

目次

第1章 序論	1
1.1 はじめに	1
1.2 テラヘルツ波	2
1.2.1 テラヘルツ波とは	2
1.2.2 電子デバイスを用いるテラヘルツ無線通信	4
1.2.3 光デバイスを用いるテラヘルツ無線通信	5
1.3 光周波数コム	6
1.4 微小光共振器	8
1.4.1 光共振器	8
1.4.2 WGM 共振器	10
1.4.3 SiN 共振器	11
1.5 先行研究	12
1.6 本研究の目的	13
第2章 理論	14
2.1 非線形光学効果	14
2.1.1 四光波混合	14
2.1.2 光カー効果	15
2.2 分散	16
2.3 熱周波数シフト	17
2.4 ソリトンコム	17

2.5	IM-DD	19
第3章 ソリトンコム生成		21
3.1	パワーキック法	21
3.2	PDH 法	22
3.3	VNA を用いたデチューニング探索	25
3.4	ソリトンコム生成実験	26
第4章 300 GHz 伝送実験		32
4.1	位相雑音測定	32
4.2	伝送実験	37
第5章 結論		42
第6章 謝辞		43

第1章 序論

1.1 はじめに

デジタル化が進んだ高度情報化社会では、通信は我々の生活を維持する重要なインフラと言っても過言ではない。昨今は AI などの IT 技術の発展が著しいが、そうした IT 技術の発展を支えるのは大容量通信技術である。現在も通信量は年々右肩上がりに増加しており、2030 年には 2022 年の 30 倍、2050 年には 4000 倍になると予想されている [1]。当然、通信の逼迫に対応しようとする働きかけはある。2030 年に実用化が予定されている次世代の移動通信システム (6G) では、5G と比較して通信の更なる高機能化が求められている。具体的には、「超高速・大容量」、「超低遅延」、「超多数同時接続」、「超低消費電力」、「自律性」、「拡張性」、「超安全・信頼性」である。特に「超高速・大容量」に関していえば、5G の 10 倍である 100 Gbit/s 以上の通信速度が目標となっている [2]。周波数帯域が広い程送信できる情報量は多くなり、通信速度は速くなる。したがって、大容量通信を可能にするには広い周波数帯域幅を確保する必要がある。5G では 3.7 GHz 帯、4.5 GHz 帯、28 GHz 帯が割り当てられているが、6G ではさらに高周波数帯域を利用することで十分な周波数帯域幅を確保する。具体的には 7.125~24 GHz、92~300 GHz が候補となっている [3]。また、国際電気通信連合が主催する世界無線通信会議 (WRC) では周波数帯の利用、無線局の運用に関する規定、技術などの国際的な無線通信規則の改正を行っている。2019 年に開催された WRC-19 では、テラヘルツ波帯の一部である 275~450 GHz を無線通信に活用することが決定された [4]。このように超高速・大容量通信を実現するためには、既存の無線通信で利用されている周波数帯より高い周波数であるテラヘルツ波を開拓する必要がある。

通信をはじめ、様々な分野で電波や光を扱う技術が高度に発展している。一方で、電波と光の中間の周波数帯であるテラヘルツ波は、発生、変調、検出などを十分に行うことはこれまで出来なかったため、現在に至るまでほとんど利用されていなかった。しかし、上記のような理由からテラヘルツ波を扱う技術の重要性は非常に高くなっている。

1.2 テラヘルツ波

1.2.1 テラヘルツ波とは

テラヘルツ波は 100 GHz～10 THz の電磁波であり，現在無線通信で一般的に使用されている周波数帯域より高周波である [5]．Fig. 1.1 からわかるように，電波 (Electronics) と光 (Photonics) の中間の周波数に位置していることから，テラヘルツ波は光に似た直進性と電波に似た透過性を併せ持つ．加えて，多くの分子はテラヘルツ波の周波数帯域で固有の吸収特性を持っている．そのため，無線通信以外でもセンシング，イメージングなど多岐にわたる用途での使用が期待されている [6]．

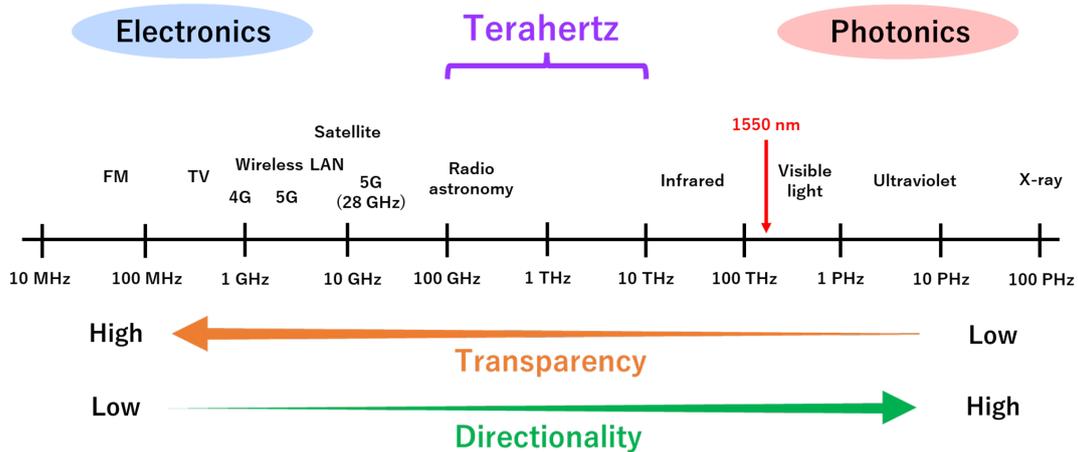


Fig. 1.1: Terahertz frequency.

無線通信におけるテラヘルツ波は，その広大な帯域幅を通じてデータ容量の増大を可能にする．しかし，電磁波の大気減衰は周波数と相関関係にあるため，テラヘルツ波は 5G などで用いられる低周波数帯と比較して大気減衰が非常に大きく，伝搬距離が短くなる．Fig. 1.2 では，テラヘルツ帯における大気減衰と雨による減衰が示されており，高周波数になるほど大気減衰が爆発的に増加すること，テラヘルツ波は水による吸収が大きいため雨の影響を受けやすいことがわかる [7]．また，大気と水による減衰の他に，テラヘルツ波は金属による吸収が大きいため，直進性が高く回り込みが困難である点が原因で，カバレッジが限定されるという重大なデメリットが存在する．このため，テラヘルツ波の主な活用例としては，データセンター内の通信，デバイス内通信，短距離のデバイス間通信などの短距離通信が想定されている．

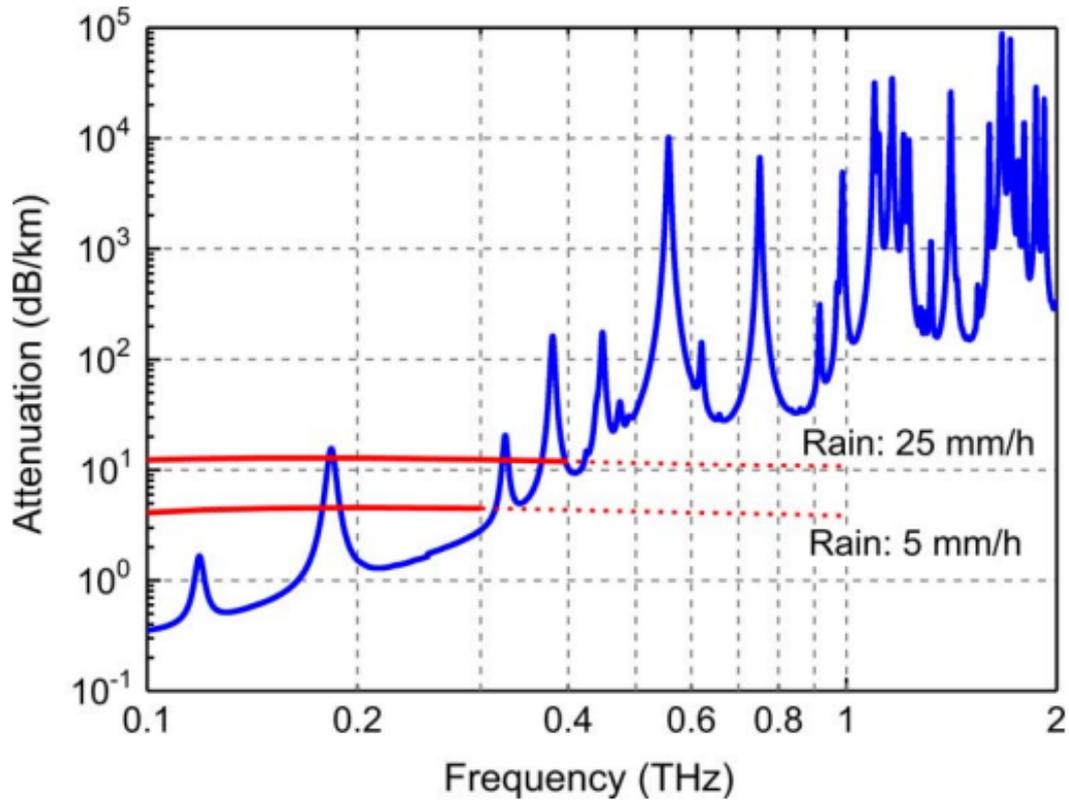


Fig. 1.2: Atmospheric attenuation computed with ITU-R and am models and attenuations due to rain rates of 25 and 5 mm/h. The atmospheric conditions for the calculation are sea-level altitude, water content of 7.5 g/m, and atmospheric temperature of 20°C. [H. -J. Song, and T. Nagatsuma, "Present and Future of Terahertz Communications," IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 1, 256-263 (2011).]

テラヘルツ波の周波数帯は、電波領域や光領域と比べてデバイス技術の開発が遅れていることから「テラヘルツギャップ」と呼ばれてきた。テラヘルツギャップを克服するためには、テラヘルツ周波数帯の光源と検出器の開発が必須であり、低周波側である電波と高周波側である光の双方から様々なアプローチが行われている。テラヘルツ波を活用した無線通信においても電子デバイスと光デバイス、それぞれを利用した研究が行われている。

1.2.2 電子デバイスを用いるテラヘルツ無線通信

Fig. 1.3 は電子デバイスを用いるテラヘルツ無線通信の構成図である。マイクロ波およびミリ波などの低周波を扱うデバイスの既存技術を、さらなる高周波に適応させることでテラヘルツ領域にアクセスしている。一般的には数 GHz～数十 GHz 程度の低周波数の電気信号を逡倍器を用いて周波数逡倍することで、100 GHz 以上のテラヘルツ信号を生成する。また、RTD(共鳴トンネルダイオード)のように単一デバイスでテラヘルツ波を生成する方法もある。出力パワーは RTD で数百 μW 、CMOS デバイスで数 mW が報告されている [8]。生成されたテラヘルツ波は、ミキサーなどを用いて変調された後、伝送される。受信側では SBD(ショットキーバリアダイオード)、RTD、ミキサなどを用いて復調される。電気的手法の利点は、デバイスの小型化と低消費電力である。一方で、アップコンバージョンによって生成されるテラヘルツ波の位相雑音が大きいうという欠点もある。位相雑音とは、信号の位相に生じる不規則な揺らぎを指し、周波数の安定性を示す重要な指標となる。通信において、位相雑音は品質に大きく影響する。以上のことを踏まえると、電子デバイスを用いるテラヘルツ無線通信の場合、デバイスの小ささと低消費電力という観点では優れてはいるが、位相雑音が大きいため大容量通信の実現には課題が残る。

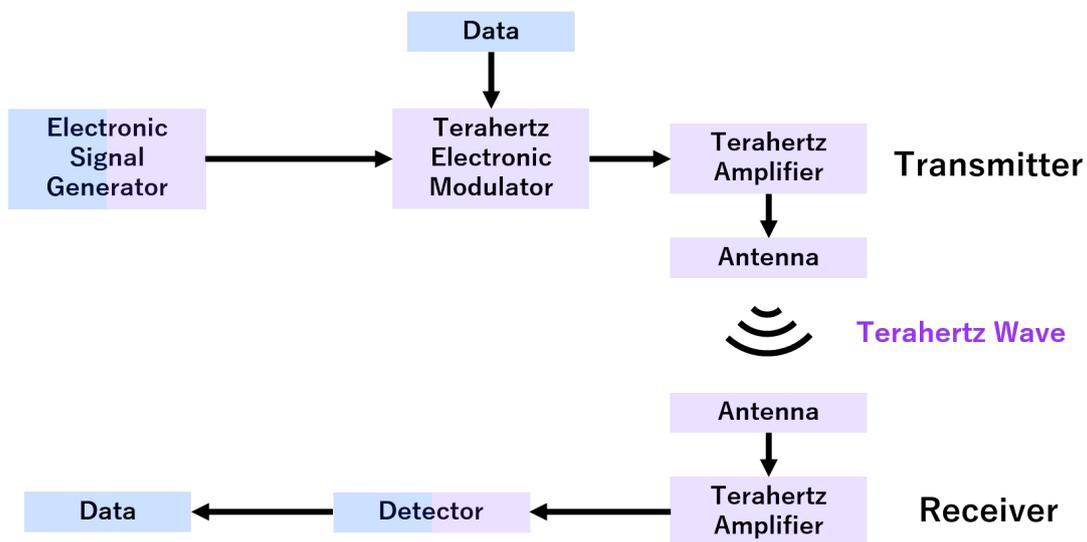


Fig. 1.3: Terahertz communication using electronic devices.

1.2.3 光デバイスを用いたテラヘルツ無線通信

Fig. 1.4 は光デバイスを用いたテラヘルツ無線通信の構成図である。電気的な方法とは違い、テラヘルツ波を生成する前に光領域で変調する。光学的な方法は、電気的な方法と比較すると、デバイスのサイズと消費電力では劣るものの、位相雑音が小さいという優位性がある。そのため用途に合わせて電子デバイスと光デバイスを使い分けることが好ましいと考えられている。

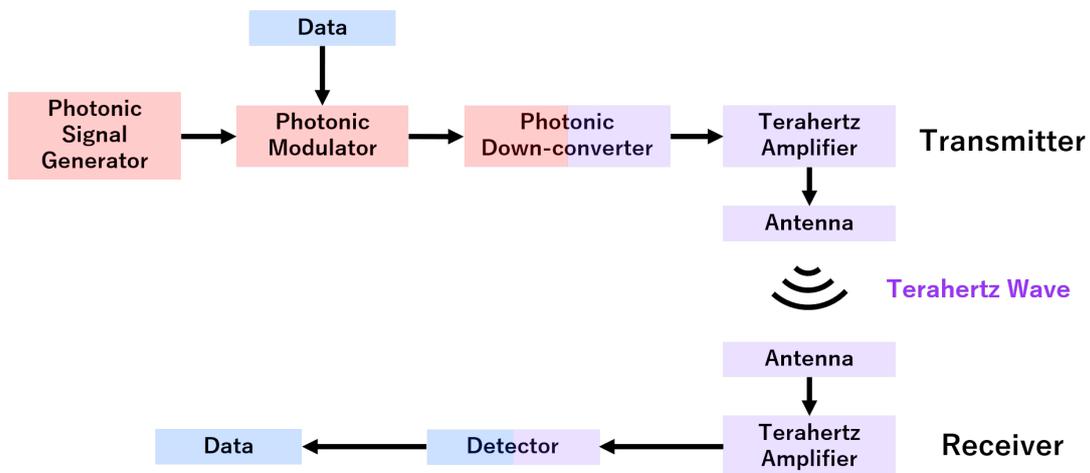


Fig. 1.4: Terahertz communication using photonic devices.

テラヘルツ波の生成には量子カスケードレーザ、光伝導アンテナ、フォトミキシングなどがある。量子カスケードレーザは、遠赤外線とテラヘルツ周波数に対応する低エネルギー光子を放出する半導体レーザであり、低温で数百 mW の出力が確認されているが、室温で実用的な出力はまだ確認されていない。光伝導アンテナは、光伝導膜上にアンテナを設置した構造をしており、光パルスを入力することでテラヘルツ波が生成される。光伝導アンテナは変換効率が低いという欠点がある [8]。

フォトミキシングは、異なる周波数の 2 つの光を組み合わせ、周波数差のビート (うなり) 信号を生成する技術である。フォトミキシングは、UTC-PD (単一走行キャリアフォトダイオード) という光デバイスによって行われる。フォトダイオードとして一般的に利用されている PIN フォトダイオードでは、ドーピングされていない I 層で光を吸収することで電子と正孔がキャリアとして発生し、電子は n 層、正孔は p 層に移動することで電流が流れる。しかし、正孔は電子より 10 倍程度走行速度が遅いため、応答速度が制限されていた。UTC-PD では、p 型ドーピングされた光吸収層を用いることで、多数キャリアの正孔の応答時間は少数キャリアの電子の走行時間より短い誘電緩和時間となる。結果として、

UTC-PD の応答速度は電子拡散時間で決定するため、PIN フォトダイオードより高速な応答が可能である [9]. UTC-PD の出力パワーは数百 μW 程度が報告されている [10]. Fig. 1.5 は UTC-PD 用いるテラヘルツ無線通信の送信側の構成図である. 周波数 f_1 の光を変調し, 無変調の周波数 f_2 の光とフォトミキシングすることで, 変調されたテラヘルツ波を生成することができる. この方法は位相雑音が小さいことに加え, 光ファイバ通信とテラヘルツ無線通信のシームレスな接続が可能であるという優位性を持つ.

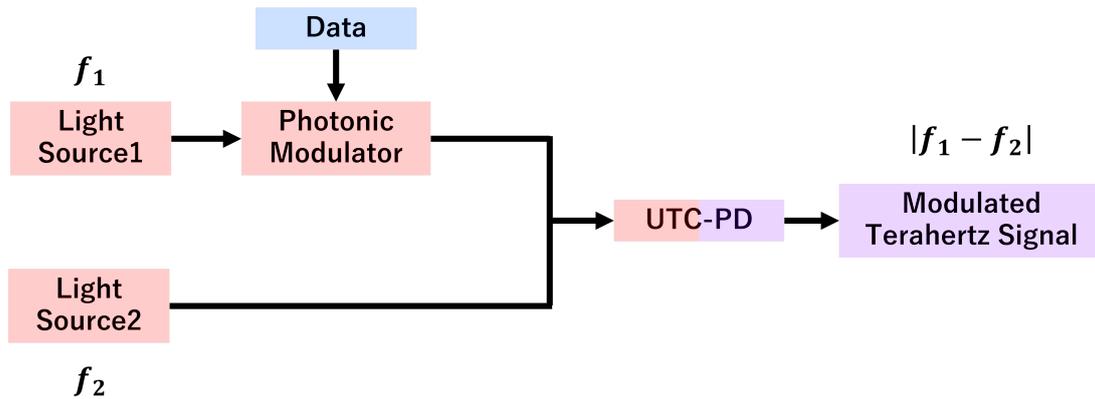


Fig. 1.5: Transmission system using photomixing.

1.3 光周波数コム

フォトミキシングでテラヘルツ波を生成するには, 周波数差が生成されるテラヘルツ波の周波数に相当する 2 つの光源が必要であるが, その光源の候補の 1 つに光周波数コムがある. 光周波数コム (Optical frequency comb) とは, Fig. 1.6 にあるスペクトルが櫛 (comb) のように一定の周波数間隔で並んだ光のことである. 1999 年に T. W. Hänsch 氏のグループと J. L. Hall 氏のグループが光周波数コムを用いて周波数測定を行った [11, 12]. この業績から両氏は 2005 年にノーベル物理学賞を受賞した. 光周波数コムの各コム線の周波数は非常に安定しているうえ, 各周波数間隔は電子機器による測定や制御が可能な MHz~GHz スケールであることから, 通常の方法では測定できない数百 THz の光をビートをとることで測定可能な低周波にダウンコンバートすることができる. この性質から光周波数コムは「光のものさし」と呼ばれており, 分光や通信を始めとした多様な分野で研究が行われている.

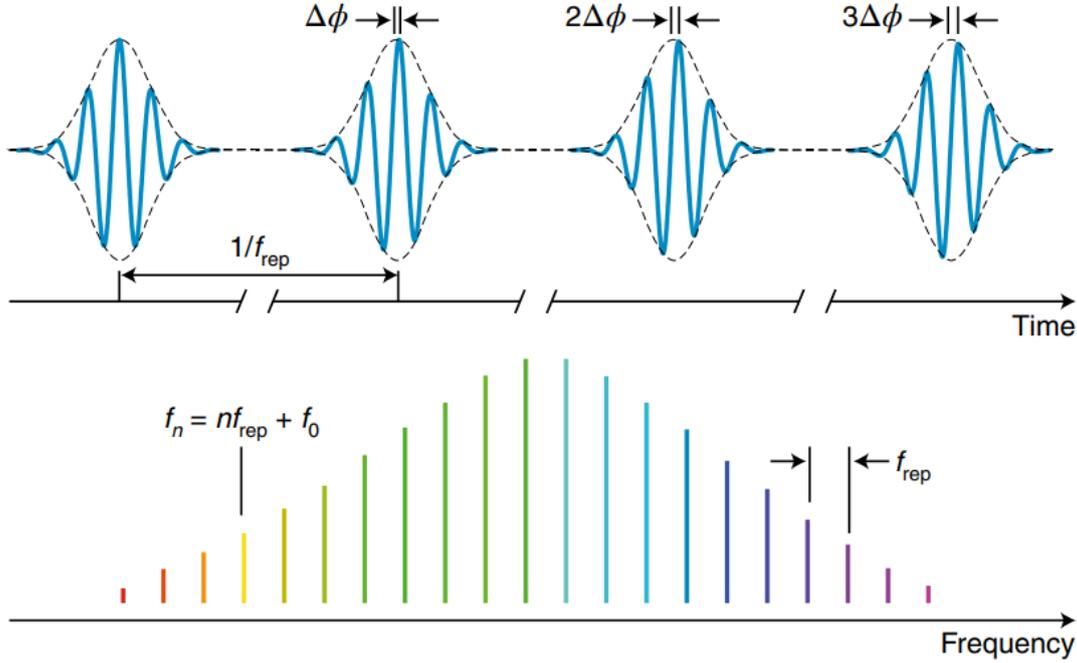


Fig. 1.6: Representation of an optical frequency comb in the time domain (upper) and in the frequency domain (lower). [N. Picqué, and T. W. Hänsch, “Frequency comb spectroscopy”, Nat. Photonics **13**, 146-157 (2019).]

繰り返し周波数 f_{rep} と、キャリアエンベロープオフセット周波数 f_0 によって m 番目のコム線の周波数 f_m は式 (1.3.1) で表すことができる。キャリアエンベロープオフセット周波数 f_0 とは、仮想的に光周波数コムを 0 Hz 付近まで拡張した場合におけるコム線の最小周波数である。

$$f_m = f_0 + mf_{rep} \quad (f_0 < f_{rep}) \quad (1.3.1)$$

また、光周波数コムは時間領域では $1/f_{rep}$ 間隔の光パルスである。搬送波のピークとパルスの包絡線のピークのずれ ϕ が、分散によって搬送波の位相速度とパルスの包絡線の群速度が異なることにより、隣のパルスと比較して $\Delta\phi$ だけシフトする。この位相シフト $\Delta\phi$ をキャリアエンベロープ位相と呼び、キャリアエンベロープオフセット周波数 f_0 との関係は式 (1.3.2) で与えられる [13]。

$$f_0 = \frac{\Delta\phi}{2\pi} f_{rep} \quad (1.3.2)$$

光周波数コムはチタン・サファイアレーザやエルビウム添加ファイバレーザを用いてモード同期することで発生させることができる [14]。しかし、それとは別に微小光共振器を使う方法がある。微小光共振器とは、サイズが $\mu\text{m} \sim \text{mm}$ オーダーと非常に小さい光共振器のことである。微小光共振器では、小さな入力パワーであっても、内部のエネルギー密度が非常に高くなることで光と共振器材料物質間の相互作用が強まり、非線形光学効果

を容易に発生させることが可能である。Fig. 1.7のように、3次の非線形媒質の微小光共振器に閾値以上のパワーを持つ単一周波数の光を入力すると、3次の非線形光学効果である四光波混合が起こり、異なる周波数の光が発生する。そのまま四光波混合が連続して発生することで光周波数コムが生成される。四光波混合の詳細は2.1.1章「四光波混合」で説明する。微小光共振器を用いて生成される光周波数コムのことをマイクロコムと呼ぶ。また、詳細は2.4章「ソリトンコム」で説明するが、縦モードの位相が一定の状態(モードロック)のマイクロコムをソリトンコムと呼ぶ。ソリトンコムは低ノイズであるため、通信を始めとした様々な分野での活用が期待されている。

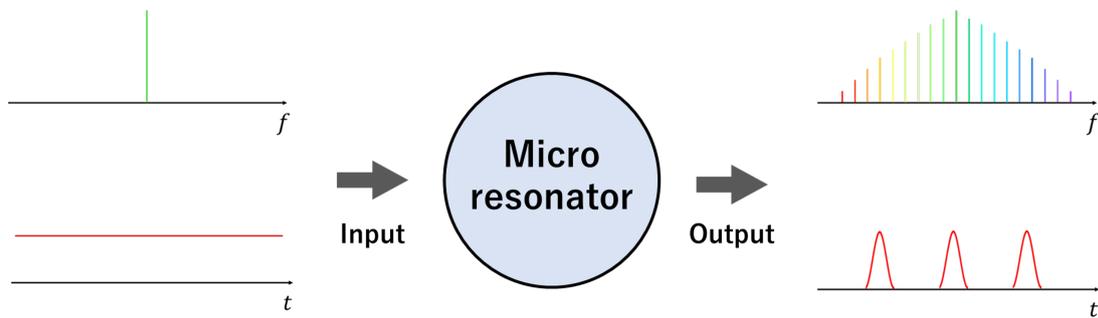


Fig. 1.7: Microcomb generation.

1.4 微小光共振器

1.4.1 光共振器

共振とは、ある系が特定の周波数の外部からの振動や波動に対して、特に大きな振幅で応答する現象である。共振は振り子や電気回路、建築構造など多くの系で観測され、光学においても例外ではない。光共振器と呼ばれる光学機器は共振器内部で定在波を形成する条件を満たす波長のみを閉じ込め、特定の波長を持つ光のみが強め合うことで共振を誘発する。この定在波の波長を共振波長、周波数を共振周波数と呼ぶ。光共振器にはいくつかの種類があり、代表例として Fig. 1.8 のようなファブリペロー (Fabry-Perot) 共振器が挙げられる。ファブリペロー共振器では、2枚の高反射平面鏡を向かい合わせに配置する。共振器に入射した光のうち、平面鏡間の往復光路長が波長の整数倍となるような共振条件を満たす光、すなわち定在波は平面鏡間を往復し閉じ込められる。

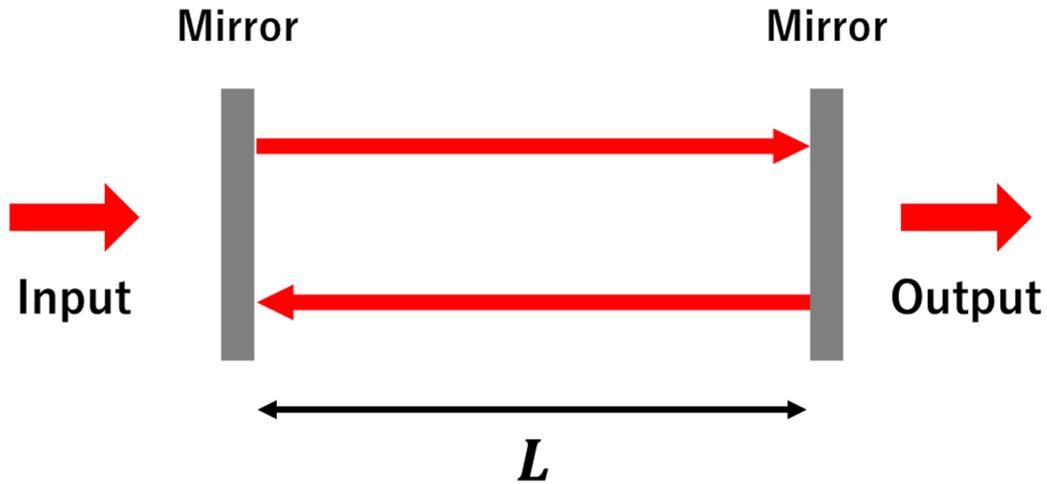


Fig. 1.8: Fabry-Perot resonator.

これは平面鏡間の距離 L 、共振器の群屈折率 n_g 、定在波の波長 λ によって式 (1.4.1) で表すことができる。

$$2n_g L = m\lambda \quad (m = 1, 2, 3, \dots) \quad (1.4.1)$$

共振条件を満たす一連の波長群が縦モードであり、隣接する縦モードの周波数間隔、すなわち m 次のモードと $m+1$ 次のモードの周波数間隔は自由スペクトル領域 (Free spectral range: FSR) と呼ばれる。ファブリペロー共振器の FSR は式 (1.4.2) のように表す。

$$\text{FSR} = \frac{c}{2n_g L} \quad (1.4.2)$$

また、光共振器の品質を表す数値として Q 値 (Quality factor) というものがある。 Q 値はエネルギー、共振周波数 ν_0 、共振スペクトルの半値全幅 ν_{FWHM} 、光子寿命 τ_0 によって式 (1.4.3)、式 (1.4.4)、式 (1.4.5) で示される [15]。

$$Q = 2\pi \times \frac{\text{共振器内部の蓄積エネルギー}}{\text{短時間あたりの損失エネルギー}} \quad (1.4.3)$$

$$Q = \frac{\nu_0}{\nu_{FWHM}} \quad (1.4.4)$$

$$Q = 2\pi\nu_0\tau_0 \quad (1.4.5)$$

Q 値が高いほどエネルギー損失が少なく、急峻な共振スペクトルをもち、光を共振器内部に長時間閉じ込めることが可能であるため、高 Q 値の共振器であるほど高品質であるといえる。

1.4.2 WGM 共振器

ファブリペロー共振器の他に、環状の導波路を用いて光を閉じ込めるリング共振器がある。リング共振器の一種であるウィスパリングギャラリーモード (Whispering Gallery Mode: WGM) 共振器は、Fig. 1.9 のように上から見ると円形の形状をしている。ウィスパリングギャラリーとは、円の壁に囲まれた建物で壁に向かって囁くと、音が壁伝いに反射して伝搬し遠くの人まで届く現象、またはその現象が発生する建造物のことを指す言葉である。1912年にイギリスの物理学者である Rayleigh 氏がロンドンにあるセント・ポール大聖堂で発見した [16]。この現象によって光を閉じ込める共振器を WGM 共振器と呼ぶ。WGM 共振器に入力された光は境界面に沿って全反射しながら周回する。

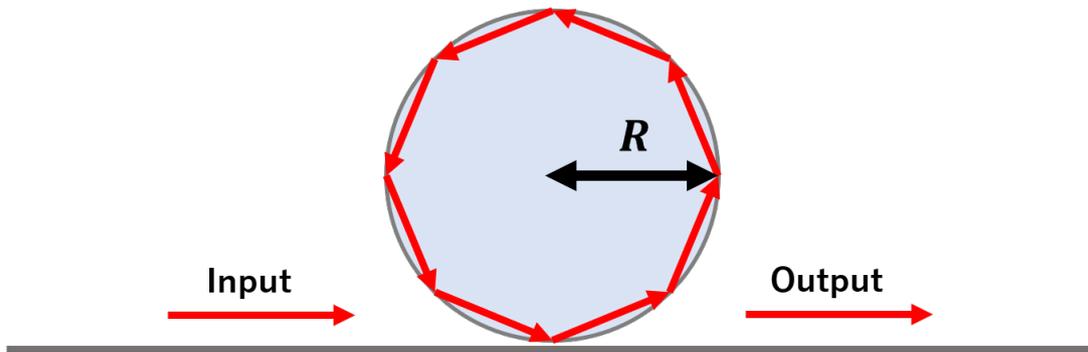


Fig. 1.9: WGM resonator.

共振条件は共振器の半径 R 、共振器の群屈折率 n_g 、定在波の波長 λ によって式 (1.4.6) で表すことができる。また、FSR は式 (1.4.7) で表すことができる。

$$2\pi n_g R = m\lambda \quad (m = 1, 2, 3, \dots) \quad (1.4.6)$$

$$\text{FSR} = \frac{c}{2\pi n_g R} \quad (1.4.7)$$

WGM 共振器やリング共振器は様々な材質で作製されており、代表例を Fig. 1.10 に示す。シリカ (SiO_2) は最初期から研究されている材質であり、トロイドやロッドといった様々な形状の共振器がある。フッ化マグネシウム (MgF_2) は紫外から赤外まで広い透過域をもつ一軸性の結晶材料であり、十分な研磨を行うことで非常に高い Q 値を示す。本研究で使用したシリコンナイトライド (Si_3N_4 : SiN) 共振器は、左側にある直線状のバス導波路と右側にある円形の導波路で構成されるリング共振器である。共振器に対する光の入出力は、エバネッセント光によって行われる。一般的にリング共振器や WGM 共振器は、小型化が容易かつ高い Q 値を有していることから、マイクロコムの生成では広く使

用されている。微小光共振器のFSRは、マイクロコム of 繰り返し周波数 f_{rep} と等しくなる。

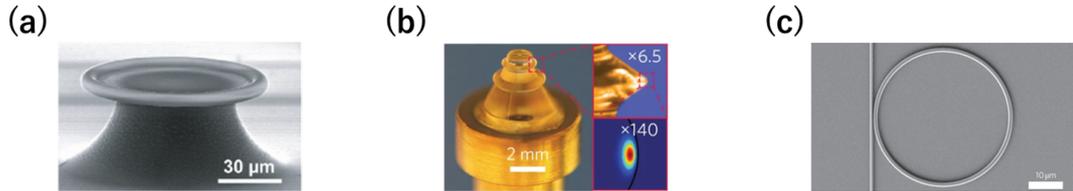


Fig. 1.10: (a) SiO_2 toroidal resonator. [J. Verbert, F. Mazen, T. Charvolin, E. Picard, V. Calvo, P. Noé, J.-M. Gérard, E. Hadji, F. Orucevic, J. Hare, and V. Lefèvre-Seguin, “Room temperature emission from Er-doped silicon-rich oxide microtorus”, *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* **34**, 81-84 (2006).] (b) MgF_2 crystalline resonator. [T. Herr, V. Brasch, J. D. Jost, C. Y. Wang, N. M. Kondratiev, M. L. Gorodetsky, and T. J. Kippenberg, “Temporal solitons in optical microresonators”, *Nat. Photonics* **8**, 145-152 (2014).] (c) SiN ring resonator. [J. S. Levy, A. Gondarenko, M. A. Foster, A. C. Turner-Foster, A. L. Gaeta, and M. Lipson, “CMOS-compatible multiple-wavelength oscillator for on-chip optical interconnects”, *Nat. Photonics* **4**, 37-40 (2010).]

1.4.3 SiN 共振器

微小光共振器の材質の1つにシリコンナイトライド (Si_3N_4 : SiN) と呼ばれるものがあるが、SiNは光集積回路で重要な材質である。従来の電気による集積回路では、消費電力の多さが重大な問題となっている。このため、光集積回路と呼ばれる導波路や光スイッチ、光変調器などの光学素子を組み合わせたデバイスにより、電気の大部分を光に置き換えるという方法が考えられた。光集積回路は消費電力の低減だけでなく、光信号を用いることによる高速情報処理と従来のCMOS作製技術との互換性による低コストでの大量生産が期待されている [17]。

光集積回路における材料研究は、長期にわたりシリコンを中心に展開されてきた。しかし、シリコンと比較して、400~2350 nm という広大な透過波長範囲、低損失、通信波長帯において二光子吸収による信号光の損失がないという観点から SiN が注目されている [18]。SiN の3次の非線形屈折率 n_2 が SiO_2 の約10倍の $2.4 \times 10^{-15} \text{ cm}^2/\text{W}$ であるため、光カー効果を起こしやすい点も重要である [19]。SiN 共振器は、Fig. 1.10 (c) のように、直線状のバス導波路と円形の導波路で構成される。前述の通り SiN は CMOS 作製技術を流用できるため、共振器の大きさや導波路の形状などをナノメートルスケールで調整することが可能である。そのため、高い Q 値を有しつつ、他の共振器と比較して FSR を広範囲で自由に設定することが可能であり、集積性にも期待されている。マイク

ロコムから周波数が f_{THz} のテラヘルツ波を生成する場合, $FSR = f_{rep} = f_{THz}$ であるため広い FSR が必要である. 他の共振器では最大 FSR が数十~数百 GHz である一方, $FSR = 1$ THz の SiN 共振器を用いたソリトンコムが報告されている [20]. そのため, SiN 共振器の方が他の共振器よりテラヘルツ波の生成に適している.

SiN 共振器の作製方法として, LPCVD 法 (低圧化学気相成長法) や PECVD 法 (プラズマ化学気相成長法) が挙げられる. LPCVD 法は約 800 °C, 真空に近い低気圧の状態 で気体を反応させることで薄膜を形成する. LPCVD 法は膜厚の均一性に優れている. PECVD 法は約 400 °C と LPCVD 法より低温でプラズマを用いて気体を反応させることで薄膜を形成する. PECVD 法では LPCVD 法より多くの材質が扱うことが可能であり, 薄膜の生成速度が速い [21]. しかし, 低温の PECVD 法では OH 基が不純物として混入することで Q 値が減少するため, SiN 共振器の作製には高温の LPCVD 法が好ましい.

1.5 先行研究

光周波数コムを用いたテラヘルツ伝送に関する先行研究を 2 つ紹介する. 2024 年に安井氏のグループは, SiN 共振器を用いて周波数間隔が 560 GHz のソリトンコムを生成し, 1 本のコム線を変調後, UTC-PD を用いて隣のコム線とフォトミキシングすることで 560 GHz のテラヘルツ波を生成し, 1 Gbaud のシンボルレートで空間伝送を実施した. この研究では, 各コム線にインジェクションロックを行うことで, 十分な光パワーを確保した. 変調方式は OOK(On-Off Keying), BPSK(Binary Phase Shift Keying), QPSK(Quadrature Phase Shift Keying), 16QAM(16 Quadrature Amplitude Modulation) でそれぞれ測定を行い, 無線データ伝送に成功した. 理想信号と受信信号のずれの程度を表す EVM(Error Vector Magnitude) で伝送品質を評価した. 特に OOK において優れた伝送品質を示し, BPSK や QPSK においても実用に向けて良好な結果が得られた [22].

2023 年に鐵本氏のグループは, SiN 共振器を用いて周波数間隔が 300 GHz のソリトンコムを生成し, ポンプ光を除いたコムを変調後, UTC-PD を用いてフォトミキシングすることで 300 GHz のテラヘルツ波を生成し, 空間伝送を実施した. この研究では, 安井氏のグループとは異なり, コム線を切り出さずにそのままを用いることで十分な光パワーを確保した. シンボルレートは 250 kbaud である. 変調方式は QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM でそれぞれ測定を行い, EVM で伝送品質を評価した. QPSK, 16QAM, 64QAM において誤り訂正技術を用いた無線通信が可能であることを実証した [23].

1.6 本研究の目的

本研究の目的は、マイクロコムを用いて生成されたテラヘルツ波を通信用途に利用可能かどうか実証することである。6G では最大 300 GHz, WRC-19 の決定によると 275~450 GHz の範囲が利用される予定である。また, Fig. 1.2 から明らかなように, 300 GHz 付近では大気減衰が比較的小さいため, 本研究で扱うテラヘルツ波の周波数を 300 GHz と定める。研究の具体的な内容として, マイクロコムの生成, 300 GHz 信号の生成, 伝送実験を実施する。まず始めに FSR = 300 GHz の SiN 共振器に用いて $f_{rep} = 300$ GHz のソリトンコムを生成する。生成したソリトンコムから隣り合った周波数差が 300 GHz のコム線を 2 本取り出し, UTC-PD を用いてフォトミキシングすることで 300 GHz 信号を生成する。この 300 GHz 信号の品質を評価するために, 位相雑音を測定する。伝送実験では, Fig. 1.5 の要領で一方のコム線を変調を 10 Gbit/s の通信速度でオンオフ変調し, 無変調のコム線と合波して UTC-PD でフォトミキシングすることで 10 Gbit/s で変調された 300 GHz 信号を生成する。伝送された 300 GHz 信号を復調してアイパターンとビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) を測定することで, 通信品質を評価する。

先行研究と比較して, 本研究の新規性は, アンテナを用いた空間伝送と導波管を通じた伝送という条件の違いはあるが, より大容量な伝送を実現できる点にある。

第2章 理論

2.1 非線形光学効果

2.1.1 四光波混合

光による電磁波 E が誘電体中を伝搬する際、分極 P が発生する。分極 P は、真空の誘電率 ϵ_0 と媒質の電気感受率 χ によって式 (2.1.1) で表される。

$$P = \epsilon_0 \chi E \quad (2.1.1)$$

基本的に分極は線形であるが、媒質の電気感受率は電場に依存するため、電場が大きくなると分極は非線形になり、非線形光学効果が発生する。それを踏まえると、式 (2.1.1) はべき級数展開によって、式 (2.1.2) に書き換えられる。

$$P = \epsilon_0 \chi^{(1)} E + \epsilon_0 \chi^{(2)} E^2 + \epsilon_0 \chi^{(3)} E^3 + \dots \quad (2.1.2)$$

式 (2.1.2) の第1項は線形分極、第2項以降は非線形分極である。微小光共振器の材料である SiO_2 、 MgF_2 、 SiN などは光学特性が方向によらない等方性媒質であり、偶数次の感受率が0である。したがって、等方性媒質では3次が最も低次の非線形項である。3次の非線形分極 P_{NL} は式 (2.1.3) で表される。

$$P_{NL} = \epsilon_0 \chi^{(3)} E^3 \quad (2.1.3)$$

ここで3つの周波数の光によって3次の分極が発生する場合を考える。電場を式 (2.1.4) のように与える。

$$E(z, t) = E_1 e^{i(k_1 z - \omega_1 t)} + E_2 e^{i(k_2 z - \omega_2 t)} + E_3 e^{i(k_3 z - \omega_3 t)} \quad (2.1.4)$$

これを式 (2.1.3) に代入すると、和周波数や差周波数などの周波数成分が新たに発生するが、そのうち2つの項、式 (2.1.5) と式 (2.1.6) に注目する。

$$P_{NL}(\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3) = 6\epsilon_0 \chi^{(3)} E_1 E_2 E_3^* e^{i[(k_1 + k_2 - k_3)z - (\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)t]} \quad (2.1.5)$$

$$P_{NL}(\omega_4 = 2\omega_1 - \omega_3) = 3\epsilon_0 \chi^{(3)} E_1^2 E_3^* e^{i[(2k_1 - k_3)z - (2\omega_1 - \omega_3)t]} \quad (2.1.6)$$

$$k_1 + k_2 = k_3 + k_4 \quad (2.1.7)$$

$$2k_1 = k_3 + k_4 \quad (2.1.8)$$

角周波数 ω_1 と ω_2 のポンプ光から、異なる角周波数である ω_3 のアイドラ光と ω_4 のシグナル光が発生する現象を四光波混合 (Four Wave Mixing: FWM) と呼ぶ。四光波混合は、3 次の非線形光学効果の一種であり、式 (2.1.5) の非線形分極で表される。また、ポンプ光の周波数が 1 つの場合 ($\omega_1 = \omega_2$) には縮退四光波混合 (Degenerate Four Wave Mixing: DFWM) と呼び、式 (2.1.6) の非線形分極で表される。四光波混合や縮退四光波混合が発生するには、位相整合条件とエネルギー保存条件を満たす必要がある。式 (2.1.7) は四光波混合の位相整合条件、式 (2.1.8) は縮退四光波混合の位相整合条件である。エネルギー保存条件は、ポンプ光の 2 光子からアイドラ光の 1 光子とシグナル光の 1 光子がそれぞれ生成されるというものである [24]。

微小光共振器においては、まず共振している単一周波数の光から縮退四光波混合によってアイドラ光とシグナル光が生成される。生成されたアイドラ光とシグナル光の波長が、式 (1.4.6) の共振条件に適合する場合、共振器内で強め合う。強め合ったアイドラ光とシグナル光は、アイドラ光、シグナル光、ポンプ光と四光波混合を引き起こし、新たな光を生成する。この四光波混合が連続して発生することで、周波数間隔 f_{rep} が FSR と等しいマイクロコムが生成される。

2.1.2 光カー効果

光カー効果とは、3 次の非線形光学効果あり、光電場によって屈折率が変化する性質のことである。式 (2.1.3) に式 (2.1.4) を代入すると、 ω_1 を持つ項は式 (2.1.9) となる。したがって、非線形による電気感受率の変化量 $\Delta\chi$ は、式 (2.1.10) として表すことができる。

$$P_{NL}(\omega_1) = \epsilon_0\chi^{(3)}(3|E_1|^2 + 6|E_2|^2 + 6|E_3|^2)E_1e^{i(k_1z - \omega_1t)} \quad (2.1.9)$$

$$\Delta\chi = \frac{P_{NL}(\omega_1)}{\epsilon_0E_1e^{i(k_1z - \omega_1t)}} = \frac{3\chi^{(3)}}{\epsilon_0}(|E_1|^2 + 2|E_2|^2 + 2|E_3|^2) \quad (2.1.10)$$

線形時の屈折率を $n_0 = \sqrt{1 + \chi^{(1)}}$ と、非線形光学効果を考慮した実効屈折率を $n = \sqrt{1 + \chi}$ の差 Δn は、式 (2.1.11) で表すことができる。

$$\Delta n = \frac{\partial n}{\partial \chi} \Delta\chi = \frac{3\chi^{(3)}}{2n_0\epsilon_0}(|E_1|^2 + 2|E_2|^2 + 2|E_3|^2) \quad (2.1.11)$$

ここで光強度 $I = (n_0\epsilon_0c/2)|E|^2$ であるので、実効屈折率は式 (2.1.12) で表すことができる。

$$n = n_0 + \frac{3\chi^{(3)}}{4n_0^2\epsilon_0c}(I_s + 2I_x) \quad (2.1.12)$$

I_s は角周波数 ω_1 の光強度であり、 I_x はそれ以外の角周波数の光強度である。式 (2.1.13) のように非線形部分の係数を n_2 と表記すると、式 (2.1.12) は式 (2.1.14) と書き換えるこ

とができる.

$$n_2 = \frac{3\chi^{(3)}}{4n_0^2\epsilon_0 c} \quad (2.1.13)$$

$$n = n_0 + n_2(I_s + 2I_x) \quad (2.1.14)$$

自身の光強度 I_s による屈折率変化を自己位相変調と呼び, 他の光強度 I_x による屈折率変化を相互位相変調と呼ぶ. これら 2 つの効果を光カー効果と総称する [24, 25].

2.2 分散

分散とは, 屈折率が波長に依存する性質のことであり, 導波路の材料による材料分散と, 導波路の形状に依存する構造分散がある. 微小光共振器における分散の影響は FSR に現れる. マイクロコムを中心モードを 0 として, 高周波側のモードに対して中心モードから近い順に 1, 2, 3, 低周波側のモードに対して -1, -2, -3 とモード番号を与える. 中心モードの角周波数を ω_0 とすると, モード番号が μ の角周波数 ω_μ は, テイラー展開によって式 (2.2.1) で表すことができる.

$$\omega_\mu = \omega_0 + D_1\mu + \frac{1}{2}D_2\mu^2 + \dots \quad (2.2.1)$$

$D_1/2\pi$ は FSR であり, 第 3 項以降が分散を表している. $D_2 > D_3 > D_4 > \dots$ であることから, 高次の分散ほど影響が小さい. したがって, ここでは D_2 のみ考える. $D_2 > 0$ の場合を異常分散と呼ぶ. 異常分散では, モードは高周波側にシフトし, そのシフト量は中心から離れたモードであるほど大きくなる. その結果, 高周波であるほど FSR は大きくなる. 一方, $D_2 < 0$ の場合を正常分散と呼ぶ. 正常分散では, モードは低周波側にシフトし, そのシフト量は中心から離れたモードであるほど大きくなる. その結果, 高周波であるほど FSR は小さくなる [26]. Fig. 2.1 は, 異常分散における各モードの周波数の関係である.

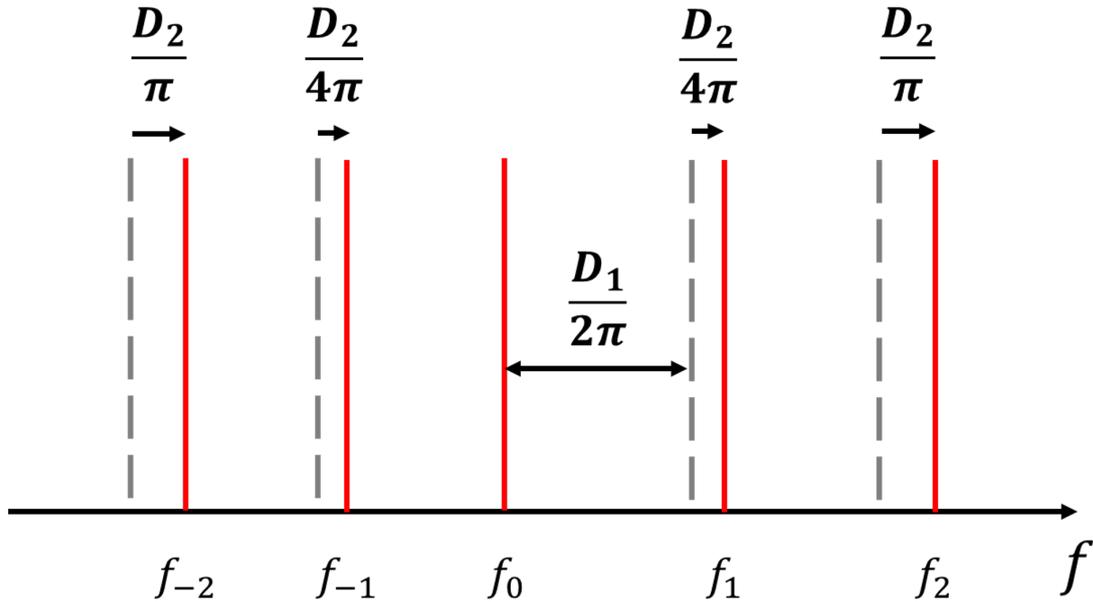


Fig. 2.1: Frequency shift caused by anomalous dispersion.

2.3 熱周波数シフト

微小光共振器に入力する光の一部は熱に変換され、共振器内部の温度が上昇する。その結果、屈折率が変化する熱光学効果と共振器のサイズが変化する熱膨張効果が発生し、共振波長（周波数）が変化する。式 (2.3.1) は、熱による共振シフトを表している。 λ_0 は温度変化前の共振波長、 R は元の共振器の半径、 ΔT は温度変化、 $(1/n)(dn/dT)$ は熱光学効果係数、 $(1/R)(dR/dT)$ は熱膨張効果係数である [27]。SiN 共振器では、共振器内部の温度が上昇すると、共振波長は増加する。

$$\Delta\lambda = \lambda_0 \left(\frac{1}{n} \frac{dn}{dT} + \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} \right) \Delta T \quad (2.3.1)$$

2.4 ソリトンコム

ソリトンとは、分散によるパルスの広がりとは、光カー効果によるパルスの圧縮が釣り合うことで形を維持しているパルスのことである。パルス同士が衝突してもお互いが安定に存在できる。微小光共振器では以下のようにしてソリトンを発生させることができる。共振波長（周波数）と共振器に入力するポンプ光の波長（周波数）の差をデチューニングと呼ぶ。共振波長がポンプ光の波長より大きい場合をブルーデチューン、共振波長がポンプ光の波長より小さい場合をレッドデチューンという。微小光共振器でソリトンを発生させる

には、レーザのポンプ波長をブルーデチューンからレッドデチューンにシフトさせる必要がある。共振器にポンプ光を入力すると、共振器内部のパワーが上昇し、それに伴って四光波混合が引き起こされ、ポンプ光から Δ 離れたところにプライマリーコムが発生する。その後、プライマリーコムの周りに新たにサブコムが生成される。四光波混合が連続して発生することで、サブコム同士が融合する。Fig. 2.2 (C) の赤領域で見られるマイクロコムは、MI コム (Modulation Instability Comb) と呼ばれ、コム同士の位相関係やコムのパワーが不安定という特性を持つ。さらにレッドデチューン側にポンプ波長をシフトすると、Fig. 2.2 (C) の黄領域で見られるブリーザーソリトン (Breather Soliton) が発生する。ブリーザーソリトンは包絡線が時間変動するマイクロコムのことである。さらに長波長側にシフトして緑領域に到達すると、散逸性カーソリトン (Dissipative Kerr Soliton: DKS) が発生する。散逸性カーソリトンは全ての縦モードの位相が一定の状態 (モードロック) のマイクロコムであり、四光波混合によるパラメトリック増幅と共振器の損失、異常分散によるパルスの広がりや光カー効果によるパルスの圧縮がそれぞれ釣り合っている。Fig. 2.2 (C) の緑領域で見られる階段状のパワー変化をソリトンステップと呼ぶ。散逸性カーソリトンは、パルスが共振器内部に等間隔で周回しており、パルスの数はソリトンステップの段の高さに対応している。パルスが複数存在する場合をマルチソリトン、1 つだけ存在する場合をシングルソリトンと呼ぶ。シングルソリトンは Fig. 2.2 (B) の 4 番のようなスペクトルをしており、その包絡線は sech^2 となっている [26].

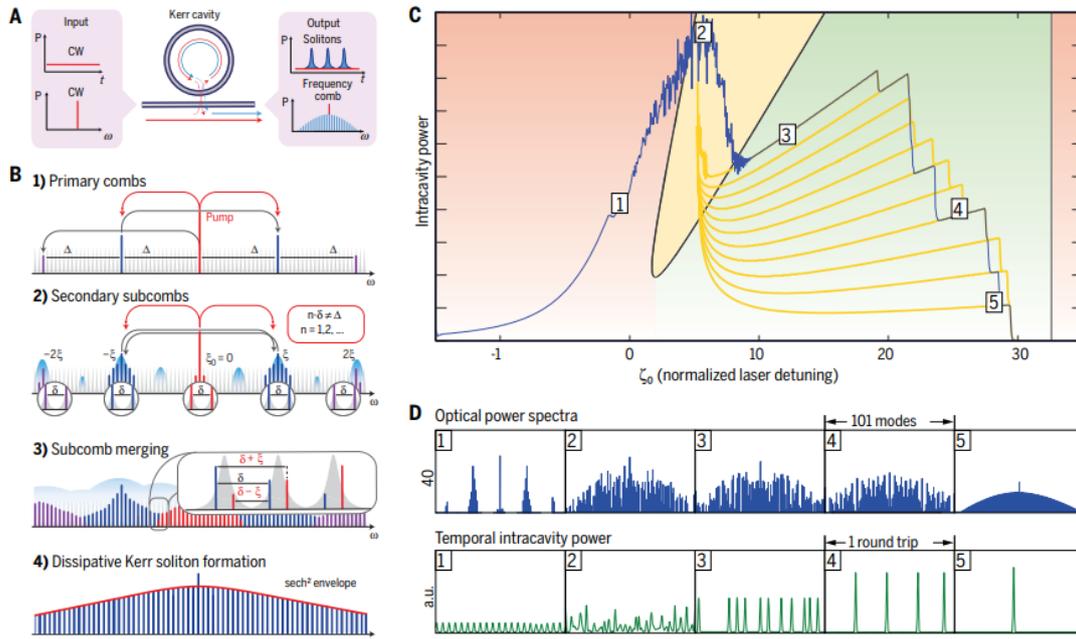


Fig. 2.2: Generation of DKS. (A) DKS is output by inputting CW laser. (B) Transition from primary combs to DKS. 1) Primary combs. 2) Secondary subcombs. 3) Subcomb merging. 4) DKS. (C) Intracavity power changes with detuning. Red regime (solitons cannot exist). Yellow regime (breather soliton). Green regime (stable soliton). (D) Optical power spectra and temporal intracavity power. 1) MI comb. 2) Breather soliton. 3) Stable soliton. 4) Multiple DKSs. 5) Single DKS. [T. J. Kippenberg, A. L. Gaeta, M. Lipson, and M. L. Gorodetsky, “Dissipative Kerr solitons in optical microresonators”, *Science* **361**, eaan8083 (2018).]

2.5 IM-DD

IM-DD (Intensity Modulation-Direct Detection: 強度変調・直接検波) とは、送信側で搬送波の強度をオンオフ変調 (On-Off Keying: OOK) し、受信側で搬送波の強度を検出して復調する通信方式のことである。ここでは Fig. 2.3 のようにフォトミキシングによってテラヘルツ波を生成する場合を考える。

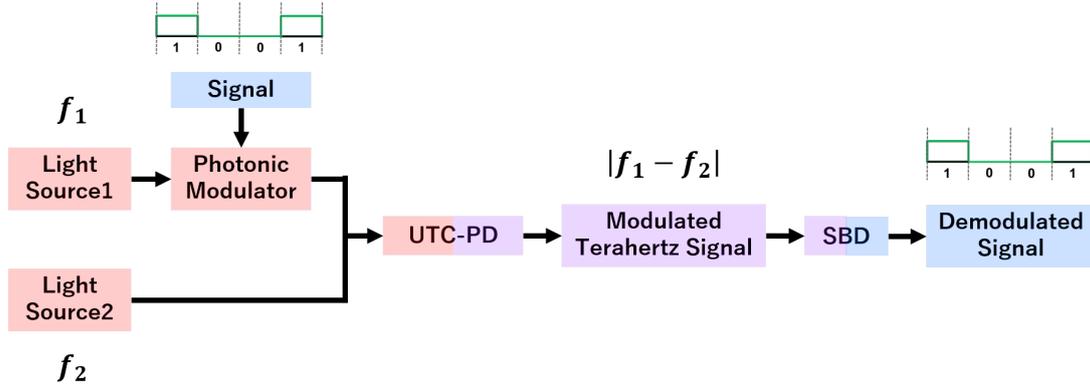


Fig. 2.3: IM-DD terahertz transmission.

周波数 f_1 の光を変調し、 f_2 の無変調の光と合波して UTC-PD に入力する。この場合、各々の電場は式 (2.5.1) と式 (2.5.2) で示される。 $A(f)$ は変調成分、 A_1 、 A_2 は各々の光の振幅、 ϕ は 2 つの光の位相差である。UTC-PD の入力パワー I は、式 (2.5.3) で表される。UTC-PD の入力パワーの周波数は変調信号、2 つの光源の周波数差 $|f_1 - f_2|$ 、位相差によって決定する。UTC-PD のフォトカレントは入力パワーに比例し、出力パワーはフォトカレントに対応して増加する。したがって、UTC-PD から出力されるテラヘルツ波は、周波数 $|f_1 - f_2|$ の搬送波に変調成分 $A(f)$ を載せた変調波である。

$$E_1(f) = A(f)A_1e^{i(2\pi f_1 t + \phi)} \quad (2.5.1)$$

$$E_2(f) = A_2e^{i(2\pi f_2 t)} \quad (2.5.2)$$

$$\begin{aligned} I &= |E_1(t) + E_2(t)|^2 \\ &= A_1^2 + A_2^2 + A(f)^2 + 2A(f)A_1A_2 \cos [2\pi(f_1 - f_2)t + \phi] \end{aligned} \quad (2.5.3)$$

直接検波 (二乗検波) で変調波を電気信号に復調する方法の 1 つに、ショットキーバリアダイオード (Schottky Barrier Diode: SBD) を使う方法がある。SBD は金属とドーパされた半導体を接合したダイオードであり、高速スイッチングが可能である。入力パワーが一定範囲内の場合、SBD の入力パワーに比例した電圧が出力される。ここで変調波 E を式 (2.5.4) と表す。 $A'(f)$ は変調成分、 E' は搬送波の振幅、 ϕ' は位相である。UTC-PD の出力特性の関係上、振幅と位相は式 (2.5.3) と異なる。SBD の出力電圧 V は式 (2.5.5) で表される。このように復調信号に変調成分が残っていることから、伝送が適切に行われていることが確認できる [28, 29].

$$E(f) = A'(f)E'e^{i(2\pi(f_1 - f_2)t + \phi')} \quad (2.5.4)$$

$$V(f) \propto |E(f)|^2 = [A'(f)E']^2 \quad (2.5.5)$$

第3章

ソリトンコム生成

3.1 パワーキック法

2.4 章「ソリトンコム」から、散逸性カーソリトン (以下ソリトンコム) を生成するには、デチューニングをソリトンステップの範囲内にすれば良いことが理解できた。しかし、デチューニングを適切に調整することは容易ではない。ポンプ波長を大きくして Fig. 2.2 (C) の赤領域からソリトンコムが生成される緑領域に移行する際、黄領域で共振器内部のパワーが急激に減少する。これにより熱周波数シフトで共振波長が変化し、それに伴ってデチューニングも変化する。その結果、デチューニングが瞬時にソリトンステップの範囲外になってしまう。この問題の解決策として、様々なソリトンコムの生成手法が提案された。ポンプ波長を高速で掃引するファストスキャン法や、ソリトンコム生成時の共振器内部の急激なパワー減少を別のレーザで補う補助レーザ法などがある [30,31].

本研究で使用するソリトンコムの生成手法は、パワーキック法と呼ばれる。Fig. 3.1 のように、レーザから出力されたポンプ光は電気光学変調器 (EOM)、エルビウム添加ファイバ増幅器 (EDFA)、音響光学変調器 (AOM) を経て微小光共振器に入力される。まず、信号発生器 (FG) によってポンプ光を短波長から長波長に掃引する。ポンプ波長が共振波長に合致する直前で、EOM と AOM でポンプ光のパワーを急激に減少させることで共振波長が短波長側にシフトさせる。この時ポンプ波長と共振波長の関係がレッドデチューンになり、ソリトンコムが発生する。この状態で EOM と AOM によってポンプ光のパワーを増加させることで、ソリトンステップを長くすることができる。また、EOM は AOM と比較して高速な強度変調を行うが、ソリトンステップが十分に長い共振器の場合、AOM だけで十分な変調速度を確保することができる [32].

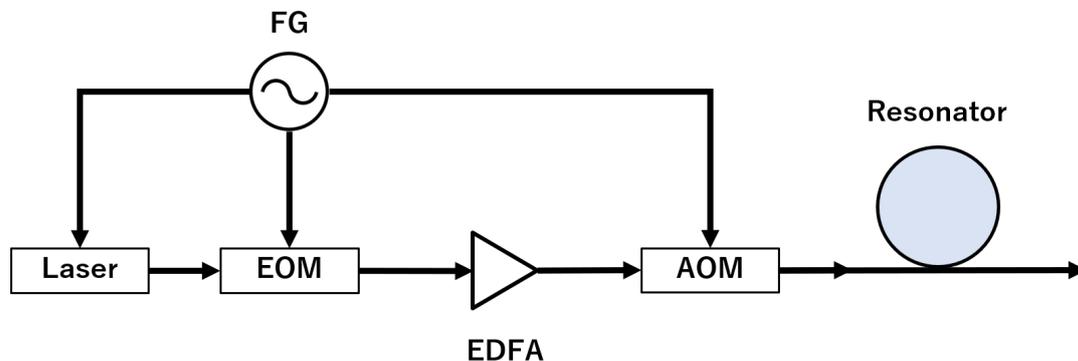


Fig. 3.1: Power-kicking scheme.

3.2 PDH 法

ソリトンコムを維持するためには、適切なデチューニングに固定することが重要である。熱や振動といった外部の影響により、ポンプ光の波長やパワーに変動が生じるため、デチューニングを安定させるためのフィードバック制御は不可欠である。

フィードバックの方法の1つに、共振器の透過光のパワーを用いてロックする方法がある。Fig. 3.2 のような透過スペクトルの場合、ある1点のパワーの増減からデチューニングの増減が判断できる。しかし、この方法ではポンプ光のパワーの変動とデチューニングの変動を区別することができない。

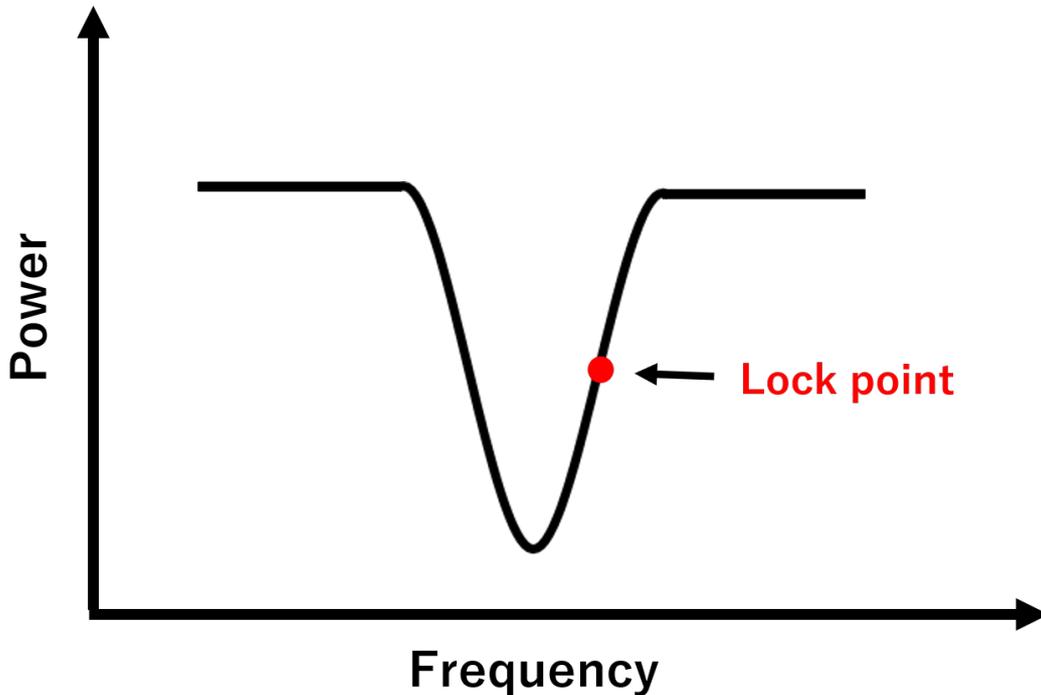


Fig. 3.2: Power-lock technique.

パワーに依存しないフィードバックの方法として、Pound-Drever-Hall (PDH) 法があり、透過光のパワーの導関数を用いてロックする。PDH 法のセットアップを Fig. 3.3 に示す。局部発振器 (LO) から角周波数 Ω の信号を出力され、一方はミキサ、もう一方は EOM 入力される。レーザから出力された角周波数 ω のポンプ光は、EOM で位相変調されることで $\omega + \Omega$ と $\omega - \Omega$ の角周波数にサイドバンドを形成する。共振器の出力はフォトディテクタ (PD) で受光されて電気信号に変換される。この電気信号と LO からの

角周波数 Ω の信号はミキサに入力される。ミキサの出力信号のうち、ローパスフィルタ (LPF) を通過する直流 (DC) 信号をエラーシグナルとしてサーボコントローラによってレーザにフィードバック制御を行う。

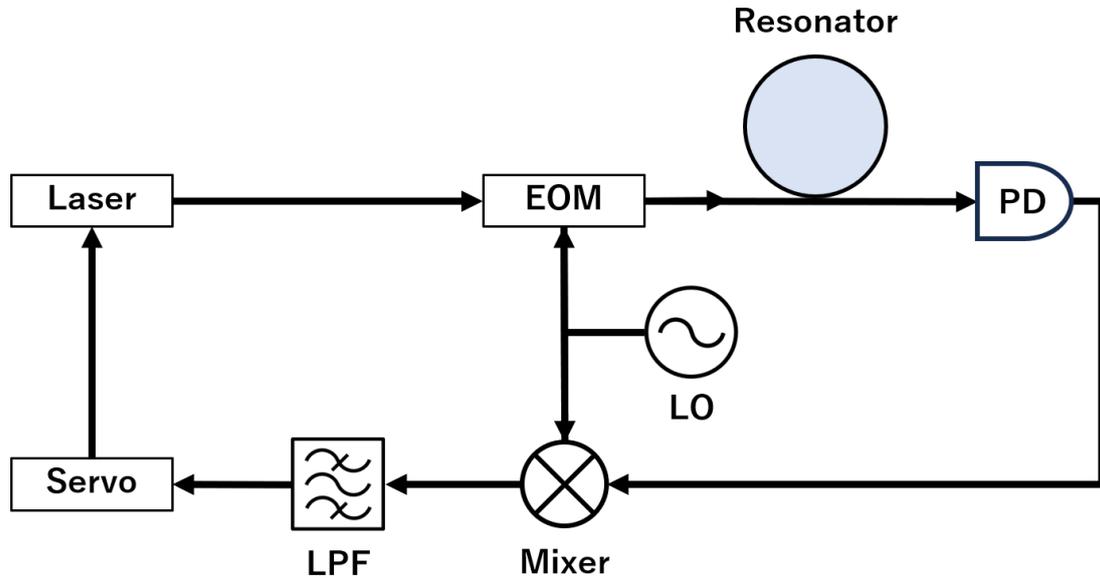


Fig. 3.3: PDH locking setup.

レーザ出力を $E_0 e^{i\omega t}$ とすると、EOM によって位相変調されたポンプ光 E_{in} は式 (3.2.1) で表される。ここではベッセル関数を使って近似しており、 β は変調深度である。また、ポンプ光全体のパワーを $P_0 = |E_0|^2$ とすると、角周波数 ω のパワー P_c を式 (3.2.2)、1つのサイドバンドのパワー P_s を式 (3.2.3) と表される。さらに β が十分小さい場合、式 (3.2.4) のように近似される。

$$E_{in} = E_0 e^{i[\omega t + \beta \sin(\Omega t)]} \quad (3.2.1)$$

$$\simeq E_0 [J_0(\beta) e^{i\omega t} + J_1(\beta) e^{i(\omega + \Omega)t} - J_1(\beta) e^{i(\omega - \Omega)t}]$$

$$P_c = |J_0(\beta) E_0 e^{i\omega t}|^2 = J_0(\beta)^2 P_0 \quad (3.2.2)$$

$$P_s = |E_0 J_1(\beta) e^{i(\omega + \Omega)t}|^2 = |E_0 J_1(\beta) e^{i(\omega - \Omega)t}|^2 = J_1(\beta)^2 P_0 \quad (3.2.3)$$

$$P_0 \simeq P_c + 2P_s \quad (3.2.4)$$

共振器の入出力の関係を表す透過特性 F によって、共振器の出力 E_{out} は式 (3.2.5) で表される。これにより PD の入力パワー P_{in} は式 (3.2.6) で表される。

$$E_{out} = F E_{in} \quad (3.2.5)$$

$$= E_0 [F(\omega) J_0(\beta) e^{i\omega t} + F(\omega + \Omega) J_1(\beta) e^{i(\omega + \Omega)t} - F(\omega - \Omega) J_1(\beta) e^{i(\omega - \Omega)t}]$$

$$\begin{aligned}
P_{in} &= |E_{out}|^2 \\
&= P_c |F(\omega)|^2 + P_s \{|F(\omega + \Omega)|^2 + |F(\omega - \Omega)|^2\} \\
&\quad + 2\sqrt{P_c P_s} \{\text{Re}[F(\omega)F^*(\omega + \Omega) - F^*(\omega)F(\omega - \Omega)] \cos(\Omega t) \\
&\quad + \text{Im}[F(\omega)F^*(\omega + \Omega) - F^*(\omega)F(\omega - \Omega)] \sin(\Omega t)\} + (2\Omega \text{ terms})
\end{aligned} \tag{3.2.6}$$

PD は入力パワー P_{in} に対応した電圧を出力する．ミキサには LO からの角周波数 Ω の信号 $\sin(\Omega t)$ と PD の出力信号が入力される．ミキサの出力信号は，入力信号の和周波と差周波の組み合わせで構成されているが，ミキサの出力信号のうちの DC 成分を LPF で取り出してエラーシグナルとする．変調周波数 Ω が共振スペクトルの半値全幅 ν_{FWHM} と比べて十分に大きい場合，エラーシグナル ϵ は Fig. 3.4 (a) のような形状を持ち，変調周波数が小さい場合には Fig. 3.4 (b) のような形状を持つ [33]．微小光共振器の場合，半値全幅が狭いので，エラーシグナルは Fig. 3.4 (a) のような形状となる．

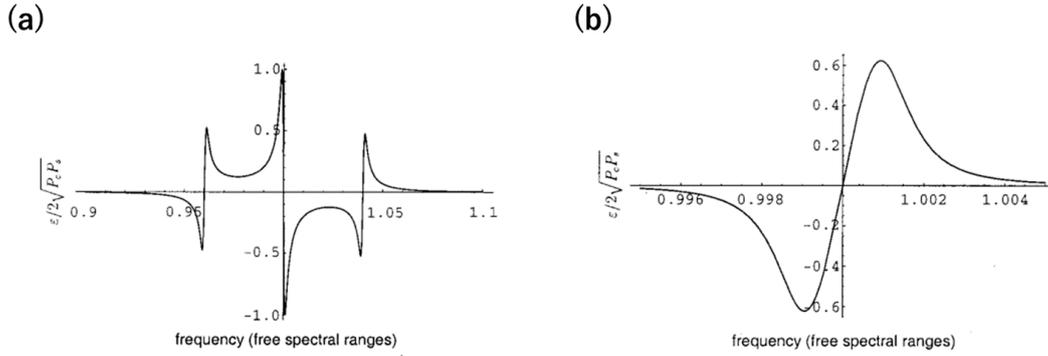


Fig. 3.4: PDH error signal. (a) The modulation frequency is high. (b) The modulation frequency is low. [E. D. Black, “An introduction to Pound-Drever-Hall laser frequency stabilization”, Am. J. Phys. **69**, 79-87 (2001).]

ここで LO 信号の位相について考える．ミキサに入力する LO 信号を $\sin \Omega(t + \tau)$ と書き換える． τ は PD の出力信号に対する LO 信号の相対的な遅れ時間である．エラーシグナルは DC であるため，式 (3.2.6) に示される PD の入力のうち必要なのは $\sin(\Omega t)$ と $\cos(\Omega t)$ の項である．したがって，PD の出力信号を $A \sin(\Omega t) + B \cos(\Omega t)$ とする．PD の出力信号と LO 信号の積のうち，高周波成分を取り除いたエラーシグナルは式 (3.2.7) である．

$$[A \sin(\Omega t) + B \cos(\Omega t)] \times \sin[\Omega(t + \tau)] = \frac{A \cos(\Omega \tau) + B \sin(\Omega \tau)}{2} \tag{3.2.7}$$

このようにエラーシグナルは変調周波数 Ω と遅れ時間 τ によって決定される．そのため，LO とミキサの間に位相シフタや遅延線を設置することで，LO 信号と PD 出力信号の位相を整合する必要がある．位相整合を行わない場合には，変調周波数を適切に設定する必要がある [34]．

3.3 VNA を用いたデチューニング探索

PDH 法を用いれば、適切なデチューニングを調整し、ソリトンコムを長時間維持することが可能である。しかし、ソリトンステップの範囲内のデチューニングを手探りで見つけ出すことは難しい。適切なデチューニングを発見する手段として、Fig. 3.5 のようなベクトルネットワークアナライザ (VNA) を用いたセットアップを用いる。3.1 章「パワーキック法」で説明したパワーキック法によってソリトンコムを生成する。ここではポンプ光の強度変調に音響光学変調器 (AOM) のみを使用している。信号発生器 (FG) は、ソリトン生成時のポンプ光の波長掃引と AOM の制御を行う。VNA の出力は周波数掃引しており、VNA の出力信号によって電気光学変調器 (EOM) がレーザの出力光を位相変調している。すなわち、ポンプ光の周りに VNA の掃引周波数だけ離れてサイドバンドが形成される。EOM で位相変調された光は、エルビウム添加ファイバ増幅器 (EDFA) で増幅され、AOM で強度変調されて共振器に入力される。共振器の出力光はフォトディテクタ (PD) で受光して電気信号に変換し、PD の出力信号は VNA に入力される。

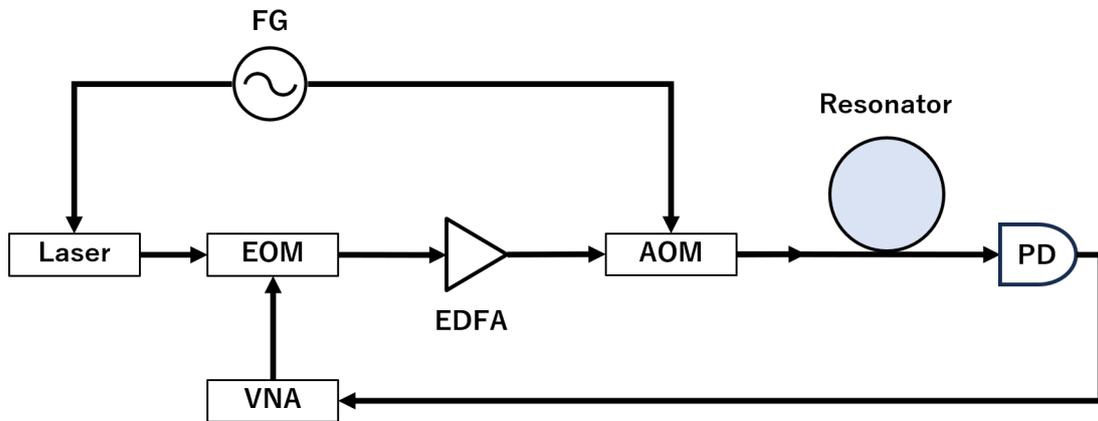


Fig. 3.5: Setup for soliton probing with VNA.

EOM によって生成されたサイドバンドは、共振器を通過する際に異なる相対位相を持つ。この相対位相の違いが振幅の変化、PD の入出力として現れる。つまり、ポンプ光の位相変調とコムパワーの振幅変調との間のシステムの伝達関数を VNA は測定している。Fig. 3.6 の緑のグラフは、4 つの状態における伝達関数が示されている。(I) ブルーデチューンでマイクロコムが発生していない状態、(II) MI コムが発生している状態、(III) ソリトンコムが発生している状態、(IV) レッドデチューンであるがマイクロコムが発生していない状態。伝達関数の横軸は VNA の掃引周波数、すなわち EOM の変調周波数である。周波数 ν_{pump} のポンプ光のサイドバンドの周波数が、共振周波数 ν_0 と等しいと

きに伝達関数はピークに達する．すなわち，共振伝達関数のピークがある周波数は，デチューニング $\delta_{eff} = \nu_0 - \nu_{pump}$ と等しい．ただし，(I) ではブルーデチューンであるため，ピークの周波数とデチューニングの符号が逆である．このピークのことを C-レゾナンス (Cavity-Resonance) と呼ぶ．(I), (II), (IV) ではピークが 1 つ (C-レゾナンス) しか見られないが，ソリトンコムが発生している (III) ではピークが 2 つ存在する．ソリトンコムが発生している状態では，共振器内部の場は弱い連続光と強いソリトンパルスで構成されている．連続光は共振周波数に対してレッドデチューンであり，C-レゾナンスに関連する．一方，ソリトンコムは高いピーク強度を持つので，非線形位相シフトにより共振周波数シフトを引き起こす．したがって，VNA で測定される伝達関数が C-レゾナンス以外に S-レゾナンス (Soliton-Resonance) と呼ばれるピークを有する．S-レゾナンスは C-レゾナンスより低周波側に現れ，デチューニングの変化に対して鈍感という特徴がある．S-レゾナンスによってソリトンコムの有無を監視しつつ，C-レゾナンスによって効果的なデチューニングの探索が可能である．それゆえ，S-レゾナンスと C-レゾナンスの存在は，ソリトンコムの長時間安定に重要である [35]．

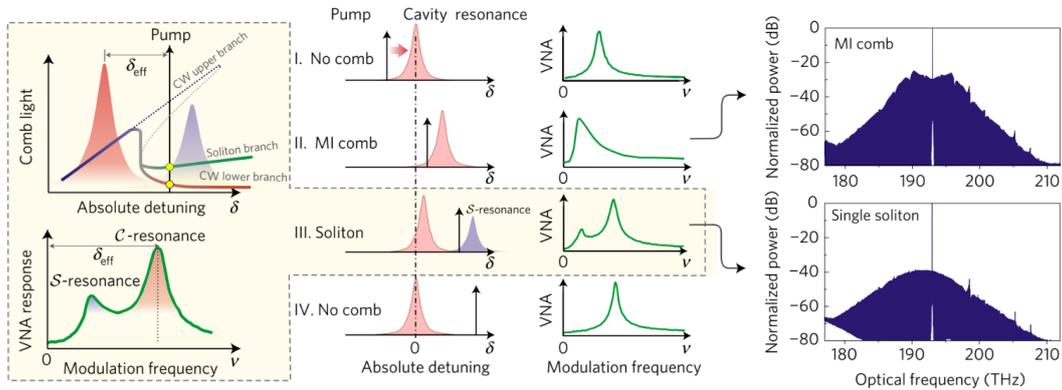


Fig. 3.6: Detuning and VNA response. (I) No comb (blue-detuned). (II) MI comb. (III) Soliton comb. (IV) No comb (red-detuned). [H. Guo, M. Karpov, E. Lucas, A. Kordts, M. H. P. Pfeiffer, V. Brasch, G. Lihachev, V. E. Lobanov, M. L. Gorodetsky, and T. J. Kippenberg, “Universal dynamics and deterministic switching of dissipative Kerr solitons in optical microresonators”, *Nat. Phys.* **13**, 94-102 (2017).]

3.4 ソリトンコム生成実験

ソリトンコム生成に使用する SiN 共振器は，FSR = 300 GHz である．共振器はチップなので，光の入出力は集光モジュールで行う．正しく集光モジュールの位置を調整することが出来れば，共振器のロス は 3 dB 程度となる．集光モジュールがずれないように，ピ

エゾコントローラ (Thorlabs, BPC303) によって集光モジュールの位置を制御した。まず始めに共振周波数を特定した。レーザ (Santec, TSL-710) の出力光を共振器に入力して、共振器の出力パワーをパワーメーター (Agilent, 8163B) で測ることにより透過率を測定した。レーザ出力を -10 dBm に設定し、レーザ波長を 1540~1560 nm の範囲で掃引した。その結果、Fig. 3.7 の透過スペクトルが得られ、共振器の Q 値は 10^6 であることが判明した。

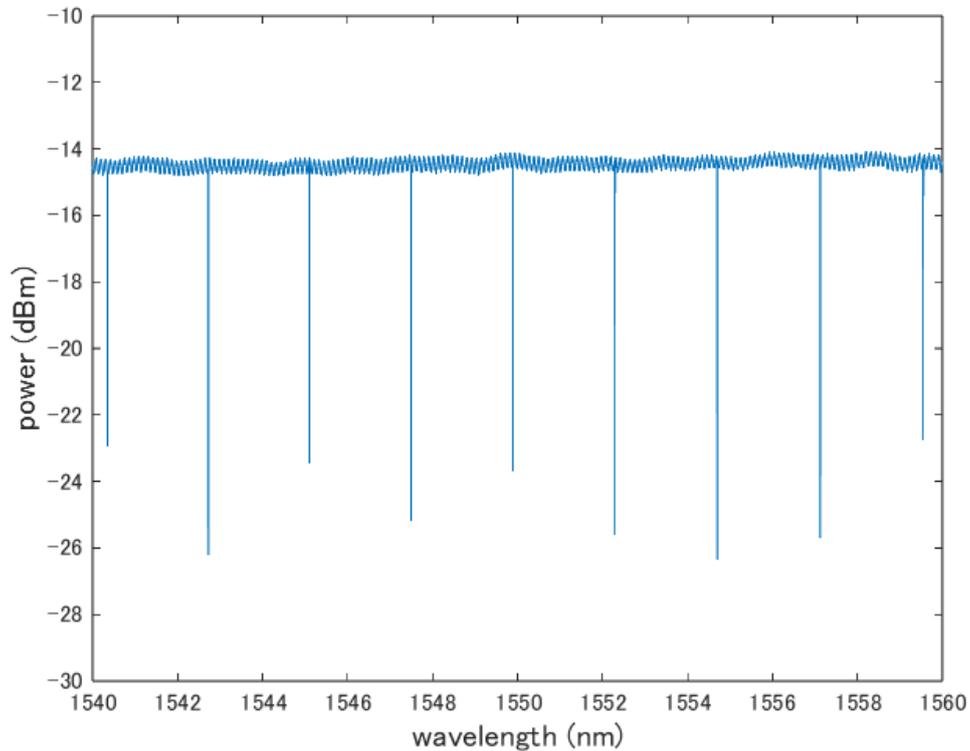


Fig. 3.7: Transmission spectrum of the micro-resonator.

次に Fig. 3.8 のセットアップで、パワーキック法によるソリトンコムの生成と PDH 法によるソリトンコムの安定化を行った。レーザ (Laser: Santec, TSL-710) から 7 dBm, 1549.88 nm の連続光を出力した。レーザ出力光をエルビウム添加ファイバ増幅器 (EDFA: PriTel, LNHP-PMFA-30-IO) で 30 dBm まで増幅し、音響光学変調器 (AOM: Gooch & Housego, T-M040-0.5C8J-3-F2P) で増幅したポンプ光のパワーを強度変調した。光バンドパスフィルタ (OBPF: Alnair Labs, TFF-15-1-PM-L-050-SS) の役割は、EDFA の出力に含まれる自然放出光 (Amplified Spontaneous Emission: ASE) を取り除くことである。信号発生器 (FG: Keysight, 33622A) のチャンネル 1(ch1) はレーザに接続して波長掃引を行う。FG のチャンネル 2(ch2) の信号は加算器を経て AOM のドライ

バに入力され、AOMの変調の度合いを制御している。具体的には、ソリトンコム生成時に必要なポンプ光のパワーの急激な減少と増加、すなわちキックをAOMへの印加電圧によって制御する。透過スペクトルで大まかな共振波長を把握することは可能であるが、透過率測定時とソリトンコム生成時における、共振器内部のパワーの違いにより共振波長がわずかにずれる。ポンプ光の波長やキックの深さ、キック後のポンプ光のパワーなどのパラメータを調整しながらソリトンコムが発生する状態を探した。ソリトンコムの発生するパラメータを探している間、FGの出力であるch1とch2の出力信号はループしている。もしソリトンコムが発生するパラメータであるならば、ソリトンコムが発生と消滅がループ毎に繰り返し、それに伴って共振器の出力パワーも激しく変動する。すなわち、共振器の出力であるコム光やポンプ光のパワーを測定することで、適当なパラメータを見つける手掛かりなる。共振器の出力光はシングルモード99:1カプラによりパワー99:1に分かれている。99:1の出力光のうち、99の方をサーキュレータのポート1に入力した。ポート1の入力光はポート2で出力され、ファイバグレーティング(FBG: Tatsuta, FBG-SMF-1550.5-99-5.0-LS-FPC-1M)によってポンプ光だけが再びポート2に入力される。ポート3ではポート2の入力光であるポンプ光が出力される。ポンプ光をフォトディテクタ1(PD1: Koheron, PD100)で受光し、PD1の出力信号をオシロスコープ(OSC: Rohde & Schwarz, RTE1104)で観察しながらパラメータを変更した。OSCで測定される電圧が激しく変動する地点でch1とch2の信号をループを止めて1回だけ出力することで、ソリトンコムが生成された。ただし、生成されるソリトンコムはシングルソリトンだけでなく、マルチソリトンの場合もある。マルチソリトンが生成された場合、レーザの波長を長波長側へ徐々に変えていくことでシングルソリトンに移行させることができた。シングルソリトン生成時の各パラメータはFig. 3.9のようになった。Fig. 3.10は生成されたソリトンコムを光スペクトラムアナライザ(OSA: Yokogawa, AQ6370D)で測定したスペクトルである。(a)は共振波長が1549.88 nmのシングルソリトン、(b)は共振波長が1552.28 nmのシングルソリトンである。

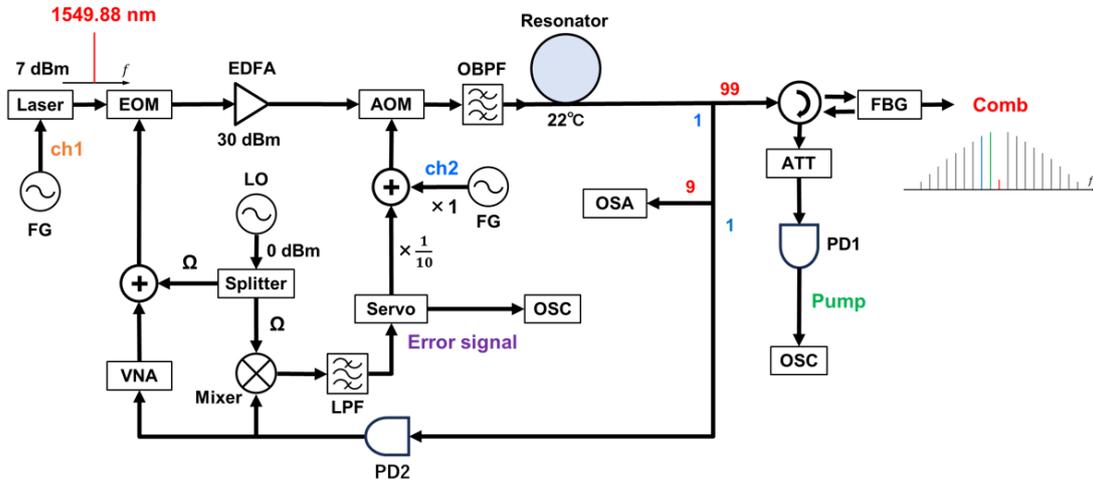


Fig. 3.8: Setup for soliton generation and stabilization.

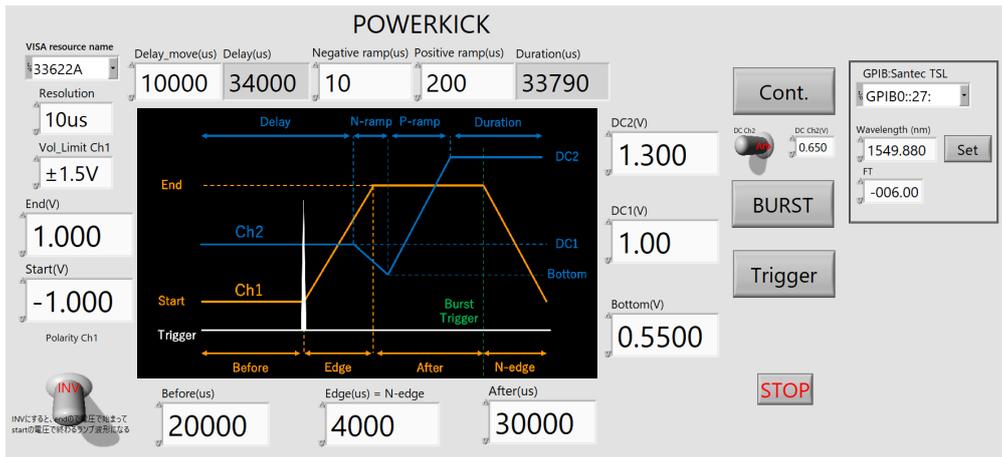


Fig. 3.9: Each parameter in Power-kicking scheme.

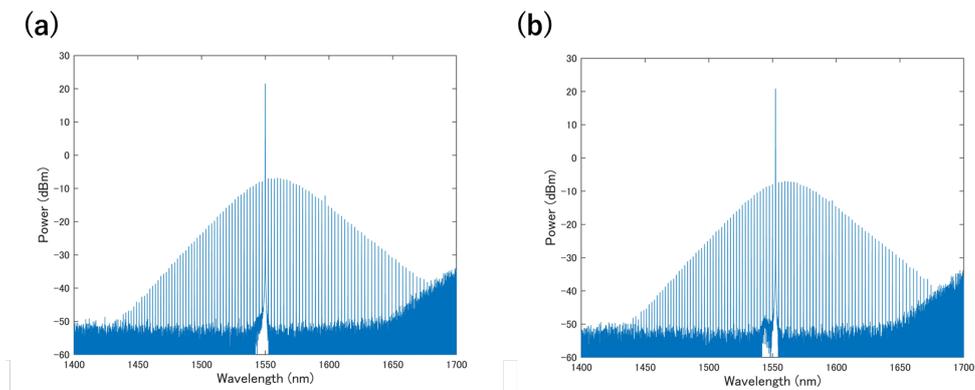


Fig. 3.10: Spectrum of single soliton. (a) Resonance is 1549.88 nm. (b) Resonance is 1552.28 nm.

ソリトンコムの発生が完了したら、次はソリトンコムの安定化を行った。デチューニングが局部発信器 (LO: Agilent, N9310A) の周波数 Ω と等しくなる状態で、PDH 法によりフィードバック制御を行った。しかし、位相シフタや遅延線などが無いため、エラーシグナルは Ω の影響を受ける。したがって、適切な Ω を設定する必要がある。共振器の出力光の 1/1000 の光をフォトディテクタ 2 (PD2: Broadcom Limited, HFBR-0571) で受光し、出力信号の 1 つをベクトルネットワークアナライザ (VNA: Siglent, SSA3032X-R) に入力した。電気光学変調器 (EOM: Photline, MPZ-LN-20) を制御する信号は、VNA による周波数掃引の信号と LO 信号を加算した信号である。局部発信器から出力された LO 信号はスプリッタ (Splitter: Mini-Circuits, ZFSC-2-11+) によって二分され、一方はパワーディバイダ (Weinschel, 1515) によって、VNA の出力信号と足し合わされて EOM の印加電圧となる。VNA の出力信号は -20 dBm 程度と、0 dBm の LO 信号より十分小さい。VNA に表示される伝達関数は、C-レゾナンスと S-レゾナンスに加えて周波数 Ω の成分もピークとして現れる。デチューニングがソリトンステップの範囲内になるように、レーザの波長を調整して C-レゾナンスを動かしつつ、周波数 Ω のピークを C-レゾナンスのピークに重なるように LO を調整すると、伝達関数は Fig. 3.11 となった。このとき $\Omega = 1.1$ GHz であるため、デチューニングも 1.1 GHz であった。このとき、700 MHz 付近で確認される山が S-レゾナンスである。C-レゾナンスが周波数 Ω の状態からわずかにデチューニングを動かした場合、OSC で測定されるエラーシグナルが符号を跨いで変動するのであれば Fig. 3.4 (a) のようなエラーシグナルの形状になっている。エラーシグナルの符号が変わらない場合は Ω を調整する必要がある。C-レゾナンス、 Ω 、エラーシグナルの調整が完了した後、サーボによるフィードバック制御を開始した。フィードバック制御は AOM に対して行われる。PD2 の出力信号のうち、VNA 入力したものは別の出力信号をミキサ (Mixer: Mini-Circuits, ZEM-4300+) に入力した。ミキサのもう一方の入力は、スプリッタで二分された LO 信号である。ミキサの出力は LPF を通して高周波成分が取り除かれ、エラーシグナルとしてサーボ (Servo: Vescent Photonics, D2-125) に入力された。サーボはエラーシグナルを 0 にする信号を出力する。AOM の印加電圧は、ソリトンコム発生後は一定電圧である FG の ch2 と、サーボの出力電圧の 1/10 を足した電圧である。この AOM へのフィードバック制御によって共振器の入力パワーを一定に保った。また、共振器の下にペルチェ素子を設置し、22 °C に保つように制御した。こうした共振器の入力パワーと共振器温度に対する 2 つの制御によって、共振波長を一定に保ち、ソリトンコムを最大数時間維持することに成功した。

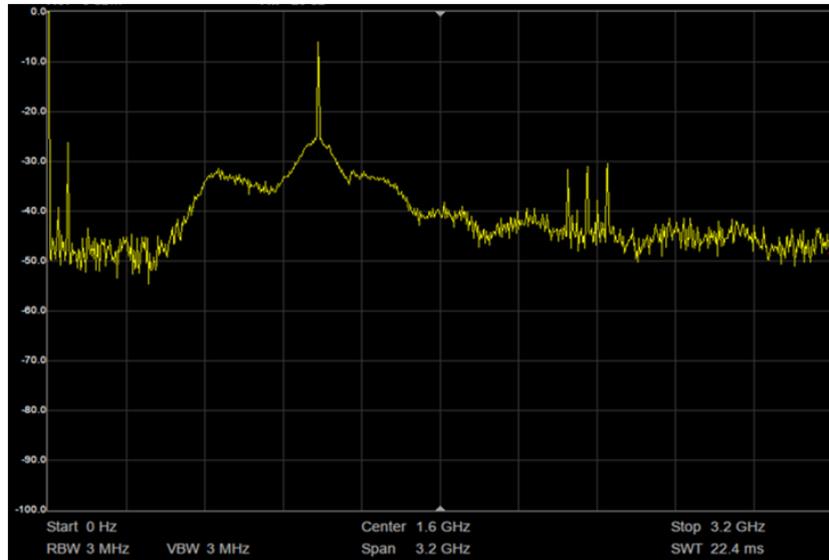


Fig. 3.11: Transfer function measured by VNA.

第4章

300 GHz 伝送実験

4.1 位相雑音測定

第4章では前章で生成したソリトンコムから 300 GHz のテラヘルツ波を生成する。伝送実験を行う前に、生成されるテラヘルツ波の位相雑音を測定することで品質を評価する。位相雑音とは外乱の影響によって発生する位相であり、通信において重要な指標である。周波数軸で考えると、キャリア信号の周りに発生するサイドバンドのことである。線幅が狭い信号であるほど、位相雑音が小さく、信号の純度が高いと言える。

Fig. 4.1 は位相雑音測定のセットアップである。ポンプ波長を 1549.88 nm に設定して、Fig. 3.8 のセットアップでソリトンコムを生成した。フォトミキシングに使用する 2 本のコム線として、ポンプ光の隣の 1552.3 nm のコム線と、2 つ隣の 1554.8 nm のコム線を選んだ。Fig. 3.8 における FBG の出力を、シングルモード 1:1 カプラ (SM1:1) によって二分した。分けた光を OBPF1(OZ Optics, TF-100-3U3U-1520/1570-9/125-S-60-0.8F) と OBPF4(OZ Optics, TF-100-3U3U-1520/1570-9/125-S-60-0.8F) にそれぞれ通すことでコム線を 1 本ずつ取り出した。位相雑音測定に十分なパワーを UTC-PD が出力するには、UTC-PD の入力光パワーが 10 dBm 以上必要である。コム線 1 本のパワーは -10 dBm 程度なので EDFA で増幅しなければならない。ただ、EDFA の出力は増幅されたコム線だけでなく ASE がノイズとして加わっているため、OBPF によって ASE を取り除いた。UTC-PD の出力パワーは入力光のパワーだけでなく、ノイズ成分の除去の程度にも影響される。EDFA1, 2 及び OBPF2, 3, 5, 6 のメーカーと型番は次のとおりである。EDFA1(Pritel, LNHP-PMFA-20), EDFA2(Pritel, LNTFA-15-MA), OBPF2(yenista, XTA-50), OBPF3(Optoquest, TFA-1565-1/3-P/F), OBPF5(OZ Optics, TF-100-3U3U-1520/1570-9/125-S-60-0.8F), OBPF6(Optoquest, TFA-1565-1/3-S/F)。また、UTC-PD の変換効率は入力光の偏波に左右されるため、偏波保持 (PM) の装置の前にファイバ偏波コントローラ (FPC: Thorlabs, FPC561) を接続することでコム線の偏波を調節した。同程度増幅された 2 本のコム線は、偏波保持 1:1 カプラ (PM1:1) で合波された。合波された光は偏波保持 99:1 カプラによって分けられ、99 の方の光は UTC-PD(NTT Innovative Devices, IOD-PMJ-13001) に入力された。1 の方の光はシングルモード 9:1 カプラによって分けられ、9 の方はパワーメータ (Power Meter: Thorlabs, PM400), 1 の方は光スペクトラムアナライザ (OSA: Yokogawa, AQ6370D) に入力された。UTC-PD にバイアスを加えた状態で、光が入力されると、フォトカレントと呼ばれ

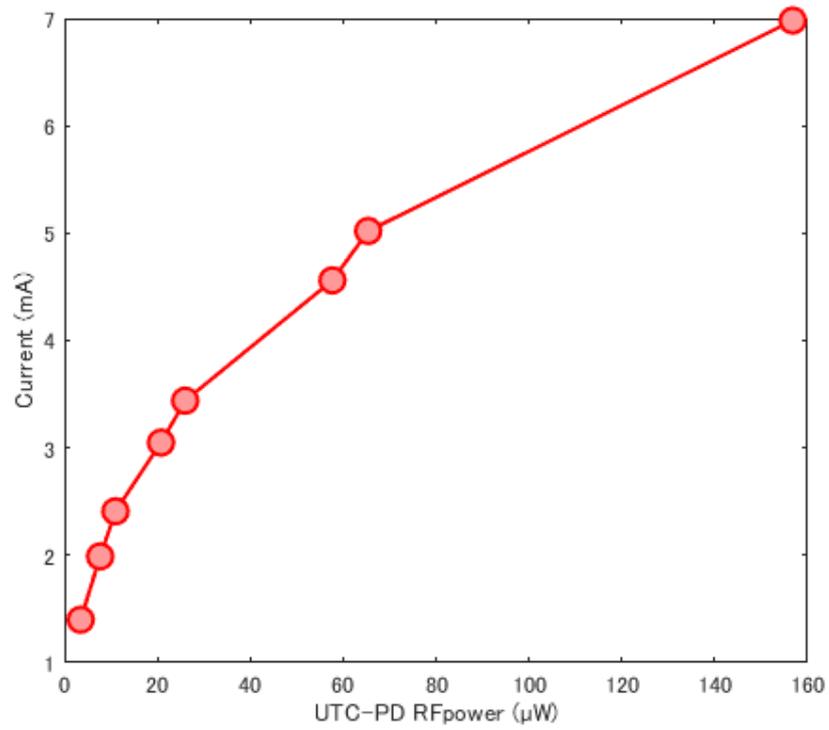


Fig. 4.2: Output power and photocurrent of UTC-PD.

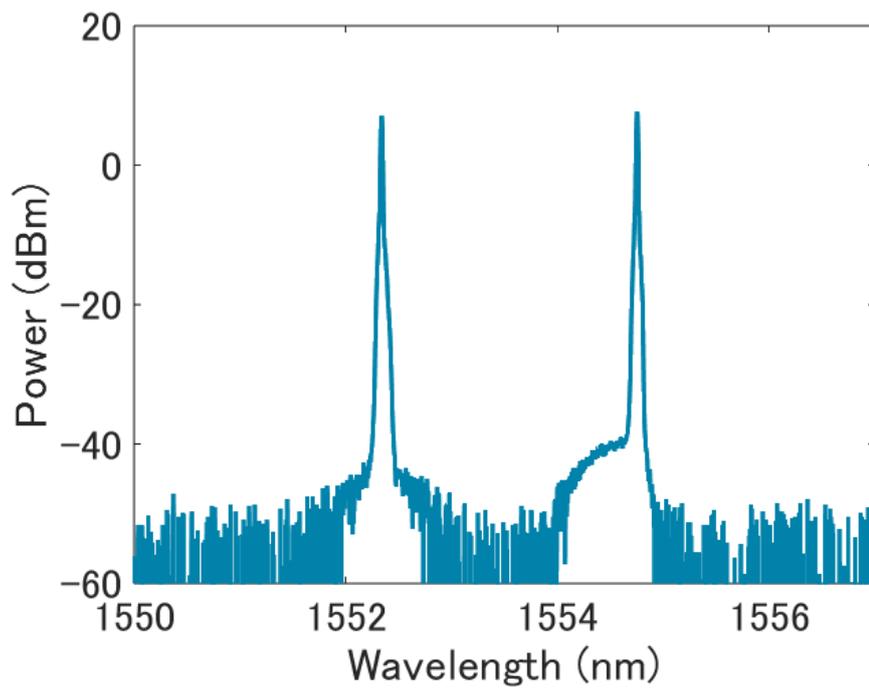


Fig. 4.3: UTC-PD input optical spectrum (phase noise).

テラヘルツ波を生成することができたので位相雑音を測定したいが、周波数が高すぎるため直接測定することはできない。したがって、テラヘルツ波をダウンコンバートして得られた電気信号の位相雑音を測定することで、元のテラヘルツ波の品質を評価した。ここで生成されたテラヘルツ波を周波数 f_{RF} の RF 信号、ダウンコンバートした電気信号を周波数 f_{IF} の IF 信号とする。局部発信器 (LO: Keysight, N5173B) から出力される $f_{LO} = 12.45$ GHz の LO 信号をダウンコンバートに使用した。通倍器 (X12 Multiplier: Eravant, SFA-1141741202-06SF-E1) を用いて LO 信号の周波数を 12 倍の 149.4 GHz に通倍した。サブハーモニックミキサ (SHM: Virginia Diodes, WR3.4SHM) は、2 入力 1 出力でダウンコンバートを行うデバイスである。SHM の特徴として、片方の入力周波数を 2 倍にしてもう一方の入力周波数との周波数差の絶対値の信号を出力する。周波数が 2 倍になる入力に 12 通倍された LO 信号、そうではない方の入力に RF 信号を割り当てた。出力の IF 信号の周波数 f_{IF} は式 (4.1.1) と表される。LO の出力信号のパワーは 3 dBm であり、このとき通倍器の出力は 5 dBm であった。

$$f_{IF} = |f_{RF} - 2 \times 12f_{LO}| = |f_{RF} - 24f_{LO}| \quad (4.1.1)$$

$24f_{LO} = 298.8$ GHz であるため、IF 信号は光由来のテラヘルツ波を電気由来のテラヘルツ波によってダウンコンバートされた電気信号であると言える。電気スペクトラムアナライザ (ESA: Advantest, R3273) で測定された IF 信号のスペクトルは、Fig. 4.4 に示される。IF 信号のスペクトルのピークは 700 MHz であるため、 f_{RF} は 298.1 GHz か 299.5 GHz のどちらかである。LO 信号の周波数を変更して $f_{LO} = 12$ GHz で同様の測定を行ったところ、 $24f_{LO} = 288$ GHz であり、 $f_{IF} = 11.5$ GHz であるため、 $f_{RF} = 299.5$ GHz と判明した。300 GHz との周波数差 0.5 GHz は、熱膨張や設計のずれにより共振器の半径が想定より大きくなってしまったことが原因であると考えられる。

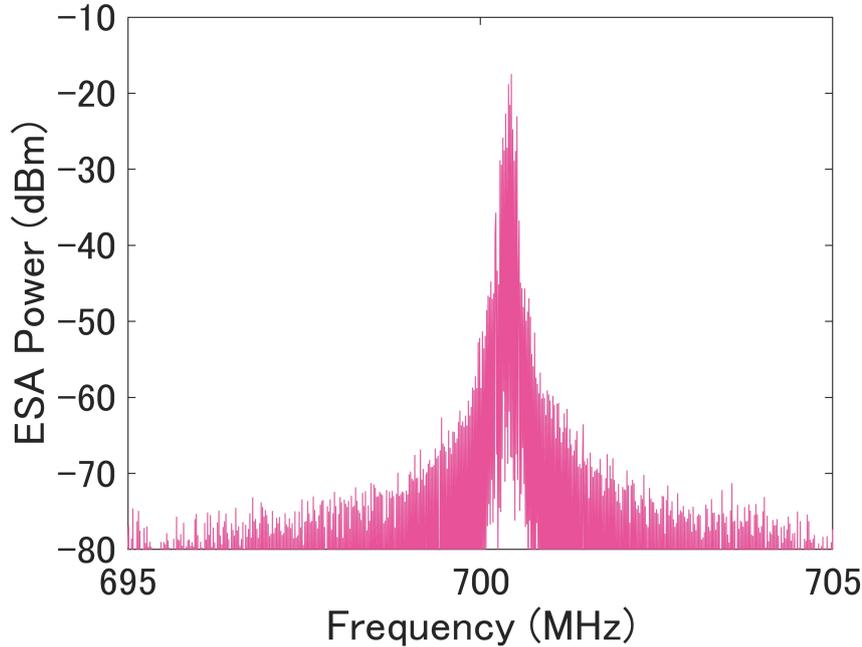


Fig. 4.4: IF spectrum.

周波数 $f_{IF} = 700$ MHz の IF 信号を AMP (Mini-Circuits, ZVA-213UWX-1+) で増幅後、位相雑音測定器 (Phase noise analyzer: Rohde & Schwarz, FSWP26) で位相雑音を測定した。結果を Fig. 4.5 に示す。灰色の線はカタログに記載されている LO 信号の位相雑音である。通倍を行うと位相雑音は通倍数 N に応じて劣化する。通倍数 N は周波数が何倍に増加したかを示し、位相雑音の劣化は $20 \log N$ dB で表される [36]。本研究では、 $N = 24$ なので位相雑音の劣化は $20 \log 24 \simeq 27.6$ dB である。Fig. 4.5 では、LO 信号を 24 通倍したテラヘルツ波の位相雑音は赤色の線で示され、灰色の線が上方に 27.6 dB シフトしたと考えられる。青色の線は IF 信号の位相雑音を表しており、RF 信号と 24 通倍した LO 信号の位相雑音のうちより支配的な方の位相雑音の影響を受ける。オフセットが低周波の場合、青線と赤線を比較すると、IF 信号の位相雑音の方が大きい。すなわち、ソリトンコム由来の RF 信号の方が、電気由来のテラヘルツ波より位相雑音が大きいことが判明した。RF 信号の位相雑音は、主にソリトンコムの繰返し周波数 f_{rep} の揺らぎに起因すると考えられる。本研究では、ソリトンコムが長時間維持できるようにフィードバック制御を行っているが、 f_{rep} の安定化は行っていない。したがって、 f_{rep} の制御によって、RF 信号の位相雑音をより低減することは可能である。オフセット周波数が 40 kHz 辺りから青線と赤線が重なった。これは RF 信号と比較して通倍された LO 信号の位相雑音が大きくなったことを表している。このように高オフセット周波数において、電気信号を通倍したテラヘルツ波より、ソリトンコムより生成されたテラヘルツ波の方が低雑音で

あることが示唆された。

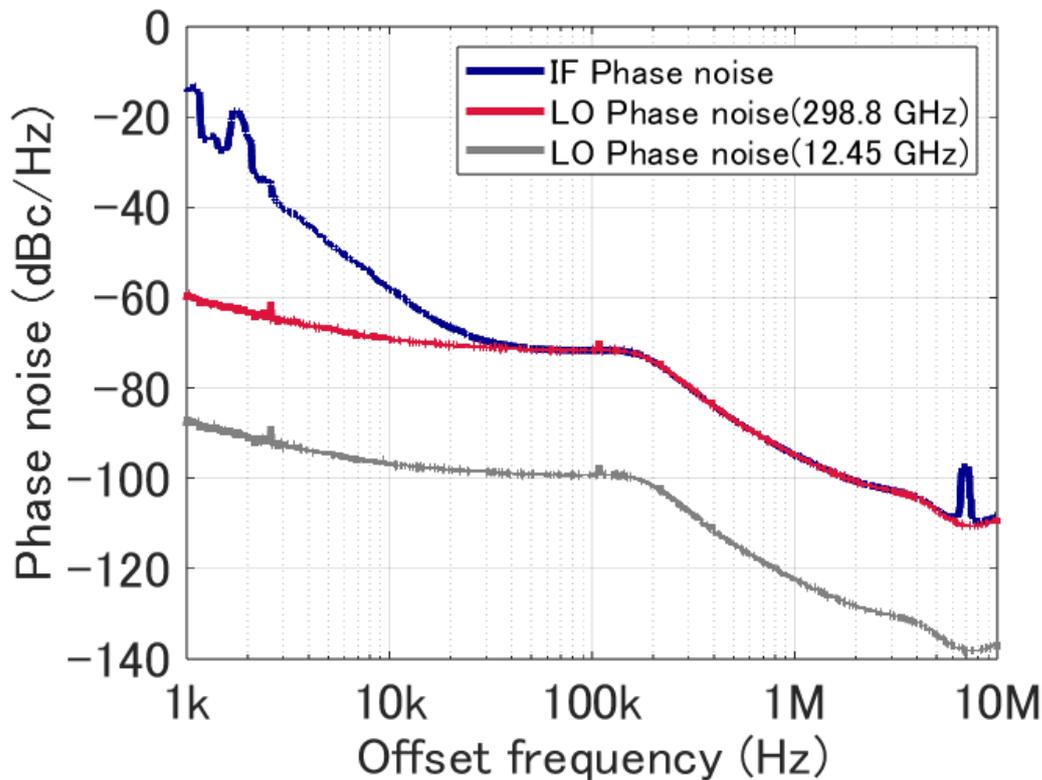


Fig. 4.5: Phase noise. Blue is IF phase noise, grey is LO phase noise, red is phase noise of LO signal degraded by 24 multiplication.

4.2 伝送実験

伝送実験では、ソリトンコムを用いて 10 Gbit/s で変調された 300 GHz 帯の信号を送り、アイパターンとビット誤り率 (BER) を測定して特性評価を行った。アイパターンは復調された信号をオシロスコープ (OSC) で重ね合わせることで生成される。中央の開きが大きいくほどエラーが少ない。BER は送信ビットに対する誤った受信ビットの比率であり、BER が 10^{-9} より小さい場合をエラーフリーと呼ぶ。

Fig. 4.6 は伝送実験のセットアップである。テラヘルツ波生成の段階では、位相雑音のセットアップと基本的には同じである。ポンプ光の 1 つ隣と 2 つ隣のコム線を OBPF で取り出し、増幅、合波して UTC-PD に入力した。しかし、位相雑音測定の設定と異なる箇所がいくつか存在する。まず、ポンプ光の波長が 1552.28 nm であるため、取り出されるコム線の波長も異なり 1554.9 nm と 1557.2 nm となった。次にコム線を 1 本ずつ取り出す前に OBPF1 で 2 本取り出して増幅し

た。それに伴い、他の EDFA と OBPF の位置も位相雑音測定と若干異なっている。これは装置の入力及び出力パワーが原因である。OBPF と EDFA のメーカー、型番は次のとおりである。OBPF1(Alnair, BVF-300CL-SM-FS), OBPF2(OZ Optics, TF-100-3U3U-1520/1570-9/125-S-60-0.8F), OBPF3(Optoquest, TFA-1565-1/3-P/F), OBPF4(OZ Optics, TF-100-3U3U-1520/1570-9/125-S-60-0.8F), OBPF5(Optoquest, TFA-1565-1/3-S/F), EDFA1(Pritel, LNTFA-15-MA), EDFA2(Pritel, LNHP-PMFA-20), EDFA3(Fitel, ErFA11021B-SFS)。ただし、ポンプ波長、EDFA と OBPF の配置に関しては、位相雑音測定のセットアップと同様であっても問題ないことが後に判明した。一方、位相雑音測定のセットアップには無いが、伝送実験の送信側で必須の機器がある。それはパルスパターン発生器 (PPG: Anritsu, MP1761C), LN 変調器 (LN-Mod.: Photoline, MXAN-LN-10), 可変アッテネータ (Variable ATT: OZ Optics, DA-100-SCU-1550-8/125-P-50) である。本伝送実験では、取り出した 2 本のコム線のうち、1554.9 nm のコム線を PPG からの信号によって LN 変調器を用いて 10 Gbit/s でオンオフ変調し、無変調のコム線と合波、UTC-PD に入力することで 300 GHz の変調された信号を生成した。可変アッテネータは BER 計測の際、UTC-PD の入力パワーを変化させるために使用され、アイパターンの測定の際にはロスが最小になるように設定した。位相雑音測定と同様に、UTC-PD のフォトカレントを参考にして入力光のパワーと偏波を調節した。フォトカレントが 6.5 mA の際、入力光パワーは 14.5 dBm であり、スペクトルは Fig. 4.7 となった。受信側ではショットキーバリアダイオード (SBD: Virginia Diodes, WR3.4ZBD-F20) を用いて直接検波を行うことで復調した。復調された電気信号をオシロスコープ (OSC: Agilent, 86100A) に入力してアイパターン、エラー検出器 (Error Detector: Anritsu, MP1762C) に入力することで BER を測定した。

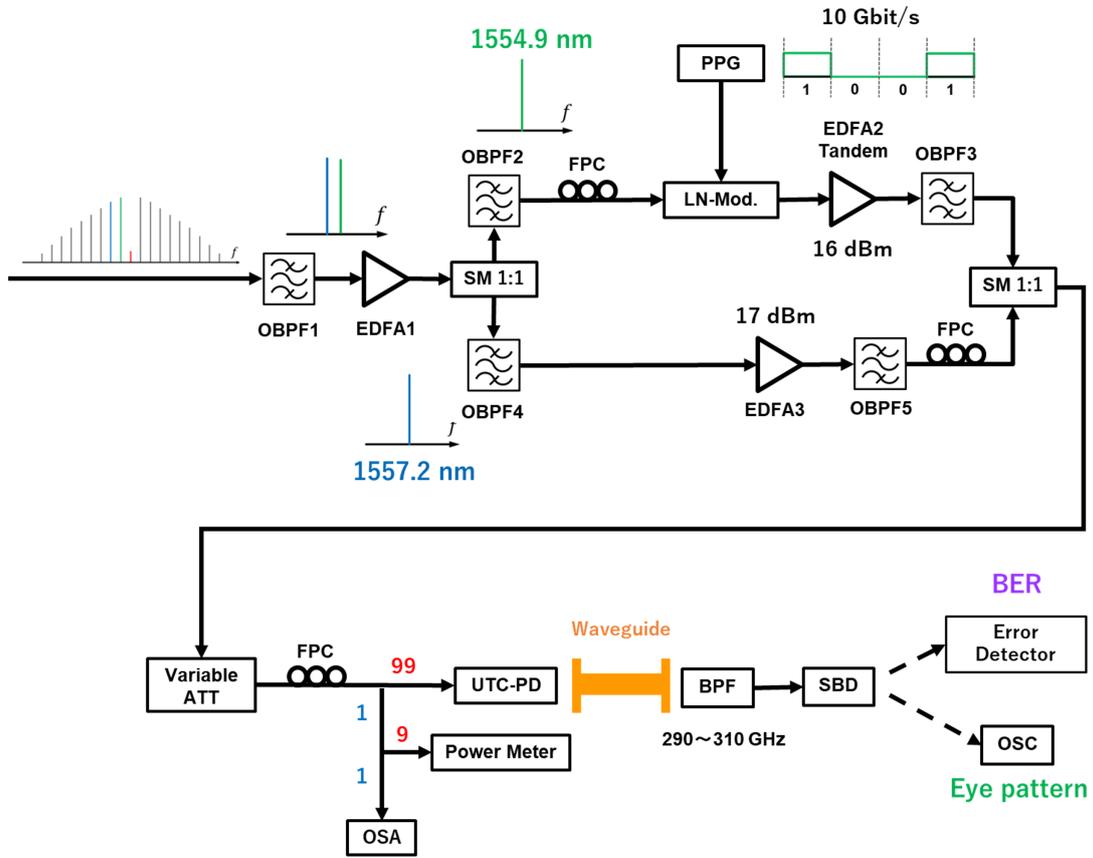


Fig. 4.6: Transmission experiment setup.

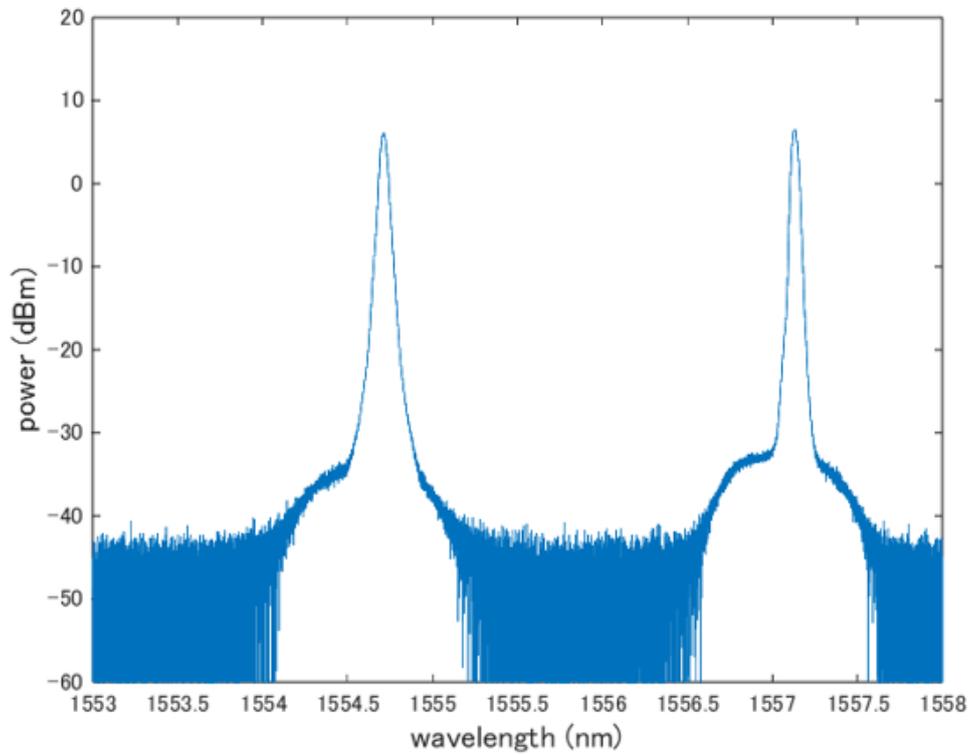


Fig. 4.7: UTC-PD input optical spectrum (transmission).

UTC-PD と SBD を接続する導波管の長さと通過帯域が 290~310 GHz の BPF の有無によって、アイパターンと BER をそれぞれ 3 パターンずつ測定した。1 cm 程度の非常に短い導波管のみ (Back-to-back: BtoB), 非常に短い導波管と通過帯域が 290~310 GHz の BPF (BtoB+BPF), 3 インチの導波管のみ (3inch) の 3 パターンである。Fig. 4.8 はアイパターンである。スケールは同じである。全てのパターンで開いたアイが確認された。

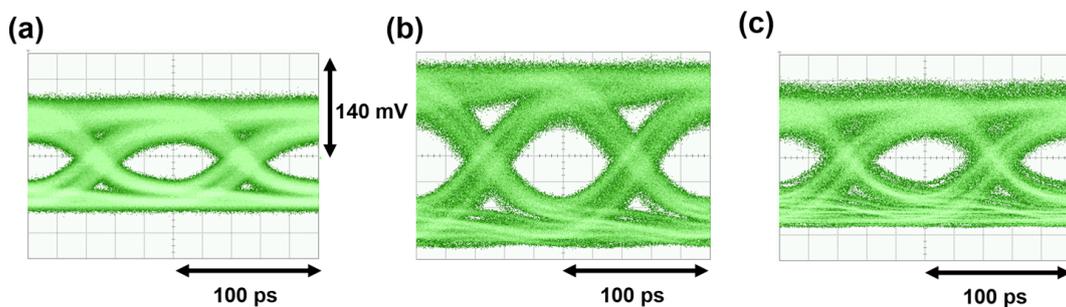


Fig. 4.8: Eye pattern. (a) BtoB. (b) BtoB+BPF. (c) 3inch

Fig. 4.9 は BER である。横軸は UTC-PD の入力光のパワーから算出された UTC-PD の出力パワーである。全てのパターンにおいてエラーフリーが確認された。同じ出力で比較すると、最も損失が少ない BtoB で BER が小さく、次いで BtoB+BPF, 3 インチの順で BER が小さいという結果であった。BtoB と 3 インチは同じ傾きであるため、損失の差が約 3 dB である。損失の差は導波管の長さの差が原因であるが、導波管の損失は 1 cm 当たり約 0.2 dB, 導波管の長さの差は約 6.5 cm であるため、損失の差は 1.3 dB になるはずである。損失の差が想定より大きくなった原因として、UTC-PD 入力光の偏波の状態が挙げられる。導波管が 3 インチの場合比較して、BtoB の測定時の偏波が適切ではなかったため、UTC-PD の出力パワーが 1.7 dB だけ減少してしまったと推察される。また、BtoB+BPF の傾きが他の 2 つと比較して急峻である理由は、変調によって発生したサイドバンドのうちの一部が BPF によってカットされたからだと考えられる。傾きが急峻になるということは、UTC-PD の出力パワーが僅かに減少するだけで、BPF がいない場合より BER が悪化しやすいことが示唆される。

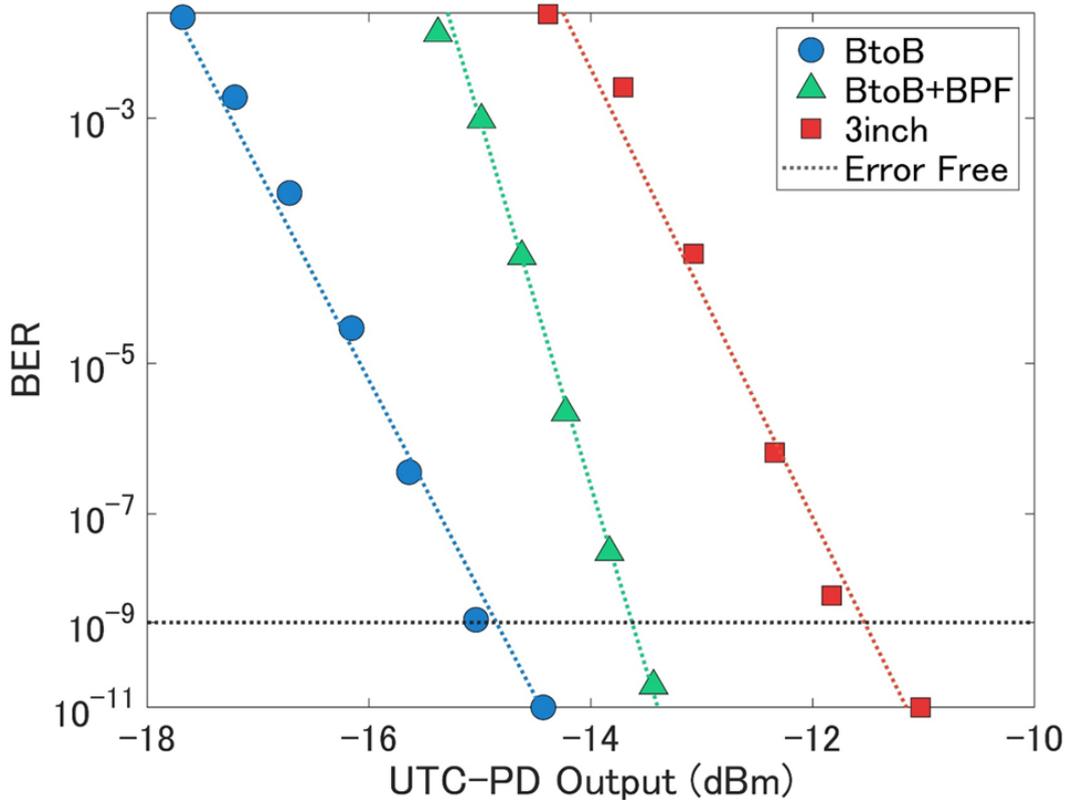


Fig. 4.9: BER measured when the transmission line was BtoB (blue), BtoB+BPF (green), and 3inch (red).

第5章

結論

本研究の成果は以下の3点である。SiN共振器を用いて周波数間隔が300 GHzのソリトンコムを最大数時間維持することができた点。ソリトンコムを用いて300 GHzのテラヘルツ波を生成し、電気から生成されたテラヘルツ波と比較して、部分的ではあるものの位相雑音が小さいことを示した点。ソリトンコムを用いて、10 Gbit/sで伝送実験を行い、伝送距離は短いが無エラーを示した点である。アンテナを使って空間伝送を行ったという違いはあるが、先行研究と比較してより大容量の伝送を実証することができた。

光周波数コムを使用しないテラヘルツ帯の無線通信において、電気的手法、光学的手法にかかわらず先行研究や本研究と比較して大容量、長距離の伝送に成功させた先行研究が少ない。一例として、300 GHz帯において、200 Gbit/sで56 mの伝送が報告されている[37]。フォトミキシングにおいて、この研究のように光源を2つ用意する方法が一般的である。光周波数コムが光源として利用されない原因として、光周波数コムの生成に手間がかかること、コム線1本あたりのパワーが小さいことが挙げられる。しかし、1つの光源から複数の周波数の光を等間隔で生成することができるというのが、光周波数コムが持つ最大の強みであると考えられる。本研究では、生成された無数のコム線のうち2本のみ使用した伝送を行ったが、より多くのコム線を用いることで伝送速度のさらなる向上が期待できる。将来的に少ない光源を用いた多重化などによって大容量通信を実現し、テラヘルツ帯の無線通信において、光周波数コムという選択肢を提供することができると確信している。

参考文献

- [1] 総務省. “令和 4 年版 情報通信白書”. 2022.
<https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r04/pdf/01honpen.pdf>, (参照 2024-1-12).
- [2] 総務省. “Beyond 5G 推進戦略 - 6G へのロードマップ -”. 2020. https://www.soumu.go.jp/main_content/000696613.pdf, (参照 2024-1-12).
- [3] NTT ドコモ. “ホワイトペーパー 5G の高度化と 6G 5.0 版”. 2022.
https://www.docomo.ne.jp/binary/pdf/corporate/technology/whitepaper_6g/DOCOMO_6G_White_PaperJP_20221116.pdf, (参照 2024-1-12).
- [4] 総務省. “国際電気通信連合 (ITU) 2019 年世界無線通信会議 (WRC-19) の結果について”. 2020. https://www.soumu.go.jp/main_content/000661463.pdf, (参照 2024-1-12).
- [5] 総務省. “我が国の電波の使用状況”. 2023. <https://www.tele.soumu.go.jp/resource/search/myuse/use/ika.pdf>, (参照 2024-1-12).
- [6] A. Y. Pawar, D. D. Sonawane, K. B. Erande, and D. V. Derle, “Terahertz technology and its applications”, *Drug Invention Today* **5**, 157-163 (2013).
- [7] H. -J. Song, and T. Nagatsuma, “Present and Future of Terahertz Communications”, *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.* **1**, 256-263 (2011).
- [8] I. F. Akyildiz, C. Han, Z. Hu, S. Nie, and J. M. Jornet, “Terahertz Band Communication: An Old Problem Revisited and Research Directions for the Next Decade”, *IEEE Trans. Commun.* **70**, 4250-4285 (2022).
- [9] T. Ishibashi, and H. Ito, “Uni-traveling-carrier photodiodes”, *J. Appl. Phys.* **127**, 031101 (2020).
- [10] J. P. Seddon, M. Natrella, X. Lin, C. Graham, C. C. Renaud, and A. J. Seeds, “Photodiodes for Terahertz Applications”, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* **28**, 1-12 (2022).
- [11] Th. Udem, J. Reichert, R. Holzwarth, and T. W. Hänsch, “Accurate measurement of large optical frequency differences with a mode-locked laser”, *Opt. Lett.* **24**, 881-883 (1999).
- [12] D. J. Jones, S. A. Diddams, J. K. Ranka, A. Stentz, R. S. Windeler, J. L. Hall, and S. T. Cundiff, “Carrier-Envelope Phase Control of Femtosecond Mode-Locked Lasers and Direct Optical Frequency Synthesis”, *Science* **288**, 635-639 (2000).

-
- [13] N. Picqué, T. W. Hänsch, “Frequency comb spectroscopy”, *Nat. Photonics* **13**, 146-157 (2019).
- [14] J. Kim, and Y. Song, “Ultralow-noise mode-locked fiber lasers and frequency combs: principles, status, and applications”, *Adv. Opt. Photon.* **8**, 465-540 (2016).
- [15] M. Maeda, “Fundamentals on Lasers II: Theory of Optical Resonators”, *The Review of Laser Engineering* **25**, 894-904 (1997).
- [16] L. Rayleigh, “CXII. The problem of the whispering gallery”, *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science* **20**, 1001-1004 (1910).
- [17] K. Yamada, “Silicon Photonics”, *The Review of Laser Engineering* **41**, 768-778 (2013).
- [18] D. J. Blumenthal, R. Heideman, D. Geuzebroek, A. Leinse, and C. Roeloffzen, “Silicon Nitride in Silicon Photonics”, *Proc. IEEE* **106**, 2209-2231 (2018).
- [19] K. Ikeda, R. E. Saperstein, N. Alic, and Y. Fainman, “Thermal and Kerr nonlinear properties of plasma-deposited silicon nitride/silicon dioxide waveguides”, *Opt. Express* **16**, 12987-12994 (2008).
- [20] M. H. P. Pfeiffer, C. Herkommer, J. Liu, H. Guo, M. Karpov, E. Lucas, M. Zervas, and T. J. Kippenberg, “Octave-spanning dissipative Kerr soliton frequency combs in Si₃N₄ microresonators”, *Optica* **4**, 684-691 (2017).
- [21] C. Yang, and J. Pham, “Characteristic Study of Silicon Nitride Films Deposited by LPCVD and PECVD”, *Silicon* **10**, 2561-2567 (2018).
- [22] Yu Tokizane, Shota Okada, Takumi Kikuhara, Hiroki Kishikawa, Yasuhiro Okamura, Yoshihiro Makimoto, Kenji Nishimoto, Takeo Minamikawa, Eiji Hase, Jun-ichi Fujikata, Masanobu Haraguchi, Atsushi Kanno, Shintaro Hisatake, Naoya Kuse, and Takeshi Yasui, “Wireless data transmission in the 560-GHz band utilizing terahertz wave generated through photomixing of a pair of distributed feedback lasers injection-locking to a Kerr micro-resonator soliton comb”, *Opt. Continuum* **3**, 1-8 (2024).
- [23] T. Tetsumoto, and A. Rolland, “300 GHz Wireless Link Based on Whole Comb Modulation of Integrated Kerr Soliton Combs”, *IEEE Photonics J.* **15**, 1-9 (2023).
- [24] 井上恭, 「ファイバー通信のための非線形光学」, 森北出版株式会社, 2011.
- [25] 大津元一, 「現代光化学II ー光と量子ー」, 株式会社朝倉書店, 1994.
- [26] T. J. Kippenberg, A. L. Gaeta, M. Lipson, and M. L. Gorodetsky, “Dissipative

- Kerr solitons in optical microresonators”, *Science* **361**, eaan8083 (2018).
- [27] X. Jiang, and L. Yang, “Optothermal dynamics in whispering-gallery microresonators”, *Light Sci. Appl.* **9**, 24 (2020).
- [28] F. Sizov, and A. Rogalski, “Thz detectors”, *Progress in Quantum Electronics* **34**, 278-347 (2010).
- [29] H. Song, S. Hwang, H. An, H.-J. Song, and J.-I Song, “Continuous-wave THz vector imaging system utilizing two-tone signal generation and self-mixing detection”, *Opt. Express* **25**, 20718-20726 (2017).
- [30] J. R. Stone, T. C. Briles, T. E. Drake, D. T. Spencer, D. R. Carlson, S. A. Diddams, and S. B. Papp, “Thermal and nonlinear dissipative-soliton dynamics in kerr-microresonator frequency combs”, *Phys. Rev. Lett.* **121**, 063902 (2018).
- [31] S. Zhang, J. M. Silver, L. D. Bino, F. Copie, M. T. M. Woodley, G. N. Ghalanos, A. Ø. Svela, N. Moroney, and P. Del’Haye, “Sub-milliwatt-level microresonator solitons with extended access range using an auxiliary laser”, *Optica* **6**, 206-212 (2019).
- [32] V. Brasch, M. Geiselmann, M. H. P. Pfeiffer, and T. J. Kippenberg, “Bringing short-lived dissipative Kerr soliton states in microresonators into a steady state”, *Opt. Express* **24**, 29312-29320 (2016).
- [33] E. D. Black, “An introduction to Pound-Drever-Hall laser frequency stabilization”, *Am. J. Phys.* **69**, 79-87 (2001).
- [34] M. W. Kickbush, “LASER STABILIZATION EXPERIMENTS AND OPTICAL FREQUENCY COMB APPLICATIONS”, Purdue University Graduate School, Thesis, (2022).
- [35] H. Guo, M. Karpov, E. Lucas, A. Kordts, M. H. P. Pfeiffer, V. Brasch, G. Lihachev, V. E. Lobanov, M. L. Gorodetsky, and T. J. Kippenberg, “Universal dynamics and deterministic switching of dissipative Kerr solitons in optical microresonators”, *Nat. Phys.* **13**, 94-102 (2017).
- [36] J. Chen, D. Kuylenstierna, S. E. Gunnarsson, Z. S. He, T. Eriksson, T. Swahn, and H. Zirath, “Influence of White LO Noise on Wideband Communication”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **66**, 3349-3359 (2018).
- [37] J. Dittmer, J. Tebart, C. Füllner, C. Koos, A. Stöhr, and S. Randel, “200 Gbit/s Wireless THz Transmission over 52m using Optoelectronic Signal Generation”, 2023 53rd European Microwave Conference (EuMC), 134-137 (2023).