



Title	PLLによるアクティブフェーズドアレイアンテナ
Author(s)	立花, 亮; 塩見, 英久; 岡村, 康行
Citation	電子情報通信学会技術研究報告. MW, マイクロ波. 2008, 108(195), p. 63-68
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/51306
rights	Copyright©2008IEICE
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

PLL によるアクティブフェーズドアレイアンテナ

立花 亮[†] 塩見 英久[‡] 岡村 康行[‡]

[†] 大阪大学大学院基礎工学研究科 〒560-8531 大阪府豊中市待兼山町 1-3

E-mail: [†] tachibana@ec.ee.es.osaka-u.ac.jp, [‡] {shiomi, okamura}@ee.es.osaka-u.ac.jp

あらまし 近年電波応用機器の普及と高度化に伴い、フェーズドアレイアンテナの応用に関する研究が盛んに行われている。従来のフェーズドアレイアンテナは、分配器による損失が極めて大きく損失補償回路が必要となるため、回路構成が複雑になってしまうという欠点があった。本研究では各アンテナ素子に PLL 発振器を集積させ直接マイクロ波を発振させる構造をとることで、アンテナの簡素化・大規模化を目的とした。この構造では PLL 発振器で位相同期を行い、各アンテナ素子で直接マイクロ波を発振させるので損失が小さく、損失補償回路が不必要となる。本報告では、2 台の PLL 発振器をそれぞれアンテナ素子に集積させ、位相同期しマイクロ波を発振させるフェーズドアレイアンテナの試作・評価について述べる。まず PLL 発振器の自励発振周波数を変化させることで 2 台の発振器は最大 90° の位相差で発振することを観測した。また各 PLL 発振器の出力をスロットアンテナに入力し、発振器間の位相差制御を行いながらマイクロ波を発振させることで、ビームの放射方向を制御することができた。このときのステアリング角はおおよそ 11° であった。さらに各発振器の発振周波数を過倍することによる移相量の増大についても考察した。

キーワード PLL 発振器、フェーズドアレイアンテナ、位相同期

Active Phased Array Antenna using PLL Oscillator

Ryo TACHIBANA[†] Hidehisa SHIOMI[‡] and Yasuyuki OKAMURA[‡]

[†] Graduate School of Engineering Science, Osaka University

Machikaneyama 1-3, Toyonaka-shi, Osaka, 560-8531 Japan

E-mail: [†] tachibana@ec.ee.es.osaka-u.ac.jp, [‡] {shiomi, okamura}@ee.es.osaka-u.ac.jp

Abstract Developing radio communication technology, an importance of phased array antenna technique is growing up. Recent technique of a phased array has a disadvantage of radiation efficiency due to a complex feeding network and a lossy phase shifter. In addition, the complexity of the system is enlarged by the many amplifier compensating power loss. This paper proposes the novel configuration of a large scale phased array antenna using PLL oscillator. The PLLs generate the phase controlled microwave signals. The generated signals are fed to each antenna elements. The advantage of the proposed configuration is the simple configuration and the high radiation efficiency. At first, the phased array antenna with PLL oscillator was fabricated. The maximum phase shift of each output of oscillator was 90 degrees and the maximum angle of beam steering was 11.76 degrees. Next, the PLL oscillator array with frequency multiplier was fabricated. The maximum phase shift was expanded to 115.6 degrees from 45.6 degrees.

Keyword PLL oscillator, Phased array Antenna, Phased lock

1. まえがき

近年電波応用機器の普及と高度化に伴い、フェーズドアレイアンテナの応用に関する研究が盛んになっている。従来のフェーズドアレイアンテナは、大出力発振器でマイクロ波を発生させ、それを各アンテナ素子に分割・給電し、さらに移相器による移相制御を受けて各アンテナ素子から空間へ放射する構造であった。しかしながら、大規模なフェーズドアレイアンテナを構成する際には、分配器の損失が極めて大きく、また移相器の損失も大きいので損失補償回路が必要となり、

回路構成が複雑になってしまう欠点があった。

そこで本研究では各アンテナ素子に PLL 発振器を集積し直接マイクロ波を発振させ、PLL 発振器で各アンテナの素子の励振位相を制御する構造をとることで、アンテナの簡素化・大規模化を目的とした。

この構造では PLL 発振器により位相同期を行うことができ、また各アンテナ素子で直接マイクロ波を発振させるので損失が小さく、損失補償回路が不必要となるため構成を簡素化できると考える。これらのことを踏まえ実際に、同期した 2 素子の PLL 発振器の出力を

それぞれスロットアンテナへ供給し、各発振器間の位相差を制御することで、マイクロ波をフェーズドアレイ動作させることを試みた。PLL 発振器の同期信号には低周波で安定して発振する温度補償型水晶発振器 (TCXO) を使用する。従来の構造は高周波のマイクロ波を直接アレイ素子に分配していたので、従来のものに比べ各素子への同期信号分配は比較的容易である。フェーズドアレイ動作に必要な各発振器間の位相差の発生には、PLL 発振器の残留位相誤差を利用することを試みた。このときの残留位相誤差の制御は、位相同期した PLL 発振器の VCO 電源電圧を可変にし、自励発振周波数を変化させることで行った。この方式により簡単な構造で位相差を発生させフェーズドアレイ動作をさせることが可能となる。残留位相誤差によって位相差を制御する場合、移相量は ± 90 度以内に制限されるが、各 PLL 発振器の出力を周波数通倍器で通倍させて位相差を制御した場合、移相量を増大させることができる。

本報告では、まず PLL の残留移相誤差の制御のしくみ、フェーズドアレイアンテナについて述べ、次に実際に試作した PLL 発振器の特性について述べた。最後にフェーズドアレイ動作させたアンテナの指向性測定結果、さらには通倍型 PLL 発振器の移相量の増大法について議論する。

2. PLL 発振器

2.1. PLL 発振器

PLL 発振器の基本構造を図 1 に示す。PLL 発振器は位相比較器と LPF と VCO をループ上に接続したフィードバックシステムであり、VCO 出力と入力信号の位相を位相比較器で比較し、VCO 出力が進んでいれば発振周波数を下げ、VCO 出力が遅れていれば発振周波数を上げるように VCO 入力にフィードバックしフェーズドロックを行う。PLL 発振器の基準入力信号を式(1)、電圧制御発振器の出力を式(2)とすると、移相比較器の出力は式(3)と表せる。

$$V_{ref} = \sqrt{2}A \sin \theta(t) \quad (1)$$

$$V_{out} = \sqrt{2}K_1 \cos \theta'(t) \quad (2)$$

$$V_c = AK_1 \sin \{\theta(t) - \theta'(t)\} + AK_1 \sin \{\theta(t) + \theta'(t)\} \quad (3)$$

ここで電圧制御発振器の自励発振角周波数を ω_0 [rad/s]、角周波数変調感度を K_2 [rad/s/V] と定めると発振角周波数は式(4)となる。

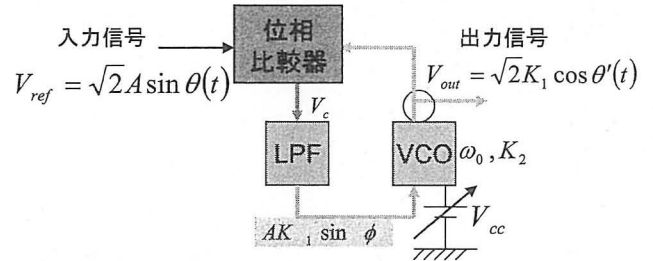


図 1 PLL 発振器の基本構造

$$\frac{d\theta'(t)}{dt} = \omega_0 + K_2 AK_1 \sin \phi \quad (4)$$

ここで、

$$\theta_1(t) = \theta(t) - \omega_0 t \quad (5)$$

$$\theta_2(t) = \theta'(t) - \omega_0 t$$

とおくと、電圧制御発振器出力と参照信号の位相差の変動は式(6)となる。このとき $K = K_2 AK_1$ でありこれはループゲインを示すものである。

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{d\theta_1(t)}{dt} - K \sin \phi \quad (6)$$

よって発振器と入力信号の周波数差 $\Delta \omega$ を式(7)とする参照信号を加えたとき、定常状態での移相誤差は式(8)となる。

$$d\phi/dt = \Delta \omega \quad (7)$$

$$\phi_e = \sin^{-1} \left(\frac{\Delta \omega}{K} \right) \quad (8)$$

つまり電圧制御発振器(VCO)の自励発振角周波数を変化させることで、理論上は ± 90 度の残留位相誤差を発生させることが可能である。本研究では電圧制御発振器(VCO)の電源電圧を変化させることで残留位相誤差の制御を行い、フェーズドアレイアンテナの位相制御に適応した。

2.2. フェーズドアレイアンテナ

前節で説明した残留移相誤差制御型の PLL 発振器を各アンテナ素子に集積させアレイ化することで、フェーズドアレイアンテナを構成することができる。図 2 に簡単な 2 素子 PLL 発振器フェーズドアレイアンテナの構成図を示す。このとき各アンテナの間隔を半波長とし、放射方向を ϕ 、隣接する発振器間の位相差を ϕ とすると行路差と位相差の関係は、

$$d \sin \phi = \lambda \cdot \frac{\phi}{2\pi} \quad (7)$$

となる。

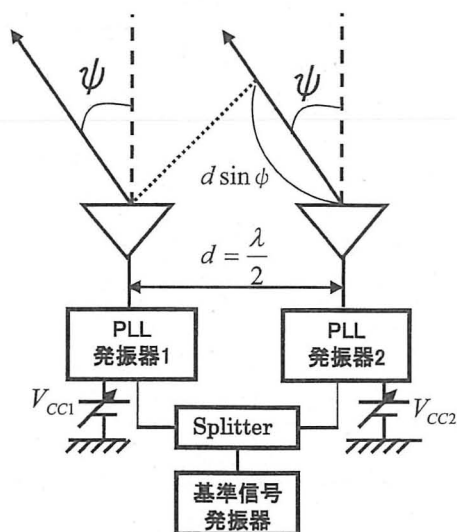


図2 2素子PLL発振器フェーズドアレイアンテナ

これより位相差 ϕ と放射方向 ψ の関係は、

$$\phi = \sin^{-1}\left(\frac{\phi}{\pi}\right) \quad (8)$$

つまり位相差 ϕ を制御することで、放射方向 ψ が制御可能であることがわかる。仮に位相差 ϕ が 90° 制御できたとすると、放射方向 ψ は 30° 制御できることとなる。

本研究では PLL 発振器の残留位相誤差を、各アレイ間の位相差に適応しフェーズドアレイアンテナの放射方向の制御を試みた。図2に示した V_{cc1}, V_{cc2} はそれぞれ、PLL 発振器の電圧制御発振器の電源電圧を示しており、これを可変にすることで残留位相誤差を制御する機構をとった。またアンテナにはスロットアンテナを用いることとし、各アレイ間の位相差の測定は直交検波で行うこととした。

3. PLL 発振器の試作と基礎測定

3.1. PLL 発振器の試作

図3に今回試作した各モジュールの写真と PLL 発振器の構成を簡単に示す。基準入力信号発振には温度補償型水晶発振器 NDK NT3225S を、位相比較器には分周器を内蔵したナショナルセミコンダクタの LMX2347 を、VCO にはミニサーキットの JTOS-3000P+ を、基板には厚さが 0.8mm の FR4 をそれぞれ用いた。今回の実験では各素子の物性評価を行うため、一つの基板上ではなく別々の基板上に製作し、それを同軸ケーブルで接続する方式を採った。また基準信号発振器と位相比較器の間と、VCO と位相比較器の間にそれぞれ分周器を装荷し分周比を任意の値に定めることで、12.8MHz の基準信号に対して、2.45GHz の出力信号が

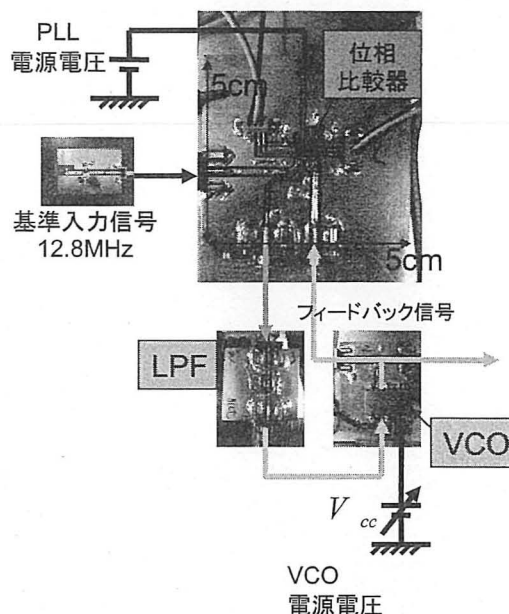


図3 試作した各モジュールと PLL 発振器

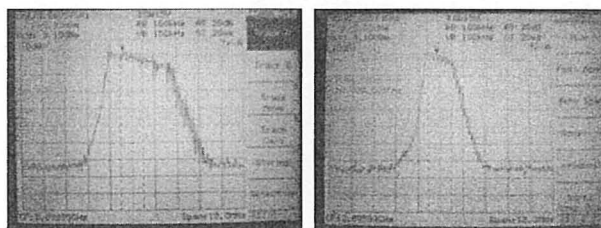


図4 (a) 各 PLL 発振器の自走発振時スペクトル

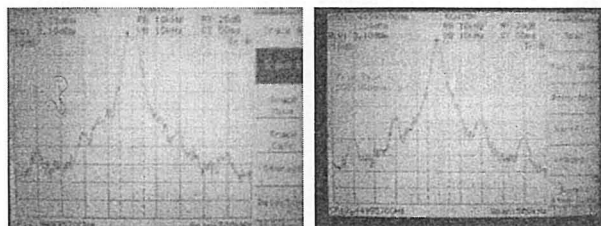


図4 (b) 各 PLL 発振器の位相同期時スペクトル

発振する PLL 発振器を構築した。この方式の PLL 発振器を今回は 2 台製作した。

3.2. PLL 発振器の発振周波数測定

製作した二台の PLL 発振器の自走発振時、位相同期時の出力をそれぞれオシロスコープで測定した。図4 (a)(b)にそれぞれ測定した自走発振時と位相同期時の発振スペクトルを示す。ただし図4(a)測定時のオシロスコープの中心周波数は 2.08GHz、周波数範囲は 10MHz に設定し、図4(b) 測定時のオシロスコープの C 中心周波数は 2.45GHz、周波数範囲は 500KHz に設定

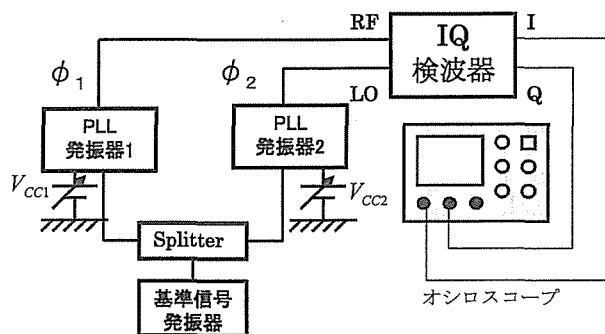


図 5 位相差測定系

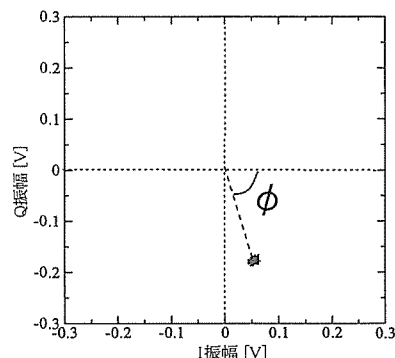


図 6 (b) 位相同期時の検波出力

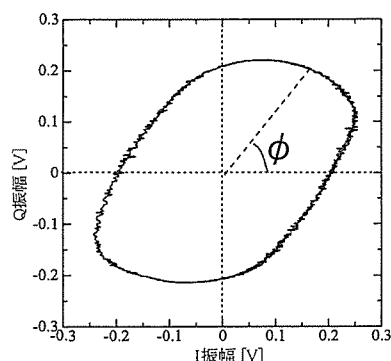


図 6 (a) 自走発振時の検波出力

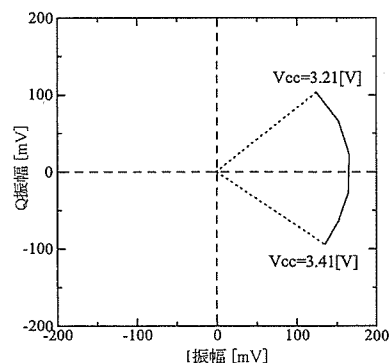


図 7 位相差の制御結果

した。図 4 (a)の周波数範囲に対して図 4(b)の周波数範囲が 20 分の 1 になっている。

自走発振時には各 PLL 発振器は異なった周波数で発振し、また VCO 電源電圧を変化させることで発振周波数が変化した。これに対し各 PLL 発振器を 2.45GHz で位相同期させたときは、それぞれ所望の周波数で発振し非常に鋭いスペクトルである。

4. 実験結果

4.1. 同期検波による発振器間の位相差測定

次にフェーズドアレイ動作に必要な各発振器間の位相差を測定した。同期検波による発振器の位相差の測定系を図 5 に示す。

片方の PLL 発振器の出力を IQ 検波器の RF 入力に、もう一方の発振器の出力を LO 入力にそれぞれ接続し、IQ 出力の振幅をオシロスコープで位相差を測定した。図 6 (a) に 2 台の発振器を自走発振させたときの測定結果を、図 6 (b) に位相同期させた時の測定結果を示す。図 6 (a) から分かるように、それぞれの発振器を自走発振させた場合は、発振器の角周波数がおおの異なるためビート周波数の周期で位相が変化し、円状の出力が得られた。これに対し、二つの発振器を位相同期させた場合の検波出力結果は、互いの残留位相誤

差によって定まる位相差 ϕ の位置に点状の出力となって観測された。これは安定した同期を示している。

ここで同期した状態のまま、片側の発振器の VCO 電源電圧を可変にし、自励発振周波数を変化させることで、位相差の制御を行った。制御結果を図 7 に示す。図 7 より VCO の電源電圧を 3.21V~3.41V まで変化させることで、およそ 90 度の位相制御を行うことができた。

4.2. 2素子 PLL 発振器アレイアンテナの放射パターン測定

前節で位相差の制御が確認できたので、PLL 発振器をスロットアンテナに接続して 2 素子フェーズドアレイアンテナを構成し、放射パターンの測定を行った。このとき各 PLL 発振器の出力をスプリッターで分岐し、それぞれの出力の一方を IQ 検波器に、もう一方をスロットアンテナに接続した。これにより任意の位相差に対応する放射パターンの測定が可能となる。今回使用した測定系及び放射パターン測定結果をそれぞれ図 8、図 9 に示す。2つのスロットアンテナの間隔は半波長に設定し、受信にはホーンアンテナを用い測定は電波暗室で行った。このとき安定して指向性測定を行うため、移相量を 90° より狭い範囲で変化させる。

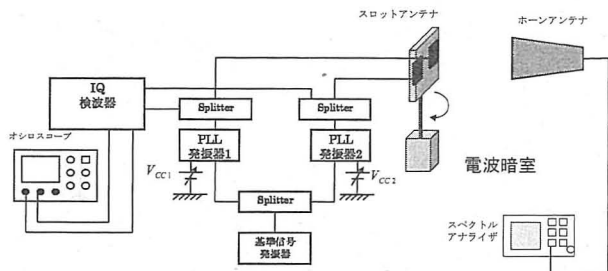


図 8 2 素子 PLL アレイアンテナの指向性測定系

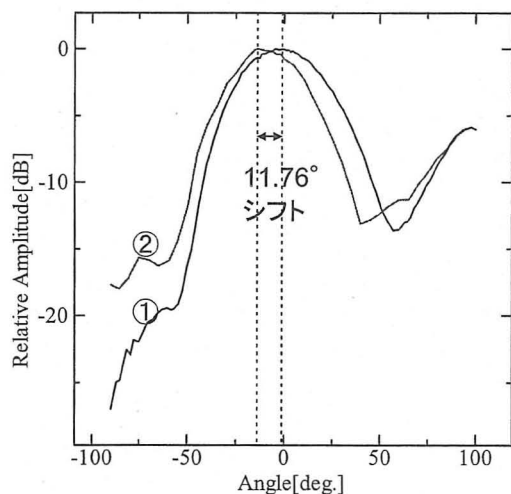


図 9 放射パターン測定結果

図 9 の線分①、②はそれぞれ異なる位相のときの放射パターンであり、①から②にシフトしたときの移相量は約 33° で、このときのステアリング角は 11.2° であった。実際アレイファクタから計算したステアリング角は 11.8° で、計算値と測定値はよく一致した。このとき -90° 方向に比べ 90° 方向の利得が高くなっているが、これは 90° 方向に発振器の電圧源を配置したために、左右非対称の放射パターンとなったと考える。

4.3. 通倍型フェーズドアレイ PLL 発振器の位相特性

最後に PLL 発振器の発振周波数を通倍することによる移相量の増大を試みた。方式としては、従来の 2 素子 PLL 発振器の出力端子に周波数通倍器を挿入することで、発振周波数を 2.45GHz から 4.90GHz に通倍した。

通倍器を挿入したときの出力スペクトルを中心周波数が 4.90GHz のときと中心周波数が 2.45GHz のときに分けて、図 10 (a)(b) に示す。このとき周波数範囲はどちらも 1.00MHz とした。また 2 素子 PLL 発振器間の位相差測定系を図 11 に示す。

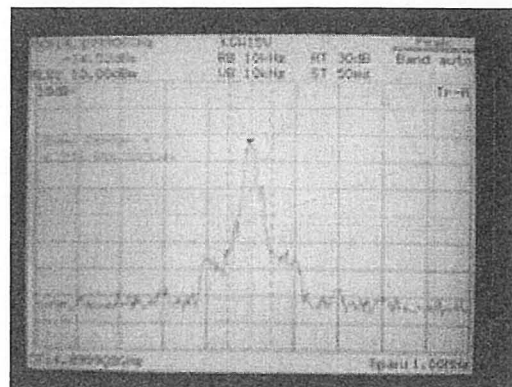


図 10 (a) 通倍型発振器出力スペクトル (CF: 4.90GHz)

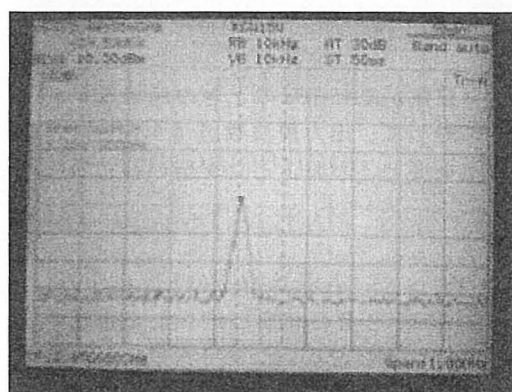


図 10 (b) 通倍型発振器出力スペクトル (CF: 2.45GHz)

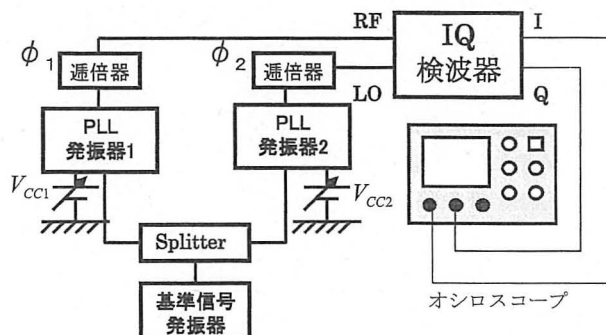


図 11 位相差測定系 (通倍型)

図 10 (a)(b) より 4.90GHz での利得は -14.50dBm であったのに対して、 2.45GHz での利得は -29.50dBm であった。

次に、通倍しない時と通倍した時の位相差の制御結果を、それぞれ図 12 (a)(b) に示す。このときパラメータは通倍しない時、通倍した時どちらも同じものを用いた。

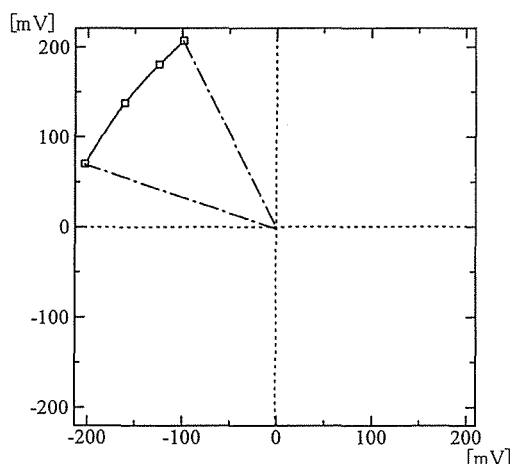


図 1 2 (a) 位相差制御結果（通倍前）

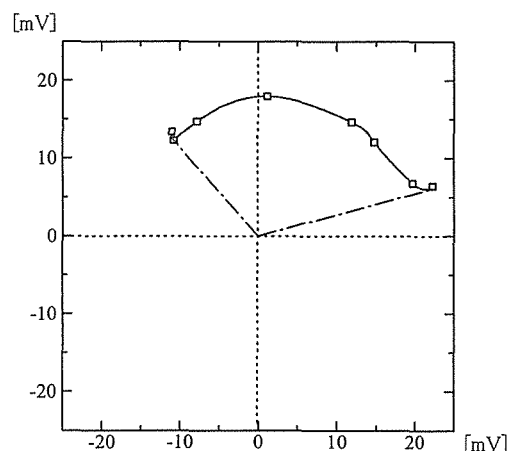


図 1 2 (b) 位相差制御結果（通倍後）

出力周波数が 2.45GHz のときの移相量が 45.6 度であったのに対して、出力周波数が 4.9GHz のときの移相量は 115.6 度と、おおよそ 2.5 倍の移相量の増大が確認できた。

5. まとめ

本研究では、2 台の同期した PLL 発振器を各アレイ素子に集積させた新しいフェーズドアレイアンテナの構造をとることで、アンテナの構成の簡素化に取り組んだ。まず二台の PLL 発振器を試作し、一方の自励発振周波数を調整して位相差を発生させたところ、最大 90° の移相量を発生させることができた。次に 2 素子スロットアンテナに各 PLL 発振器出力を入力し、同期させた状態のまま位相差を制御することでフェーズドアレイ動作させたところ、約 11° のステアリング角が得られた。

最後に PLL 発振器の出力を通倍することで、通倍前の約 2.5 倍の移相量の増大が確認できた。今後は、PLL 発振器の安定性を高め移相量をさらに増大させ、フェーズドアレイアンテナの素子数を増やすことで出力利得を向上させることなどが課題として挙げられる。

文 献

- [1] 畑雅恭・古川計介 “PLL-IC の使い方”
- [2] 市川祐一・青木勝, “GHz 時代の高周波回路設計”
- [3] William C. Brown, “THE HISTORY OF WIRELESS POWER TRANSMISSION,” Solar Energy, Vol.56, No.1, pp.3-21, 1996
- [4] Shigeji NOGI, Minoru SANAGI, Kazuhiro FUIJIMORI, “Active Integrated Antenna Techniques for Beam Control,” IEICE TRANS.ELECTRON., VOL.E88-C, No7, pp.1358-1367, JULY 2005
- [5] 手代木扶, 米山務, “ウェーブサームット講座 新ミリ波技術,” オーム社, pp276-283, 1999
- [6] 篠原, 三谷, 松本 “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, 2001
- [7] 納山, 塩見, 岡村, “Push-Pull 励振型アクティブパッチアンテナ,” 信学技報, SPS2005-16, 2006.