

宇宙太陽発電所における同時複数方向への
マイクロ波送電システムに関する研究

(研究課題番号：13680577)

平成 13～14 年度科学研究費補助金

(基盤研究(C)(2))

研究成果報告書

京都大学図書



9810059962

附属図書館

平成 15 年 3 月

研究代表者 橋本 弘 藏

(京都大学宙空電波科学研究センター 教授)

科研

2002

393

宇宙太陽発電所における同時複数方向への
マイクロ波送電システムに関する研究

(研究課題番号 : 13680577)

平成 13～14 年度科学研究費補助金

(基盤研究(C)(2))

研究成果報告書

平成 15 年 3 月

研究代表者 橋本 弘 藏

(京都大学宙空電波科学研究センター 教授)

はしがき

本報告書は、平成13年度から平成14年度にわたって文部省科学研究費補助金(基盤研究(C)(2))によって行われた「宇宙太陽発電所における同時複数方向へのマイクロ波送電システムに関する研究(課題番号13680577)」の研究成果をまとめたものである。

21世紀におけるエネルギー危機を救う方法の一つとして、無尽蔵でクリーンな宇宙太陽発電所(Space Power Station/Satellite; SPS)が注目されている。このSPSにおいて、マイクロ波電力伝送は重要な基盤技術である。SPSでは送電目標(受電点)に正確にマイクロ波ビームを向ける方法としてレトロディレクティブ方式が提案されており、これをソフトウェア的に実現する研究を行っている。レトロディレクティブ方式は受電点より位置を知らせるパイロット信号を送信し、複数のアンテナ間の位相差情報を用いてマイクロ波ビームを電氣的に目標に向ける方式である。これにスペクトル拡散の技術を応用し、雑音に強く、妨害波と識別が可能で複数方向からのパイロット信号にも対応できる目標方向推定方法と関連技術に関する研究を行っている。

本報告では、スペクトル拡散方式の特性を応用して、マイクロ波電力の送電下で、パイロット信号の周波数を送電周波数と同一にする研究を中心に述べる。これはサーキュレータ、帯域除去フィルタの利用や同期方法の改善により、送受アンテナの共用や周波数の有効利用に貢献できる成果である。パイロット信号にスペクトル拡散変調を用いた方式は、2.45GHzのシステムを製作した他、研究高度化設備費(COE分)として導入された「5.8ギガ宇宙太陽発電無線電力伝送システムSPORTS(Space Power Radio Transmission System)」のビーム形成制御サブシステムに実現されている。送電アレイアンテナは、5.8GHzの半導体送電器や144素子のビーム形成用円偏波アンテナなど構成されている。二つのパイロット信号送信機を備え、識別が行える。またこれを用いて、複数方向へ電力を送る設計をするための解析と実験も行った。高い電力収集効率と受電サイト以外の不要放射抑制を目指した送電放射パタンの形成である。均一振幅アレーを仮定し、遺伝的アルゴリズムを用いて、1方向送電における最適化と2方向送電を可能にするマルチビーム形成の最適化を行った。

研究代表者 京都大学宙空電波科学研究センター

橋本弘藏

研究組織

研究代表者

橋本弘藏 (京都大学宙空電波科学研究センター 教授)

研究分担者

松本 紘 (京都大学宙空電波科学研究センター 教授)

篠原 真毅 (京都大学宙空電波科学研究センター 助教授)

研究費

平成13年度 2,400 千円

平成14年度 1,200 千円

合計 3,600 千円

研究発表

学会誌等

- K. Hashimoto, K. Tsutsumi, H. Matsumoto, and N. Shinohara, Beam Control System with Spread Spectrum Pilot Signal for Microwave Power Transmission, THOF13, APMC2002, Kyoto, 2002.
- N. Shinohara, H. Matsumoto, and K. Hashimoto, Solar Power Station/Satellite (SPS) with Phase Controlled Magnetrons, TH2C-1, APMC2002, Kyoto, 2002.
- N. Shinohara, H. Matsumoto, and K. Hashimoto, Solar power station/Satellite(SPS) with phase controlled magnetrons, IEICE Trans. Electron., in press, 2003.
- H. Matsumoto, N. Shinohara, K. Hashimoto, and T. Mintani, SPORTS: Solar power radio transmission system, URSI XXVIIth General Assembly, Maastricht, Netherland, 2002.
- K. Morishita, C. Yasuda, K. Kito, H. Matsumoto, K. Hashimoto, and N. Shinohara, Development of microwave power transmission equipment for SSPS research facility, URSI XXVIIth General Assembly, Maastricht, Netherland, 2002.
- K. Hashimoto, K. Tsutsumi, N. Shinohara, and H. Matsumoto, Beam control system with spread spectrum pilot signals for solar power satellite, URSI XXVIIth General Assembly, Maastricht, Netherland, 2002.

口頭発表

- 堤 恒次, 橋本 弘藏, 篠原 真毅, 松本 紘, 送受共用アンテナを用いたマイクロ波送電器の開発, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-21, 電気通信大学, 2001.
- 堤 恒次, 橋本 弘藏, 篠原 真毅, 松本 紘, 送受共用アンテナを用いたマイクロ波送電器の開発, 第4回SPSシンポジウム, 慶応義塾大学, 2001.
- 堤 恒次, 橋本 弘藏, 篠原 真毅, 松本 紘, マイクロ波電力伝送におけるスペクトル拡散パイロット信号を用いたビーム制御システム, 電子情報通信学会総合大会, B-1-45, 早稲田大学理工学部, 2002.
- 新島 壮平, 橋本 弘藏, 松本 紘, 篠原 真毅, マイクロ波送電を目的とした均一振幅励振のフェイズドアレイの最適化, 第5回SPSシンポジウム, 神戸大学, 2002.
- 新島 壮平, 橋本 弘藏, 松本 紘, マイクロ波送電における均一振幅励振フェイズドアレイの最適化, 電子情報通信学会総合大会, B-1-125, 東北大学川内キャンパス, 2003.

- 松本 真俊, 橋本 弘藏, 松本 紘, 宇宙太陽発電所のための自動校正機能を有する到来方向検出法に関する研究, 電子情報通信学会総合大会, B-1-126, 東北大学川内キャンパス, 2003.
- K. Hashimoto, H. Matsumoto and N. Shinohara, Beam Control System with Spread Spectrum Pilot Signal for Microwave Power Transmission, The 1st International Symposium on Sustainable Energy System, Campus Plaza Kyoto, Kyoto, 2003.
- S. Nijima and K. Hashimoto, Phase-Only Antenna Synthesis for Microwave Power Transmission, The 1st International Symposium on Sustainable Energy System, Campus Plaza Kyoto, Kyoto, 2003.
- H. Matsumoto, N. Shinohara, K. Hashimoto, H. Usui, and T. Mitani, MPT and SPS Research at Radio Science Center for Space and Atmosphere, Kyoto University, The 1st International Symposium on Sustainable Energy System, Campus Plaza Kyoto, Kyoto, 2003.
- N. Shinohara, H. Matsumoto and K. Hashimoto, Space Power Radio Transmission System (SPORTS), The 1st International Symposium on Sustainable Energy System, Campus Plaza Kyoto, Kyoto, 2003.
- 新島 壮平, 橋本 弘藏, マイクロ波送電における均一振幅励振フェイズドアレイの最適化, 京都大学 21 世紀 COE プログラム「環境調和型エネルギーの研究教育拠点形成」シンポジウム, 東京, TFT ホール, 2003.
- 橋本 弘藏, 松本 紘, 篠原 真毅, スペクトル拡散パイロット信号を用いた SPS 用ビーム制御システム, 京都大学 21 世紀 COE プログラム「環境調和型エネルギーの研究教育拠点形成」シンポジウム, 東京, TFT ホール, 2003.
- 篠原 真毅, 松本 紘, 橋本 弘藏, 宇宙太陽発電無線電力伝送システム SPORTS, 京都大学 21 世紀 COE プログラム「環境調和型エネルギーの研究教育拠点形成」シンポジウム, 東京, TFT ホール, 2003.

研究報告

- 堤 恒次, マイクロ波電力伝送におけるスペクトル拡散パイロット信号を用いたビーム制御システムの開発, 京都大学大学院情報学研究科修士論文, 2002.
- 新島 壮平, マイクロ波送電における均一振幅フェーズドアレイの最適化, 京都大学大学院情報学研究科修士論文, 2003.

1 序論

温暖化、化石燃料の枯渇、人口爆発、ゴミ問題…。21世紀へ突入し、今、地球は様々な問題を抱え危機に瀕している。我々人類の21世紀の一番の課題はこれらの問題を解決し「生き残ること」である。科学技術は、20世紀のように生活水準の向上のみを追い求めていた時代から、迫りくる危機を回避することに重点を置く時代へと変わるときがきたといえる。

今特に解決が急務とされている課題の一つにエネルギー問題がある。化石燃料を使わず、温暖化ガスを排出しないエネルギー源を開発することは地球の未来を守るために必須と考えられる。現在、ほぼ無尽蔵に利用できずすべての問題を一挙に解決できるものとして、「核融合エネルギー」と「太陽エネルギー」の2つが有力視されている。しかし、核融合発電についてはまだ実現のめどすら立っていない状況である。一方の太陽エネルギーについてはエネルギーの最も効率のよい利用法である太陽電池が様々なところに普及し、生産も順調に伸びている。しかし、現在使用されているエネルギーのほとんどを担っている石油、原子力などに比べるとその割合はまだ非常に小さく、このまま地上の発電量を増やしたとしても夜間や雨天時の発電はできないため、基盤エネルギー源となることは難しい。このような現状の中で我々の研究グループでは太陽光を使った新しいエネルギー源を研究している。それが宇宙太陽発電所 (SPS, Solar Power Station/Satellite) である。

SPSとは、宇宙空間において太陽光発電で得られた電力をマイクロ波やレーザーを用いて地上に伝送するという計画である。初めてこのシステムが提唱されたのは、1968年にアメリカのP.E.Glaser博士によってであり[1]、1978年には米エネルギー省(DOE)及び米航空宇宙局(NASA)の共同で最初の概念設計(DOE/NASA Reference System)がなされている[2]。このリファレンスシステムのSPSは、5km×10kmの太陽電池パネルによって発電された10GWの電力を静止軌道上から2.45GHzのマイクロ波を用いて地上に伝送し、地上では10km×13kmの大きさの受電領域でマイクロ波を5GWの直流電力に変換する計画である。このリファレンスシステム以降、NASDAやISASなど日本の機関でも様々なモデルが提案されている。

SPSの特徴は、有害性、危険性がほとんどなく、技術面での難点も少ないこと、更に時刻、天候等の環境に左右されずほとんど連続的にエネルギーを供給できるため、基盤エネルギー源となり得ることである。またSPSは、発電で得られたエネルギーで新たなSPSを建設することもできる再生可能エネルギーであるため、SPSの実現はエネルギー問題の解決に大きく貢献し、さらには地球温暖化などの環境問題に対しても有効な手段であると考えられる。

当初はアメリカで考案され、検討されてきたSPSであるが、1980年代以降日本における研究がより活発となり、特に京都大学のグループなどを中心として研究が進められてきた[3]。我々京都大学宇宙電波科学研究センターでは、実証実験を中心とした研究を積み重ねてきている。1983年8月にはSPSに関する宇宙実験としては世界で初めてとなるマイクロ波送電ロケット実験MINIXを行い[4][5][6]、さらに1993年2月にはISY-METSロケット実験を行った[7]。これらの実験はプラズマとマイクロ波の非線形相互作用の解明を目的としたものである。また、1992年8月には神戸大学等との合同グループにおいて無燃料模型飛行機へのマイクロ波送電実験であるMILAX飛行実験

が [8], さらに 1994 年 10 月及び 1995 年 3 月には神戸大学, 関西電力との合同研究として, 地上 2 定点間でのマイクロ波無線電力伝送の基礎実験が行われた [9][10]. そして, 1996 年にはレトロディレクティブ方式を用いた自動追尾型マイクロ波送電器の開発, 及びデモンストレーション実験が行われている [11]. また, 2001 年には 5.8GHz サンドイッチ構造マイクロ波送電器 “SPRITZ” [12], 及び位相制御マグネトロンを用いた送受電システム “SPORTS2.45” [13], “SPORTS5.8” [14] の開発にも成功している.

マイクロ波送電の技術は主に, 宇宙側の送電部における直流-マイクロ波変換, 送電ビームの制御, 地上側の受電部におけるマイクロ波-直流変換の 3 つの部分に分けることができる. 我々のグループはこれらすべての研究を行っている. 最近の成果としては, 直流-マイクロ波変換素子として, 家庭用電子レンジで用いられているマグネトロンを送電フェーズドアレー用に, 雑音の低減と位相の制御を可能にした「位相制御マグネトロン」の開発に成功している [15]. また, マイクロ波-直流変換素子としては様々なレクテナ (rectena, rectifying antenna) の開発を行っている [16][17].

本報告書で述べるのは送電ビーム制御技術についてである. SPS の送電ビーム制御には, レトロディレクティブ方式を用いることが有力視されている. 受電サイト方向へ送電ビームを向けるためには送電方向を検知する必要があるが, レトロディレクティブ方式では受電サイトから送信されたパイロット信号をもとに方向検知, 又は直接ビーム形成を行う. 本研究グループではこのパイロット信号にスペクトル拡散変調を施すことが提案され, これまでに基本的な検討が行われた [18]. 本報告書ではこの研究の発展として, SPS の実現のための実用的なマイクロ波送電器を目指して開発を行う.

本報告書は 6 章より構成される. 第 2 章では SPS のマイクロ波送電システムの概要と本研究で開発するマイクロ波送電器について述べ, 第 3 章でその基本特性の測定と改良を行う. 第 4 章では実際にパイロット信号を受信し送電方向検出の特性測定について述べる. そして第 5 章では SPS へ本システムを適用したときの検討をシミュレーションと実験結果をもとに行う. 最後に第 6 章においてまとめと今後の研究課題について考察を行う.

2 マイクロ波電力伝送システムの概要

この章では、宇宙からの電力伝送に用いられるマイクロ波送電システムについて述べる。SPSから地上へマイクロ波送電を行う場合には様々な条件を満たす必要がある。例えば、受電サイト以外へのマイクロ波放射を減らし通信等へ影響を与えないようにしなければならない。具体的には、受電サイト方向のみの電界強度を大きくしてサイドローブレベルを下げる放射パターンの形成、衛星の傾き・歪みなどへ対応する自動方向制御システム、盗電や誤動作を防ぐ安全性の高いシステム、などが必要である。本章ではこれらの要求を満たすべく提案されている基本的なマイクロ波電力伝送システムの概要について述べ、本報告書で提案するシステムの概要についても紹介する。

2.1 SPS 送電システム

SPSにおけるマイクロ波送電の送電部には、巨大なアレーアンテナを用いる案が最も有力である。この方法では、アクティブフェーズドアレーにより各アンテナ素子の位相を制御することによって、マイクロ波ビームの放射パターンを受電点が最も強くなるように調整する。このとき、まず受電地点の方向を検知する必要があるが、そのための方法としてレトロディレクティブ方式を応用した方法が用いられる。レトロディレクティブ方式とは、アレーアンテナの各素子によって受信された電波の位相共役をとり同じアンテナから再放射することで、電波の到来方向へ自動的に送り返す方法である。ここで位相共役とは、全素子に共通なある信号を基準にして位相を反転させることである。レトロディレクティブの原理を図1に示す。この構成はすべてアナログ回路を用いて実現することができるため、非常に高速にビームの追従を行うことが可能である。

レトロディレクティブ方式を用いたSPS送電システムにおいては、地上の受電点からSPSへ向けて電波を送信する。SPS側ではその電波を増幅及び位相共役の操作の後に送り返すことによって自動的に受電点方向へマイクロ波のメインビームを向けることになる。この地上からSPSへ向けて送信する信号のことをパイロット信号と呼ぶ。

レトロディレクティブ方式では、各アンテナの位置情報を必要としない。つまり、アンテナの配列が既知でなくても正確に受電点方向へ送電ビームを向けることができるのである。SPSのような巨大なシステムの場合、すべてのアンテナを正確に配置することは不可能であり、また構造上の歪みが生じることも避けられない。しかし、レトロディレクティブ方式を用いることによってこの問題は自動的に解決することができる。これがレトロディレクティブ方式を用いる最大の利点である。

しかし、実際に図1のようなシステムをそのままSPSへ搭載するには様々な問題が存在する。まず、SPSの総アンテナ数は数千万から数十億となるため、そのすべてにパイロット信号受信回路を付けることは、コスト・重量の面からも非常に困難である。そのため、パイロット信号受信回路を間引きして、その間の送電アンテナの位相は補間して求める方法が有力である。また、アレーアンテナから送電ビームを形成するためには、ただ1つの基準となる信号（位相と周波数の

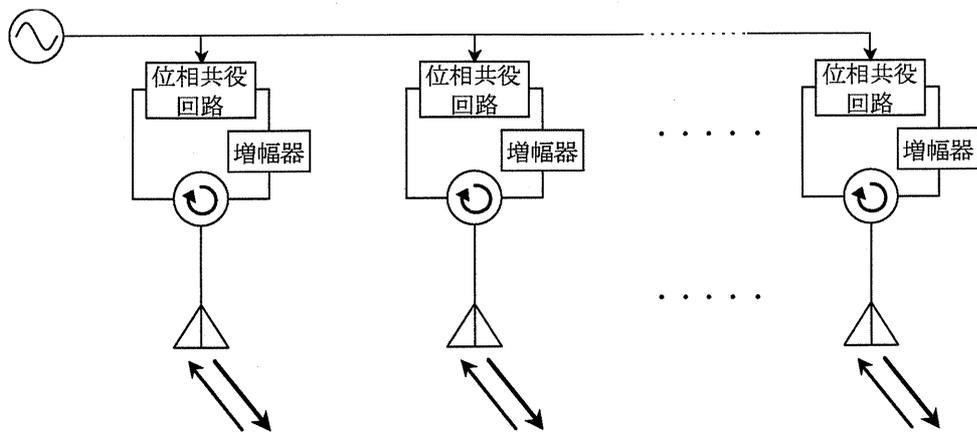


図 1: レトロディレクティブの原理

情報) が必要である。しかし、SPS の送電部に用いられるのは直径数百 m~数 km という非常に大きなアンテナであるため、基準位相を正確にすべての素子へ与えることは難しい。そこで、アンテナアレーをいくつかのユニットに分割して、それぞれのユニットで独立にレトロディレクティブ方式を用いる、というシステムが現在提案されている。各ユニットを独立させて動作させることができれば保守も容易になり、システムも堅牢であるため有望な方法である。しかし依然としてユニット間の位相をそろえることは必要であり、これが最も困難な点である。

レトロディレクティブ方式を SPS へ適用する時の次の問題点は、送電電波によるパイロット信号への干渉の影響である。送電電波はパイロット信号に比べて非常に大きな電力をもっているため、パイロット信号受信に影響を与えることが予想される。そのため、SPS では送電系と受信系に異なるアンテナを用いたり、周波数、偏波面を変えることによって 2 信号間のアイソレーションを高めることが考えられている。[11]

3 つめの問題点は、安全性についてである。パイロット信号に CW 信号を用いると、特定の周波数の電波をパイロット信号と認識せざるを得ないため、スプリアスや妨害波に反応してその到来方向へ送電ビームを向けてしまう可能性がある。また故意に地上から CW 信号を送信して盗電することも考えられる。この問題については、送電ビームが誤った方向へ向いてしまったときに送電ビームを拡散するように位相制御することによって解決できる。しかしさらに根本的な解決法として、本論文ではパイロット信号にスペクトル拡散変調を施すことによって正しい信号のみを受信するという方法を提案する。具体的な内容については次節以降に述べる。

2.2 本研究におけるシステムの特徴

現在までに提案されている SPS の送電システムについては前節で述べたが、本研究では、これまでのレトロディレクティブ機能を有した送電システムの改良として新しいマイクロ波送電器を開発する。目標とするのは安全性、柔軟性を高めたシステムである。このシステムの特徴は主に次に挙げる 3 つである。

第1の特徴は、パイロット信号にスペクトル拡散(SS)変調を施すことである。SS変調を用いることによる利点等については、2.3節に詳しく述べる。

第2の特徴は、送電・受信のためのアンテナを共用することである。これまで、送電のための大電力の電波がパイロット信号に対して干渉波となるため、アンテナを共通にしては正確な受信ができないとされてきた。しかし、レトロディレクティブでは、パイロット信号受信アンテナと送電アンテナが同じ位置にあることが理想的である。実際には2つのアンテナの相対位置が正確に固定されれば問題は起きないが、製作精度の問題が出てくる。また、送電アンテナアレーの中に受信アンテナが混在して送電アンテナ素子の数が減らされると、送電アンテナパターンの乱れにもつながる。本研究では、送電・受信のアンテナを共用にしてこの問題を解決することを目指す。

第3の特徴は、パイロット信号受信から送電位相の決定までの一連の動作をコンピュータによって実現することである。具体的には、アンテナによって受信されるパイロット信号をコンピュータに取り込み、各アンテナ間の位相差を計算する。その情報を元に送電電波の各アンテナから放射されるべき位相を導出する。これによってパイロット信号受信回路を間引きすることが簡単にできるようになる。さらに、コンピュータを用いて送電位相を計算することは、サイドローレベルを下げるなど送電パターンの修正や、1つのアレーアンテナから複数方向へ送電するためのマルチビームを形成することを可能とする。コンピュータ制御する方式では、アナログ回路のみから構成されるレトロディレクティブと比較すると動作速度は落ちるが、実用上問題無い速度を確保することはできると考えられる。

2.3 スペクトル拡散パイロット信号

本システムでは、パイロット信号にスペクトル拡散変調(SS変調)を施すが、この節では、このSS変調の原理及び特徴について述べる。[19][20]

2.3.1 スペクトル拡散パイロット信号の特徴

SS変調は広い帯域幅に信号エネルギーを拡散させる変調方式であり、GPSや携帯電話、無線LAN等に応用されるようになってきて注目を集めている。それは、SS変調方式は従来の方式とは異なる特徴を持っているからである。以下にその主な特徴とマイクロ波送電へ応用した際の利点を挙げる。

1. 信号の秘匿性

SS変調信号には、通信を行っていること自体が第3者に察知されにくいという点と、通信の内容が第3者に漏洩しにくい点という2つの面での秘匿性がある。これは、スペクトルを拡散させた結果周波数軸上での電力密度が低くなることと、その周波数拡散に拡散符号系列を用いることに基づいている。マイクロ波送電のパイロット信号に適用した場合、後者の特徴が重要になる。つまり、特定の拡散符号系列を用いた信号のみにしか反応しないため、妨

害信号やスプリアスなどをパイロット信号と認識して、誤った方向へ送電してしまうことを防ぐことができる。これはパイロット信号にCWを用いたときには得られない利点であり、この問題は宇宙空間からマイクロ波送電を行う上で大変重要である。

2. 妨害波・干渉波排除能力

SS変調方式では帯域幅を広く使うため、同じ周波数帯に狭帯域の干渉波が存在しても、ある程度のレベルまでであればそれを排除することができる。逆に考えると、パイロット信号を妨害することは困難であるといえる。また、マイクロ波送電の場合、送電電波は大きな電力を持っているがこれを干渉波と考えると、パイロット信号と送電電波の周波数帯を同一にしてもSSパイロット信号の受信ができる可能性がある。もしこれが可能であれば、送電・受信アンテナの共用化も容易になる。

3. 符号分割多重

前項で述べたように、SS変調方式は干渉波の排除能力が非常に高い。そのため異なる拡散符号系列を用いて変調された信号を干渉波とみなすと、同一周波数、同一時間上で個別の通信が可能となる。この多元接続法をCDMA (Code Division Multiple Access) という。SPSにおいては、複数の受電サイトからのパイロット信号に、異なる拡散符号又はタイミングの異なる同一符号を用いたSS変調を施すことによって、各受電サイトを識別することができるようになる。これに送電アレーからのマルチ送電ビーム [21] を併用すれば、複数方向への同時送電が可能となる。複数の受電点の識別法に関しては、MUSIC法など高分解能で複数の信号の到来方向を推定するものもあるが、各送信源同士の距離が近い場合識別が困難になること [22] や、所望の信号のみを選んで識別することが難しいため、SS変調を用いた方式の方が有力であると考えられる。

2.3.2 スペクトル拡散変調の原理

次に、SS変調の具体的な実現方法について述べる。SS変調方式で一般的に使用される変調方式は主に、直接拡散 (DS, Direct Sequence) 方式と周波数ホッピング (FH, Frequency Hopping) 方式の2種類である。ここでは、本研究のシステムに用いるDS方式について述べる。

DS方式とは、被変調信号にそれよりもはるかに広帯域の信号を直接乗算させて、スペクトルの拡散を実現する方式である。乗算させる信号 (拡散信号) は、 ± 1 のどちらかの値をとるため、元の信号を復元させるにはスペクトル拡散を行った操作と同じ操作を行えばよい。この復調の操作を逆拡散という。簡単なブロック図を図2に示す。拡散と逆拡散の操作がまったく同じであるということは、受信された信号に混入した干渉波は復調器によって拡散され周波数軸上での電力密度が低くなる。これがSS変調は耐干渉波能力が高いといわれる所以である。また同じSS変調信号でも復調の際に掛けられる符号の種類やタイミングが違えば、スペクトルはさらに拡散されてしまう。この原理によって符号分割多重が実現できることになる。

次に、被変調信号に乗算する信号 (拡散信号) について述べる。拡散信号には、

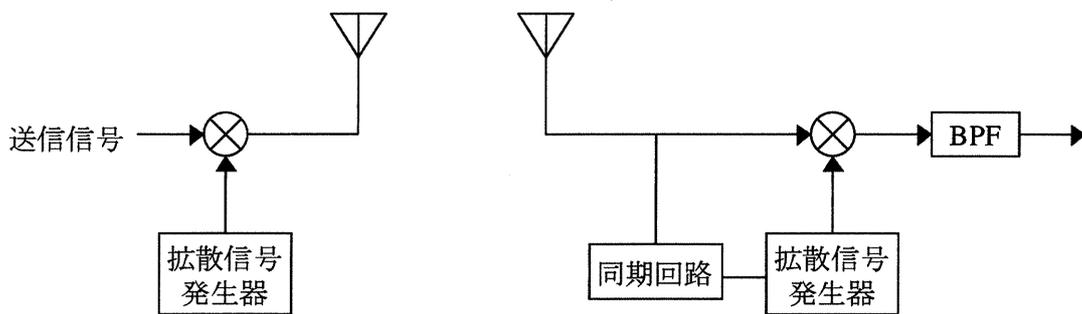


図 2: SS 変調と復調

- 異なる信号間の区別をしやすくするために、異なる拡散信号の相互相関が小さい。
- 同期確立が容易にできるように、同じ信号に対しては鋭い相関特性を持つ。
- 信号はできるだけランダムで周期が長い

といった特徴をもつことが要求されるが、この信号として PN 系列 (Pseudorandom Noise) 信号と呼ばれる特殊な波形が用いられる。PN 系列信号は ± 1 の値をランダムにとる矩形波の集まりである。理想的な PN 系列は $+1$ と -1 がまったく無秩序に現れるものであるが、実際には送信側で発生された系列とまったく同じ系列を受信側で再生する必要があるため、ある規則性を持ったものが使用される。そこでよく利用される系列の 1 つに M 系列と呼ばれるものがあり、本システムでもこの M 系列を用いる。

図 3 に M 系列発生回路の一例 (モジュラー型 SRG, shift register sequence generator) を示す。この発生器は、シフトレジスタと帰還タップ、排他的論理和ゲートから構成される。シフトレジスタの中には「0」または「1」の値が入っているが、出力では「0」を -1 へとレベル変換される。出力が M 系列となるタップの位置は決まっていて、そのときの符号の周期は $2^N - 1$ となる。ここで N はシフトレジスタの段数である。

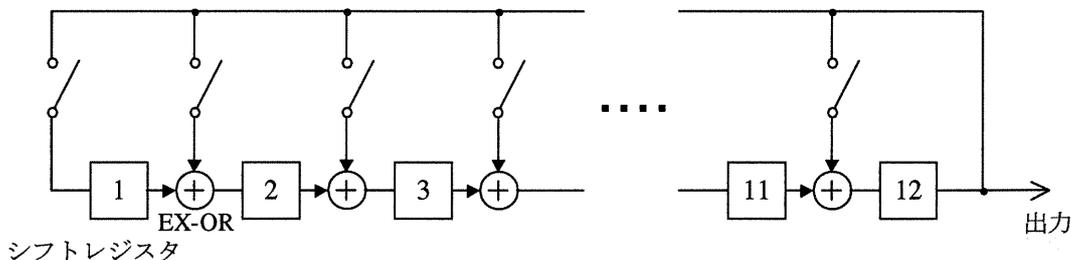


図 3: M 系列発生回路

この M 系列の自己相関関数は非常に良い特性をもっている。図 4 に段数 N 、1 チップの時間幅が T_c のときのグラフを示すが、ピーク値が 1 となり、その他の値は $-1/(2^N - 1)$ となっていることが分かる。これは異なる送信源が、同じ種類だがタイミングの違う M 系列を用いた SS 信号を

送信したとしても、それぞれ識別することが可能であることを示している。また、後に述べるが受信時の同期の際にもこのピーク部分が三角形となる自己相関特性を利用している。

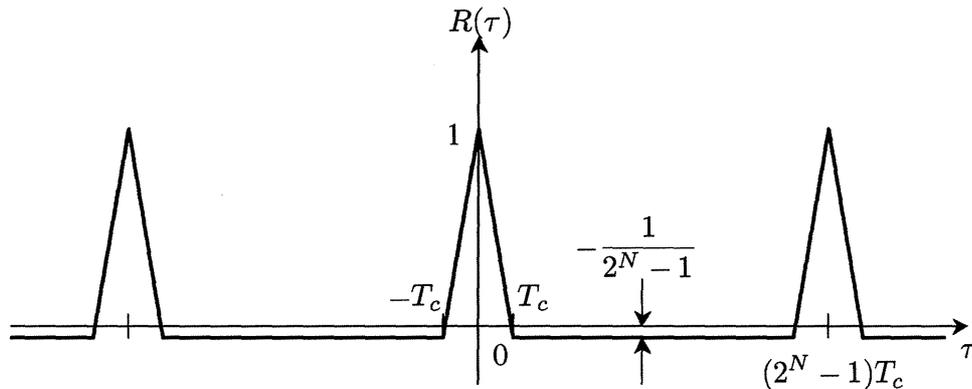


図 4: M 系列の自己相関関数

SS 信号の受信の際、最も重要な問題は拡散信号の同期である。既に述べたように SS 信号は送信側で用いられた拡散信号と同じ信号を、同じタイミングで乗算しなければ復調することができない。ここでの同期とはこのタイミングを合わせる操作のことである。SS 信号の同期は一般に 2 つの操作に分けられる。まず初めに拡散信号のタイミングを 1~数分の 1 ビット単位で合わせる「同期捕捉」と、その同期確立後、同期状態を失わないように監視を続ける「同期追跡」である。それぞれの操作について様々な手法が考えられているが、本システムでは同期捕捉には最も単純なスライディング相関器を、同期追跡には最もポピュラーな遅延ロックループ (DLL, Delay Locked Loop) を用いる。これらの詳細な構成については 3.1 節で述べる。

最後に SS パイロット信号のスペクトルについて述べる。上で述べたように SS 変調の拡散信号はタイミングがほぼランダムな矩形波の集まりである。そのため、拡散信号のスペクトルは矩形波のスペクトルとほぼ同じ sinc 関数になる。ただし、拡散系列に M 系列など周期を有する系列を用いると、矩形波の出現は完全なランダムではなくなるので図 5 のように離散的な値をとる sinc 関数となる。SS 信号の帯域幅とは一般にこのスペクトルのメインローブの零点から零点までの帯域幅を指す。つまり、拡散符号のビットレートを R_c とすると帯域幅は $2R_c$ となる。このメインローブには全体の約 90% の電力が含まれていて、この部分のみを送信しても情報を取り出すことができる。実際、無線通信では帯域制限をしてから、信号の送信を行っている。

2.4 マイクロ波送電器の構成

図 6 に本研究で開発するマイクロ波送電器の構成を示す。この図には 3 チャンネル分だけ描かれているが、実際に使用するのは 4 チャンネル分である。

周波数としては、送電マイクロ波に 2.45GHz、パイロット信号も 2.45GHz 付近を使用する。SPS においては、送電周波数として 2.4GHz 帯もしくは 5.8GHz 帯を使うことを目指している。これは ISM (Industrial, Scientific, and Medical) バンドと称される法的に利用規制が緩やかな

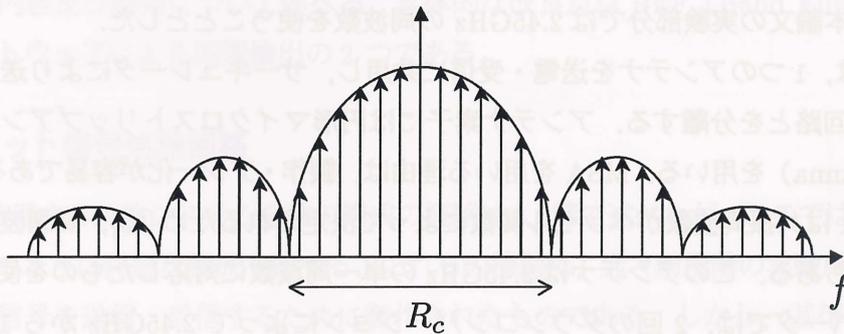


図 5: M 系列信号のスペクトル

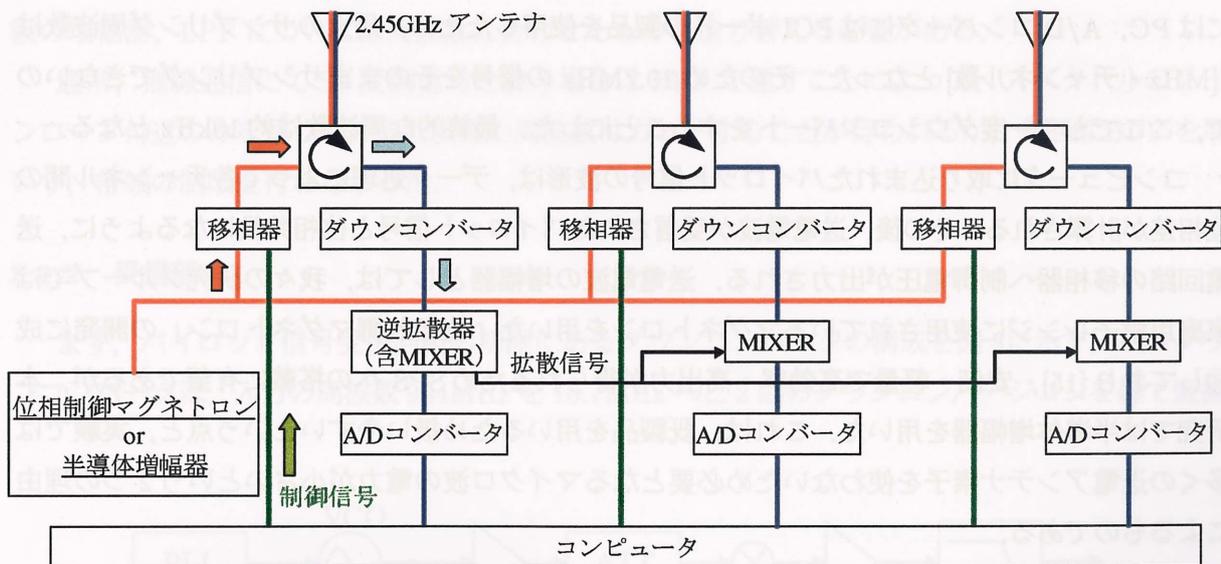


図 6: 本研究で開発するマイクロ波送電器の構成

周波数帯の一部であること、さらに「電波の窓」と呼ばれる宇宙から地球への伝搬ロスが小さい1-10GHzの周波数帯に入ることが理由である。最近の傾向としてSPS研究には、機器やアンテナが小さくなり受電サイトも小さくすることができる5.8GHz帯を使った検討が多くなってきたが、逆に小さいシステムでは放熱問題の解決が非常に重要であり、2.4GHzシステムにも再注目が集まっている。本論文の実験部分では2.45GHzの周波数を使うこととした。

アンテナ部は、1つのアンテナを送電・受信に共用し、サーキュレータにより送電回路とパイロット信号受信回路とを分離する。アンテナ素子には円形マイクロストリップアンテナ(MSA: MicroStrip Antenna)を用いる。MSAを用いる理由は、製作・アレー化が容易であるからである。また、円形MSAは共振周波数がベッセル関数によって決定されるため[23]、高調波が放射されにくいという利点もある。このアンテナは2.45GHzの単一周波数に対応したものを使用する。

ダウンコンバータでは、2回のダウンコンバージョンによって2.45GHzから10.7MHzへと変換される。10.7MHzにダウンコンバートされた信号は逆拡散器に入り復調される。本システムではSSパイロット信号に情報を乗せることはしていないので、逆拡散器から出力される信号は10.7MHzのCW(連続波)である。この復調(逆拡散)の過程においては、受信された信号とタイミングの一致した拡散信号を掛ける操作を行うのであるが、拡散信号のチップレートは搬送波の周波数に比べてかなり小さいので、近いアンテナで受信された信号には同一タイミングの拡散信号を掛けることによって復調することができる。つまり、図6に示すようにすべてのチャンネルの逆拡散器に同期回路をつける必要はないのである。拡散信号のチップレートが数Mcpsであれば、同期回路は数mおきに1つあれば十分であると考えられる。

逆拡散された信号は、A/Dコンバータによりコンピュータに取り込まれるが、コンピュータにはPC、A/DコンバータにはPCIボードの製品を使用したため、最大のサンプリング周波数は1[MHz・チャンネル数]となった。そのため10.7MHzの信号をそのままサンプリングできないので、ここでもう一度ダウンコンバートをすることにした。最終的な周波数は約10kHzとなる。

コンピュータに取り込まれたパイロット信号の波形は、データ処理によって各チャンネル間の位相差が計算される。その後、送電電波が受信されたパイロット信号と位相共役になるように、送電回路の移相器へ制御電圧が出力される。送電電波の増幅器としては、我々の研究グループでは家庭用電子レンジに使用されているマグネトロンを用いた「位相制御マグネトロン」の開発に成功しており[15]、安価・軽量で高効率・高出力が得られるためSPSへの搭載に有望であるが、本研究では半導体増幅器を用いた。これは、既製品を用いるため扱いやすいという点と、実験では多くの送電アンテナ素子を使わないため必要となるマイクロ波の電力が小さいという2つの理由によるものである。

3 スペクトル拡散パイロット信号のマイクロ波送電への応用

この章では、本システムで用いる SS パイロット信号処理回路の構成を述べ、その性能について測定した実験結果を基に述べる。その後、回路にマイクロ波送電へ応用するための改良を行ったので、その内容及び結果について述べる。具体的な改良点は BEF (Band Elimination Filter) の挿入とソフトウェアによる同期検出の 2 つである。

3.1 パイロット信号処理回路

本研究で使用する送電システム全体の構成の概略は 2.4 節で述べたが、ここではパイロット信号処理部についてさらに詳細な構成を述べる。これらの機器は、元々前段階の実験用として 904MHz のパイロット信号を送信、受信するために製作されたものである。しかし、基準信号を外部から与えることによって 2.45GHz のパイロット信号を処理することも可能となる。

3.1.1 送信部

SS パイロット信号送信部の構成を図 7 に示す。PN ジェネレータは最大 12 段の M 系列を生成することができる。キャリア信号は 904MHz で、PLL (Phase Locked Loop) と VCO (Voltage Controlled Oscillator) を用いて発生させる。この M 系列信号とキャリア信号をミキサで乗算することによって 904MHz の SS 信号を作り出す。ここで使用したミキサは ZEM-4300 (Mini-Circuit 製、Double Balanced Mixer) であり、300-4300MHz の周波数に対応しているため、外部から信号を与えることによって 2.45GHz のパイロット信号を生成することが可能となる。この場合、後段の増幅器、LPF については周波数に合わせたものと取り替える必要がある。

通常、無線通信にて SS 変調信号を使う場合は BPF を通すことによって、スペクトルのメインローブ付近のみを残して、それ以外の周波数はカットすることが行われるが、今回は BPF を用いず、帯域の制限を行わなかった。

3.1.2 受信部

まず、パイロット信号受信回路の初段にあるダウンコンバータの構成を図 8 に示す。このダウンコンバータは、入力の周波数 904MHz を 10.7MHz へと 2 回のダウンコンバージョンを経て変換

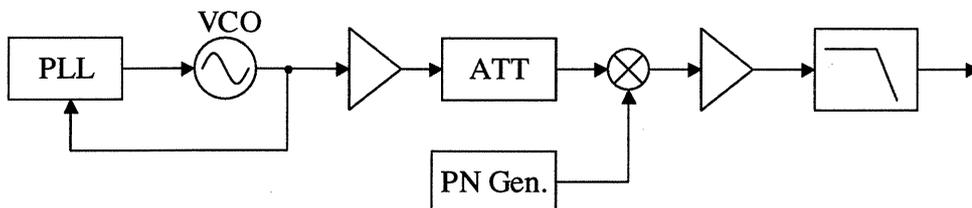


図 7: SS パイロット信号送信器

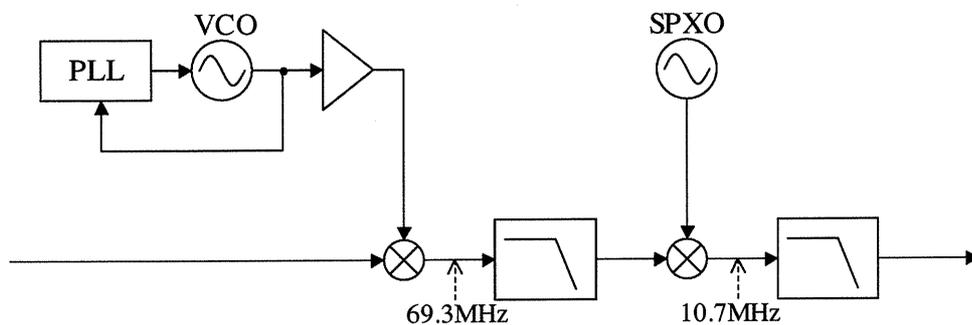


図 8: ダウンコンバータ

する。第 1 ローカルの周波数は 973.3MHz, 第 2 ローカルの周波数は 80MHz である。第 1 ローカルは VCO と PLL を用いて発生させ, 第 2 ローカルは水晶発振子より発生させることになっている。このダウンコンバータも送信器と同じく, 第 1 ローカルの信号を外部から与えることによって 2.45GHz から 10.7MHz への変換を行うことができる。この場合, 第 1 ローカルに 2519.3MHz の信号を入力することになる。

本来アンテナから受信された信号はまず最初に増幅器で増幅されるべきであるが, 今回は増幅器によるレベルの非線形性を排除するために増幅器を除いて特性の測定を行った。これにより, ミキサの定格から入力できる最大電力は 0dBm となった。

図 9 に示すのは本システムで用いる復調器 (逆拡散器) 1 セットのブロック図である。1 セットの中にチャンネルは 2 つ, 同期回路は 1 つ含まれている。つまり, この 2 チャンネルは同じ拡散信号を用いて逆拡散されることになる。これは, 2 つのチャンネル間の信号の時間遅延が拡散信号のチップ周期に比べて非常に小さいと仮定しているからである。実際の拡散信号のチップレートは 0.625~5Mcps で可変であり, 2 チャンネルを受信するアンテナ間の距離は最大でも 50cm 程度であるため, この仮定は満足される。図 9 の上半分が同期回路であり, スライディング相関器と遅延ロックループ (DLL) が含まれている。

まず, 同期捕捉を行うスライディング相関器の動作について説明する。右端の PN ジェネレータは M 系列を出力する回路である。構成は図 3 に従い, 最大で 12 段 (符号長=4095) の M 系列を生成することができる。タップの位置も自由に変えることができる。この PN ジェネレータには 3 つの出力があるが, ここからは 0.5 ビットずつ時間がずれた同一の M 系列が出力される。この 3 つの出力をそれぞれ, “Early PN Code”, “PN Code”, “Late PN Code” と呼ぶ。“Early PN Code” と “Late PN Code” は同期をとる対象の入力 SS 信号とミキサによって掛け合わせられた後, BPF を通過して信号が含まれる周波数のみが取り出される。ここで得られた 2 つの信号は, それぞれ包絡線検波器に入って受信信号強度表示信号 (RSSI, Received Signal Strength Indication) “Early RSSI” と “Late RSSI” になる。同期捕捉の操作では, この 2 つの RSSI を同期確立したかどうかの判断材料とする。つまり, この信号をコンパレータで比較し, あるレベル以上になると同期がとれたと判断し, PN ジェネレータから発生する PN コードのスリップを停止する。スリッ

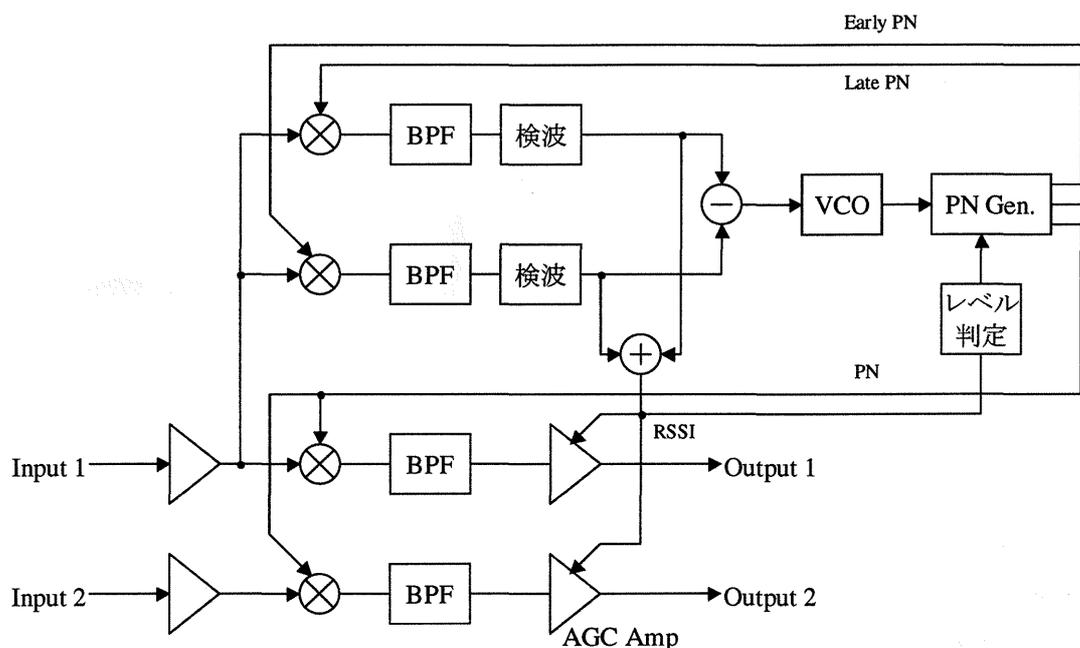


図 9: SS 信号の逆拡散器

プとはある一定間隔ごとに発生させる PN コードを 1 チップずつずらす操作である。つまり同期がとれたと判断されていない時、常に PN ジェネレータからのコードはスリップし続け、同期がとれるまで PN コードのタイミング検索が繰り返されることになる。ちなみに、非同期時の PN コードをスリップさせる間隔は自由に変えることができる。

以上がスライディング相関器の原理であり、それを実現する回路である。スライディング相関器は最も単純で構成が容易な同期捕捉方法である。しかし、1 チップずつタイミングの検索を行うため、符号長が長い場合、同期のために必要な時間がかなり長くなってしまふことがある。そのため現在では、様々な同期捕捉法が考えられている。しかし本システムは実証段階であるため、スライディング相関器のみを採用する。

次に、同期追跡を行う遅延ロックループの動作について説明する。同期捕捉によって同期が確立すれば、PN ジェネレータはコードのスリップを停止し、同期追跡のモードに入る。同期追跡には“Early PN Code”と“Late PN Code”の 2 つの信号が必要となる。実は同期捕捉には“PN Code”のみで十分なのであるが、同期追跡に必要となるので“Early PN Code”と“Late PN Code”を利用しているのである。DLL の回路では、“Early RSSI”と“Late RSSI”の差をとった信号を利用する。この差信号の相関特性のグラフは図 10 に示すように S カーブとなる。これは 2.3.2 節で述べた図 4 のグラフを時間軸で $\pm 0.5T_c$ だけずらして差分をとることによって得られる。この S カーブを利用して PN Generator のクロックを作り出す VCO の制御にループをかけると、ちょうど値が 0 になる場所に収束し、受信信号の拡散符号と“PN Code”のタイミングを合わせることができる。これが同期追跡を実現する DLL の原理である。

SS 信号の同期について実際には、捕捉と追跡のどちらか一方のみが働いているわけではなく、

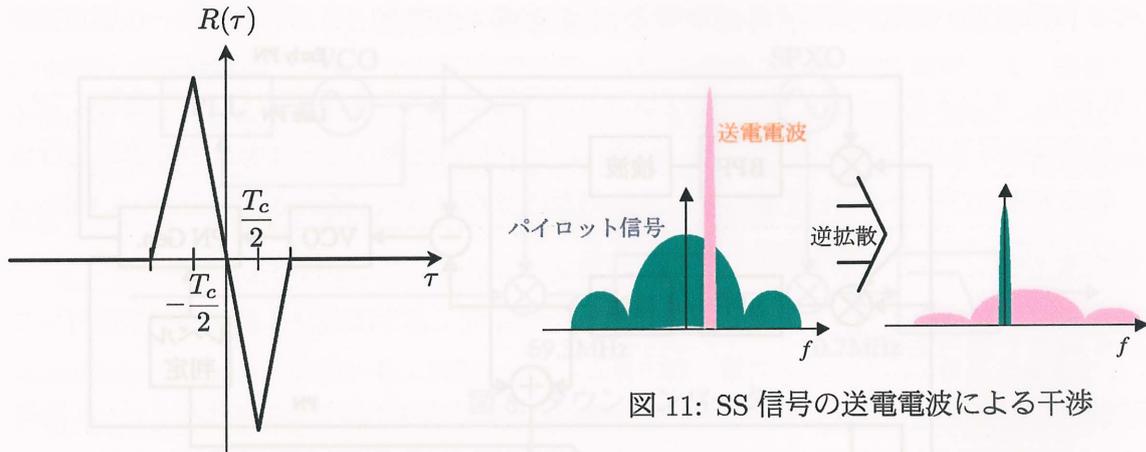


図 10: DLL の S カーブ

図 11: SS 信号の送電電波による干渉

両方が常に働いている。つまりいったん同期確立した後に何らかの理由で同期が外れてしまっても、自動的に PN ジェネレータからのコードのスリップが始まり同期捕捉を行うことになっている。

同期した拡散信号 “PN Code” は 2 チャンネルの入力信号に掛けられて元の信号を復元する。その後 BPF で所望周波数のみを取り出し、AGC (Automatic Gain Control) アンプで増幅される。ここで、この BPF の特性が復調された信号の S/N 比に対して与える影響が大きい重要となってくる。つまり、所望信号の帯域のみを通過させる BPF が理想的といえる。特に、所望の SS 信号と同じ周波数帯域に干渉信号がある場合、その干渉信号は復調の際拡散されてスペクトルは広がるものの、所望信号の周辺に存在している (図 11)。この拡散された干渉信号をできるだけ除去するためにも適切な BPF を選ぶことが大切である。図 12 に実験で用いた逆拡散器に使用した BPF の通過特性を示す。特性はネットワークアナライザで測定した。グラフより、通過帯域幅は 10.7MHz を中心として約 10kHz であることが分かる。ちなみに、この BPF は 2 個の MCF (Monolithic Crystal Filter) で構成されたものであり、図 9 に示されているすべての BPF に同じフィルタが使用されている。

逆拡散器から出力された信号は 10.7MHz の CW となっている。この信号の各チャンネル間の位相差を測るため、本システムでは A/D 変換してコンピュータ内へ取り込む。サンプリング周波数が数十 MHz の A/D 変換器があれば理想的であるが、今回は用意できなかったため、さらに 10kHz 程度へダウンコンバートしてから A/D 変換を行った。A/D 変換器の入力までの回路を図 13 に示す。ミキサの後に LPF と OP アンプによる増幅器を挿入している。

CW の位相差を測る場合、一般的にはミキサを 2 つ使用して構成される位相検出器 (Phase Detector) を使うことが多い。この装置を用いると位相差の sin 成分, cos 成分が直流出力として得られる。しかしこの場合、出力にオフセット誤差が生じたり、測定対象の信号と同じ周波数の安定したレベルの信号を基準信号としなければならないなど、高精度で位相差検出を行うには困難な点がある。そのため今回は信号波形をそのままコンピュータに取り込んで位相差を計算することにした。波形を取り込むことによって、そのデータは位相差を求めるだけでなく他の用途へ利用することも可能になる。位相差を求める方法としては、取得波形の FFT を利用して信号部分

各帯域間の位相差にも大きなランダム誤差が生じると想定されるため、位相誤差の低減のため、本稿では、 f_1 を 20MHz 、 f_2 を 10MHz と設定し、 A_1 、 A_2 を変化させて行

った。図 12 は、 f_1 を 20MHz 、 f_2 を 10MHz と設定し、 A_1 、 A_2 を変化させて行

った。図 12 は、 f_1 を 20MHz 、 f_2 を 10MHz と設定し、 A_1 、 A_2 を変化させて行

った。図 12 は、 f_1 を 20MHz 、 f_2 を 10MHz と設定し、 A_1 、 A_2 を変化させて行

った。図 12 は、 f_1 を 20MHz 、 f_2 を 10MHz と設定し、 A_1 、 A_2 を変化させて行

った。図 12 は、 f_1 を 20MHz 、 f_2 を 10MHz と設定し、 A_1 、 A_2 を変化させて行

った。図 12 は、 f_1 を 20MHz 、 f_2 を 10MHz と設定し、 A_1 、 A_2 を変化させて行

った。図 12 は、 f_1 を 20MHz 、 f_2 を 10MHz と設定し、 A_1 、 A_2 を変化させて行

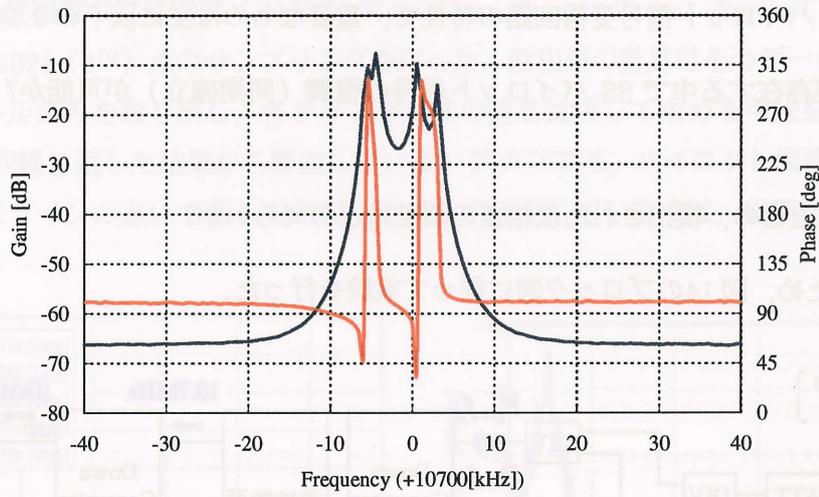


図 12: 逆拡散器内の BPF の通過特性

図 13: 最終段のダウンコンバータ

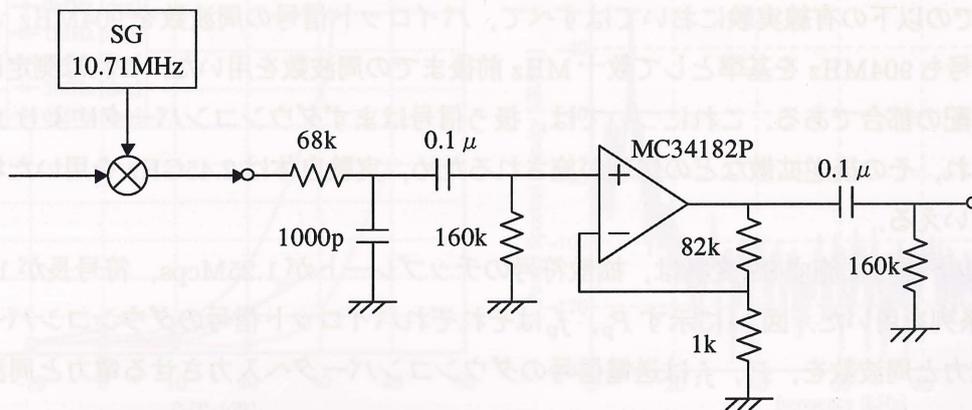


図 13: 最終段のダウンコンバータ

の複素スペクトルの値から計算する方法をとった。

3.2 基本特性測定

この節では、パイロット信号受信回路の特性を調べるための有線実験について述べる。本システムにおけるSSパイロット信号受信回路の特性で、重要なものは主に以下の2つである。

1. 送電電波が存在する中でSSパイロット信号の復調（同期確立）が可能か？（干渉波排除能力）
2. 復調できたときの、検出された位相差の誤差はどのくらいか？

これらを調べるため、図14のブロック図に従って実験を行った。

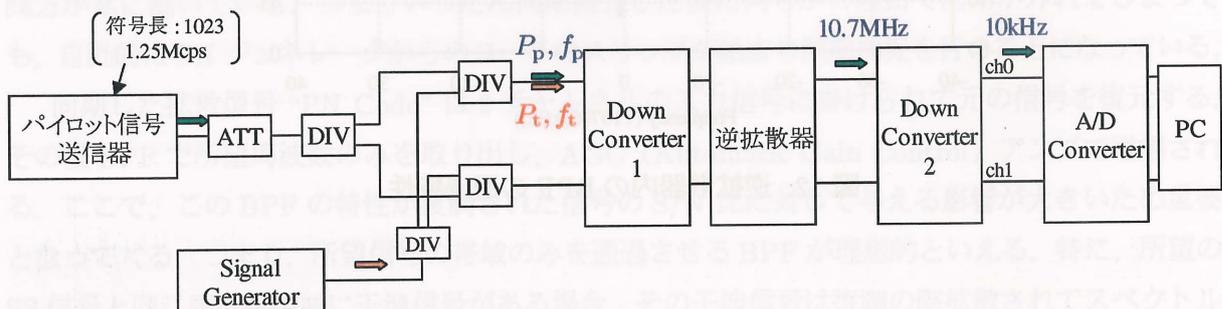


図 14: 有線実験ブロック図

パイロット信号送信器によって発生させたSSパイロット信号と、SG (Signal Generator) によって発生させたCW (送電信号を模擬) を分配器で加え合わせてダウンコンバータに入力する。それ以降は前節で説明したパイロット信号受信処理を通してPCへ入力される。

この章での以下の有線実験においてはすべて、パイロット信号の周波数を904MHzと設定した。送電信号も904MHzを基準として数十MHz前後までの周波数を用いた。これは測定に使用する機器の手配の都合である。これについては、扱う信号はまずダウンコンバータにより10.7MHzへと変換され、その後逆拡散などの処理が施されるため、実験自体は2.45GHzを用いた場合と等価であるといえる。

パイロット信号に施すSS変調は、拡散符号のチップレートが1.25Mcps、符号長が1023 (10段) のM系列を用いた。図14に示す P_p, f_p はそれぞれパイロット信号のダウンコンバータへ入力される電力と周波数を、 P_t, f_t は送電信号のダウンコンバータへ入力させる電力と周波数を表している。

まず初めに、送電信号が存在するときのSSパイロット信号の位相差検出の精度について調べた。SS信号の帯域内に干渉波 (送電信号) が存在するとき、逆拡散の操作によって干渉波は帯域全体に拡散されてしまい、復調されたパイロット信号のS/N比が悪くなる。そのため、検出する

各信号間の位相差にも大きなランダム誤差が生じるようになる。この誤差について定量的な測定を行った。

測定は、 P_p を-50dBm、 f_p を904MHzと固定し、 P_t 、 f_t を変化させて行った。測定した結果を図15に示す。横軸はダウンコンバータに入力されるパイロット信号を送電信号の電力比、縦軸は2チャンネル間の位相差の推定精度 (RMSE: Root Mean Square Error) を示している。A/D変換は、250kHzで1024 (2^{10}) 点のサンプリングを行った。位相差の計算はそのデータのFFT結果から信号スペクトルのみを取り出し、各チャンネル間の値を比較して求める手法をとった。RMSEは、これを50回繰り返した結果から算出している。グラフでは、パイロット信号と送電信号の周波数差の違いはラインの違いで表してある。ラインが途切れている点は、同期が外れてしまったところである。

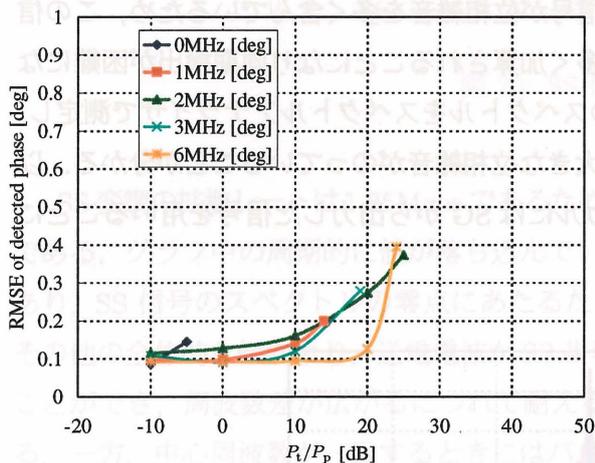


図15: 検出された位相差の精度特性 (オリジナル構成)

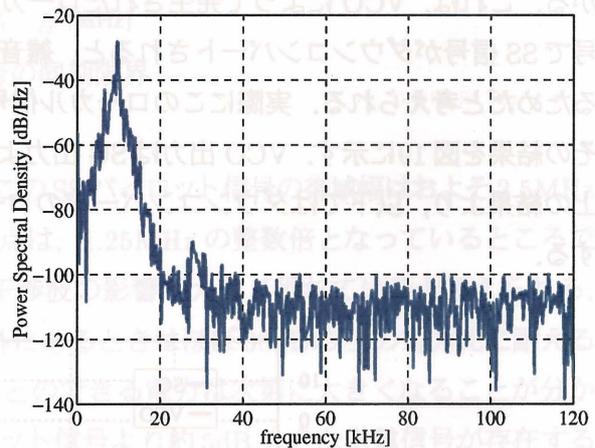


図16: A/D変換した波形のスペクトル (オリジナル構成)

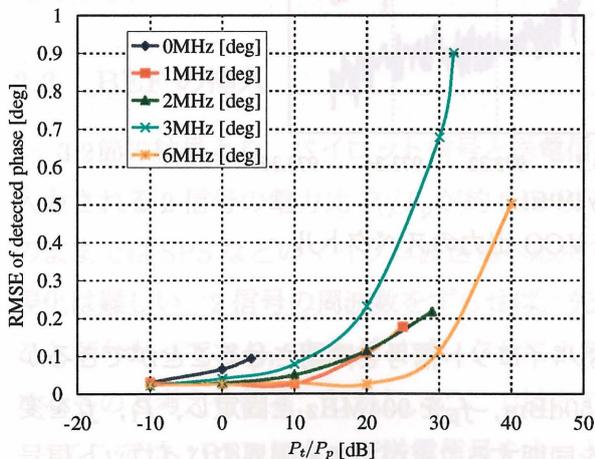


図17: 検出された位相差の精度特性 (ダウンコンバータのローカルはSG)

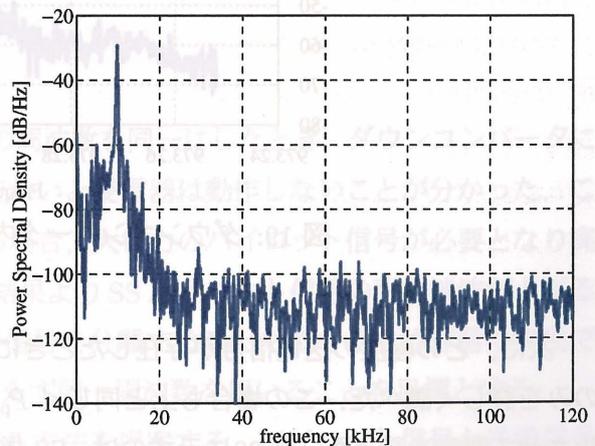


図18: A/D変換した波形のスペクトル (ダウンコンバータのローカルはSG)

この結果より、2信号間の周波数差が広がるほど送電信号に対する耐電力も大きくなるが、電力比が大きい範囲ではランダム誤差もかなり大きくなってしまふことが分かる。また、周波数差

に対するラインの傾向に統一性がないこともこのグラフから分かるが、これは2信号間の微妙な周波数差が回路に影響を与えているためだと考えられる。しかし大まかな傾向としては、周波数差が大きいと耐電力、ランダム誤差は小さくなるといえる。

図15は、標準構成のダウンコンバータを用いた場合の結果である。図16はこのときにPCに取り込んだ波形のスペクトルを示している。この場合、A/D変換された信号に大きな位相雑音がついていることが分かる。この原因を探るべく、ダウンコンバータの第1ローカル(973.3MHz)の信号をSGから入力して測定を行った。標準構成ではこの信号はVCOとPLLによって生成されたものである。図17と図18にこのときの結果を示す。この結果より、得られた信号の位相雑音が減り、ランダム誤差も全体的に小さくなっていることが分かる。また、ラインがより右へ伸びていることから、より大きな電力の送電電波が存在していても同期をとることができることが分かる。これは、VCOによって発生されたローカル信号が位相雑音を多く含んでいるため、この信号でSS信号がダウンコンバートされると、雑音が多く加算されることになり同期検出が困難になるためだと考えられる。実際にこのローカル信号のスペクトルをスペクトルアナライザで測定し、その結果を図19に示す。VCO出力はSG出力より大きな位相雑音がついていることが分かる。以上の結果より、以下ではダウンコンバータのローカルにはSGから出力した信号を用いることにする。

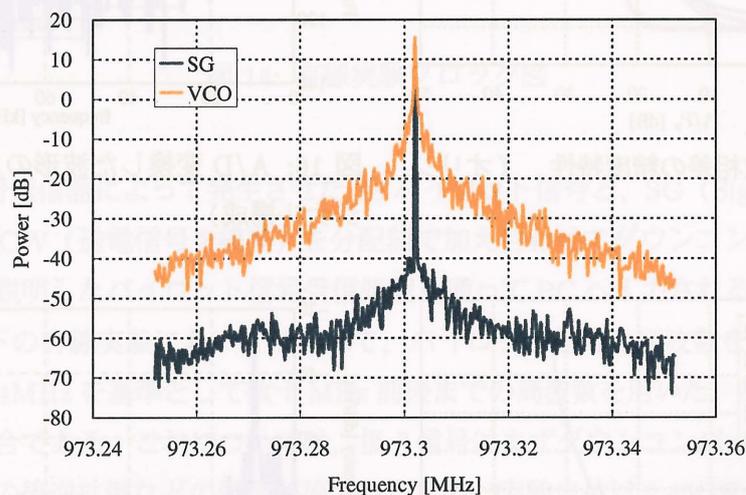


図19: ダウンコンバータ内のVCO出力のスペクトル

次に、どの程度の送電信号が存在したときにSSパイロット信号を同期させることができるかのみを詳しく調べた。この場合も上と同じく P_p を-50dBm、 f_p を904MHzと固定し、 P_t 、 f_t を変化させて測定を行った。図20に示すのは、SS信号を同期することができる限界のパイロット信号と送電信号の電力比と、周波数差の関係である。縦軸の電力比については、同期捕捉が完了した時点から送電信号の電力を次第に上げていき、同期が外れた時点での値を採用した。つまり、同期していない状態からの同期捕捉が可能となる範囲(ロックレンジ)はこの限界値より小さい値である。

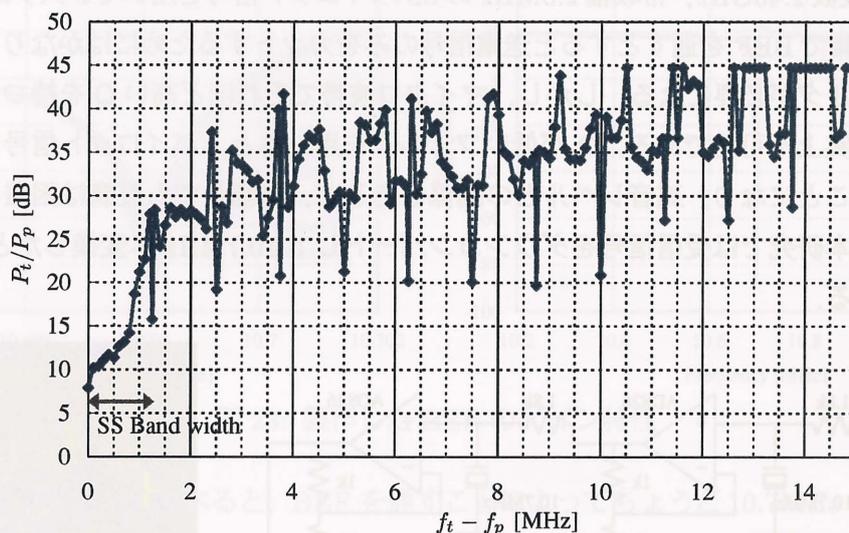


図 20: SS 信号の同期限界

SS 変調の拡散レートは 1.25 Mcps であるため、この SS パイロット信号の帯域幅はおよそ 2.5 MHz である。グラフ中の周期的に値が落ち込んでいる点は、1.25 MHz の整数倍となっているところであり、SS 信号のスペクトルの零点にあたるため干渉波の影響が大きく現れていると考えられる。その他の全体的な傾向より、送電電波が SS 帯域外にあるときはほぼ 30 dB 以上の電力比に耐えることができ、周波数差が広がるにつれて耐えることのできる電力は次第に大きくなることが分かる。一方、中心周波数が一致するときにはパイロット信号より約 5 dB 大きな送電信号が存在するだけで同期がとれなくなってしまう。以上より、送電電波とパイロット信号の周波数をずらせば、十分両者の共存は可能であると推測されるが、このままの構成では同じ周波数を用いることは困難である。

3.3 BEF の挿入

3.2 節の結果より、パイロット信号と送電信号の周波数を同一にしたとき、ダウンコンバータに入力される 2 信号の電力比 P_t/P_p が約 5 dB 以下でないと受信器は動作しないことが分かった。このままでは SPS などのマイクロ波送電へ応用する場合、大電力のパイロット信号が必要となり実現は難しい。2 信号の周波数をずらせば、先の結果より SS パイロット信号の耐干渉波が上がる事が分かっており、またダイプレクサにより 2 信号を分離することもできるため容易に実現できるものと考えられる。しかし、ここではとりあえず同一周波数を用いることを目標とする。

ここでは、BEF によって送電信号をカットする方法を提案する。パイロット信号と送電信号はスペクトル帯域が重なっているため、送電信号をカットするとパイロット信号もスペクトルの一部をカットされてしまうことになる。しかし、SS 変調を施されたパイロット信号は広い帯域幅を持っているため、同期の困難さや情報の量に大きな影響を与えない程度のフィルタリングにとどめれば、実用化が可能であると思われる。

キャリア周波数 2.45GHz, 帯域幅 2.5MHz の SS パイロット信号を用いてシステムを作るため, キャリア周波数帯で BEF を通すとすると送電信号のみをカットするためにはかなり高い Q (選択度) をもつフィルタが必要になる. しかし, マイクロ波帯でそれほど高い Q を持つフィルタを製作することは事実上不可能である. Q が低いフィルタを用いると, パイロット信号自体もかなり減衰してしまうことになり, 雑音レベルとの関係もあるが, 増幅しても復調は困難になってしまう. そのため, 本研究では受信信号をダウンコンバートして 10.7MHz へ変換したところで BEF を通すことにする.

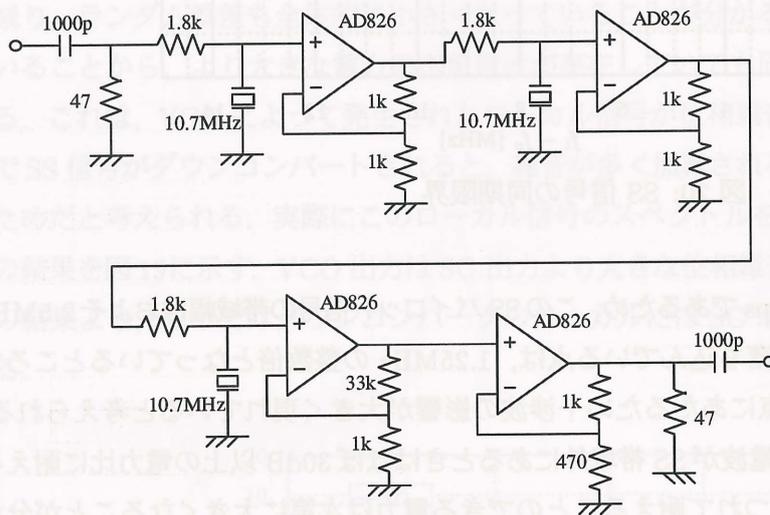


図 21: BEF の回路図

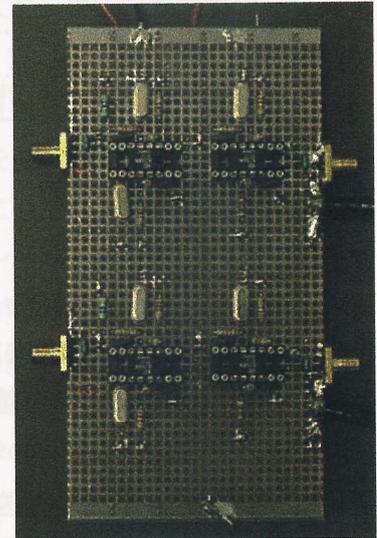


図 22: 製作した BEF の写真 (2チャンネル分)

10.7MHz の BEF は, 高い選択度を持ったフィルタが実現できることから, 水晶振動子を使って製作することにする. 水晶振動子はその特性から, 直列共振周波数 f_0 でインピーダンスが最小になる. これを利用して f_0 の周波数において通過量が最小になるように回路を構成した. 図 21 に製作した BEF の回路図を, 図 22 にその写真を示す. 水晶振動子と OP アンプを用いた高入力インピーダンスの増幅器を 1 セットとして 3 セットをカスケード接続している. 最終段には増幅器を挿入した. 図 23 に製作した BEF の通過特性 (実測値) を示す. パイロット信号受信回路は 4 チャンネルあるため BEF も 4 個製作した. 個々の特性を見ると, 阻止帯域外では約 20dB のゲインがあり, 阻止帯域内では 70dB 以上の抑圧ができていることが分かる. しかし個体差に注目すると, 全体的な特性はよく揃っているが遮断周波数はわずかにずれている. これは用いた水晶振動子の個体差によるものである. 4 個の BEF が共通に減衰させることができる周波数は 10.6980 ~ 10.6983 [MHz] で, その減衰率は 60dB 以上となった. 以降はダウンコンバートした送電信号がこの周波数内に入るように調整することにする.

図 24 にこの BEF を通す前と後の SS パイロット信号のスペクトルを示す. BEF を通す前のスペクトルの中心に突出しているスペクトルは搬送波である. 本来 SS 変調は抑圧搬送波であるため, このような成分は出ないはずである. これは, ミキサの平衡不十分によって生じた成分であ

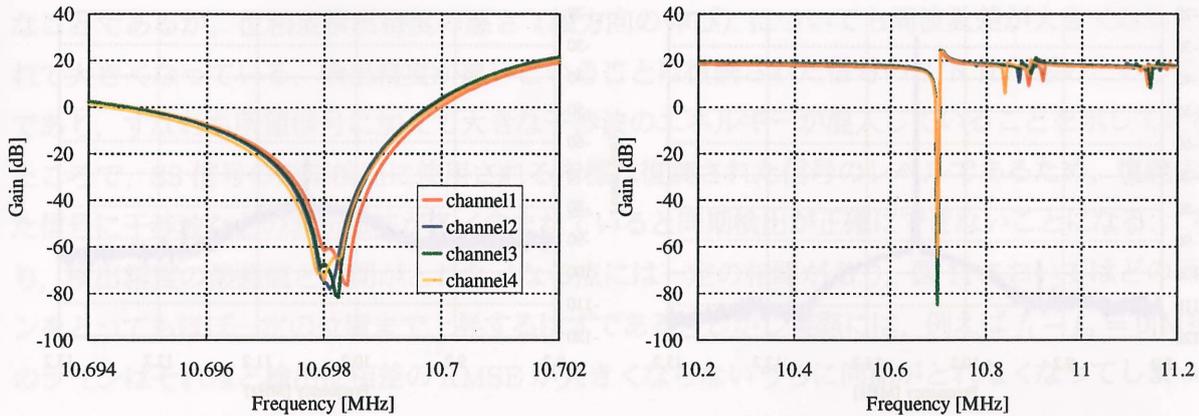


図 23: 製作した BEF のゲイン特性

と思われる。2つの図を比べると、BEFを通すことによってちょうど10.7MHz付近のスペクトルのみが遮断されていることが分かる。またこのBEFはかなり雑音指数が高くなってしまっていることも分かる。図25に示すのはSSパイロット信号に加えて送電信号も同時にBEFに入力したときの出力のスペクトルである。SSパイロット信号は-50dBm、送電信号は-12dBmをダウンコンバータに入力した。グラフより送電信号はよく抑圧できていることが分かる。

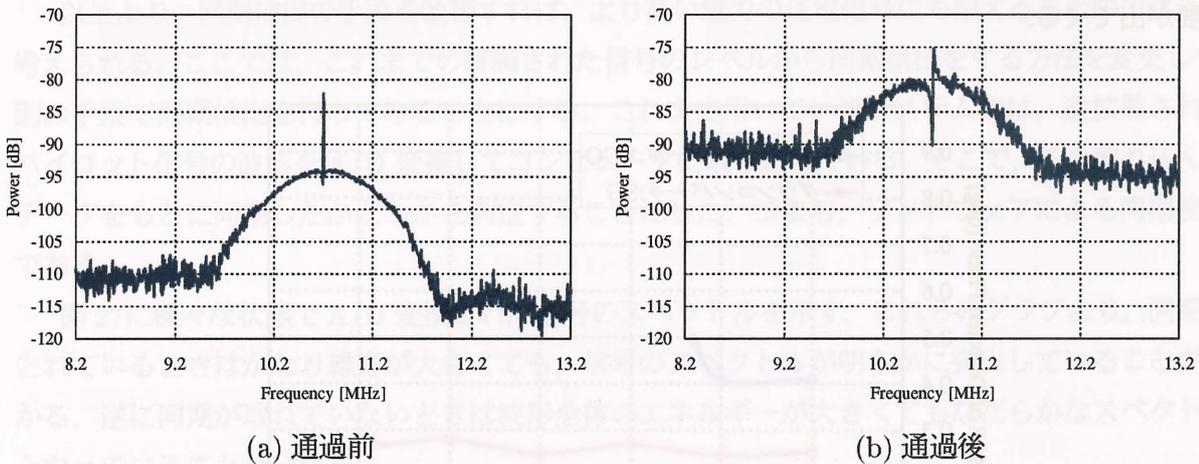
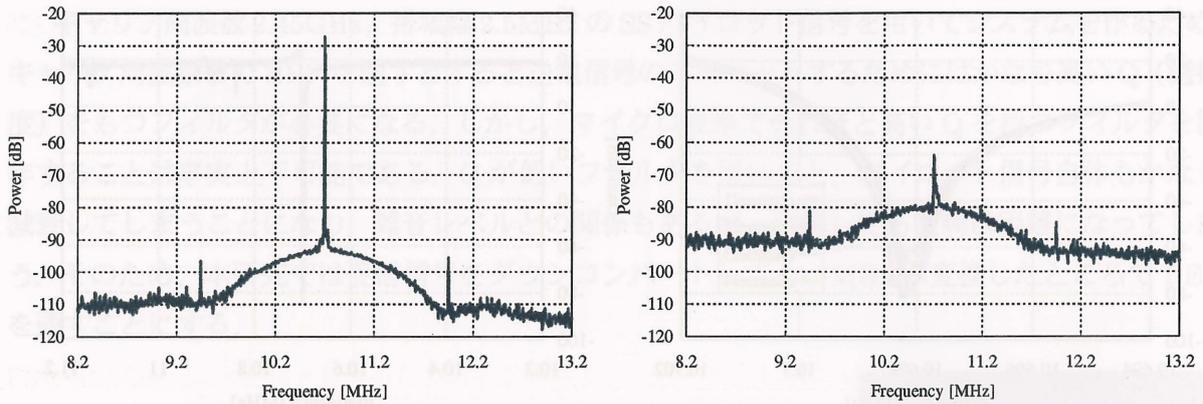


図 24: BEF の通過前後の SS 信号のスペクトル

このBEFを挿入した回路で送電信号とパイロット信号とが混合した信号を受信し、3.2節と同様に位相差検出の実験を行った。実験のブロック図は図14に加えてBEFを挿入したのみである。この場合も3.2節と同様にダウンコンバータの第1ローカルは、VCOとPLLを用いて発生させた信号と、SGを用いて発生させた信号の2種類を使ってそれぞれ測定した。

この結果を図26に示す。SGからの信号をローカルとした場合、SS信号を復調することのできる送電信号の電力の値はかなり大きくなった。また、ランダム誤差については全体的に大きくなったものの、 P_i/P_p が大きい範囲でもそれほどの増大は認められなかった。 P_i/P_p が小さい範囲でも誤差が大きくなったのは、SS信号のスペクトルの欠如とBEFによる雑音の増大が原因と考えられる。一方、VCOからの信号をダウンコンバータのローカルとした時にBEFを適用した場合、限界の電力比の改善はわずかであることが分かった。これは、位相雑音の大きなローカル信



(a) 通過前

(b) 通過後

図 25: BEF の通過前後の SS 信号のスペクトル (送電時)

号によって周波数変換されたため、送電信号も位相雑音が大きくなってしまい、BEF の遮断周波数帯を超えてスペクトルが広がってしまったためだと思われる。この場合、BEF の遮断周波数幅を広げる必要がある。また送電信号自体についても、この実験では SG から発生させたため問題はないが、位相雑音の大きなデバイスから発生させた場合はそのスペクトル幅について考慮する必要が出てくる。

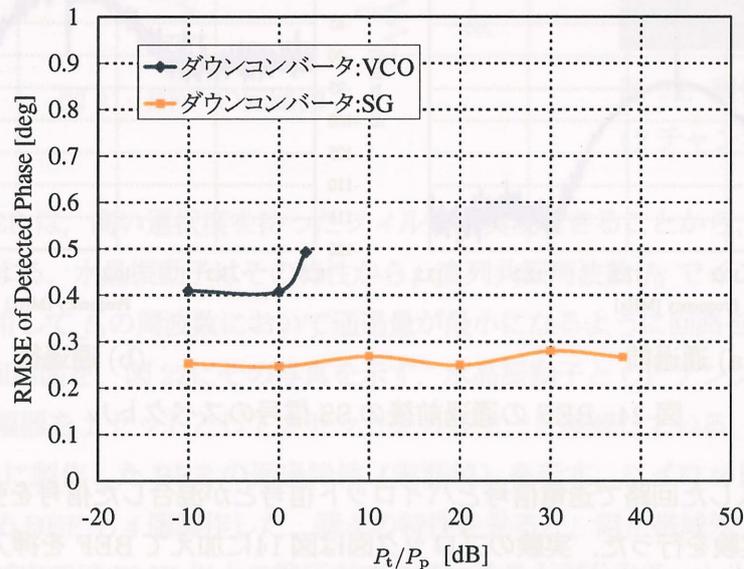


図 26: BEF を挿入したときの位相差検出精度

3.4 ソフトウェアによる同期検出

前節まで、SS パイロット信号と送電信号に同一周波数を用いた場合の特性について述べてきたが、これについてももう少し考察を加える。例えば図 17 の結果についてである。2 信号の周波数差が大きくなるにつれて干渉波排除能力が大きくなる (横方向への伸びが大きくなる) のは自然

なことであるが、位相差検出精度の悪さ（縦方向の伸び）についても周波数差が大きくなるにつれて大きくなっている。検出精度が悪いということは復調された信号の S/N 比が悪いということであり、すなわち所望信号に加えて大きな干渉波のエネルギーが混入していることを示している。ところで、SS 信号の同期検出に使用される指標は復調された信号のレベルであるため、復調された信号に干渉波などの非所望波が多く含まれていると同期検出が正確にできないことになる。つまり、検出精度の最悪値と同期がとれなくなる点には一定の相関があり、図 17 においてはどのラインをとってもほぼ一定の位置まで上昇するはずである。しかし実際には、例えば $f_t - f_p = 0$ [MHz] のラインはそれほど検出位相差の RMSE が大きくなならないうちに同期がとれなくなってしまう。

この矛盾には「同期捕捉」または「同期追跡」のどちらかに原因があるのではないかと考え、実際に調べてみた。具体的には、同期捕捉が完了した時点で強制的に PN ジェネレータのスリップを禁止して、DLL によって自動的に同期が外れるまで送電信号を強めていった。すると、以前の結果よりもかなり高い送電信号の電力でも同期を保つことができることが分かった。つまり、高い電力の送電信号が入力されたときには、まず同期捕捉の回路がリセットされて同期が外れることになる。

以上より、同期捕捉の手段を改善すれば、より高い電力の送電信号にも耐えることができると考えられる。ここでは、これまでの復調された信号のレベルから同期検出をする方法を変更して、別の手段で同期検出を行ってみることにする。これまで用いているシステムでは、逆拡散されたパイロット信号の波形を A/D 変換してコンピュータに取り込んでいる。そこで、この取り込んだデータをもとに同期したかどうかを判定することにした。つまり、ソフトウェアによる同期検出である。

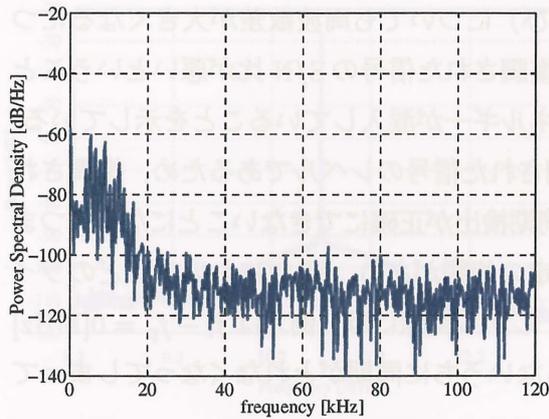
図 27 に様々な状態で A/D 変換された信号のスペクトルを示す。これらのグラフより、同期がとれているときはかなり雑音が大きくても、信号のスペクトルが明らかに突出していることが分かる。逆に同期が取れていないときは波形全体のエネルギーが大きくてもなだらかなスペクトルとなっていることが分かる。

これらのスペクトルの違いを考慮した上で、同期を検出する基準として、1. スペクトルの最大値、2. 第 1 のピークと第 2 のピークとのレベル差、の 2 つを用いることにした。適当なパラメータを設定し同期状態に入ったと判断すれば、PC の D/A 変換器より電圧を出力する。この電圧は逆拡散器内に RSSI 信号の代わりに与えられ、PN ジェネレータのスリップを停止する。

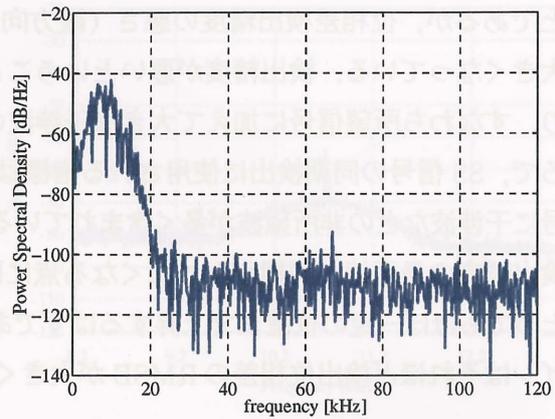
ここでもう一つ重要なパラメータに非同期時の PN ジェネレータのスリップ周期がある。同期検出を行う間は、PN ジェネレータからの符号はスリップしてはいけないため以下の式が成り立つ必要がある。

$$T_{\text{slip}} > T_{\text{detect}} \quad (1)$$

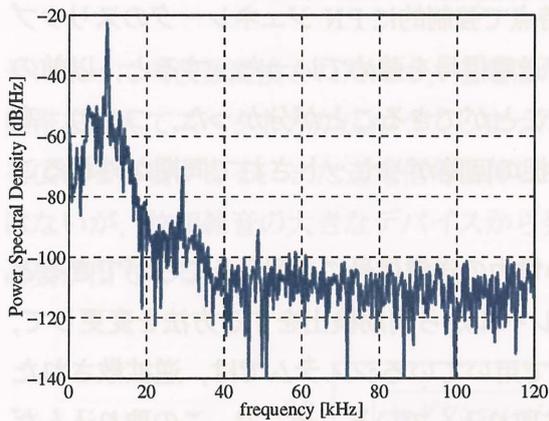
ここで T_{slip} はスリップ周期、 T_{detect} はコンピュータによる 1 回の同期検出にかかる時間である。これまでの実験ではスリップ周期を 3 周としていた。つまり、M 系列の符号長は 1023、チップレートが 1.25 Mcps であったので、 $1023 \times 3 / (1.25 \times 10^6) \approx 2.5$ [msec] に一回の割合でコードがスリップし



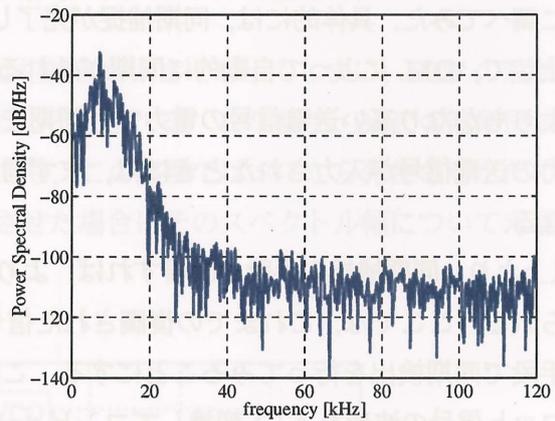
(a) 逆拡散器の電源 ON



(b) BEF の電源 ON



(c) 同期時 ($P_t/P_p = 40\text{dB}$)



(d) 非同期時 ($P_t/P_p = 50\text{dB}$)

図 27: 様々な状態での SS 信号のスペクトル

ていたことになる。一方のコンピュータの処理時間は実測した結果、1回の同期判定に約10[msec]かかることが分かった。この内約4.1[msec]はA/D変換(250kHz, 1024点)にかかる時間である。しかし、実際にこの状態で同期捕捉動作を行ってみた結果、SS信号の同期捕捉に成功することができた。つまり必ずしも式(1)が満たされなくてもよいという結果である。この理由としては、同期追跡を行うDLLが常に動作しているため、少しの間DLLがコードを引き止めているからだと考えられる。逆にスリップ周期を長くしすぎると同期捕捉ができないという現象が見られた。これは、DLLの影響でPNジェネレータのクロック周期が安定していないため、スリップ周期の間にタイミングが変わってしまうことが原因ではないかと考えられる。実際にはA/Dサンプリング周波数やプログラムの高速化によって T_{detect} は十分小さくできると思われるが、式(1)が必要ないという事実は有用である。以下ではスリップ周期3周で実験を進めることにする。

表3.1にこのアルゴリズムとBEFを併用したときの耐干渉特性を示す。比較として、BEF、ソフトウェアによる同期を共に用いていないとき、BEFのみを用いたときの結果も示す。この結果より、ソフトウェア同期を導入することによって同期可能な送電信号の最大電力は10dB上昇することが分かった。また、図28に示すのは、BEFを用いたときの位相差検出精度特性である。

この図から分かるように、ソフトウェア同期を併用すると位相差検出の精度がかなり悪くなる範囲でも同期可能となっており、この節の始めで述べた考察結果とよく一致している。

表 1: 各回路構成での同期限界

回路構成	P_t/P_p の最大値
BEF, ソフトウェア同期共に無し	5 dB
BEF のみ	40 dB
BEF + ソフトウェア同期	50 dB

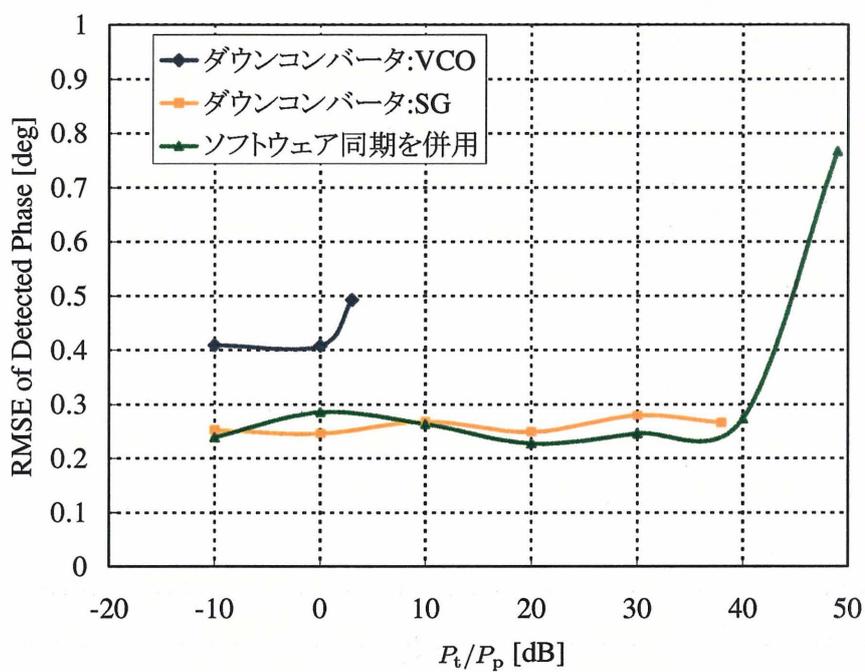


図 28: BEF を挿入したときの位相差検出精度

4 スペクトル拡散パイロット信号による到来方向検出

この章では、前章までに述べた SS パイロット信号処理回路と受信アレーアンテナを用いて実際にパイロット信号の到来方向検出を行う。まず初めに実験で使用するシステムの構成について述べ、その実験結果を示す。さらにその結果をもとに考察を行う。なお、この章で触れるすべての無線実験は本センターの所有する電波暗室「METLAB」内で行った。

4.1 送受共用アンテナ部の構成

実験ではパイロット信号送信に Anritsu 製の半波長ダイポールアンテナ MA5612B4 (2.25GHz ~ 2.6GHz) を、パイロット信号受信と送電の共用アンテナには自作した円形 MSA の 8 素子 1 次元アレーアンテナを用いる。

図 29 は製作した送電・受信共用のアレーアンテナの写真である。このアレーアンテナの素子間隔 d はビームの走査範囲を考慮して 0.6λ とした。素子間隔が小さすぎると素子間相互結合の影響が大きくなり送電ビームの形状に影響を与える。逆に間隔が大きくなるとグレーティングローブが現れ、パターンが乱れるのみならず、全放射電力に対する受電点へ集中する電力の比である送電効率が大幅に低くなってしまおうという影響が出てくる。素子間隔の大きさによるグレーティングローブが出ない条件は以下のように表される。

$$\sin \theta < \frac{\lambda}{2d} \quad (2)$$

ここで θ はメインビームの方向である。この式より、実験に用いたアレーは正面方向から $\pm 56.4^\circ$ までの範囲でビームを走査することができることが分かる。

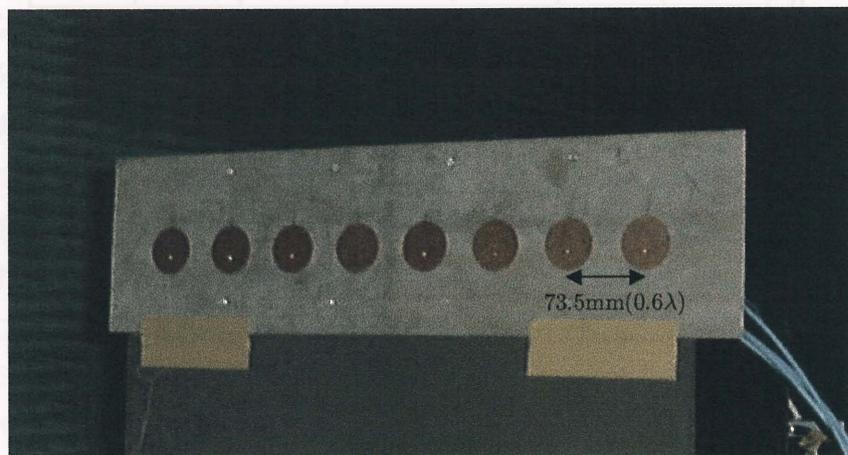


図 29: 製作したアレーアンテナ

図 30 にこのアレーシステムのブロック図を示す。パイロット信号の到来方向又は送電方向 θ は、アレーの中心から正面方向を 0° として定義する。アンテナの素子番号は左から 1, 2, ..., 8 とする。パイロット信号受信回路は 4 チャンネルであるので、アンテナ 8 素子のうち適当な 4 素子を選ん

でサーキュレータを通し受信回路に入力した。この図の構成では、アンテナ#1、#3、#6、#8に受信回路を接続している。サーキュレータのもう一方の出力とその他のアンテナからの出力は送電電波の増幅器に接続するか、送電を行わないときには整合終端器へ接続し、余分な反射波が出ないようにした。マイクロ波増幅器（半導体、最大出力 20W）から出力された 2.45GHz のマイクロ波は分配器で 8 分配され、アンテナへ供給される。本来のアレーであればアンテナの前に移相器が入るが、今回は移相器を用いずに各位相を固定にしたままマイクロ波の放射を行った。

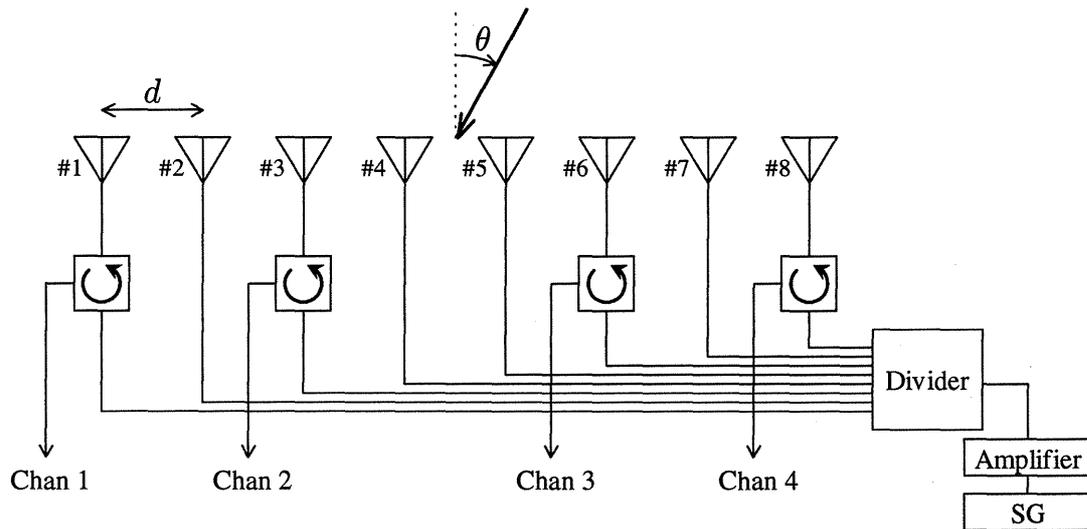


図 30: アレーアンテナのブロック図

まず初めにアンテナ素子単体の特性を示す。図 31 に示すのは送信・受信のアンテナの電圧定在波比 (VSWR, Voltage Standing Wave Ratio) 特性である。受信側の円形 MSA は、#4 のアンテナの測定値を示している。円形 MSA は 2450MHz を中心として約 30MHz の範囲で、半波長ダイポールは約 350MHz の範囲で VSWR < 2 が実現できている。図 32 に示すのはこの受信アンテナのゲイン特性である。共振周波数の 2450MHz で用いると放射パターンの正面方向付近にへこみが見られる。これは周囲のアンテナとの素子間相互結合の影響ではないかと考えられる。2550MHz の場合は歪みは見られないが利得が 4~6dB ほど落ちてしまうことが分かる。

このアレーアンテナで用いたサーキュレータは TDK 製 CU12MA33-C (2300~2500MHz) である。このサーキュレータ単体の特性の一例を図 33 に示す。この特性によれば、送電側の回路とパイロット信号受信側の回路とのアイソレーションは約 27dB が期待できる。ここで、図 30 の通りにアンテナとサーキュレータを接続し、実際に各部の電力を測定した結果を図 34 に示す。両端のアンテナは左右の対称性が悪いと思われるが、内側の 2 つのサーキュレータからの出力電力を見ると、アイソレーションは約 11~13dB 程度しかないことが分かる。アンテナのリターンロスは 30dB 以下と低いため、これは周辺アンテナから放射された電波が回り込んでいたためと考えられる。実際の回路では、アンテナ側から入射してくる送電信号と送電回路側から漏れ込む信号の位相差の値によっては、信号が打ち消し合い受信回路へ入る電力がかな

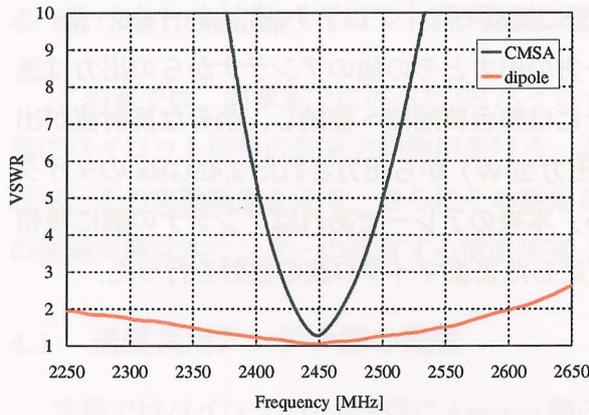


図 31: アンテナの VSWR 特性

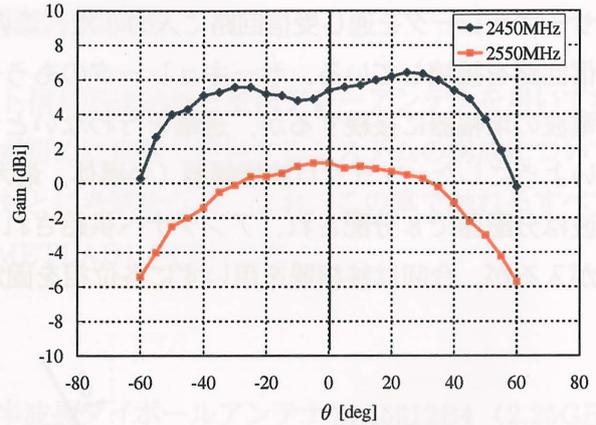


図 32: 円形 MSA のゲイン特性

り小さくなることもある。そのため、アンテナからサーキュレータまでの線路長をうまく調節すればアイソレーションをさらに大きくすることができる。これは実験的にも確かめられた。しかし、大きくビームを振る場合は他のアンテナから回り込んでくる信号の位相もビーム方向により大きく変わるので、漏れ込み電力としては最大値を考える必要がある。

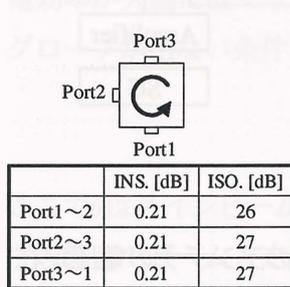


図 33: サークレータの特性の一例

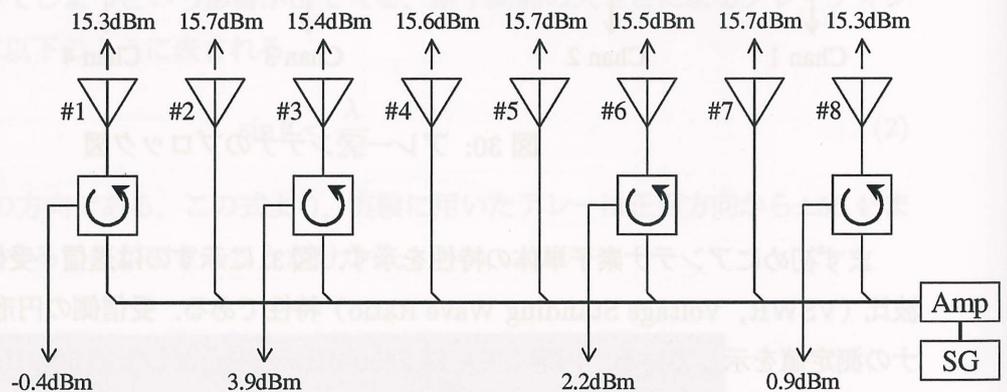


図 34: アレーの各部の電力

4.2 方向検出実験

この節では、これまでに述べた装置を用いてのパイロット信号の到来方向検出実験について述べる。

図 35にこの実験の概略図を示す。パイロット信号受信アレーを回転台（ターンテーブル）の上に載せ、向きを回転させることによってパイロット信号の到来方向を変化させる。このときの位相検出特性を測定した。送信アンテナは 4.27m 離れた正面方向に固定している。用いたアレーの大きさは幅 D が 0.51m であるため、この送受信間距離はちょうどフレネル領域と遠方領域との境目 ($R = 2D^2/\lambda = 4.32[\text{m}]$) あたりとなる。そのため、位相差の理論値は送受信距離を考慮した上での各アンテナの行路差から算出した。また、パイロット信号の送信電力は -20~-10dBm 程度とした。これは、アンテナで受信される電力が -50dBm 又は -60dBm となるように調節した結果で

ある。

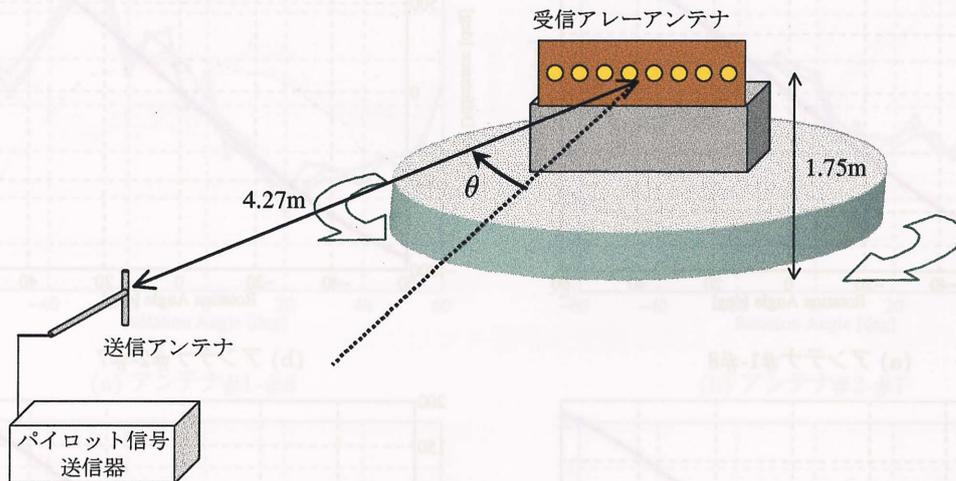


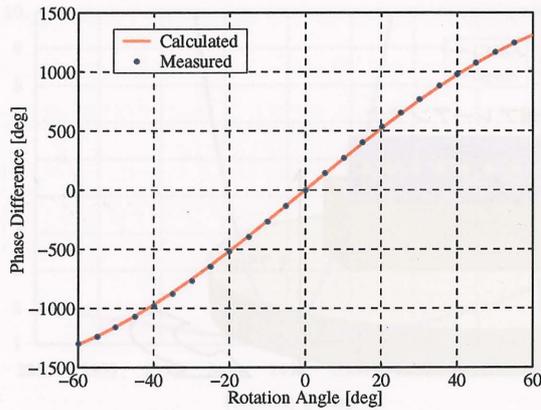
図 35: パイロット信号到来方向検出実験の概略図

4.2.1 送電を行わない場合

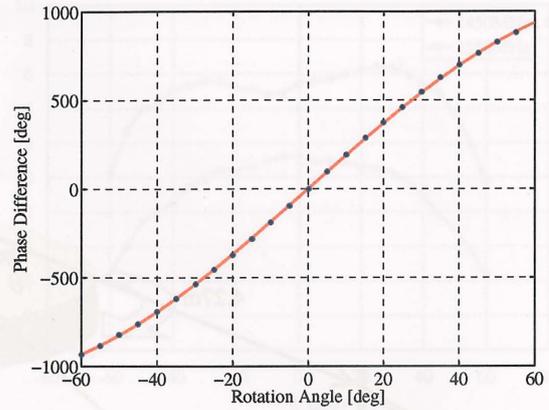
まず初めに、アレーから送電電波の放射を行わずに方向検出の特性を調べる。受信回路の接続は、図 30 のように、#1, #3, #6, #8 のアンテナに付ける場合と、#2, #4, #5, #7 に付ける場合の 2 種類について行った。アンテナで受信される電力は、逆拡散回路の定格電力を考慮して -50dBm とした。

図 36 にパイロット信号到来角と検出された各アンテナ間の位相差を示す。図 37 に示すのは計算値と測定値の誤差である。測定は 1 ポイントにつき 100 回の位相差計算を平均して行った、各回の位相差計算は前章と同様に 1024 点の A/D 変換データの FFT を利用して行った。図 37 には、この測定を 3 回繰り返し行ったそのすべての結果を示している。また、アンテナ間隔が λ 以上の場合は位相差のアンビギュイティが必ず発生するが、このグラフでの値は到来角がほぼ既知であるとして 360° の補正を行っている。さらに、ダウンコンバータや逆拡散回路は各チャンネルによって位相遅延量が異なるため、計算値との誤差の和がもっとも小さくなるように位相オフセットを設定し調整を行った。この位相オフセットについては、実際に SPS などに適用する際には事前に各チャンネルの特性を測定しておくか、特性の揃った回路を製作する必要がある。実験に用いた回路で位相特性が揃わなかった理由として考えられるのは、第 1 に各チャンネルの通路長が異なっていること、第 2 に、逆拡散器内の BPF に水晶フィルタを用いているため図 12 に示したように共振周波数付近で位相特性が急峻になり、わずかな個体差が大きな位相差として現れたことである。

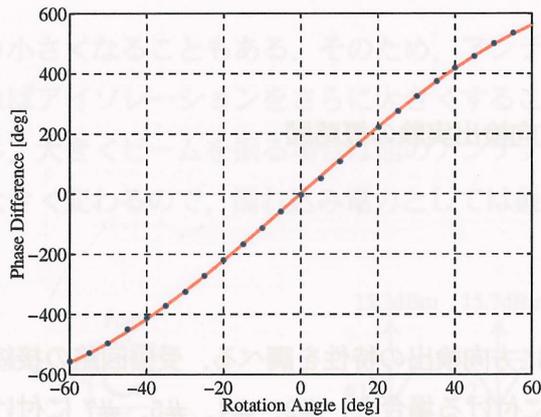
この結果より、ほぼ理論値通りに位相差の検出ができているといえる。しかし計算値との誤差を詳細に見ると、系統誤差が生じているものがあることが分かる。特に図 37 の (a) などは $\pm 15^\circ$ の大きな系統誤差が生じている。これは、アンテナ素子配置の非対称性によるものと思われる。



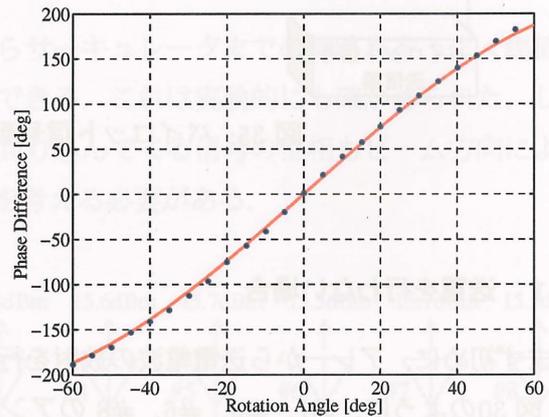
(a) アンテナ#1-#8



(b) アンテナ#2-#7



(c) アンテナ#3-#6



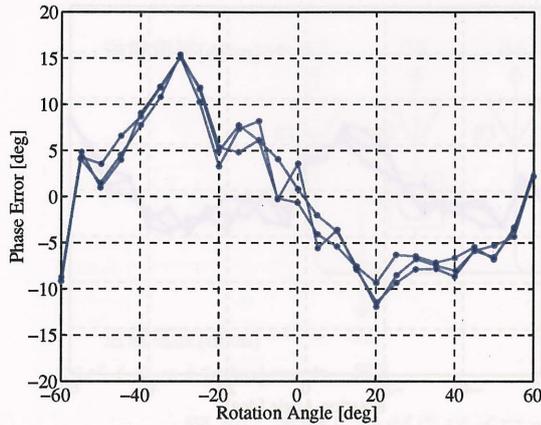
(d) アンテナ#4-#5

図 36: 回転角度-検出位相差の関係 (SS パイロット信号)

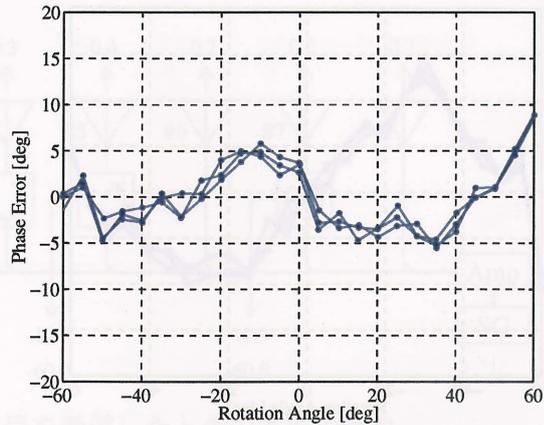
つまり、#1 のアンテナは右側のみに 7 素子のアンテナがあり、#8 のアンテナは左側のみに 7 素子のアンテナがあるため非対称性を生じる。それを裏付けるようにこの系統誤差は正面を中心として左右対称となっており、またアレーの中心付近の素子になるほど系統誤差は少なくなっている。#4 と #5 のアンテナ間の位相差には大きな系統誤差が出ていない。

また、他にも所々にランダム的な誤差が出ているが、この原因としては 1. 予期しない周囲からの反射波の影響、2. アンテナの製作精度（平面精度）の影響、3. 回転角度の検出誤差、が考えられる。回転角度の誤差については、アンテナ間の距離が大きくなるほど各試行間の誤差が大きくなることからいえる。その値としては、アンテナ#1-#8 間のとき最大で $\pm 2^\circ$ ほどであることが分かる。これらの系統誤差、回転角度誤差を排除してグラフをよむと、アンテナ#4-#5 のとき最大 $\pm 5^\circ$ 程度の誤差が認められる。位相差で 5° の誤差が存在することは、位置のずれに換算すると最大で $122.4 \times 5/360 = 1.7[\text{mm}]$ のずれである。今回作成したアンテナの製作精度から考えると、ここで現れている誤差の大きさは予測の範囲内であるという事ができる。以上の議論をまとめると、位相差検出の誤差はどのアンテナ間の位相差についても系統誤差や測定誤差の影響を除けばほぼ同程度で $\pm 5^\circ$ であるといえる。

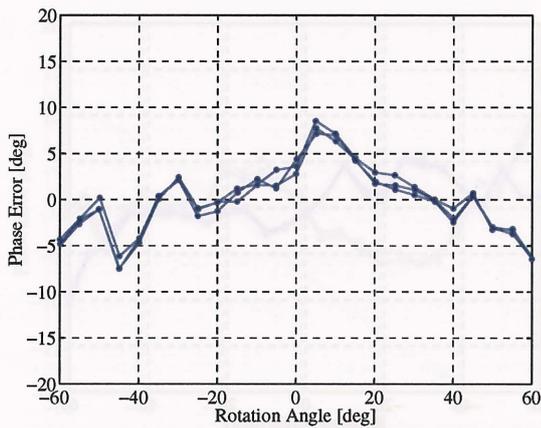
次に比較として、CW パイロット信号を用いた方向検出実験を行った。実験の構成は、SS パ



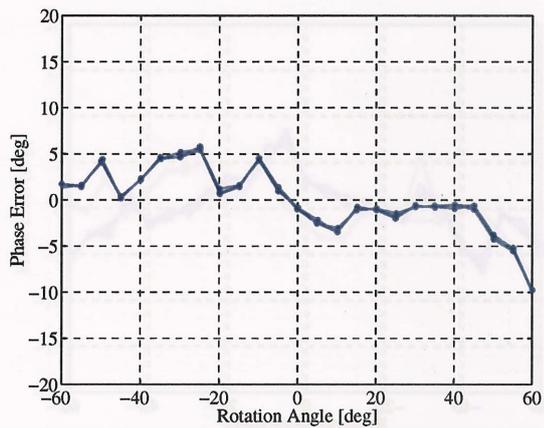
(a) アンテナ#1-#8



(b) アンテナ#2-#7



(c) アンテナ#3-#6



(d) アンテナ#4-#5

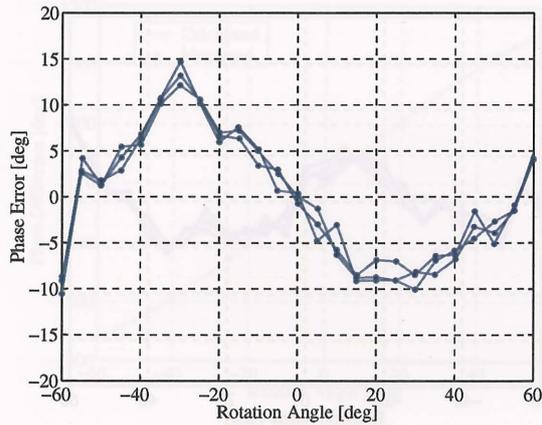
図 37: 回転角度-検出位相差の誤差の関係 (SS パイロット信号)

パイロット信号を用いた場合から、変調器、復調器を省いたのみである。このときの位相差検出誤差を図 38 に示す。ここに現れている誤差は SS パイロット信号をもちいたときとほとんど同じであることが分かる。このことから、SS 変調を用いること自体は到来方向検出の系統誤差にまったく影響を与えないといえる。

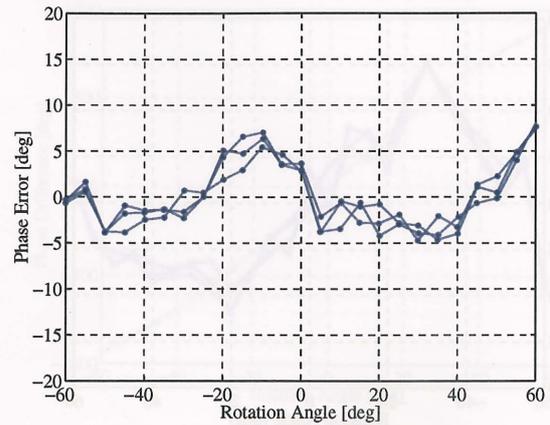
4.2.2 送電を行う場合

次に、送電を行いながらパイロット信号を受信し、方向検出を行った。ここで用いた受信回路は 3 で述べたものであり、BEF、ソフトウェア同期を共に使用している。BEF には増幅器が付いているため、ダウンコンバータへ入力されるパイロット信号の電力は約 60dBm となるように送信電力を調節した。このときの各部の電力を図 39 に示す。アレーから放射する送電電力は、ダウンコンバータへ入力される電力の限界を考慮して 1 アンテナ当たり約 0dBm とした。

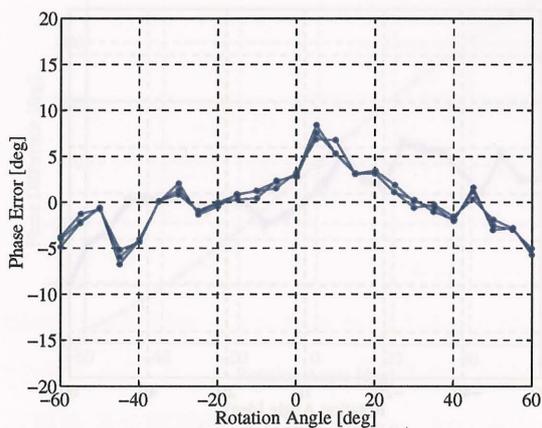
位相差検出結果は図 40 である。誤差の傾向は図 38 とまったく同じとなった。つまり、送電を行いながら SS パイロット信号を受信しても CW パイロット信号と同様に方向検出ができることが分かる。各試行間の誤差についても送電しない場合に比べてほとんど同じに見える。しかし、位



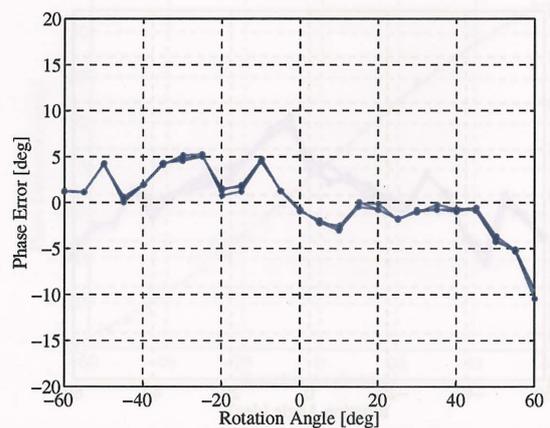
(a) アンテナ#1-#8



(b) アンテナ#2-#7



(c) アンテナ#3-#6



(d) アンテナ#4-#5

図 38: 回転角度-検出位相差の誤差の関係 (CW パイロット信号)

相差計算の1回 (図 40における1ポイントは100回反復している) における検出位相差のRMSEを比較してみると、送電を行わなかった場合は約0.05[deg]、一方送電を行った場合は約1.5[deg]となっており、かなりランダム誤差が増大していることが分かる。この場合のように複数回計算を行い平均化すれば当然ランダム誤差は小さくなるが、その分時間がかかることになり、実用段階ではこのトレードオフに関して検討する必要がある。

4.2.3 パイロット信号のみからの到来方向検出

以上までの実験では到来方向がほぼ既知であるとして位相のアンビギュイティを排除してきた。実際のSPSでも、送電の方向をあらかじめ設定しておきその方向からしかパイロット信号が到来しないという前提を置くことによって、送電方向を決定することは可能である。しかしアンテナ面の傾きが変わるなど予期しない事態へ対応するためには、パイロット信号のみから完全に送電方向を推定することが必要になる。ここでは、送電アンテナアレーの中にまばらに受信アンテナを配置しても、到来方向が検出できるようにアンテナを選び受信を行う。アンテナの選び方は図41の通りとした。基本的にアンテナ#1-#8間 ($d = 4.2\lambda$) の位相差で方向を検出するが、その際

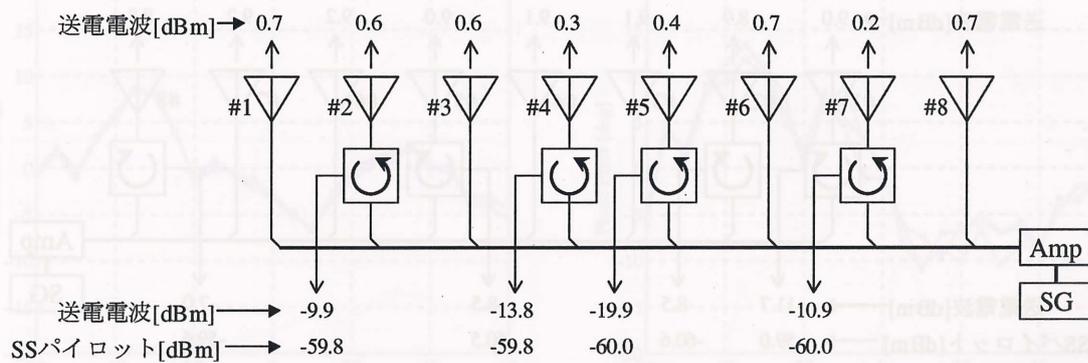


図 39: 送電しながらパイロット信号を受信したときの各部の電力

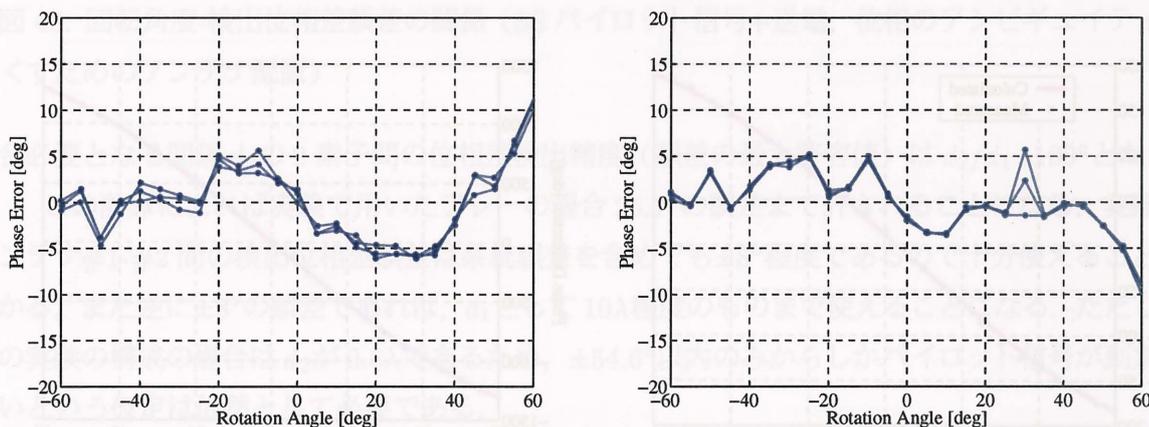


図 40: 回転角度-検出位相差の誤差の関係 (SSパイロット信号+送電)

アンテナ#1-#2間 ($d = 0.6\lambda$) の位相差を用いてアンビギュイティを排除する。これは、どのアンテナ間の位相差も同程度の誤差で検出できることが分かったので、距離の離れたアンテナを用いた方が精度良く方向を検出することができるためである。

図 42 と図 43 にこのときの位相差検出結果と計算値との誤差を示す。系統誤差が大きいですが、前に述べたように十分大きなアレーを用いて周囲のアンテナ環境を同じにすることによってなくすることができると思われる。

この実験結果を用いて完全な方向検出ができるかどうかを検証する。まず、図 44 に素子間隔が 0.6λ 又は 4.2λ のときの到来角 θ -位相差 ϕ の関係を示す。この関係は次の式によって表される。

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta \quad (3)$$

このグラフにて、ある位相差 ϕ が与えられたとき到来角 θ が一意に決まらない場合、アンビギュイティが存在していることになる。 $d = 4.2\lambda$ の場合はかなり多くのアンビギュイティが存在していることが分かる。しかし、傾きが急なことから、位相差検出の精度が悪くても到来角推定の精度はそれほど悪くならないといえる。そのため、こちらの d が大きい方を用いて到来角の推定を行う。

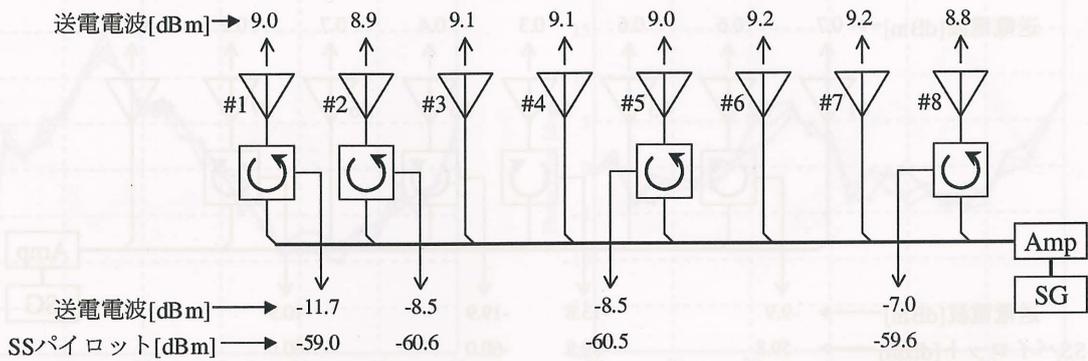
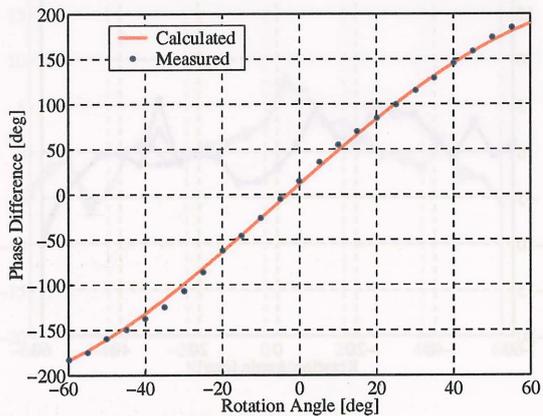
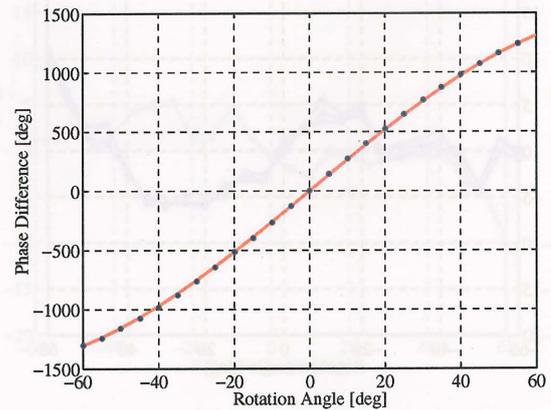


図 41: 送電しながらパイロット信号を受信したときの各部の電力 (位相のアンビギュイティをなくすためのアンテナ配置)



(a) アンテナ#1-#2



(b) アンテナ#1-#8

図 42: 回転角度-検出位相差の関係 (SSパイロット信号+送電, 位相のアンビギュイティをなくすためのアンテナ配置)

逆に $d = 0.6\lambda$ の場合は到来角推定精度は悪いが, アンビギュイティを排除できる程度に推定できればよいことになる。

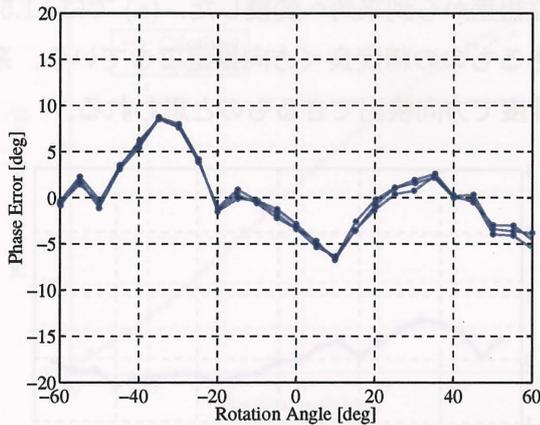
そこで, 実際にどの程度の精度が必要かを考える。大きい方の素子間隔を d_1 , 小さい方の素子間隔を d_2 とする。上の例では $d_1 = 4.2\lambda, d_2 = 0.6\lambda$ である。ある角度 θ_p から信号が到来したとすると, 間隔 d_1 の 2 アンテナ間の位相差 ϕ_1 は式 (3) より, $\phi_1 = 2\pi d_1 / \lambda \cdot \sin \theta_p$ となる。このとき, アンビギュイティを排除するためには到来方向 θ が

$$\sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda(\phi_1 - \pi)}{2\pi d_1} \right\} < \theta < \sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda(\phi_1 + \pi)}{2\pi d_1} \right\} \quad (4)$$

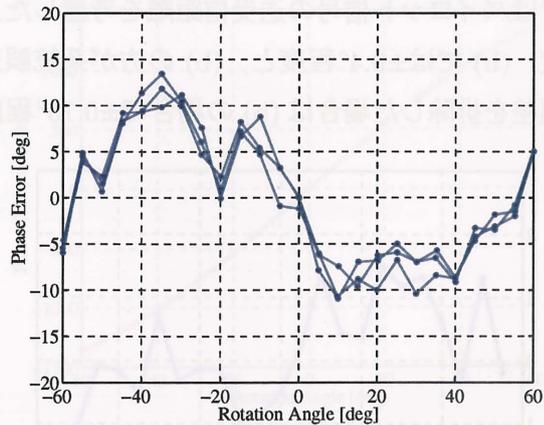
の範囲内に入っていることが確認されていなければならない。これを間隔 d_2 での位相差 ϕ_2 に直すと次式となる。

$$\frac{d_2}{d_1}(\phi_1 - \pi) < \phi_2 < \frac{d_2}{d_1}(\phi_1 + \pi) \quad (5)$$

ϕ_2 はこの範囲内で検出される必要がある。つまり, 間隔 d_1 の 2 素子を用いて到来角推定を行う場



(a) アンテナ#1-#2



(b) アンテナ#1-#8

図 43: 回転角度-検出位相差誤差の関係 (SS パイロット信号+送電, 位相のアンビギュイティをなくすためのアンテナ配置)

合必要となる間隔 d_2 の 2 素子間の位相差検出精度 (誤差の最大許容値) は $d_2/d_1 \cdot 180^\circ$ となる。

この計算によれば実験で用いたアレーの場合 25.7° の誤差まで許されることになる。実際のアンテナ#1-#2 間の検出位相差誤差は系統誤差を含めても $\pm 8^\circ$ 程度であるので十分使えることがわかる。また逆に $\pm 8^\circ$ の誤差であれば、 d_1 として 10λ 程度のもので使えることになる。ただし、この実験の構成の場合は d_2 が 0.6λ であるため、 $\pm 54.6^\circ$ 以内のみからしかパイロット信号が到来しないという仮定は依然として必要である。

この方法を用いて、検出された位相差から到来方向推定を行った。結果を図 45 に示す。(a) は前節の結果からアンテナ#4-#5 間の位相差のみを利用したときの到来角 (DOA, Direction Of Arrival) 推定誤差、(b) は本節のアンテナ#1, #2, #8 の位相差を利用したときの誤差である。こ

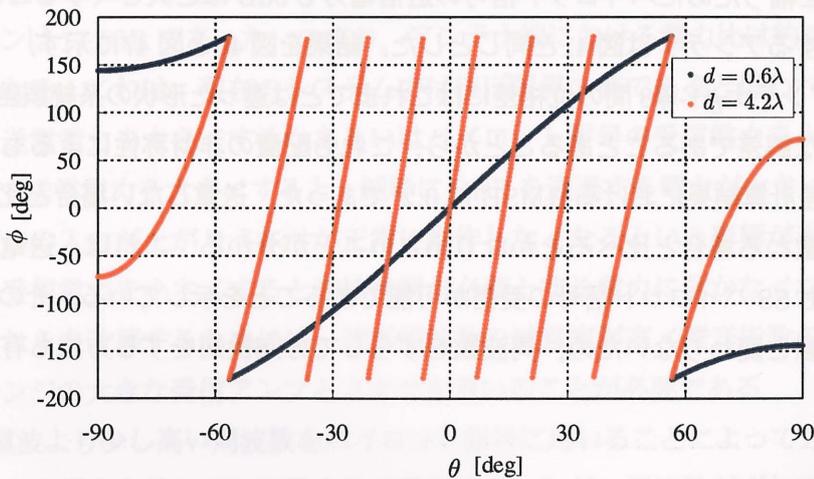


図 44: 到来角-位相差の関係

ここではパイロット信号の送受信距離を考慮した上で位相差から到来角へ変換した。(a)では $\pm 1.5^\circ$ 程度、(b)では $\pm 0.4^\circ$ 程度と、(b)の方が系統誤差があるものの精度良く方向推定できている。系統誤差を排除した場合は(b)の場合で $\pm 0.15^\circ$ 程度の精度で方向検出できるものと思われる。

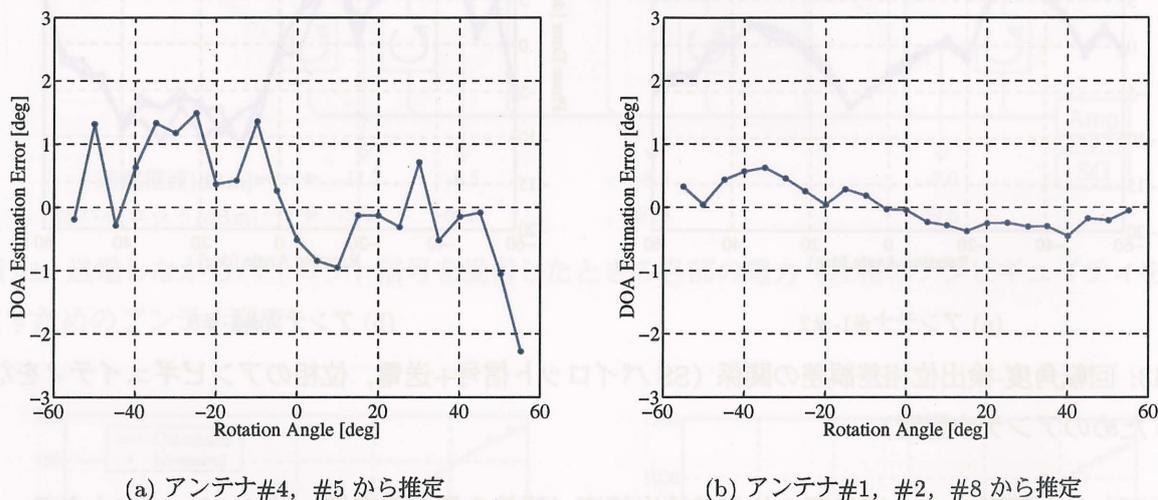


図 45: 検出した各アンテナの位相差から求めた方向の推定誤差

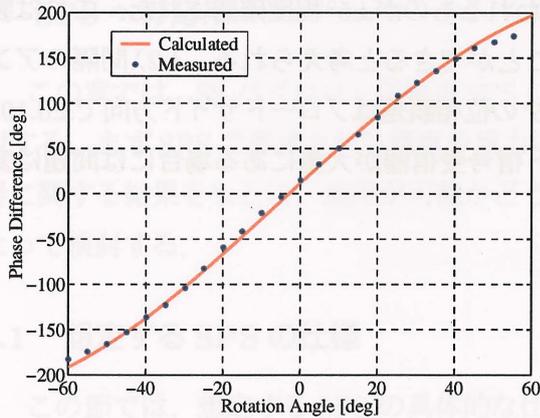
4.2.4 周波数をずらした方向検出

これまでの実験ではすべて、送電周波数とパイロット信号周波数を同一にして行ってきた。ここでは、別の方法として送電周波数とパイロット信号周波数をずらす方法を検討する。2周波数帯を送受信するアンテナを用いることはもちろん可能であるが、ここではこれまでと同じアンテナを用いることにする。しかし、MSAは共振帯域幅が狭いため、周波数差を広げるとゲインが大幅に落ちる。そのため、送電の周波数は2450MHz、パイロット信号の周波数は2550MHzと100MHz差とした。2550MHzのときのMSAのゲインは図32に示した通り2450MHzに比べて4~6dB小さくなる。これを補うためにパイロット信号の送信電力も6dBほど大きくすることにした。また、受信回路を接続するアンテナは図41と同じとした。結果を図46と図47に示す。

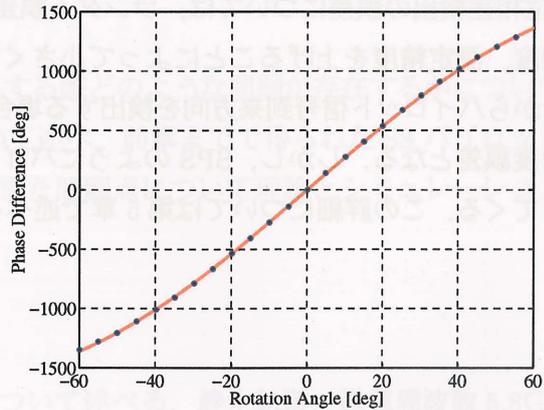
このとき、アンテナ#1-#8間の位相差にはこれまでとは違った形状の系統誤差が見られた。しかし、左右対称な誤差であることから、これも配置の非対称性によるものだと考えられる。また、位相差計算結果におけるRMSEは 0.2° であった。送電しない場合と比べると多少大きいですが、周波数を重ねる場合と比べるとかなり小さいことが分かる。これは、送電電波の電力をさらに大きくしてもSSパイロット信号の受信が可能であることを示している。その他の誤差としてはこれまでの実験と変わらないため、周波数をずらして方向検知する方法も有用であることが確認された。

4.3 まとめ

これまでの実験により、送電を行いながら同一周波数に存在するSSパイロット信号を受信し、方向検出ができることが確認された。4.2.3節における実験では、1アンテナ当たりで受信したパ

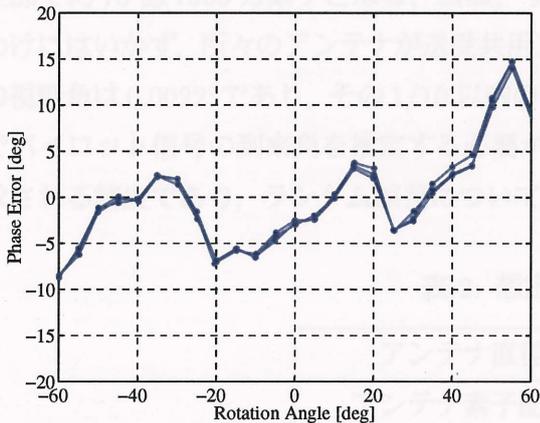


(a) アンテナ#1-#2

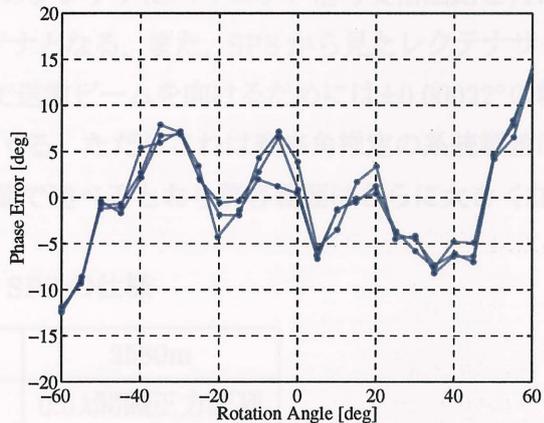


(b) アンテナ#1-#8

図 46: 回転角度-検出位相差の関係 (SS パイロット信号+送電, パイロット周波数:2550MHz)



(a) アンテナ#1-#2



(b) アンテナ#1-#8

図 47: 回転角度-検出位相差誤差の関係 (SS パイロット信号+送電, パイロット周波数:2550MHz)

パイロット信号は-60.5dBm, 送電したマイクロ波は 9dBm, 送電回路とパイロット信号受信回路のアイソレーションは 17.5dB であった。つまり, アンテナ端における電力比は約 70dB で方向検出ができたことになる。これは, 現在のシステムではほぼ限界の値であると思われる。電力比を大きくするには, 送電電力を大きくするかあるいはパイロット信号の受信電力を小さくしなければならないが, まず送電電力を大きくすると, 純粹に BEF を通過する電力が大きくなることと, ダウンコンバータへの入りが上がりミキサが正常に動作しなくなるという影響が現れる。一方, パイロット信号の受信電力を小さくすると逆拡散器が必要とする電力に届かなくなるため, 復調できなくなる。これらを改善するためには, 遮断周波数の減衰率が高く雑音指数の小さな BEF と, ダイナミックレンジの大きな受信アンプとミキサを用いることが必要である。

また, 送電電波より少し高い周波数をパイロット信号に用いることによって方向検出できることも確認した。この場合も約 70dB の電力比で受信を行ったが, 周波数がずれているとダイプレクサを使って 2 信号を分離することができるので, さらに大きな電力比が容易に可能になると思われる。

位相差検出の誤差については、ランダム誤差と思われるものが $\pm 5^\circ$ 程度確認された。これは製作精度、測定精度を上げることによって小さくすることができると考えられる。4.2 λ 間隔のアンテナからパイロット信号到来方向を検出する場合、 $\pm 5^\circ$ の位相誤差はブロードサイド方向で $\pm 0.19^\circ$ の角度誤差となる。しかし、SPSのようにパイロット信号受信器が大量にある場合には問題は変わってくる。この詳細については第5章で述べる。

5 SPS への応用

この章では、SS パイロット信号を SPS に適用する際どのような問題が存在するかについて検討する。まず SPS で要求される精度や電力について述べ、前章までで得られた SS パイロット信号に関する結果をもとに、適用が可能かどうか、また問題点について理論とシミュレーションによって検討する。

5.1 想定する SPS の仕様

この節では、想定する SPS の具体的な仕様について述べる。静止軌道、送電周波数 5.8GHz、受電電力 1GW、受電サイトの直径 2000m として SPS の仕様を試算した結果が表 5.1 である。ここでの送電アンテナの形状は円形としている。このときアンテナ素子数は、直径上に約 10 万素子、全部で約 76 億 7530 万素子となる。当然、すべてのアンテナにパイロット信号受信回路を付けるわけにはいかず、所々のアンテナが送受共用アンテナとなる。また、SPS から見たレクテナサイトの視野角は 0.0022° であり、その $1/10$ 以内の精度で送電ビームを向けるためには $\pm 0.00022^\circ$ の精度でパイロット信号の到来角を推定する必要がある。ただしこれは到来角推定の系統誤差に要求される精度であり、ランダム誤差については次節で述べるとおり許容範囲はさらに大きくなる。

表 2: 想定する SPS の仕様

アンテナ直径	2580m
アンテナ素子配列	0.5λ 間隔正方配列
全放射電力	1.34GW
1 素子当たりの放射電力	0.175W

5.2 理論的考察

5.2.1 電力についての考察

この節では、静止軌道上での SPS を想定したときのパイロット信号、送電電波の電力的な問題について考える。まず送電電波の電力については、5.1 節において想定した SPS では 1 素子当たりからの放射電力は 0.175W (22.4dBm) であった。4 の実験で用いたアレーでは、パイロット信号受信回路と送電回路とのアイソレーションは最小で約 17.5dB であったため、この構成を用いるとすると約 5dBm の送電電波が受信回路に漏れ込むことになる。

次にパイロット信号系の電力について考える。現実的な地上でのパイロット信号送信設備を、送信電力 1kW、アンテナはパラボラアンテナでその開口径を 10m、開口効率を 70% として試算すると、表 5.2 のようになり、SPS で受信される電力は -80dBm と計算される。

表 3: パイロット信号の電力

P_t	60dBm
$G_t (D = 10\text{m}, \eta = 0.7)$	54dBi
EIRP	114dBm
自由空間損失 (GEO, 5.8GHz)	199dB
大気損失	1dB
G_r (円形 MSA)	6dBi
P_r	-80dBm

結局、アンテナ端におけるパイロット信号と送電電波の電力比は 102.5dB となると予測され、この状況で SS 逆拡散を行わなければならない。実験において SS パイロット信号受信が可能だった電力比は 70dB であったので、さらに 32.5dB の増加に耐えることが条件となる。

まずパイロット信号の受信電力 P_r については、実験では -60dBm が適正值であったので SPS では 20dB のゲインをもつ増幅器が必要である。このとき、送電信号も増幅され 25dBm が受信器へ入力されることになる。しかし、実験で SS 信号の同期が可能であった送電信号の電力は -8.5dBm であったため、ここで現在より 33.5dB 減衰率の高い BEF も必要となる。ところで増幅器については、5dBm の送電電波と -80dBm のパイロット信号を同時に増幅させることになるので、かなり大きなダイナミックレンジをもった増幅器が必要ということになる。この条件を緩和するため、根本的に送電回路と受信回路のアイソレーションを大きくする解決法も考えられる。受信回路へ入る送電電波電力の大半は他のアンテナからの回り込みであったため、送受共用アンテナの構造を工夫しアンテナ素子間の結合を小さくすればアイソレーションを大きくでき、増幅器に求められる仕様も現実的になると考えられる。

5.2.2 位相についての考察

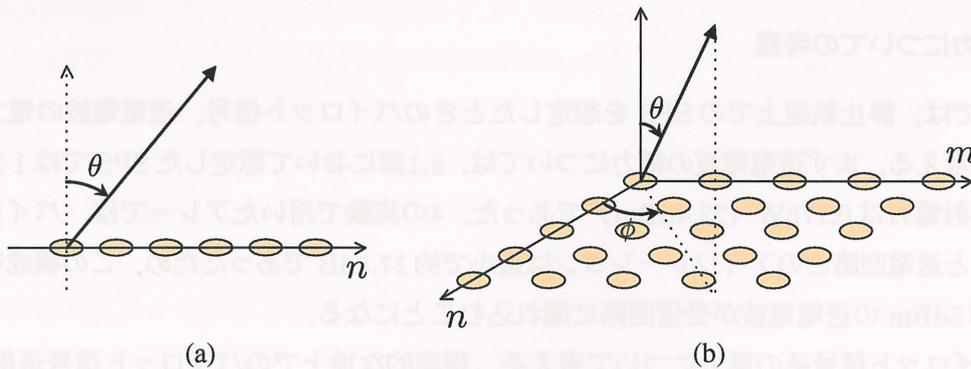


図 48: 1次元と2次元のアレーアンテナ

ここでは、パイロット信号の位相差検出に誤差があった場合の影響について検討する。まず、アレーアンテナとして図 48(a) のような N 素子 1 次元リニアアレーアンテナを想定する。アンテナ素子は無指向性とする。 n 番目のアンテナ素子の複素励振ウェイトを I_n とすると、 θ 方向の放射電界 $D(\theta)$ は

$$D_0(u) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \exp(jnu) \quad (6)$$

$$u = kd \sin \theta \quad (7)$$

と表される。ただし、 k は送電電波の波数で $2\pi/\lambda$ 、 d は素子間隔である。送電ビームを θ_0 方向へ向けたいとき、各アンテナへは

$$\frac{I_n}{|I_n|} = \exp(-jnk d \sin \theta_0) \quad (8)$$

となるような位相を与える。しかしパイロット信号の位相差検出が正確にできなかった場合には、ここに誤差が生じることになる。 n 番目の素子の位相に δ_n の誤差がある場合、放射パターンは次式のようなになる。

$$D(u) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \exp(j\delta_n) \exp(jnu) \quad (9)$$

ここで、位相誤差 δ_n が分散 σ^2 の正規分布に従うとすると、電力指向性の統計平均は以下のように計算できる。

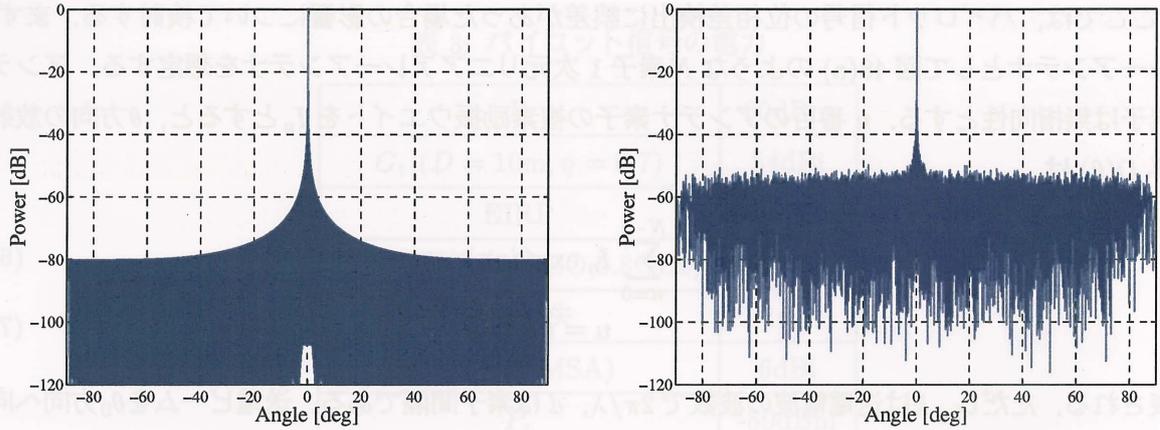
$$\begin{aligned} E[|D(u)|^2] &= E[D(u)]^2 + V[D(u)] \\ &= e^{-\sigma^2} |D_0(u)|^2 + (1 - e^{-\sigma^2}) \sum_{n=0}^{N-1} |I_n|^2 \end{aligned} \quad (10)$$

ここで $E[\cdot]$ は平均値、 $V[\cdot]$ は分散を意味する。右辺の第一項は、誤差の無いパターンから全体的にレベルが下がることを示し、第二項は θ に依存しない一定のサイドローブ（平均サイドローブ）が出ることを示している。このアレーを均一励振 ($|I_n| = 1$) とすると、メインローブのピーク値は N^2 、平均サイドローブは $(1 - e^{-\sigma^2})N$ であるため、その比は $N/(1 - e^{-\sigma^2}) \simeq N/\sigma^2$ ($\sigma^2 \ll 1$ のとき) となる。2次元アレーの場合も N を全素子数とすることにより同様の式で表される。図 49 に $N = 10000$ のときの放射パターンの例を示す。(a) は位相誤差の無い場合、(b) は $\sigma = 0.1$ [rad] の誤差がある場合である。縦軸はピーク値を 0dB として規格化してある。(b) のグラフでは平均 60dB のサイドローブが一様に分布していることが分かる。メインローブ付近では平均サイドローブとの電力比がかなり大きいので、パターンに与える影響はほとんどないと考えることができる。

位相誤差の影響について次に考えられるのはメインビームの方向に与える影響である。ビームの方向誤差 Δ は均一励振の場合以下のように与えられることがわかっている [24]。

$$\Delta^2 = \frac{12}{N^3} \sigma^2 \quad (11)$$

この式によると、方向誤差は N^3 に反比例するため、SPS のような大きなアンテナの場合全く問題にならないことが分かる。



(a) 位相誤差無し

(b) $\sigma = 0.1[\text{rad}]$ の位相誤差

図 49: $N = 10000, d = 0.6\lambda$ の 1 次元リニアアレーの放射パターン

次に位相誤差が電力収集効率に与える影響について考える。電力収集効率とは、アレーから放射される全電力に対する受電領域に入る電力の比率である。ここでは正面方向 ($\theta = 0$) に送電ビームを向ける場合のみを考えることにする。一般の方向については、 θ が大きくなるにつれてビームが広がるため受電面積が同じ場合多少効率は落ちるが、グレーティングローブが出ない限り基本的に以下の議論が成り立つ。収集効率は以下の式で表される。

$$\eta = \frac{P_{\text{rec}}}{P_{\text{all}}} \quad (12)$$

ここで P_{all} は全放射電力、 P_{rec} は受電される電力である。これらの値を計算する際、ここでは簡単化のため、アレーは図 48(b) のような $N \times N$ 素子の 2 次元正方配列とする ($d = 0.5\lambda$)。また、 x 軸方向に n 番目、 y 軸方向に m 番目の素子の励振の大きさ I_{nm} が $I_n I_m$ と表されるセパラブルパターンを考える [25]。この励振方法では、放射パターンは以下の式 (14) のように 1 次元アレーの積として表されるため、素子数が多い場合でも計算時間を現実的な程度まで減らすことができる。

$$D(\theta, \phi) = \sum_n \sum_m I_{nm} \exp\{j(nu + mv)\} \quad (13)$$

$$= \sum_n I_n \exp(jnu) \sum_m I_m \exp(jmv) \quad (14)$$

ただし、

$$u = kd \sin \theta \cos \phi \quad (15)$$

$$v = kd \sin \theta \sin \phi \quad (16)$$

また、ここでのアレー全体の形は正方形となるが、円形に配列した場合はサイドローブが低くなる。具体的には、第一サイドローブレベルが -13.3dB から -17.6dB へ、第二サイドローブレベルが -17.8dB から -24dB へ減少する [26]。さらに、ここでは素子アンテナとして無指向性を仮定している。これらの影響から、実際の収集効率はここでの計算値よりも上がると考えられる。また、

実際のSPSではサイドローブを下げるためにアンテナ面での振幅分布にテーパをつける。そのためメインローブが広がり受電領域もその分広くとられる。これも単純な配列のアレーより電力収集効率を上げる一因となっている。

式(14)で計算されたパターンと式(10)から電力収集効率を求める。受電する領域はメインローブの範囲 $|\theta| < \sin^{-1}(1/dN)(= \alpha)$ とする。このとき P_{all} と P_{rec} は以下ようになる。

$$P_{\text{all}} = e^{-\sigma^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} |D(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi + 2\pi(1 - e^{-\sigma^2}) \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} |I_{nm}|^2 \quad (17)$$

$$P_{\text{rec}} = e^{-\sigma^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\alpha} |D(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi + 2\pi \int_0^{\alpha} \sin \theta d\theta (1 - e^{-\sigma^2}) \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} |I_{nm}|^2 \quad (18)$$

σ を変化させたときの収集効率の変化を図50に示す。 $N > 100$ のとき位相誤差がなければ80%以上の収集効率がある。しかし誤差が増えるにつれて、 $\sigma = 0.1[\text{rad}]$ で約98%、 $\sigma = 0.3[\text{rad}]$ で約88%程度効率が落ちることが分かる。この効率の減少割合については素子数には依存しない。逆に、95%までの効率低下を許容範囲とすれば、位相誤差は $0.2[\text{rad}](= 11.5[\text{deg}])$ 以下に抑えなければならないことになる。

ところで、ここでは送電位相の誤差がパイロット信号検出誤差より生じることを想定していた。しかし、実際の送電位相の誤差の要因としては素子位置のずれなど様々なものが考えられる。その中でも一番大きな要因はデジタル移相器を用いたときの量子化誤差であると推測できる。理想的な位相から最も近い値に丸め込んで量子化位相を算出した場合、例えば3ビット移相器では 25° の一様分布誤差が生じることになる。デジタル移相器を用いる際にはサイドローブレベルや収集効率への影響を減らすため、ビット数を上げたり、一様分布にならないように位相決定法を工夫するなどの対策が必要になると考えられる。この問題は今後の課題である。

ここまでは、各素子から放射される位相差の誤差に相関が無い場合を考えてきた。すべてのアンテナにパイロット信号受信回路がついている場合、送電の位相はおのおの独立に決定されるため、誤差に相関が無いと考えることができる。しかし、パイロット信号受信回路を間引きし補間によって送電位相を決定する場合には、各アンテナの位相誤差には相関が生じることになる。このときの放射パターン、電力収集効率への影響について考える。

パイロット信号受信回路の配置位置については、図51に示すように決定する。つまり、送電アンテナ S^2 個に1個の割合で受信回路を配置することになる。受信回路が付いていないアンテナの送電位相は、周囲の4つの受信回路の受信位相からの1次補間で求めるとする。

ここでの2次元放射パターン計算にはセパラブルパターンを使うことができないため、励振振幅 I_{nm} を全素子に与えてから式(13)を用いて $D(\theta, \phi)$ を計算することにする。計算したパターンを図52と53に示す。

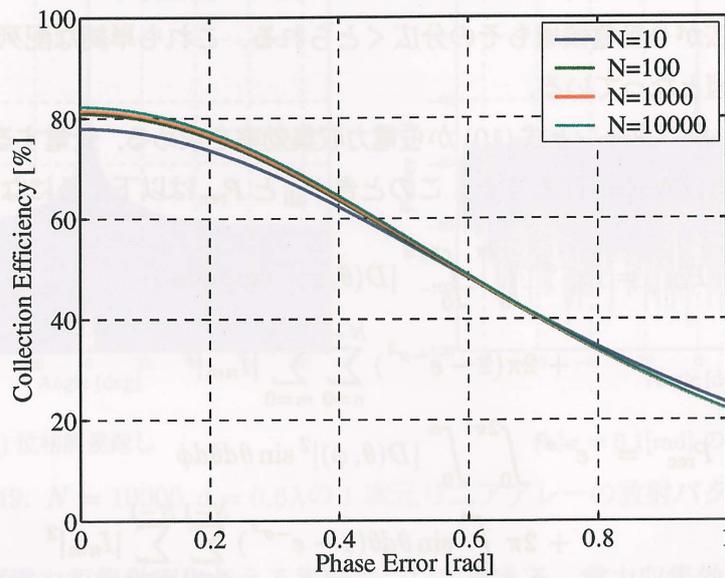


図 50: 位相誤差の電力収集効率への影響

図 52 は θ が -90° から 90° までのパターンを表示したものである。(a) の $S = 1$ のときは $\sigma^2/N^2 = -66.6[\text{dB}]$ の平均サイドローブが出るので、角度方向で平均をとると誤差が無いときのパターン(サイドローブレベルの最小値 $-60[\text{dB}]$) とほぼ同じになっていることが分かる。(b) の $S = 4$ の場合には、 $\theta = \pm 30^\circ$ 方向に -40dB 、 $\theta = \pm 90^\circ$ 方向に -50dB の大きなサイドローブが出ていることが分かる。これはアンテナ素子の位相が、補間をすることによって周期性をもったためと考えることができる。そのため、(c)、(d) のように S が大きくなると位相変化の周期が長くなり大きなサイドローブの位置間隔も縮まってくるのが分かる。またそのサイドローブのレベルについてはメインローブに近づくほど正規のパターンに埋もれてしまうため、 $S = 40$ ではほとんど位相誤

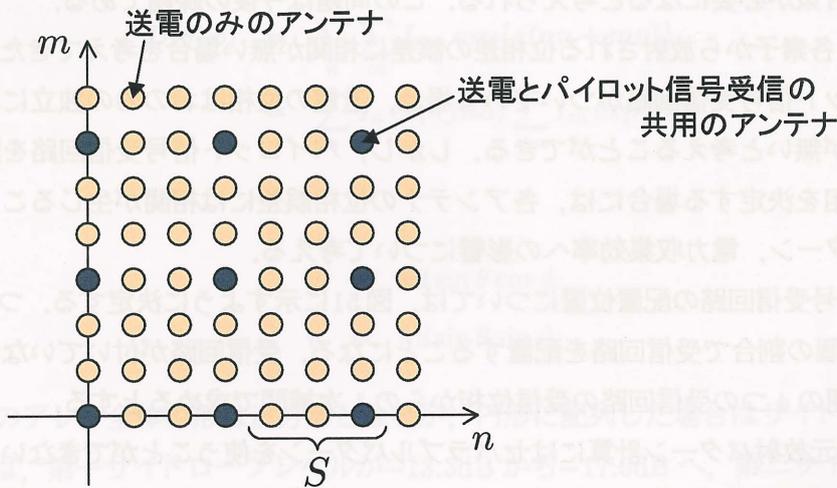


図 51: パイロット信号受信アンテナの配置

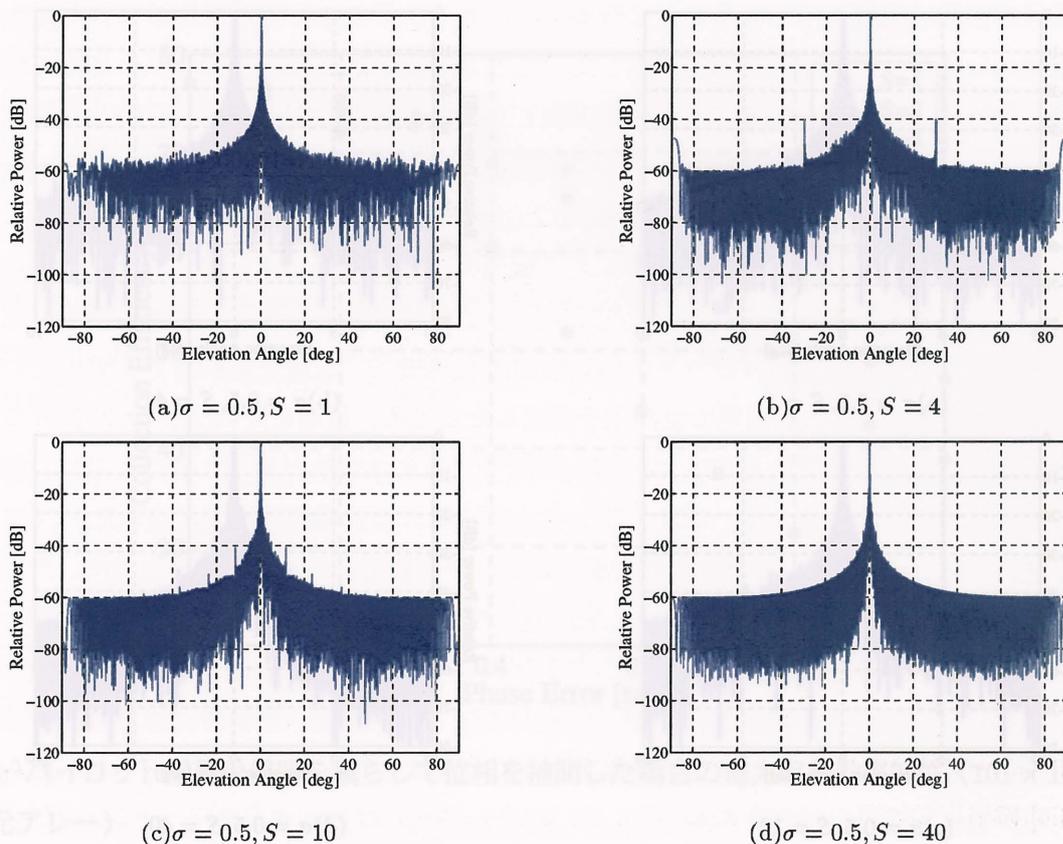


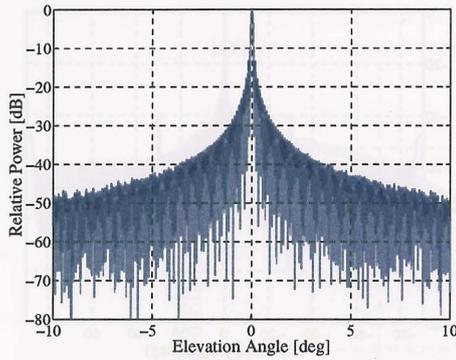
図 52: 1001 × 1001 素子アレーの放射パターン ($\phi = 0, -90 < \theta < 90$)

差が無いときのパターンと同じに見える。

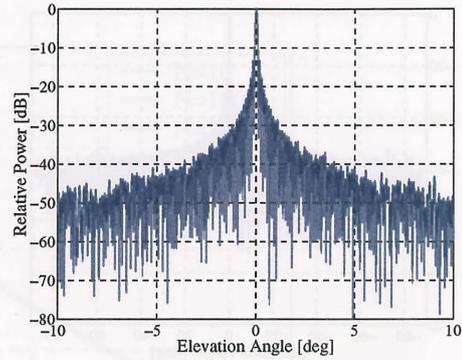
図 53 はメインローブ付近のパターンを示したものである。 $|\theta|$ が小さな範囲では、 S が大きくなるに従ってパターンの乱れも大きくなっていくことが分かる。しかしこれは、平均サイドローブのように満遍なく広がるパターンではなく、ランダム性をもったパターンである。ただし、 $S = 40$ の場合のように S がかなり大きくなると上記の周期的なサイドローブのパターンが見え始めることが分かる。いずれにしても、無相関のランダム位相誤差がある場合に比べて特に大きな電力密度の増大は認められなかった。

次に、この送電位相決定法の際の電力収集効率特性を述べる。計算は (u, v) 平面の $(u \geq 0, v > 0)$ の領域でのアレーの指向性 $D(u, v)$ を求め、全平面の積分値を全放射電力、メインローブを含む仰角の範囲のみを積分したものを受電電力として収集効率を求めた。この計算結果を図 54 に示す。これは、 101×101 素子の均一励振 2 次元アレー、各パイロット信号受信器の検出位相誤差が $\sigma = 0.5$ のときの結果である。

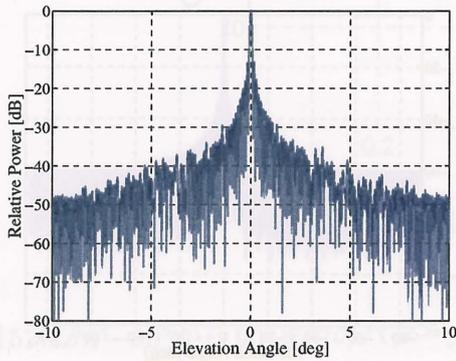
この結果より、 S を大きくするほど電力収集効率の減少は抑えられることが分かった。例えば $\sigma = 0.3$ [rad] のとき、 $S = 1$ では誤差が無いときに比べて 85.4% まで効率が落ちるのに対して、 $S = 2$ では 94.4%、 $S = 4$ では 95.8% までしか効率の低下は起こらない。これは、位相の補間をすることによって全素子の位相誤差の分散が低くなったためであると考えられる。放射パターンについても上で述べたように、素子数が十分大きいときには S を大きくしても誤差の影響は小さい



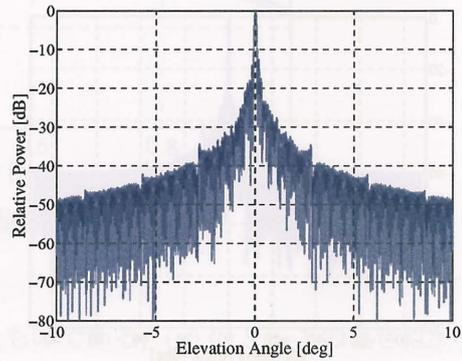
(a) $\sigma = 0.5, S = 1$



(b) $\sigma = 0.5, S = 4$



(c) $\sigma = 0.5, S = 10$



(d) $\sigma = 0.5, S = 40$

図 53: 1001 × 1001 素子アレーの放射パターン ($\phi = 0, -10 < \theta < 10$)

との結果が出たため、 S はできるだけ大きくすればよいことになる。しかし、このシミュレーションではアンテナ面が完全な平面であると仮定している。レトロディレクティブ方式では平面である必要はないが、このように位相を補間して求める場合、少なくとも4つのパイロット信号受信器で囲まれた範囲の面の歪みは波長に対して十分小さくなければならない。この条件によって S の最大値が決まることになる。

以上の結果をまとめると、パイロット信号の位相検出誤差に起因する放射パターン、電力収集効率への影響については、最初に仮定した全素子の誤差が無相関のときより悪くはならないといえる。第4章の実験において位相差検出のランダム誤差は 5° 以内であった。この値を仮に無相関な送電電波のランダム誤差としても電力収集効率の低下は5%以内に抑えられることになる。またサイドローブレベルも素子数が 7.6×10^9 として -120dB と計算されるためSPSとしては実用上問題がないと考えられる。

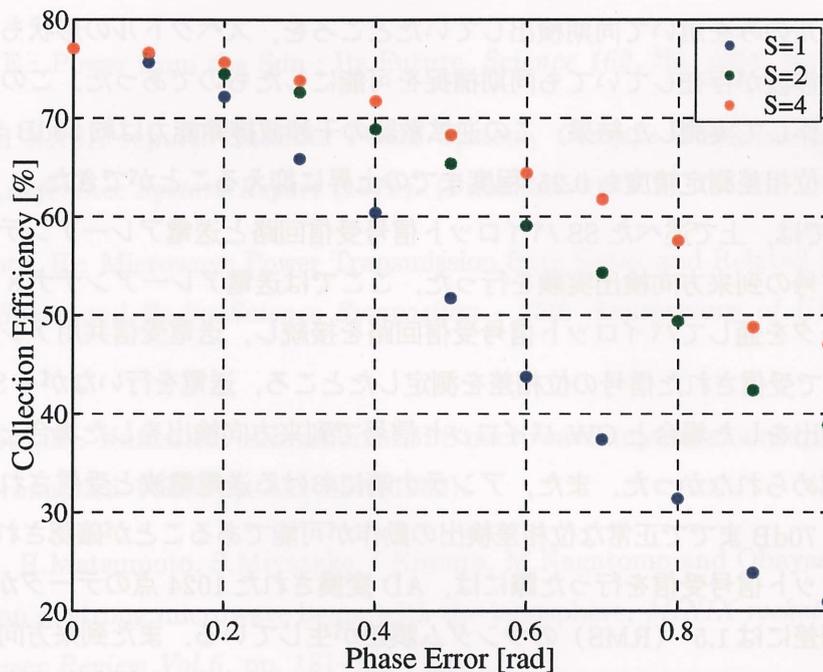


図 54: パイロット信号受信器を減らして位相を補間した場合の電力収集効率特性 (101 × 101 素子 2次元アレー)

6 結論

本研究では、SPS の送電ビーム制御システムに最も有力なものとして提案されているレトロディレクティブ方式を発展させた、パイロット信号にスペクトル拡散 (SS) 変調を施したシステムの検討を、実験及びシミュレーションによって行った。SS パイロット信号を用いることは、盗電や妨害波が到来したときの誤動作を防いだり、同一周波数で複数の受電点を識別できるなどの利点をもたらす。さらに、送電信号とパイロット信号の周波数を重ねることができると考えられる。本報告書では、この送電・パイロット信号に同一周波数を使うことができるかどうか重点をおいて検討を進めた。

まず第 3 章では、SS パイロット信号の基本特性を測定し、マイクロ波送電へ応用した際の特有の事情を考慮し改良を行った。マイクロ波送電で SS パイロット信号を用いる際の一番の難点は、大電力の送電電波が干渉波となり拡散符号の同期がとれなくなることである。そのため、通常のスライディング相関器と遅延ロックループを用いた同期回路では、干渉波の電力が所望の SS 信号より約 5dB 以上大きくなると同期ができなくなった。つまり、干渉波排除能力は 5dB であるということが出来る。また干渉波の存在は、検出する信号の位相差にランダム誤差を生じさせるという影響も与える。これらの特性を改善するため、BEF (Band Elimination Filter) を挿入することと、ソフトウェアによる同期の検出を行うことを提案した。BEF に関しては送電電波をカットするためのものであるが、同一周波数帯を使用しているためパイロット信号の一部も失われてしまう。しかし SS 変調により信号のエネルギーが広い帯域に分布しているため実際には SS パイ

ロット信号の復調は問題なくできることになる。ソフトウェアによる同期検出については、復調された信号のレベルのみを用いて同期検出していたところを、スペクトルの形状も含めて判断することで、強い干渉波が存在していても同期捕捉を可能にしたものであった。この2つの改良点を適用し回路を製作して実測した結果、この逆拡散器の干渉波排除能力は約50dBまで上昇した。また、このときの位相差測定精度も 0.25° 程度までの上昇に抑えることができた。

続いて第4章では、上で述べたSSパイロット信号受信回路と送電アレーアンテナを用いて実際にパイロット信号の到来方向検出実験を行った。ここでは送電アレーアンテナ8素子の内4素子にサーキュレータを通してパイロット信号受信回路を接続し、送電受信共用アンテナとして用いた。各アンテナで受信された信号の位相差を測定したところ、送電を行いながらSSパイロット信号で到来方向検出をした場合とCWパイロット信号で到来方向検出をした場合とでは、最終的な結果に違いは認められなかった。また、アンテナ端における送電電波と受信されたパイロット信号との電力比は70dBまでで正常な位相差検出の動作が可能であることが確認された。ただし送電と同時にパイロット信号受信を行った際には、AD変換された1024点のデータから計算した2アンテナ間の位相差には 1.5° (RMS) のランダム誤差が生じている。また到来方向に対する検出された位相差には系統誤差も確認されたが、十分大きなアレーを用いた場合にはこの誤差は無くなると考えられる。結果的にこの実験で得られた方向検出の精度は 0.4° 程度であった。また、送電電波とパイロット信号の周波数を同一にしない場合も想定して方向検出を行ったところ、2つの信号を100MHz離し同じ電力を送電した場合、ランダム誤差 0.2° で位相差の検出を行うことができた。方向検出精度も同一周波数のときと変わりなく、BEFも必要ないため、この方式も有効であると考えられる。

第5章では、3章4章で得られた結果をもとにこのシステムをSPSへ適用した場合の検討を行った。まずSSパイロット信号の復調が正常に動作するための電力条件に関しては、現在のシステムをそのままSPSへ適用することはできないが、ダイナミックレンジの大きな増幅器や、減衰率の大きなBEF、アンテナ素子間の結合を小さくするシステムを使うことによってパイロット信号と送電電波を同一の周波数にしてレトロディレクティブを実現できると考えられる。また、位相差についても検討を行ったが、パイロット信号受信回路の数をできるだけ少なくすることによって電力収集効率の低下を防げることが分かった。しかしこの受信回路の数については、アンテナ面が完全な平面であると仮定できる範囲内に少なくとも2つの回路を配置しなければならない。

今後の課題としては、ビーム制御システムを完成させるために、受信されたパイロット信号のデータから実際の送電位相を決定することや、位相制御マグネトロンとの連携などが挙げられる。前者の課題では送電電波の移相にデジタル移相器を用いた場合を考え、アルゴリズムを最適化する必要がある。

参考文献

- [1] Glaser, P.E.: Power from the Sun ; Its Future, *Science* 162, No. 3856, pp. 857-861 (1968).
- [2] DOE and NASA report: Satellite Power System, *Concept Development and Evaluation Program, Reference System Report* (1978). (Published 1979 1).
- [3] Matsumoto, H.: Microwave Power Transmission from Space and Related Nonlinear Plasma Effects, *Space and Radio Science Symposium - 75th Anniversary of URSI*, pp. 155-190 (1995).
- [4] Matsumoto, H.: Numerical estimation of SPS microwave impact on ionosphere environment, *Acta Astronautica Vol.9*, pp. 493-497 (1982).
- [5] Kaya, N., H. Matsumoto, S. Miyatake, I. Kimura, M. Nagatomo and Obayashi, T.: Nonlinear Interaction of strong microwave beam with the ionosphere, *MINIX rocket experiment, Space Solar Power Review Vol.6*, pp. 181-186 (1986).
- [6] Matsumoto, H. and I. Kimura: Nonlinear Excitation of Electron Cyclotron Waves by a Monochromatic Strong Microwave: Computer Simulation Analysis of the MINIX Results, *Space Power Vol.6*, pp. 187-191 (1986).
- [7] 松本 紘, 賀谷 信幸, 和田 財太, 篠原 真毅, 千葉 量次郎, 雛田 元紀: ISY - METS ロケット実験で観測されたプラズママイクロ波の相互作用, 第13回宇宙エネルギーシンポジウム, pp. 59-62 (1994).
- [8] 松本 紘, 賀谷 信幸, 藤田 正晴, 藤原 暉雄, 佐藤 達男: マイクロ波飛行機実験報告書, 京都大学 (1992).
- [9] 篠原 真毅: マイクロ波電力伝送の受電システムならびに電力ビームの伝播特性に関する研究, 京都大学博士論文 (1996).
- [10] 三浦 健史: Theoretical and Experimental Studies of Rectennas for Microwave Energy Transmission, 京都大学修士論文 (1997).
- [11] 篠原 真毅, 國見 真志, 三浦 健史, 藤原 暉雄, 松本 紘: 目標自動追尾式マイクロ波送電器のデモンストレーション公開実験, 電子情報通信学会論文誌 (B-II), Vol. J81-B-II, No. 6, pp. 657-661 (1998).
- [12] 松本 紘, NASDA 宇宙太陽発電システム検討委員会: 宇宙太陽発電所 SPS マイクロ波送電用超大型アレイアンテナ, 電子情報通信学会アンテナ伝播研究会 (A・P 研) 報告書, Vol. 101, No. 409, pp. 15-21. (AP2001-131, SANE2001-77).

- [13] 篠原真毅, 松本紘, 橋本弘藏: 宇宙太陽発電所発送受電システム, 第3回宇宙太陽発電システム (SPS) シンポジウム プロシーディング集, pp. 60-64 (2000).
- [14] 篠原真毅, 松本紘: マイクロ波送電システムの実現可能性, 第4回宇宙太陽発電システム (SPS) シンポジウム (2001). In print.
- [15] 篠原真毅, 三谷友彦, 松本紘: 位相制御型マグネトロンの開発研究, 信学論誌 (C), Vol. J84-C, No. 3, pp. 199-206 (2001).
- [16] 松本紘篠原真毅: レクテナアレイ直流出力のアレイ要素相互接続法依存性の研究, 電気学会部門誌 (電力・エネルギー B 分冊), Vol. 117-B, No. 9, pp. 1254-1261 (1997).
- [17] 松本紘三浦健史: マイクロ波無線電力伝送用レクテナの大電力化に関する研究, 電子情報通信学会論文誌 (B), Vol. J83-B, No. 4, pp. 525-533 (2000).
- [18] 井内正紀: マイクロ波送電におけるスペクトル拡散パイロット信号に関する研究, 京都大学修士論文 (2000).
- [19] Robert C. Dixon: 最新 スペクトラム拡散通信方式, ジャテック出版 (1978).
- [20] 山内雪路: スペクトラム拡散通信, 東京電機大学出版局 (1994).
- [21] 市川正樹: マイクロ波送電のマルチビーム化に関する研究, 京都大学修士論文 (1999).
- [22] 堤恒次: マイクロ波送電におけるパイロット信号到来方向推定法の研究, 京都大学学士論文 (2000).
- [23] 羽石操, 平澤一紘, 鈴木康夫: 小形・平面アンテナ, 電子情報通信学会 (1996).
- [24] Mailloux, R. J.: *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House (1994).
- [25] 電子情報通信学会 (編): アンテナ工学ハンドブック, オーム社 (1998).
- [26] Fourikis, N.: *Phased Array-Based Systems and Application*, JHON WILEY & SONS, INC. (1997).