

送受信距離の変化に追従して安定受信を実現する テラヘルツ波受信回路

内藤 竜治[†] 門内 靖明[†]

[†] 東京大学 先端科学技術研究センター 〒153-8904 東京都目黒区駒場 4-6-1
E-mail: [†] ryuji.naito@star.rcast.u-tokyo.ac.jp, [†] monnai@star.rcast.u-tokyo.ac.jp

あらまし ミキサ 1 つだけで構成されたホモダイン検波回路では、検波出力は RF と LO の位相によるため、受信機が移動すると 1/2 波長ごとに感度が変化してしまう。この問題を回避するにはミキサを 2 個使えばよいが、テラヘルツ帯で直交検波を構成することは容易ではない。本研究では送受信機間の距離の変化に追従して LO の位相をシフトさせることで、ミキサ 1 つでありながら感度変化を抑えることができるテラヘルツ用ホモダイン検波回路を提案する。

キーワード テラヘルツ波、ホモダイン検波、逡倍器、位相シフト

1. はじめに

1.1 当研究の背景

当研究室では、移動する物体に対してアンテナの指向性を変えてテラヘルツ波を照射する「追従型テラヘルツリンク」を研究している。

対象とする周波数は 220~320GHz で、電波の発生および検出にはサブ・ハーモニック・ミキサ(SHM)を用いている。SHM は局部発振周波数(LO)ポートに与えられた 2 倍の周波数で動作するスイッチング型のみキサで、ベースバンド信号のアップコンバート(変調)やダウンコンバート(検波)を行うことができる。

SHM の LO は 110~160GHz で、基準となる 16GHz を AMC(Amplifier Multiplier Chain)で逡倍することによって生成している。AMC は逡倍器とアンプを 1 つの筐体に納めた高周波デバイスである。AMC と SHM を組み合わせてテラヘルツ帯送受信機を作り、伝送試験を行ってきた(写真 1)。[1]

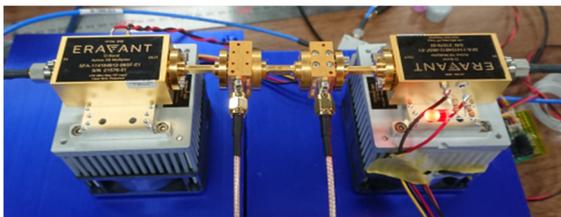


写真 1 AMC と SHM による 300GHz 伝送試験

しかしながら、送受信機間の距離が変わると受信した信号の強度が変動し、場所によっては感度がほぼゼロになるという現象が起きていた。受信感度の変化は約 0.5mm で周期的に起きるため、テラヘルツ波の位相に関係していると考えてきた。対象物が移動しても安定して通信を行えるようにするためには、受信感度の変化を抑制する方法を開発する必要があった。

1.2 SHM の動作

図 1 を用いて SHM の動作原理について説明する。SHM は反平行ダイオードペア (APDP :Anti Parallel Diode Pair)と、スタブ、マッチング回路および LPF で構成されている。LO の電圧がダイオードの閾値電圧以下の場合は OFF となり、RF の電圧はそのまま IF に加えられる。閾値以上になるとダイオードが ON し、RF の電圧は GND にショートされる。

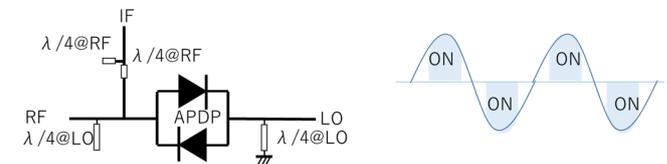


図 1 SHM の動作原理

RF と LO の位相差が 0° の場合、RF 入力が増えるタイミングでダイオードが ON して GND に落とされるため、図 2(a)に示すような正負対象の波形となる。IF の電圧は LPF で平滑化されてゼロになる。

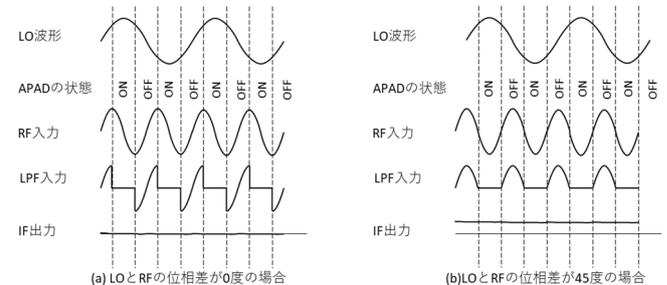


図 2 RF と LO の位相と SHM 出力

位相差が 45° の場合は、RF 入力が増えるときだけ GND に落とされるため正負非対称となり、IF 出力は正のピーク部分をつないだ形となる。135° の場合は負のピーク部分をつないだ形となる。このようにして SHM は同期検波を行う。

1.3 従来の検波技術

デジタル無線通信の検波方法には、ホモダイン検波とヘテロダイン検波がある[2]。

ホモダイン検波は受信したい信号と同じ周波数をミキサに入れて検波する方法であり、ヘテロダイン検波は異なる周波数をミキサに入れて中間周波数に変換してから2度目の検波を行う方法である。

(1) ホモダイン検波

ホモダイン検波は受信した信号(RF)と LO をミキサで乗算して LPF で取り出す。この処理はベースバンド信号 $A(t)$ で変調された RF 入力 $A(t)\sin(\omega t)$ と、LO 信号 $\sin(\omega t)$ を乗算して積分することに相当するが、RF 入力の位相が 90° ずれた場合には $\int A \cos \omega t \times \sin \omega t dt$ となって出力が 0 になる。

そのため、通常のホモダイン検波では図 3 に示すように I/Q の2つのミキサを用意して、それぞれのミキサの LO に 90° 位相のずれた信号を与える。

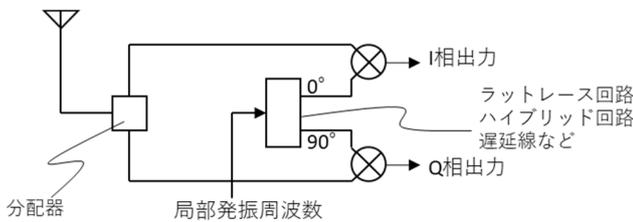


図 3 一般的なホモダイン検波回路の構成

片方のミキサの出力がゼロになる位相では、もう一方のミキサから最大出力（もしくは負の最大出力）が得られるので、両方の出力が同時にゼロになることはない。したがって、送受信機間の距離が変化して RF の位相が変化しても問題はない。

この方法をテラヘルツ帯で用いるには、まずアンテナから受信した RF 信号を2つに分岐して I と Q のミキサに与えなければならない。分波器からミキサまでの配線長は $10\mu\text{m}$ オーダーの精度で一致させなければならないが、テラヘルツ波帯ではこの配線は導波管であるため長さを容易に調整できない。ネジの締め具合で結果が変わってしまうほど長さに敏感である。

試作した直交ホモダイン検波回路を写真 2 に示す。通倍器(AMC)とミキサの間に入っているものは、AMC 出力がミキサの LO の絶対最大定格を越えないようにするためのアッテネータである。

この装置を正しく動作させるためには、位相を 90° シフトさせる移相器や、2つの LO の配線長を一致させること、2つの SHM の電気的特性を一致させることなどが必要である。長さや特性に不均衡があると検波出力の I と Q が混じりあう結果となる。

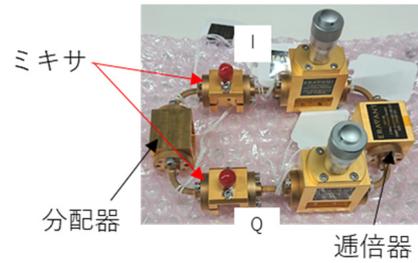


写真 2 ミキサを2つ使う直交ホモダイン検波回路

SHM の動作範囲は $220\text{GHz}\sim 320\text{GHz}$ と広いが、最低周波数と最高周波数では波長が 45% も異なるため、帯域全体をカバーする 90° 移相器が作れない。

このように、個々の RF 部品を組み合わせても、テラヘルツ帯で安定して動作する直交ホモダイン検波回路を構築することは容易ではない。

(2) ヘテロダイン検波

ヘテロダイン検波は、受信した周波数とは異なる周波数でミキサを駆動し、その差の周波数の分だけシフトした中間周波数に変換してから2度目の検波を行う方法である。一般的な構成を図 4 に示す。

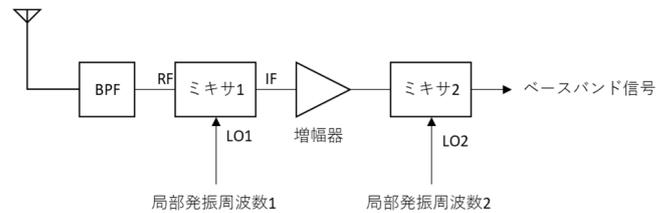


図 4 一般的なヘテロダイン検波回路の構成

例えば 256GHz の RF を受信したい場合、 252GHz の LO と掛け合わせて 4GHz の中間周波数にダウンコンバートし、 4GHz の第二の LO と乗算してベースバンド信号を復元する。1 番目のミキサは SHM であるが、2 番目のミキサは 4GHz で動作すればよいので、ミキサ IC とプリント基板で安価に開発できる。

図 5 は SHM を用いたヘテロダイン検波をシミュレーションした結果である。LO と RF の位相が変化しても受信感度はゼロにならないことがわかる。ミリ波以上ではヘテロダイン検波がよく用いられ、位相の変化はあまり問題とならない。

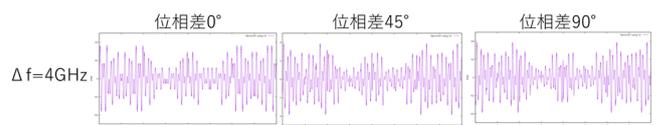


図 5 ヘテロダイン検波は位相差の影響を受けない

ヘテロダイン検波では映像妨害(イメージ受信)の問題が生じる。例えば、256GHzの信号を252GHzのLOと乗算して4GHzにダウンコンバートする場合、248GHzにも感度を持ってしまう。映像妨害を防ぐためにはアンテナとSHMの間にBPFが挿入するが、250GHz以下を遮断して250GHz以上を透過するような導波管フィルタはそもそも作成が難しい。

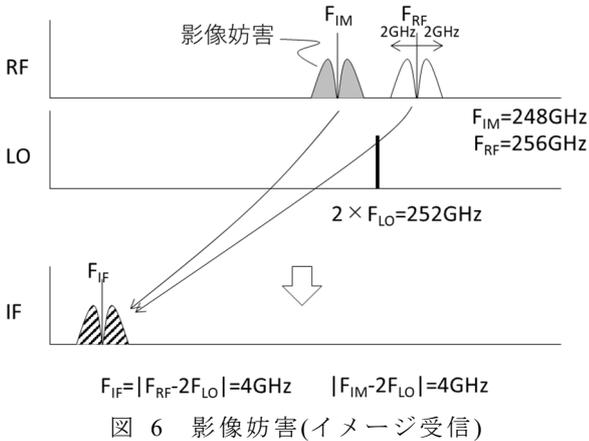


図 6 映像妨害(イメージ受信)

SHMなどはWR-3導波管の全帯域(220~320GHz)に対応したものが多く、BPFを挿入するとフィルタの透過帯域で制限されてしまい、せっかくの広帯域を活かした受信機が作れない(図7)。

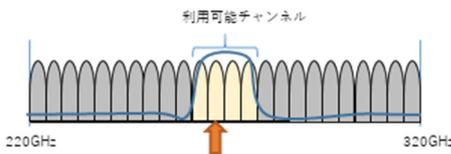


図 7 BPFによって利用可能な周波数が制限される

ただし、現時点では混信するほど多くのテラヘルツ無線局が存在するような状況ではないため、多くの実験ではBPFは省略されていると考えられる。将来的にテラヘルツ波帯無線機が普及した場合には、イメージを無視できなくなる可能性はある。

他には、ヘテロダイン検波では送受信のLO周波数がずれるため、双方向通信を行うならばAMCとSHMが2つずつ必要になって2倍以上のコストがかかるという問題もある。

1.4 先行するミリ波・テラヘルツ波通信

他のグループの研究においてどのような検波回路が用いられているかを調査した。

文献[3]は専用開発したミキサを使って300GHz帯で送受信を行っている。1つのミキサによるホモダイン検波であるが、受信機は移動しない。

文献[4]は297.3GHzのRFと283.2GHzのLOを同時

に送信し、受信したLOでRFを検波して10.5GHzのIFを得るというセルフヘテロダイン方式である。

文献[5]はFPGAベースのテラヘルツ送信機の開発に関するものである。受信はミキサを1つ使うホモダイン検波であるが、距離は固定されている。

文献[6]は衛星からの71-76GHz受信機に関するもので、ミキサを2つ使うホモダイン検波である。

文献[7]は96GHzの雲レーダーで、ヘテロダイン検波が用いられている。

このように、ミキサを1つ使うホモダイン検波は基本的に移動しない。対象が移動する場合はミキサを2つ使うか、ヘテロダイン検波が用いられている。

1.5 本研究の目的

本研究の目的は、テラヘルツ波帯ホモダイン検波回路を1つのミキサで構成し、送受信機間の距離が変化しても受信感度の変動を抑え、常に良好な受信感度を維持する方法を開発することである。

2. 予備実験

距離によって受信感度が変化する現象を把握するため、まず図8に示す構成の装置を作成し、送受信機間の距離を変化させて検波出力の変化を測定した。

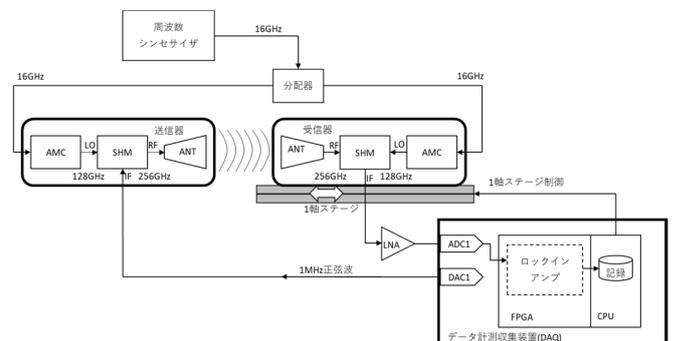


図 8 距離と受信感度の測定のための実験構成

周波数シンセサイザで発生させた16GHzを2つのAMCに分配して入力した。それぞれのAMCで128GHzを作り、各SHMのLOに入力した。送信側SHMでベースバンド信号を変調し、空間を伝搬し、受信側SHMに入力してホモダイン検波した。

送信側IFには、データ計測収集装置(DAQ)で生成した1MHzの正弦波を入力した。受信側IFの出力はLNAで増幅してからDAQのAD変換チャンネルに入力した。DAQ内のFPGAにはロックインアンプを構成し、受信波形の振幅を測定できるようにした。

受信側のAMCとSHMとアンテナを1軸ステージ上に搭載し、DAQ内のCPUのプログラムでステージを0.01mmずつ動かせるようにした。

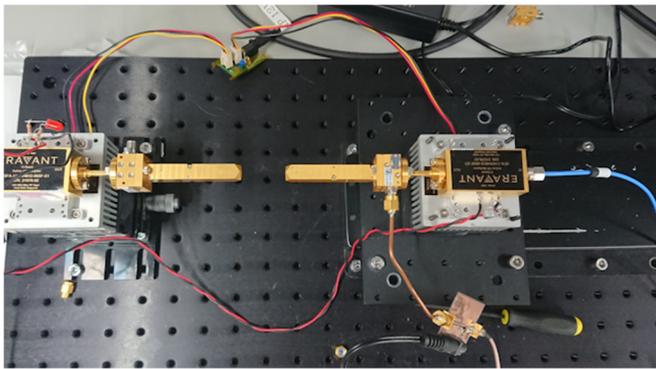


写真 3 ステージ上に組み立てられた実験構成

ステージの位置と、検波出力として得られた正弦波の振幅を図 9 に示す。

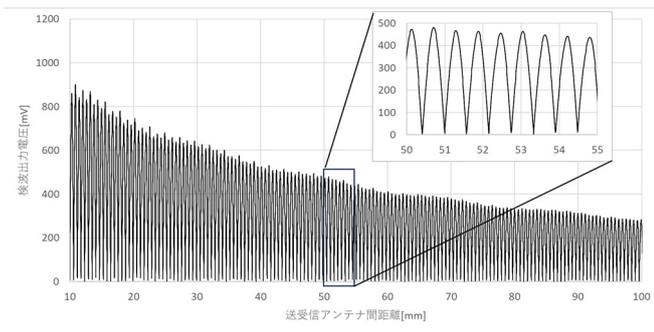


図 9 送受信機間の距離と検波出力電圧

距離が遠くなるほど出力は小さくなるが、約 0.58mm 間隔でゼロになる細かい構造が含まれている。256GHz の波長は 1.17mm であり、0.58mm は 1/2 波長に相当する。1/4 波長に相当する 0.29mm ごとにゼロと最大値、ゼロと負の最大値を繰り返している。

電波の波面は二次元で広がっていくので、電力は距離の二乗に反比例し、電圧は距離に反比例するはずである。すなわち、距離に反比例と $|\sin(2\pi \times \text{距離}/\text{波長})|$ を掛け合わせた曲線になっていると考えられる。

以上のことから、SHM を 1 つだけ用いたホモダイン検波では、LO と RF の位相差によって受信感度に変化し、1/2 波長ごとに感度ゼロの点が生じることが確かめられた。このことは移動する無線機としては致命的な欠点となる。

3. 位相追従型ホモダイン検波回路

3.1 開発した検波回路の構成

移動すると受信感度に変化する問題を回避するには、受信した RF の位相に合わせて SHM に与える LO の位相をシフトさせ、常に良好な検波出力が得られるように制御すればよい。開発した検波回路の構成を図 10 に示す。

周波数シンセサイザから出力された 16GHz のベー

ス周波数は、2 つの AMC に分配されるが、受信側 AMC の前に位相シフト回路を挿入している点が、前の図 8 と異なる点である。

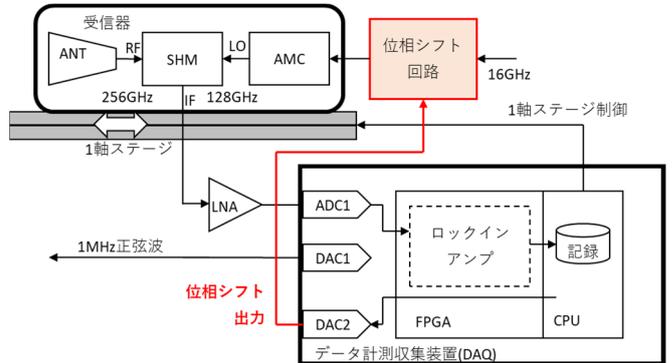


図 10 位相追従型ホモダイン検波回路の構成

周波数シンセサイザと AMC の間の配線は位相ノイズ(ジッタ)に非常に敏感である。なぜならば、ジッタが乗ると、AMC で周波数が N 通倍される際にジッタも N 倍に拡大され、SHM によってさらに 2 倍に拡大されるからである。例えば、同軸ケーブルを締め直すと、コネクタの先端が挿入される深さで LO の位相が変わり、検波出力が変化するくらい敏感である。

逆にこのことを利用して AMC の前に位相シフト回路を挿入し、ベース周波数の位相の変化を拡大することで、LO の位相を大きくシフトさせることを試みた。

AMC と SHM の間は導波管であるため、この部分の位相を変化させることは原則的にできない。たしかに可変長同軸管というトロンボーン型の移相器[8]は存在するが、機械的摺動を伴うため応答速度は遅いと推測される。周波数シンセサイザのリファレンスクロックを揺さぶるという方法も考えられるが、PLL であるため即座に反応はしがないと推測される。

LO の位相を素早く変化させるには、AMC で通倍される直前の部分が最良である。電氣的に高速に制御でき、遅延も生じないからである。

3.2 位相シフト回路

連続位相シフト回路の構成を図 11 に示す。この回路では、まずハイブリッド回路によって入力信号から 0° と 90° の位相ずれた信号を生成する。 90° のほうはコンデンサでカップリングされた区間を HEMT でプルダウンし、 0° の信号と混合する。この HEMT は増幅のためではなく、ゲート電圧で制御可能な可変抵抗として用いている。すなわち、 0° と 90° に分けた信号の片方を適当な割合で減衰させてから混合し、ゲート電圧でシフト量を連続的に変えられるようにしている。本回路でシフト可能な量はおよそ 5° 程度と見積もつ

ているが、AMC と SHM によって 16 倍に拡大されるため、256GHz の LO を約 80° シフトすることができると考えている。

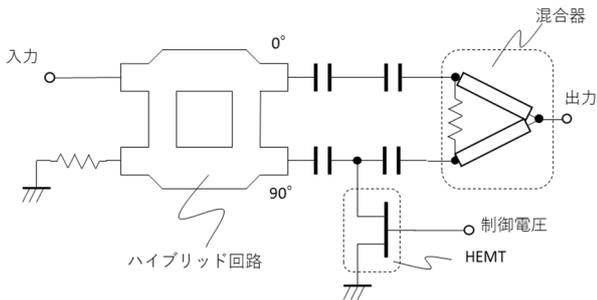


図 11 電圧制御連続位相シフト回路の構成

この回路はわずかな抵抗およびコンデンサと、HEMT だけで作成でき、非常に低コストである。

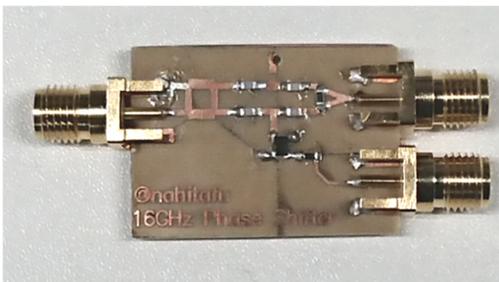


写真 4 作成した位相シフト回路

3.3 LNA(低ノイズアンプ)

SHM で生成できるテラヘルツ波のパワーは数 100 μ W 程度と微弱で、送受信機のアンテナを近づけても 20~30mV の IF 出力しか得られない。空間を伝播してくるテラヘルツ波を受信した場合には、数 cm でノイズ未満となり検出できなくなる。

そこで低雑音のアンプが必要になるが、SHM の出力インピーダンスは高く (10k Ω から 100k Ω の範囲であると推測される)、市販の 50 Ω の入力インピーダンスのアンプで受けると却って電圧が低くなってしまふ。そこで、写真 5 のアンプを作成した。このアンプは OP アンプ 2 個で構成されており、トータルのゲインは約 41dB である。

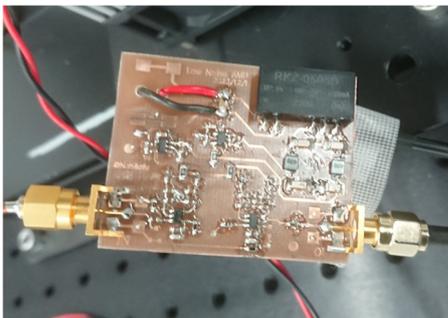


写真 5 作成した高インピーダンス LNA

初段は入力インピーダンスを高くするため非反転増幅器としたが、SHM の出力には DC オフセットが乗るため AC カップリングしなければならない。コンデンサが飽和しないよう入力バイアス電流が低い OP アンプを選んだ結果、帯域は 2MHz 程度しか得られなかった。LNA の広帯域化は今後の課題である。

3.4 データ計測収集装置(DAQ)

DAQ(写真 6 の右下)は 125MHz で動作する 4 つの 14bit ADC 入力と 2 つの 14bit DAC 出力を備えている。XILINX 社の ZYNQ という FPGA を搭載し、ADC と DAC の信号をリアルタイムで処理するカスタム計測回路を構築できるようになっている。

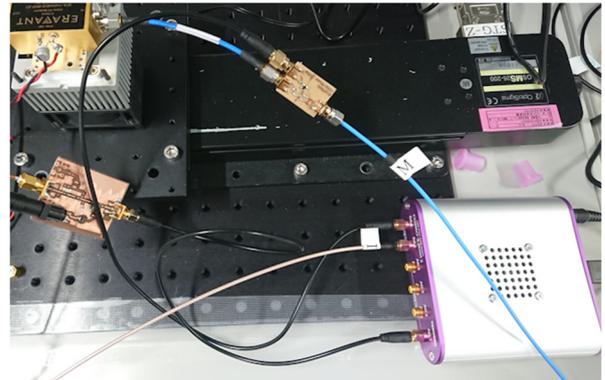


写真 6 位相シフト回路とデータ計測収集装置(DAQ)

DAC の CH1 からは 1MHz の正弦波を出力し、ADC の CH1 では LNA の出力をサンプリングした。FPGA 内に構成したロックイン計測回路では、CH1 で受信した正弦波の振幅を計測した。DAC の CH2 から 0V~-1V まで 32 段階で変化する階段状波形を出力し、位相シフト回路の制御電圧として与えた。DAQ の USB ポートには RS232C 変換器を接続しステージを操作した。ステージを 0.01mm 動かすたびに最大の検波出力が得られる制御電圧を求めるプログラムを作成した。

4. 実験結果および考察

図 12 は、ステージを 0.01mm ずつ動かしながら、検波出力の振幅がどのように変化するかをプロットしたものである。青い点線は位相補正がない場合で、オレンジの実線は位相補正を行った場合である。

補正がない場合は 0.58mm ごとに感度ゼロとなるが、補正を行った場合は強弱が緩和され、感度がゼロになる現象を回避することができた。

また、図 12 において特徴的な 4 点を選び、制御電圧と出力電圧の関係をプロットしたものを図 13 に示す。

(A)は無補正時に出力がゼロになる点、(B)は無補正時に出力が最大になる点、(C)は補正後の出力最大点、

(D)は適当な中間点である。

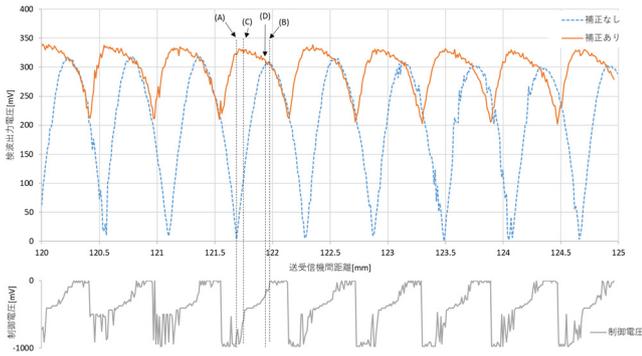


図 12 送受信機間の距離と位相補正の効果

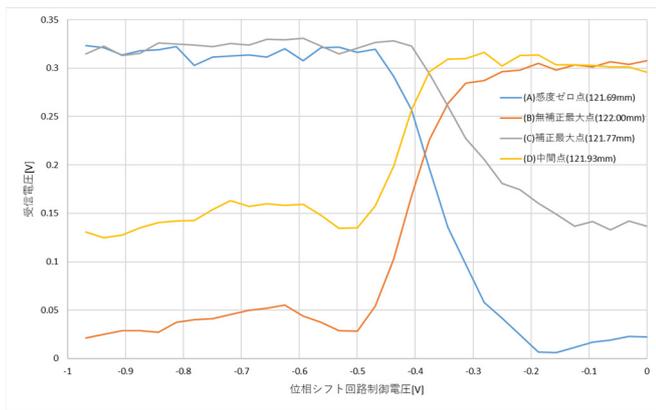


図 13 位相シフト制御電圧と検波出力

無補正時に感度がほぼゼロになる(A)では制御電圧を加えた場合に出力が増大した。逆に、無補正で最大値が得られる(B)では、制御電圧を加えると出力が減少した。(A)の初期位相差は 0° で、(B)の初期位相差は 90° であったと考えられる。

(C)では無補正でもある程度の出力が得られていたが、制御電圧を与えることでより大きな出力を得ることができた。制御電圧を与えることで、例えば 45° 程度から 90° に近づいたと考えられる。逆に(D)では 90° から 135° 程度までシフトして出力が下がったので、大きな制御電圧を与えないほうが良いと言える。

位相シフト量を変化させることで受信感度の低下を防げるが、これを追従型テラヘルツリンクに応用するには次の図 14 のようなスキームが考えられる。

まず、送信機は一定期間ごとに同期信号を送る。同期信号は、最大振幅で最大速度の正弦波とする。受信機は同期信号を検出すると位相シフト回路の制御電圧をスイープし、最も検波出力が大きくなる電圧を探す。スイープが完了したら制御電圧を固定する。

一定期間ごとに位相を調整すれば、送受信間の距離が変化しても良好な受信感度を得ることができる。256GHz における $1/4$ 波長は 0.29mm であるため、1 ミ

リ秒ごとに同期信号を送れば、毎秒 29cm の速度までなら移動しても追従できると考えられる。

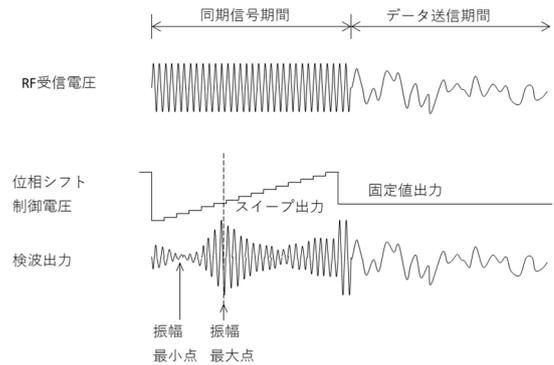


図 14 位相シフトの制御動作

この技術を用いればホモダイン検波の位相補正だけにとどまらず、送受信機間の周波数の差も吸収できるのではないかと考えている。

5. 結論

ミキサ 1 つで構成したホモダイン検波回路では、受信機が移動すると感度変動の問題が生じるが、位相シフト回路を通倍器の前に挿入することで解決した。ミキサを 2 つ使う必要はなく、テラヘルツ波帯受信機の大幅な小型化と低コスト化が期待できる。

7. 謝辞

この研究は NICT Beyond5G 研究開発促進事 06101 の委託を受けて実施している。

文 献

- [1] FPGA を用いた $220\sim 300\text{GHz}$ テラヘルツ通信回路の開発 内藤竜治, IEICE 2023 年 総合大会
- [2] Broadband Direct RF Digitization Receivers , Springer, 2014
- [3] InP-HEMT による 300GHz 帯 100Gpb トランシーバの開発 NTT 濱田裕史, OPTRONICS MOOK
- [4] 6G に向けた 300GHz 帯テラヘルツ無線通信によるリアルタイム動画伝送, Panasonic Technical Journal Vol.68 No.1 May 2022
- [5] A versatile experimental testbed for ultrabroadband communication networks above 100GHz , Priyangshu Sen et al., Computer Networks Volume 193, 5 July 2021, 108092
- [6] The technology platform of the EIVE CubeSat mission for high throughput downlinks at W-band, Acta Astronautica Volume 205, April 2023, Pages 80-93
- [7] Development of a 95-GHz Airborne Cloud Profiling Radar (SPIDER) , IEICE TRANS. COMMUN VOL E83-B NO9 SEMTEMBER 2000
- [8] 可変長同軸管 日本高周波株式会社, https://www.nikoha.co.jp/coax_component/cat01_class07/294.html