述べる。

遠方界電界強度 $FF(\theta)$ は上述のフーリエ変換によって得られた値であるため、有効桁位は少数第3位であり、有効桁数は4桁である。総和 Σ を行う前に絶対値を取っているため、総和において桁落ちは発生せず、MCRの有効桁位は少数第3位であり、有効桁数は4桁である。

近傍界測定装置を用いた近傍電磁界測定およびフーリエ変換による放射パターン解析の測定精度を個別に出すことは非常に困難であると言われている。これは測定室の壁面反射や被測定アンテナとプローブ間の反射成分等の測定環境により誤差が異なるため、様々なエラー要因を含めて解析する必要があることに起因する。また、測定室の温度変化によっても測定誤差が異なることが過去に示されている[47]。

本研究で用いた SPSLAB に設置されている NSI 製近傍界測定装置の精度に関しては、一般にピーク利得で $\pm 0.5\text{dB}$ 、 -20dB サイドローブに対して $\pm 1\text{dB}$ 程度であると言われている。また直接、遠方界放射パターンを測定した場合と比較して、 $-30\sim -35\text{dB}$ サイドローブに対して $1\sim 2.5\text{dB}$ の誤差があるという報告もなされている[48]。

4.3 位相調整方法

実証実験でのアレーアンテナには、各アンテナ素子の位相ばらつきを補正するためや、ビーム方向を制御するために、位相を調整する機能が要求される。本節では、実証実験で採用した「円偏波アンテナの物理的回転を利用した位相調整方法」について述べる。この手法は、JAXA の水星探査機「みお」搭載の高利得アンテナ[49]における製作誤差の調整や三菱電機のアレーアンテナ[50]におけるビーム制御にも採用されている方式であったため、実績は十分であると考え、実証実験でも採用した。

本手法を採用するための条件として、最終的に行う 44 素子アレーアンテナの結果予測シミュレーションを行った。振幅及び位相に誤差を含めて計算を行ったところ、放射パターンのメインローブ幅、サイドローブレベルが理論値とよく一致するためには、下記条件が必要である事が分かった。

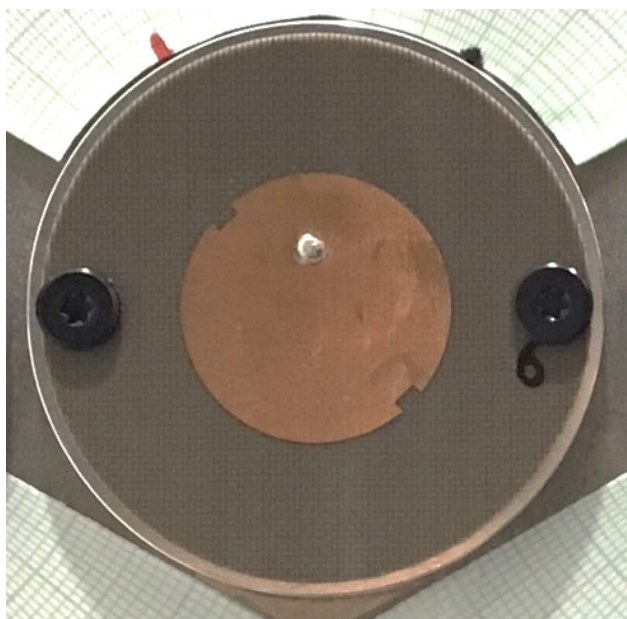
- ・ 振幅誤差 RMS : $1/3\text{dB}(8.6\%)$ 以下
- ・ 位相誤差 RMS : 10 deg 以下

本手法は、図 4-16 に示すように円偏波アンテナの取り付け角度(取り付け位相とも言う)を変えた際、放射される電磁波の電気的な位相が変化する事を利用するものである。本手法を採用するに当たり、以下の 3 項目が課題となった。以降ではそれらを順に述べる。

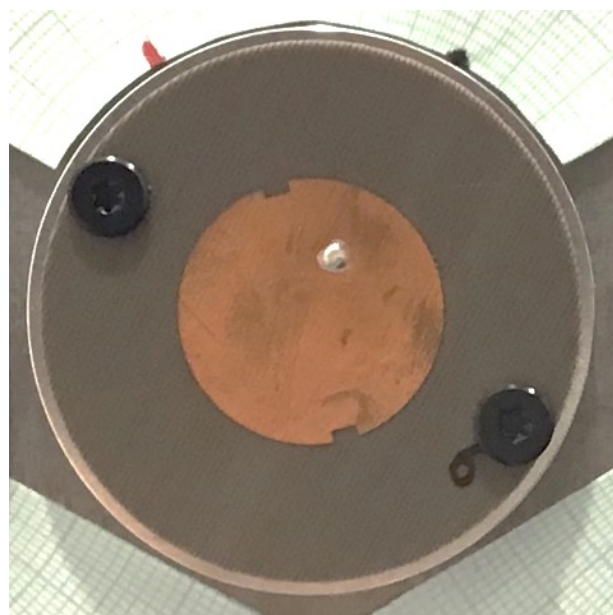
4.3.1 アンテナの回転及び設置の精度

4.3.2 アンテナ回転による位相変化の直線性

4.3.3 アンテナ回転時の利得変化



a) 取り付け角度 0°



b) 取り付け角度 45°

図 4-16 円偏波アンテナの取付角度による位相変化

4.3.1 アンテナの回転及び設置の精度

アンテナの設置，回転，及び固定は手指で行う．図 4-17 のように金属製のアレー架台に放射状の円形チャート用紙（型番：SAKAE A4-丸 2）を貼り付け， 1 deg 毎の線に合わせてアンテナを回転固定した．そのため，その精度は約 1 deg である．

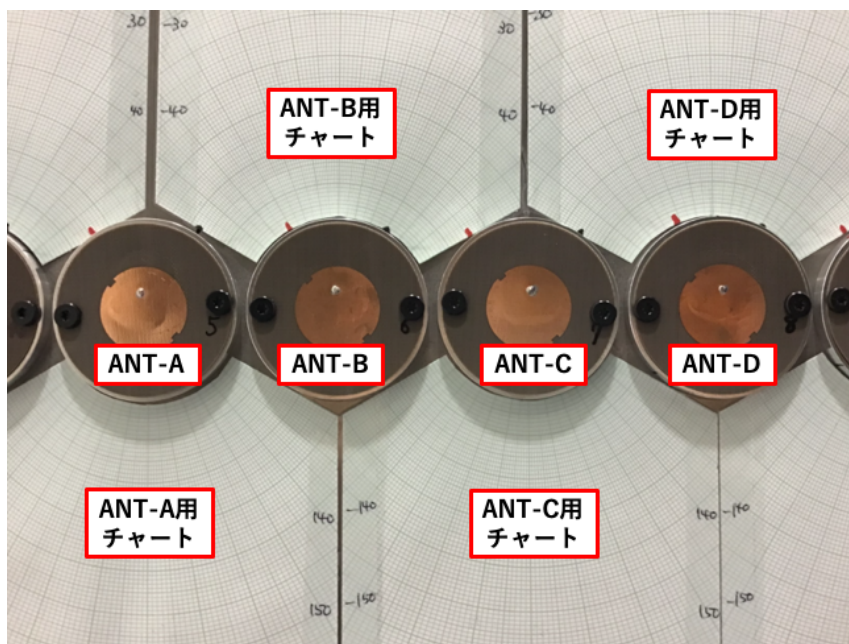


図 4-17 アレー架台に貼り付けた円形チャート用紙

4.3.2 アンテナ回転による位相変化の直線性

アンテナを回転設置した状態でも回転角度と電氣的な位相の関係が直線的でないことが予想された。そこで、ii)遠方界放射パターン及び軸比の測定装置を用いて、アンテナ回転時の位相変化を測定した。実験用アンテナを回転台の上で固定し送信側とし、受信アンテナ角度を回転させた時の位相を測定した。その結果を図 4-18 に示す。受信アンテナを 0 deg から 180 deg まで回転させた時の位相変化は約 40 deg から約 -142 deg であった。この時、理論値との誤差を位相誤差として求めたところ、-12 deg から 8 deg の 20 deg の範囲であった。

この誤差がある場合でも、アレーとした場合の全アンテナ素子の位相を測定後に、アンテナ回転を行い、再位相調整を行うことで、位相誤差を小さくすることが出来るため、問題ないとした。理由としては、アンテナの回転及び設置の精度が約 1 deg と位相誤差に対して十分に小さいためである。

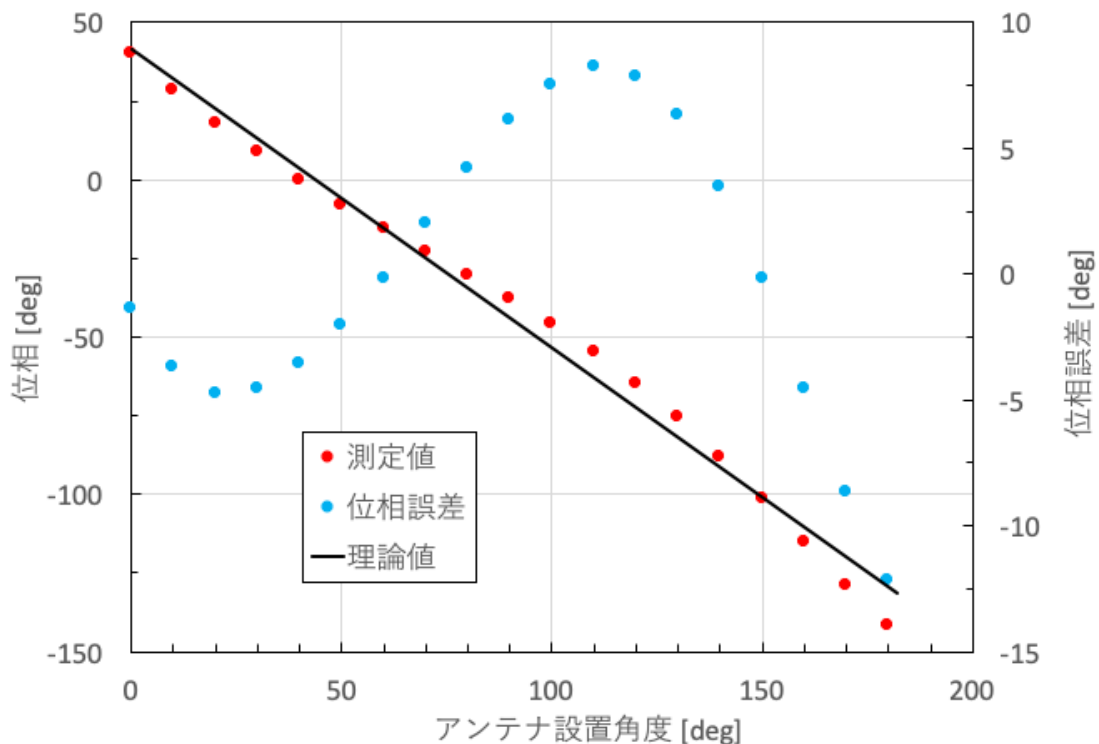


図 4-18 アンテナ設置角度と実際の電氣的位相，またその位相誤差

4.3.3 アンテナ回転時の利得変化

44 素子アレーアンテナの予測シミュレーションにおいて、素子アンテナの「円偏波特性の評価値である軸比が 1/3dB(8.6%)以下である」必要があった。そこで、ii)遠方界放射パターン及び軸比の測定装置を用いて、軸比を測定した。この時、アンテナ単体をアレー架台に

付けない状態、アレー架台に付け他のアンテナを排除した状態、アレー架台に付け他のアンテナも設置した状態、の3状態で測定を行った。結果である偏波円を図 4-19 に示し、軸比の値を表 4-2 に示す。アレー架台に設置することで偏波円が歪み、他アンテナを設置することで更に歪むことを確認した。この理由として、以下の3つが考えられる。

- i) 周辺金属での反射
- ii) 近隣アンテナとの相互結合、カップリング
- iii) アレー架台の縦横比がことなる

まず i) は、アンテナから放射された電磁波のうち、偏波面の違いによって、アレー架台と回転ホルダーで反射される成分が異なる事が考えられる[51]。

次に ii) は、アンテナ素子同士が1波長以下の距離で並んでいることに起因する。あるアンテナが励振した際に、それに隣接するアンテナにも位相が遅れた状態で励起されることをシミュレーション上で確認した。さらに、その隣接アンテナで励起された電磁波が再放射することで、最終的にはアンテナ1素子のみに給電しても、放射電磁波は複数アンテナ素子の合成電磁波として扱わなければならない。

最後に iii) は、アレー架台のサイズが横2mに対して、縦0.2mである事により、反射する偏波成分が異なることが考えられる。

これらが複合的に影響し合った結果、図 4-19 の測定結果となったと考えている。図 4-19 での横方向成分の偏波は周囲状況によって殆ど変化していないことから、影響をあまり受けていないことが分かる。対して図 4-19 の縦方向成分の偏波は、周囲状況によって約3dB変化している。

結果として、実際のアレーアンテナの状態（アレー架台有り、他アンテナ有り）では、軸比が4.9dBとなり、直線偏波で測定することが適さないことが判明した。そのため実証実験では、円偏波による測定を行うこととした。円偏波の測定には、垂直及び水平の2偏波で振幅位相分布や放射パターンを測定し、式(4.7)を用いて円偏波での値に合成する方法を採用した。

$$E_{circ.} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2} \quad (4.7)$$

$E_{circ.}$: 円偏波での電界強度

E_1, E_2 : 直交する2偏波の電界強度

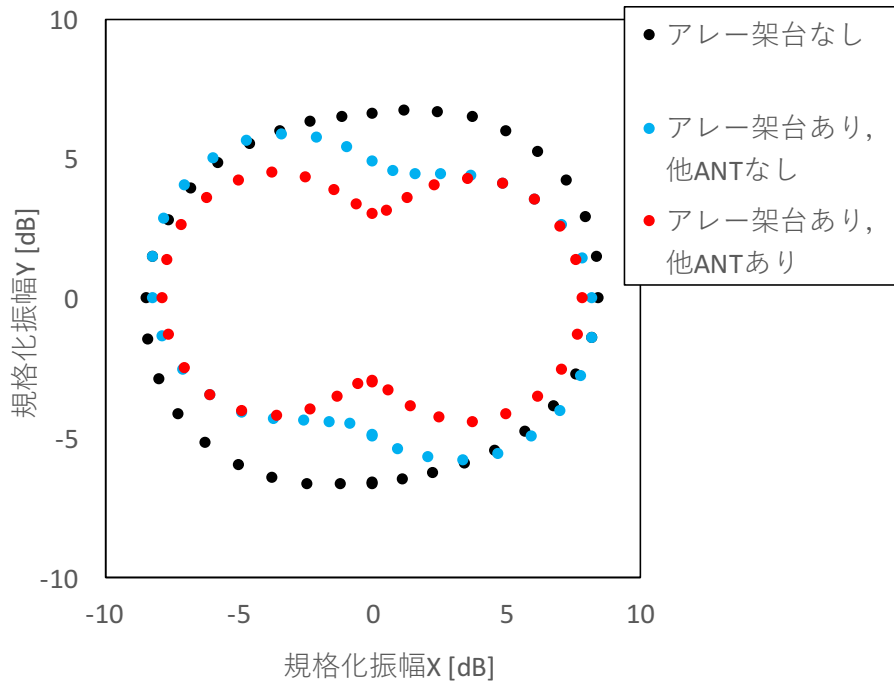


図 4-19 素子アンテナ単体の軸比（偏波円）

表 4-2 実験で確認した素子アンテナ単体の軸比

条件	軸比 [dB]
アレー架台なし	1.9
アレー架台あり，他 ANT なし	3.7
アレー架台あり，他 ANT あり	4.9

4.3.4 まとめ

従って，アンテナ回転による位相調整方法を採用するための条件であった下記 2 条件に対して，

- i) 振幅誤差 RMS が 1/3dB(8.6%)以下
- ii) 位相誤差 RMS が 10 deg 以下

円偏波での測定と高精度のアンテナ回転設置を行うことで，本手法を採用するに妥当であると判断した。

4.4 アンテナ素子単体の特性測定

本測定試験は「44 素子アレーの測定範囲 ($\pm 15^\circ$) における，素子アンテナ単体の放射パターンの振幅誤差を測定が 1dB 以下の誤差で一致する」ことを確認するために行った。

この評価基準は、第 4 章 7 節で述べる 44 素子アレーアンテナの放射パターン解析において、アンテナの振幅誤差を標準偏差 3σ で 1dB 以内に収める事で達成できる条件である。

アンテナ単体をアレー架台に付けない状態、アレー架台に付け他のアンテナを排除した状態、アレー架台に付け他のアンテナも設置した状態、の 3 状態で遠方界放射パターン及び軸比の測定装置を用いて放射パターン測定を行った。結果を図 4-20, 図 4-21, 図 4-22 に示す。図 4-20 に示した、アレー架台に付けない状態では設計と実際のアンテナはとても良く一致しており良好な設計ができた。図 4-21, 図 4-22 に示したように、アレー架台に設置した状態でも他アンテナの有無に関わらず、44 素子アレーを構成した際に測定範囲となる ± 15 度の範囲において約 0.6dB (13%) の誤差で一致する結果となった。製作したアンテナは設計仕様に十分近く、誤差 1dB 未満の条件を満足していることが確認された。

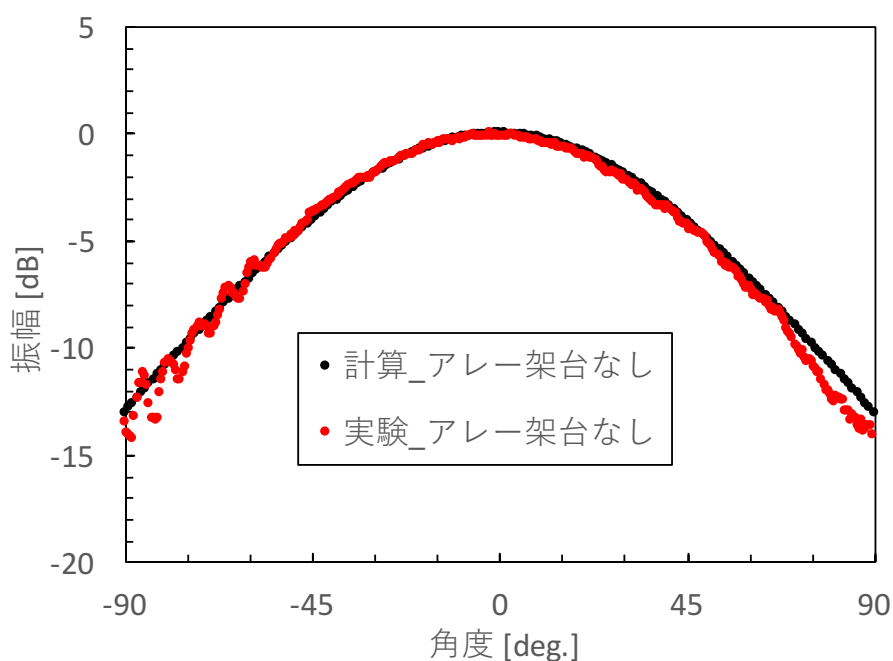


図 4-20 素子アンテナ単体（アレー架台なし）の放射パターン

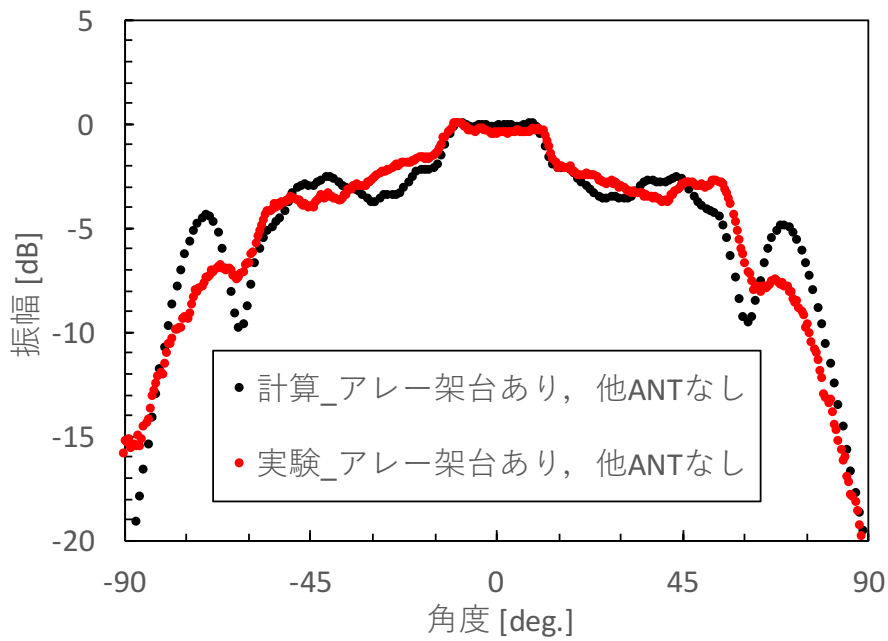


図 4-21 素子アンテナ単体（アレー架台あり，他アンテナなし）の放射パターン

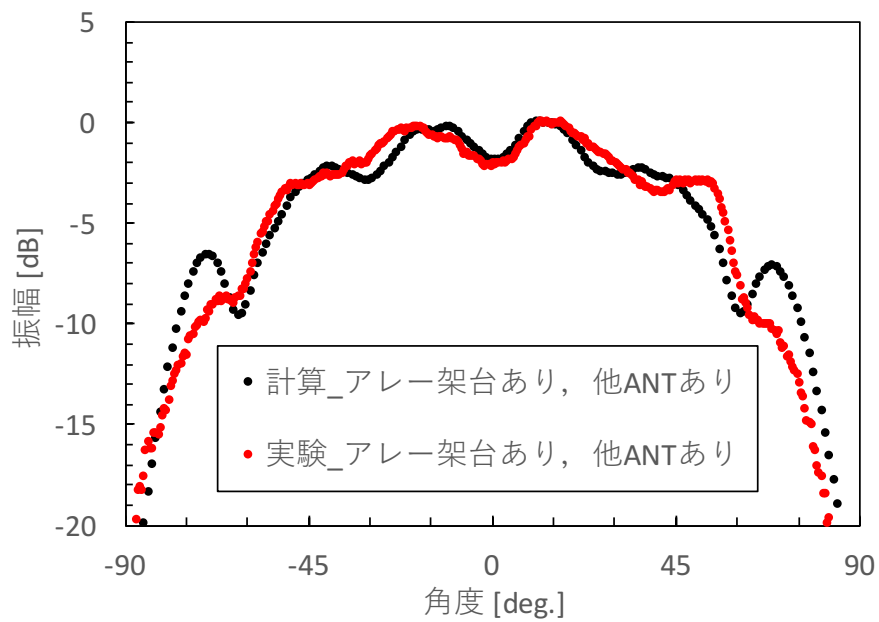


図 4-22 素子アンテナ単体（アレー架台あり，他アンテナあり）の放射パターン

4.5 アンテナのアレー化試験

この節ではアンテナをアレー化する際に，予測される課題 3 つに対して行った試験について述べる。

4.5.1 分配回路の透過特性測定

この試験は「電力分配器と RF ケーブルを用いた回路で提案分布を実現できるかの確認」を目的に行った。図 4-9 に示した 44 素子アレーアンテナの構成において、各素子アンテナに接続する電力分配回路の構成は図 4-23 に示す様に 2 分配器、4 分配器、8 分配器を用いて 3 種類の出力電力でアンテナが励振するように設計した。ここで、出力電力を理想的な分布に近づけるため、1dB のアッテネータを中央の 8 分配器前段に装荷した。また、図 4-24 に比較用の一様分布での構成を示す。

素子アンテナの代わりに終端器を接続し、ネットワークアナライザを用いて 44 素子分の経路の透過特性を測定した。測定結果を理論値とともに図 4-25 に示す。結果として、電力分布は理論値とよく一致しており誤差 RMS は、一様分布で 2.3%，提案分布で 3.4%であった。

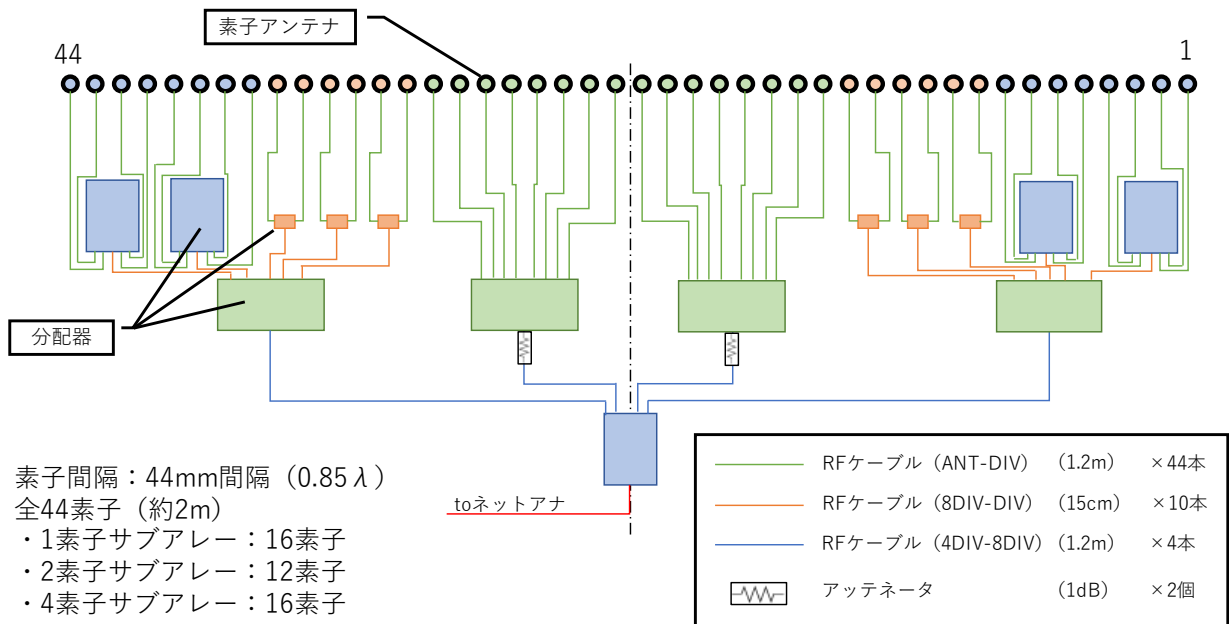


図 4-23 提案電力分布を実現する電力分配器の構成

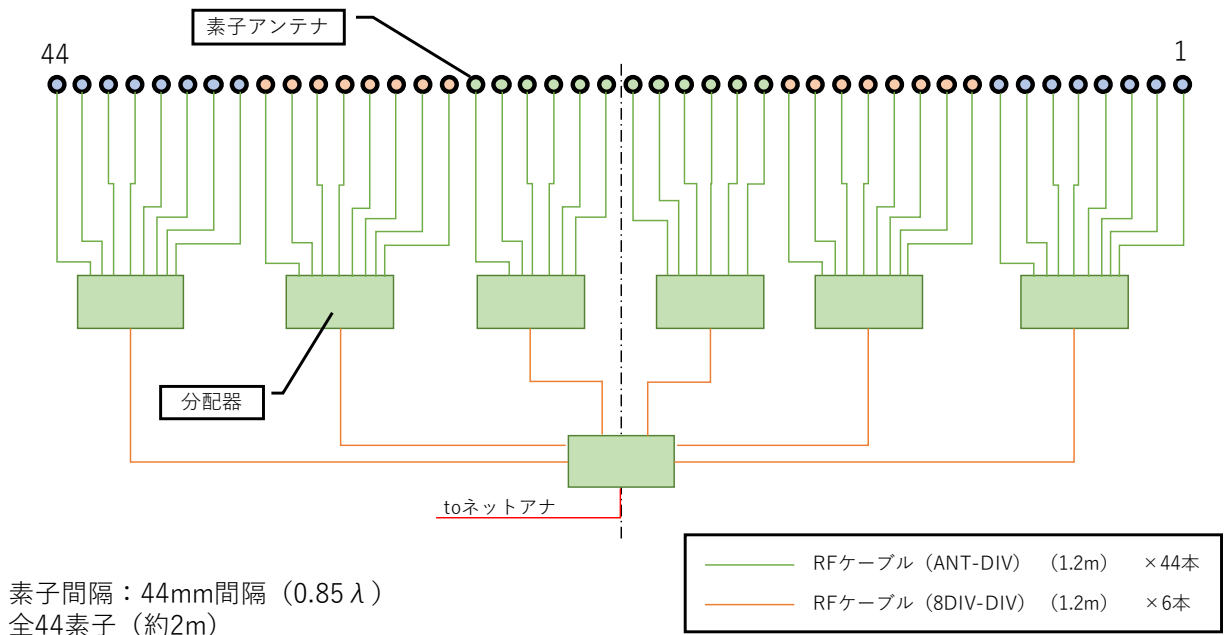


図 4-24 一様電力分布を実現する電力分配器の構成

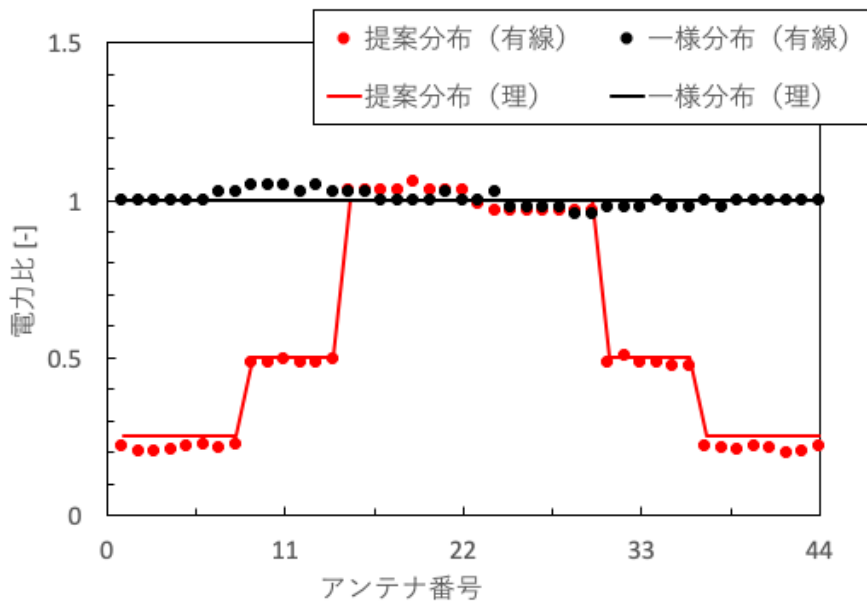


図 4-25 有線での電力分布測定結果

4.5.2 アレーアンテナの反射係数測定

この測定試験は「アンテナをアレー化した際に、素子間の相互結合やアレー架台での反射の影響でアンテナ特性が劣化しないか」を確認することを目的とした。実証実験では、電力分配器を多段接続している。電力分配器の出力側からアンテナを見たインピーダンス（出力側インピーダンス）の影響を受けにくいウィルキンソン型を採用しているが、出力側インピ

ーダンスが S11 で -10dB よりも大きくなると電力分配器の分配比が崩れてしまう。そのため、アンテナをアレー化した状態でも S11 が -10dB 以下であることを確認するために4素子のサブアレーを構成し、S11 を測定した。

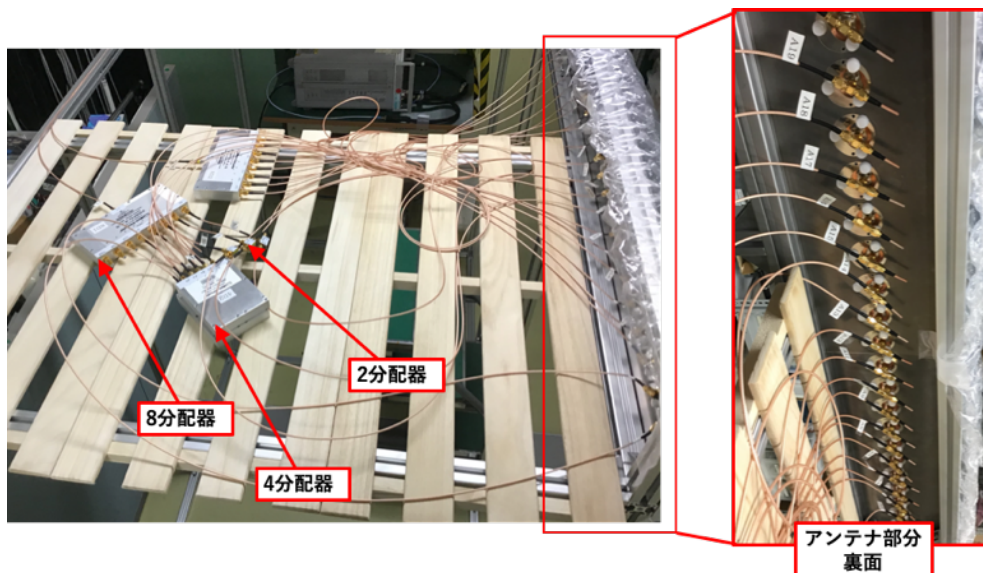
測定の結果、S11 が -10dB 以下であることを確認し、問題ないと判断した。

4.5.3 アレー化治具組み立て試験

この試験は、「設計製作した架台でアレー化出来るか」を確認するために行った。結果として、図 4-26 に示すように組み立て、アンテナの固定、分配回路の接続を確認できた。



a) 全体



b) 分配器と RF ケーブルの接続

図 4-26 アレー化架台の組み立て試験

4.6 アレーアンテナ遠方界測定実験（8素子）

44素子アレーアンテナで実験を行う前に、実験装置全体の確認のため、小規模なアレーアンテナで実験を行った。下記2つの事柄を確認する事を目的に、8素子のアレーアンテナを構成し、遠方界放射パターン及び軸比の測定装置を用いて実験を行った。

- i) 電力分布を付加することでサイドローブ特性が理論値と同等であること
- ii) 電力分布の付加をつけてもビーム方向制御が可能であること

8素子のアレーアンテナは図 4-27 に示す様に、アレーアンテナ架台に8つだけアンテナを設置して構成した。電力分配器の構成は図 4-28 に示すように、3段分布と一様分布の構成とした。この時の電力分布をネットワークアナライザで測定した結果を図 4-29 に示す。実験値は分配器やRFケーブルの損失の影響で、理論値よりも低い値になっているが、電力分布を付けることが出来たため、この構成で実験を行った。実験結果と理論計算結果を比較することで、実験装置が問題なく動作しているか検証を行った。

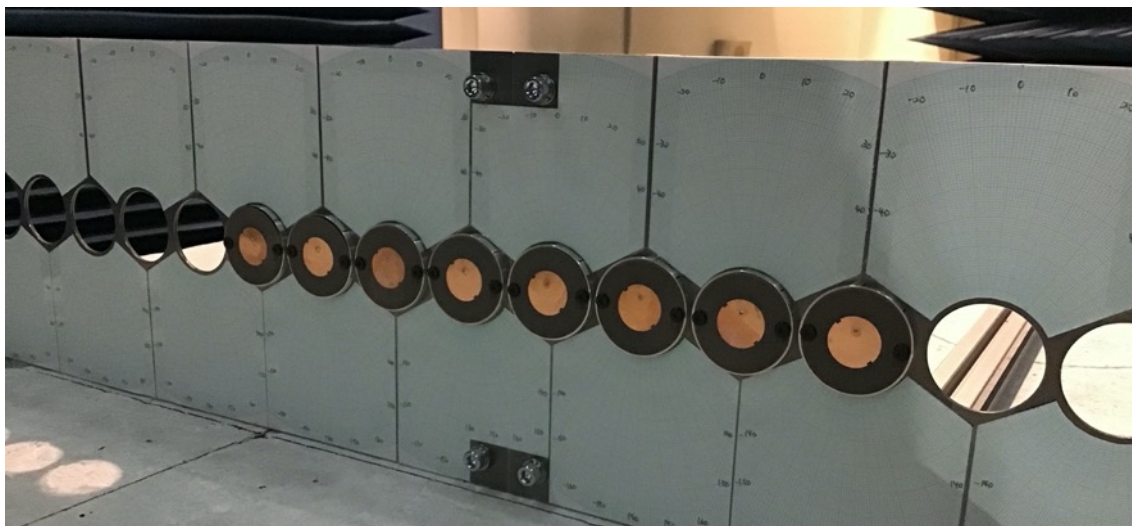
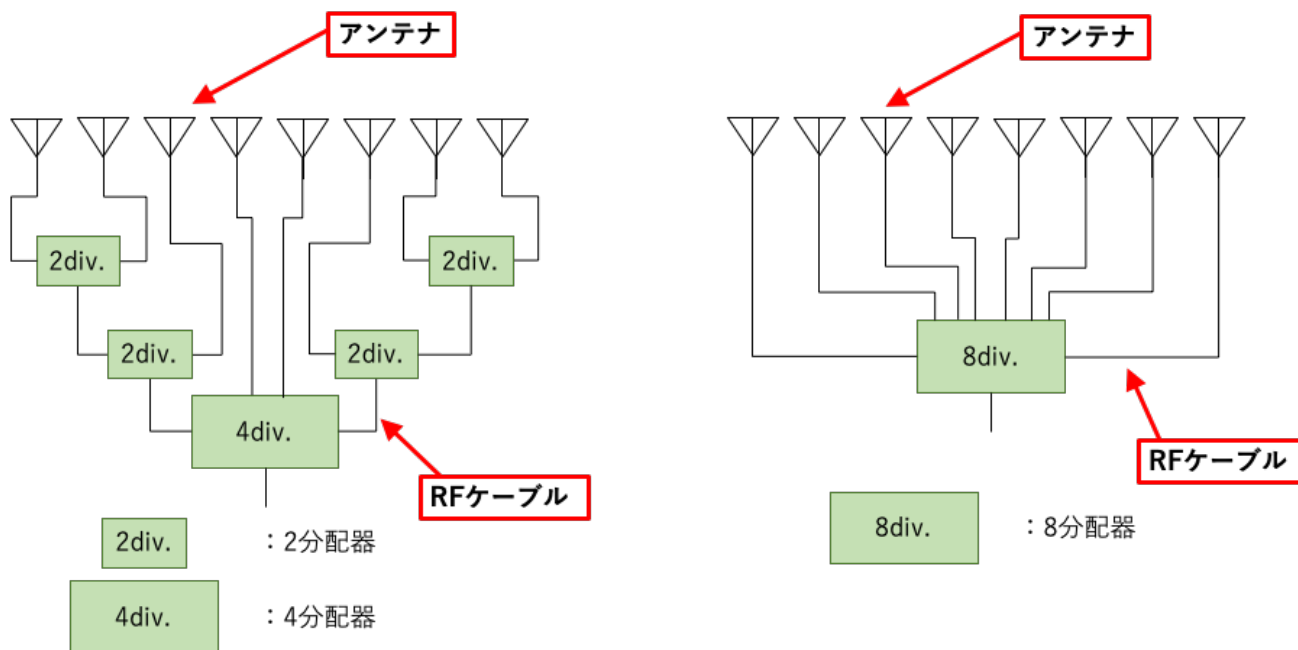


図 4-27 8素子アレーアンテナの外観



a) 3 段分布の分配構成

b) 一様分布の分配構成

図 4-28 8 素子アレーアンテナの電力分配構成

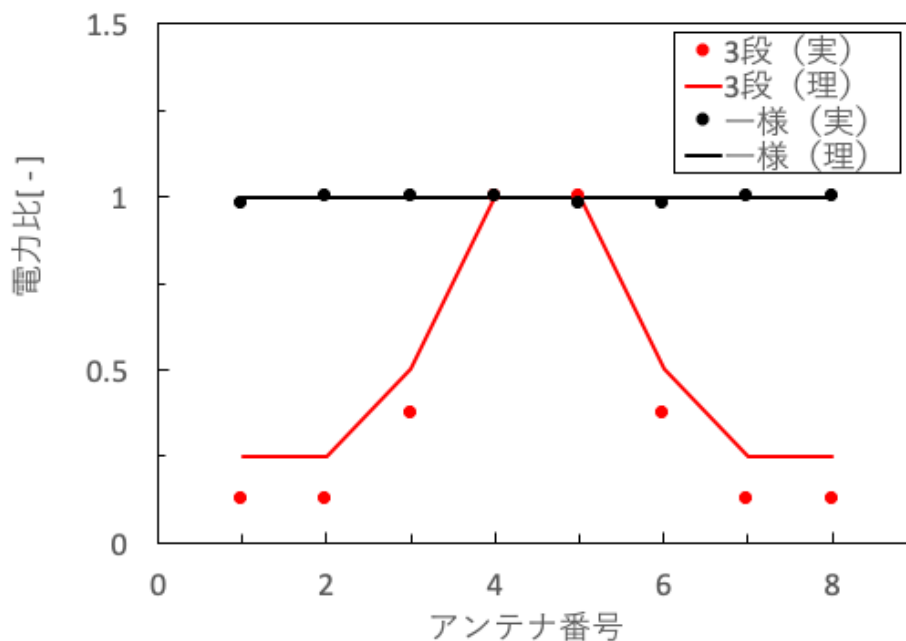


図 4-29 8 素子アレーアンテナの電力分布

一様分布での 0° 方向指向時, 3 段分布での 0° 方向指向時, 3 段分布での -10° 方向指向時, それぞれの放射パターンを理論値とともに図 4-30, 図 4-31, 図 4-32 に示す. これらは水平偏波と垂直偏波での放射パターンを測定し, 直交 2 偏波の値から円偏波での値を式

(4.7)より合成した値である。また、3条件で測定した放射パターンから特徴的な数値を抽出したものを表 4-3 にまとめた。

図 4-30, 図 4-31, 図 4-32 より、電力分布の実装によりサイドローブが低減できている事、ビーム方向が制御できている事が分かる。表 4-3 より、メインローブ幅(-3dB)は 0.3deg, メインローブ幅(-6dB)は 0.9deg の誤差で一致している。また第一サイドローブレベルは正面方向指向時には、0.6dB 以下の誤差でよく一致している。-10° 指向時には、2dB の誤差となっている。この誤差は、ビーム方向制御時にアンテナ設置角度の素子間相対値が大きくなる事が原因だと考えている。隣り合う素子同士の相対設置角度が大きくなると相互結合の強さが変化し、その結果としてアンテナ素子の放射パターンや利得が変化することが原因だと考えている。

表 4-3 に示した特徴値は、全て±15度の範囲に含まれており、44素子アレーアンテナでの放射パターン測定範囲においても、これらと同等の誤差が含まれることが予測される。

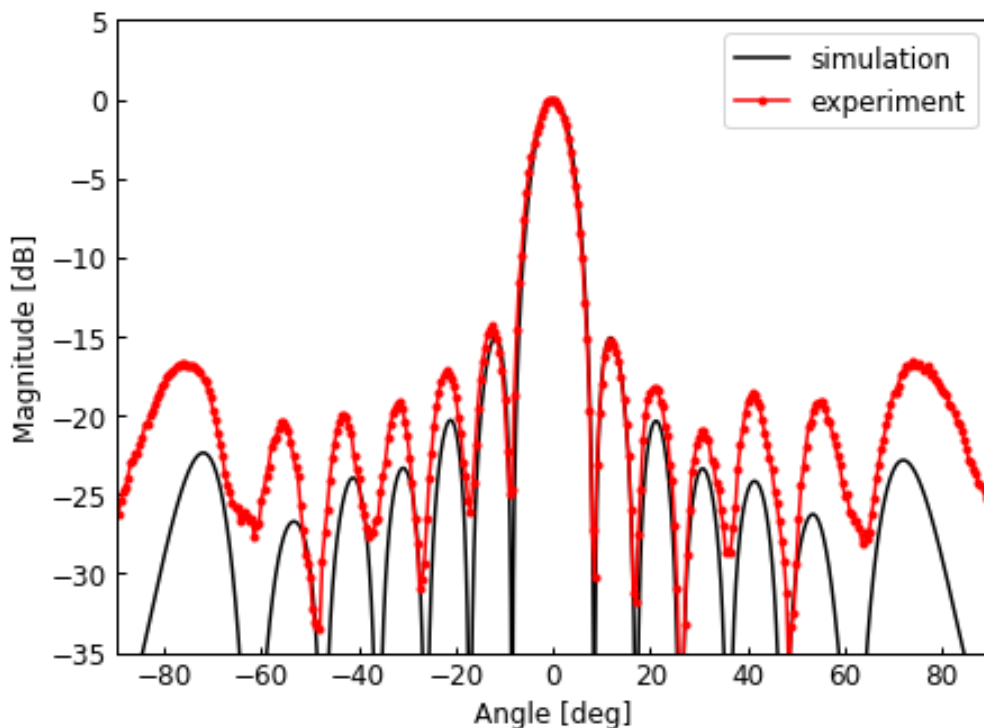


図 4-30 一様分布 8 素子アレーアンテナの放射パターン

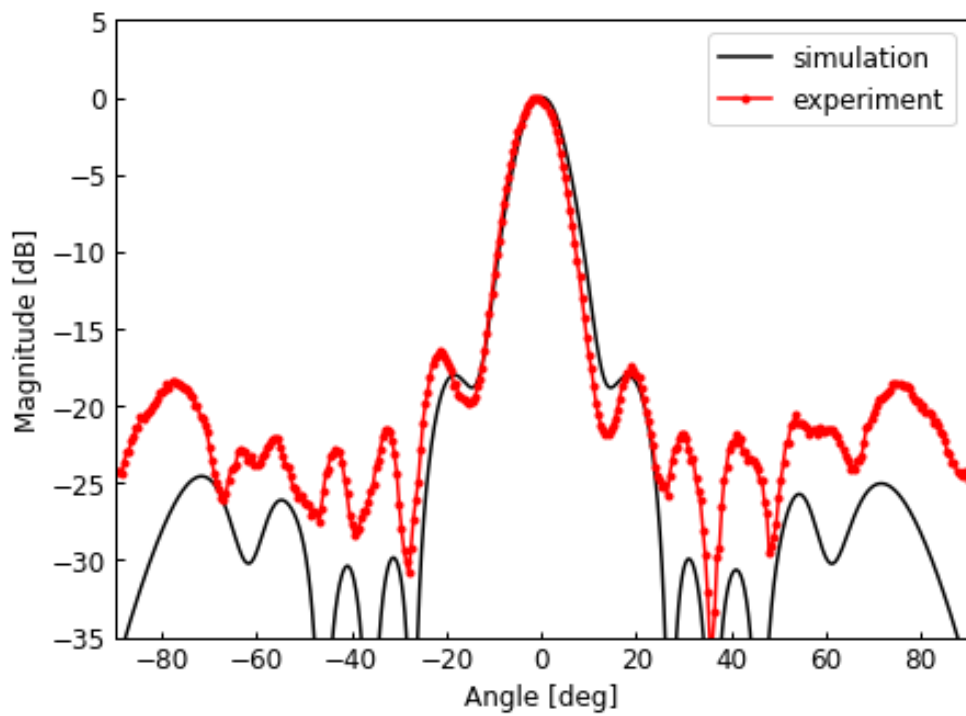


図 4-31 3段分布 8 素子アレーアンテナの正面方向指向時の放射パターン

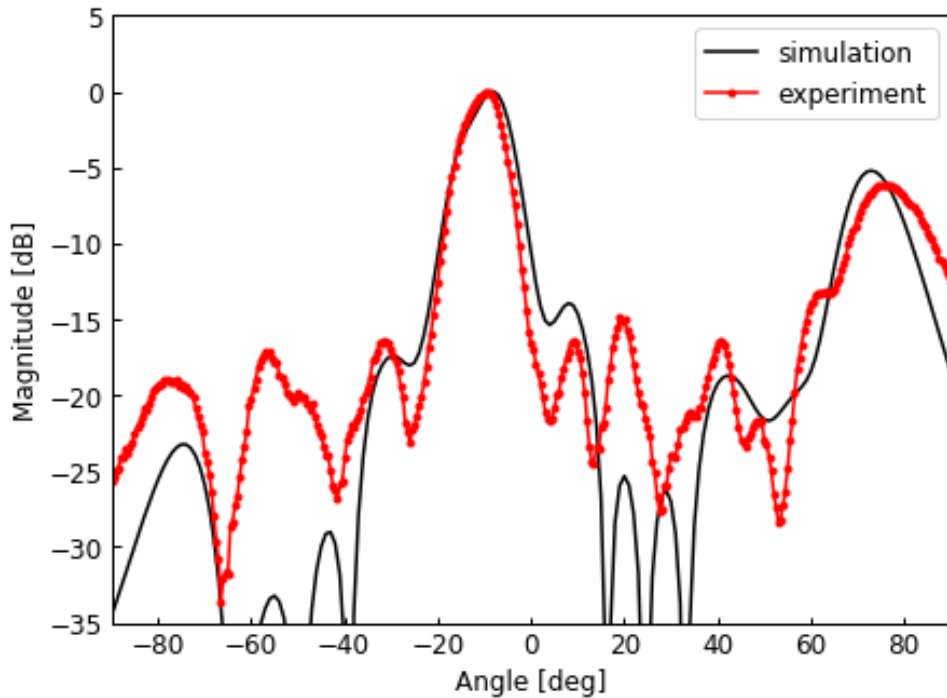


図 4-32 3段分布 8 素子アレーアンテナの -10° 方向指向時の放射パターン

表 4-38 素子アレーアンテナの放射パターン各種特性

分布	実験 / 理論	メインローブ幅 (-3dB) [deg]	メインローブ幅 (-6dB) [deg]	第一サイドローブレベル [dB]
一様分布	理論	7.4	10.0	-15.0
正面	実験	7.5	10.5	-14.4
3 段分布	理論	9.8	13.8	-18.0
正面	実験	9.5	13.0	-17.5
3 段分布	理論	9.3	13.9	-14.5
-10°	実験	9.5	13.0	-16.5

4.7 44 素子アレーを用いた実証実験の予測シミュレーション

実証実験における達成条件を設けるために、結果の予測シミュレーションを行う。シミュレーションの結果（以下「計算値」）と実験結果がどれだけ一致していればよいかの条件を設ける。

ここでは実証実験で用いたのと同様の、周波数 5.7GHz、44mm 間隔で 44 素子を直線状に配置した約 2m のアレーアンテナを用いる。アレーの構成は図 4-23、図 4-24 に示したものを想定し、各アンテナ素子の振幅と位相の誤差には、第 3 章 2 節 4 項で述べた DOE/NASA の検討書[2] pp.27 に記載の数値を想定した。従って、振幅の許容誤差が 1 dB、位相誤差 RMS が 10° である。

実証実験で実際に用いた RF 電力分配器の 1 つ (ZX10-2-622-S+) においても、周波数 2.9GHz ~ 6.2GHz で挿入損失 0.9 ~ 1.5dB、位相不均等さ 9.0deg、振幅不均等さ 0.3dB とある。従って、振幅は $(1.5 - 0.9) + 0.3 = 0.9\text{dB}$ 、位相は 9.0deg のバラつきを有していることが分かる。

上記から振幅誤差と位相誤差は過去の検討においても、実際の部品においても同等の値である事を確認したため、振幅誤差と位相誤差をそれぞれ以下のように設定し、解析を行う。

- i) 振幅誤差 w_{n_err} : 標準偏差 1/3 dB のガウス分布ランダム誤差
- ii) 位相誤差 ϕ_{n_err} : 標準偏差 10 deg. のガウス分布ランダム誤差

ここで、振幅の許容誤差は 3σ として考えたため、標準偏差 (1σ) は 1/3 dB を設定した。

ビーム方向を 0° , 5° , 10° にそれぞれ設定し、アレーファクタをそれぞれ 10 回ずつ計算した。また誤差を含まない条件の計算も行った。誤差を含まない条件で AF 計算を行った結果の各種特性を表 4-4 に示す。また各 AF 計算結果からメインローブ電力含有率 MCR を式(4.8)より計算した結果を表 4-5 に示す。この時 MCR の計算には $\pm 90^\circ$ の範囲ではな

く，測定可能範囲である $\pm 30^\circ$ の範囲を用いた。

$$MCR(\theta) = \frac{\sum_{main-lobe} |AF(\theta)|^2}{\sum_{\pm\pi/6} |AF(\theta)|^2} \quad (4.8)$$

MCRの $\pm 90^\circ$ に対する値と， $\pm 30^\circ$ に対する値を，それぞれ誤差を含まない条件で計算したものを図 4-33 に示す。 $\pm 30^\circ$ 範囲に対する MCR (図 4-33 中の+印) は $\pm 90^\circ$ 範囲に対する MCR (図 4-33 中の×印) よりも高い値を持つことが分かる。これは， $-90^\circ \sim -60^\circ$ と $+60^\circ \sim +90^\circ$ に含まれるサイドローブが式(4.8)の分母から排除されたことによって，生じた差異である。そのため，ビーム方向を 10° とした結果では，一様分布で4%，提案分布で5.7%の差が生じている。

実証実験では，測定結果が表 4-5 に示す数値の間に収まっていれば，実証を達成できたと判断する事とした。

表 4-4 44 素子アレーの放射パターン各種特性の理論値

分布	設定方向 [deg]	メインローブ方向 [deg]	メインローブ幅			最大サイドローブレベル [dB]
			-3dB [deg]	-6dB [deg]	-10dB [deg]	
一様	0	0	1.3	1.9	2.3	-13.2
	-5	-5	1.3	1.9	2.3	-13.2
	-10	-10	1.3	1.9	2.3	-13.2
提案	0	0	1.5	2.1	2.7	-23.0
	-5	-5	1.7	2.3	2.8	-19.6
	-10	-10	1.8	2.6	3.3	-12.7

表 4-5 44 素子アレー実験のメインローブ電力含有率予測

ビーム方向	電力分布	MCR [%]
0°	一様	88.0 ~ 91.3
	提案	94.7 ~ 97.9
-5°	一様	88.3 ~ 91.6
	提案	89.6 ~ 95.4
-10°	一様	88.0 ~ 90.2
	提案	68.1 ~ 84.7

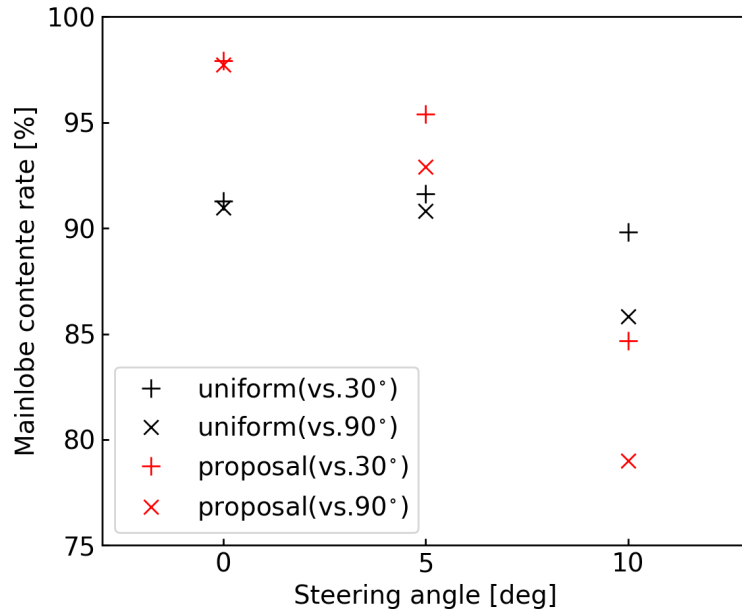


図 4-33 44 素子アレーのメインローブ電力含有率の理論値，
±30° 範囲に対する値 (+) と ±90° 範囲に対する値 (×)

ここで，表 4-5 より提案分布の -10° 方向制御時の許容 MCR 範囲が，他条件よりも広いことが見て取れる．図 4-34 に -10° 方向制御時の放射パターン計算結果を示す．許容範囲が広い理由は，下記 2 つの現象が重なったためであると考えられる．

- i) メインローブと第一サイドローブ間のヌル点が落ちきらず，ローブ同士が重なり，実際よりもメインローブが広く判定され（図 4-34 中①），式(4.8)の分子が大きくなる．
- ii) ビーム方向制御角度が大きい時のサイドローブ上昇は理論的に大きくなり（図 4-34 中②），式(4.8)の分母が大きくなる．

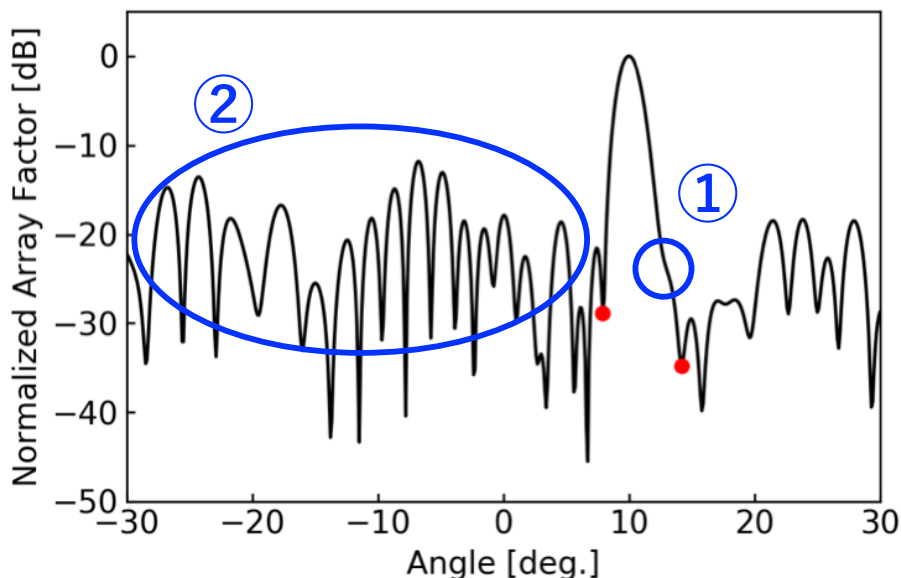


図 4-34 -10° 方向制御時の許容 MCR 範囲が他条件よりも広い理由

上記の2現象が振幅位相誤差をランダムに振った際に生じるため、MCR許容範囲はi)によって上限が上がり、ii)によって下限が下がる。その結果として、 -10° 方向制御時にMCR許容範囲が広がる。

4.8 アレーアンテナ近傍界測定実験（4 4 素子）

提案手法の実証のために行った実験について述べる。図 4-35 に示すようにアレーアンテナから約 26cm（約 4.9 波長）離れた平面の近傍電磁界を近傍電磁界の測定装置を用いて測定した。測定した近傍電磁界データを用いて、装置付属ソフトウェアによって、アンテナ平面での振幅位相分布と遠方界放射パターンに変換した。この測定では、円偏波を2つの直交する偏波で測定を行い、式(4.1)を用いて円偏波に合成した。

測定したアレーアンテナの電力分布を図 4-36 に示す。また、 0° 、 -5° 、 -10° 方向に指向した時の位相分布を、それぞれ図 4-37、図 4-38、図 4-39 に示す。この時、青点線と青プロットで一様分布での理論値と実験値を示し、赤点線と赤プロットで提案分布での理論値と実験値を示している。

図 4-36 を見ると、2つの電力分布がそれぞれの理論値に近い形で実装できている。また、図 4-37、図 4-38、図 4-39 より、位相分布においても同様であることが分かる。電力分布と位相分布の理論値と実験値の誤差 RMS を表 4-6 にまとめた。それぞれ各3回の測定を行い、平均と標準偏差（ 1σ ）を計算した。

表 4-6 より、 0° 方向指向時には8%以下の振幅誤差 RMS、約 3° の位相誤差 RMS を実装できた。同様に、 -5° 方向指向時には11%以下の振幅誤差 RMS、約 8.5° の位相誤差 RMS であった。表 4-6 に示した通り、傾向として、指向方向角度が大きくなるに連れ、振幅及び位相の誤差が大きくなっている。これは、指向方向角度を大きくするという事は、隣り合うアンテナ素子同士の相対位相を大きく設定することになる。従って、隣り合うアンテナ素子同士の相対的な設置角度を大きくすることである。その結果、4.3節で述べたとおり、相互結合やアレー架台の影響が変化し、表 4-6 の結果になったと考えている。

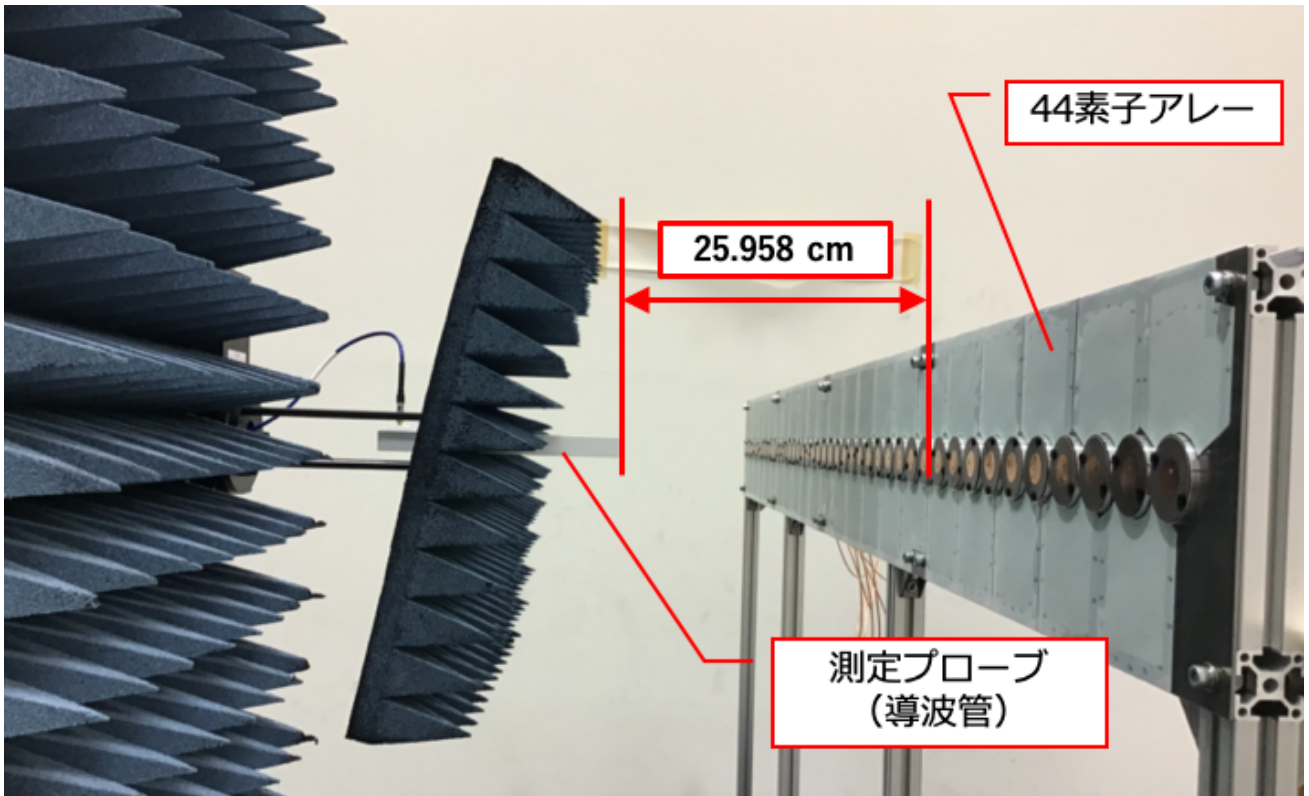


図 4-35 44 素子アレーの測定環境

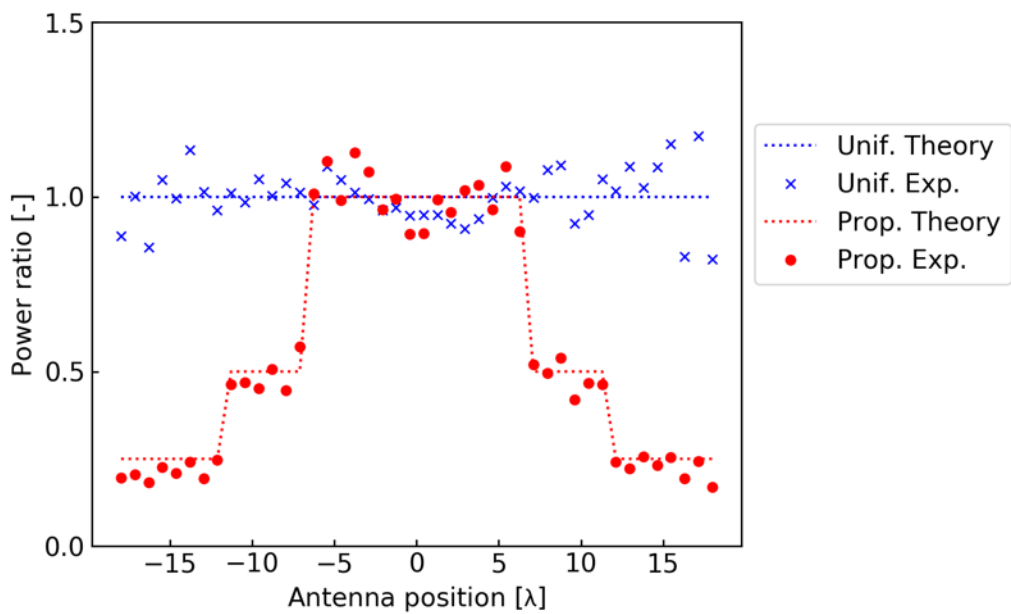


図 4-36 44 素子アレーの電力分布

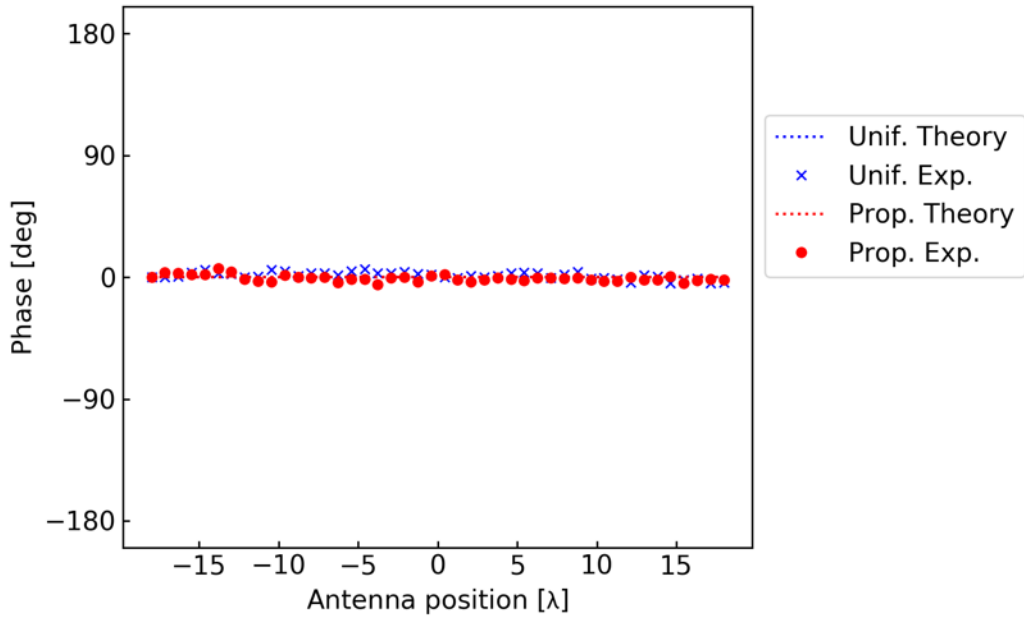


図 4-37 44 素子アレーの位相分布（0度方向指向時）

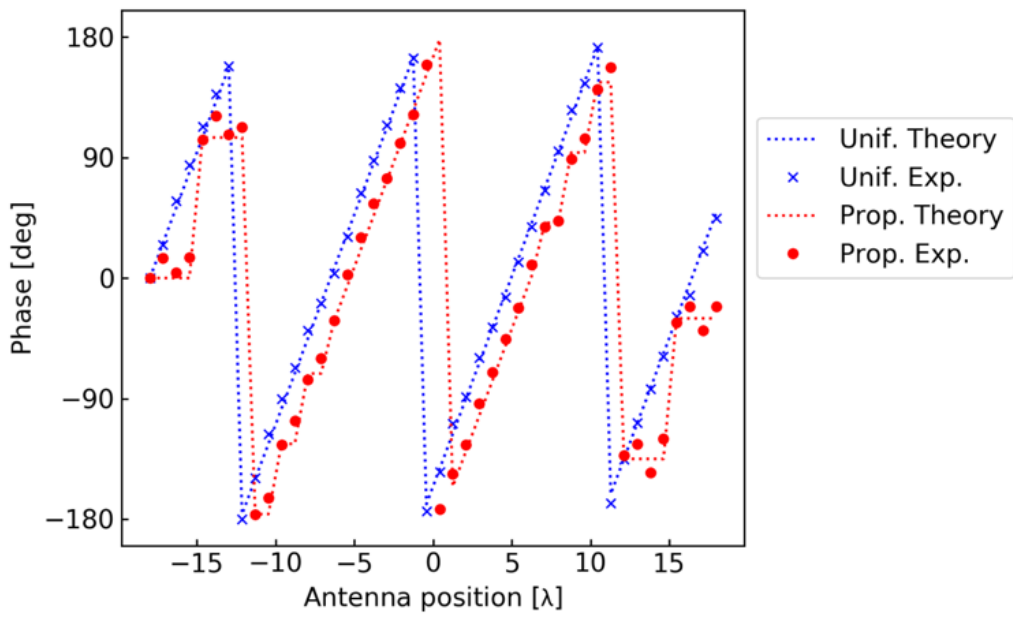


図 4-38 44 素子アレーの位相分布（-5度方向指向時）

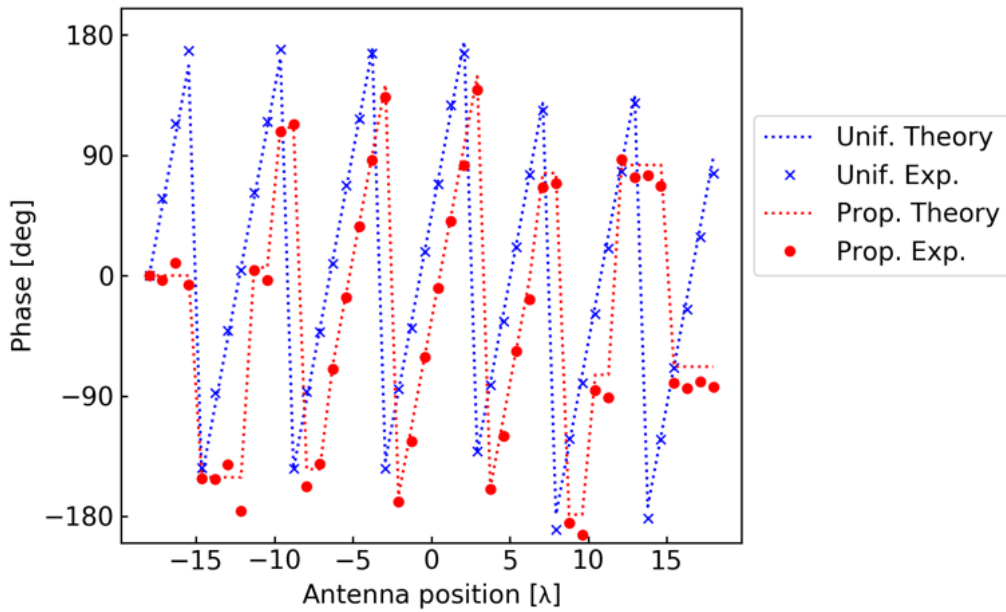


図 4-39 44 素子アレーの位相分布 (-10 度方向指向時)

表 4-6 44 素子アレーのアンテナ面での振幅位相分布の理論値との誤差 (平均 $\pm 1\sigma$)

分布	設定方向 [deg]	アンテナ分布	
		振幅誤差 [%]	位相誤差 [deg]
一様	0	7.6 ± 0.1	3.0 ± 0.1
	-5	8.4 ± 0.1	4.6 ± 0.7
	-10	12.5 ± 0.2	7.2 ± 2.0
提案	0	5.5 ± 0.1	3.1 ± 0.5
	-5	10.5 ± 0.1	8.4 ± 0.0
	-10	13.0 ± 0.4	10.0 ± 0.2

次に 0° , -5° , -10° 方向に指向した時の放射パターンを, それぞれ図 4-40, 図 4-41, 図 4-42 に示す. この時, 青点線と青プロットで一様分布での理論値と実験値を示し, 赤点線と赤プロットで提案分布での理論値と実験値を示している.

図 4-40, 図 4-41, 図 4-42 のいずれにおいても, 実験値は理論値とよく一致していることが見て分かる. また図 4-40 に示した 0° 方向指向時の結果は, $\pm 15^\circ$ の範囲において提案分布が一様分布よりもすべてのサイドローブで同等または低いレベルを有している事が分かる. 図 4-41, 図 4-42 より, -5° と -10° に方向制御を行った時には, 一様分布も提案分布も目標角度にビームを指向できていることが分かる.

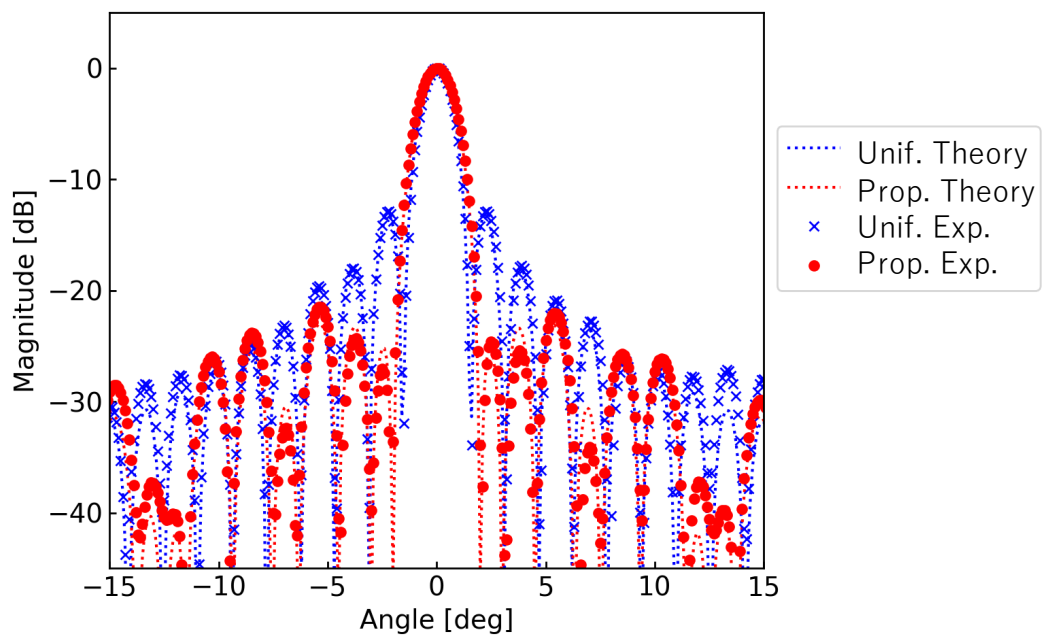


図 4-40 44 素子アレーの放射パターン (0 度方向指向時)

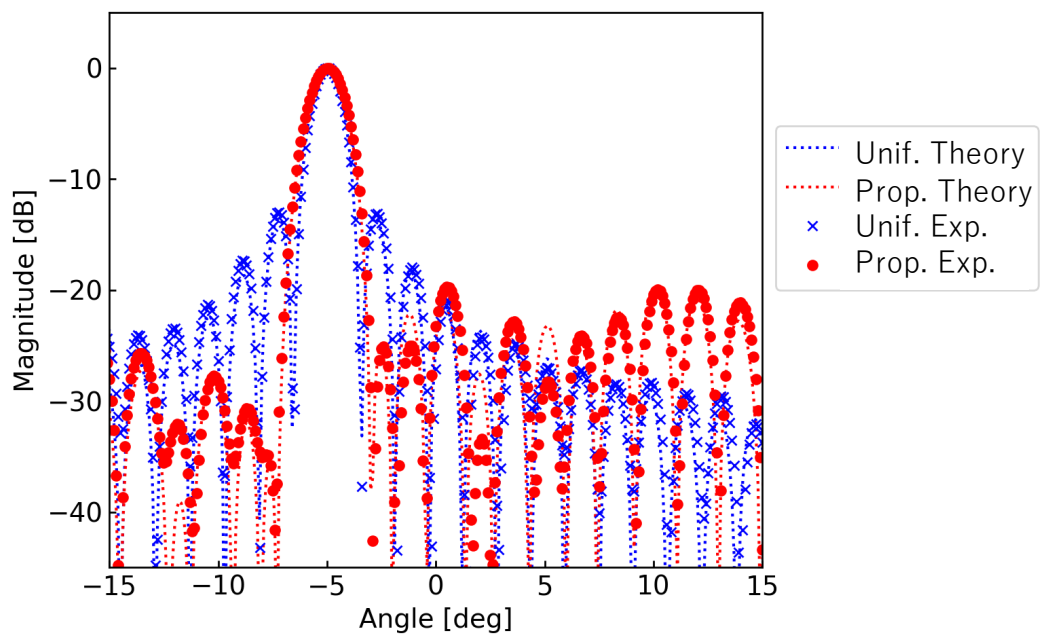


図 4-41 44 素子アレーの放射パターン (-5 度方向指向時)

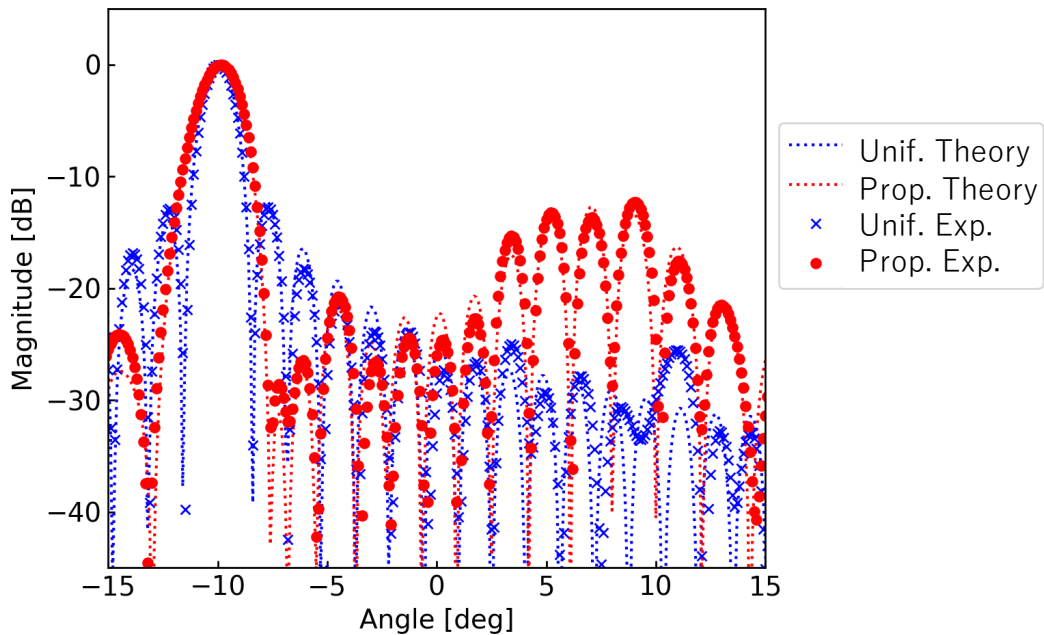


図 4-42 44 素子アレーの放射パターン (-10 度方向指向時)

各条件で測定した放射パターンの各種特性を表 4-7 に示す。それぞれ 3 回ずつ測定を行い、平均と標準偏差 (1σ) を示している。メインローブ方向、メインローブ幅は 0.1° 以下の標準偏差で一致しており、結果の再現性が確認できた。また、最大サイドローブは 0.2dB 以下の誤差で一致しており、こちらも結果の再現性が確認できた。さらに、メインローブ方向は、すべての条件において設定方向に対して 0.1° 以内の誤差で制御できている。このことから、提案分布特有の方向制御誤差は無いことが実証できた。

次に、理論値と実験値 (平均) の誤差を表 4-8 に示す。表 4-8 より、メインローブの方向と幅はすべての条件において 0.1° 以下の誤差で実験値と理論値が一致している。また、最大サイドローブレベルは最大で 0.6% 以内の誤差で実験値と理論値が一致している。これら誤差の値は、実験装置の測定精度と同等であるため、実験値と理論値はよく一致している。

表 4-7 44 素子アレーの放射パターン各種特性の実験値 (平均 $\pm 1\sigma$)

分布	設定方向 [deg]	メインロー ブ方向 [deg]	メインローブ幅			最大サイド ローブレベル [dB]
			-3dB [deg]	-6dB [deg]	-10dB [deg]	
一様	0	0.0 \pm 0.0	1.4 \pm 0.0	1.9 \pm 0.0	2.3 \pm 0.0	12.8 \pm 0.1
	-5	-5.0 \pm 0.0	1.4 \pm 0.0	1.9 \pm 0.0	2.3 \pm 0.0	-13.0 \pm 0.0
	-10	-10.0 \pm 0.0	1.4 \pm 0.0	1.9 \pm 0.0	2.3 \pm 0.0	12.7 \pm 0.2
提案	0	0.0 \pm 0.0	1.6 \pm 0.0	2.2 \pm 0.0	2.8 \pm 0.0	-21.5 \pm 0.0
	-5	-5.0 \pm 0.0	1.7 \pm 0.0	2.3 \pm 0.0	2.9 \pm 0.0	-19.6 \pm 0.1
	-10	-9.9 \pm 0.0	1.9 \pm 0.0	2.6 \pm 0.0	3.3 \pm 0.0	-12.4 \pm 0.1

表 4-8 44 素子アレーの放射パターン各種特性の実験値 (平均) と理論値の誤差

分布	設定方向 [deg]	メインロ ーブ方向 [deg]	メインローブ幅			最大サイド ローブレベル [%]
			-3dB [deg]	-6dB [deg]	-10dB [deg]	
一様	0	0.0	0.1	0.0	0.0	0.5
	-5	0.0	0.1	0.0	0.0	0.2
	-10	0.0	0.1	0.0	0.0	0.6
提案	0	0.0	0.1	0.1	0.1	0.2
	-5	0.0	0.0	0.0	0.1	0.0
	-10	0.1	0.1	0.0	0.0	0.4

次に、実証実験での $\pm 30^\circ$ 範囲に対する MCR, 表 4-5 に示した事前シミュレーションでの $\pm 30^\circ$ に対する MCR の許容範囲を図 4-43 に示す. 図 4-43 より, すべての条件で許容範囲内に実験値が収まっている事がわかる. 従って, 本実験において提案手法を実証できたと考えている.

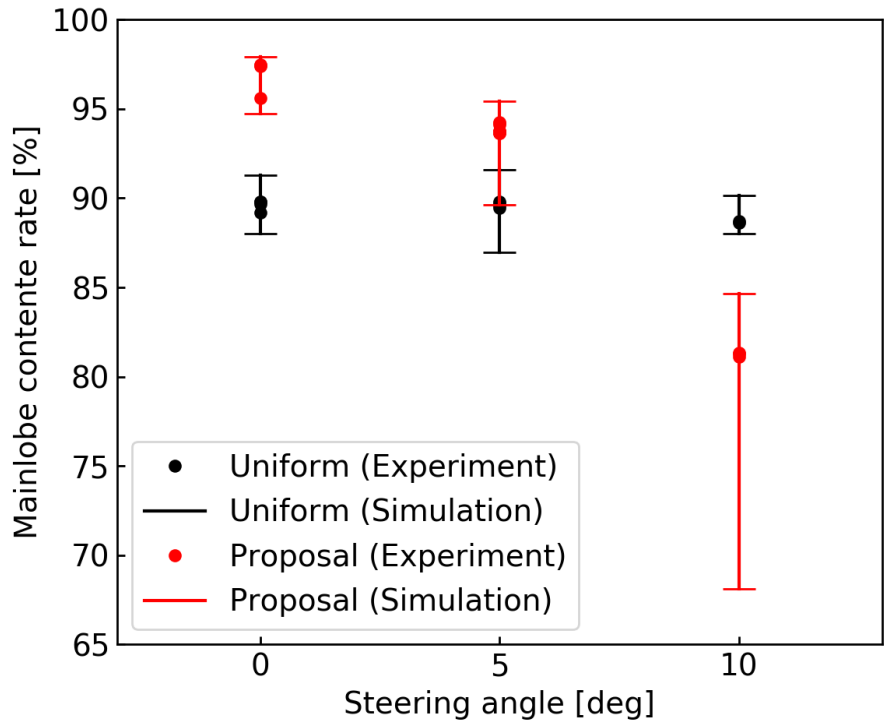


図 4-43 44 素子アレーのメインローブ電力含有率のシミュレーション値（範囲）と実験値（●）

4.9 考察とまとめ

第 4 章では、提案手法を用いて設計したアレーアンテナの有効性を実証するため実験を行った。実験は新規で設計製作したアレーアンテナを用い（第 4.2 節）、3 種の測定装置（第 4.2.4 項）によって実験装置自体の検証（第 4.4 節～第 4.6 節）を行った。また第 4.3 節にて、実証実験で用いた位相調整手法について述べた。

その後、提案手法に従って設計した電力分布と位相分布を有するアレーアンテナの放射パターン測定を行い（第 4.8 節）、数値計算によって得た放射パターンと同等の測定結果を得た。また、実験結果から計算したメインローブ電力含有率が、シミュレーションによる予測範囲内に収まっていることを確認した。

従って本実証実験によって、提案手法を用いて設計したアレーアンテナの有効性を実証できた。

第5章 結論

5.1 結論

第1章では、宇宙太陽光発電システム（SSPS）のマイクロ波電力伝送サブシステムの、高効率化及び低コスト化の要求を背景として、送電アレーアンテナへの電力分布実装法と低コスト化及び軽量化に関する調査を行った。調査の結果、複数種類の高周波電力増幅器を用いることや、送電アレーアンテナを構成するアンテナ素子間隔の不均一性が課題であることを明らかにした。そこで本研究では、単一種類の高周波電力増幅器を用い、均一な素子間隔を有するアンテナ電力分布構成方法の提案及び評価を行うこととした。

第2章では、2次元平面アレーアンテナを対象とした電力分布構成法として、段階的サブアレー構成素子数変化法（SGINE 法）を新たに提案した。アレー中心でのサブアレー構成素子数を設計パラメータに用い自由度を持たせることで、様々な電力分布関数、波長のアレーへの適用を可能とした。10dB 端切りガウス関数をアレーアンテナに構成することを想定し、SGINE 法の構成手順について説明した。また SGINE 法に沿って設計されたアレーアンテナの各アンテナ素子の位置、振幅、位相を導出する数式を定義し、理想的な分布と構成された分布の振幅誤差、位相誤差、アンテナ素子数誤差を明らかにした。

第3章では、SGINE 法に沿って設計された1次元アレーアンテナのアレーファクタを計算し、アレーアンテナ特性の解析を行った。その結果、SGINE 法の適用によってサイドローブを下げ、メインローブ電力含有率を向上することが可能であることを明らかにした。また、ビーム方向制御特性や超大型アレーアンテナでの特性、振幅と位相に励振誤差がある場合の特性を解析し、さらに2次元アレーアンテナへの適用も有効であることを明らかにした。さらに、実際のSSPSモデルにSGINE法を適用した場合について考察を行い、過去に提案されたReference Systemsモデルに対して、最適な設計パラメータを提案した。

第4章では実験を行い、実際のアレーアンテナに対してもSGINE法が有効であることを実証した。実証実験では、専用のアレーアンテナ実験装置を新規に設計・製作・使用したため、それらの有効性についても評価を行った。また、数値計算の結果と実験結果を比較し、実験での誤差を考慮してもSGINE法が有効であることを実証した。

本研究で、単一種類の高周波電力増幅器と均一なアンテナ素子間隔を有したアレーアンテナへの電力分布実装方法を新たに提案し、SSPSに対して有効であることを計算及び実験によって明らかにした。また、周波数や電力分布関数の変更による様々な分野への応用が可能である事を示唆した。


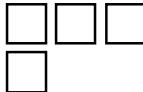
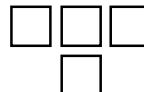
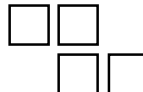
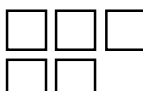
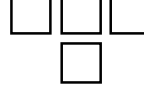
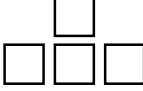
5.2 今後の課題

本研究で新たに提案した SGINE 法を実際の SSPS に適用するには、以下 2 つの課題を達成する必要があると考える。

- i) 2次元平面アレーアンテナにおける特性の解析
- ii) SSPS 特有の姿勢安定化方式における影響の評価
- iii) SGINE 法の各領域での発熱量推定と宇宙空間での熱的成立性の評価

まず i) について考えると、本論文では 1次元で解析（第 3 章）、実験（第 4 章）を行うことを想定したため、第 2 章で述べたようにサブアレー形状は全て $n \times n$ の正方形を仮定した。2次元アレーの計算が可能な場合には、サブアレー形状は正方形ではなく歪な形状も想定できる。具体的には、表 5-1 に示すように様々な形状のサブアレーを用いることで、サブアレー構成素子数を奇数にできる。その結果として、各領域同士での電力密度比の差を小さくでき、本論文で述べた電力分布誤差を更に小さく出来る可能性がある。

表 5-1 歪な形状のサブアレーの一例

サブアレー構成素子数	L型	T型	その他
3			
4			
5			

次に ii) について考えると、SSPS は軌道上で組み立てることが想定されているため、図 5-1 に示すように送電アンテナは複数のユニットから構成されたものが考えられている。そのため、ユニットごとに地上の受電アンテナに対する角度が異なる状態が想定される。

本研究で提案している SGINE 法では、位相によって電氣的にビーム方向を制御した際にメインローブ電力含有率が変化することは第 3 章 2 節 2 項にて述べた。従って SGINE 法を SSPS に適用するには、軌道上送電アンテナの各ユニットでのビーム方向制御範囲を求めた上で、各ユニットでのメインローブ電力含有率が要求仕様を満たしているかを検討する必要

があると考える。

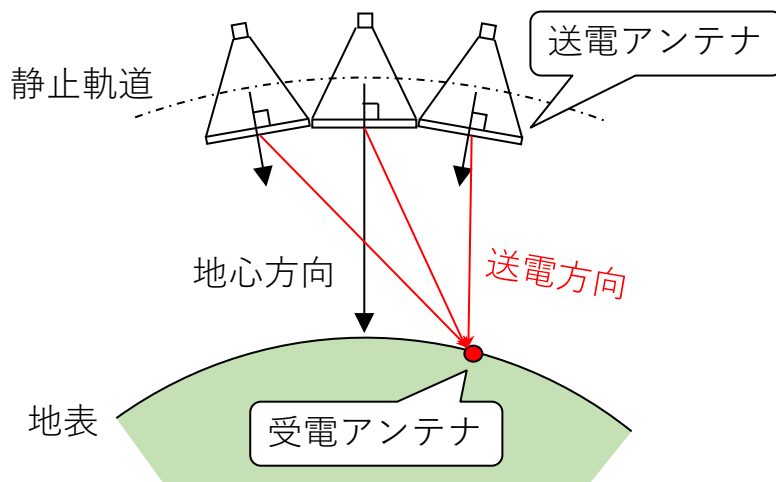


図 5-1 SSPS の送電アンテナと受電アンテナの相対角度

次に iii)について考えると、SSPS の送電アンテナに電力分布を付ける場合、アレー中心での発熱量がアレー端部に比べて大きいことから、熱的な成立を満たす設計が難しいことが一般的に言われている。

SGINE 法ではアレー中心の領域と端部の領域では、アンプが存在する密度が異なり、中心にて端部よりもアンプ存在密度が高くなる。その結果、従来と同様にアレー中心で端部よりも大きな発熱が発生すると考えられる。

ここで従来手法と SGINE 法の違いを考えると、SGINE 法を用いた場合はアンプを単一種類で構成できる点が挙げられる。従来の電力分布装荷手法では、複数種類のアンプに対してアレーアンテナの各部にて発熱量を計算し、熱的成立性を確認する事が必要である。

これに対して SGINE 法では、送電アンテナの電力増幅・位相制御部分の構造も単一種類で済むため、1 種類の電力増幅・位相制御部分の構造をコピー&ペーストの容量で各領域に配置すれば良い。この時の各領域でのアンプ存在密度は、各領域での出力電力密度比 P_m に等しい。このため、単一種類の構造がアレー中心の発熱量に対して成立することを確認した後は、各領域の P_m を用いて発熱量を計算することで、各領域での熱的な成立性を解析することが可能である。

参考文献

- [1] P. E. Glaser, "Power from the Sun : Its Future," *Science (80-.)*, vol. 162, no. 3856, pp. 857–861, 1968.
- [2] DOE/NASA, "Satellite Power System Concept Development and Evaluation Program," 1978.
- [3] 宇宙科学研究所, "太陽発電衛星SPS2000研究成果報告," 2001.
- [4] S. Sasaki *et al.*, "A new concept of solar power satellite: Tethered-SPS," 2006, vol. 60, pp. 153–165.
- [5] J. C. Mankins, "SPS-ALPHA : The First Practical Solar Power Satellite via Arbitrarily Large Phased Array," *NASA Rep.*, 2012.
- [6] JAXA, "ISSとは," 2018. [Online]. Available: <https://iss.jaxa.jp/iss/about/>.
- [7] 電子情報通信学会 and 篠原真毅, "宇宙太陽発電," 現代電子情報通信選書「知識の森」, 2012.
- [8] W. C. Brown, "Experiments in the transportation of energy by microwave beam," *IRE Int. Conv. Rec.*, vol. 12, pp. 8–17, 1964.
- [9] C. L. Dolph, "A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship between Beam Width and Side-Lobe Level," *Proc. IRE*, vol. 34, no. 6, pp. 335–348, Jun. 1946.
- [10] T. Taylor, "Design of circular apertures for narrow beamwidth and low sidelobes," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 8, no. 1, pp. 17–22, Jan. 1960.
- [11] 宇野亨 and 安達三郎, "伝送効率最大開口面分布によるマイクロ波無線電力伝送の設計," 電子情報通信学会論文誌, vol. J66-B, no. 8, pp. 1013–1018, 1983.
- [12] T. Uno and S. Adachi, "Optimization of aperture illumination for radio wave power transmission," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, no. 6, pp. 628–632, Jun. 1984.
- [13] A. K. M. BAKI, N. SHINOHARA, H. MATSUMOTO, K. HASHIMOTO, and T. MITANI, "Study of Isosceles Trapezoidal Edge Tapered Phased Array Antenna for Solar Power Station/Satellite," *IEICE Trans. Commun.*, vol. 90, no. 4, pp. 968–977, 2007.
- [14] 上野健治, "給電部," 通信総合研究所季報 技術試験衛星VIII型 (ETS-VIII) 特集, vol. 49, no. 3–4, pp. 47–56, 2003.
- [15] X. Li, B. Duan, L. Song, Y. Zhang, and W. Xu, "Study of Stepped Amplitude Distribution Taper for Microwave Power Transmission for SSPS," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 10, pp. 5396–5405, Oct. 2017.
- [16] 篠原真毅, 三谷友彦, and 松本紘, "位相制御型マグネトロンの開発研究," 電子情報通信学会論文誌 C, vol. J84-C, no. 3, pp. 199–206, Mar. 2001.
- [17] 本城和彦, 高山洋一郎, and 石川亮, "マイクロ波電力増幅器の統一的設計理論とその応用," 電子情報通信学会論文誌 C, vol. J97-C, no. 12, pp. 446–455, Nov. 2014.
- [18] 神山仁宏, 石川亮, and 本城和彦, "4次までの高調波位相制御を行ったC帯高効率電力増幅器の

- 実験的検証,” 電子情報通信学会技術研究報告. *MW*, マイクロ波, vol. 111, no. 250, pp. 23–28, 2011.
- [19] 溝上収, 中澤利之, and 神力正宣, “グレーティングローブを抑圧する不等間隔アレーアンテナの素子間隔決定の一方法,” 電子情報通信学会論文誌, vol. J83-B, no. 1, pp. 141–143, 2000.
- [20] 長縄俊博, 柴田国明, 三枝健二, and 高野忠, “無線電力伝送のための不等間隔アレーアンテナによる放射制御,” 宇宙太陽発電, vol. 2, pp. 28–30, 2017.
- [21] S. K. Goudos, G. S. Miaris, and J. N. Sahalos, “On the quantized excitation and the geometry synthesis of a linear array by the orthogonal method,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 2, pp. 298–303, 2001.
- [22] B. P. Kumar and G. R. Branner, “Design of unequally spaced arrays for performance improvement,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 3, pp. 511–523, Mar. 1999.
- [23] A. K. M. BAKI, K. HASHIMOTO, N. SHINOHARA, T. MITANI, and H. MATSUMOTO, “Isosceles-Trapezoidal-Distribution Edge Tapered Array Antenna with Unequal Element Spacing for Solar Power Satellite,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, no. 2, pp. 527–535, Feb. 2008.
- [24] P. Lombardo, R. Cardinali, M. Bucciarelli, D. Pastina, and A. Farina, “Planar Thinned Arrays: Optimization and Subarray Based Adaptive Processing,” *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2013, pp. 1–13, 2013.
- [25] A. Karmakar, R. Ghatak, S. K. Mandal, R. K. Mishra, and D. R. Poddar, “A modified Sierpinski pattern thinned planar array of rectangular microstrip antenna with reduced SLL,” in *2011 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2011, vol. 6, pp. 384–387.
- [26] M. I. Skolnik, J. W. Sherman, and F. C. Ogg, “Statistically designed density-tapered arrays,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, no. 4, pp. 408–417, Jul. 1964.
- [27] 石井隆司, “アクティブフェーズドアレイアンテナの素子間引き法,” 特開2002-158528, 2002.
- [28] X. Li, B. Duan, J. Zhou, L. Song, and Y. Zhang, “Planar Array Synthesis for Optimal Microwave Power Transmission With Multiple Constraints,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 70–73, 2017.
- [29] N. SHINOHARA, B. SHISHKOV, H. MATSUMOTO, K. HASHIMOTO, and A. K. M. BAKI, “New Stochastic Algorithm for Optimization of Both Side Lobes and Grating Lobes in Large Antenna Arrays for MPT,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, no. 1, pp. 286–296, Jan. 2008.
- [30] 高橋徹, “アレーアンテナ,” in 電子情報通信学会『知識の森』, vol. S4-2, no. 7, 2010, p. 1–18.
- [31] R. L. Haupt, “Optimized Weighting of Uniform Subarrays of Unequal Sizes,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 4, pp. 1207–1210, Apr. 2007.
- [32] L. Manica, P. Rocca, and A. Massa, “Design of Subarrayed Linear and Planar Array Antennas With SLL Control Based on an Excitation Matching Approach,” *IEEE Trans. Antennas*

Propag., vol. 57, no. 6, pp. 1684–1691, Jun. 2009.

- [33] X. Li, B. Duan, and L. Song, “Design of Clustered Planar Arrays for Microwave Wireless Power Transmission,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 1, pp. 606–611, Jan. 2019.
- [34] 松室堯之, 石川容平, and 篠原真毅, “低漏洩ビーム型マイクロ波電力伝送とリング配列アレーアンテナの基礎検討,” *宇宙太陽発電*, vol. 1, pp. 57–58, 2016.
- [35] 高野忠, “超大型アンテナ,” *J. Vac. Soc. Japan*, vol. 51, no. 8, pp. 13–18, 2008.
- [36] 稲谷芳文, “宇宙輸送の次のゴール.” [Online]. Available: http://inalab.isas.jaxa.jp/research/the_next_goal_for_rockets.html.
- [37] 中村修治, 前川和彦, 佐藤正雄, 佐々木謙治, and 三原荘一郎, “地上無線送電実験 ～位置づけと今後の展望～,” *宇宙太陽発電*, vol. 1, pp. 16–19, 2016.
- [38] M. Okumura *et al.*, “Theoretical and experimental study on a partially driven array antenna with simplified dipole elements,” *Eur. Sp. Agency, (Special Publ. ESA SP)*, vol. 2, no. 7, pp. 696–703, 2008.
- [39] T. Suda, T. Takano, and Y. Kazama, “Practical Active Phased Array Antenna in the Assembly of Sub-arrays with Partial Drive Technique,” in *International Symposium on Antenna and Propagation*, 2009, pp. 640–643.
- [40] T. Suda, T. Takano, and Y. Kazama, “Grating lobe suppression in an array antenna with element spacing greater than a half wavelength,” in *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2010, pp. 1–4.
- [41] 吉川修平, 中谷圭吾, and 石崎俊雄, “高効率GaN飽和増幅器設計のための非線形デバイスモデルの研究,” *電子情報通信学会論文誌 C*, vol. J97-C, no. 12, pp. 463–471, Nov. 2014.
- [42] JAXA-SSPS検討委員会, “2003年度JAXA SSPS委員会報告書,” 2003.
- [43] 歌島昌由, “軌道設計の応用-いろいろな衛星ミッションと摂動の利用と制御-,” 2010.
- [44] 羽石操, 平澤一紘, and 鈴木康夫, *小型・平面アンテナ*. 1996.
- [45] 中島将光, “伝送線路の回路論的取り扱い,” in *マイクロ波工学 基礎と原理*, 1975, pp. 82–97.
- [46] 京大生存圏研究所, “全国・国際共同利用設備：マイクロ波エネルギー伝送実験装置および宇宙太陽発電所研究棟.” [Online]. Available: <http://www.rish.kyoto-u.ac.jp/DCRP/METLAB.html>.
- [47] 飯草恭一, 堀義明, and シュミット J. R., “近傍界アンテナ測定システムの誤差要因とその対策,” *通信総合研究所季報*, vol. 39, no. 1, pp. 23–36, 1993.
- [48] G. Hindman and D. Slater, “Error suppression techniques for near-field antenna measurements,” *AMTA 11th Annu. Meet. Symp.*, pp. 1–6, 1989.
- [49] 鎌田幸男, 川原康介, and 坂井智彦, “水星探査機(MMO)搭載用高利得アンテナ(HGA)の開発,” *総合技術研究本部宇宙領域 宇宙科学研究本部 合同研究成果報告書 -人工衛星基盤技術-*, pp. 107–112, 2006.

[50] 三菱電機, “新方式アレーアンテナREESA.” [Online]. Available:

https://www.mitsubishielectric.co.jp/corporate/randd/list/info_tel/b230/index.html.

[51] 佐藤勝昭, “基礎から学ぶ光物性 - 第3回 光が物質の表面で反射される時 -.” [Online].

Available: http://web.tuat.ac.jp/~katsuaki/el/EL2008/slide_hikari03.pdf.

謝辞

本研究は著者が総合研究大学院大学 物理科学研究科 宇宙科学専攻 (総研大) に在籍し、宇宙航空研究開発機構(JAXA) 宇宙科学研究所にて行いました。一部の実験は、京都大学 生存圏研究所 マイクロ波エネルギー伝送実験装置を利用して行いました。

研究を進めるに当たり、JAXA 宇宙科学研究所の水野貴秀准教授におきましては、中途半端な時期から私を受け入れてくださり、日頃の研究活動や生活を始め、非常に多くの事をご教授いただきました。そのご協力・助言いただいた全てに深く感謝致します。

また JAXA 宇宙科学研究所の牧謙一郎助教におきましては、私の研究活動場所が確保できない状況も有った中、提案理論の検討や数値計算、実験での実証方法の検討など多くのことを議論させて頂き、一緒に研究を進めて頂きました。そのご協力・助言いただいた全てに深く感謝致します。

JAXA 名誉教授の佐々木進先生、東洋大学の藤野義之先生、JAXA 宇宙科学研究所の堂谷忠靖先生、村田泰宏先生には、本論文の審査のためにお時間を割いて頂きました。

実証実験用のアレーアンテナ架台の設計製作時には、JAXA 宇宙科学研究所 先端工作技術グループの中坪俊一氏、山口太一氏に、多大なご助力を頂きました。

実証実験に関して、JAXA 宇宙科学研究所の電波無響室で実験を行う際には、川原康介氏に実験計画段階から様々なご指摘・ご協力を頂きました。

京都大学生存圏研究所の篠原真毅教授、藤林純氏におきましては、京都大学生存圏研究所 宇宙太陽発電所研究棟 SPSLAB にて実験を行う際に、様々なご協力を頂きました事に、深く感謝いたします。

また JAXA 宇宙科学研究所 水野研究室の河野まり子氏、常磐大地氏、青沼祐介氏におきましては、日々の研究室での生活や、研究の諸問題に関する議論など、様々なご協力を頂きました事に、深く感謝いたします。

JAXA 宇宙科学研究所の田中研究室には、東海大学工学部在学時から総研大入学後も長期間に渡って研究生活を送らせて頂きました。田中孝治准教授を始め田中研究室の皆様から多くのご指導をいただいたことに感謝いたします。

最後に本研究を遂行するに当たり、長い間支えてくれた両親と兄弟たちに感謝申し上げます。