

光周波数コム合成・解析法を用いた
超高速光波形制御・計測システムの研究

山崎 俊明

長岡技術科学大学 大学院工学研究科

情報・制御工学専攻

目次

第1章 序論	1
1.1. 研究の背景	1
1.2. 研究の目的	2
1.3. 本論文の構成	2
第2章 既存の高速光波形計測手法	5
2.1. 自己相関法	5
2.2. 周波数分解光ゲート法(FROG)	6
2.3. Spectral Phase Interferometry for Direct Electric-field Reconstruction (SPIDER)	7
2.4. 光サンプリングオシロスコープ	8
2.5. ストリークカメラ	9
2.6. 既存のスペクトル計測手法	10
2.7. まとめ	11
第3章 二波長同時ヘテロダイン検波法の現状と新規手法の必要性	13
3.1. 二波長同時ヘテロダイン検波法	13
3.2. 二波長同時ヘテロダイン検波法の課題	18
3.2.1. 計測時間の限界	18
3.2.2. 計測波形の高速化限界	18
3.3. まとめ	19

第4章 主要デバイス	21
4.1. 光周波数コム	21
4.1.1. 光周波数コムの特徴	21
4.1.2. 光周波数コム発生器	22
4.2. アレイ導波路格子(AWG)	22
4.2.1. 原理	23
4.2.2. 特性	24
4.3. 光シンセサイザ	25
4.3.1. 光シンセサイザの構成	26
4.4. まとめ	28
第5章 光周波数コムの特性調査	29
5.1. 実験方法	29
5.1.1. 実験系	29
5.1.2. 計測方法	30
5.2. 結果	31
5.3. シミュレーション	33
5.3.1. シミュレーション方法と結果	33
5.4. 実験結果との比較	35
5.4.1. スペクトルの比較・検討	35
5.4.2. 時間波形の比較・検討	36
5.5. まとめ	41

第 6 章 強度・位相の時間的変化の解析アルゴリズム	42
6.1. 計測結果の解析	42
6.1.1. 強度分布の解析	43
6.1.2. 位相分布の解析	44
6.2. まとめ	52
第 7 章 超高速信号波形の生成・計測の実現に向けた光デバイスの導入	53
7.1. 広帯域の参照光による位相計測の高速化と任意波形計測への適用	53
7.2. 光周波数コムを導入	54
7.2.1. 実験方法	54
7.2.2. 結果・考察	56
7.3. アレイ導波路格子(AWG)を導入	58
7.3.1. 実験方法	59
7.3.2. 結果・考察	59
7.4. 超高速信号の発生(光シンセサイザの導入)	60
7.4.1. カラーレス AWG の利用	61
7.4.2. 実験方法	61
7.4.3. 結果・考察	62
7.5. 光シンセサイザの特性	65
7.5.1. 光シンセサイザの強度変調特性	65
7.5.2. 光シンセサイザの位相変調特性	67
7.6. スペクトルのシミュレーション	68
7.7. 光シンセサイザによるスペクトル制御	69
7.8. まとめ	71

第 8 章 超高速信号波形の生成・計測実験	72
8.1. 実験系	72
8.2. 光周波数コムを用いた 2 Tbit/s 4bit デジタル信号波形生成・計測	73
8.2.1. 実験方法	73
8.2.2. 結果	74
8.3. 3.2 Tbit/s 16 bit 信号波形の生成・計測	78
8.3.1. 強度変調信号	79
8.3.2. 位相変調信号	85
8.3.3. 計測精度	92
8.3.4. 強度・位相複合変調信号	105
8.3.5. 計測の限界速度の検討	107
8.4. まとめ	113
第 9 章 シングルショット波形計測の実現に向けて	115
9.1. 多波長同時ヘテロダイン検波法のシングルショット計測への適用性	115
9.2. 高速サンプリング計測	116
9.2.1. 実験方法	116
9.2.2. 結果	117
9.3. 高速サンプリング計測を用いた信号波形計測	118
9.3.1. 実験方法	118
9.3.2. 結果	118
9.4. まとめ	120

第 10 章 結論	121
10.1. 超高速信号波形の生成・計測の実現に向けた新規デバイスの導入	121
10.2. 超高速信号波形の生成・計測実験	121
参考文献	122
謝辞	127
本研究に関する公表論文および学会発表	128
付録	130

第1章

序論

1.1. 研究の背景

本研究は光計測システムの開発、特に高速光信号の生成・観測技術について取り扱うものである。既存のシステムでは取り扱いが非常に困難なテラヘルツ領域と呼ばれる 100 GHz 以上の周波数を持つ光信号に対して有効なシステムを提案し、高速光信号が要求される各分野において技術的な革新をもたらす計測技術を確立することを目指す。高速な光信号の需要は、代表的なものでは、光通信分野において、近年の一般家庭にまで至るインターネットの大規模な普及により通信トラフィックは年々増大する傾向にあり、大容量光通信技術の発展が急務である。その要求に応えるため、波長多重やマルチコアファイバによる空間多重といった方式による大容量伝送技術が開発されてきており、研究段階では 100 Tbit/s を超える伝送が実現されている[1-5]。しかしながら、多重化にも技術的な限界があり、より高度な通信網を追究していくためには単一チャンネルでの伝送容量の拡大、すなわち利用する光信号の高速化が非常に重要な意味を持っている。他にも微小構造の計測技術[6-8]、微細な加工技術[9-11]、高速現象の追跡[12]などといった分野でフェムト秒テクノロジーと呼ばれる高速信号(フェムト秒パルス)の利用が注目されている。このように様々な分野における需要を背景として、高速光信号を処理する技術は今後ますますその重要性を増していくことが予想される。しかしながら、高速光信号を生成・観測する技術はまだ未熟であり、利用できる光信号の速度は限界に直面しつつある。具体的には、発生側では電子回路の遮断周波数の限界から信号源の信号速度に限界が生じることや変調器の帯域にも限りがあることから、テラヘルツ領域の光信号を生成することは非常に困難であるのが現状である。そのため、光通信での波長分割多重通信(WDM)方式[13-15]のように既存のデバイスで実現可能な速度の信号を上手く組み合わせることで、要求を満たす方法がとられてきている。しかしながら、信号伝送に必要なデバイス数が多く装置の小型化やコストダウンが難しいことが一つの課題である。一方、受信側でも同様に電子回路の遮断周波数の限界により、直接観測ができなくなるために波形の観測が困難になる。そこで、自己相関などを用いた間接的な観測方法が提案されてきたが、いくつかの原理的な限界から観測できる波形には制限があり、任意の光信号波形観測を実現することは難しい。したがって、電気的処理の限界を突破し、高速な光信号の発生および観測を低速なデバイスを用いて実現可能にすることは、様々な分野において多大な貢献をするものであるといえる。

高速信号を取り扱っていく上で、時間領域での処理を高速化していくのに比べて、極めて有効でありかつ実現性の高い方法が周波数領域での処理である。これは周波数成分を分離し並列して分担処理することで、高速対応が可能になるという思想で提案されている手

法であり、時空間変換[16,17]と呼ばれている。本研究においても、この時空間変換の原理を参考にしてスペクトルの制御または計測をすることで、高速信号の発生、観測を行う手法をとることとした。スペクトルの計測に関しては、振幅あるいは強度スペクトルの計測には光スペクトラムアナライザのような広く普及した非常に有効な方法があるが、位相スペクトルの計測方法は乏しく、絶対的な手段は確立されていないのが現状である。こういった背景を踏まえて、本研究では、特に位相スペクトルの計測手法に重点をおいて、新たなスペクトル計測手法を提案することで、これまで実現し得なかった信号波形処理を実現していくことを目指す。

1.2. 研究の目的

前節の研究背景のもと、本研究では特に計測技術に重きを置いており、電氣的処理の速度限界を突破し高速光信号の計測を可能とすることは元より、既存の高速光信号観測技術における課題点を克服することができる新規計測手法を提案することで、原理的にあらゆる信号波形を観測できる方法を確立し、任意の高速光信号波形の観測を実現するシステムを開発することを目的として研究を行った。また、提案する波形観測技術を波形生成の際に利用することで、高速光信号の発生においても技術的革新が見込まれるため、高速光信号に対し、生成・計測の両面において任意性・高速性を兼ね備えた高速任意光信号波形生成・計測システムの開発も本研究の目的とした。

1.3. 本論文の構成

本研究は、我々の提案している新規のスペクトル計測技術、二波長同時ヘテロダイン検波法について、これを改良し、応用することで、テラヘルツ領域の光信号処理を実現するための検討を行ったものであり、その過程として、基礎実験から実証実験までを順を追って章ごとに記述している。はじめに、第 2 章において既存の高速光波形計測手法について解説し、その問題点から提案手法に求められる性能を明らかにする。次に第 3 章で二波長同時ヘテロダイン検波法の原理および原理的な課題と本研究において達成すべき目標を示す。その後、第 4 章で本研究の核となる光デバイスについて解説した後、第 5 章以降では高速光信号観測の実験的検証について、検討項目ごとに章に分けて記述し、それぞれ、方法、結果、考察等をに節、項に分けて記載するものとした。以下に、各章の内容を簡単に記す。

第1章 序論

本研究の背景、目的及び論文の構成について説明した。

第2章 既存の高速光波形計測手法

本研究において提案する計測手法との比較対照となる既存の手法として、自己相関法、

周波数分解光ゲート法、Spectral Phase Interferometry for Direct electric-field Reconstruction、光サンプリングオシロスコープ、ストリークカメラを取り上げ、それぞれの手法について解説し、提案手法との性能比較を行う。また、提案手法と同じく位相スペクトルの計測を行う手法についても解説する。

第3章 二波長同時ヘテロダイン検波法の現状と新規手法の必要性

本研究の前提となる技術として、本研究室において提案している二波長同時ヘテロダイン検波法についてその計測原理を解説する。また、本手法による高速光信号波形計測を実現する上で、課題となっている点を挙げそれぞれについて詳しく解説するとともに、改善方法を示す。

第4章 主要デバイス

第3章にて記載した高速光信号波形計測へ向けた提案手法の改良を実現するために、導入が必要となる光デバイス、光周波数コム、アレイ導波路格子、光シンセサイザについてそれぞれ解説する。

第5章 光周波数コムの特性調査

本研究におけるキーデバイスの一つである光周波数コムについて、その特性を明らかにするための検証を行った。二波長同時ヘテロダイン検波法による実験的評価および理論式を用いたシミュレーションと既存手法による計測を行い、提案手法の計測結果との比較を行った。

第6章 強度・位相の時間的変化の解析アルゴリズム

提案手法により計測した光電界波形について、その外形だけでなく内部のキャリア信号が持つ情報までを抽出するための解析方法を考案し、実際に解析を行った結果とその妥当性を確認するための検証結果を示す。

第7章 超高速信号波形の生成・計測の実現に向けた新規デバイスの導入

第4章にて解説した光デバイスについて、それぞれを提案手法の計測システムに導入するための基礎実験として、それぞれのデバイスを用いた上での提案手法によるスペクトル計測を及び波形計測を行い、導入が可能であることを実験的に検証した。

第8章 超高速信号波形の生成・計測実験

前章までの超高速光信号波形計測の実現に向けた準備を踏まえて、実際にテラヘルツ領域の光信号波形を生成・計測可能なシステムを構築し、実験的な検証を行った。強度変調、位相変調などについて、種々のパターンを計測して原理の確認をするとともに、現状のシ

システムで実現可能な光信号速度はどの程度かなど性能に関する検証を行った。

第9章 シングルショット波形計測の実現に向けて

提案手法によるシングルショット計測の実現に関して、実現可否についての理論的考察および必要となる要素技術の導入についての実験的検証を行った。

第10章 結論

本研究の全体を総括した。

第2章

既存の高速光波形計測手法

電氣的処理で取り扱うことが出来る速度には限界があることは、周知の事実であり、これまでも高速信号の処理に関する多くの研究が行われてきた。その中で、いくつかの高速光信号観測に有効な手段が開発されてきている。高速信号処理の分野に向けて提案する新規手法はこれらの手法に対して優位性を持つものでなければならず、特に既存の方法では原理的に難しい計測に対応できることは極めて重要である。そこで、本章では既存の高速信号波形観測方法について解説し、その性能や問題点などを議論することで、提案手法が満たすべき要求はどのような部分であるのか明らかにする。

これまでに報告されてきた高速信号波形観測手法で、よく知られている主な技術には、自己相関法、周波数分解光ゲート法(FROG)、Spectral Phase Interferometry for Direct Electric-field Reconstruction (SPIDER)、光サンプリングオシロスコープ、ストリークカメラなどがあり、ここでは、上記の 5 つの手法について解説する。また、提案手法の取り扱う位相スペクトルの計測方法についても既存の手法とその課題点を解説し、これらとの比較から提案手法の目標とすべき性能をまとめる。

2.1. 自己相関法

自己相関法[18-22]は、その名の通り、自己相関という処理方法を利用して、短時間の光パルス波形などを測定するために開発されたものである。自己相関とは、ある信号とそれ自身を時間的にシフトした信号との整合がどれだけとれているかということを示す尺度であると言える。したがって、装置構成としては例えばマイケルソン干渉計のような構成で、信号光を 2 つに分岐して、一方に時間的遅延を与えた上で、非線形結晶上に集光して、光検出器により相関信号の強度を検出する。遅延時間の関数としてこれを計測することで、強度相関信号からパルス幅やパルスの形状などの情報を得る。図 2.1.に自己相関器の構成例を示す。

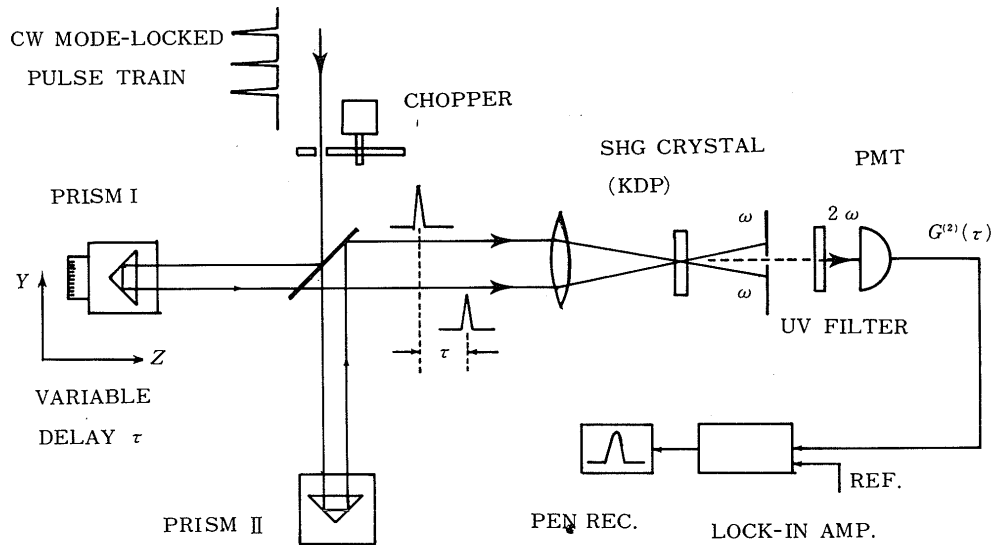


図 2.1. 自己相関器の構成例

自己相関法は簡単な構成で 10 fs オーダーの高い時間分解能が得られるため広く普及した技術である。しかし、得られる波形は遅延時間 0 に対して対称であるため、原理的に波形の非対称性を検出することはできない。したがって、得られる光波形の形状やパルス幅は、あくまで対称であると仮定したものであり、実際の形状は明確にはならない間接的な方法である。入力光のパルス幅 t_p は仮定した波形の関数によって相関波形の幅 $\Delta\tau$ との関係が異なり、それぞれ決まった換算係数により実際の光波形のパルス幅を算出することができる。たとえば、ガウシアンであれば $\Delta\tau/t_p = \sqrt{2} = 1.41$ 、ローレンツであれば $\Delta\tau/t_p = 2$ 、 sech^2 であれば $\Delta\tau/t_p = 1.55$ となる[23]。また、図 2.1 のような構成では機械的可動部が必要になること、また、可動部を除去するために遅延時間ごとに空間的に展開して、直線状に並べたセンサにより一括計測するようなものもあるが、その場合、装置構成により時間窓が限定されることが課題となる。自己相関器の最大の特長は、パルス列は通常、多少のジッタ(波形の時間的な揺らぎ)を有しているが、自分自身との相関を取ることでジッタの影響が打ち消され、ジッタの影響を受けない高い時間分解能を得ることができる点である。ただし、通信用途などでジッタの評価をしたい場合などには向かないものであると言える。

2.2. 周波数分解光ゲート法(FROG)

周波数分解光ゲート法(FROG)[24-26]は光カー効果を利用した光パルスの計測方法であり、高分解能、広帯域といった特長がある。一方で、非線形効果を用いるために感度が低く、小信号計測が難しいという欠点がある。光カー効果は光電場に誘起されて屈折率が変化する現象のことをいい、これを利用して超高速のシャッターを構成することができ光カーゲート法という手法があり、時間分解測定に用いられる。光カーゲート法はクロスニコル配

置に設置した偏光子の間にカー媒質を挟んだ構成とし、カー媒質上でゲート光と信号光を合波する。ゲート光により屈折率の異方性が誘起され、透過する信号光の偏光が回転することで、後段の偏光子を通過するようになる。ゲート光にパルスを用いれば、このパルスの到着する時間だけ信号光が透過するシャッターとして利用することができる。FROGはこの光カーゲート法を利用して、透過してきた光を分光計測することで時間分解スペクトルを検出しパルス測定を行う。FROGの装置構成を図2.2.に示す[27]。

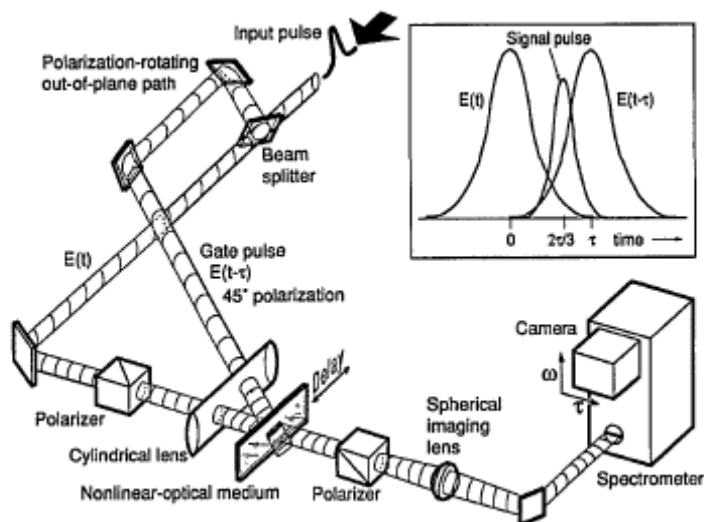


図 2.2. FROG の実験構成

FROGでは入力光を2つに分岐してその一方をゲートパルスとして用いる。分岐した光は光カーゲートとして作用するように、偏光を回転させ遅延を与えてから、カー媒質上で合波される。この測定により強度の分布を計測することができる。ただし、試料パルス自身をゲートパルスとして用いるために単一パルス波形でなければ利用が難しい。また、信号光の電場を得るためにはさらに位相の情報が必要になるが、出力信号を元にして、フーリエ変換、フーリエ逆変換を用いた繰り返し計算を行うことで位相情報を得ることができる。位相の時間変化を追跡することが可能となるため、チャープを計測するのに有効な手段でもある。

この方法はフェムト秒オーダーでパルス波形の計測が可能で、強度・位相の情報が得られる光パルス計測には非常に有効な方法である。一方で、感度が低く、位相の演算処理にも時間を要するため、シングルショットの計測、パケットパターンの計測などには有効でない方法といえる。

2.3. Spectral Phase Interferometry for Direct Electric-field Reconstruction (SPIDER)

Spectral Phase Interferometry for Direct Electric-field Reconstruction (SPIDER) [28,29]も FROG

と同様に光パルス波形の計測に優れた方法である。SPIDERの実験構成を図2.3.に示した[28]。SPIDERでは入力光が2つに分岐されて、一方は、分散媒質を通して、チャープを与えて時間的に拡大したパルスとし、もう一方は、さらに分岐して片方に遅延を与えることでパルスを2つに分離する。その後、これらを非線形結晶上に合波し、チャープパルスと2つのパルス間で和周波発生させる。ここで得られる出力を干渉させて得られる信号が出力信号となる。こうすることで、低速なデバイスで光パルスの時間的に分解された情報が周波数軸上で展開されて観測できる。

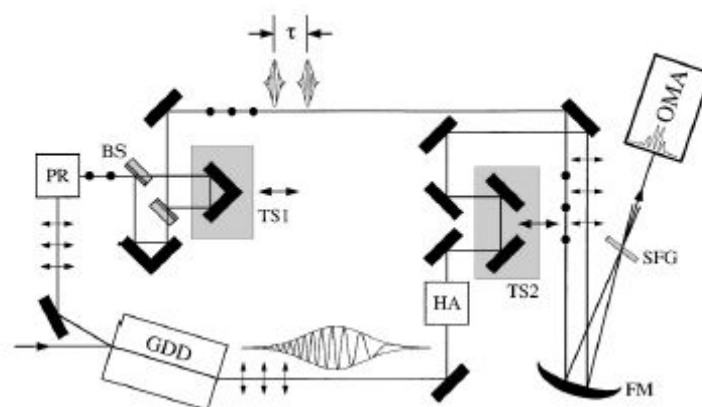


図 2.3. SPIDER の実験構成

この方法もフェムト秒の分解能が得られ光パルス計測に有効であり、また、演算により位相情報も得られるという FROG に似た特長を持っている。しかしながら、やはり FROG と同様に非線形効果を利用するために、比較的感度が低く、小信号計測やシングルショット計測、パケットパターンの計測には向かない方法である。

2.4. 光サンプリングオシロスコープ

光サンプリングオシロスコープ[30]の最大の特長はアイダイアグラムが観測できることである。アイダイアグラムは信号伝送において品質を評価するのに必要なもので、光通信分野において重要な役割を持っている。サンプリングオシロスコープの基本原理は、信号光の繰り返し周期 T_s に対して、わずかに異なる周期 $T_r = T_s + \Delta T$ でサンプリングを繰り返して行くことで、1 周期ごとに ΔT だけ異なる部分が切り出されることになり、それを組み合わせて高速な波形の計測が可能とするものである。図 2.4.に概念図を示した[31]。信号光に対して低繰り返し周期のサンプリングパルスを用い、信号光の時間的に分解した各部との相互相関強度を取得し、これにより光波形が復元される。

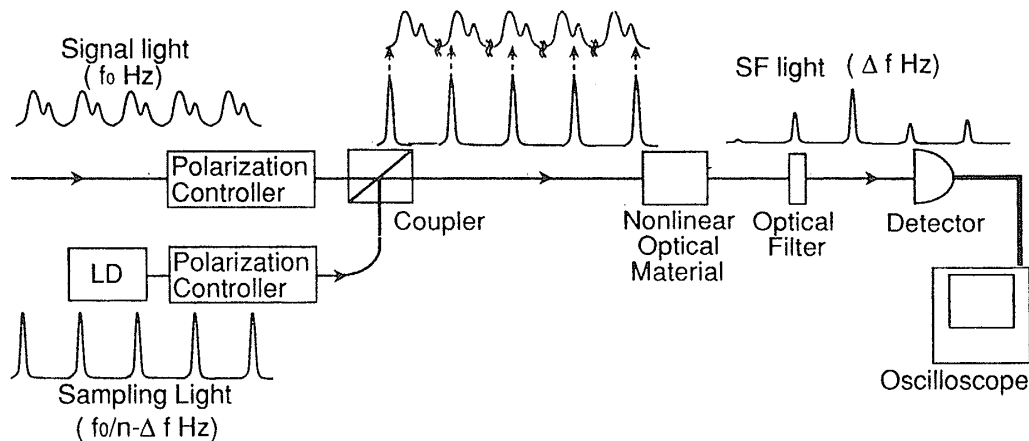


図 2.4. 光サンプリングの概念図

欠点として大きなものは、計測対照の光波形は繰り返し波形が前提となっていることである。これは波形の繰り返しを利用することにより、原理的に制限されているものであり、単一波形の計測は実現不可能である。

2.5. ストリークカメラ

ストリークカメラ[32-36]はピコ秒オーダー以上の光パルス波形を直接的で簡便に測定でき、また、時間軸・空間軸(波長軸)の光強度を同時に観測することもできるものである。さらに、光サンプリングオシロスコープなどでは繰り返し波形の平均波形を測定しているのに対し、ストリークカメラでは単一波形の観測が可能である。図 2.5.にストリークカメラの動作原理を示す[37]。時間的、空間的に少しずつずれ、強度も異なる信号光を仮定すると、まずスリットを通過した後、ストリーク管の光電面に結像される。光電面では入射光の強度に応じた電子の数で光電変換が為され、ストリーク管内を伝搬する。このとき、トリガによりちょうどよいタイミングで掃引電極に電圧を印加する。印加電圧の様子は図 2.6.に示した。これにより通過する時間の異なる電子群はそれぞれ異なる角度に偏向される。その後、増幅を経て蛍光面で光に変換されて出力される。出力光は時間的に早いものほど上に遅いものほど下にとりょうに垂直方向に時間軸の情報が展開される。一方、水平方向は入射光の水平方向の位置を反映している。また、出力光の像の明るさは入射光強度に依存する。これにより 2 軸上の強度分布を得ることができる。

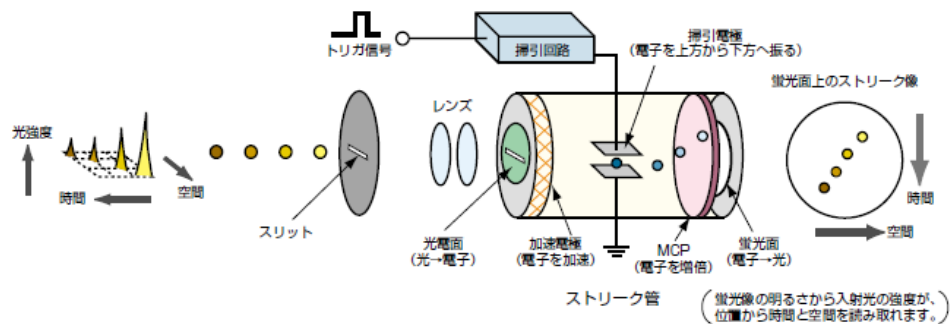


図 2.5. ストリークカメラの原理

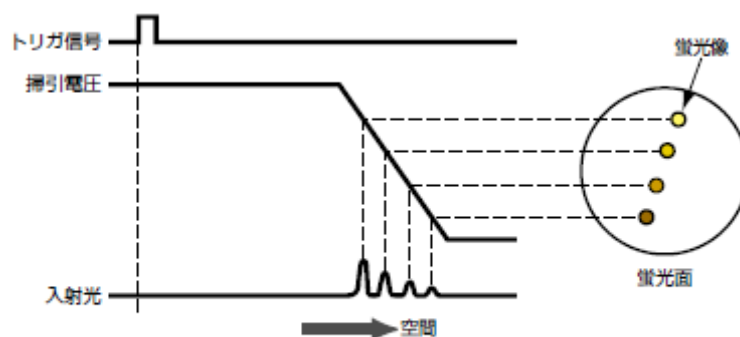


図 2.6. 電圧印加の動作タイミング

しかしながら、装置が高価であること、時間分解能がスリット幅に依存しており、物理的な限界があることや分解能を上げるには幅を小さくする必要があるため、効率が悪化すること、ダイナミックレンジが狭いことなどのいくつかの欠点もある。

2.6. 既存の位相スペクトル計測手法

高速波形の観測に有効な方法の一つが周波数領域での処理、すなわちスペクトルの計測によるものであり、これまでに位相スペクトルの計測手法も研究されてきている。例えば、変調光の干渉スペクトルを利用した方法などがある[38-42]。これは、隣接する縦モードのサイドバンドがちょうど重なるように変調し、その干渉信号から隣接モード間の位相差を検出するものである。しかしながら、位相スペクトルの計測では位相関係が途切れることなく明らかになることが重要であるが、一部のデジタル信号などでは必ずしもスペクトルが等間隔に並んでいないことがあり、そのような場合に干渉信号が得られず、位相関係がつながらなくなってしまうようなことが起こりうる。また、時間軸での繰り返し周期の短いスペクトル間隔が広い信号になっていくと、変調器や変調信号の帯域による制限からサイドバンドを重ねることができなくなることがあり、そのような場合にも計測は困難であ

る。したがって、非常に簡易で有効な方法ではあるが、信号波形の任意性という部分では不十分な方法であると言える。

2.7. まとめ

本章で解説した手法が、現在の高速光信号計測方法としてよく知られているものであり、それぞれが様々な条件において非常に有効な働きをする。一方で、それぞれに欠点となる部分も存在し、どれか一つの装置であらゆる計測に対応できるという状況ではない。下表にそれぞれの装置について性能、特徴などをまとめた。

表 1 既存手法と提案手法の性能比較

方法	応答時間	時間レンジ	感度	非対称波形	位相計測	シングルショット	長所	短所
自己相関法	10fs	100ps	△ (非線形)	×	×	△	技術確立	非対称波形計測不可能
FROG 法	数 fs	>100ps	×	○	○ (時間軸)	×	強度・位相の同時評価	光パケット計測不可能
SPIDER 法	数 fs	>100ps	×	○	○ (周波数軸)	×	強度・位相の同時評価	光パケット計測不可能
光サンプリングオシロスコープ	10ps	>100ns	×	○	×	×	非対称波形を観測可能	シングルショット計測不可能
ストリークカメラ	200fs	>1ns	○	○	×	○	空間情報を取得可能	位相情報が得られない
【本提案】 振幅・位相計測	数 fs	>20ns	○	○	○	○	デバイス速度に制限受けない。	開発中

表から読み取れることを総合すると、光パルス、パケットパターンなど種々の任意波形の計測に一つの装置で対応するのが難しいこと、高感度、高時間分解能や広いダイナミックレンジといった特性を兼ね備えるのが難しいことなどが現状であると考えられる。また、比較的高価な装置となるものも少なくない。さらに、高速光信号の位相情報を直接的に読み取る方法がないということにも注目したい。

これらの状況を踏まえて、本研究においては、新規の高速光信号処理方法を確立するにあたり、任意の高速光波形を観測できる方法であり、かつ光波形計測に十分に適切な感度、分解能、ダイナミックレンジを得ることができる手法を実現することを目指してシステムの提案・開発を行った。また、その実現のための方法として、新たに位相スペクトルの計測手法を提案して取り入れることで、これまでの手法では得ることのできない情報まで計

測できる有効な方法となるよう試みた。次章以降に本研究の具体的な内容について詳述していくが、はじめに次章にて我々の提案している新規の位相計測手法について述べることにする。

第3章

二波長同時ヘテロダイン検波法の現状と新規手法の 必要性

本研究室での先行研究において、デバイスの応答速度に捉われない波形計測のための新たなスペクトル計測技術として、二波長同時ヘテロダイン検波法という計測手法を提案し、その動作を実証してきた[43]。しかしながら、二波長同時ヘテロダイン検波法には目標とする任意の超高速光信号波形の観測を実現するために、いくつかの原理的な課題が存在する。本章では、二波長同時ヘテロダイン検波法について、原理、課題を解説することで、本研究において改良した新たな手法に発展させていく方向性を明らかにする。

3.1. 二波長同時ヘテロダイン検波法

本研究において新規の高速光信号処理方法としての要求を、任意の高速光波形を観測可能、高感度、高分解能、広ダイナミックレンジを実現し得る手法と設定した。これを実現するために提案している手法が二波長同時ヘテロダイン検波法である。二波長同時ヘテロダイン検波法は2つの周波数成分間の位相差(相対位相と呼ぶ)を計測することができる手法であり、スペクトル計測により低速デバイスでの高速信号波形観測を実現するための要素技術として新たに提案しているものである。本手法の計測原理について以下に解説する。

本手法においてはヘテロダイン検波という手法を取り入れている。ヘテロダイン検波とは周波数の異なる光の干渉を用いた方法であり、発生した2つの光の周波数差で振動するうなり(ビート)を利用する。計測の分解能は周波数差に依存し、参照光に周波数可変の光源を用いることで、周波数の設定分解能レベルで容易に設定することができ、高精度での分光計測が実現できる。また、ヘテロダイン検波で生じるビート信号の振幅は干渉させる2つの光の振幅に比例する。2つの光の一方を計測対照の光、もう一方を参照用の光と考えると、計測対照が微弱な場合でも強い参照光を用いれば観測が可能となるため、感度に優れた方法といえ、この方法を用いることでMHzの分解能を有する分光技術が実現できることが示されている[44,45]。したがって、ヘテロダイン検波を利用した計測技術を確立することで高感度かつ高分解能を得ることが可能になると考えられる。

計測対照のスペクトルを信号光、計測を行うために用意する対となるスペクトルを参照光とする。周波数軸上における信号光および参照光は図3.1のような位置関係となっていることとする。ここで、本手法における重要な点として、計測に用いる信号光スペクトル2本、参照光スペクトル2本のそれぞれの周波数間隔は Δf で同期したものであるということ

がある。この条件を確保しておくことが計測において重要な意味を持つ。

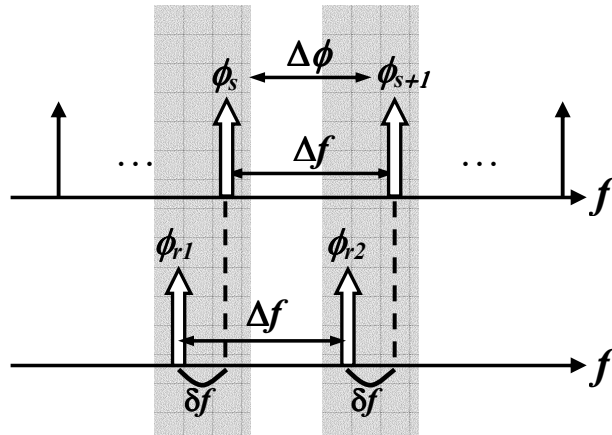


図 3.1. 二波長同時ヘテロダイン検波法の信号・参照光スペクトル

図 3.1. に示した信号光・参照光は図 3.2. の二波長同時ヘテロダイン検波システムに入力して、信号光の相対位相が計測される。計測システムはフォトダイオード(PD)、ローパスフィルタ(LPF)、パワースプリッター、フリクシーミキサー、直流電圧計から構成されている。

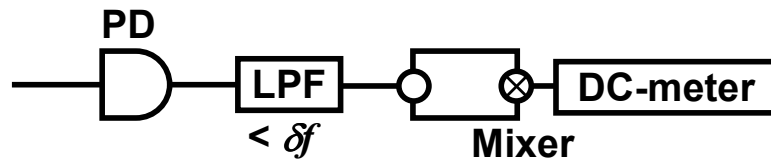


図 3.2. 二波長同時ヘテロダイン検波システム

このシステムの動作は、まず信号光と参照光を合波して、PD に入力してヘテロダイン検波を行う。その結果、生じるビート信号のうち、周波数 δf の成分のみを LPF により抽出する。抽出した信号には同一の周波数で位相の異なる 2 つの信号が含まれている。この同一信号路上の 2 つの信号を乗算処理するため、一度分岐させた上で、ミキサーで乗算する。そこで得られる信号のうち、直流成分のみを検出することで、相対位相を計測することができる。この計測過程における位相検出までの信号変化のプロセスを数式で記述する。まず、信号光の 2 本の隣接モードの電界を $e_s(t)$ 、 $e_{s+1}(t)$ 、参照光の 2 本の隣接モードの電界を $e_{r1}(t)$ 、 $e_{r2}(t)$ とし、信号光、参照光の信号路の光学長を L_s 、 L_r 、屈折率を n_s 、 n_r とする。

$$e_s(t) = a_s \exp \left[j \left\{ \left(t - \frac{n_s L_s}{c} \right) 2\pi f_s + \phi_s \right\} \right] \quad (1)$$

$$e_{s+1}(t) = a_{s+1} \exp \left[j \left\{ \left(t - \frac{n_{s+1} L_s}{c} \right) 2\pi f_{s+1} + \phi_{s+1} \right\} \right] \quad (2)$$

$$e_{r1}(t) = a_{r1} \exp \left[j \left\{ \left(t - \frac{n_{r1} L_r}{c} \right) 2\pi f_{r1} + \phi_{r1} \right\} \right] \quad (3)$$

$$e_{r2}(t) = a_{r2} \exp \left[j \left\{ \left(t - \frac{n_{r2} L_r}{c} \right) 2\pi f_{r2} + \phi_{r2} \right\} \right] \quad (4)$$

これら 4 つの成分を用いて計測を行う。信号光と参照光を合波して、PD でヘテロダイン検波することで出力される RF 信号 $V_{RF}(t)$ は、

$$V_{RF}(t) = a_s^2 + a_{s+1}^2 + a_{r1}^2 + a_{r2}^2$$

$$\Delta f \longrightarrow \begin{cases} + 2a_s a_{s+1} \cos \left[2\pi \Delta f t + (\phi_{s+1} - \phi_s) + \frac{2\pi(n_{s+1} f_{s+1} - n_s f_s)}{c} L_s \right] \\ + 2a_{r1} a_{r2} \cos \left[2\pi \Delta f t + (\phi_{r2} - \phi_{r1}) + \frac{2\pi(n_{r2} f_{r2} - n_{r1} f_{r1})}{c} L_r \right] \end{cases}$$

$$\Delta f - \delta f \longrightarrow + 2a_s a_{r2} \cos \left[2\pi(\Delta f - \delta f)t + (\phi_{r2} - \phi_s) + \frac{2\pi}{c} \{n_{r2} f_{r2} L_r - n_s f_s L_s\} \right]$$

$$\Delta f + \delta f \longrightarrow + 2a_{s+1} a_{r1} \cos \left[2\pi(\Delta f + \delta f)t + (\phi_{s+1} - \phi_{r1}) + \frac{2\pi}{c} \{n_{s+1} f_{s+1} L_s - n_{r1} f_{r1} L_r\} \right]$$

$$\delta f \longrightarrow \begin{cases} + 2a_s a_{r1} \cos \left[2\pi \delta f t + (\phi_s - \phi_{r1}) + \frac{2\pi}{c} \{n_s f_s L_s - n_{r1} f_{r1} L_r\} \right] \\ + 2a_{s+1} a_{r2} \cos \left[2\pi \delta f t + (\phi_{s+1} - \phi_{r2}) + \frac{2\pi}{c} \{n_{s+1} f_{s+1} L_s - n_{r2} f_{r2} L_r\} \right] \end{cases} \quad (5)$$

と記述される。生成される周波数成分は、周波数の低い順に DC、 δf 、 $\Delta f - \delta f$ 、 $\Delta f + \delta f$ 、 Δf の 5 種類に分類される。このうち、周波数 δf の成分以外は不要な信号であるため、ローパスフィルタにより δf 以下の低周波成分のみを取り出し、DC-block で直流成分を除去する。抽出された周波数 δf の信号を一度分割した上で乗算処理する。その結果として得られる信号 $V'_{RF}(t)$ は次式のようにになる。

$$\begin{aligned}
V'_{RF}(t) = & a_s^2 a_{r1}^2 + a_{s+1}^2 a_{r2}^2 \\
& + 2a_s a_{s+1} a_{r1} a_{r2} \cos \left[(\phi_{s+1} - \phi_s) + (\phi_{r2} - \phi_{r1}) + \frac{2\pi}{c} \{ (n_{s+1} f_{s+1} - n_s f_s) L_s - (n_{r2} f_{r2} - n_{r1} f_{r1}) L_r \} \right] \\
& + a_s^2 a_{r1}^2 \cos \left[4\pi \delta f t + 2(\phi_s - \phi_{r1}) + \frac{4\pi}{c} \{ n_s f_s L_s - n_{r1} f_{r1} L_r \} \right] \\
& + a_{s+1}^2 a_{r2}^2 \cos \left[4\pi \delta f t + 2(\phi_{s+1} - \phi_{r2}) + \frac{4\pi}{c} \{ n_{s+1} f_{s+1} L_s - n_{r2} f_{r2} L_r \} \right] \\
& + 2a_s a_{s+1} a_{r1} a_{r2} \cos \left[4\pi \delta f t + (\phi_{s+1} + \phi_s) + (\phi_{r2} + \phi_{r1}) + \frac{2\pi}{c} \{ (n_{s+1} f_{s+1} + n_s f_s) L_s - (n_{r2} f_{r2} + n_{r1} f_{r1}) L_r \} \right] \quad (6)
\end{aligned}$$

式(6)から DC 成分として、

位相 $(\phi_{s+1} - \phi_s) + (\phi_{r2} - \phi_{r1}) + \frac{2\pi}{c} \{ (n_{s+1} f_{s+1} - n_s f_s) L_s - (n_{r2} f_{r2} - n_{r1} f_{r1}) L_r \}$ を持つ信号が得られる。この位相における $(\phi_{r2} - \phi_{r1}) + \frac{2\pi}{c} \{ (n_{s+1} f_{s+1} - n_s f_s) L_s - (n_{r2} f_{r2} - n_{r1} f_{r1}) L_r \}$ の部分は実験系の信号路および周波数間隔などの実験条件によって決まる一定の値となる。また、オフセット値 $a_s^2 a_{r1}^2 + a_{s+1}^2 a_{r2}^2$ と、 \cos 関数の振幅部分は、信号強度によって決まる一定値である。

したがって、DC 成分は信号光の相対位相 $\Delta\phi = \phi_{s+1} - \phi_s$ のみに依存した値をとる。すなわち、DC 成分の値と相対位相が直接的な関係となり、DC 電圧の計測から相対位相情報が得られる。ここで、信号処理のポイントとなるのが、2つのビート信号の周波数が一致した δf であることで、周波数成分が打ち消されるということである。これに関して、信号光と参照光の周波数間隔が同期してあることで、仮に光源の周波数が揺らいでも発生する2つのビート信号の周波数は同様に変化するのみで計測に影響することはなく、安定して結果を得ることができる。ただし、信号光と参照光が同一周波数 ($\delta f = 0$) となることや参照光が信号光のちょうど中間の周波数 ($\delta f = \Delta f/2$) になることを避ける必要があるため、ある程度の周波数安定性は必要となる。具体的には設定した信号光と参照光の周波数差 δf を超えない程度の周波数安定性があれば十分であり、また δf の値も実験条件に合わせて設定できるため、大きな問題となることは少ない。

時間波形の復元には位相に加えて、振幅スペクトルも必要となる。ここでは二波長同時ヘテロダイン検波法と組み合わせて用いるのに有効な振幅スペクトルの計測方法の原理についても述べておく。振幅スペクトル計測方法の概要を図 3.3 に示す。

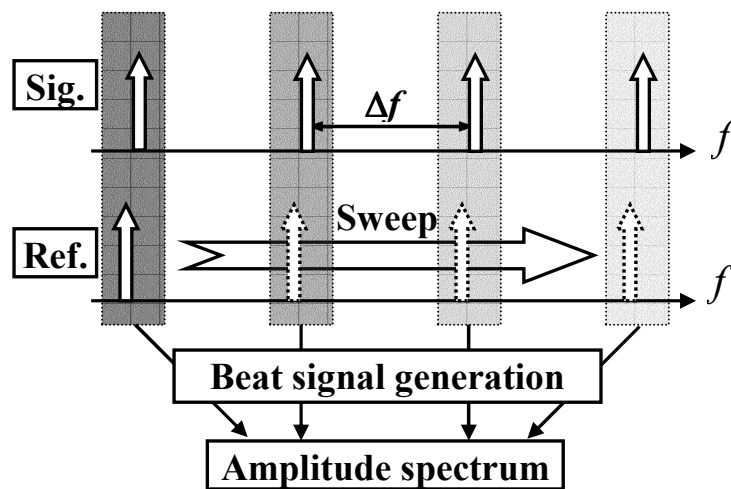


図 3.3. 振幅スペクトル計測方法の概要

たとえば式(2)、(4)の電界によるヘテロダイン検波によって生じる周波数 δf のビート信号は式(5)の最終項に与えられている。この式から明らかにビート信号の振幅(または強度)はビート信号の発生に寄与した電界の振幅に比例することがわかる。したがって、ビート信号の振幅(または強度)を計測することで元のスペクトルの振幅情報が得られる。そこで、信号光と周波数を少しずらした参照光を合波し、ヘテロダイン検波することで生じるビート信号の強度を計測することで振幅の計測を行う。参照光の発振周波数を信号光の周波数間隔ごとに掃引していき、計測帯域内の全てのスペクトルに対し計測を行っていく。このとき参照光の強度を一定とすることで、各周波数成分の相対的な振幅が明らかになる。振幅スペクトルの計測には光スペクトラムアナライザという非常に有力な手段があるが、それに対するこの方法の利点は、ヘテロダイン検波を用いているため、位相計測と同様のシステムセットアップで計測が行えること、また、分解能が光スペアナの GHz オーダーに対し kHz ~ MHz オーダー程度までと高く、繰り返し周期の長い波形に対し有効であることである。

以上の方法を用いて、振幅・位相スペクトルの計測を行った後には、時間波形を計算上で合成して観測することができる。電界の時間波形は各周波数成分の重ね合わせであり、次式の波動関数で表される。

$$E(t) = \sum_n a_n \exp\{-j(2\pi f_n t + \phi_n)\} \quad (7)$$

したがって、計測によって得られる縦モード周波数 f_n 毎の振幅/位相スペクトルを式(7)により重ね合わせ、電界の時間波形を合成することができる。

本研究室における先行研究では、実際にこの原理を用いて、光信号波形の計測の実証を進めてきており、デバイスの応答速度を超える速度の強度変調信号、位相変調信号などの検出に成功している[46]。しかしながら、テラヘルツ領域の高速信号の計測の実証までは至

っておらず、実現のためにはいくつかの課題が存在しているのが現状である。この課題点について次節に列挙し、それらの解決法について解説する。

3.2. 二波長同時ヘテロダイン検波法の課題

3.2.1. 計測時間の限界

二波長同時ヘテロダイン検波法の基本的な動作としては、前節に示した通り、ある 2 つの周波数成分間の相対位相を計測するというのみである。一方で、時間波形の観測を行うためには、振幅スペクトルおよび位相スペクトルの情報が必要となる。つまり、ある周波数帯域にわたる振幅と位相の計測であり、波形計測においては二波長ヘテロダイン検波法による位相計測を、当該の周波数帯域で参照光を掃引しながら繰り返し行う必要がある。したがって、単純計算をしても、一回の位相計測にかかる時間が計測回数分、さらに参照光を掃引するための時間を合わせた時間だけの計測時間がかかることになる。そのため、短時間に変化していく高速信号をシングルショットで捉えるような計測を実現することは非常に困難である。また、計測帯域をカバーできる波長可変光源が必要となることから、計測する周波数帯域が広くなればなるほど、すなわち、計測する波形が高速になればなるほど、高性能の光源が必要となりコストが増大することも考えられる。加えて、計測に時間がかかることによる外乱の影響など時間的不安定性が生じる可能性があることやそもそも波長掃引のように実験中に稼働部が含まれること自体が計測の不安定性に繋がる可能性も否定できない。

この問題に対応するために有効と考えられる手段として、参照光の広帯域化をすることによる複数の測定点での並列計測を行うことが挙げられる。計測したい周波数帯域をカバーできる広帯域のスペクトルを持つ参照光を利用し、すべての計測を並列に一括処理することができれば波長掃引をする必要もなく、一回分の計測時間で信号波形観測に必要な位相情報を得ることができ、計測時間を大幅に短縮することが可能になると考えられる。

3.2.2. 計測波形の高速化限界

高速な信号波形の中にも強度や位相などの変化は非常に短時間であるがその繰り返し周期は長いというものや変化も繰り返し周期も短い時間に起こるものも存在する。スペクトルで考えると、前者は広帯域に周波数間隔の狭い多数のピークが並び、後者は同様の帯域で周波数間隔が広くピーク本数も比較的少ない。これに二波長ヘテロダイン検波法を適用することを考えると、前者の特徴を持つ場合は、前項にて論じたように計測時間などの問題があるが、計測すること自体は不可能ではない。一方で、後者の特徴を持つ場合、ある程度周波数間隔が広がると計測自体が行えないという事態が起こり得る。これは参照光の発生方法に起因したもので、二波長同時ヘテロダイン検波法では、参照光を強度変調器の 2 通倍駆動により発生する 1 対のサイドバンドとしていた。ここで、強度変調器を駆動しているのは電気信号であり、当然、電氣的処理速度の制限を受ける。したがって、参照

光の周波数間隔は電子回路の限界と言われる 100 GHz 程度が最大となり、それ以上の周波数間隔を持つ信号(繰り返し周期 10 ps 以下)では位相計測を行うことができない。また、高速信号に限った話ではないが、計測する信号波形がデジタル信号などの場合では信号のパターンによって、計測対照のスペクトルが必ずしも等間隔に並ぶとは限らない。あるいは、計測システムの感度は有限であるため、計測範囲を超えて強度の低いピークは、波形に対する影響も極めて小さいという前提で、計測から省くことになり、そのような点が含まれる場合にも等間隔のスペクトル列ではなくなる。そういった場合に、二波長同時ヘテロダイン検波法では、即座に参照光の周波数間隔を変更することができないため、参照光発生段階からのプロセスを繰り返す、または使用する装置自体を取り替える必要が生じるかもしれない。

こういった点は、参照光の周波数間隔の設定自由度が低いことが問題であり、通常の変調器を利用する提案手法の一つの限界と言える。この問題についても、やはり広帯域の参照光を利用することが、改善するために有効な手段であると考えられる。また、それと合わせて、必要な周波数成分を選択的に抽出してくる技術が重要になる。

一方で、高速波形計測実験における計測対照の信号波形であるが、これも通常、強度あるいは位相変調器を用い、電気信号(例えばデジタル信号)を入力して信号光を変調することで生成する。したがって、電気信号の速度が電子回路の遮断周波数により制限されており、せいぜい 100 GHz の信号しか発生することができない。そのため、計測対照となる波形を電気信号で生成して、それを用いて直接的に変調する方式ではテラヘルツ領域の計測を実証するには不十分である。これは、本計測システムの実証段階のみならず、実用上でも問題となっていることで、世間での需要に足る高速信号発生技術は未だ確立されていない。

そういった状況で、この問題を解決するためには、参照光と同様に広帯域の光源を利用することがまず必要となる。通常の変調器駆動では生じる光の帯域は THz に満たない。信号光の周波数帯域は信号速度を決める重要な要素であり、そもそも十分な周波数帯域を持つ光が発生していなければ、テラヘルツ領域の信号を生成することはできない。これが広帯域光源を利用すべき理由である。また、参照光の場合とは異なり、帯域だけが確保されれば良いわけではなく、信号波形として任意のパターンを形成できなくてはならない。そのために、発生した広帯域のスペクトルを自由に制御できる技術が必要となってくる。

3.3. まとめ

以上、本章で解説したものが、二波長同時ヘテロダイン検波法の原理および課題である。高速光信号波形の観測を目的として開発した手法でありながら、高速光信号波形の観測に実用するのが困難であるという状況であるのが現状である。そのため、先行研究における研究成果では計測原理の確認にとどまっており、実際にテラヘルツ領域にいたる高速信号の計測を実証するまでには至っていなかった。しかしながら、計測システムの開発研究としてはやはり、実用可能なシステムの構築と実証が目的となるため、二波長同時ヘテロダ

イン検波法に不足する技術を取り入れ、システムを改良した新手法を開発していく必要がある。具体的な改善点として挙げられたのが、広帯域光の発生技術、波長選択抽出、スペクトル制御技術の 3 つの技術を利用することであり、本研究においては、これらの技術を導入する基礎実験からスタートし、新たな計測システムの構築を行っていく。

第4章

主要デバイス

前章にて示した、二波長同時ヘテロダイン検波法の抱えている問題、原理的な限界についてはそれを解消し、目標としている超高速光信号波形生成・計測システムを実現していかなければならない。そのためには、現在の計測システムに新たにいくつかの光デバイスを導入する必要がある。主に必要となる機能としては、広帯域の光源、波長選択のためのフィルタ、スペクトル制御用デバイスの3つであり、具体的には、光周波数コム、アレイ導波路格子、光シンセサイザによってそれぞれの機能を与える。本章では、これら3つの新たに導入する主要な光デバイスに関して、その原理・特性などを解説する。

4.1. 光周波数コム

はじめに、広帯域光源として、参照光および高速信号発生のための信号種光源に利用するために、光周波数コムと呼ばれる等間隔に櫛状のピークを持つスペクトルを有する光を提案手法に導入する。本節では、本研究において使用した共振器型光周波数コム発生器の構成や光周波数コムの持つ特性、提案手法への適用性、有効性などについて説明する。

4.1.1. 光周波数コムの特徴

光周波数コム[47]について、提案手法に導入するにあたり、注目すべき特徴は、広帯域にわたる離散的で等間隔なスペクトルを持つということである。また、比較的容易に広帯域光を発生でき、かつ中心周波数の設定に自由度があるという点も有意義である。広帯域光源としては、他にも、白色光源であったりスーパーコンティニューム光[48,49]や変調器の大電力駆動[50]であったりといったものもある。しかしながら、提案手法による計測においては、連続スペクトルではなく離散的なスペクトル、特に等間隔のスペクトル列が要求されることやできる限り安価で簡易な装置構成で実現するというのを考えた場合、他の手法に比べて、光周波数コム発生器というものが適していると考えた。また、後述する2つのデバイス、アレイ導波路格子と光シンセサイザという主に光通信用デバイスとして用いられているこれらとの組み合わせに非常に適した光源であるという点も重要な意味を持っている。以上の観点から、本研究における広帯域の光源としては光周波数コムを採用することとした。

4.1.2. 光周波数コム発生器

本項では光周波数コムの発生方法について説明する。図 4.1.に実験で使用した共振器型光周波数コム発生器の構造を示した[51]。また、入出力光のスペクトルの例を実際に駆動させて光スペクトラムアナライザによる観測した結果により示した。コム発生器内部には位相変調器が設置されており、これを通常の変調器を用いる場合と同様に Radio Frequency(RF)信号を入力して駆動する。このとき、入力する RF 信号の周波数 f_m で出力される光コムピークの周波数間隔が決定される。位相変調器の両端にはミラーが設置されていて共振器構造を形成している。これにより、位相変調器を含む光路を複数回通過することで、変調のサイドバンドが連鎖的に発生し、広帯域のスペクトルを持つ光が生成される。共振器構造をしているため、透過するスペクトルはその特性に従う限られた周波数となる。そのため、適切に共振特性と RF 信号周波数を合わせる必要があり、ずれが生じると特に高次の光において出力されなくなる現象が起こる。こういった点に対応できるように、コム発生器には共振器長を調整するための温度調整機能が付いているものもあり、また、外部からは RF 信号周波数と DC オフセット電圧値、種光源の周波数といったもので微調整を行うことができる。図 4.1.中に示したように、レーザーの出力である単一周波数の光を基にして、外形としては三角形の強度分布を持つ広帯域の光が得られる。また、拡大して中身を見ると、RF 信号周波数の間隔に並ぶピークが観測できる。

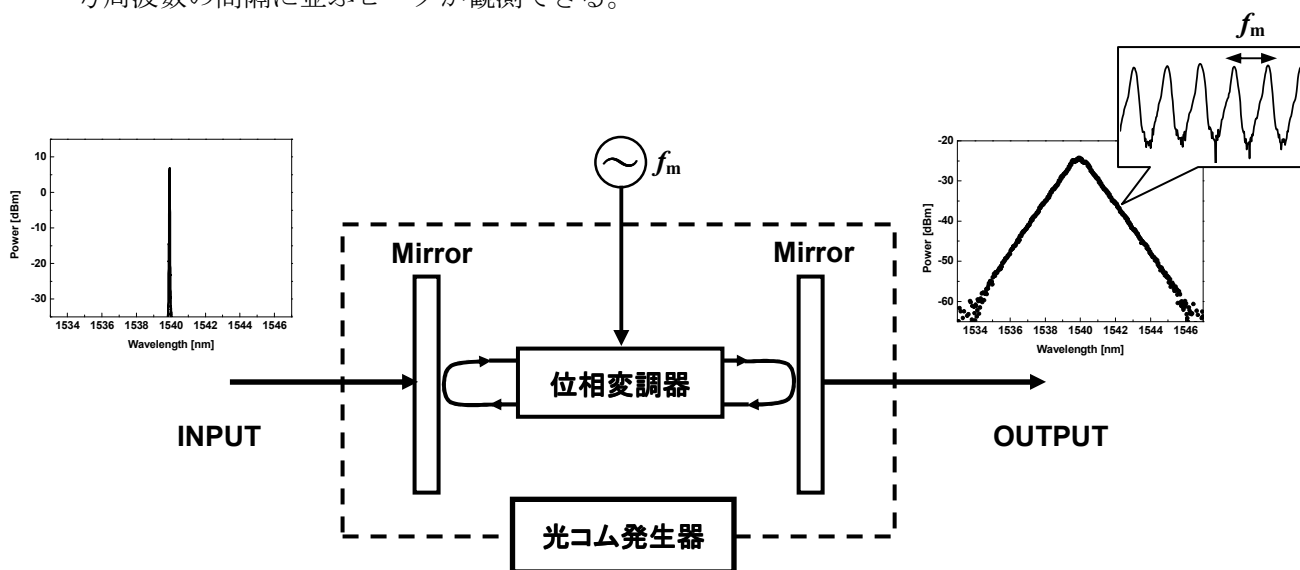


図 4.1. 光周波数コム発生器の構成と入出力光のスペクトル

4.2. アレイ導波路格子(AWG)

2 つめのデバイスは波長選択を行うためのアレイ導波路格子(AWG)である。二波長同時ヘテロダイン検波法による計測に広帯域の参照光を用いる場合、ヘテロダイン検波により計測したい 2 つの周波数からのみでなく、多数のピークから周波数 \mathcal{f} のビート信号が発生し、それらが混在して干渉する結果となり正しい出力が得られなくなる。これを避けるために、

適切な周波数成分を抽出するフィルタリング技術が必要不可欠である。そこで、分光素子である AWG を利用して周波数成分ごとに空間的に分離する方法をとる。また、AWG は光通信デバイスとして開発されたもので、計測システムに組み込むことが容易であることや出力の並列性にも優れており、光信号波形計測の高速処理を実現する上でも重要な意味を持っている。

4.2.1. 原理

図 4.2 に一般的な AWG の構造を示した[52]。基板上に入出力導波路、入出力側それぞれにスラブ導波路があり、その間をアレイ導波路で接続されている。入力導波路に入射された様々な波長成分を含んだ光は、スラブ導波路により分岐されて、導波路アレイの各導波路に入射して伝搬していく。その後、出力側のスラブ導波路で干渉されて出力される。導波路アレイを構成する導波路はそれぞれの導波路長が一定の長さで少しずつ異なっている。隣接する導波路は周期 d で設置されているとし、その光路差を ΔL とすると、ある出射方向(出射角 θ)での隣接する導波路との位相差は $nd\sin\theta + n\Delta L$ となる。 n は導波路の屈折率である。干渉により強めあう条件は位相差が波長の整数倍のときであるから、

$$nd\sin\theta + n\Delta L = m\lambda \quad (8)$$

ここで m は回折次数、 λ は波長である。この条件により、波長成分によってそれぞれ異なる角度 θ の方向で強めあい、それ以外の角度では弱めあう。したがって、波長成分ごとに空間的に分離した出力を得ることができる。基本的には回折格子と同様の機能を持つものであるが、導波路内で処理が完結しており、システムに組み込みやすいことや波長分解能などを光路長の設計により決めることができ、計測システムに適した条件に設計する自由度が高いことが特徴である。また、カラーレス AWG という透過バンドを複数持つものもあり、この特性が超高速光信号波形計測において重要な役割を果たす。これに関しては、後述する実験の項にて詳しく説明することにする。

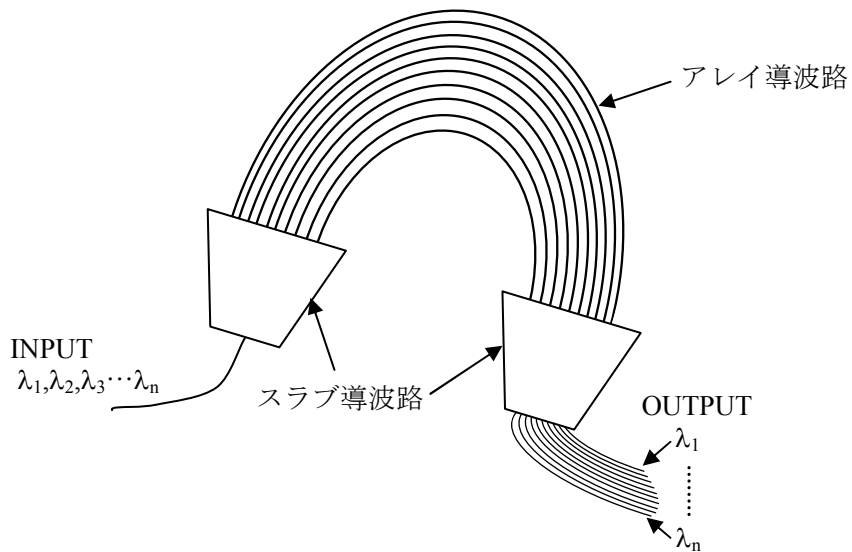


図 4.2. AWG の構造

4.2.2. 特性

AWG の透過特性は光路長で決まる分解能(チャンネル間隔)で等間隔に並ぶ透過スペクトルで透過バンドを形成している。実際に、計測に利用する AWG の透過特性を光スペクトラムアナライザで観測した結果を図 4.3.に示す。

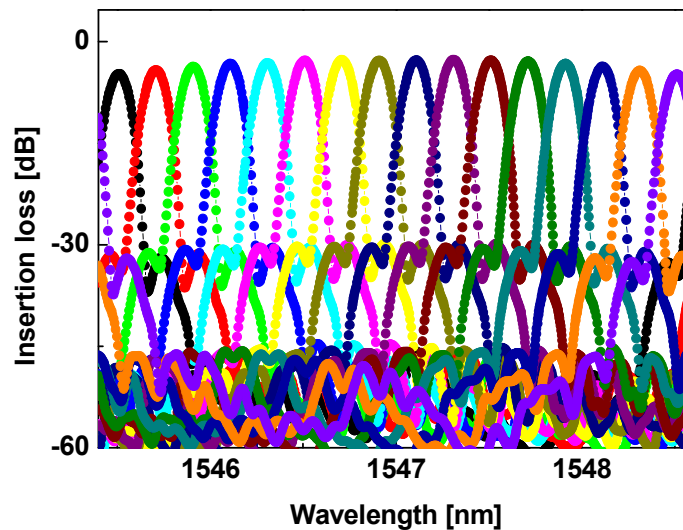


図 4.3. AWG の透過特性

ここで、用いた AWG はチャンネル間隔 25 GHz、チャンネル数 16 のもので、図 4.3.に示すように、各チャンネルの透過スペクトルのピークの間隔がチャンネル間隔の 25 GHz(約 0.2 nm)となるチャンネル数分の透過スペクトルが連なった透過バンドとなることが確認できる。また、クロストークと呼ばれる隣接およびその他チャンネルの周波数成分の透過光、すなわち、当該チャンネルにおいて所望しない周波数成分、との強度比は約 30 dB が得られている。この強

度比は計測に不要な周波数成分が出力に影響することなく二波長同時ヘテロダイン検波法による計測を行う条件に十分な値である。

4.3. 光シンセサイザ

最後に 3 つめのデバイスはスペクトル制御を行うための光シンセサイザ[53-56]である。これを提案手法の計測システムに導入して、新たな機能として高速光信号の生成を実現する。光シンセサイザによる波形生成はすでに確立された技術であるが、その調整方法には困難な部分があった。具体的には、本来は目標とするスペクトルになるようスペクトルをモニターしながら、調整を行っていく方法が望ましく、実際に振幅スペクトルについては、光スペアナを用いて容易に行うことができる。しかしながら、位相スペクトルの場合は、状況が異なり、直接スペクトルの位相を読み取る方法が確立されておらず、スペクトルをモニターしながらの調整は難しい。そのため、従来は出力される信号波形を観測しながら、ランダムに制御し、所望の信号波形との比較によりフィードバックして、遺伝的アルゴリズムを用いて、所望の信号波形に近づけていく手法がとられてきた[57]。この方法の問題点は、一度調整すれば、同一条件下において波形の再現は可能になるものの、所望の信号波形を得るまでに時間がかかること、あるいは出力される信号波形を観測する装置が必要であり、観測が難しい超高速光信号への適用が困難であること、などがある。そこで、この位相スペクトルの調整において、直接位相スペクトルを計測することが可能な二波長同時ヘテロダイン検波法を組み合わせることで、波形生成のプロセスを容易に行うことができるようになると考えられる。このことから、提案手法のシステムに光シンセサイザを組み込むことで、従来法に対し優位性のある光信号波形生成・計測システムを構築することが可能になると考え、光シンセサイザを導入することとした。

そもそも、光シンセサイザが提案された背景としては、特に光通信分野における超高速光通信による大容量通信の必要性が高まったことがあり、その実現へ向けて、近い将来直面すると考えられる電氣的処理の限界を克服し、高度情報通信ネットワーク社会の構築を目指すために開発されてきた技術である。現在の波形発生には主に電気信号を用いた変調などが用いられているが、デバイスの応答速度からテラヘルツ領域の信号を取り扱うことは非常に困難であると言える。そのような高速信号の取り扱いに有効なのが光信号を光のまま高速処理する時空間変換光信号処理技術であり、この技術を応用して光通信分野に利用する目的で開発されたのが光パルスシンセサイザである。

時空間変換処理技術[16,17]は、異なる周波数成分を空間的に分離し、それぞれを並行して処理することで高速光信号処理を実現するものである。時空間変換技術のはじまりとしては図 4.4.に示すような空間系の構成で、回折格子により空間的に分岐した光を適当な透過率分布、位相分布を持つフィルタに通すことで強度、位相を一括に制御して、再度、回折格子を用いて合波することで光信号の制御を行うものであった。この方法により、特に高速なデバイスを使用することなく高速な光信号の制御を可能としている。

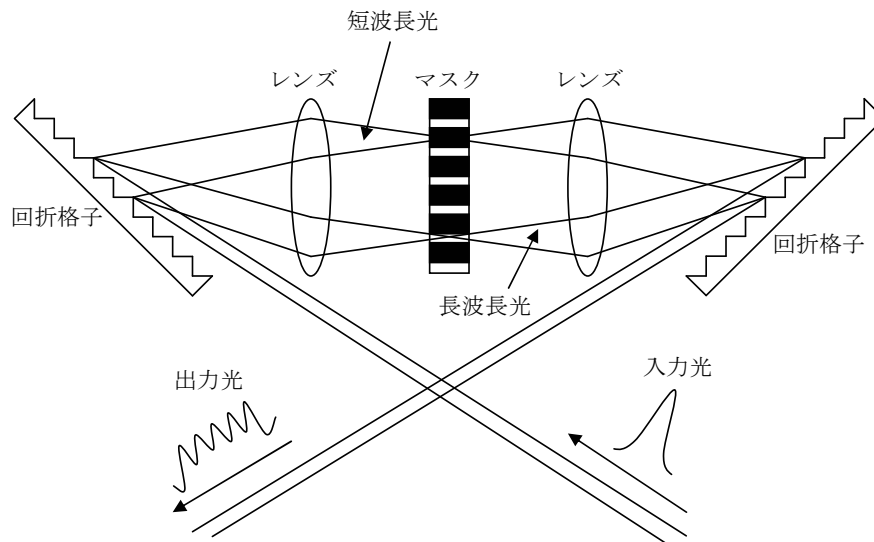


図 4.4. 時空間変換の原理による装置構成

光シンセサイザの基本原理は、これと全く同じ処理を導波路上で再現したものとなっている。従来の時空間変換処理では回折格子を用いるため、短光パルスのような非常に広い周波数帯域を持つ信号に対してはサイズを大きくしなければならないことや高安定性が要求されることから空間光学系の利用が望ましくないということが考えられた。さらには、光通信分野への応用を視野に入れて回折格子の代わりに AWG を利用した導波路ベースの時空間変換光信号処理が提案された[58]。これに加えて、任意の波形制御のための変調器や入出力に共通の AWG を利用することなど改良が為され、開発されたのが光シンセサイザである[59]。具体的な光シンセサイザ内部の構成については次項に説明する。

4.3.1. 光シンセサイザの構成

図 4.5. に光シンセサイザの原理的な構成と光シンセサイザ内を伝搬し、スペクトル制御されていく過程の概念図を示した。光シンセサイザでは回折格子の代わりに AWG、フィルタの代わりに強度・位相変調器が AWG の各出力ポートに接続されている。この構成で、従来の時空間変換技術と同様の処理が実現できるだけでなく、全体が基板上に集積化され、コンパクトでかつ高安定性が得られること、また、変調器を利用したことで強度と位相の制御の自由度が高くなり、任意の波形生成を行うことができるようになったことなどの利点を得ることができる[60-65]。光シンセサイザ内の強度・位相変調器の制御は外部から電流を印加することで行う。強度・位相変調器の一つ一つを独立して電流制御することができ、任意のスペクトル制御により、任意の光波形を生成することができる。実際に使用する光シンセサイザの構造は図 4.6. のように変調器通過後にミラーで反射され、元の入力ポートから出力される。これは AWG の特性を完全に同じにすることはできないことから入出力の AWG の特性の差異による影響を除去する意味と、変調器を往復で 2 回通過させることで変

調の効果を増幅する意味がある。光シンセサイザにおける強度・位相の変調は、印加される電流により誘起される熱光学効果を利用して実現される。強度変調部はマッハ-ツェンダ一型に形成された導波路で構成しており、一方の光路のみに電流を印加して熱光学効果を誘起し、屈折率変化を起こして通過光の位相を変化させる。これにより、合波されたときの位相関係によって強度の減衰が生じるようになる。一方、位相変調については単一の光路で同様に熱光学効果による屈折率変化を与えることで位相を変化させることができる。

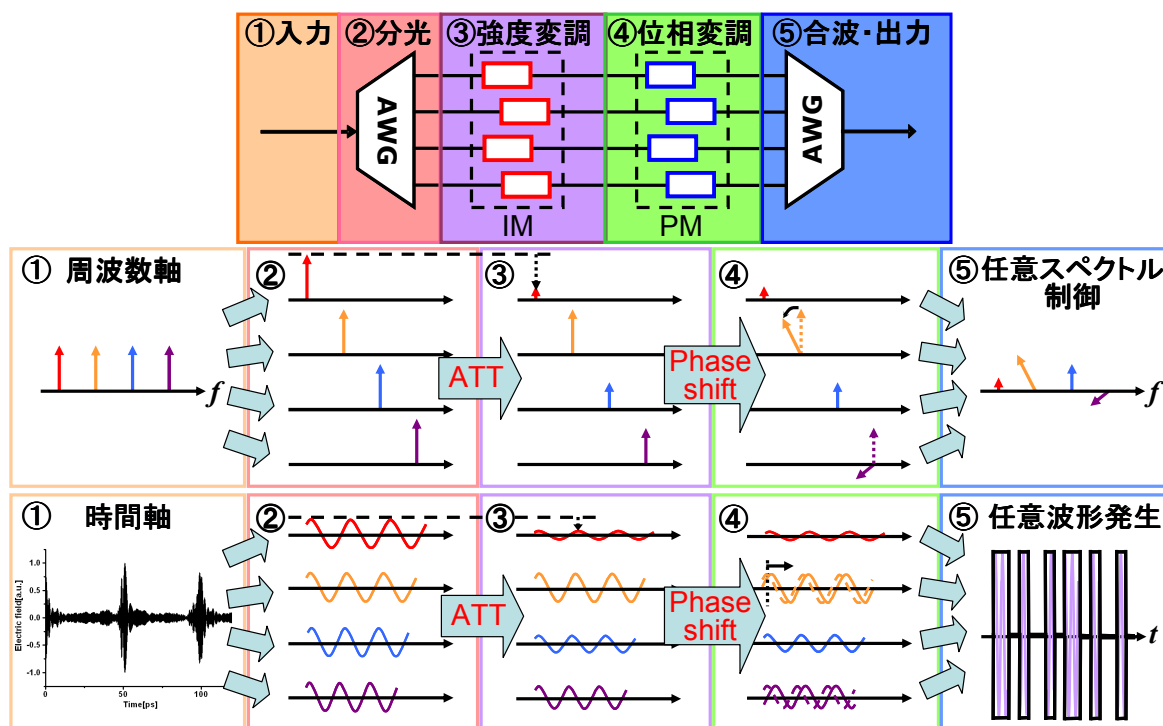


図 4.5. 光シンセサイザの構成とスペクトル制御プロセス

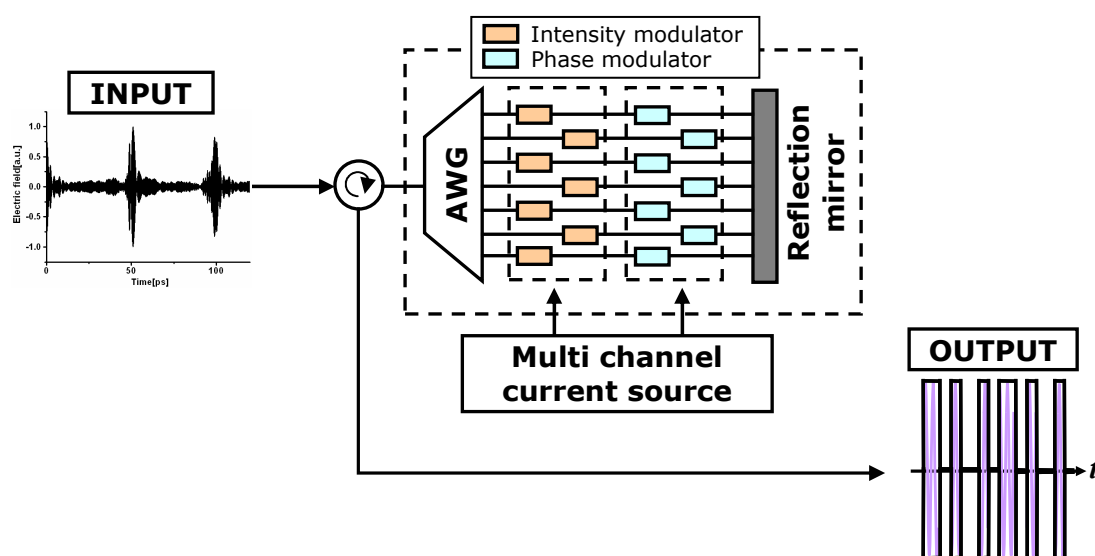


図 4.6. 実験に使用した光シンセサイザの構成と入出力光の概念図

4.4. まとめ

以上の 3 つの光デバイスが、二波長同時ヘテロダイン検波法の改良に利用する主な装置であり、これらを計測システムに組み込むことで、超高速光信号波形の計測を実現することが可能になる。次章以降には 3 つのデバイスの導入に向けた実験的検証を行った結果を説明していく。最終的には全てを導入して構築した新たな計測システムによる光信号波形計測の実証実験を行っている。なお、これまでは提案手法について、二波長同時ヘテロダイン検波法という呼称を用いてきたが、特に、光周波数コムおよび AWG を導入した計測方法については多波長同時ヘテロダイン検波法、光シンセサイザを用いた波形生成・計測システムは超高速光シンセサイザ/アナライザと呼ぶことにした。

第5章

光周波数コムの特性調査

従来の二波長同時ヘテロダイン検波法では参照光に強度変調により得られたサイドバンドを用いていた。その代わりとして光周波数コムのように広帯域の信号を利用すれば、多波長での同時並列計測が可能となり、より短時間での光信号波形計測が実現できる。ここで、並列に行うそれぞれの計測に利用される参照光は、これまでの参照光を掃引する場合と異なり同一のものではなくなる。提案手法の計測で検出される出力信号は参照光の強度・位相によっても変化するため、参照光の強度・位相スペクトルの情報をあらかじめ把握しておくことが重要となる。そこで、参照光として光周波数コムを利用するための前段階として、光周波数コム発生器の出力に対し提案手法を適用し、強度・位相スペクトルを計測することで、その特性を明らかにした[66]。

また、強度・位相スペクトルを計測することで、光周波数コムを時間波形を観測することができる。通常、光周波数コムを時間波形は、一定の時間間隔で繰り返すパルス波形になっており、狭いパルス幅と長い繰り返し間隔を持つことから、計測には高い分解能と広い時間窓が要求される。そこで、提案手法による計測結果と既存の手法による計測結果との比較を行うことで、提案手法の波形計測における優位性についても検討した。

本章ではこれまで利用されてきた波形観測技術の中で、自己相関器と光サンプリングオシロスコープの2つを取り上げて提案手法との比較を行った。これらの手法の特徴は、自己相関器ではフェムト秒オーダーの高い時間分解能が得られる一方で、時間窓が狭いことや非対称の波形が観測できないことが課題であり、光サンプリングオシロスコープは広い時間窓で実時間波形の観測が可能であるが、高速なものほど高価となることもあり、高い時間分解能を得ることに課題である。したがって、これらの方法では高分解能と広い時間窓の両立が難しいという状況にあるが、提案手法ではこれを兼ね備えた計測を実現することができる。そこで、これらの手法と提案手法の計測結果の比較からその優位性を証明する。

5.1. 実験方法

5.1.1. 実験系

図5.1.1に光周波数コムの特性計測を行う実験系の概要を示す。信号光と参照光の光源にはそれぞれ分布帰還型(DFB)レーザー、波長可変レーザーを用いた。信号光には光周波数コムを用いるため、DFBレーザーの出力は共振器型の光周波数コム発生器(OFCG)に、参照光で

は変調器によるサイドバンドを利用するため、波長可変レーザーの出力はマッハ-ツェンダー(MZ)型強度変調器(IM)にそれぞれ接続した。コム発生器および変調器の駆動には互いの発振周波数を同期した二つのマイクロ波信号発生器を用いた。信号光と参照光は光ファイバケーブルにより合波して、フォトダイオード(PD)に入射して二波長同時ヘテロダイン検波システムにより位相を検出する。振幅を計測する際には検出器を電気信号強度計測器(電気スペアナなど)として行う。また、参照光用の強度変調器は駆動しない状態とする。提案手法との比較用データは合波する直前の信号光路を自己相関器、光サンプリングオシロスコープそれぞれに接続して計測を行った。

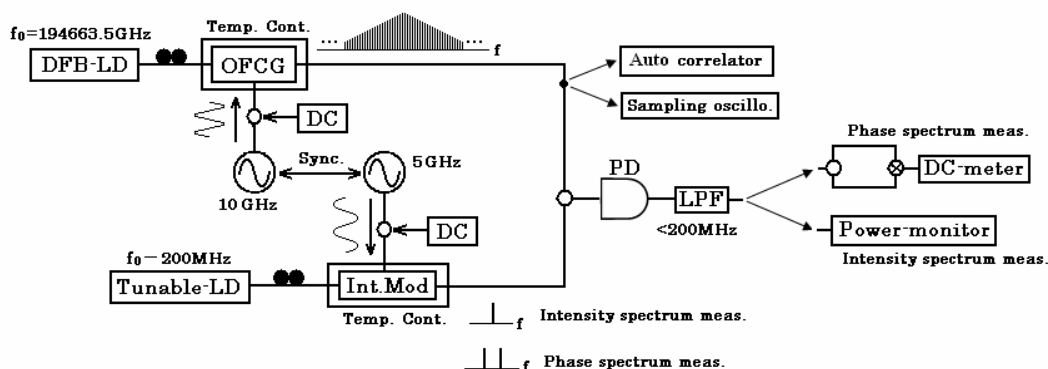


図 5.1. 光周波数コムの特性計測

5.1.2. 計測方法

信号光ではDFBレーザーを種光源として、出力を光周波数コム発生器に入射した。10 GHzのRF信号(+26.5 dBm)で駆動された光周波数コム発生器の出力には周波数間隔10 GHzでピークを持つ光周波数コムが発生された。ここで、発生した光周波数コムは3 dB幅が最大の220 GHzになるようRF信号のDCオフセット電圧と光周波数コム発生器内の温度により調整した。一方、信号光の種光源に対して周波数差200 MHzのレーザー光を参照光源として、5 GHzのRF信号を入力したMZ型強度変調器を2通倍駆動した。2通倍出力は奇数次のサイドバンドのみを発生するようにRF信号のDCオフセット電圧を調整し、周波数間隔10 GHz(相対位相 π)で1対の参照光を発生した。信号光と参照光を合波した後、PDでヘテロダイン検波して、周波数200 MHzの2つのビート信号を含む出力を得た。さらに、200 MHzのローパスフィルタを通して不要な信号を除去した後に乗算し、その結果として得られる信号のDC電圧を測定した。ここで、DC電圧は $\cos(\Delta\phi + \alpha L)$ ($\Delta\phi$: 相対位相、 L : 片方の光路長、 α : 周波数依存の定数)で表されるもので、光路長 L を変化させることで観測される、 L を関数とした周期信号波形から位相情報 $\Delta\phi$ を得た。一方、振幅計測では、強度変調器の駆動信号を入力せずに波長可変レーザーの出力そのものを参照光として、ヘテロダイン検波により発生するビート信号のうち、最小の周波数となるビート信号の強度を計測することで振幅情報を得た。ここでの計測範囲は中心周波数(194663.5 GHz)から ± 1 THz (± 100 次のサイドバンド)の周波数帯域とし、いずれの計測も参照光源の発振周波数を走査して繰り返し計測を行うこ

とでスペクトルを得た。また計測により得られた縦モード周波数毎の振幅/位相スペクトルから各周波数成分を重ね合わせて光周波数コムの時間波形を合成した。また、比較のために、提案手法による計測の範囲に合わせて ± 1 THzに帯域制限した光周波数コムの時間波形を、測定レンジ50 ps、分解能25 fsの自己相関器と帯域幅20 GHzの光サンプリングオシロスコープを用いてそれぞれ観測した。

5.2. 結果

信号光として発生した光周波数コムを光スペクトラムアナライザで観測した波形を図 5.2. a)に示す。ここで、図 5.2. a)には光周波数コム全体、図 5.2. b)には一部を拡大したスペクトルを観測した結果を示し、今回の実験では図 5.2. a)内に二本の破線の内側に示した 2 THz を計測する周波数帯域とした。

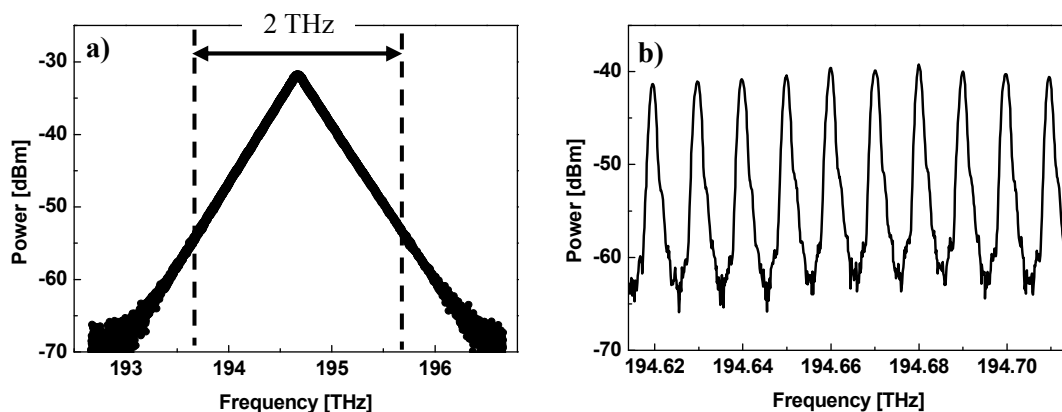


図 5.2. a) 全帯域および b) 拡大した 0.1 THz の帯域の光周波数コムの強度スペクトル

一方で、位相スペクトル計測において参照光として MZ 型強度変調器の 2 通倍駆動により発生した 10 GHz 間隔で 1 対の出力スペクトルの例を図 5.3. に示す。ここで、図 5.3. 中に定義した損失(loss)、SN 比(cross talk)は計測時に掃引した 2 THz の周波数帯域にわたり、それぞれ損失 11 dB 以内、SN 比 20 dB 以上の条件で参照光が得られた。

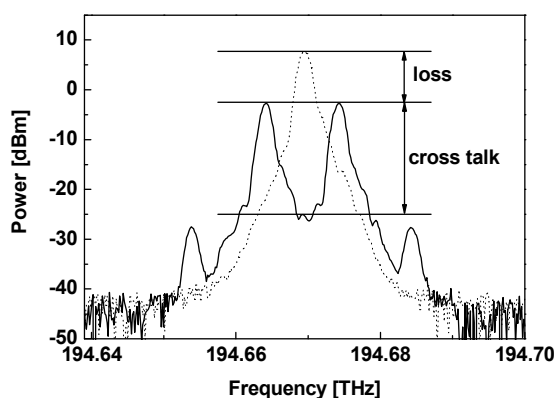


図 5.3. 参照光の強度スペクトル

提案手法の計測により得られた振幅/位相スペクトルを図 5.4. a), b)に示す。ここで図 5.4. a) では振幅計測において計測したビート信号強度の平方根をとり、中心周波数(最大値)の値を 1 として規格化したものを示した。また、図 5.4. b)に示した位相スペクトルは中心周波数を基準点として位相 0 とし、計測したモード間相対位相の値を加算していくことで算出した。

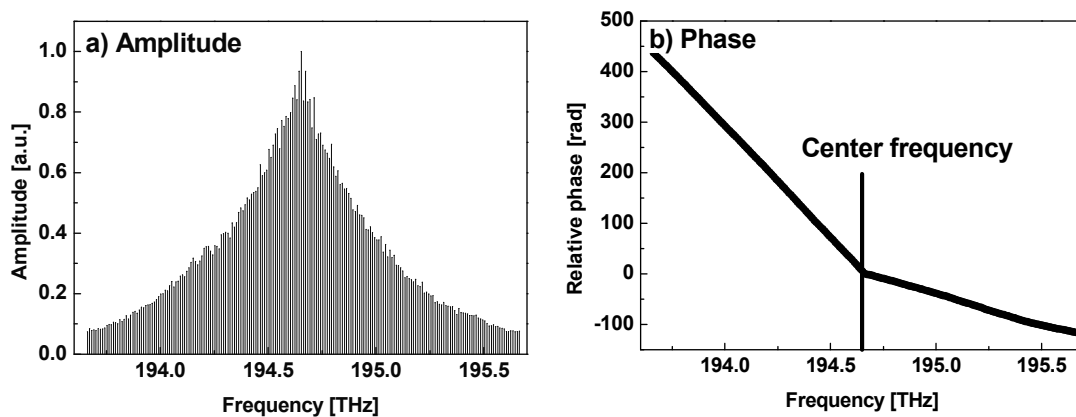


図 5.4. a) 振幅 および b) 位相スペクトルの計測結果.

次に、図 5.4.に示した計測結果の振幅/位相スペクトルを用いて合成した光周波数コムの電界の時間波形をそれぞれ図 5.5.に示す。図 5.5.から計測結果の時間波形は 50 ps 間隔にピークが生じるパルス波形となっている。次に、図 5.5.の電界波形を 2 乗した強度波形を図 5.6.に示した。図 5.6.の波形で 1 つのピークからパルス幅(半値全幅)を求めると 2.1 ps となった。

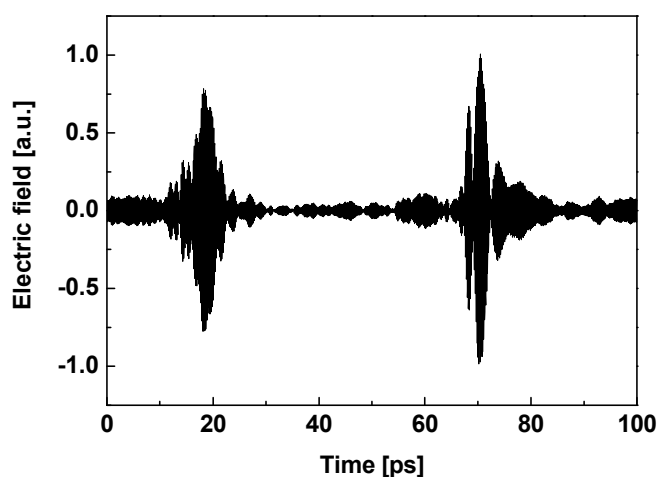


図 5.5. 計測結果のスペクトルにより合成した時間波形

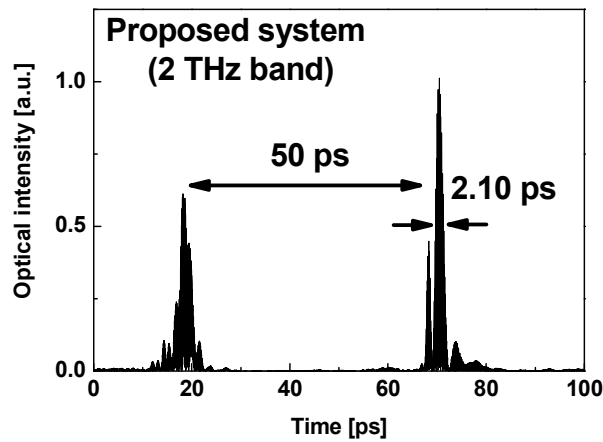


図 5.6..合成した時間強度波形

ここで、図 5.4. ~ 5.6.に示した計測結果に関して、光周波数コム理論式を用いたシミュレーションなどによるいくつかの検討を行った。それらの方法、結果について次節に詳述する。

5.3. シミュレーション

提案手法による計測で得られた、振幅・位相スペクトルおよび時間波形の妥当性を評価するため、理論式を用いたシミュレーションにより光周波数コム発生器の理論的な出力スペクトルを計算し、計測結果と比較した。また計測結果と同様のプロセスで時間波形を復元し比較・検討した。

5.3.1. シミュレーション方法と結果

今回、実験で使用した共振器型の光周波数コム発生器から出力される電界の振幅・位相は理論的に以下の式で示されることがわかっている[46]。

$$\begin{aligned} \text{振幅} &: \frac{\pi E_{in}}{m_0 \cos \theta F} \exp\left(-\frac{|k|\pi}{m_0 \cos \theta F}\right) \\ \text{位相} &: \begin{cases} 0 & k \geq 0 \\ \pi k & k < 0 \end{cases} \end{aligned} \tag{9}$$

ここで、 m_0 は変調指数、 F は光周波数コム発生器内の共振器のフィネス、 k はサイドバンド

の次数である。

式(9)を基に計測帯域の振幅・位相スペクトルを計算した結果を図 5.7. a),b)に示す。ここで、振幅については変調指数 m_0 が不明であるため、これをパラメータとした数値計算をすることで計測結果と合うように算出した。

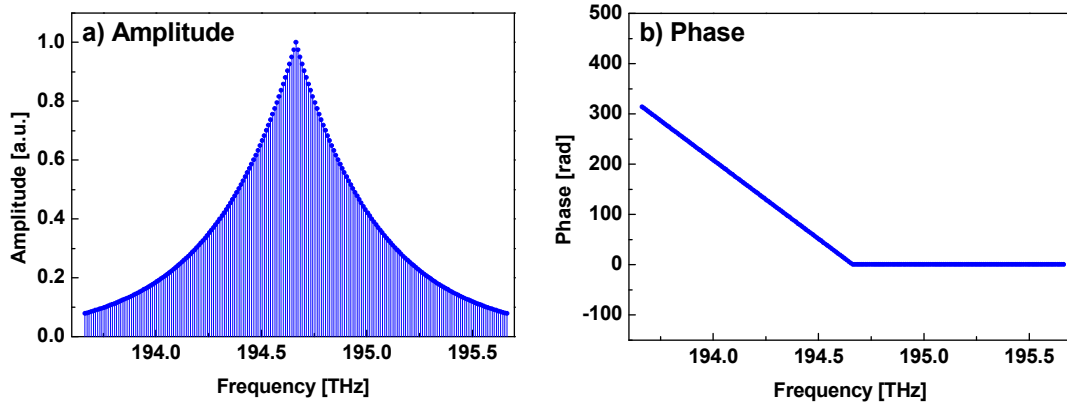


図 5.7. 振幅・位相スペクトルのシミュレーション結果

図 5.4. a)に示した計測結果の振幅スペクトルと近い値が得られるよう式(9)により数値計算した結果のパラメータから変調指数は $m_0 = 4.68$ となった。一方、位相スペクトルについては式(9)から変調光の次数 n に対して位相 $\phi_n = n\varphi$ ($n \geq 0$), $n\varphi + n\pi$ ($n < 0$) (φ : 変調信号の位相) となることがわかり、図 5.7. b)のように中心周波数を境に傾きの異なる直線的なスペクトルとなる。次に図 5.7. a),b)の振幅・位相スペクトルを基に計測結果と同様にして時間波形のシミュレーションを行った。その結果得られた電界の時間波形およびそれを 2 乗した強度波形を図 5.8. a),b)にそれぞれ示す。得られた時間波形からピークの間隔 50 ps、パルス幅 0.96 ps となることがわかった。

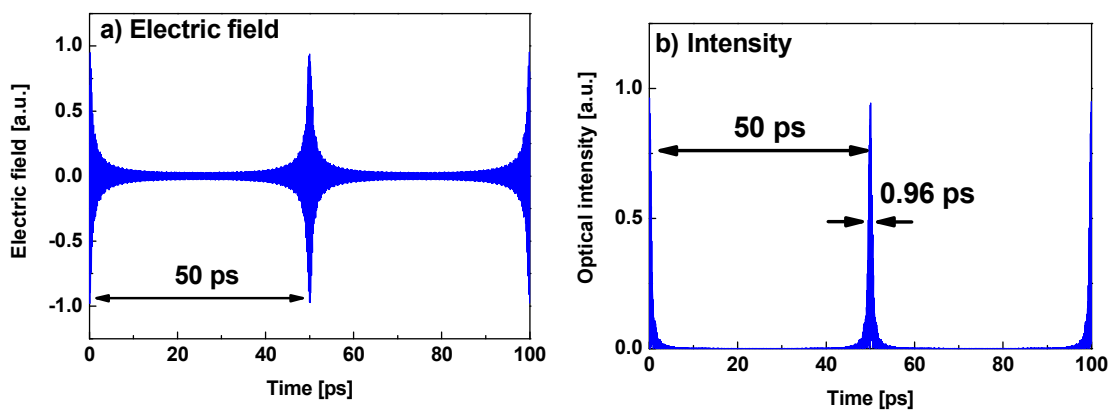


図 5.8. 時間的な a) 電界波形と b) 強度波形のシミュレーション結果

5.4. 実験結果との比較

5.4.1. スペクトルの比較・検討

振幅スペクトルは計測結果と式(9)より変調指数 4.68 として算出した計算結果との比較として、これら 2 つの結果の各周波数成分で差をとり、その標準偏差を算出したものを計測誤差の指標とした。今回の計測結果から算出した標準偏差は 3.4 % となった。次に位相スペクトルは図 5.4. から理論式に示されている位相 $\phi_n = n\varphi$ ($n \geq 0$), $n\varphi + n\pi$ ($n < 0$) に従う計測結果が得られていることが確認できる。また、計測誤差の評価については振幅の場合と同様に計測結果と計算結果の比較をして行う。ただし、計測結果には信号路における屈折率の波長依存性に起因する光路長に依存した群遅延が含まれており、位相スペクトルの傾きの変化として現れている。そこで、まず群遅延の影響を除去するための補正を行った。補正は群遅延の含まれていない形である理論計算結果の位相スペクトルに従うように、中心周波数より高周波数成分の位相の値が 0 に近づくよう位相スペクトル全体の傾きを変化させることで行った。具体的には、中心より高周波側の位相スペクトルの近似直線を最小二乗法により算出し、その近似直線の傾きを打ち消すように位相スペクトル全体に逆方向の傾きを与えた。図 5.9. には補正前と補正後の位相スペクトルを示した。補正を行うことで、高周波成分の位相が傾き 0 となり、理論計算した位相スペクトルに近い形が得られていることが確認できる。また、ここで、補正に用いた近似直線は実験系に固有のものであり、同一の実験系においては、計測対照の信号波形に依らず同様に適用可能である。

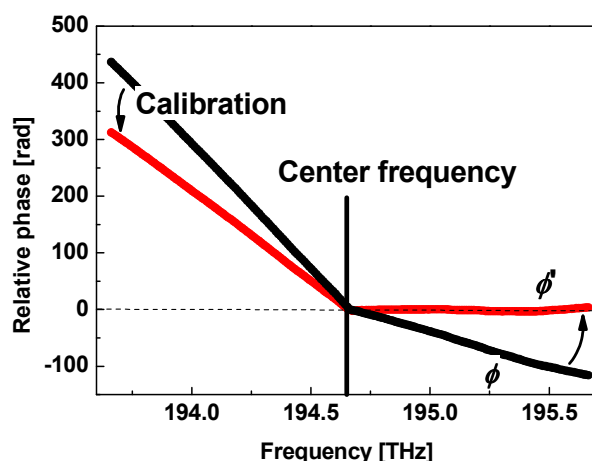


図5.9. 位相スペクトルに含まれる群遅延の補正

計測結果を補正した位相スペクトルに対し、振幅スペクトルと同様に、計測結果との比較から計測誤差の評価を行った。その結果、得られた標準偏差は 0.25λ [rad] であった。

5.4.2. 時間波形の比較・検討

まず、時間波形の計測結果(図5.6.)と計算結果(図5.8.)ではピークの生じる時間軸上の位置が異なっていたが、これは群遅延による影響であり、位相スペクトルにおける群遅延の補正を行ったことによりその関係に変化が見られる。補正後の位相スペクトルを用いて改めて合成した時間波形を図5.10.に示す。

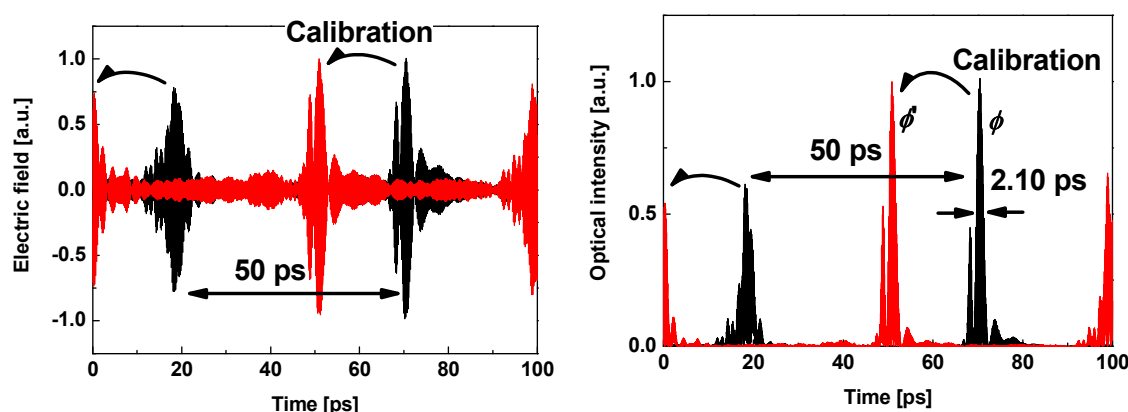


図5.10. 群遅延を補正した時間波形の計測結果

この結果から、計算結果と同様に0 ps,50 ps,100 psの位置にピークを持つ波形が得られていることがわかる。ここで、計測結果(図5.10.)と計算結果(図5.8.)の時間波形に共通する点として、ピークが50 ps間隔で生じるパルス波形となっていることが明らかである。ところで、この時間間隔は計測したスペクトルの周波数間隔に依存したもので、今回は10 GHzの周波数間隔としたため、一般的には100 psの間隔で繰り返す波形、すなわちピークの間隔が100 psの波形となるはずである。この違いは位相スペクトルが中心周波数を境に2つの傾きを持つような形となっていることに起因すると推測される。直線状の位相スペクトルが示す時間波形は単一ピークを持つパルス波形であり、位相スペクトルの傾きの変化は時間軸上でのピークのシフトに相当する。実際に、中心周波数から高周波側の成分のみ、低周波側の成分のみをそれぞれ用いて波形を合成すると、図5.11.に示すように、位相スペクトルの傾きに応じてピーク位置が異なった、0 psにピークが生じ100 psの繰り返し周期を持つ波形と50 psにピークが生じ100 psの繰り返し周期を持つ波形がそれぞれ得られる。したがって、位相スペクトル全体から得られる時間波形はこれら2つの波形が合わさるような形となり50 psのピーク間隔が生じているものと推測される。

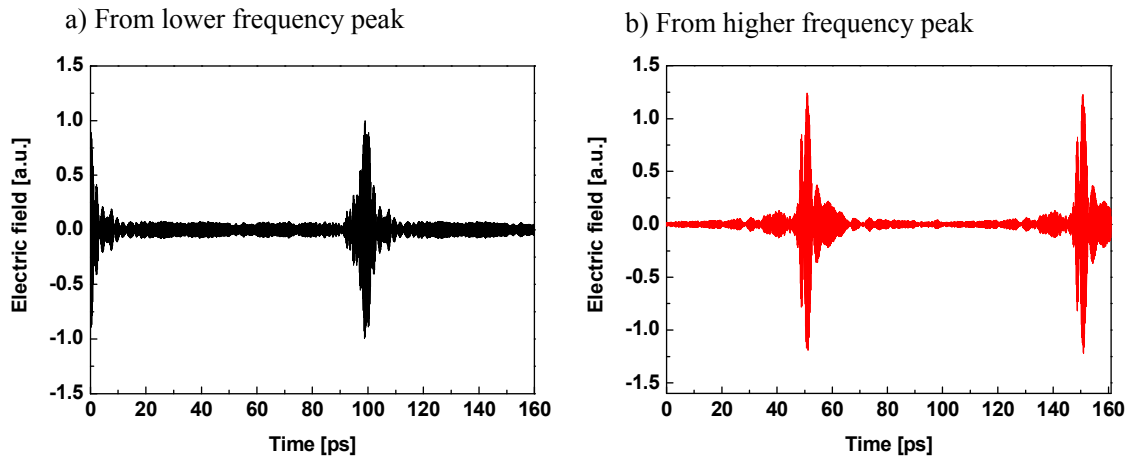


図5.11. 中心周波数よりa) 低周波側、b) 高周波側のスペクトルによる合成波形

次に、ピークのパルス幅について、計測結果・計算結果それぞれの中心(50 ps)のピークから読み取ったパルス幅は2.1 ps, 0.96 psであった。このことから計測結果のパルス幅は理論計算結果に対し約2倍の値にパルスが広がっていることがわかった。これは、変調器やその他信号路に含まれるデバイスによる分散が影響した結果であり、理論計算では光周波数コム発生器直後の出力と同等であるため、信号路通過後の波形と異なっていることが原因であると考えられる。この推測の妥当性に関しては、提案手法と同様に信号路を通過した後の波形を計測した自己相関器、光サンプリングオシロスコープの観測波形と比較することで検討を行った。

自己相関器で観測した波形を図 5.12.に、光サンプリングオシロスコープで観測した波形を図 5.13. a)に示す。また、計測結果のうちオシロスコープの帯域に合わせて帯域幅 20 GHz の範囲のスペクトルを用いて合成した時間波形を図 5.13. b)に示した。また、これらの計測の際、光周波数コムの周波数帯域は提案手法の計測に合わせて 2 THz に制限している。図 5.12.の波形は自己相関器の計測結果(黒いプロット)とローレンツ関数によるフィッティングカーブ(赤い実線)であり、フィッティングカーブから得られた相関波形のパルス幅 4.1 ps を 1/2 の換算係数で実際のパルス幅に換算すると 2.1 ps となった。これは提案手法による計測で得られた値と同様であり、実際に信号路を通過したパルスは分散の影響を受けて広がっていることを証明する結果であると同時に、提案手法による計測結果の妥当性を示す結果であると考えられる。ただし、自己相関器の計測時間窓は最大で 50 ps であるため、波形の繰り返しについては観測できていない。一方、図 5.13.の光オシロスコープの波形では帯域幅が不足しているため、パルス波形として観測することはできないが、波形の繰り返し周期が 50 ps であることが確認できる。これは提案手法による計測や理論計算と同様の結果である。また、帯域幅を制限して合成した提案手法による計測結果と比較すると同様の形状でありパルス幅も一致していることが確認できた。以上より、提案手法は、それぞれの

計測器がもつ広帯域と高い時間分解能の性質を兼ね備えていることが実証された。

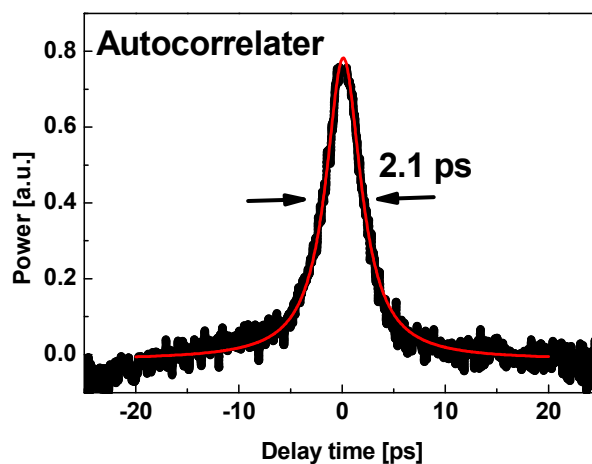


図 5.12. 自己相関器による観測波形

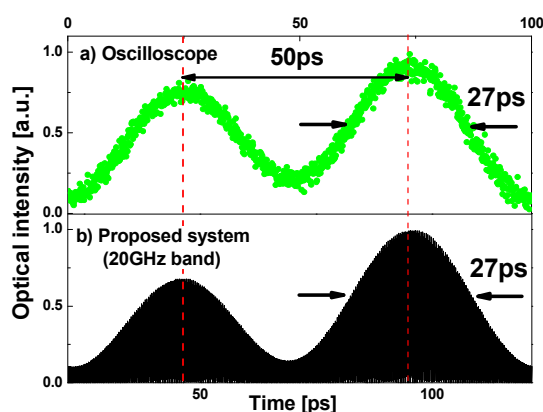


図 5.13. a) オシロスコープと b) 提案手法の計測波形

さらに、自己相関器による計測結果について、計測した振幅・位相スペクトルから合成した波形の自己相関波形を計算し、その結果との比較をすることで妥当性の検討を行って見た。二光子吸収による自己相関波形は強度相関に比例する形となる。したがって、図 5.10. に得られた時間波形を二乗してサイクル平均をとり、強度に比例する形に変換したうえで、自己相関を計算する。自己相関の計算は同じ波形データを 2 つ用意し、それらの時間軸を少しずつずらしながら乗算し積算する処理を繰り返す。これにより得られた結果を図 5.14. に示す。

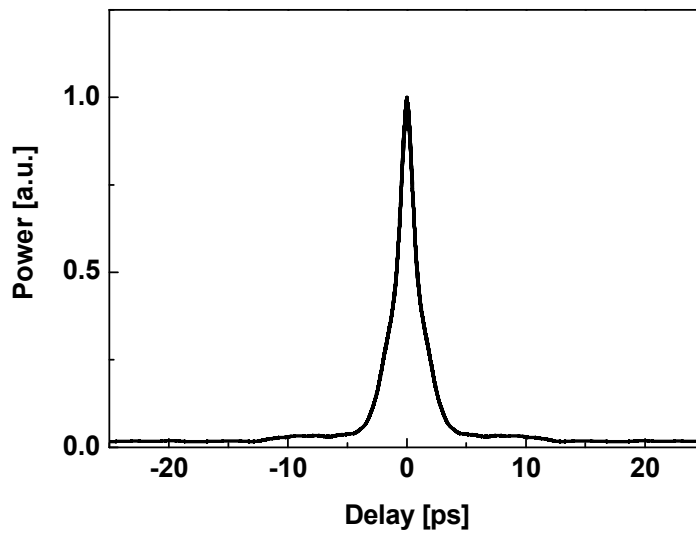


図 5.14. 解析による計測結果の時間波形の自己相関波形

ここで、図 5.12.の自己相関器の出力は実際には図 5.15.のように中心部分が高く突き出た形状をしている。これはノイズの大きい波形の場合に見られる相関波形であり、この場合は中心部分を省いた肩の部分から下の幅から元のパルスの幅が求められるため、そのように処理をした結果が図 5.12.である。

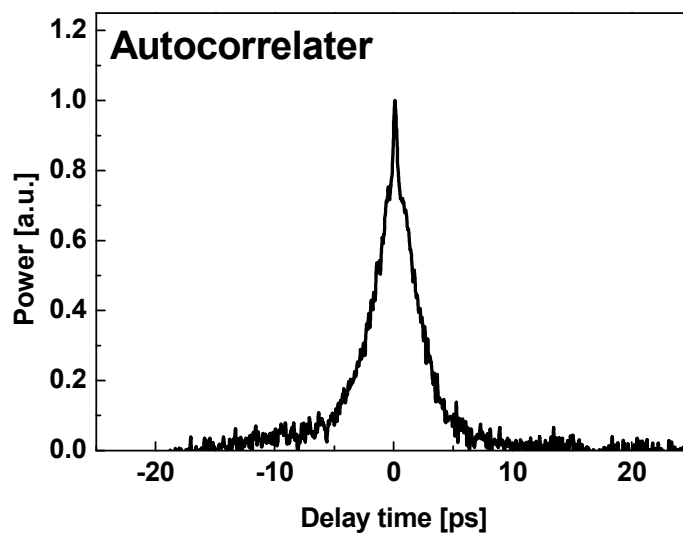


図 5.15. 自己相関器の出力生データ

したがって、図 5.14.の結果についても中心部分を省いて、フィッティングを行うと図 5.16.のような結果となった。ここではガウシアン関数でフィッティングを行った。

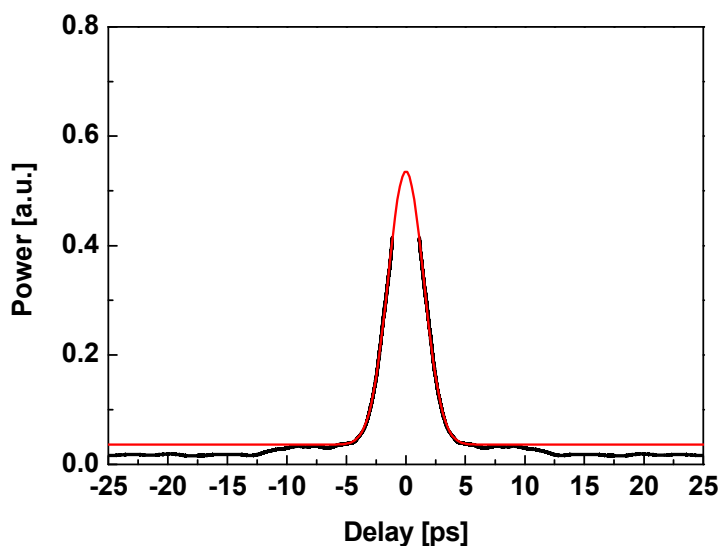


図 5.16. 計測結果の自己相関波形のフィッティング

ここでの、フィッティングカーブの半値幅は 3.0 [ps]となり、ガウシアン的相关波形と実際のパルス幅との換算係数である 1.41 で除算すると、パルス幅は 2.1 [ps]という結果が導かれる。この数値は、計測結果の時間波形および自己相関器より得られた結果と一致した結果となっており、それぞれの結果が妥当なものであることが確認できたものと考えられる。自己相関器の結果と計測結果の自己相関を計算した結果とでは、差異が見られるが、光アンプの挿入などの実験条件が完全には同一ではないことなども影響していると推測される。それらを考慮することでより近い結果を得ることができるかもしれない。

次に、計測結果と計算結果ではパルス幅の広がりとともに、ピークが 2 つに分かれるなど形状の変化も見られている。これに関しては、分散の影響に加えて振幅・位相スペクトルの計測誤差による影響も生じていると考えられる。そこで、振幅と位相どちらの結果がより大きく波形に影響を与えているかを確認するための検討を行った。手順としては、スペクトルの計測結果から各周波数成分を重ね合わせて時間波形を合成する段階で、振幅あるいは位相の一方を計算結果で置き換えるようにした。そうすることで、計算結果の時間波形との比較から振幅と位相のそれぞれが時間波形に与える影響を調査した。図 5.17. a),b)に合成した時間波形を示す。a)は振幅のみを計測結果とした場合、b)は位相のみを計測結果とした場合の結果を示している。この結果から明らかに、波形の形状に影響しているのは位相スペクトルの計測結果であることがわかった。ただし、位相を計算結果に置き換えた波形ではパルス幅が 1 ps 程度となっており、分散の影響も除去されてしまっている。した

がって、位相を変動させる要因が分散と計測精度のどちらであり、どのように波形変化をもたらすかについては実験系の信号路の分散を明らかにしなければならない。現状、完全にこれらを分離して読み取る方法を確立していないため、さらなる深い検討については今後の研究に譲る。

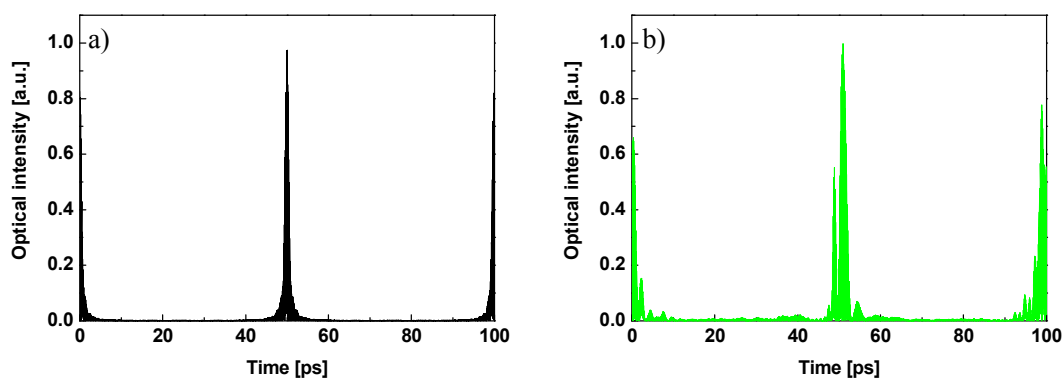


図 5.17. 計測結果と計算結果の混合による合成波形

a) 振幅：計測、位相：計算, b) 振幅：計算、位相：計測

5.5. まとめ

周波数間隔 10 GHz、周波数帯域 2 THz の条件で光周波数コムを提案手法により測定し、光周波数の持つ振幅・位相スペクトルの特性を明らかにすることができた。また、計測したスペクトルから光周波数コムの時間波形の計測も同時に実証され、従来法との比較などからパルス幅や繰り返し周期など多方面から波形の特徴について検討し、結果の妥当性が確認できた。今回の計測は、その条件から、結果として分解能 500 fs、ダイナミックレンジ 100 ps の測定を実現したことになる。また、得られた時間波形のパルス幅は 2.1 ps となり、遮断周波数 200 MHz の検出システムを用いて 500 GHz の時間波形を計測した結果となり、検出回路の 2500 倍の速度の時間波形観測を実現した。

第6章

強度・位相の時間的变化の解析アルゴリズム

第5章において、提案手法により計測した時間波形は、他の手法と合わせて主にその形状のみについて評価・検討した。しかしながら、提案手法による計測では波形そのものを計測するのではなく、スペクトル情報から計測し結果を得ているため、より多くの情報が計測データの中に含まれている。具体的には、波形内部の光の周波数で振動するキャリア部分の情報であり、これによりパルス内での振幅・位相の変動の様子を詳細に観測できる。本章では、計測データに含まれている情報を解析するためのアルゴリズムを考案し、実際に前章の計測結果を用いて解析を行うことでその効果を確認する。

6.1. 計測結果の解析

時間軸上に波動関数を記述するのに必要となるパラメータは周波数、振幅、位相の3つであり、振幅・位相スペクトルを明らかにする提案手法による計測は波形情報の全てを得ることができると考えられる。したがって、例えばオシロスコープで観測されるような包絡線の形状のみならず、内部のキャリア信号の情報といったものまで得ることが可能になる。そこで、提案手法による計測結果の時間波形にフーリエ変換による処理を行うことでパルス内部の電界スペクトルの解析を試みた。

前章にて提案手法により計測した時間領域での光強度波形を図6.1.に再掲する。今回は図6.1.の計測結果のうち時間軸上50 ps付近のパルスに注目して解析を行い、パルス内での振幅・位相の変化の様子を明らかにした。

解析は、計測した光周波数コムのパルス波形を時間軸上で区間を分割してそれぞれをフーリエ変換することで行った。具体的には46 ps ~ 56 psの範囲で100 fsごとに100区間に分割し、各区間をフーリエ変換した。ここで、フーリエ変換する区間以外は振幅0として46 ps ~ 56 psの範囲で計算した。群遅延は、51 psを中心に補正した。その後、区間ごとにフーリエ変換することで得られた電界スペクトルを時間 - 周波数の2軸上にマッピングすることで振幅・位相の変化を解析した。

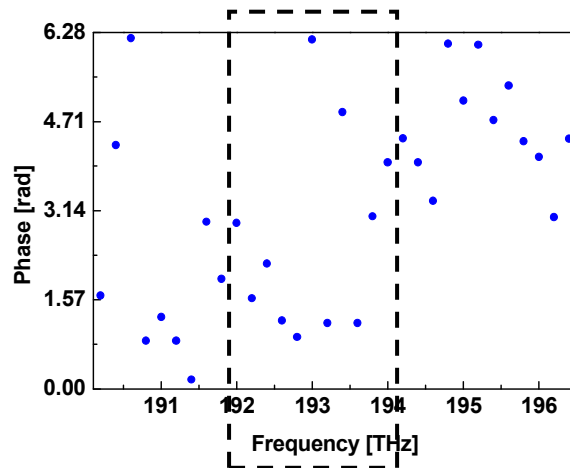


図 6.1. 光周波数コム の時間強度波形

6.1.1. 強度分布の解析

フーリエ変換して得られた電界の振幅スペクトルを時間 - 周波数軸上にマッピングした結果を図 6.2. に示す。また図 6.2. の中心周波数近傍を拡大し、区間ごとに振幅が最大となる周波数をプロットしたものを図 6.3. に示した。図 6.2. に示したようなマッピングからは例えばパルスに生じたチャープ(2 次分散の影響による時間的な周波数変化)の影響などが読み取れる。パルスがチャープの影響を受けている場合、時間に対して周波数に変化していくのに従い、ピークとなる周波数がシフトしていき、結果として軸が傾いた楕円上のマッピングが現れると考えられる。それに対し、図 6.2. では傾きのない円を示しており、図 6.3. からも振幅のピークとなる周波数は、特に各パルスの内部でほとんど変化がなく振幅が 0 付近まで小さくなることに伴うわずかな変動が見られる程度であることが読み取れる。したがって、今回の計測においてはチャープの影響をほとんど受けていないということが推測される結果となった。

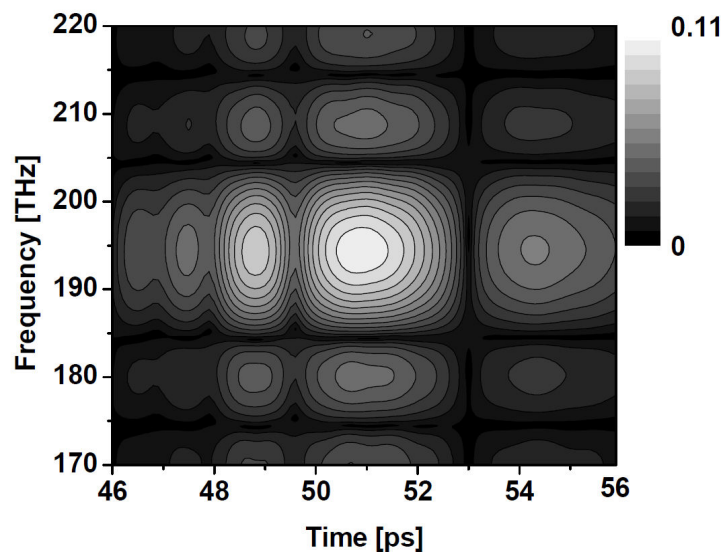


図 6.2. 強度トレース

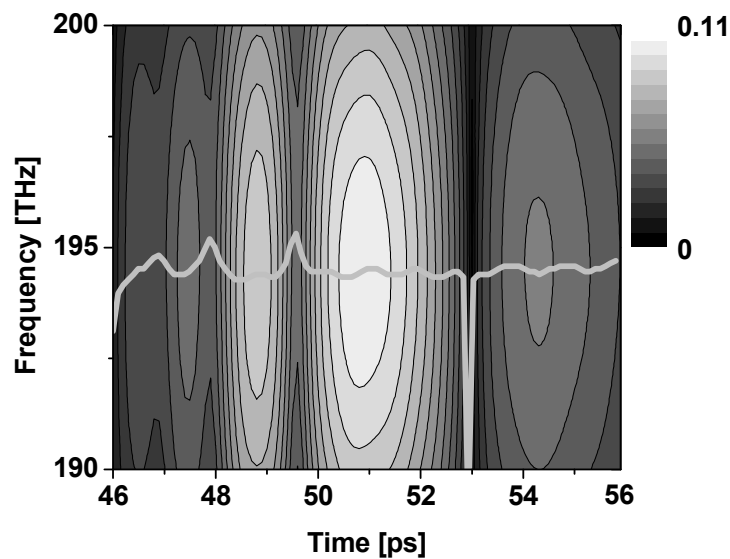


図 6.3. 強度トレース(中心付近の拡大)

6.1.2. 位相分布の解析

前項と同様にフーリエ変換して得られた電界の位相スペクトルを時間 - 周波数軸上にマッピングした結果を図 6.4. に示した。また、図 6.2., 図 6.4. から同一周波数 (194.6635 THz) の位相・振幅を抽出し、時間軸上にプロットした結果を図 6.5. に示す。図 6.4. については、図 6.2. と対比してみると、パルスの内部では位相の変化は非常に緩やかであることがわかり、振幅のピークと同様の格子状のパターンがマッピングされている。また、図 6.5. から特に中央のパルス内部では位相がほぼ変化しておらず、振幅の場合と同様にチャープによる影響がないことが推測される結果となった。

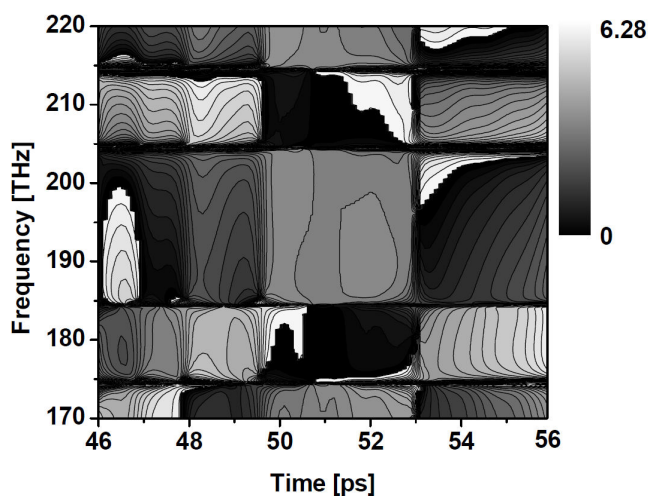


図 6.4. 位相トレース

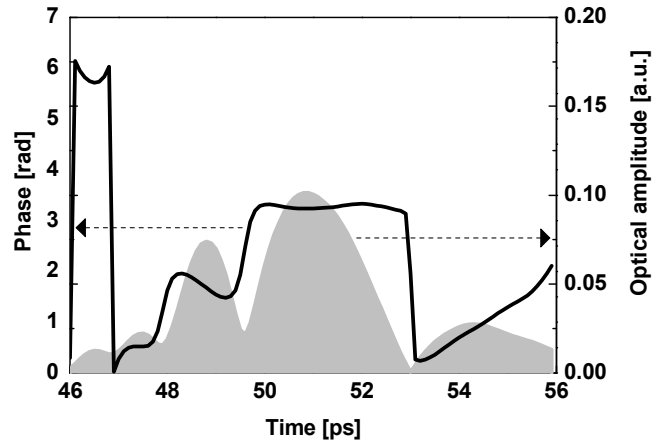


図 6.5. 中心周波数における振幅・位相の時間的変化

ここで、上記の結果に対する参考となる検討として、チャープを与えたパルスを計算上で作成し、それを同様の方法で解析することで得られる結果について示しておく。

解析に使用する信号波形は 3.2 tbit/s 16bit の強度変調波形”1000100001000000”とした。図 6.6.のように理想的な矩形のデジタル信号としてこのパターンを計算機上で作成して、フーリエ変換した。その結果、得られたスペクトルを図 6.7.に示す。ここでは 6.4 THz の周波数帯域に制限した。

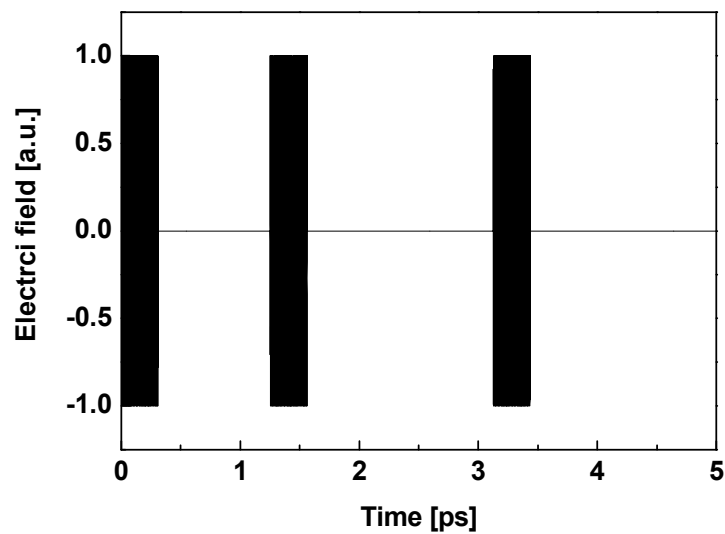


図 6.6. 矩形のデジタル信号波形”1000100001000000”

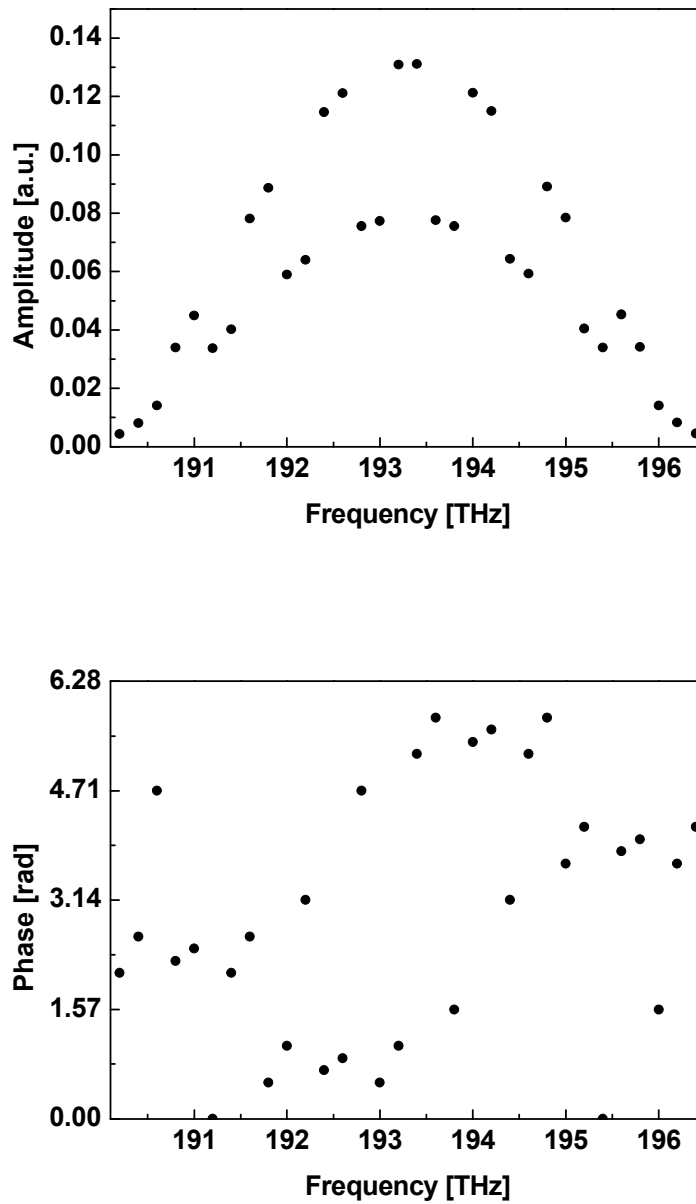


図 6.7. 波形”1000100001000000”の振幅・位相スペクトル

また、これらのスペクトルから時間波形を合成すると、図 6.8.のように得られる。

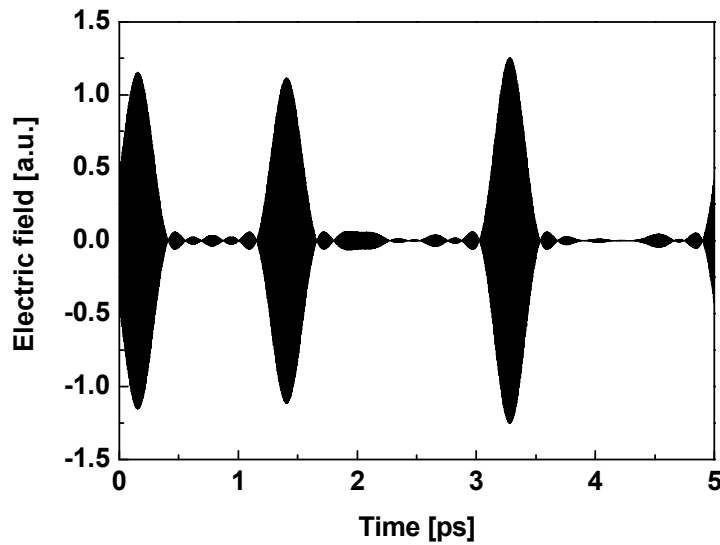


図 6.8. 帯域制限した合成波形”1000100001000000”

チャープを引き起こす原因となるのは信号路の分散すなわち屈折率の波長依存性である。分散を持つ媒質に広い周波数帯域を持つ光が入射されると、屈折率の波長依存性により位相スペクトルの変化が引き起こされる。そこで、図 6.7.の位相スペクトルに信号路の分散を仮定して、位相の変化を与えた上で、時間波形を再合成して、合成波形に対してフーリエ変換を用いた解析を行うことでチャープの有無を検出するシミュレーションを行った。まず、分散 D は以下の(10)式により記述できる。

$$D(f_0) = -\frac{f_0^2}{2\pi c} \frac{\Delta\tau_g(f)}{\Delta f'} \approx -\frac{f_0^2}{2\pi c} \left(\frac{\Delta\phi' - \Delta\phi}{\Delta f \Delta f'} \right) \quad (10)$$

ここで、 τ_g は群遅延、 $\Delta\phi, \Delta\phi'$ はモード間相対位相、 $\Delta f, \Delta f'$ は相対位相を定義したモード間の周波数間隔、 f_0 はそれらの中心周波数としている。この式からある分散値を与えたときの相対位相の差分の変化量($\Delta\phi' - \Delta\phi$)を算出することができる。したがって、式(10)により分散による変化分を計算して、図 6.7.の位相スペクトルより算出した相対位相の差分にそれを与えて、再度位相スペクトルを算出することで、分散を与えた位相スペクトルを仮定することができる。分散値を 0.02 ps/nm としたときに得られた位相スペクトルを図 6.9.に示す。

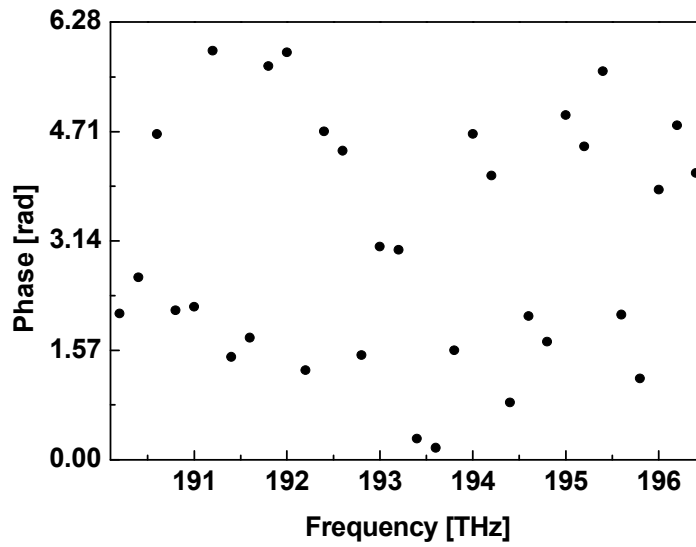


図 6.9. 分散の影響を与えた位相スペクトル

図 6.9.のように変化した位相スペクトルを用いて、時間波形を合成すると図 6.10.のように得られる。

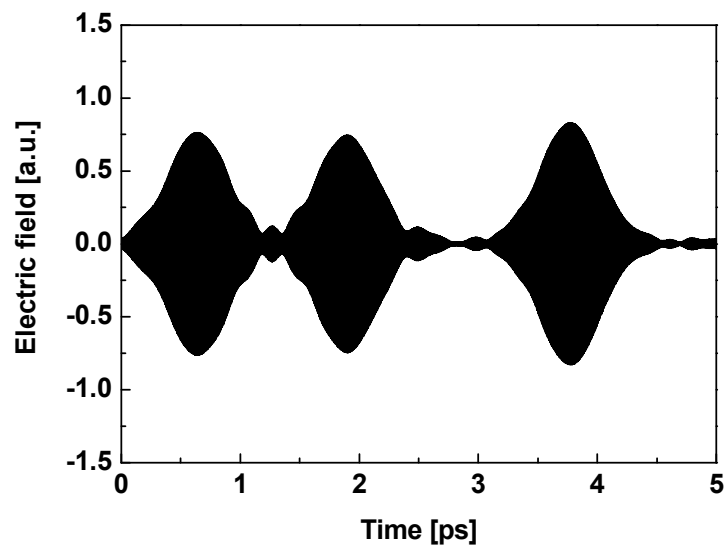


図 6.10. 分散を与えた時間波形

図 6.10.を見ると分散の影響により、パルスが広がっているようすがわかる。この波形を解析することで、パルス内部の変化を読み取り、チャープの有無について検討する。また、

チャープを含まない場合の波形として、図 6.8.の分散を与える前の波形についても同様に解析し結果を比較する。

解析は 5 ps の時間窓の波形を 100 分割し、それぞれの区間をフーリエ変換することで行った。解析により得られた振幅トレースを、分散を与えた波形については図 6.11.,6.12.に分散を与えていない波形については図 6.13.,6.14.にそれぞれ示す。また、同時に図中に各区間での振幅最大値となる周波数(瞬時周波数)を実線で結んだ。

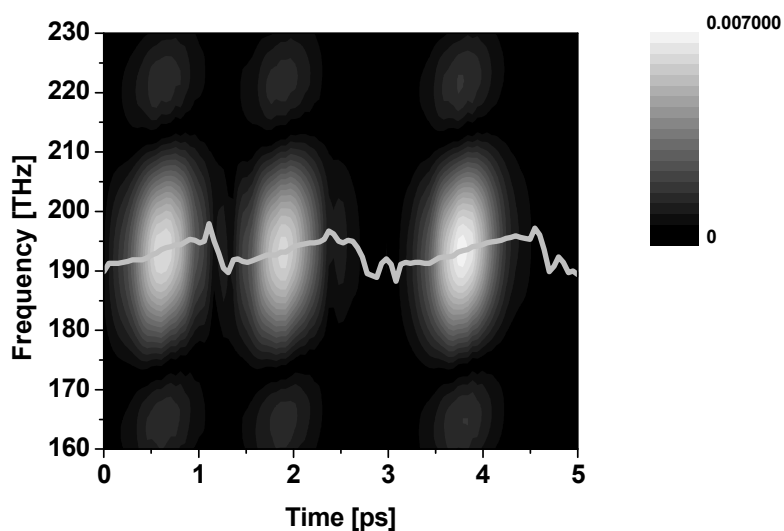


図 6.11. 分散を与えた波形の振幅トレース

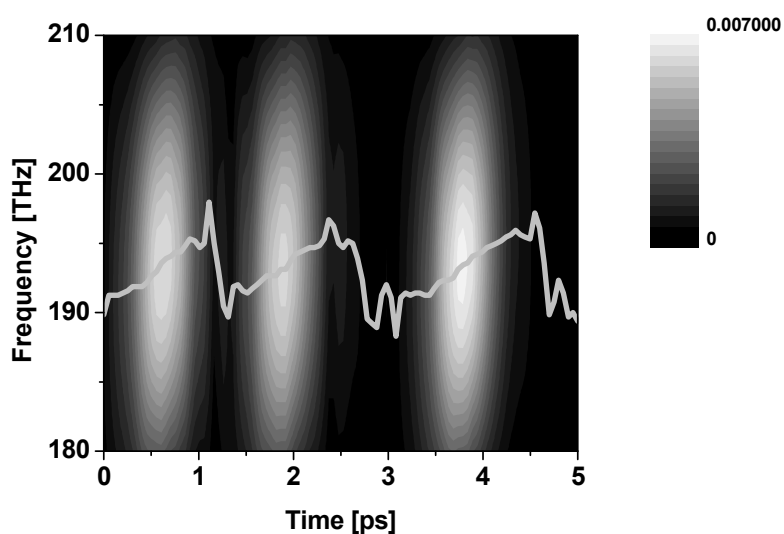


図 6.12. 分散を与えた波形の振幅トレース(中心部の拡大)

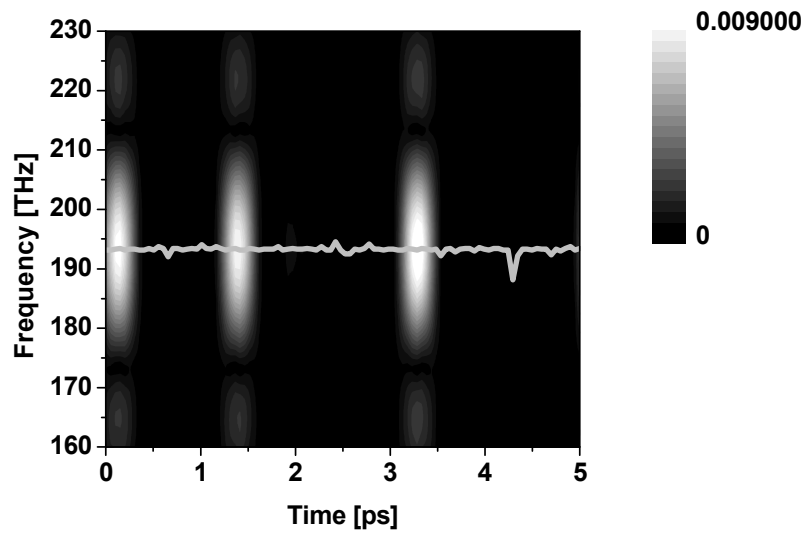


図 6.13. 分散を与えていない波形の振幅トレース

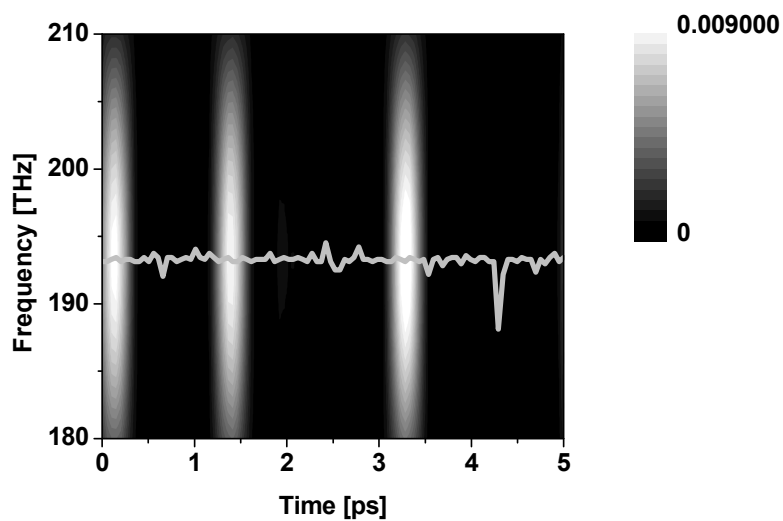


図 6.14. 分散を与えていない波形の振幅トレース(中心部の拡大)

図 6.11~ 6.14.から分散を与えた場合には、パルスの幅が広がって、傾いた楕円のトレースとなっており、また、振幅最大値となる周波数(瞬時周波数)がパルスの部分でほぼ線形に変動している様子が読み取れる。一方で、分散を与えていない場合には、トレースの傾きは見られず、振幅最大値となる周波数もほとんど変化がなく平坦である。ただし、常に一定なわけではなく、微小な変動は生じている。図 6.12.に示した様子は図 6.3.で示した光コム

波形の解析結果と類似したものとなっており、図 6.3 の計測結果がチャープの影響を受けていないということの妥当性が証明された。

この解析方法ではフーリエ変換を用いて計算するため、使用するデータの時間窓の広さで分解能が決まる。今回の場合、最小で 150 GHz 程度までとなっているが、適切に時間窓を設定することでさらに小さな変動を観測することも可能となる。しかしながら、実際には計測誤差により解析結果に変動が生じることで分解能の限界が制限されると推測される。そこで、計測誤差による解析結果への影響を確認するためのシミュレーションを行った。計測誤差の値としては、提案手法による位相スペクトル計測において現状確認されている最高の計測精度である $\lambda/100 = 2\pi/100 = 0.0628$ [rad] を用いた。図 6.7. に示した波形”1000100001000000”の位相スペクトルのシミュレーション結果に、この計測精度を誤差として与えた後、時間波形を合成して解析することで解析結果にどのような影響が生じるか検討した。誤差は ± 0.0628 [rad] の範囲でランダムに各周波数成分に与えた。また、解析結果に生じる変化を確実に読み取るため、解析の分解能が向上する条件として、合成波形(時間窓 5 ps)の後に電界 0 の領域を 45 ps 分追加して時間窓を 10 倍に拡大した。その結果として得られる解析結果の周波数分解能は 20 GHz となる。解析は前述の方法と同じく 5 ps の範囲を 100 分割するように 1 区間 0.05 ps で波形を切り出してそれぞれをフーリエ変換することで行った。この解析を 3 回繰り返し、信号波形”1000100001000000”においてパルスが生じる領域、0 ~ 0.4 ps, 1.25 ~ 1.65 ps, 3.15 ~ 3.55 ps の部分に着目して、これらの領域に含まれる区間について振幅スペクトルが最大値となる周波数(瞬時周波数)を読み取り、それぞれ、元の波形の解析結果とのずれを算出した。その結果をプロットしたものを図 6.15. に示す。

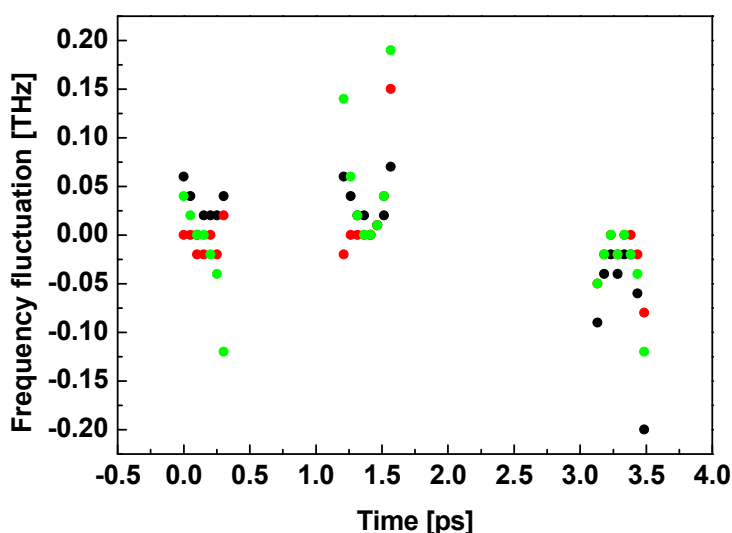


図 6.15. 振幅スペクトル最大値の周波数の変動

図 6.15.の結果から最大で 200 GHz 程度の変動が確認できる。また、各試行において変動の標準偏差をとり、平均化すると 55.4 GHz という結果が得られた。したがって、およそ 100 GHz 程度が読み取れる最小の変化であると考えられる。ただし、提案手法の計測精度はまだ限界値とは言い切れず、これを向上させることでさらに高分解に読み取ることも可能となる。また、使用した 1.5 μm 帯の光の周波数約 200 THz に対して 100 GHz という変動は非常に小さいものであり、信号波形に対する影響もわずかである。したがって、現状得られている分解能でも十分に波形に対するチャープの影響を評価できるものと考えられる。

6.2. まとめ

提案手法により計測した時間波形を、フーリエ変換を用いた解析を行うことでパルス内部の振幅・位相変化を評価する方法を考案した。その結果、今回、計測したパルスにおいてはチャープの影響は小さいものであったと推測される情報が得ることができた。また、解析的にチャープを含む場合、含まない場合の解析結果の変化についても検討し、計測結果の解析から得られた推測が妥当なものであることを確認した。本解析手法により得られる情報は信号波形が伝搬していく中でどのような影響を受けているかを知る上で重要な役割を持つと考えられ、本手法を用いることでより詳細に光波形の情報を得ることが可能となった。

第7章

超高速信号波形の生成・計測の実現に向けた光デバイスの導入

第5章では参照光として用いる前提とした準備として、光周波数コムの特性について、提案手法により計測を行うことで評価した。本章では、実際に参照光として提案手法に光周波数コムを導入する実験にはじまり、テラヘルツ領域の超高速信号波形の計測を実証するまでの基礎実験を行っていった過程とその結果を詳述する。

7.1. 広帯域の参照光による位相計測の高速化と任意波形計測への適用

広帯域の参照光を利用するメリットとしては、周波数掃引を除去し複数の計測を同時並列に行うことによる計測の高速化に加え、計測する2波長の周波数間隔の自由度が高くなることが挙げられる。例えば、等間隔に並ぶスペクトルを持つ波形は二波長同時ヘテロダイン検波法で参照光を掃引すれば観測できるが、デジタル信号パッケージなどでは必ずしも等間隔にピークを持つものばかりではない。そういった場合に、従来の提案手法では、参照光の周波数間隔を変更するために、RF信号周波数を変更しなければならなかったり、場合によっては必要な周波数間隔を生成できなかったりということが起こり得た。そこで、参照光に信号光より十分広い帯域で等間隔にピークを有する参照光を用いれば、その中から適切に波長選択することで容易に計測が可能となる。図7.1にその概念図を示した。信号光のピークのある周波数でビート信号が得られ、ピークのない周波数ではビート信号が発生しない。したがって、計測では、発生したビート信号の中から適切に選択して抽出し、相対位相を求めればよい。

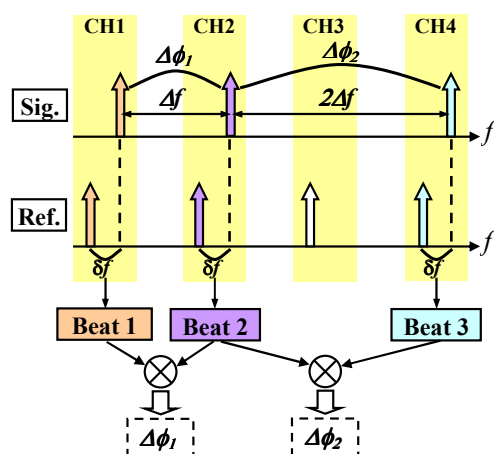


図 7.1. 波長選択的な相対位相計測

こういった利点を計測システム上に実現させることで、当初の提案手法に比べ、より実用的で有意義な計測システムへと改良することができる。導入する広帯域の光源としては光周波数コムを用いた。光周波数コムは比較的容易に発生することができ、高精度で等間隔に並ぶスペクトルが得られる点が提案手法に適していると考えられる。また、広帯域の参照光を利用する場合には、計測に用いる周波数 ω のビート信号が複数発生してそれらが混在する状況となってしまう、計測が不可能になることを避けるため、計測する 2 波長のみを選択的に抽出する必要がある。そこで、波長選択をするためのフィルタとしてアレイ導波路格子(AWG)を利用した。はじめに、光周波数コムおよび AWG の導入のための基礎実験を行った結果をそれぞれ記述する。

7.2. 光周波数コムの導入

2 波長同時ヘテロダイン検波法では、参照光を周波数掃引し繰り返し計測することで波形計測を行ったが、広帯域なスペクトルを持つ光周波数コムを参照光として各周波数での計測を並列処理すれば、より短時間で任意光波形観測を実現できる。そこで、並列処理を実現するための前段階として、参照光に光周波数コムを導入し、フィルタリングによる波長選択をして相対位相・振幅を計測し、光周波数コムを利用した位相計測および波形計測が問題なく行えることを確認した。計測のデモンストレーションとして、検出器の 63 倍の速度のデジタル変調光波形を計測した。

7.2.1. 実験方法

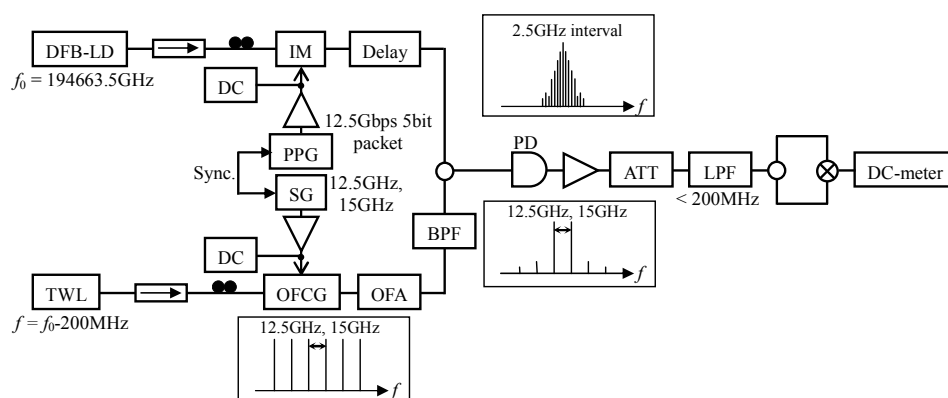


図 7.2. 光周波数コム導入実験系

図 7.2.に実験系を示した。信号光は DFB レーザーの出力を、12.5 Gbit/s 5 bit パケットのデジタル信号で駆動した強度変調器に入射することで 2.5 GHz の周波数間隔のスペクトル列を

得た。駆動信号の packets パターンは”10000”と”10100”の 2 パターンとして計測を試みた。一方で、参照光には 12.5 GHz または 15 GHz のマイクロ波で駆動した光周波数コム発生器に、波長可変レーザーの出力を入射して 12.5, 15 GHz 間隔の光周波数コムを発生させた。発生した光周波数コムのうち、任意の隣接 2 モードをフィルタにより抽出して用いた。このとき、信号光と参照光を発生するために変調器へ入力した駆動信号用の両信号源は同期させ、参照光源の周波数は信号光源から 200 MHz ずらして設定した。ここで、参照光に 2 種類の周波数間隔の光周波数コムを用いているのは、低速の信号光に対応するためであり、本来のシステム上では必要ないプロセスである。ただし、フィルタリングによる抽出が可能な周波数範囲にも装置による限界が存在し、周波数間隔の狭い信号の場合には並列計測の適用は難しい。これは提案する計測システムの課題の一つではあるが、そのような信号ではそもそもの計測帯域が狭いため、計測がそれほど困難ではなく他のデバイスでの代替も可能であることから大きな問題ではない。こういった面から提案システムはより高速な信号の観測に特化したものであると言える。2 種類の参照光を用いることで通常とは多少異なる計測方法となるため、その方法について説明する。計測の概念図を図 7.3 に示す。

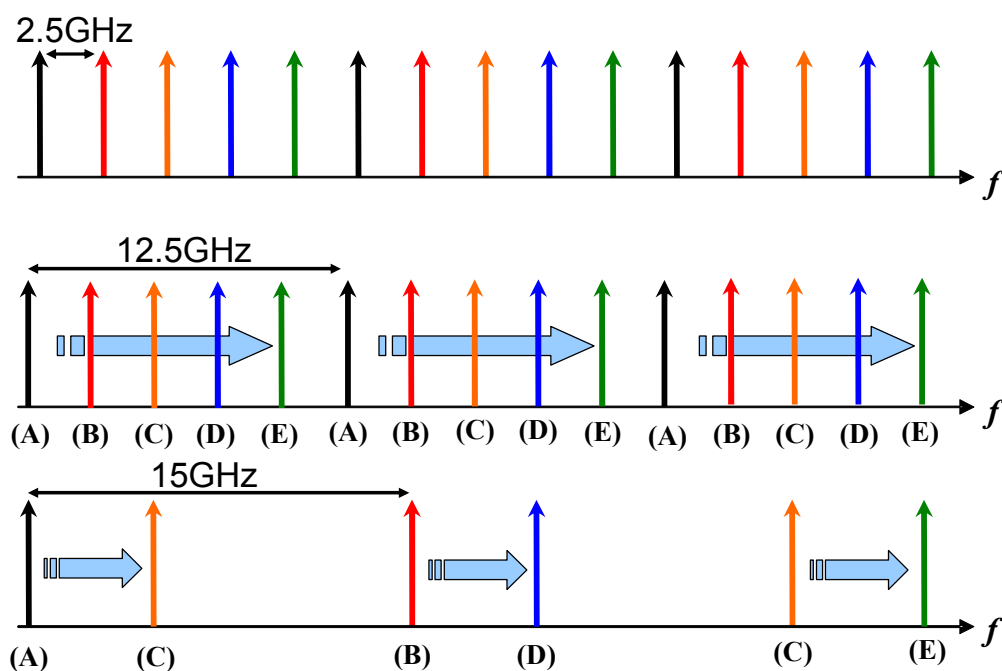


図 7.3. 周波数間隔の異なる 2 つの参照光による計測の概念図

今回の計測では周波数間隔 2.5 GHz の信号光のうち中心周波数の周囲 15 本(周波数帯域 35 GHz)を計測帯域とした。この信号光を周波数間隔 12.5 GHz のピークでグループに分けるとそれぞれ 2.5 GHz ずつシフトした 5 つのグループ(A)~(E)に分けられる。計測の第一ステッ

プとして、この 5 つのグループそれぞれのグループ内での相対位相を計測する。具体的には、例えば、左端のピークを含むグループ(A)から計測を開始し、参照光の周波数を 2.5 GHz ずつ 4 回掃引することで行う。続いて、5 つのグループ間の位相関係を明らかにしなければならない。そこで、周波数間隔 15 GHz の参照光を用いる。こちらでも左端のピークから計測を開始すると、まずグループ(A),(B),(C)の位相関係が計測できる。次に、参照光の周波数を 5 GHz 掃引して計測を行うことで、グループ(C),(D),(E)の位相関係が明らかになる。したがって、2 回の計測結果を合わせるとグループ(A)~(E)のすべての位相関係を求めることができる。

発生した参照光は光ファイバアンプ(OFA) 増幅した後、バンドパスフィルタ(BPF)により、任意の隣接 2 モードを抽出し、信号光と合波して、PD に入射した。PD で発生した 2 つのビート信号を乗算して得られる信号の DC 成分を計測した。その際、信号光路に挿入したディレイラインにより光路長を掃引することで得られる、DC 電圧の正弦波状の変化を観測し位相情報を得た。

また、振幅スペクトルの計測では、無変調のレーザー出力を参照光としたヘテロダイン検波により、周波数掃引して信号光の各モードから生じるビート信号の強度を計測した。スペクトル計測の帯域は中心周波数から 35 GHz(スペクトル 15 本)の範囲とした。また、計測結果と比較・検討のため、帯域幅 20 GHz の光サンプリングオシロスコープで PD 直前の信号光の時間波形を観測した。また、観測波形をフーリエ変換することにより、位相・振幅スペクトルを計算した。

7.2.2. 結果・考察

図 7.4,7.5.にパケットパターン”10000”と”10100”それぞれについての計測結果を示した。ここで、提案手法およびオシロスコープによる観測波形から求めた位相・振幅スペクトルをそれぞれ、a), b)に示した。また、スペクトルを基に合成した時間波形を c)に示した。図 7.4,7.5.の a), b)の結果における提案手法とオシロスコープとの差の標準偏差はそれぞれ、 0.23λ , 2.0 %, 0.14λ , 1.8 %であった。位相の結果における誤差が 1~2 割程度と比較的大きな値となったが、位相の計測精度については、位相と振幅の同時計測を実現することなどで、大幅に改善することが見込まれており、現時点では不十分とも考えられるが、計測システムとしての限界というわけではない。また、c)の結果から 2 つの手法で同様のパケットパターンを持つ 12.5 Gbit/s 5 bit の波形が観測されていることが確認され、光周波数コムを二波長同時ヘテロダイン検波法の参照光に適用して計測利用できることが示された。この結果より、高速な光信号波形観測の実現に向け、二波長同時ヘテロダイン検波法の並列位相計測への適用性が実証された。

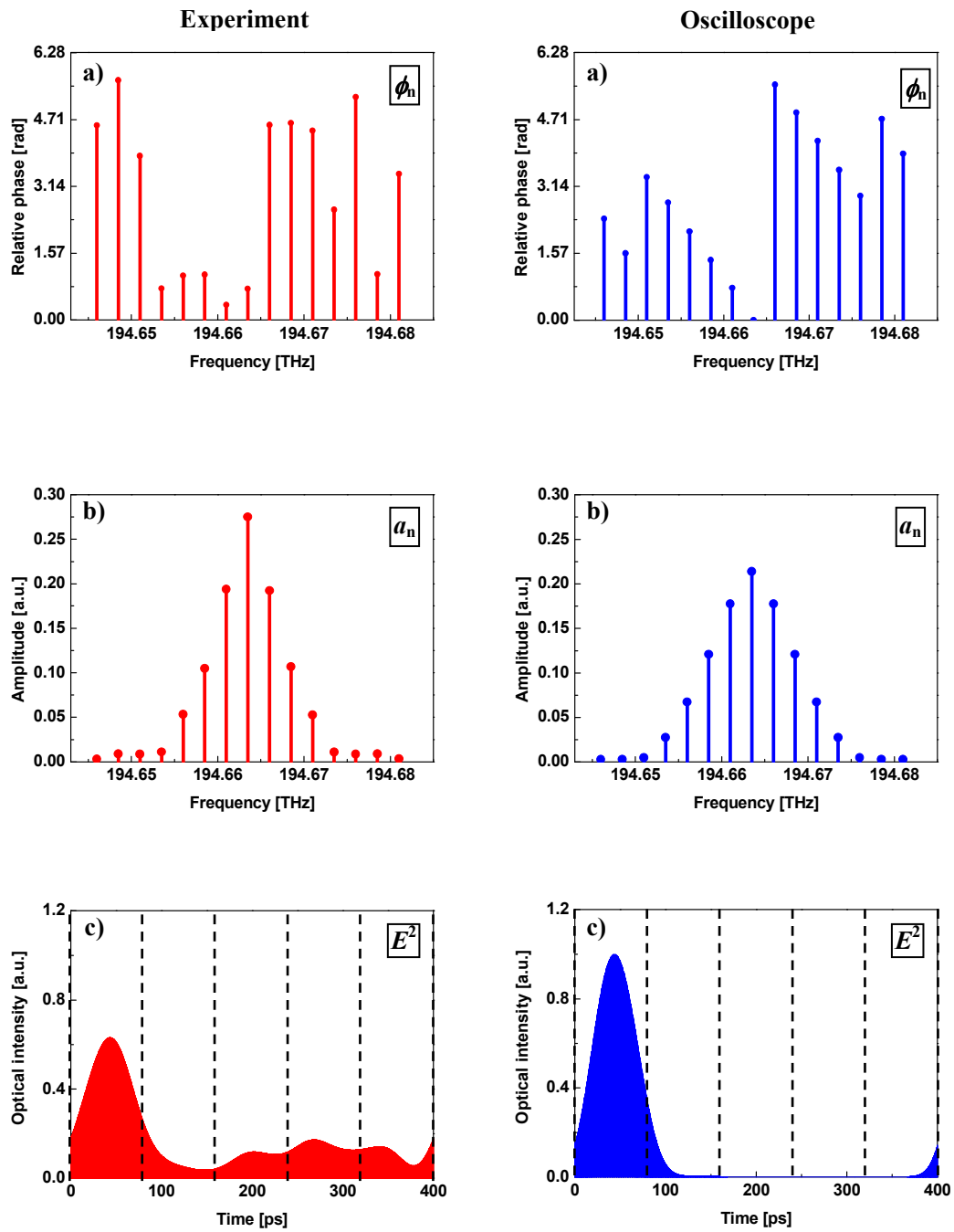


図 7.4. パターン”10000”の計測・計算結果
 a) 振幅スペクトル b) 位相スペクトル c) 時間波形

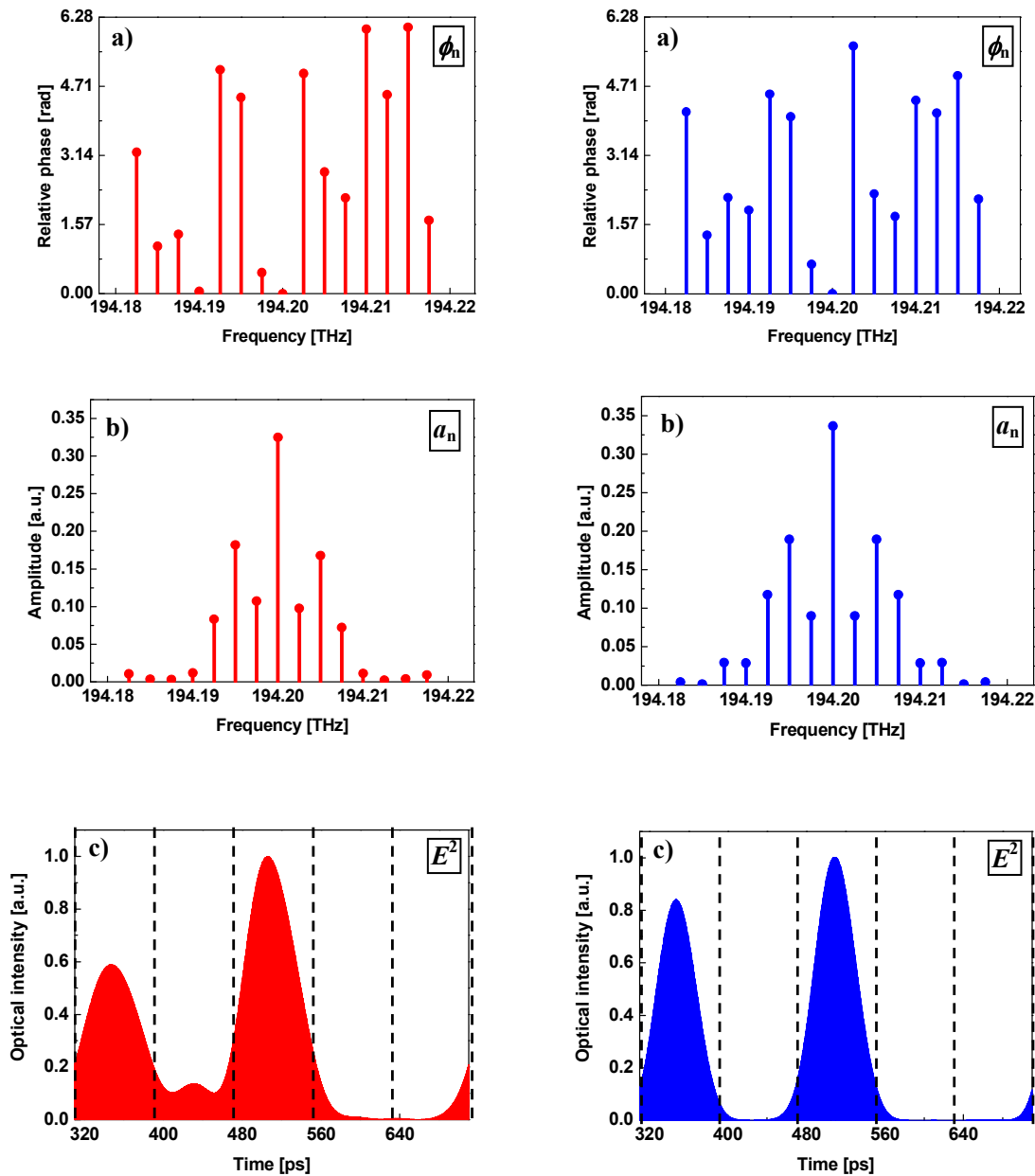


図 7.5. パターン”10100”の計測・計算結果
 a) 振幅スペクトル b) 位相スペクトル c) 時間波形

7.3. アレイ導波路格子(AWG)の導入

AWG を導入する目的は計測に用いる周波数成分のみを選択的に抽出するためである。前節で光周波数コムを導入した実験ではバンドパスフィルタを利用したが、あくまで導入段階の基礎実験だったために行った手段であり、計測の並列性が失われることや隣接モードでなければ抽出できないなど、広帯域の参照光によるメリットを損なう結果となるため、

実際のシステムでは利用することができない。それに対し、参照光スペクトルの周波数間隔に合わせて設計された AWG を利用すれば、任意のモードを独立して抽出することができ、並列性も損なわれない。まずは、AWG の導入に向けて、AWG による波長選択をして相対位相計測を行うプロセスを実験的に確認するための基礎実験を行った。

7.3.1. 実験方法

図7.6.に実験系を示す。信号光は波長可変レーザーの出力を周波数10 GHzおよび20 GHzのマイクロ波で駆動した位相変調器に入射し、発生したサイドバンドのうち隣接する2モードを計測に用いた。一方、参照光には、DFBレーザーの出力を、周波数10 GHzの矩形マイクロ波で駆動した強度変調器に入力して得られる周波数間隔5 GHzのスペクトル列を光周波数コムと見立てて利用した。ここで、信号光源と参照光源の発振周波数は互いに200 MHzだけ異なるように設定した。信号光と参照光を合波してAWG(ch間隔10 GHz,ch数40)に入力し、AWGの出力ch.のうち信号光に適した2つを選んで、光ファイバカップラで再度合波し、PDでヘテロダイン検波した。そして、出力されるビート信号を250 MHzのローパスフィルタを通し、不要な信号を除去した後に乗算処理し、発生する信号のDC成分を測定した。この際、参照光の光路上にあるディレイラインで光路長を変化しながらDC電圧の変動を観測した。

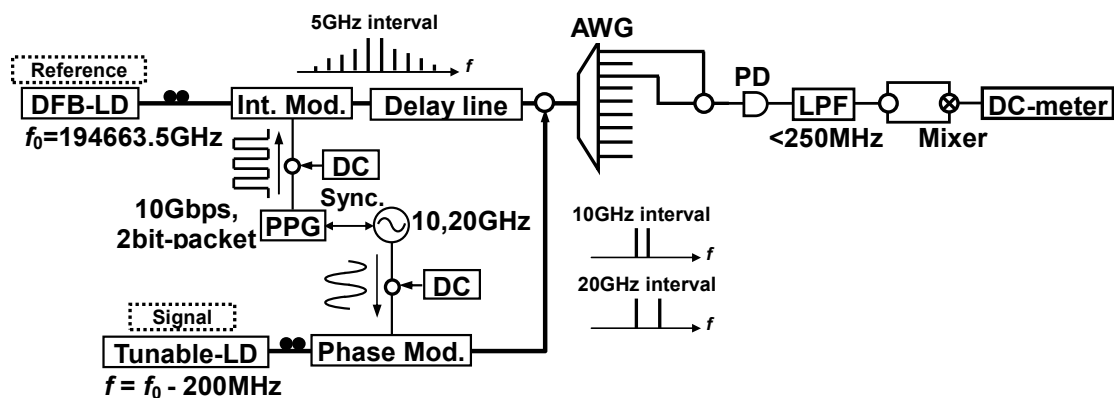


図 7.6. AWG の導入実験系

7.3.2. 結果・考察

図 7.7. a), b)に周波数間隔 10 GHz(波長 30 mm), 20 GHz(波長 15 mm)で抽出したときの、DC 電圧の計測結果をそれぞれ示す。いずれの計測結果も正弦波状の変動が確認でき、相対位相計測が問題なく行えることを示唆している。またそれぞれを正弦波でフィッティングしてその周期を確認すると 30.2 mm, 15.2 mm となった。これらは、それぞれ計測した 2 モード間の周波数間隔 10 GHz, 20 GHz の波長にほぼ一致しており、妥当な結果が得られている。この結果から、AWG を利用した 2 波長同時ヘテロダイン検波法による任意の 2 モード間の

相対位相計測が可能であることが確認されたと言える。

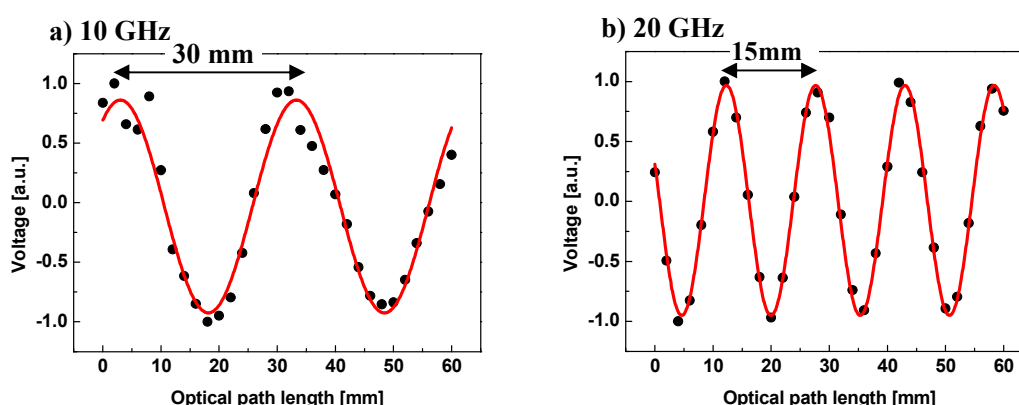


図 7.7. a) 10 GHz および b) 20 GHz 間隔の信号光における光路長に対する出力電圧の変動

7.4. 超高速信号の発生(光シンセサイザの導入)

光周波数コムと AWG の導入した二波長同時ヘテロダイン検波法による計測を実証したことで、高速光信号波形観測を実現する準備は整った。そこで、続いて高速光信号波形の観測実験の実証を行うにあたり、計測対照となるテラヘルツ領域の高速光信号を発生させる必要がある。これまでの実験においては、信号光の発生には強度変調器や位相変調器を用いていたが、これらでは数十 GHz 程度が速度の限界であり、テラヘルツ領域の信号波形を発生することはできない。また、唯一、高速な光信号として用いたのが、光周波数コム発生器であるが、発生する信号波形を制御することができなかった。そこで、高速光信号発生のための広帯域光源として光周波数コム発生器を用い、その発生したスペクトルを制御して、任意の信号波形を生成するための光シンセサイザを組み合わせることで、計測対照となる高速光信号波形の発生を実現することとした。

ただし、通常、光シンセサイザを利用して制御できるスペクトルの周波数帯域は数百 GHz 程度であり、数 THz に及ぶ光周波数コムの広帯域性を十分に活かしたものとは言い難い。これは光シンセサイザの小型化、安定化のために構成する変調器や AWG をチップ上に集積化する際の技術的な限界からチャンネル数が限られてしまうことによるものであり、現状 40 ch 程度が限界であると思われる。光周波数コムの周波数間隔に合わせて設計する場合、光周波数コムの周波数間隔を決定するのは光コム発生器に入力されるマイクロ波の発振周波数となるため、信号源をはじめとするデバイスの速度による制限が生じる。そのため、光周波数コムのピーク間隔は最大でも 100 GHz であり、多くの場合、数十 GHz 程度で用いられる結果、全帯域でも数百 GHz 程度のスペクトルしか制御することができなくなる。そこで、本研究においては、光シンセサイザと合わせて AWG の特性を上手く活用することで、光周波数コムの有する広い周波数帯域を活かし、より高速な光信号の発生を可能にする新

たな光シンセサイズシステムを構築した。

7.4.1. カラーレス AWG の利用

既存の光シンセサイザの周波数帯域の限界を突破し、より高速な光信号を発生させるための処理として、カラーレス AWG の周回性を利用した。カラーレス AWG は出力チャンネル数を単位とする透過バンドを複数持っていて 1 台で広帯域をカバーできるのが特徴である。カラーレス AWG のある出力チャンネルの動作を見てみると、複数のバンドの出力を兼ねているため、その透過スペクトルは一定の間隔(FSR)で繰り返す特性を持っており、これを周回性と呼んでいる。したがって、複数のバンドにまたがった広帯域の入力信号を利用すれば、FSR の周波数間隔でスペクトルを切り出すことができる。さて、光シンセサイザの広帯域性の障害として大きな要因となっていたのは、実装できるチャンネル数の制限である。したがって、より広帯域な光信号に対して光シンセサイザによる制御を利用するためには、信号光の周波数間隔を広くすることでより少ない本数のスペクトルで広帯域に広がる信号光を生成する必要がある。これまでは、光変調器や光周波数コム発生器を駆動する RF 信号の速度限界から、信号光の周波数間隔を大きく拡大することが困難であった。そこで、有効な手段となるのがカラーレス AWG の周回性を利用することであり、カラーレス AWG の一つの出力チャンネルを用いて、光周波数コムの中から一定の間隔でピークを抽出して利用することで周波数間隔を拡大し、この課題をクリアすることができると考えられる。

そこで、まずは、カラーレス AWG と光シンセサイザを提案システムに導入して、その動作を確認する基礎実験を行った。

7.4.2. 実験方法

図 7.8. に実験系を示す。信号光の光周波数コムの種光源には DFB レーザーを用い、その出力を周波数 25 GHz の RF 信号で駆動した光コム発生器(OFCG)に入射して周波数間隔 25 GHz の光周波数コムを得た。発生した 25 GHz 間隔の光周波数コムの中からカラーレス AWG1(FSR 200 GHz)の周回性を利用して 200 GHz 間隔のピークを抽出して、これを信号光として用いた。一方で、参照光には信号種光源と 200 MHz だけ発振周波数の異なる波長可変レーザーの出力を種光源として OFCG により発生した周波数間隔 25 GHz の光周波数コムを利用した。ここで、信号・参照の光周波数コム発生器を駆動する RF 信号は、共通の信号源から出力した 12.5 GHz のマイクロ波を周波数二乗倍器(フリケンシダブラー)により 25 GHz の信号を発生した後、分岐させてそれぞれアンプによる増幅を経て、RF 強度約+26 dBm で OFCG を駆動した。信号光の 200 GHz 間隔光周波数コムは光シンセサイザに入射し、シンセサイザ内部の AWG2(チャンネル間隔 200 GHz、チャンネル数 32)により、200 GHz 間隔のピークがそれぞれ別々のチャンネルに展開され、モード毎に独立した強度・位相変調を電流制御により行われる。この実験では、単純に光シンセサイザおよび AWG を組み込んだ系の

動作確認が目的のため、信号波形の生成は行わず、光シンセサイザのすべてのチャンネルを電流値 0 [mA]に制御した。光シンセサイザより出力された信号光は参照光と合波し、AWG3(チャンネル間隔 50 GHz)により 200 GHz 間隔の隣接 2 モードを抽出して提案手法に適用して位相スペクトルを計測した。このとき、AWG3 への入力は 2 つのポートを用いた。これは同一の出力ポートにおいて出射される光の周波数は入力ポートによって異なるという AWG の特性を利用するためであり、これにより AWG 前後で使用する光ファイバケーブルの数を減らすことに繋がり、損失を軽減することができる。具体的には入力ポートを 1 つずらすとチャンネル間隔の 50 GHz だけ出力される周波数がシフトするので、本実験では入力ポートを 4 つ離れた 2 ポートとすることで 200 GHz 間隔の光周波数コムの隣接モードが同一ポートから出力される。一方で、振幅スペクトルの計測は光シンセサイザより出力した信号光を光スペクトラムアナライザにより観測することで行った。

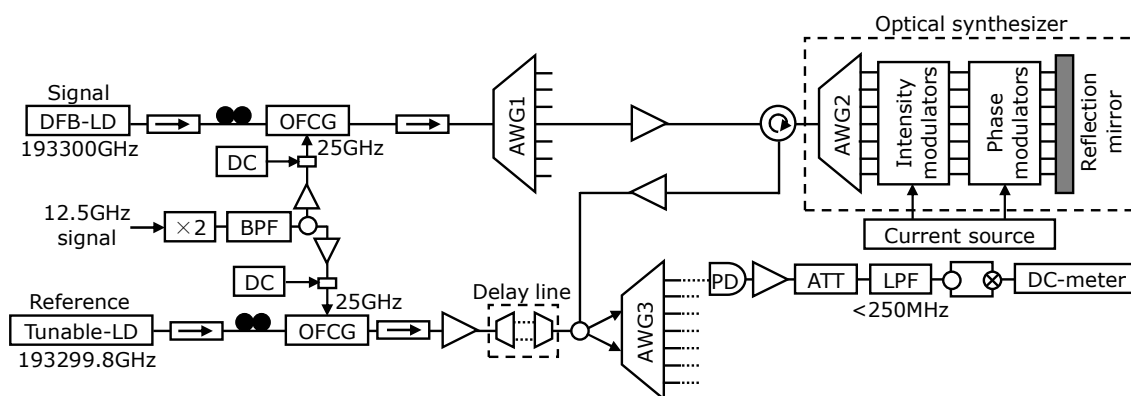


図 7.8. カラーレス AWG 導入実験系

7.4.3. 結果・考察

図 7.9.に光シンセサイザから出力された信号光を光スペクトラムアナライザで観測した強度スペクトルを示した。今回は図 7.9.のスペクトルのうち中心周波数から ± 2.1 THz(4.2 THz)の帯域に対して位相スペクトル計測を行った。また図 7.9.の強度スペクトルを線形の値に変換し平方根を取ることで算出した振幅スペクトルを図 7.10.に、提案手法により計測した位相スペクトルを図 7.11.にそれぞれ示した。また、図 7.10.,7.11.のスペクトルを基に合成した時間波形を図 7.12.に示した。今回の実験では光シンセサイザによる制御を行っていないので、計測したスペクトルより得られた時間波形は 200 GHz 間隔の光周波数コムそのものの波形と見なすこともできる。得られた波形は光周波数コムの周波数間隔である 200 GHz に対応した 5 ps の繰り返し周期を持つものとなっており、ピークの半値幅は 0.84 ps であった。この結果から光シンセサイザおよびカラーレス AWG を導入しても問題なく計測が可能であることが確認された。これにより、カラーレス AWG を利用して光シンセサイザで最大 6.4 THz の周波数帯域にわたるスペクトルを制御することを可能にするシステムを構築することができた。ただし、光コムの周波数間隔を広くすることによって、生成・計測される

時間波形においても変化が生じる。そこで、周波数領域と時間領域での波形の関係をはじめとして、光シンセサイザの設計による仕様の変化、制限などについて次に述べる。

周波数間隔は時間領域の波形における繰り返し周期と対応しており、周波数間隔の逆数が波形の繰り返し周期となる。そのため、周波数間隔を広くするということは時間波形の繰り返し時間を短くすることにつながる。これは、一つの制限となり、例えば、デジタル信号のビット長の制限へとつながる。また、同様に周波数帯域は時間領域での分解能と対応しており、それによって、ビットレートが制限される。またこれらの関係により信号のビット数も決定される。周波数領域でのスペクトル間隔を f_i 、周波数帯域を f_b とし、時間領域での時間窓を t_w 、時間分解能を t_r とすると、それぞれ以下の関係を持っている。

$$t_w = \frac{1}{f_i} \quad (11)$$

$$t_r = \frac{2}{f_b} \quad (12)$$

したがって、本研究における条件を当てはめて代入すると、 $f_b = 6.4 \text{ THz}$, $f_i = 200 \text{ GHz}$ であるから、 $t_w = 5 \text{ ps}$, $t_r = 0.3125 \text{ ps}$ となる。ビットレートは時間分解能から逆数をとって 3.2 Tbit/s と決まる。また、生成できる信号のビット数は t_w/t_r で決まり、 $5/0.3125 = 16$ となる。このことから以降の実験においては、 3.2 Tbit/s 16 bit のデジタル信号をベースとして検討を行っていくこととした。

このビットレートあるいはビット数などをさらに改善するためには、例えば、光シンセサイザや AWG のチャンネル数を増やすことができれば、周波数間隔はそのままに帯域を拡大することでさらに時間領域で高分解能な計測が実現できたり、周波数間隔を狭くすることで、広い時間窓の波形を取得することができたりするようになる。このためには、集積技術の発展が待たれるところではあるが、その代替策として複数の光シンセサイザを利用することで見かけ上チャンネル数を増やす方法も考えられる。これには、カラーレス AWG の出力ポートを複数用いる。カラーレス AWG の出力光はポートごとにいずれも自由スペクトル領域(FSR)の間隔のスペクトル列がそれぞれ異なる周波数成分を持って出力されている。したがって、複数のポートを利用することで、一旦は間引きしたスペクトルを全て揃えることも可能である。分割された広い間隔のスペクトル列それぞれに対して光シンセサイザを用意し、スペクトル制御をした後に、合波すれば、元の光周波数コムのパイク全てが任意の制御を受けた状態で揃うことになる。しかしながら、この方法は、分岐されたそれぞれの光路同士の光路長の差あるいは揺らぎによる影響を除去するための安定化が非常に重要になると考えられる。現状、この点については検討が不十分であり、複数のシンセサイザから出力されるピーク間での計測は実現できていないが、これを実現することができれば、集積技術の発展を待たずとも、劇的に波形生成の性能を向上することができるものである。また、ビットレートに関しては変調を多値にすることで実効的な速度を向上されることが

できる。これについては実験的な検討を行い、性能の評価を行った。その内容については第8章にて詳しく解説する。

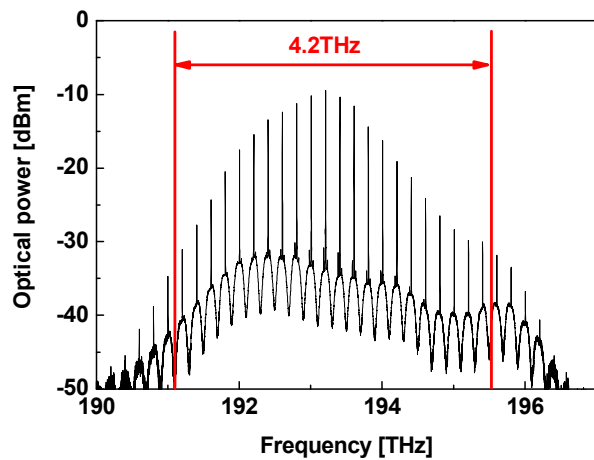


図 7.9. 200 GHz 光周波数コムの強度スペクトル

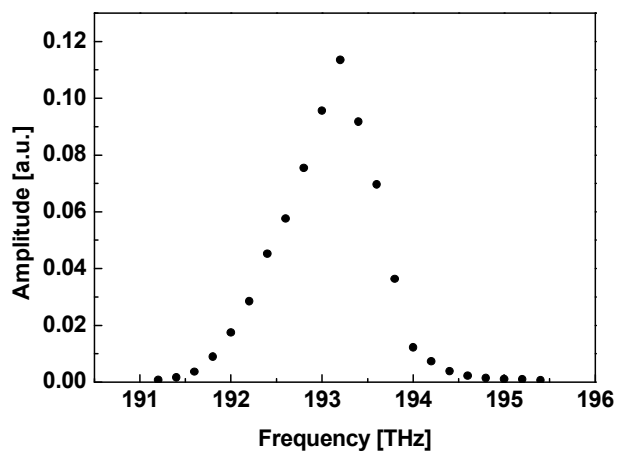


図 7.10. 振幅スペクトルの計測結果

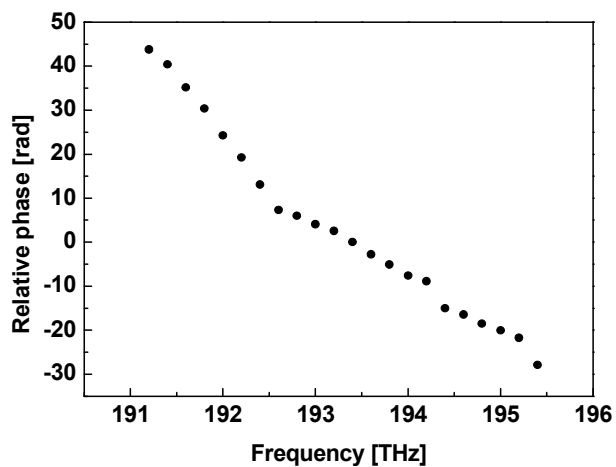


図 7.11. 位相スペクトルの計測結果

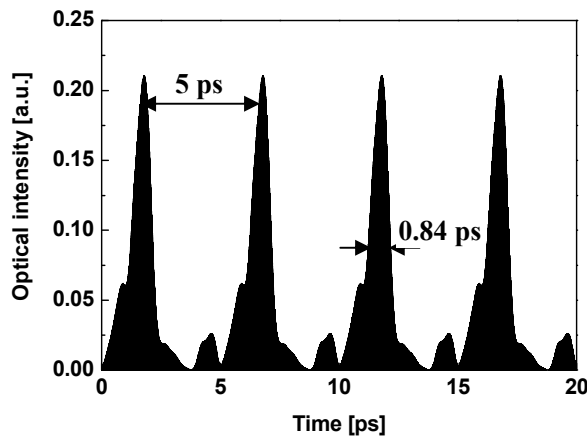


図 7.12. 時間波形の計測結果

7.5. 光シンセサイザの特性

光周波数コム、AWG、光シンセサイザを導入したシステムを構築したことで、任意の光信号波形を生成することが実現可能となった。光シンセサイザによるスペクトル制御で波形生成を行う上で、まず重要なことは光シンセサイザによる変調特性を知っておくことである。本研究に使用した光シンセサイザは、強度変調については減衰量 > 25 dB、位相変調については位相シフト量 $> 2\pi$ という性能のものである。変調の深さは印加される電流値によって決定され、およそ $10 \sim 15$ [mA] の電流で最大の変調が得られるものとなっている。特性はチャンネルごとにわずかに異なり、また、どのような変動のカーブを持っているかを知っておくことはスペクトル制御を円滑に行う上で重要なことである。そこで、まずは光シンセサイザによるスペクトル制御を行う準備段階としてその変調特性を計測し、明らかにする。

7.5.1. 光シンセサイザの強度変調特性

まずは、強度変調特性についての計測では、実験構成は図 7.13 に示すようにして、光源には波長可変レーザーを用いて、光シンセサイザの各チャンネルの中心波長に合わせて発振周波数を設定した光を入力した。電流制御は該当するチャンネルでは 0 [mA] から徐々に増加させていき、他のチャンネルはすべて 0 [mA] に設定した。このときに光シンセサイザから出力される光の強度を光スペクトラムアナライザ(OSA)で観測し、強度変調特性を明らかにした。

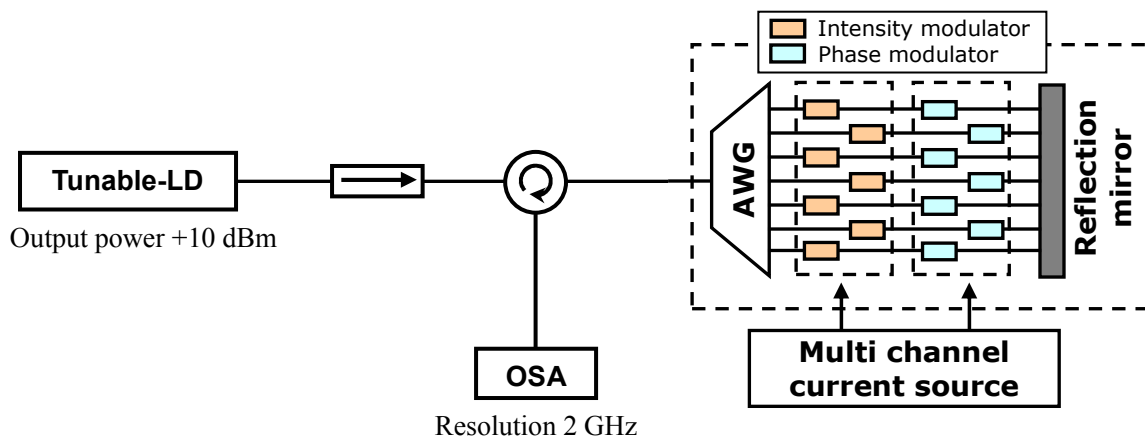


図 7.13. 光シンセサイザの強度変調特性計測

実験に使用した光シンセサイザは 200 GHz の周波数間隔で全 40 チャンネルあり、その全てに対して同様の計測を行った。計測結果のうち代表してチャンネル 1 (中心周波数 197.4 THz) の特性と全チャンネルの特性を重ね書きしたものを図 7.14. に示した。縦軸は強度変調することで生じる減衰量を示し、横軸は電流値に比例した電流源駆動プログラムじょうの設定値を示している。電流の実効値はシンセサイザの各チャンネルによって多少異なるインピーダンスによって決まるが、目安として設定値 500 でおおよそ 10 [mA] の電流に対応している。強度変調の特性は、電流値に対して最初は緩やかに変化していき、設定値 300 あたりから線形に追随するようになり、設定値 600 ~ 700 で最大の減衰が生じる。その後は電流値の増加にしたがって減衰量が小さくなっていく。チャンネルによって多少の差異はあるが、概ねこのような特性となっている。また、最大減衰量はいずれも仕様にある 25 dB (図中の赤線) をクリアしており、35 dB 以上の減衰が得られる結果となっている。

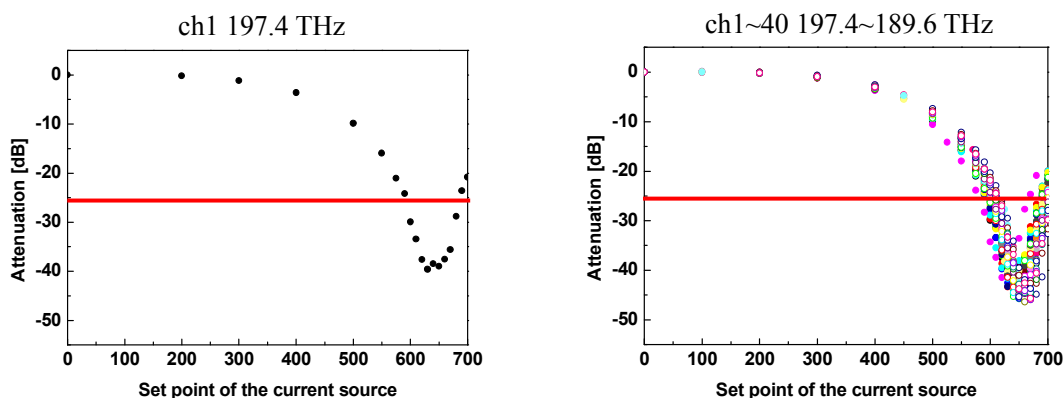


図 7.14. 光シンセサイザの強度変調特性

7.5.2. 光シンセサイザの位相変調特性

位相変調の特性についてはスペクトルの位相を計測するために多波長ヘテロダイン検波法に適用して計測する。計測に用いた実験系を図 7.15. に示す。

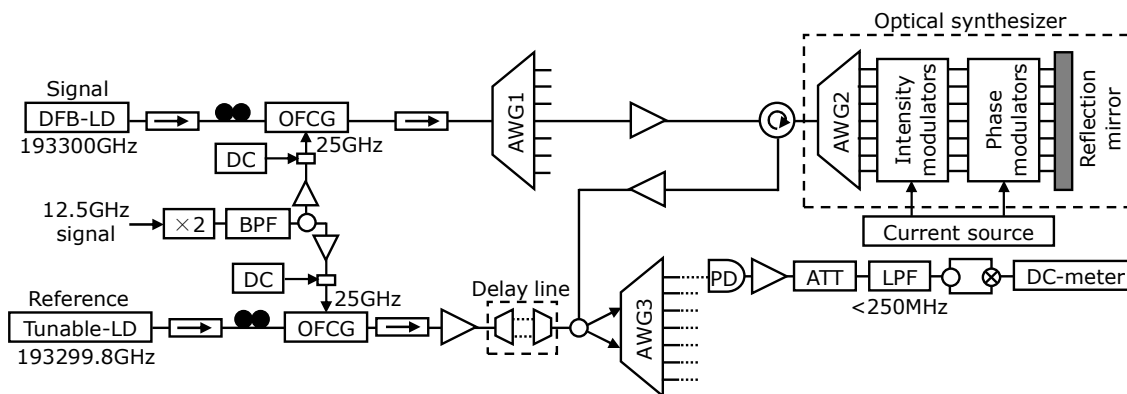


図 7.15. 位相変調特性計測の実験系

ここで、光シンセサイザの内部の AWG の特性に合わせるため、光周波数コムとカラーレス AWG を用いて信号光を生成することとした。位相変調特性の計測では、相対位相を計測する 2 モードの信号光のうち、いずれか片方の位相のみを変調して、多波長同時ヘテロダイン検波法の出力の変化を観測することで行う。計測方法としては、出力の DC 電圧を連続して自動計測しながら、一定の時間ごとに印加する電流の値を変化させていき、その変化の様子を観測する方法で検討した。今回、設定値は 5 秒ごとに 50 ずつ変化させた。例として ch21 に電流を印加したときの計測結果を図 7.16. に示す。電流制御により相対位相が変化していき、正弦波状の電圧変化が観測される。図 7.16. の最大、最小の位置から、設定値 100 ~ 450 前後の間で位相が π 変化し、450 ~ 600 程度でさらに π 変化するという特性が見られた。

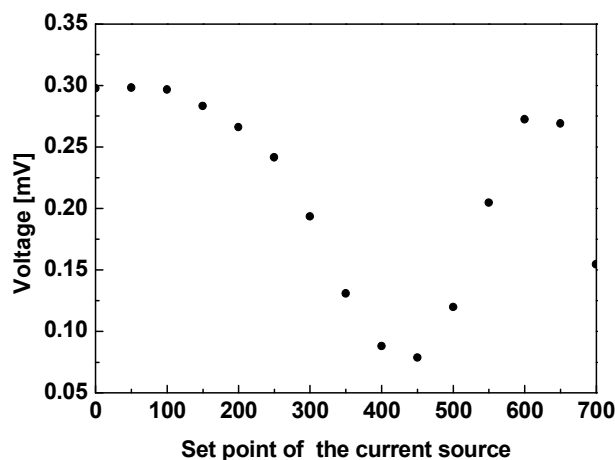


図 7.16. 位相変調特性の計測結果

7.6. スペクトルのシミュレーション

光シンセサイザによるスペクトル制御を行い、波形生成を行う際に、提案するシステムでは、提案手法の特性および他の手法で計測できない速度に対応できるシステムという観点から、生成された波形を観測しながら調整する方法ではなく、振幅・位相スペクトルを直接計測して生成したい信号波形のスペクトルに近づける方法を取る。したがって、まずは、目標となる信号波形の振幅・位相スペクトルがどのような値を取るかということを知っておく必要がある。そこで、計算機によるシミュレーションで振幅・位相スペクトルを算出する。シミュレーションの方法としては、はじめに、生成したい信号波形を設定し計算機上で信号波形を作成する。例えば、3.2 Tbit/s 16 bit のデジタル信号として図 7.17.に示すような波形を作成する。このとき、信号波形の時間窓は信号光の基になる光周波数コムの周波数間隔に合わせて決める。時間波形の繰り返し周期は信号光の周波数間隔によって決まるため、このように設定する必要がある。

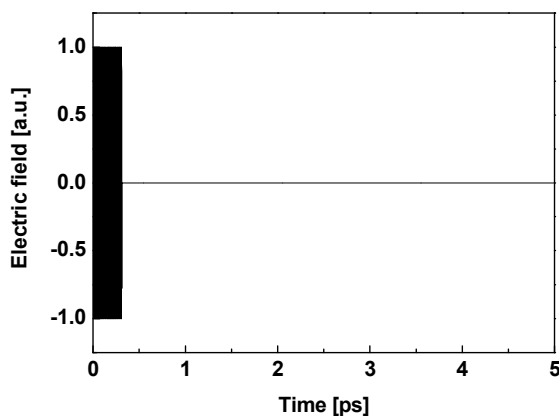


図 7.17. PC 上で作成したデジタル信号波形

次に、図 7.17.のように作成した信号波形をフーリエ変換する。その結果として得られた振幅・位相が光シンセサイザを制御する際の目標となる振幅・位相スペクトルとなる。ただし、フーリエ変換結果では多数のスペクトルのピークが得られるが、計測に使用するものはそのうちのごく一部であるため、中心周波数から左右に計測帯域幅(光シンセサイザの帯域で決まる)に含まれる本数だけ抽出して用いる。抽出したスペクトルを図 7.18.に示す。ここでは 32 本のスペクトルとなる。

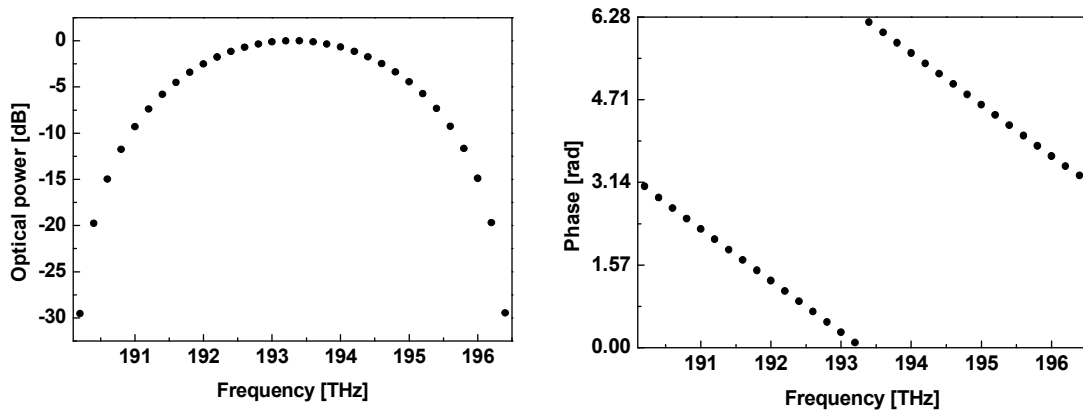


図 7.18. 振幅・位相スペクトルのシミュレーション結果

また、計測帯域による制限で、計測結果として合成される信号波形は、シミュレーションの最初に作成した理想的な波形とは異なってくる。そこで、実際に得られる信号波形の形状などをシミュレーションするため、図 7.16.のスペクトルを基に、計測結果による合成と同様に時間波形を合成し、波形のシミュレーションとした。合成したシミュレーション波形は図 7.19.に示した。図 7.19.に作成した矩形のデジタル信号は帯域制限して合成した波形は高周波成分がなくなることで、境界がなまった波形になることがわかる。

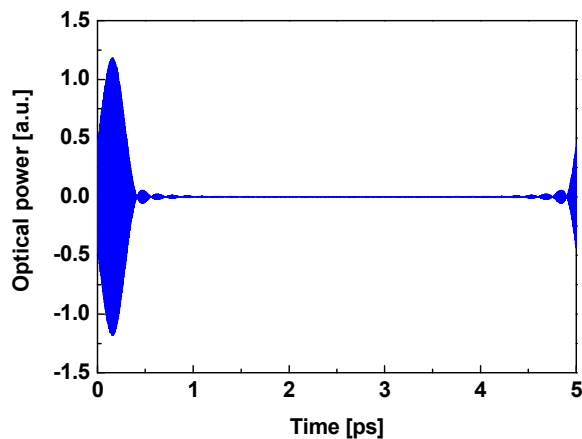


図 7.19. 時間波形のシミュレーション結果

7.7. 光シンセサイザによるスペクトル制御

シミュレーションにより算出した振幅・位相スペクトルの目標値を基にして、光シンセサイザによるスペクトルを制御し、波形生成を行う。光シンセサイザの制御は外部からの印加電流によって行い、多チャンネル電流源を Labview のプログラムで制御することで、光シンセサイザ内の各 ch の強度変調器・位相変調器にそれぞれ独立して制御された電流が供給される。振幅・位相の制御はそれぞれ光スペクトラムアナライザと二波長同時ヘテロ

ダイナ検波法の出力を観測しながら調整していく。それぞれの調整手順について説明する。振幅制御は、まず電流 0 [mA]に制御した状態の光シンセサイザからの出力光を光スペクトラムアナライザで観測し、これを変調前の信号光とする。光シンセサイザによる振幅制御は減衰させる方向でしか行えないことと極力損失を低減させたいことを加味し、変調前の信号光のうちにあるピークを基準として、電流制御しない(電流 0 [mA]に制御する)点と定める。基準となるピークは変調前の信号光のスペクトルと生成したい信号波形のスペクトルによって変化するため、両者の比較から決定する。このとき、特定の一点以外のピークを基準とした場合、目標としたスペクトル形状を生成するのに、減衰だけでなく増幅が必要となるため、必ず、ある一点が決定される。基準となる点を決定すると、各周波数成分の減衰量が決まるため、光シンセサイザの特性から設定すべき電流値を求めることができる。最後に決定された電流値を印加して調整完了となるが、ここで、実際に制御した後のスペクトルを光スペクトラムアナライザで観測し、目標のスペクトルと比較して確認する。目標とのずれが大きい場合は該当の ch の電流を微調整して目標に近づくようにしていく。本研究では ± 0.5 dB を調整の目安として、この条件がクリアされるように調整を試みた。

次に、位相制御については、振幅との同時計測などによるスキャンレス(光路長を変化させない)の計測を実現し、DC 電圧値と相対位相を 1 対 1 に対応させることができれば、各計測点で DC 電圧を観測しつつ、目標の相対位相になるよう調整するだけでよい。しかし、現時点では、スキャンレス計測の実現には至っていないため、代替の手段として、光路長を掃引する前提での調整方法をとっており、その方法について説明する。まず、目標とする位相スペクトルの隣接モード間の差から相対位相を算出する。そして、算出した相対位相からディレイラインで光路長を掃引したときに、最大値あるいは最小値といった特異点となるディレイラインの位置を決定する。あとは、決定したディレイラインの位置に固定して、DC 電圧を観測しながら、電圧値が最大や最小になるように電流値を変化させながら調整していく。この際、相対位相で調整することになるため、2 つの周波数成分の位相が関わっていることに注意する必要がある。つまり、一度相対位相を調整したスペクトルのうち 1 本は隣接する計測点の相対位相にも関係するものであるため、一定の規則に従って調整を行うようにしなければ、調整済みの相対位相値に影響を与えてしまう結果となることが考えられる。そこで、スペクトルの両端どちらかの 1 本を基準として位相を固定(電流を 0 [mA]に制御)して、残りのスペクトルを基準とした側の端から順に調整をしていくように規則付けする。調整は、DC 電圧を最大や最小になるようにした後、ディレイラインによる光路長を 0 から信号光の周波数間隔に対して 2 周期分程度掃引して正弦波状の電圧変化を観測する。そして、得られた結果を正弦関数でフィッティングして目標とする相対位相が得られているか確認する。必要があれば目標値が得られるように電流を微調整して計測を繰り返す。以上が、光シンセサイザによる振幅・位相スペクトルの制御方法であり、後述の実験における光シンセサイザによる制御は全て上記方法に基づいて行っている。

7.8. まとめ

本章では、二波長同時ヘテロダイン検波法を改良し、超高速光信号処理に適用するために必要となるデバイスの導入実験を行った。検討したいずれの項目における結果からも従来の提案手法による計測と同等の妥当な結果が得られていると考えており、光周波数コム、AWG、光シンセサイザを導入することによる提案手法の超高速光信号計測への適用性を実証することができた。また、高速任意波形生成のための基礎検討として、光シンセサイザの変調特性および制御プロセスに関して検討・考察した。以上より、二波長同時ヘテロダイン検波法に 3 つのデバイスを導入して構築した、多波長同時ヘテロダイン検波法とそれによる超高速光シンセサイザ/アナライザをもって超高速任意光信号波形の生成・計測を行う準備が整ったといえる。次章では、実際に光信号を生成し、生成した信号を提案手法で計測するという超高速光シンセサイザ/アナライザシステムの動作について確認を行っていく。

第8章

超高速信号波形の生成・計測実験

前章において、光周波数コム、AWG、光シンセサイザという新たなデバイスの導入に向けた基礎実験を行い、実現可能であることを確認できた。そこで、続いて、実際にこれら全てを導入し、任意の超高速信号波形を生成・計測する実験を行っていく。まずは、光シンセサイザによる制御を行った波形生成・計測実験の試験的な段階としてスペクトル本数を減らした計測を行い、その後、光シンセサイザのフルバンドとなる 6.4 THz の周波数帯域での計測を行う。この 6.4 THz という値は光周波数コムおよび光ファイバアンプの特性などを考慮して最適な帯域幅となるよう設計した結果であり、これに合わせて光シンセサイザを設計した。また、6.4 THz の周波数帯域での計測においては強度変調、位相変調など種々の信号波形に適用した実験を行い、特に計測可能な最大のビットレートに着目して検討を進めた。

8.1. 実験系

図 8.1. に実験系を示す。これは図 7.10. にて示した光シンセサイザの導入実験の実験系と同様の構成であり、この形が超高速光信号波形生成・計測実験の基本構成として超高速光信号シンセサイザ/アナライザのシステムと定義する。実験によって同じデバイスでも特性が異なる場合や一部デバイスが追加される場合があるが、それについては適宜説明する。

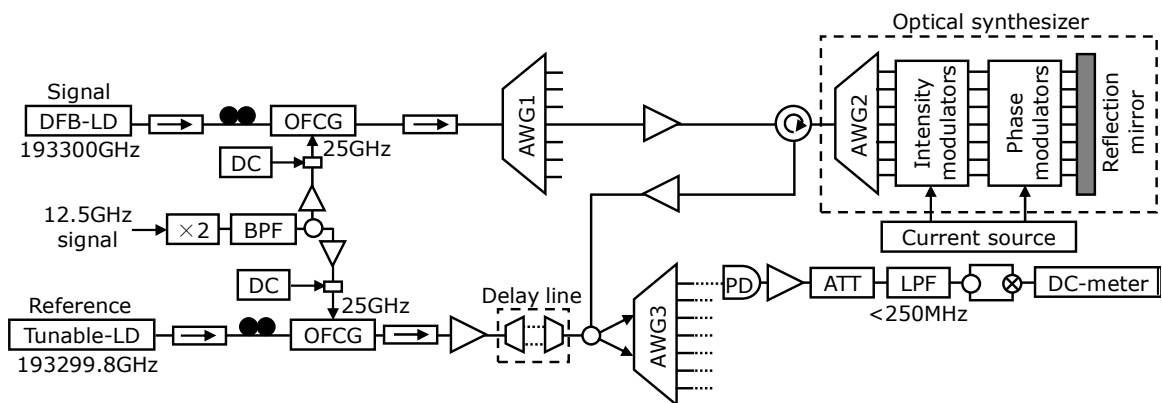


図 8.1. 超高速光シンセサイザ/アナライザ

信号光の光周波数コムの種光源には DFB レーザーを用い、その出力を周波数 25 GHz の RF 信号で駆動した光コム発生器(OFCG)に入射して周波数間隔 25 GHz の光周波数コムを得

る。さらに、発生した 25 GHz 間隔の光周波数コムの中からカラーレス AWG1 (FSR 200 GHz) の周回性を利用してピークを抽出して、これを信号光とする。一方で、参照光には信号種光源と 200 MHz だけ発振周波数の異なる波長可変レーザーの出力を種光源として OFCG により発生した周波数間隔 25 GHz の光周波数コムを利用する。ここで、信号・参照の OFCG を駆動する RF 信号は、共通の信号源からのマイクロ波を二乗倍して 25 GHz の信号とした後、分岐させアンプによる増幅して、OF CG に入力した。信号光は光シンセサイザに入射し、シンセサイザ内部の AWG2 により、ピークがそれぞれ別々のチャンネルに展開され、モード毎に独立した強度・位相変調を電流制御により行う。光シンセサイザの出力は参照光と合波し、AWG3 により隣接 2 モードを抽出して提案手法に適用し位相スペクトルを計測する。一方で、振幅スペクトルの計測は光シンセサイザより出力した信号光を光スペクトラムアナライザにより観測することで行う。

8.2. 光コムを用いた 2 Tbit/s 4bit デジタル信号波形生成・計測[67]

8.2.1. 実験方法

使用する実験系を図 8.2. に示す。信号光の 25 GHz 間隔の光周波数コムを FSR 400 GHz のハイスピードコムジェネレーターに入力し、400 GHz 間隔の光周波数コムを発生した。このハイスピードコムジェネレーターの動作については図 8.3. にその概要を示した。利用しているのはカラーレス AWG であり、その周回性を利用して入出力の 1 ch のみを用いることで 400 GHz 間隔の光周波数コムを抽出した。ここでは、初期段階の実験として、実験が成功しやすいように、ゲインや時間的変動の影響を考慮して 2 THz の周波数帯域に制限するため、バンドパスフィルタを利用している。これを光シンセサイザに入力して、強度・位相スペクトルをそれぞれ変調した。ここで、光シンセサイザ内部の AWG2 は FSR 375 GHz、チャンネル間隔 25 GHz であり、400 GHz の光周波数コム各モードはそれぞれ別のチャンネルに展開され、モード毎に独立した強度・位相変調が行われる。強度変調の深さは、強度スペクトルをスペクトラムアナライザで観測しながら設定した。一方、位相変調の深さは、25 GHz 間隔の光周波数コムを参照光として、多波長同時ヘテロダイン検波法の出力をモニターしながら設定した。ここで、信号の種光源と 200 MHz だけ周波数の異なるレーザー光を光源とした参照光を信号光と合波し、AWG3 により隣接 2 モードを抽出して提案手法に適用した。信号光の振幅・位相スペクトルは、計算機上のシミュレーションにより 4 bit 信号の矩形波を得られる振幅・位相スペクトルとなる様、光シンセサイザを制御した。この実験において、生成・計測する信号波形は 4 種類の 4 bit デジタル信号のパケットパターン“1000”、“1100”、“1010”、“1110”を用いた。

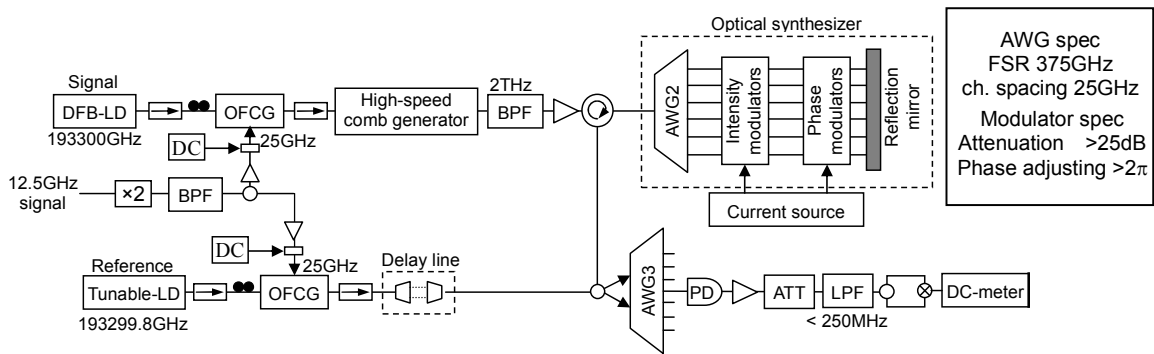


図 8.2. 2 Tbit/s 4 bit デジタル信号波形生成・計測

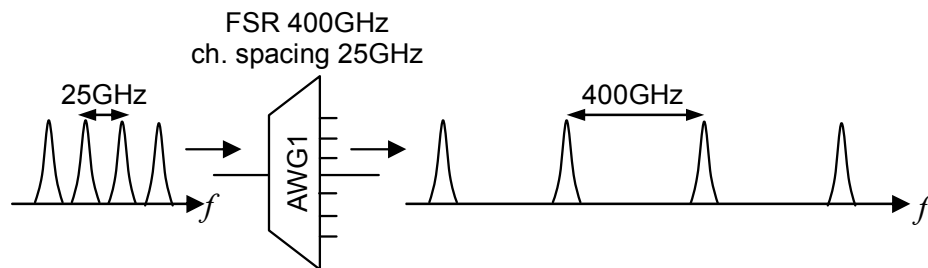


図 8.3. ハイスピードコムジェネレーター(カラーレス AWG)の動作原理

8.2.2. 結果

AWG1 入射前後の光周波数コムのスペクトルをスペクトラムアナライザで観測したものを図 8.4. a),b)に示す。今回は、バンドパスフィルタで 2 THz の周波数帯域に制限したため、AWG1 の出力としては 400 GHz の周波数間隔で 5 波のピークが観測された。

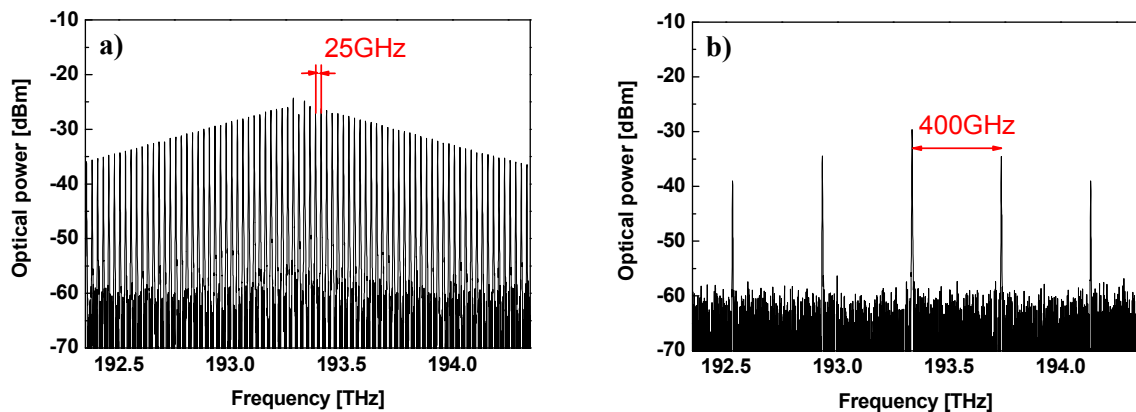
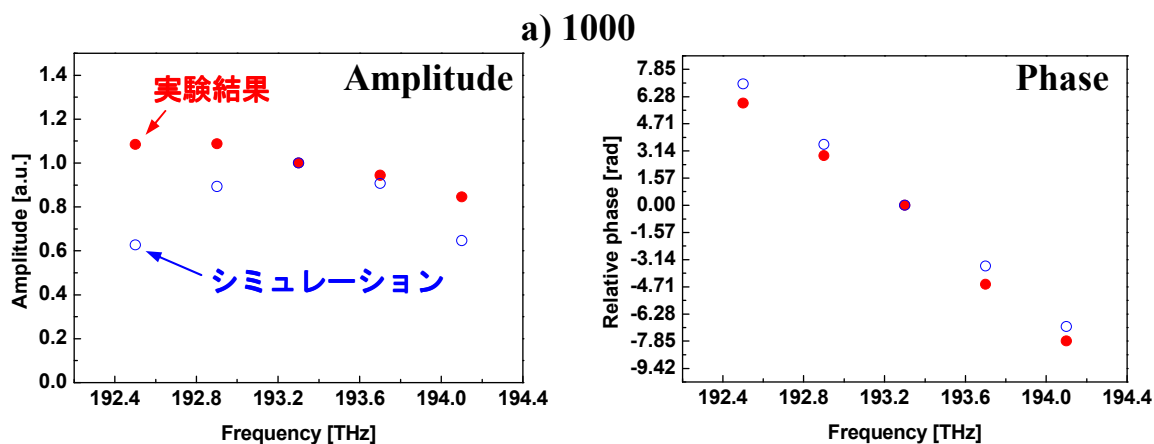
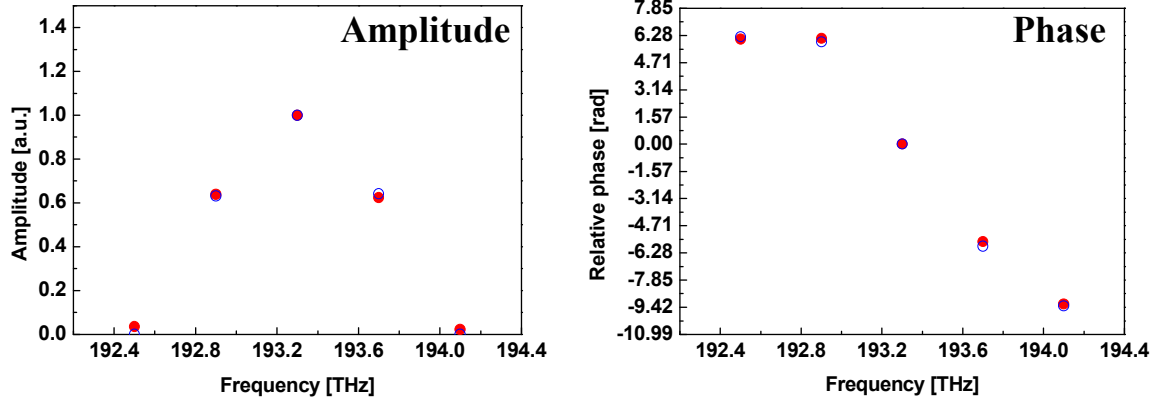


図 8.4. a) 25 GHz 間隔および b) 400 GHz 間隔の光周波数コムスペクトル

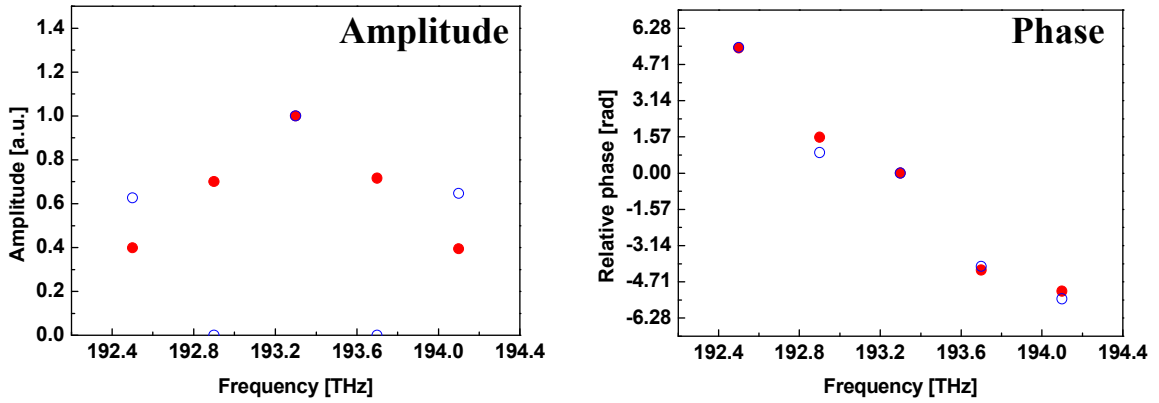
光シンセサイザにより調整した振幅・位相スペクトルを計測した結果およびフーリエ変換により計算上で導いたスペクトルを図 8.5 に示す。また、図 8.5 の振幅・位相スペクトルを用いて、時間領域で合成した信号波形を図 8.6 に示す。計測結果を赤い領域で、計算結果は包絡線を青い実線で示した。また、位相スペクトルの誤差の指標としての標準偏差は 0.05λ 程度であった。これに関しては、位相の時間的変動があることが確認されており、詳しい原因については現在調査中である。光シンセサイザを利用した波形生成および計測の実験においては、位相スペクトルを目標の値に調整するプロセスと制御された位相スペクトルを計測するプロセスがあり、いずれも提案手法での位相計測を行うため、従来、提案手法で行ってきた位相計測、波形計測に比べて、計測時間が長くなる傾向がある。したがって、位相の時間的変動の影響を受けやすい状況になっていると言える。この点に関しては、原因を突き止めて安定化させることも一つの方法ではあるが、シングルショットあるいはスキャンレスの計測を実現し、計測時間を大幅に短縮することでも劇的に変化が見られると考えており、それらを改善策として今後検討していく必要がある。図 8.6 より、4 種類のパケットパターン of デジタル光信号波形が観測された。また、“1000” の波形からパルス幅(ピークの半値幅)を求めると 450 fs となり、およそ 2 Tbit/s の速度の信号波形が得られていることが確認された。以上の結果から、提案手法による 2 Tbit/s 4 bit デジタル光信号波形の生成および計測が実証されたと考えられる。ここでの、計測結果と計算結果の波形の差異の原因について、計測結果の時間波形を合成する段階で振幅あるいは位相の片方のみを計算結果のスペクトルに置き換えたときの波形の変化を確認し図 8.7 に示す。b) “1100” については計測と計算でほぼ一致した結果が得られているため、ここでは、a) “1000”、c) “1010”、d) “1110” の 3 つのパターンについて行った。この結果から、主に位相スペクトルの誤差が波形の差異となって現れていることがわかる。この点については、現在の計測時間が長く、位相の時間的不安定性の影響を受けていると考えられる。計測時間を短縮することで位相の調整の精度、計測の精度ともに改善が見込まれる。



b) 1100



c) 1010



d) 1110

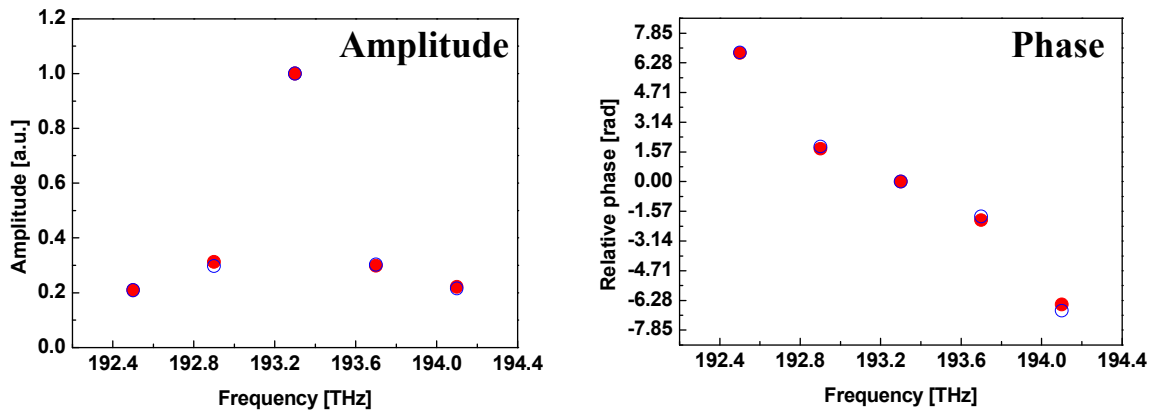


図 8.5. 4 種のパターン a) 1000 b) 1100 c) 1010 d) 1110 における計測結果 (赤いプロット) と計算結果 (青い円) のスペクトル

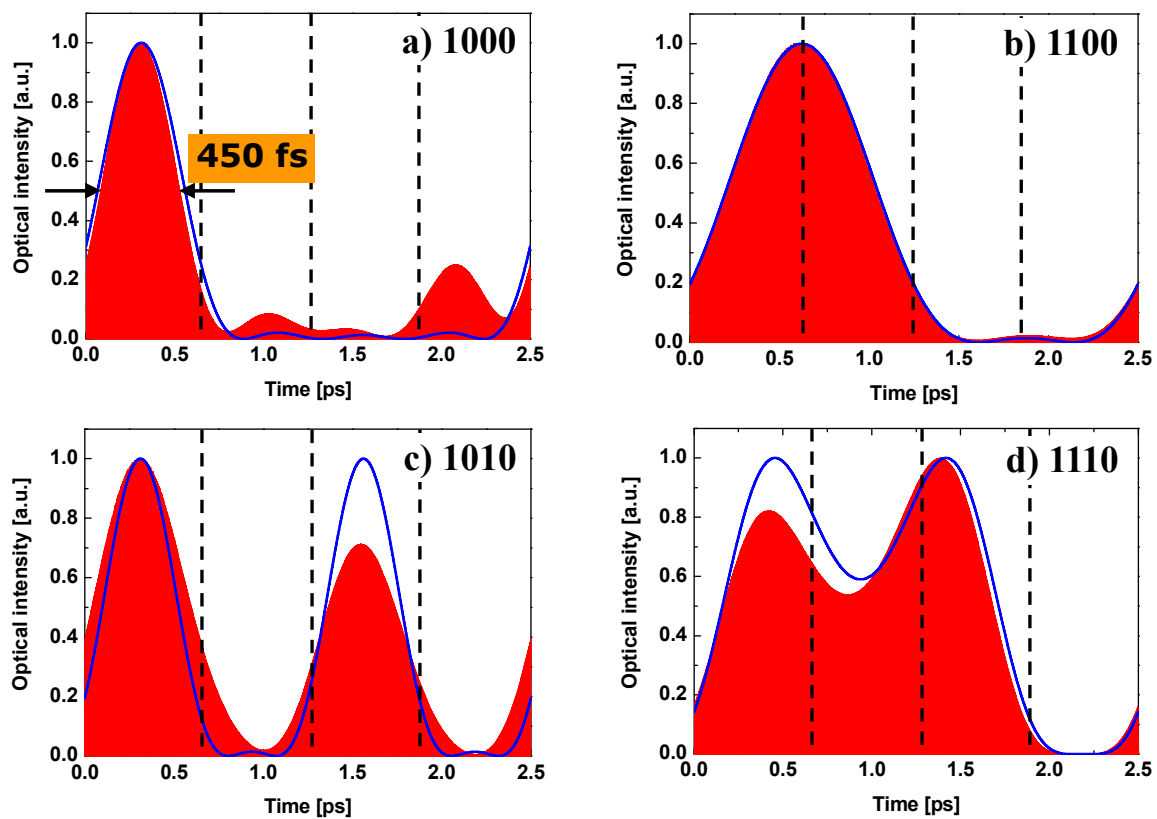
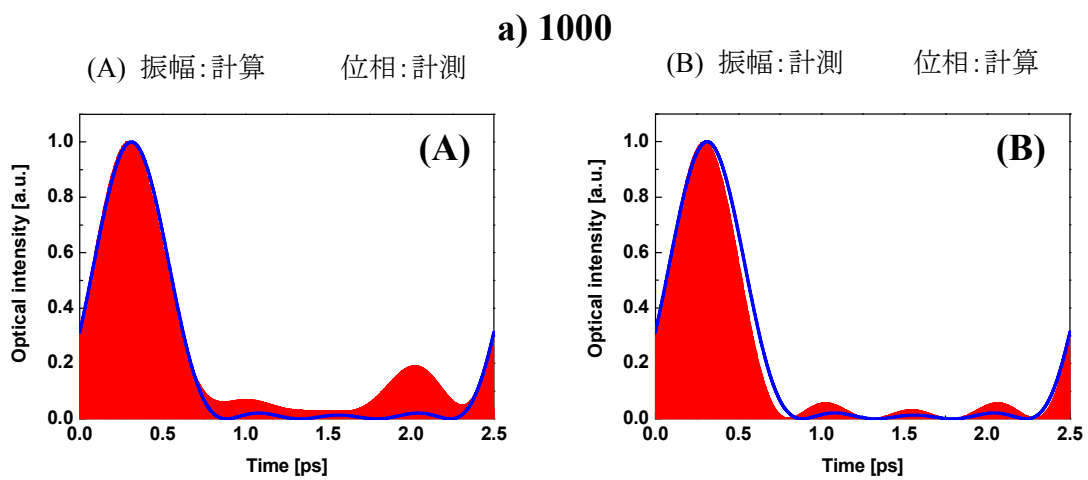
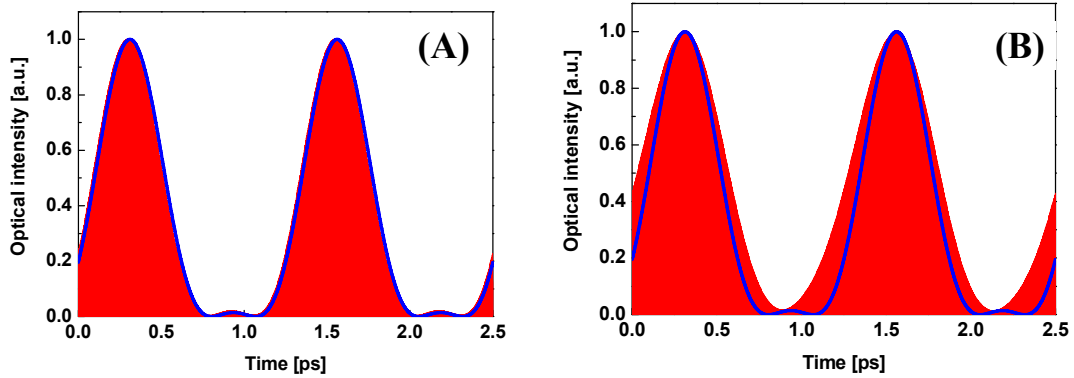


図 8.6. 4 種のパターン a) 1000 b) 1100 c) 1010 d) 1110 における計測結果 (赤い領域) と計算結果 (青い実線) の時間波形



c) 1010



d) 1110

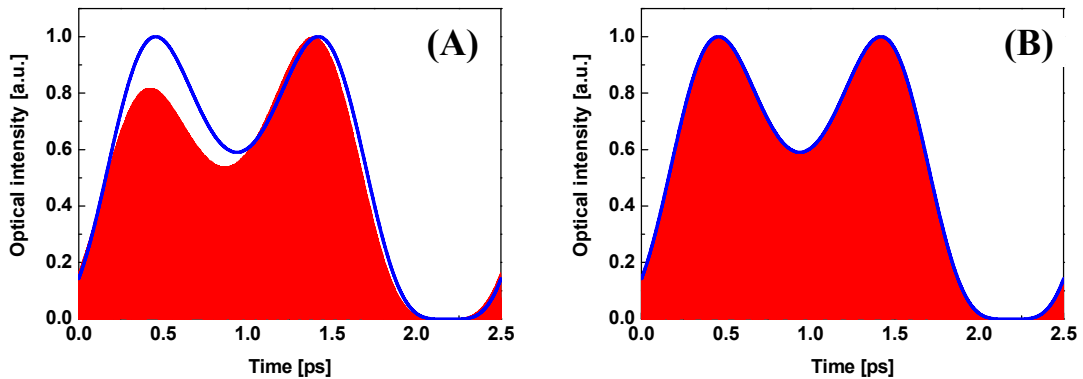


図 8.7. 計測と計算のスペクトルを混合した合成波形

以上の結果より、提案手法を利用して位相スペクトルをモニターすることにより、光シンセサイザによる位相制御のプロセスを簡易化し、光信号波形を生成した。生成した光信号波形を提案手法により計測した結果、4種類のデジタル光信号が観測され、いずれも計算結果とよく一致したものであった。以上の結果から、2 Tbit/s 4 bit デジタル光信号波形の生成と計測に成功し、テラヘルツ領域の高速信号波形の生成および計測を実現した。

8.3. 3.2 Tbit/s 16 bit 信号波形の生成・計測

前節の計測では光シンセサイザによる波形生成の導入実験としてスペクトルの帯域(本数)を制限して実験を行ったが、高速光信号の生成・計測について一定の結果が得られることが確認できたため、帯域制限なしのスペックの限界まで利用した計測の検討へと移る。保有している装置の光周波数コムおよび光シンセサイザの組み合わせで計測利用可能な最大の周波数帯域は 6.4 THz となっている。光シンセサイザの入力光には周波数間隔 200 GHz の光周波数コムを利用するため、32本のスペクトルピークが計測利用される。7.4.3項において示したように、スペクトルの帯域、周波数間隔はそれぞれ時間波形において、それぞれ、分解能と時間窓に対応している。したがって、分解能に関しては、6.4 THz の逆数の 2

倍の時間幅 0.3125 ps となり、この時間を 1 bit とする 3.2 Tbit/s のデジタル信号までが利用できることになる。同様に周波数間隔は 200 GHz であるから計測可能な時間窓はこの逆数をとった 5 ps となる。したがって、0.3125 ps を 1 bit とする信号が 16 bit 分の時間窓が計測可能な範囲となる。これらのことから、計測条件としては、現状のシステムにおいて利用できる最高の速度および最大の時間窓を持つ 3.2 Tbit/s 16 bit の信号波形を用いることとした。生成する信号波形のビットレートは 3.2 Tbit/s 16 bit で固定とし、様々なデジタル信号の変調方式に対して実験を行い、提案手法の適用性を検討した。それらの実験について以下に詳述する。

8.3.1. 強度変調信号

はじめに、強度変調信号について生成・計測の実証を行った。まず、その実験方法について説明する。変調信号は 1 または 0 の 2 値の強度に設定し、16 bit のパケットパターン 3 種類について実験的に検討した。計測対照のパケットパターンは”1000000000000000”, ”1000100000100000”, ”1011001110011110”の 3 種類を選んだ。16 bit のパケットパターンは 2^{16} 個存在し、その全てに対して生成・計測が可能であることを実証することは困難であり、また、それを行うことにはそれほど重要性はないと考えられる。そこで、信号波形のピーク(符号 1 のビット)の位置、間隔、幅などが異なるパターンを選んで、生成・計測の実証を行うことで、提案システムの任意性に関する証明をするものとした。実験系は図 8.1. に示した通りのものを用いた。ここで、信号光の 25 GHz 間隔光周波数コムからピークを抽出するための AWG1 には FSR が 200 GHz のものを用いた。光シンセサイザ内の AWG2 はこれに合わせて設計されており、チャンネル間隔が 200 GHz であり、200 GHz 間隔光周波数コムのピークがそれぞれ別々の光路に分岐され独立して強度・位相変調される。検出側の AWG3 はチャンネル間隔 50 GHz で出力ポートが 128 個あり、200 GHz 間隔の信号光は出力ポート 4 ch ごとにピークが展開されてそれぞれ出力される。参照光の 25 GHz 間隔の光周波数コムはコムピークが 1 つ置きに 128 ch に展開される。したがって、信号光が含まれる出力ポートのうち任意の 2 つの出力をカップリングして PD でヘテロダイン検波することで提案手法に適用することになる。なお、今回の計測においては、AWG3 の入力ポートを 2 つ用いて、同一の出力ポートに信号光の隣接 2 モードが出力される方式を採用した。光シンセサイザによる位相制御に関しては、本来、位相スペクトル全体の調整し信号波形生成をした後、位相スペクトルの計測を経て信号波形が観測されるという手順で行うが、前述したとおり、位相スペクトルは時間的に変動しており、全 32 本のスペクトルを調整し、計測するのに数時間単位の計測時間を必要としている現状では、正規の手順どおりに実験を遂行することは極めて難しい。そこで、今回の計測では、周波数成分ごとに、調整および計測を行い、それを繰り返して、波形の生成・計測を行う方法をとることとした。この方法では、最終的な出力波形として目標の波形が得られているか明らかでない(高確率で異なっている)ため、波形生成の実証としては不十分であることは否めない。しかし、部

分的ではあるが、短時間内のスペクトルの制御・計測という一連のプロセスが可能であることは実証できるため、計測時間の問題が解消されれば、正規の手順においても実現可能となることを示唆する結果が得られると考えられる。位相変動の原因がどの部分にあるのかによっても状況は異なると考えられるが、これについては現在調査中であるため、詳しいことは議論できない。今後の課題として追究していく必要がある。

計測結果について以下に示していく。AWG1 入射前後の光コムスペクトルは図 8.8. a),b) にそれぞれ示した。図 8.8. b)のスペクトルに示したように、25 GHz 間隔の光周波数コムから抽出して 200 GHz 間隔で 32 波のピーク(6.4 THz 帯域)が得られた。

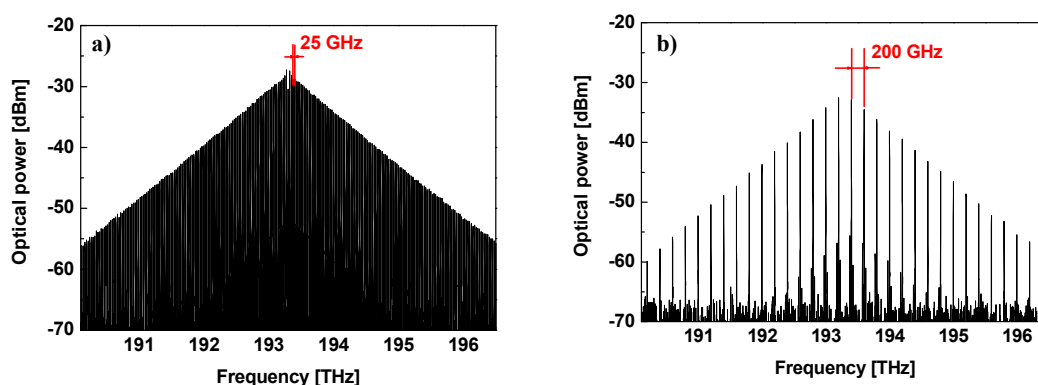


図 8.8. a) 25 GHz 間隔と b) 200 GHz 間隔の光周波数コムスペクトル

図 8.9.に強度・位相スペクトルを計測した結果を示す。また、PC 上で作成した理想的な矩形のデジタル信号波形をフーリエ変換することにより算出した強度・位相スペクトルを図 8.9.に同時に示した。また、図 8.9.のスペクトルを基に、合成した時間波形を図 8.10.に示す。また、得られた時間波形を 2 乗して強度波形としたものを図 8.11.に示した。

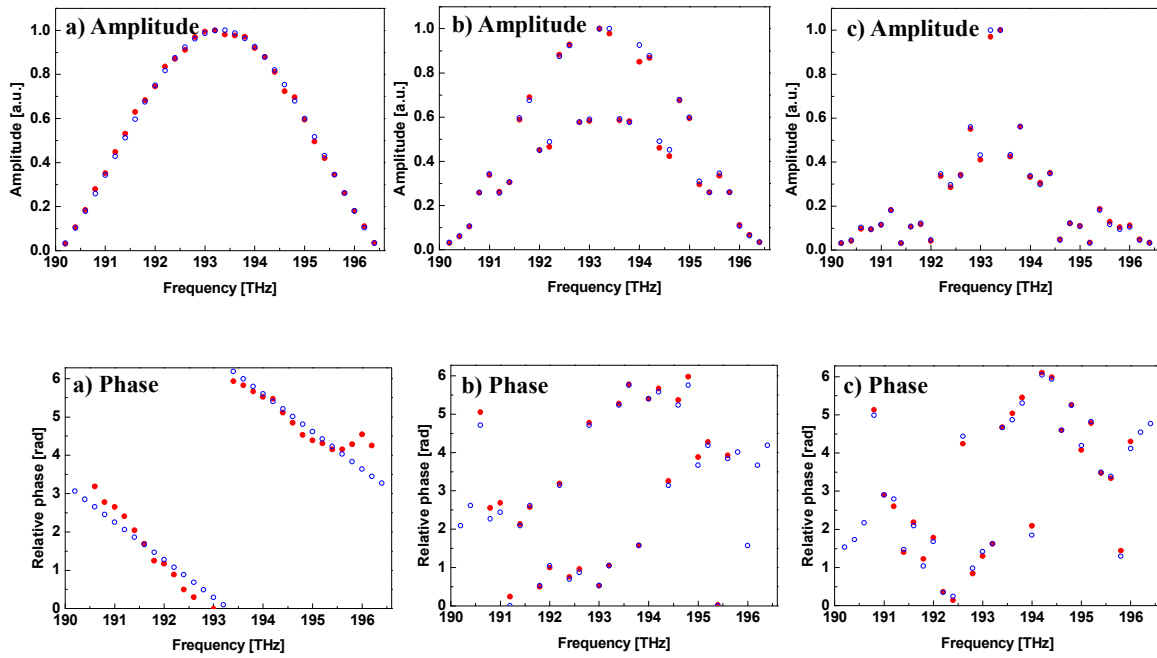


図 8.9. 計測(赤)、計算(青) 結果の振幅・位相スペクトル
 a) “1000000000000000”, b) “1000100000100000” c) “1011001110011110”.

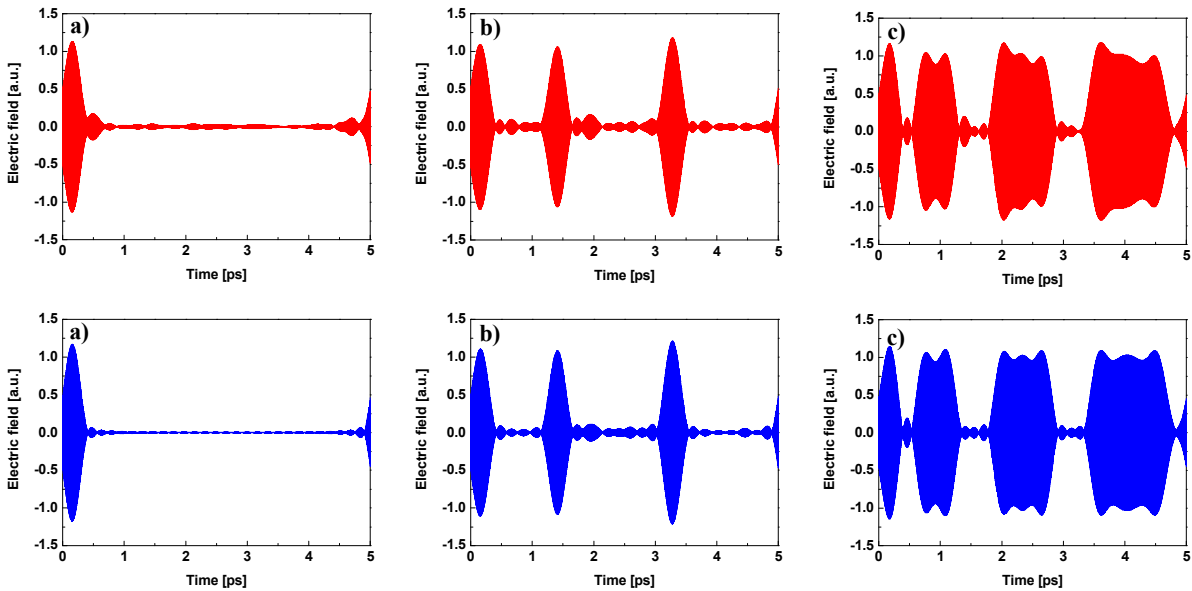


図 8.10. 計測(赤)、計算(青) 結果の電界波形
 a) “1000000000000000”, b) “1000100000100000” c) “1011001110011110”

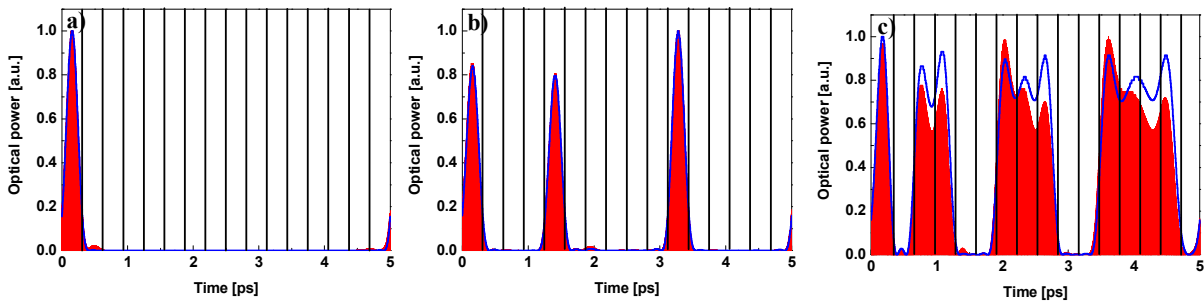


図 8.11. 計測(赤)、計算(青) 結果の強度波形

a) “100000000000000000”, b) “1000100000100000” c) “1011001110011110”

計測結果と計算結果の振幅・位相スペクトルの比較から誤差の指標として両者の差の標準偏差を求めるとそれぞれ a) 1.33 %, 0.06 λ , b) 2.06 %, 0.12 λ , c) 0.84 %, 0.22 λ となった。ここで、図 8.9の位相スペクトルの計測結果において、計測帯域の両端の数点を表記していないが、これは位相計測ができていない部分があったため、主に強度の不足に起因するものと考えている。計測結果において、強度の弱い両端に近づくにつれ計測精度が悪くなる傾向があり、最終的には位相を読み取れなくなる状況となっている。図 8.10, 8.11に示した時間波形については目標とした 3 種の packets パターンが明らかに読み取れる結果が得られており、計算結果ともよく一致している。packets パターン “100000000000000000” の波形の計測結果からパルス幅 216 fs となり約 4.6 THz 相当の速度の波形が得られた。波形合成の際には、位相が計測できなかった点は含まず、計測できた部分のみの帯域で合成した。計測できていない点は強度の低いピークであるため、そもそも波形に与える影響が小さいこともあり、時間波形においては大きな影響はないように思われるが、実際にどのように影響するのか確認するため、強度の低い帯域の両端を計測するための実験を行った。

計測できない原因は強度不足であると考えられたため、小信号計測を行うための対策を試みた。提案システムに用いているヘテロダイン検波の特徴として、参照光の強度を高くすることで感度を上げることができるという点がある。したがって、参照光の強度を増幅する方法を考えた。参照光の光周波数コムの強度を上昇するには、参照光源であるレーザーの強度を上昇するか、あるいは光アンプによる増幅を大きくするかのどちらかが考えられる。しかし、保有している装置ではレーザーの出力、アンプの出力ともに最大になる条件をすでに使用しており、参照光の強度を上昇させることは難しい。そこで、本実験においては参照光源の発振周波数を変化させ、参照用光周波数コムの中心をずらすことで計測を試みた。使用している光周波数コムは中心に近いほど強度が強いため、適切な周波数にずらすことで参照光の強度を増幅することと同様の効果が得られる。このとき、信号光と参照光のピークの周波数差が 200 MHz となる条件は保存されるように発振周波数を変化させる。ただし、この方法に関しては、計測の並列性・高速性を失わせるものであり、実用

段階のシステムでは利用できないことに注意しなければならない。したがって、将来的には、参照光の光周波数コムを広帯域にわたりフラットに発生させる技術やより広帯域の発生に適した光アンプなどを導入して参照光の強度を確保する方法を検討していく必要がある。

図 8.12.に元々計測に使用していた参照用光周波数コムと、高周波側、低周波側にそれぞれシフトした光周波数コムを光スペクトラムアナライザで観測した波形を示す。シフトした光周波数コムの中心周波数はそれぞれ、191.5749 THz、195.9252 THz とした。また、光アンプで増幅した後のそれぞれのスペクトルを図 8.13.に示す。位相計測ができていなかった帯域を見ると、元は-40 dBm 以下の強度となっていたところ、-25 dBm 以上の強度が確保されており、これにより位相計測が可能になると考えられる。そこで、実際に中心をシフトした光周波数コムを用いてデータの得られなかった点に対して再計測を行った。再計測は位相計測が行えていなかった周波数成分およびその周辺の計測誤差の大きい数点についても行った。

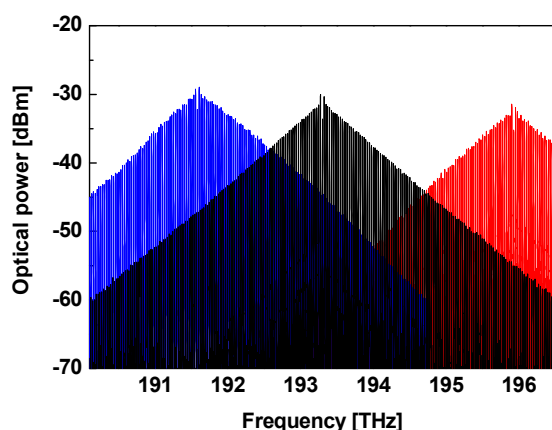


図 8.12. 中心周波数をシフトした参照光スペクトル

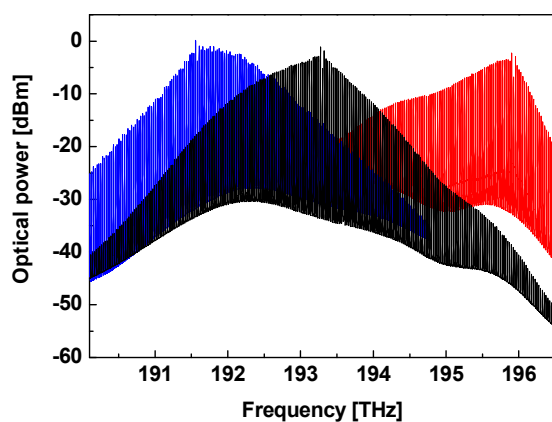


図 8.13. アンプによる増幅後の参照光スペクトル

図 8.9.の位相スペクトルの計測結果に再計測したデータを反映させたものを図 8.14.に示す。いずれも 6.4 THz の周波数帯域すべての点を計測することができ、計算結果との整合性も取れた結果となった。計測誤差の指標として標準偏差はそれぞれ、 0.04λ 、 0.02λ 、 0.02λ となり、元の計測結果に対してかなり精度が向上した結果となった。このことから、位相計測を行うのに十分強度の強い参照光を用いることが高精度な結果を得る上で非常に重要であると考えられる。

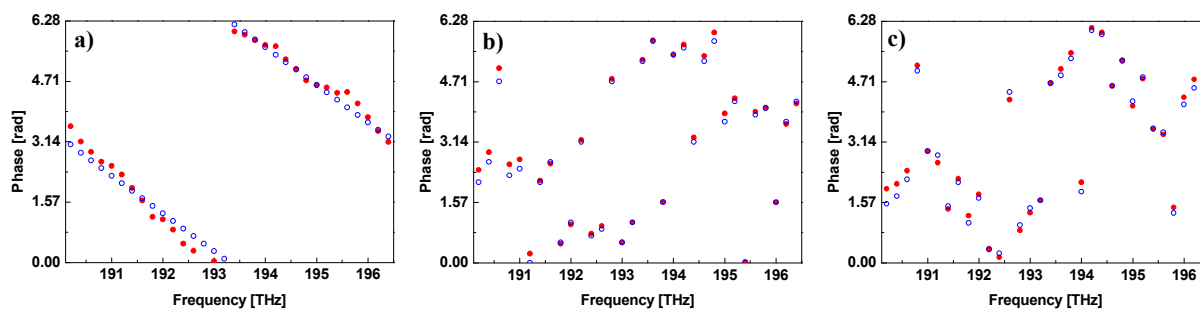


図 8.14. 位相スペクトルの再計測結果

さらに、図 8.9.の振幅スペクトルと図 8.14.の位相スペクトルから 6.4 THz 全帯域を用いて、電界の時間波形を合成し、2 乗して強度波形を算出した結果を図 8.15.に示す。前述の通り、パケットパターンは図 8.10.,8.11.の時点で読み取れているため、波形に大きな変化は見られないが、パルス幅が計算による理論値に近づくことや符号 0 の部分に生じるノイズピークの低減が確認できる。また”1011001110011110”のパターンについてはピークの上部のフリンジの形状が理論計算結果に近くなっており、高周波成分まで計測した効果が表れていると考えられる。比較的強度の低い成分ではあるが、特に詳細な波形の形状などを検出する上では高次の成分が非常に重要な役割を持つことがわかる。

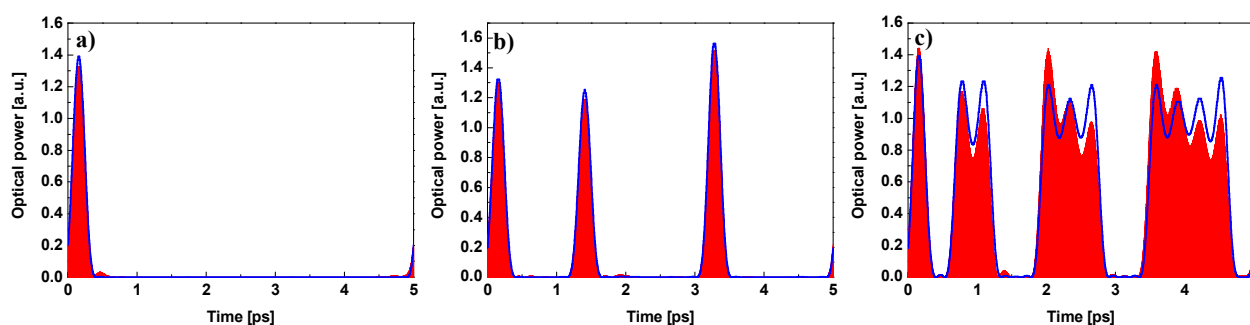


図 8.15. 全帯域の位相を含めた合成波形

以上の結果から、提案手法を利用した光シンセサイザによる振幅・位相スペクトルの制御による 3.2 Tbit/s 16 bit のデジタル光強度変調信号波形の生成および生成した信号波形の提案手法による計測が可能であることを実証した。特性の異なる 3 種の packets パターンについて生成・計測の実証が為されたことから、任意の packets パターンの 3.2 Tbit/s 16 bit デジタル光強度変調信号波形の生成・計測に関しても可能となることが実証されたと考えられる。

8.3.2. 位相変調信号

高速光信号需要の背景の一つに光情報通信の普及による通信容量の急激な増大がある。通信容量の拡大をするためには信号速度を高速化するのとは別に、周波数利用効率を向上することが重要であり、それには位相偏移変調(PSK)方式の信号を利用するのが有効である [68]。そこで、提案システムによる計測に周波数利用効率の向上に寄与する位相偏移変調(PSK)方式を適用して、実験的検討を行った。また、位相変調による周波数利用効率の向上の効果は位相の諧調をどれだけ細かく設定できるかによって変わってくる。例えば、4 値にすれば 1 符号あたり 2 ビットの情報を持つことになりビットレートは 2 倍に、8 値なら 3 倍、16 値で 4 倍といったように向上していく。つまり、2 の累乗の諧調で可能な限り大きな値に設定することが望ましい。今回の実験においては、位相計測の計測精度を考慮して、実現可能な最大の効率となると考えられる 32 値の位相の諧調で信号波形の生成・計測を試みた。この計測が実現すれば、 $3.2 \text{ Tbit/s} \times 5 = 16 \text{ Tbit/s}$ の位相変調信号の生成・計測を行った結果となる。

実験系は強度変調信号の場合と同様に図 8.1 の構成を用いる。実験方法についても同様に行った。光シンセサイザの制御には PC 上で作成したデジタル位相変調信号をフーリエ変換することで算出した強度・位相スペクトルを利用した。まず、生成・計測する目標波形としては 32 値の位相の諧調を持つ変調信号を用い、波形に与える 16 bit の位相 packets パターンを $0 \sim 2\pi$ までの位相を 32 分割して、位相 0 から順に位相 0 を 0、位相 $2\pi/32$ を 1 というような規則でナンバリングすると "16,15,14,13,0,1,1,2,2,3,3,3,4,4,4,4" というパターンに設定した。設定した位相の値はこれに $2\pi/32$ を乗算したものになる。この packets パターンは隣接するビット間で 32 値の諧調で最小の変化量となる $1/32$ 波長の位相変化となる部分や同じ位相のビットが続く時間の長さを数種類作るなど、特徴的なパターンが現れるように選んだ。具体的なイメージとして図 8.16 に設定した位相のパターン、すなわち時間に対する 16 bit の位相変化の様子を示しておく。

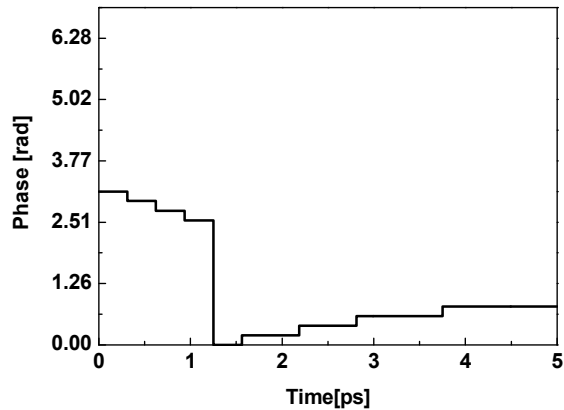


図 8.16. 設定した 16 bit 位相パターン

図 8.17. a), b)に強度・位相スペクトルの計測結果および計算結果を示す。強度・位相それぞれについて計測・計算結果の差分の標準偏差により計測誤差の評価をすると、それぞれ 0.6%、 $\lambda/66$ となり高い精度で一致した結果が得られた。また、図 8.17.に示したスペクトルを基に、各波長成分を重ね合わせて時間波形を合成し位相変調信号波形を得た。図 8.18.に得られた時間波形を示した。図 8.18.を見ても明らかなように、位相変調信号の場合は強度変調信号の場合と異なり、パケットパターンが波形の形状には明確に現れないため、得られている波形が目標とする波形と一致しているかを形状から判断することはできない。したがって、波形の計測結果を評価するための処理を加える必要がある。

今回計測した位相のパターンでは位相の値が $0 \sim \pi$ であるため、ある位相で一定の正弦波と足し合わせることで振幅の変化として位相変化を読み取ることができる。そこで、波形の評価を簡単にするため、位相一定のキャリア周波数で振動する正弦波と計測結果および計算結果波形との足し合わせを行うことで位相変調信号から振幅変調信号の形式に変換した。ここで、足し合わせを行う正弦波は信号の位相が π のときにちょうど強めあう位相を持ったものを用いた。この処理により得られた波形を図 8.19. a),b)にそれぞれ示す。図 8.19.より計測と計算で同様のパターンが得られていることを確認することができた。また、図 8.16.に示した位相の時間変化と比較しても、よく一致していることがわかり、たしかに設定した目標の信号波形が生成・計測できていることを確認できた。

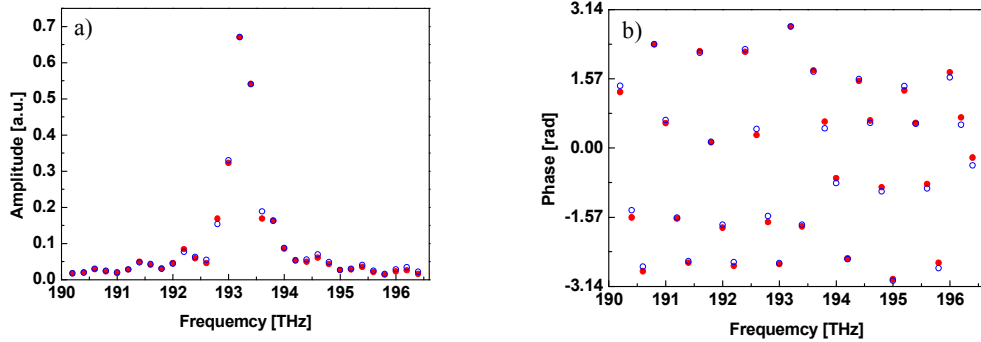


図 8.17. 計測(赤)および計算(青)結果の a) 振幅 b) 位相スペクトル

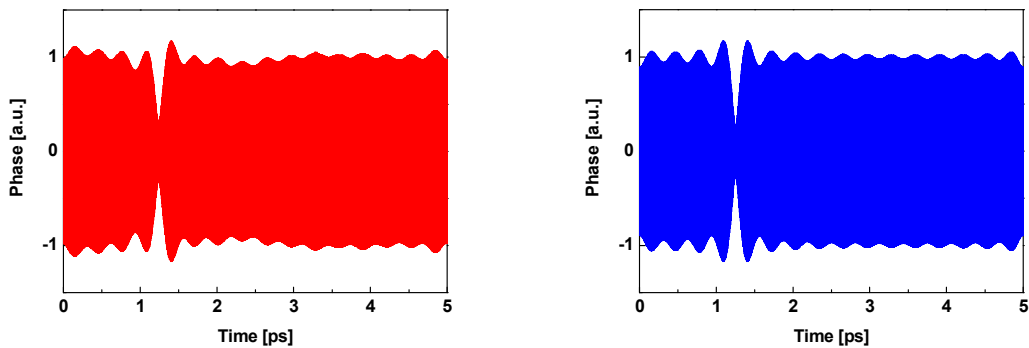


図 8.18. 計測(赤)および計算(青)結果の電界時間波形

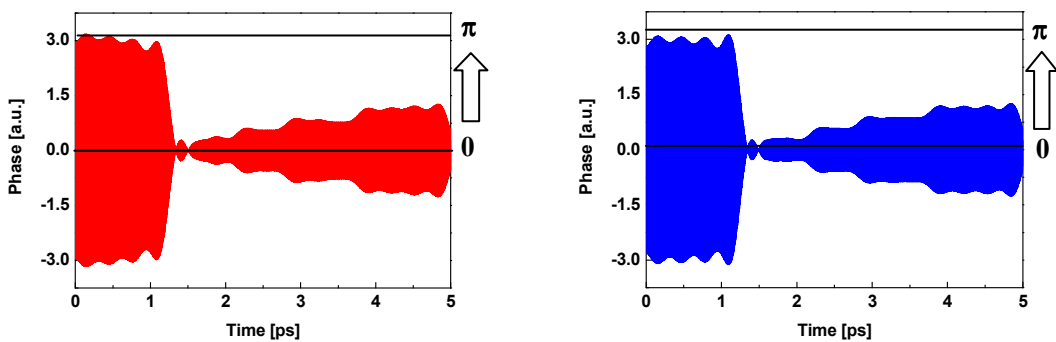


図 8.19. 計測(赤)および計算(青)結果の時間波形の強度変調波形への変換結果

また、ここでは、位相が $0 \sim \pi$ までの範囲に設定されているため、正弦波との足し合わせを行うことで、位相を振幅に変換することができたが、任意の packets パターンの位相変調信号を取り扱うに当たっては、 $0 \sim \pi$ と $\pi \sim 2\pi$ の区別ができなくなることから、正弦波の足し合わせによる振幅変調信号への変換は行えない。したがって、その場合には 5 ps の時間窓を 16 分割した各ビットの、中心における位相を波形のキャリア成分から直接読み取ってグラフ化する。この際、各ビットの中心部を拡大した波形を正弦波フィッティングして、フ

フィッティング結果からフィッティングカーブの初期位相を求める。同様に位相一定(初期位相 0)の正弦波をフィッティングして求めた初期位相との比較から、位相を求める。位相の導出例を図 8.20.に示しておく。図 8.20.は図 8.18.に示した計測結果の 1 ビット目(0 ~ 0.3125 ps)の中心部分を拡大したものであり、プロットが計測結果、実線がフィッティングカーブである。フィッティングはキャリアの電界を表す正弦波の数式において、4つのパラメータ P1 ~ P4 を用いて、

$$E = P1\cos(2\pi(t - P2)/P3)+P4 \quad (13)$$

として、パラメータを変化させながら最小二乗近似によりフィッティングを行った。フィッティング結果として得られるパラメータはそれぞれ、P1 が振幅、P2 が位相、P3 が周期、P4 がオフセット値の情報を表しており、このうちの P2、P3 の値を用いて各ビットの位相を求めた。ここで、得られる P2 の値は、時間軸上の位置によって多少の影響を受ける。そのため、基準となる位相一定の正弦波についても同様の範囲で同様のフィッティングを行い、そこから得られる P2' との比較により位相を算出した。このようにして得られた各ビットの位相を時間軸上に並べてグラフ化したものを図 8.21.に示す。

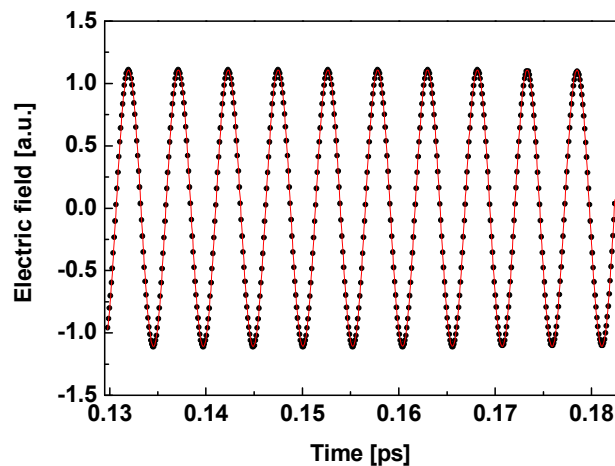


図 8.20. キャリア成分のフィッティングによる位相検出

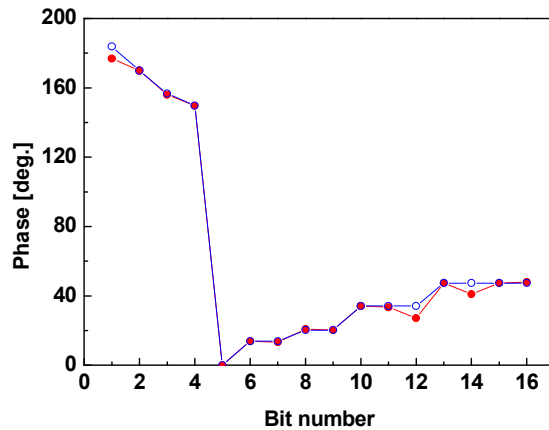


図 8.21. 波形から導出したビットごとの位相変化の計測(赤)・計算(青)結果

上記の計測結果より、位相変調信号の生成・計測に関しての提案システムの適用性の確認はできたと言える。

次に、任意の位相変調信号を生成・計測することが可能であるかどうかについての検討を行う。強度変調の場合と同様に、全パターンを計測して証明するのは難しいため、32 値の位相をすべて網羅するようなパターンを選んで、計測を行うことで実証をすることとする。この点を考慮し、32 値の位相をランダムに並べて作った 2 つのパターンについて実験を行った。実験では、前述と同様に 32 分割した位相をナンバリングしたもので表すと a) “0,1,4,6,30,28,27,24,16,19,20,22,14,12,9,8”と b) “2,26,11,17,23,5,25,15,10,21,3,12,13,7,18,29”となる 2 つの位相パターンを用いた。これらの時間的な位相変化の様子を図に表したものを図 8.22.に示した。

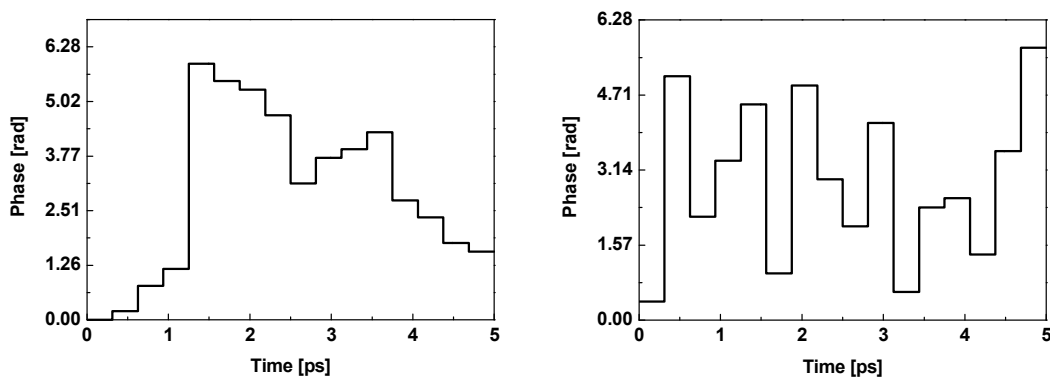


図 8.22. 設定した 16 bit 位相パターン

これらのパターンについて PC 上で位相変調信号を作成して、フーリエ変換により振幅・位相スペクトルを算出し、光シンセサイザでスペクトル制御して波形を生成し、提案手法で

計測した。

2つの異なる位相パターンについての計測および計算結果として図 8.23. a),b)に強度スペクトル、図 8.24. a),b)に位相スペクトルを示す。強度と位相スペクトルのそれぞれで計測・計算結果の差分の標準偏差による比較をすると、それぞれ a):4.8%、 $\lambda/56$ 、b):8.5%、 $\lambda/20$ という精度で概ね一致した結果が得られた。また、位相変調信号波形を得るために図 8.23.,8.24. のスペクトルを基に各波長成分を重ね合わせて波形を合成した。その結果を図 8.25.に示す。先ほどの計測結果における波形評価のための処理と同様にして、5 ps の時間窓を 16 分割した各ビットの、中心における位相を波形のキャリア成分から読み取ってグラフ化する。これにより得られた各ビットの位相を時間軸上に並べてグラフ化したものを図 8.26. a),b)にそれぞれ示す。32 値を適当に変動する信号の生成および計測した結果が、設定した位相値に追従している様子がわかる。つまり、これらの結果は提案手法が任意の多値位相偏移変調信号への適用性を有することを示している。

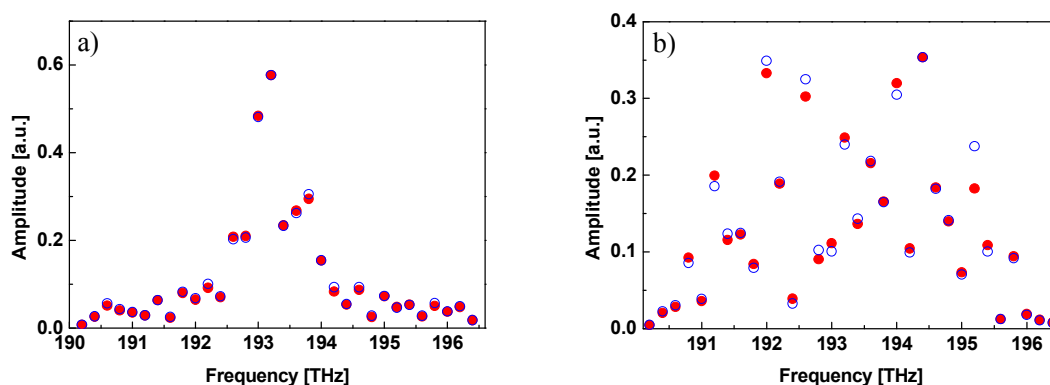


図 8.23. 振幅スペクトルの計測(赤)・計算(青)結果

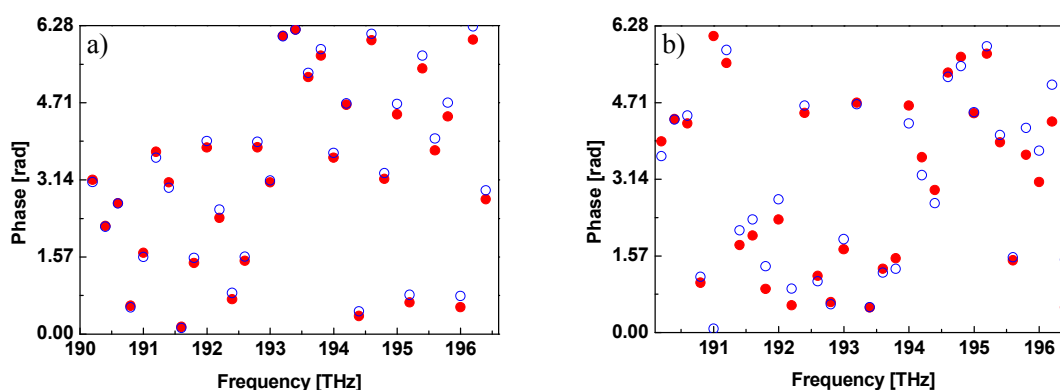


図 8.24. 位相スペクトルの計測(赤)・計算(青)結果

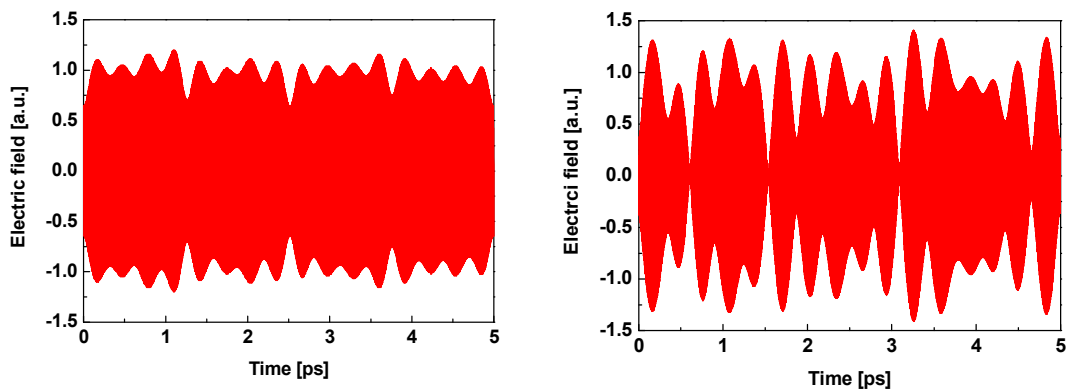


図 8.25. スペクトルから合成した電界時間波形の計測(赤)・計算(青)結果

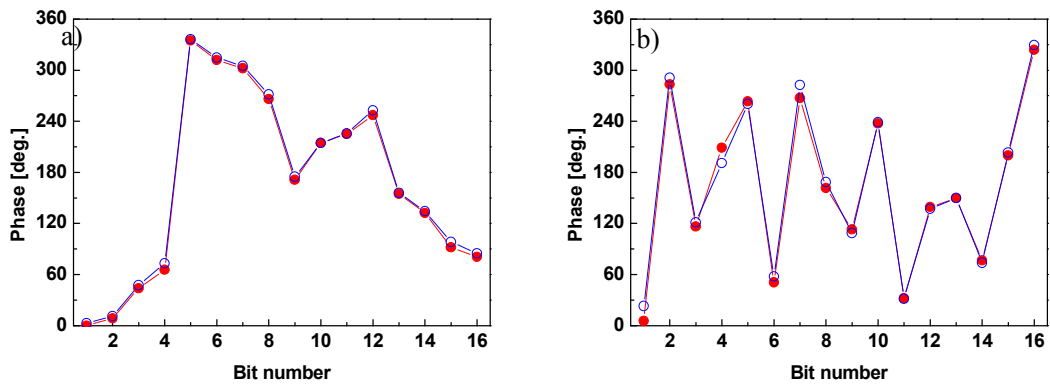


図 8.26. 波形から導出したビットごとの位相変化の計測(赤)・計算(青)結果

ここで、得られた計測結果から、設定した位相に対して位相の実測値が追従していることを確認するため、横軸に位相の設定値、縦軸に位相の実測値をとってグラフを作成した。

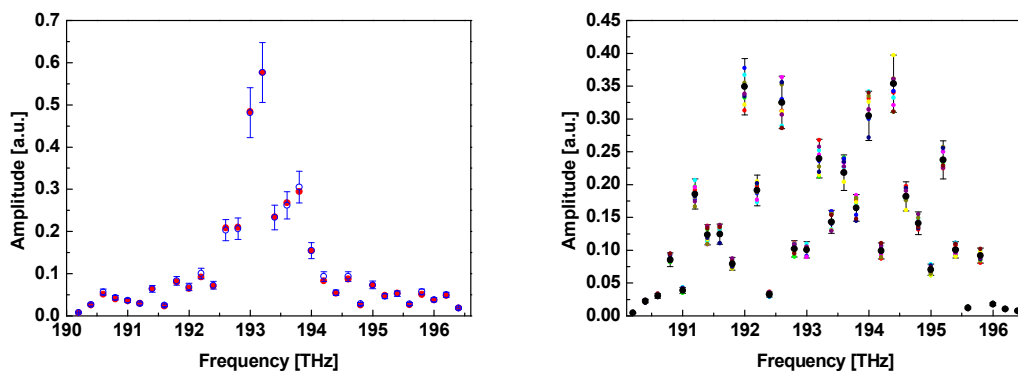


図 8.27. 計測(赤)・計算(青)結果における位相の設定値と計測結果の関係

図 8.27. a),b)はそれぞれ計測結果と計算結果から導出した位相をプロットしたものであり、これを線形近似した直線を同時に示した。この結果から、設定した位相に対して線形に追

随していることが確認できる。計測結果から計測と計算での位相値のずれは、最小では 0、数点が 13 ~ 20[deg.]程度の大きなずれとなり、全体を平均して 5 [deg.]程度の精度で得られることがわかった。32 値の位相諧調とすると 1 諧調あたり 11.25 [deg.]であるため、稀に隣接する符号との境界を越えてしまう場合もあるものの、全体としてはおよそ半分程度の誤差であり、32 値の位相を読み取ることは概して問題なく行えると推測される結果となった。ただし、より諧調を増やすのは難しく、また通信用途への応用ではエラー率が高すぎて実用するのは現実的ではないと思われる。この点をさらに改善するためには、特に位相スペクトルの計測精度の向上が大きなウエイトを占めると考えている。位相計測の精度に影響する要因として、外気温の変化による光路長変化や光シンセサイザなどのデバイスの不安定化にはじまり、光周波数コム強度安定性やそれと関連づけて光源の周波数安定性など様々なものが容易に想像される。しかし、それらの影響を低減させるような対策は十分に行えていないのが現状である。したがって、これらに関する検討を進めていけばさらに位相の諧調を増やし情報伝送量を拡大することや通信用途への応用への道が開けてくると考えられる。

8.3.3. 計測精度

提案手法によるスペクトルの計測結果で合成された位相変調信号の各ビットにおける位相値がどの程度の精度で再現可能であるかについて検討を行った。本研究において位相変調は最大で 32 値としており、また、計測結果からさらに諧調を増やすのは困難であると考えられた。ここでは、32 値の位相変調を基準として、それに対して、位相の再現精度が十分に得られているか検討していく。位相を 32 値とした場合、符号間の最小の位相差は 11.25 [deg.]($2\pi = 360^\circ$ の 32 分の 1)である。したがって、これを正確に区別して取り扱うためには、少なくとも ± 5.625 [deg.]以内、すなわち隣接する符号が交わらない程度の精度を上回る性能を持っていることが望まれる。

計測精度の決定はスペクトルの繰り返し計測により行うこととし、振幅、位相それぞれのスペクトルを同一条件で複数回繰り返し計測することで検討を試みた。合成した波形における精度については、スペクトルを繰り返し計測した結果から導いた計測精度を用い、これを計測誤差としてスペクトルのシミュレーション結果にランダムに与えた上で合成波形を複数回行い、得られた時間波形から各ビットの位相を読み取ってそのばらつきを確認することにより検討を行った。

以下に計測精度を決定するまでの具体的な流れを結果の図とともに解説していく。まず、振幅スペクトルについて繰り返し計測した結果を図 8.28.に示す。位相変調のパターン“0,1,4,6,30,28,27,24,16,19,20,22,14,12,9,8”について、シンセサイザにより振幅スペクトルを制御・調整し、目標のスペクトルに達したと判断した状態で電流値を固定し、光スペアナで 5 回繰り返しデータをとり込んだ。

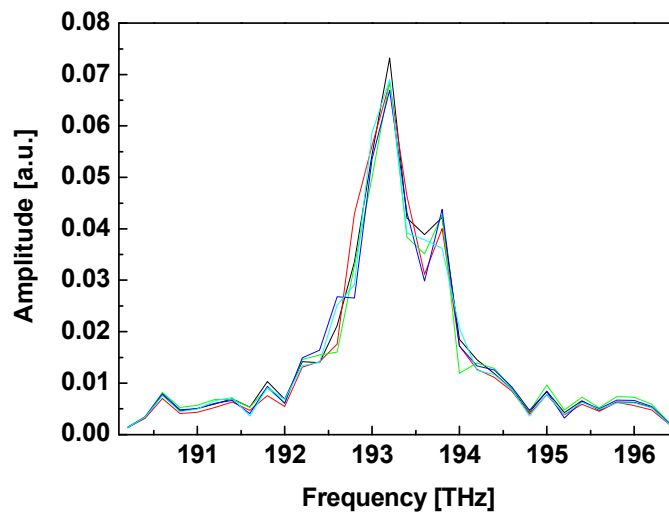


図 8.28. 振幅スペクトルの繰り返し計測

図 8.28.の結果について、振幅スペクトルのシミュレーション結果との差を各周波数成分について算出し、その標準偏差からばらつきを評価した。その結果、振幅スペクトルにおいては繰り返し計測によるばらつき 9 % に対して理論値との調整誤差は平均 10 % 程度となり、こちらの方がより支配的であることがわかった。そこで、繰り返し計測した結果それぞれとシミュレーション結果のスペクトル間で差の標準偏差を算出した結果のうち最大値となった偏差を誤差として用いることとした。その結果として、設定され他計測誤差は 12.3 % となり、これをエラーバーとして表記すると振幅スペクトルの計測結果は図 8.29.のようになる。

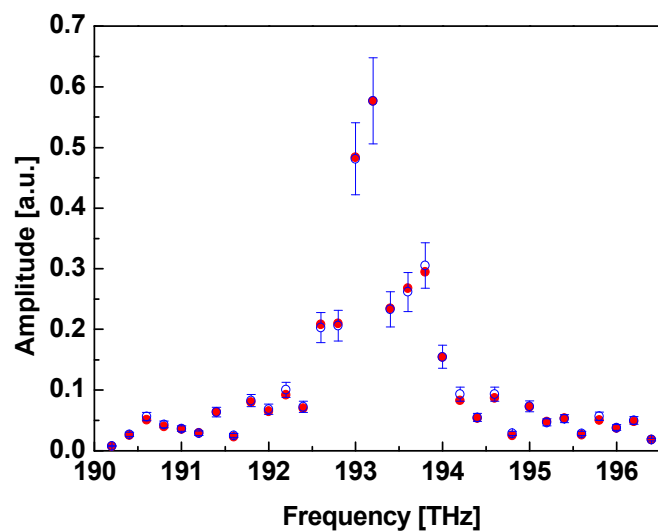


図 8.29. 振幅スペクトルの計測結果とエラーバー

次に位相について繰り返し計測した結果を示す。計測はコムピークのうちある 2 モードについて、つまり検出側 AWG の一つの出力 ch を代表として用い、シンセサイザの制御電流値などの条件は固定したまま、相対位相計測を 10 回繰り返し行った。図 8.30.はこの際に光路長を変化させたときの正弦波状の電圧変化を計測した結果である。

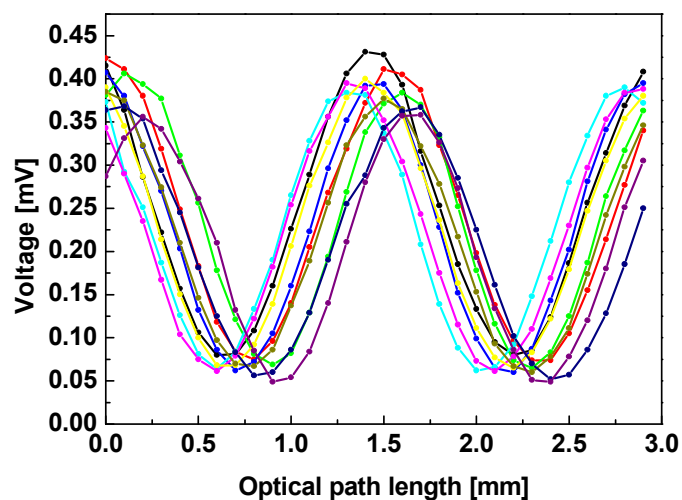


図 8.30. 相対位相の繰り返し計測

図 8.30.の計測結果に対し、正弦波の式によるフィッティングを行い、得られた位相値の標準偏差を算出した結果を計測誤差として用いることとした。得られた計測誤差は 0.495 [rad] となった。また、この計測誤差をエラーバーとして表記した位相スペクトルは図 8.31.のようになる。

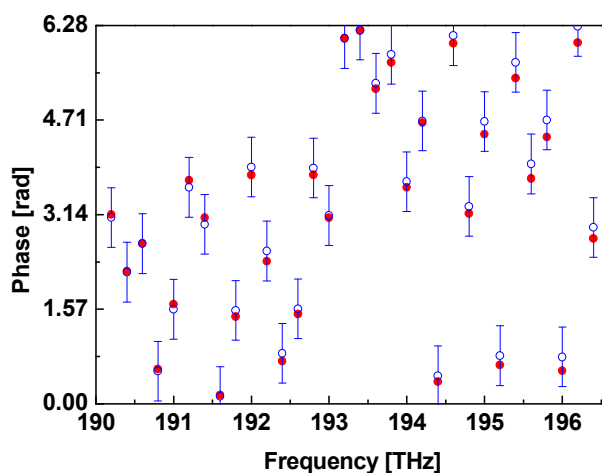


図 8.31. 位相スペクトルの計測結果とエラーバー

以上のように、振幅・位相それぞれについて繰り返し計測により計測誤差を設定した。これをシミュレーション結果のスペクトルに加えることで、計測による誤差を含んだスペクトルを仮定し、それを用いて合成した時間波形についてビット毎の位相値を解析し、位相変調信号の再現精度について検討を行った。誤差の付与は設定した値を最大とする範囲内でランダムな数値を各周波数成分に振幅・位相それぞれについて与える。ここでは使用する信号波形のパターンを“2,26,11,17,23,5,25,15,10,21,3,12,13,7,18,29”とし、この処理を10回繰り返し行った。得られたスペクトル、および波形は以下の図 8.32., 8.33., 8.34.に示す通りとなった。

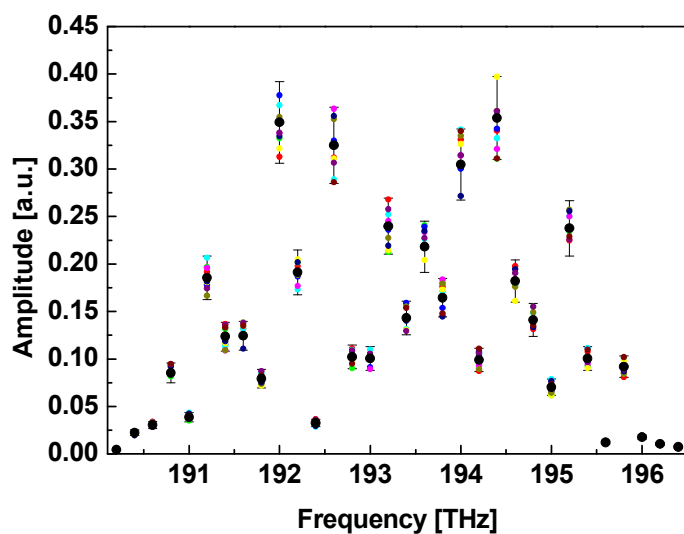


図 8.32. 計測誤差を仮定した振幅スペクトルのばらつき

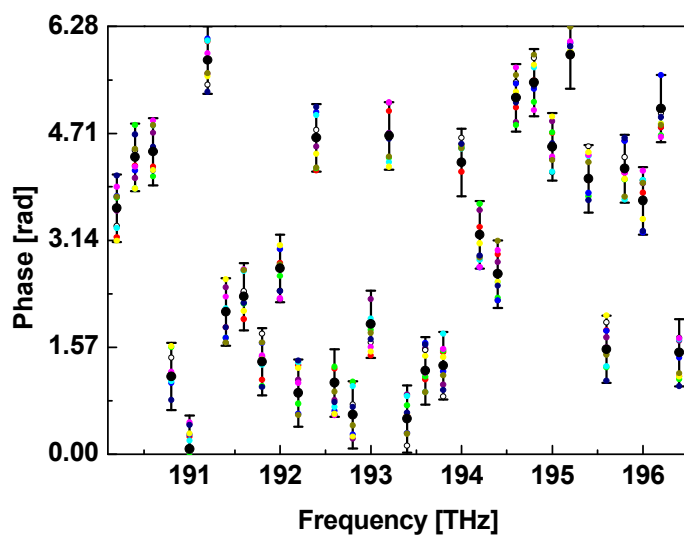


図 8.33. 計測誤差を仮定した位相スペクトルのばらつき

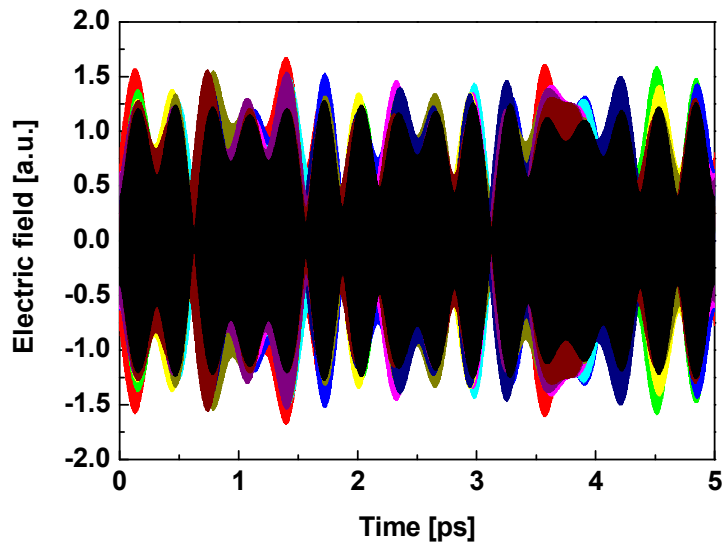


図 8.34. 誤差を仮定したときの合成波形のばらつき

図 8.34 に見られる振幅のばらつきについて、各ビットの中心付近におけるキャリア成分の正弦波によるフィッティング結果からその振幅を読み取った結果を図 8.35. に示す。図 8.35. から元の波形の振幅に対しておよそ 3 割程度の範囲で変動があることがわかった。

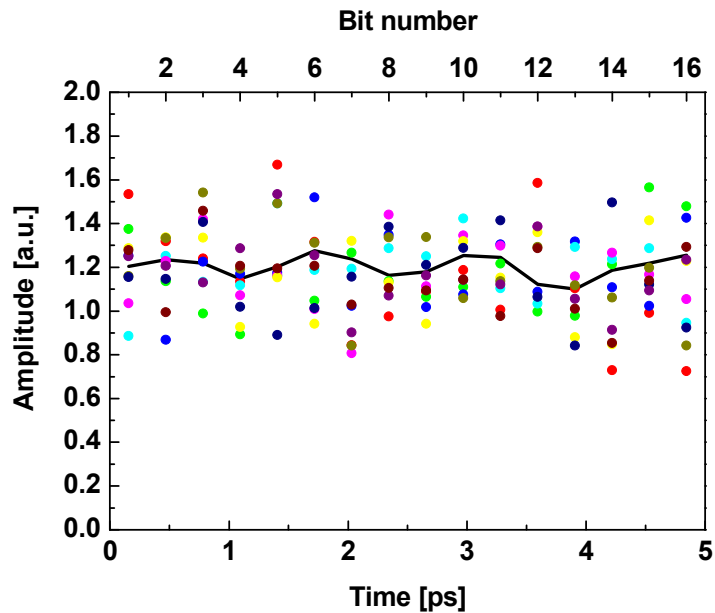


図 8.35. 各ビット中心の振幅値のばらつき

次に、図 8.34.の波形に対して各ビットにおける位相を解析し、その変化を図 8.36.に表した。

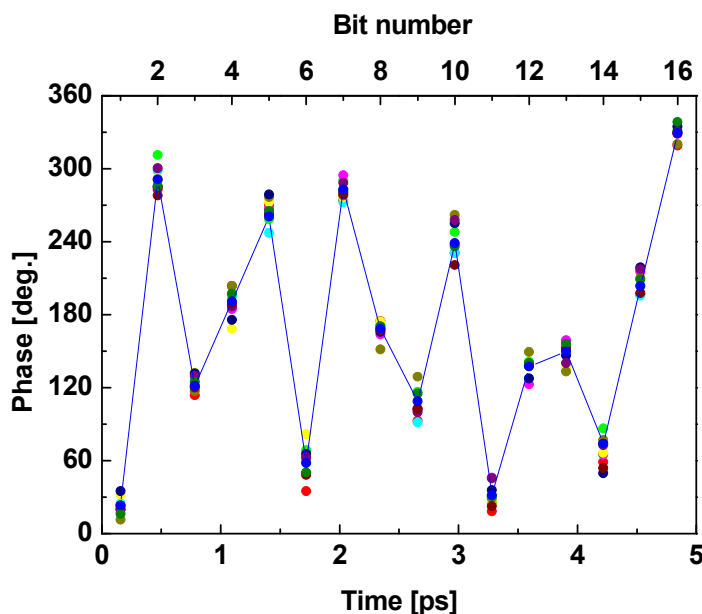


図 8.36. 各ビットの位相とそのばらつき

また、この結果から、各波形におけるビットごとの位相についてシミュレーション結果との差分をとった後、標準偏差を算出し、それを平均した数値を求めると、9.08 [deg.]という結果が得られた。したがって、現状の計測システムにおける位相変調の再現精度は ± 5.625 [deg.]を超えてしまっており、32 値の位相変調を実現するには不十分なものであると考えられることがわかった。したがって、見かけ上計測できているように思えるが、安定して計測を実現させるには計測精度が不十分であることが考えられ、改善の必要性がある。

そこで、誤差の原因となる要素について検討を行った。提案手法における出力が不安定になる要因としては、光強度の時間変動、光周波数の時間変動による光周波数コム不安定化、温度変化による信号路の長さの時間変動、偏光状態の時間変動、信号分岐路の長さ不一致による不安定性など、想定し得るものが多く存在しており、現状のシステムにおいてはいずれも対策を施していない状況といえる。したがって、対策を行うことで、さらに高精度な計測を実現できる余地が大いにあるものと考えている。

今回は、誤差要因の候補の中から温度変化による光信号路の長さ変動に着目し精度の改善が実現できるか検討した。長さ変動に着目した理由は、やや感覚的ではあるが、計測対照とするスペクトルの周波数間隔が大きくなるほど出力の時間的な変動が顕著に見られる傾向があったことからである。出力電圧は相対位相や振幅だけでなく信号光路と参照光路の光路差にも依存しているのは前述の通りである。光路長に対する変化の周期は周波数間

隔によって決まり、周波数間隔が大きいほど周期は短い。すなわち、長さの変動による影響を受けやすくなることがわかる。このような点から、温度による長さ変動が主たる要因の一つだと推測された。また、温度変化への対策は簡易なものであれば新たな装置を導入する必要もないため、改善についての検討が容易に行えるという点も踏まえ、検討を進めることとした。

はじめに温度に対する出力電圧の依存性を観測するため、一定時間の室内温度と出力電圧を同時に計測してみることにした。計測結果を図 8.37.に示した。計測条件は 0.5 [s]ステップで 7200 点=1 時間の計測とした。

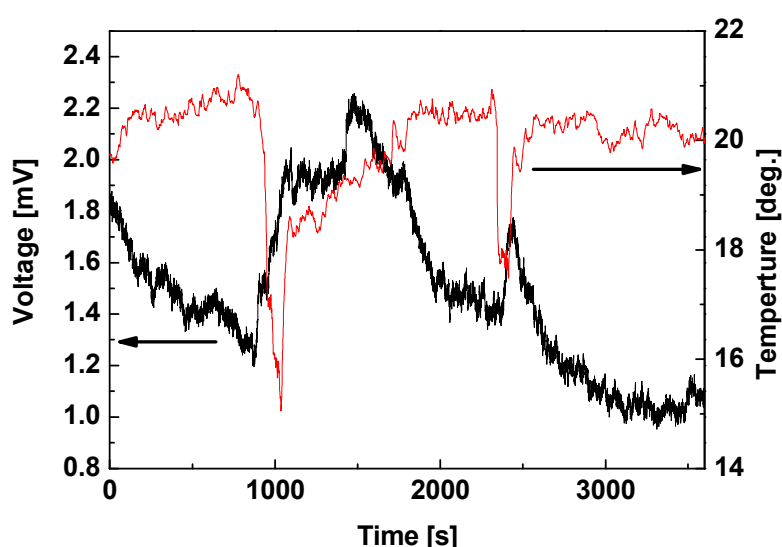


図 8.37. 室温と出力電圧(位相)の関係

温度が大きく急峻に変動している部分は、依存性を確認しやすくするために人為的に変動を与えたことによるものである。この結果から、温度に対して追隨して変動しているようすが読み取れ、温度に対して少なからず依存性を持っていることが確認された。また、このときの計測条件において光路長に対する電圧変動の振幅を計測すると図 8.38.のようになっている。これは式(6)の直流成分について光路長を関数とした場合の出力であり、正弦波が得られる。この正弦波の振幅は位相を関数とした場合と共通であるから、位相変化に対する電圧変動の大きさとして取り扱うことができる。

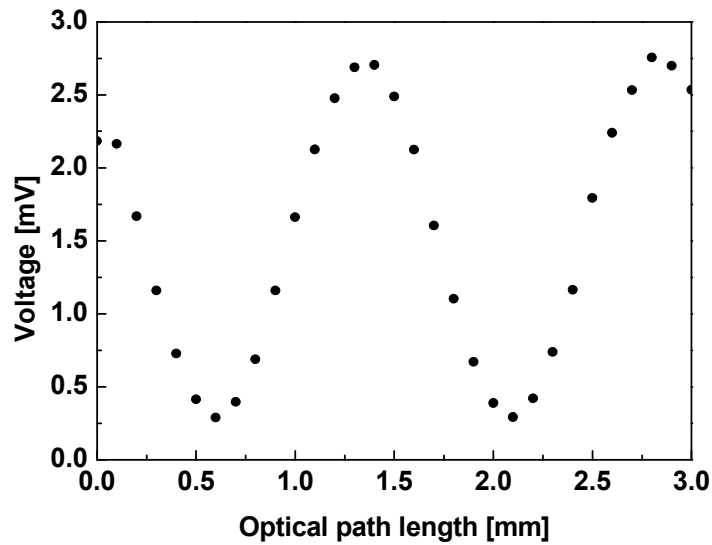


図 8.38. 光路長に対する電圧変動

これらの結果から、電圧値の変動がすべて温度による影響であるとした場合、図 8.37.の大きく温度変動のある部分から図 8.38.の振幅を考慮して概算すると、 0.1°C の変化で振幅の 0.5 ~ 0.8 %程度の変動があり、位相に換算して 0.01 ~ 0.18 [rad]程度の変動となることがわかった。また、室温の変化が常に $\sim 0.5^{\circ}\text{C}$ 程度はあることを考慮すると、常時 0.05 ~ 0.90 [rad]程度の変動があり、かなり大きく結果に影響することが予想される。

以上より、出力電圧が温度に依存性を持つことが考えられたため、温度変化の影響を軽減する対策を施して計測の安定性、精度が向上するか検討することとした。今回行った対策としては、光ファイバの配置を整頓し設置面積を狭くして固定すること、およびファイバ全体を覆い、空気に触れないようにすることで周囲の温度変化が伝わりにくくなるような処理をした。この際の実験系の様子は以下の写真のようになっている。

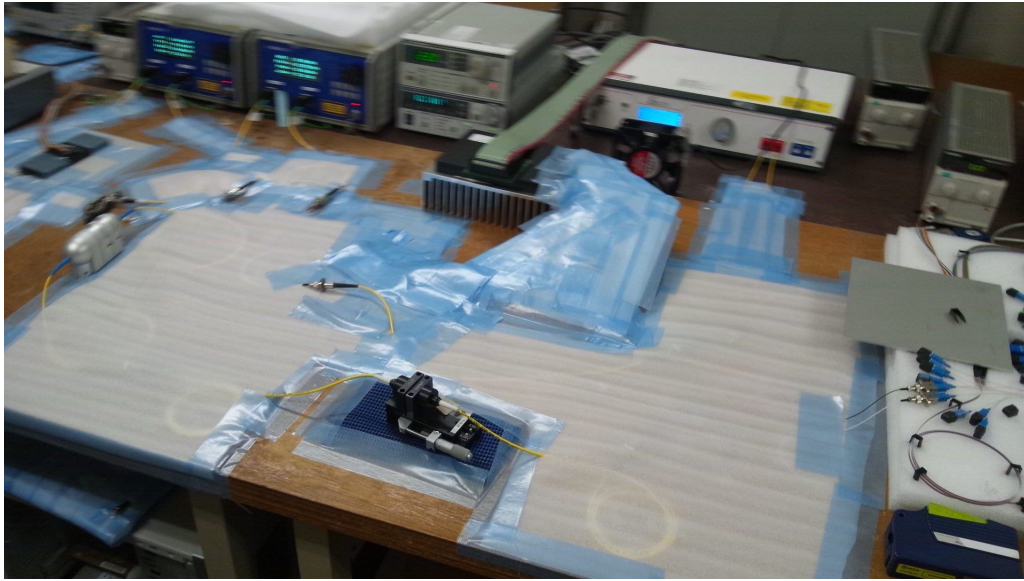


図 8.39. 実験系の温度対策

この状態で再度温度と出力電圧の同時計測および繰り返し計測による精度の算出を行い、元の状態の結果との比較を行った。

まず、時間に対する温度と出力電圧の変動のようすを観測した結果を図 8.40.に示す。実験条件は元の状態で行ったものと同様である。

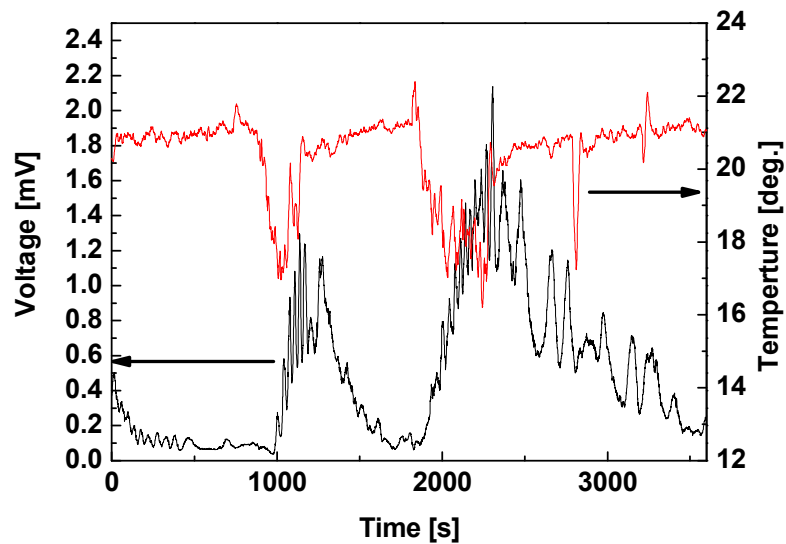


図 8.40. 温度対策後の室温と電圧の関係

この結果を図 8.37.と比較すると、短時間での小さな電圧値の変動が軽減されており安定化されているように思われる。また、大きな温度変化を与えた際には元の状態と同様にまだ

温度変化に対する依存性が存在しているが、温度の変化に対して電圧値の変動が遅れて追従する現象が元の状態での観測よりも顕著に見られており、室温の変化が伝わりにくくなっているのではないかと考えられる。具体的に変化の大きさを概算してみると、 0.1°C の変化で振幅の $0.7\sim 1.3\%$ 程度の変動があり、位相に換算して $0.014\sim 0.29$ [rad]程度の変動となることがわかった。この数値だけを見ると元の状態よりも変動量が大きくなっている。しかしながら、ここでは温度の与える影響について、温度のみに依存するものとして見積もっているが、実際には様々な要因による影響が重なっていると考えられるため、単純に比較することが難しいということが言える。この時間安定性に関しては検討する範囲を拡げて継続して検討していく必要があるものと考えられる。また、温度に対する対策もやはり十分ではなくさらに嚴重に覆ったり、より温度を伝えるにくくする方法を工夫していったりなどの必要があるかもしれない。

次に繰り返し計測によるスペクトルの誤差についても結果が改善されるかどうか計測を行ってみた。振幅・位相スペクトルそれぞれについて繰り返し計測した結果を図 8.41, 8.42. に示す。ここでは、温度対策前と異なるパターンの波形を用いたが、スペクトルの強度や位相の絶対値に関しては、スペクトル計測の精度にはほとんど影響を与えないことが確認されているため、同様の計測として議論を行えるものと考えている。

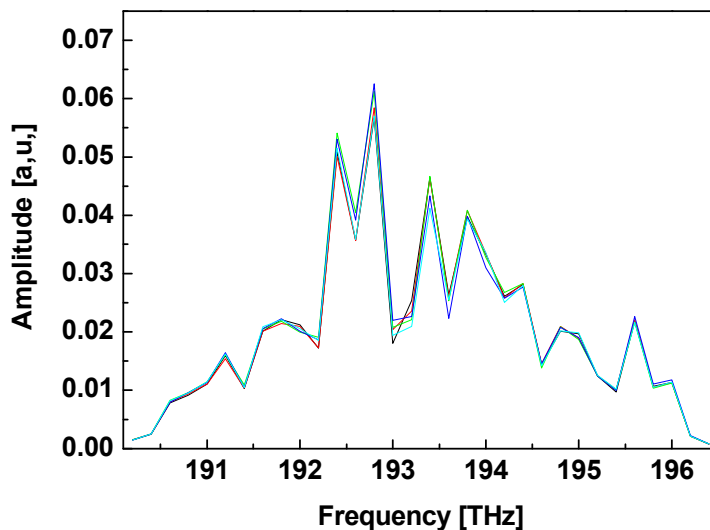


図 8.41. 振幅スペクトルの繰り返し計測(温度対策後)

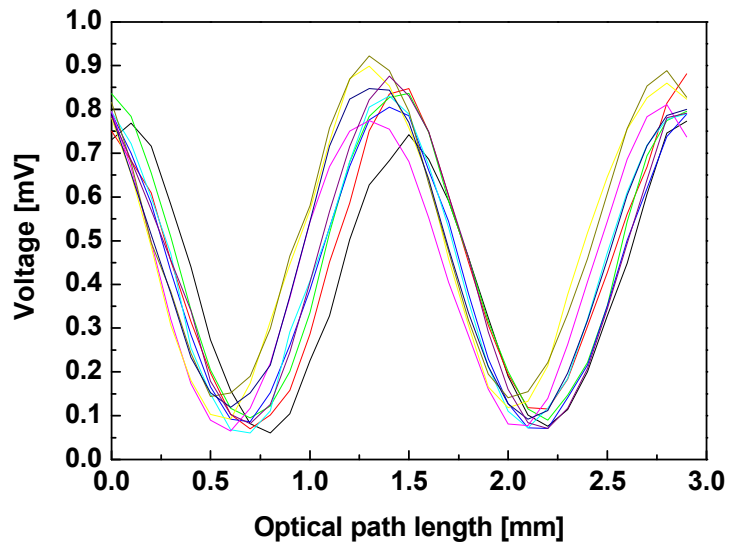


図 8.42. 位相スペクトルの繰り返し計測(温度対策後)

これらの結果についても温度対策前のものと同様に計測精度を算出すると振幅・位相でそれぞれ 6.3 [%], 0.297 [rad] という結果が得られ、これについては温度対策前に比べて改善された。そして、この結果をスペクトルのシミュレーション結果に誤差として付与し、波形を合成する処理を繰り返し行った。比較のため、温度対策を施す前と同様に“2,26,11,17,23,5,25,15,10,21,3,12,13,7,18,29”のパターンを用いた。この際のスペクトルおよび合成波形を図 8.43. ~ 8.45. に示す。

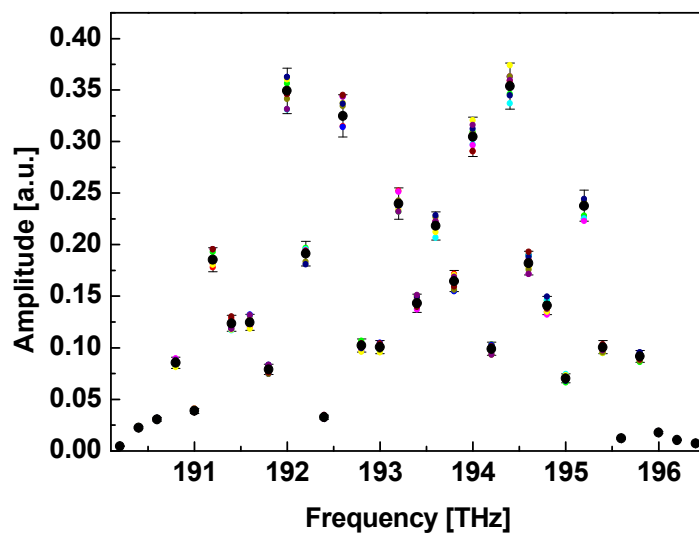


図 8.43. 誤差を仮定した振幅スペクトルのばらつき(温度対策後)

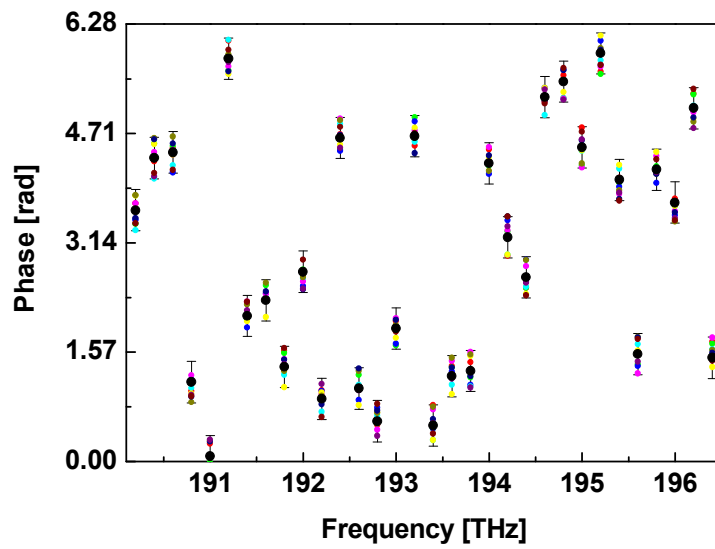


図 8.44. 誤差を仮定した位相スペクトルのばらつき(温度対策後)

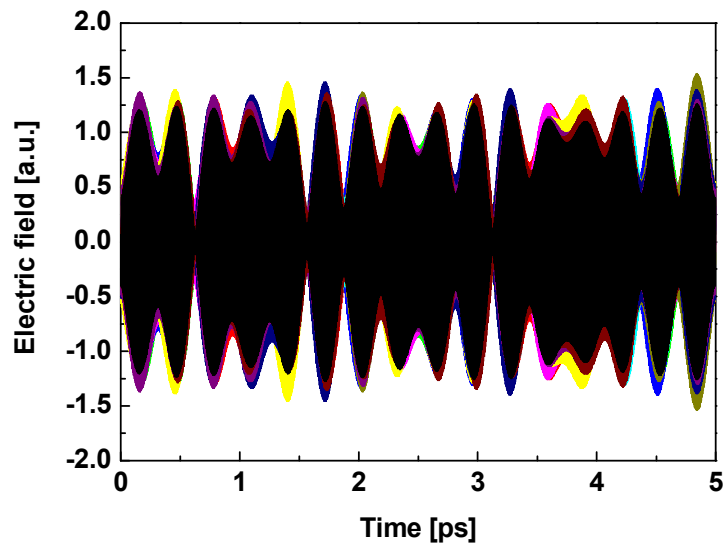


図 8.45. 誤差を仮定した合成波形のばらつき(温度対策後)

また、図 8.45.の波形から各ビットの振幅を解析した結果を図 8.46.に、位相を解析した結果を図 8.47.に示す。

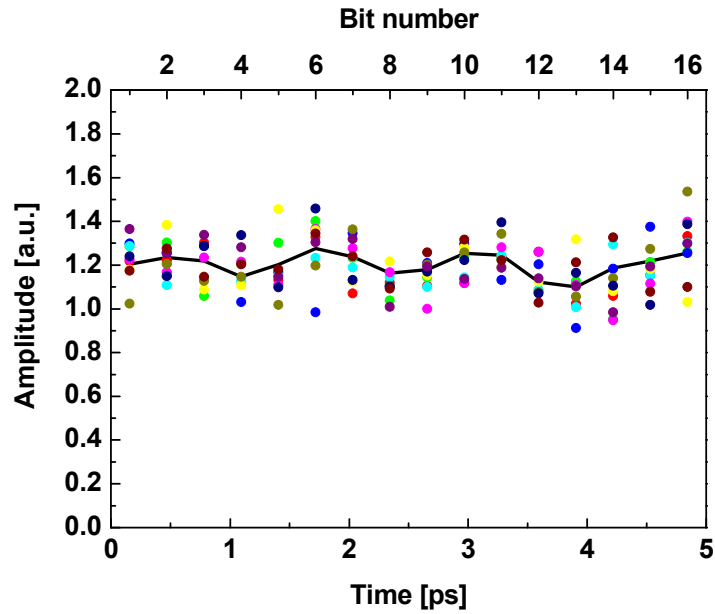


図 8.46. 各ビットの振幅とそのばらつき(温度対策後)

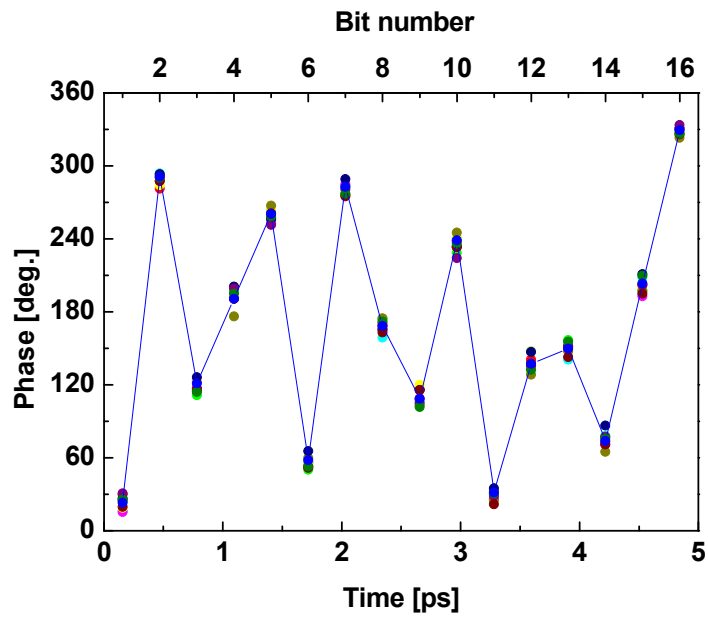


図 8.47. 各ビットの位相とそのばらつき(温度対策後)

スペクトルの計測精度が改善された結果、合成波形において、図 8.46.から振幅については図 8.35.で 3 割程度の変動があったのに対し、2 割程度にまで変動幅が縮小されたことがわかる。また、図 8.47.から各ビットの位相の再現精度も 5.05 [deg.]まで改善される結果が得ら

れた。したがって、位相の変動は ± 5.625 [deg.]を下回り 32 値の位相変調において符号間の干渉がなく識別できる程度まで精度を向上することが出来たと考えられる。今回は、あくまで簡易な対策ではあったが、精度の改善への方向性を確認することができた。このことから、計測システムはさらに高精度な計測を行えるポテンシャルを有しており最適な装置・条件を整えて計測に臨めば、より高度な信号を生成・計測することが可能になると考えられる。

8.3.4. 強度・位相複合変調信号

現段階での計測システムにおいて、位相変調信号では 32 値の位相を用いた 16 Tbit/s の信号波形の生成・計測が実現できる速度の限界であると考えられる。位相変調よりもさらに、情報量を増やす、周波数利用効率を向上させるのに有効な方法が、異なる変調方式の組み合わせである。例えば、ここまでの実験で取り扱った、強度変調形式と位相変調形式のようにそれぞれの変調方式で変調を与える要素は独立して干渉しないため、両立させることができる。そこで、強度・位相変調を複合した変調信号の波形生成・計測について検討を行い、さらなる周波数利用効率の向上を試みた。

計測には強度・位相複合変調信号として、2 値の強度変調と 32 値の位相変調を組み合わせた波形を利用することとし、これを実現することにより達成される速度は $3.2 \text{ Tbit/s} \times (1 + 5) = 19.2 \text{ Tbit/s}$ となる。変調信号のパターンは位相変調信号の実験に用いたパターン”0,1,4,6,30,28,27,24,16,19,20,22,14,12,9,8”をベースに 1 と 0.5 の振幅変化のパターン(図 8.48.)を与えたものを生成・計測した。実験系および実験方法は強度変調・位相変調の実験に準ずるものとして行った。

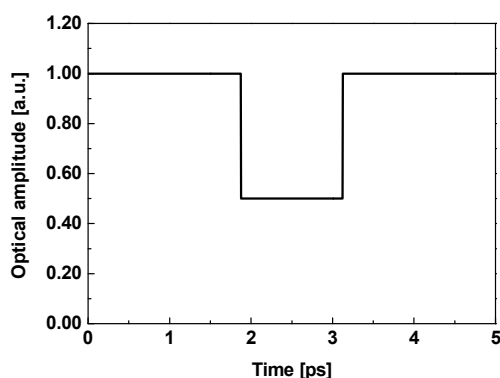


図 8.48. 振幅変調のパターン

波形を生成し、計測した振幅・位相スペクトルを図 8.49.に示す。また、スペクトルの計算結果も同時に示した。スペクトルの比較から計測誤差の指標は振幅・位相でそれぞれ 9.3 %, 0.04λ となった。次に、計測したスペクトルを基に時間波形を合成した結果を図 8.50.に示す。得られた波形から設定した強度変調のパターンが再現されていることが確認でき

る。また、内部の位相を読み取るため、時間窓を16分割した各ビットの、中心における位相を波形のキャリア成分を正弦波フィッティングして、読み取ってグラフ化した。その結果を図8.51.に示す。図8.51.から設定した位相のパターンに追従したものが得られていることが確認された。以上の結果より、強度変調、位相変調いずれの面から見ても、計算結果とよく一致した結果となっており、強度・位相複合変調信号による19.2 Tbit/sの信号波形生成・計測を実証することができた。

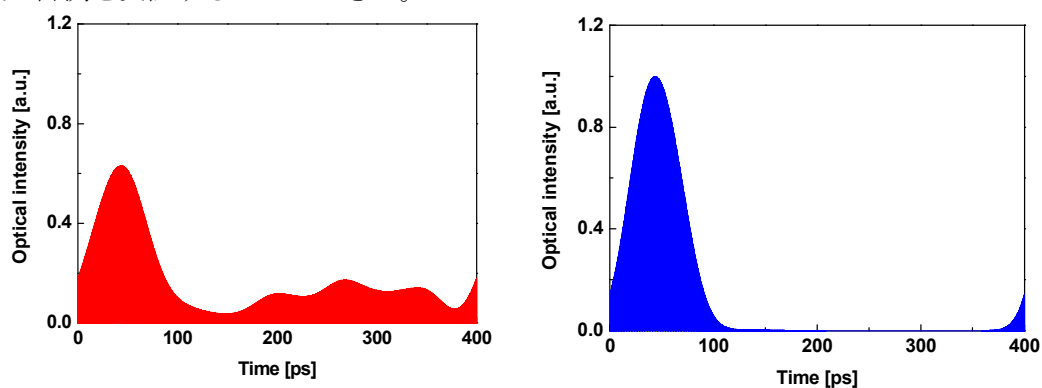


図 8.49. 振幅・位相スペクトルの計測結果と計算結果

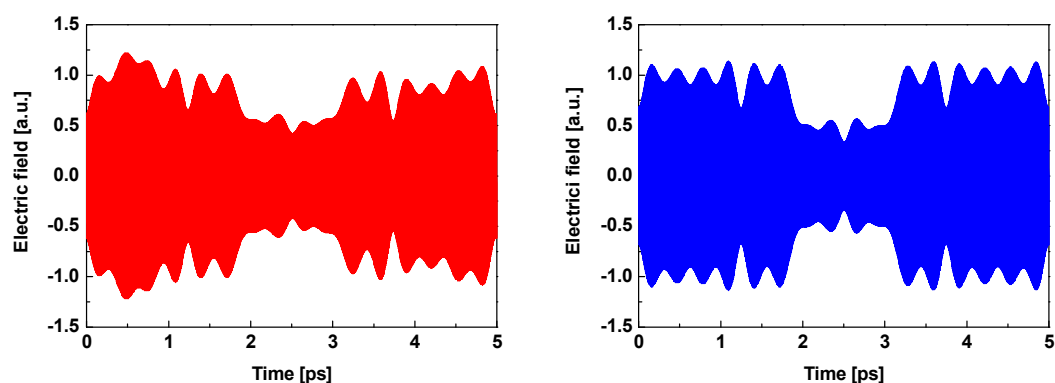


図 8.50. スペクトルから合成した電界時間波形の計測(赤)・計算(青)結果

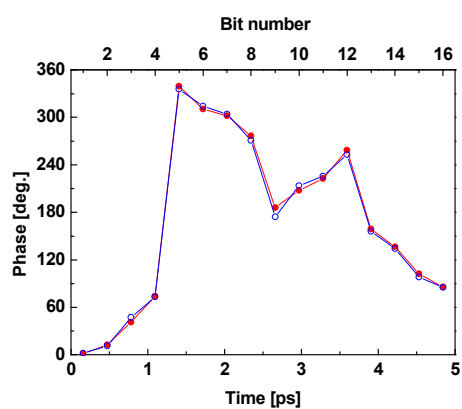


図 8.51. 波形から導出したビットごとの位相変化の計測(赤)・計算(青)結果

8.3.5. 計測の限界速度の検討

前項の結果から振幅・位相変調を複合した信号の生成・計測が実現できることが証明された。位相変調単体での計測に関しては、現状 32 値が限界となるであろうことは前述の波形計測結果およびエラーバーの算出から明らかになっている。ここでは、振幅の変調を加えることで計測の限界に変化が生じるか、また振幅変調の諧調の限界値はいくつかについて検討した。これにより、現状のシステムにおいて振幅・位相複合変調信号により実現し得る信号速度がどこまで達するか明らかにする。今回の検討では、振幅・位相の変調パターンそれぞれについて、隣接する値との判別が可能かどうかという点を指標として計測が実現可能であるかを検討した。

まずは、振幅変調について、いくつまで諧調を増加できるか検討するため、前項の 2 値の変調から 4 値、8 値と増加させていき、そのときの波形生成・計測結果を以下に示していく。位相の変調については同様に 32 値として設定した。

はじめに 4 値の振幅変調とした場合の結果を示す。図 8.52. に設定した振幅と位相の 16 bit のパターンを示した。また、図 8.52. のパターンを与えて作成した時間波形をフーリエ変換することにより振幅・位相スペクトルのシミュレーション結果を得た(図 8.53.)。

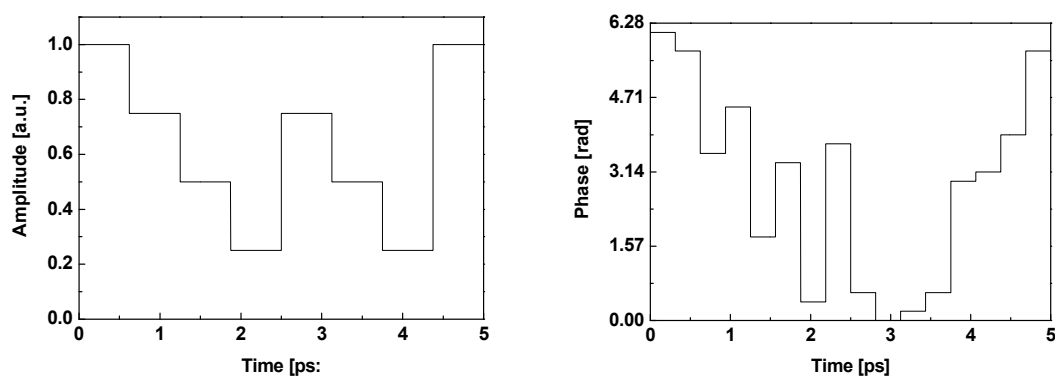


図 8.52. 設定した振幅・位相パターン

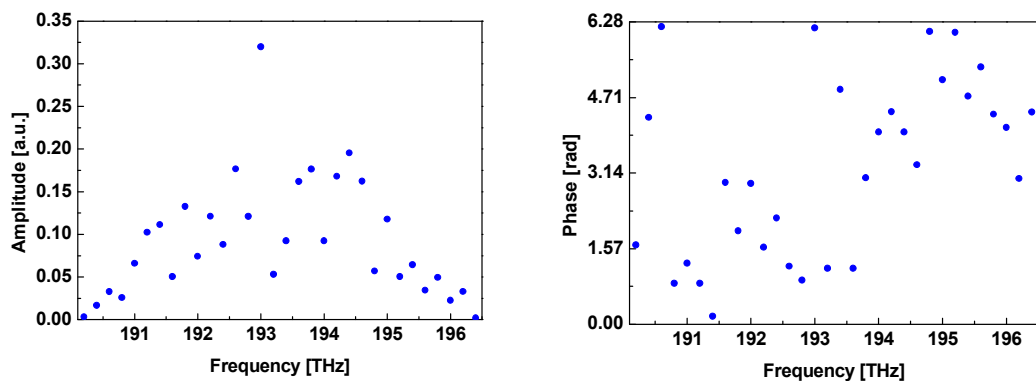


図 8.53. 振幅・位相スペクトルのシミュレーション結果

提案手法により、図 8.53.のスペクトルを得られるように、光シンセサイザを制御しその後、スペクトル計測を行った。その結果を図 8.54.に示す。

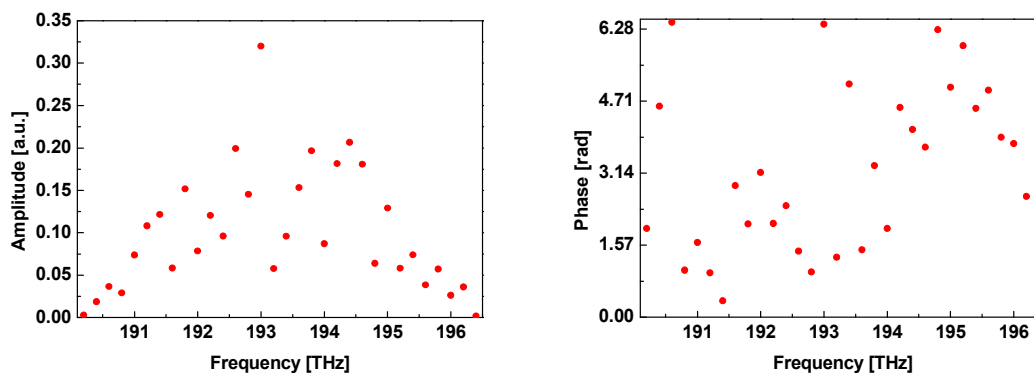


図 8.54. 振幅・位相スペクトルの計測結果

次に、図 8.53.,8.54.のスペクトルをそれぞれ用いて時間波形を合成した結果を図 8.55.に示す。

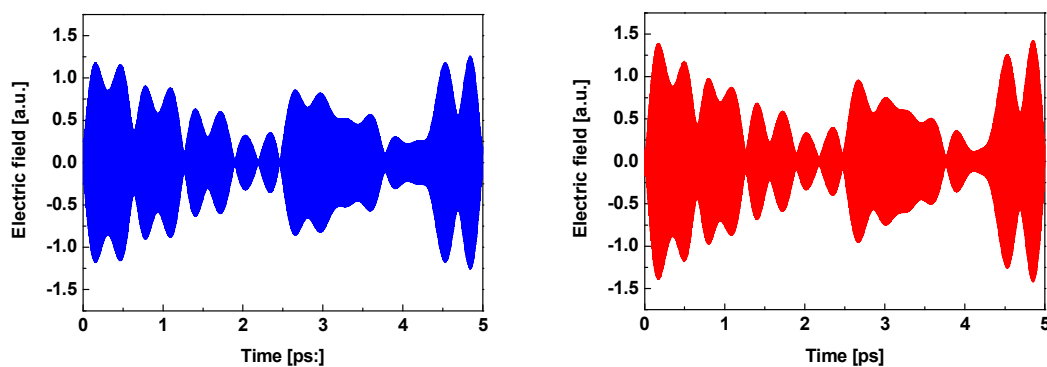


図 8.55. 時間波形の合成結果

図 8.55.の結果から、振幅変調に関しては 4 値がそれぞれ読み取れる結果が得られていると考えられる。また、位相変調に関して、各ビットの中心で内部キャリアの位相を解析した結果を図 8.56.に示す。

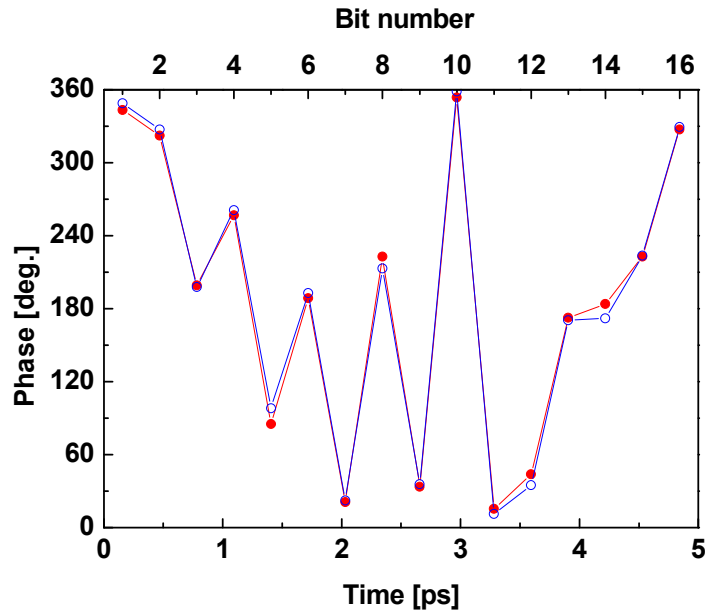


図 8.56. 各ビットの位相

図 8.56.の結果での計測結果をシミュレーション結果の比較および図 8.52.の位相パターンから位相の変調についても設定したパターンに追随した結果をなっており、信号の生成・計測が可能であるものと判断できる。

次に振幅変調を 8 値とした場合について、その結果を示していく。4 値の場合と同様に図 8.57.に設定した振幅・位相パターン、図 8.58.に振幅・位相スペクトルのシミュレーション結果、図 8.59.にスペクトルの計測結果、図 8.60.に合成した時間波形をそれぞれ示す。

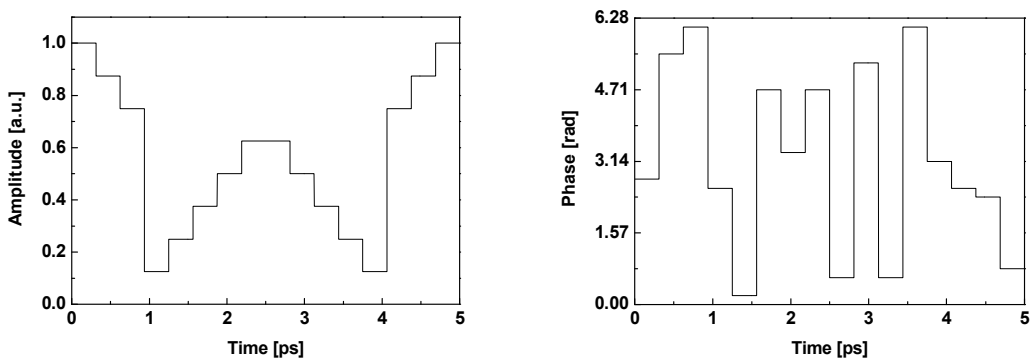


図 8.57. 設定した振幅・位相パターン

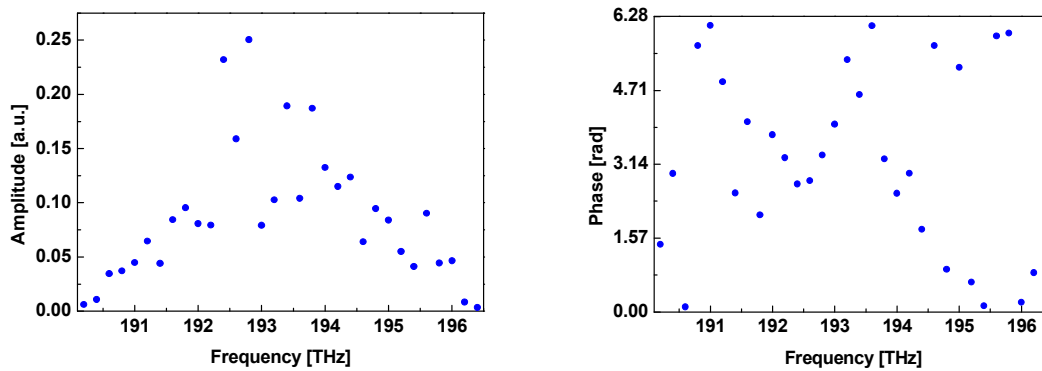


図 8.58. 振幅・位相スペクトルのシミュレーション結果

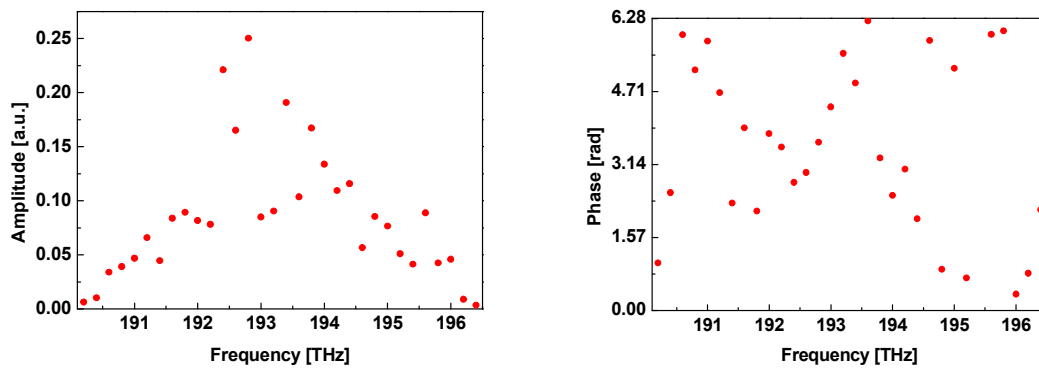


図 8.59. 振幅・位相スペクトルの計測結果

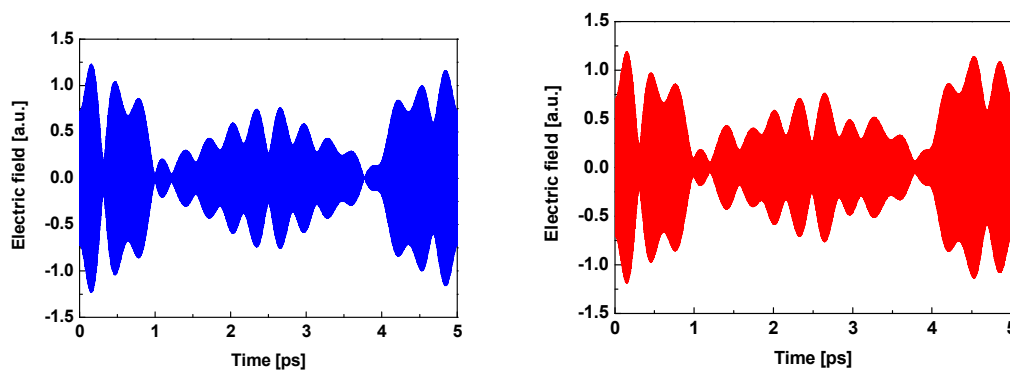


図 8.60. 時間波形の合成結果

図 8.60.の結果から、全体的には近い結果が得られたものの、8 値の結果では明らかに振幅の大小が逆転している部分などがあり、4 値までの結果における設定した波形の生成とは同

等の結果は得られておらず、正しく生成できていないものと判断できる。ここで、計測結果の位相をシミュレーション結果と置き換えて合成した波形を確認してみる(図 8.61.)。

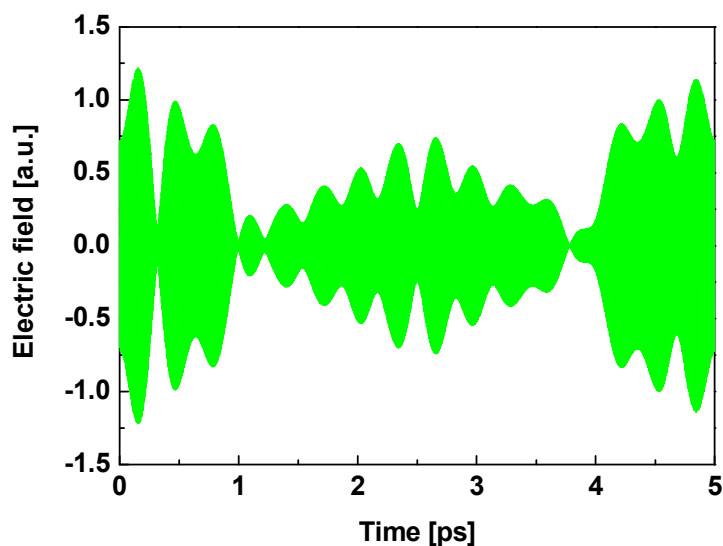


図 8.61. 振幅の計測結果+位相のシミュレーション結果による合成波形

図 8.61.のように位相スペクトルのみシミュレーションとすると設定した通りの波形が再現されることから、振幅変調結果のズレの原因となっているのは位相スペクトルの計測誤差あるいは設定誤差であると推測される。計測精度に関しては他のパターンと同一条件、設定精度に関しても他のパターンと同等になるように設定を行っているため、現状のシステムでの計測限界が 4 値の振幅変調+32 値の位相変調であり、さらに高度な信号を取り扱うには計測精度の向上が必要となることを示唆する結果であるものと考えられる。前述したとおり、計測精度については向上させる余地が十分に残されており将来的にさらに高度な信号の生成・計測を実現することが期待される。

次に、位相変調について各ビットの位相を解析した結果を図 8.62.に示す。

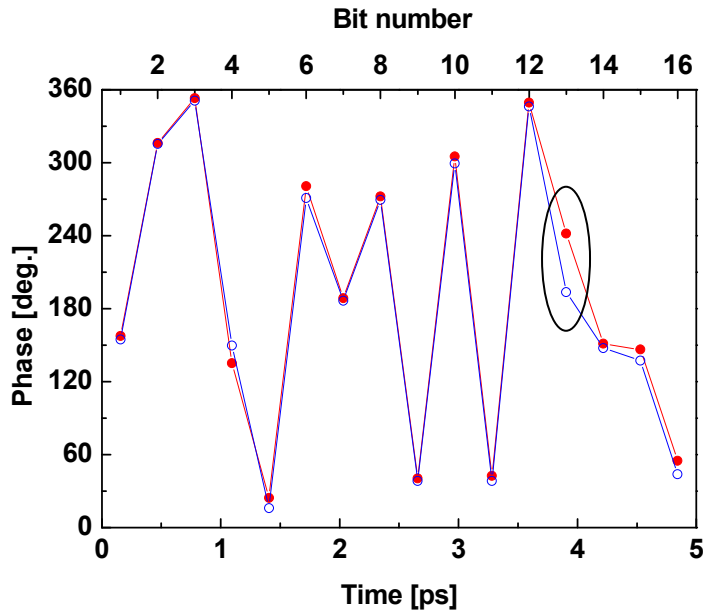


図 8.62. 各ビットの位相

位相変調に関してもやはり全体としては合っているが、8 値の振幅変調を与えた結果において、その他の結果と比べて著しく誤差の大きい部分が一部にみられている。得られたデータから、振幅の小さくなっている部分(振幅 1/8)で最も誤差の大きい結果生じていることがわかる。この点について、シミュレーション結果のスペクトルに計測誤差をランダムに与えて、波形合成を行った際の位相の解析により確認した。その結果を図 8.63.,8.64.に示した。繰り返し行ったほとんどの結果が同様に振幅の小さいビットで誤差が大きくなる結果を示しており、他のビットと比べて振れ幅が非常に大きいことがわかる。したがって、振幅の大小、特に小さい場合に、その設定値が位相の変調にも影響を生じるということがわかった。このことから、振幅が小さくなる場合、諧調が多くなる場合には、かなり高精度な計測が要求されることが予想される。実際に付与する誤差を小さくしていき、誤差の大きいビットに着目して解析してみると最低でも 0.15 [rad]程度、安定して正しい結果を得るには 0.05 [rad]程度の精度が望ましいことがわかった。この程度の精度が得られてようやくその他のビットあるいはそれ以前のデータと同等の位相の振れ幅におさめることが出来る。

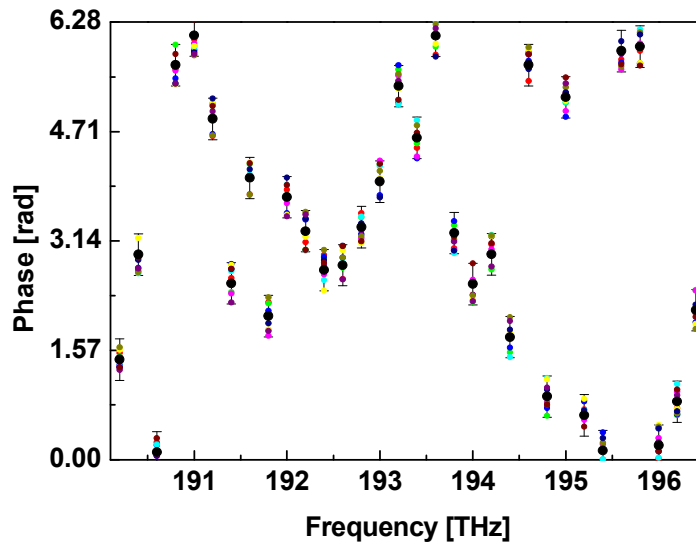


図 8.63. 誤差を与えた位相スペクトル

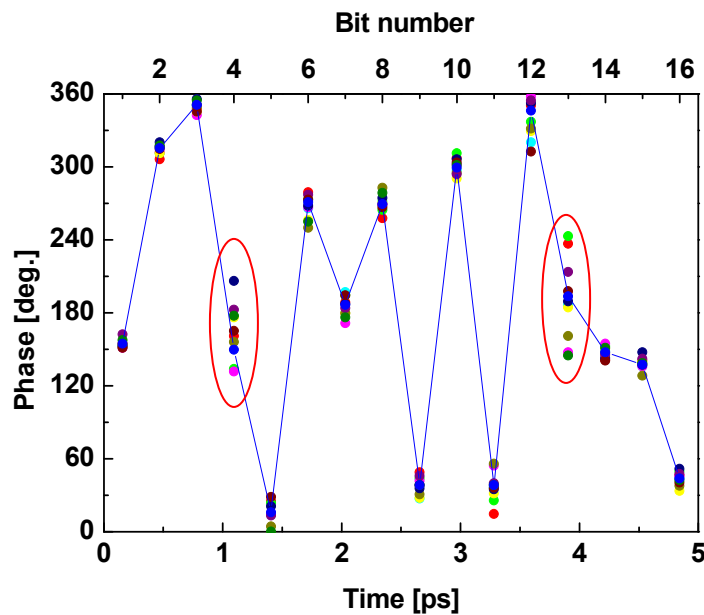


図 8.64. 誤差を与えたスペクトルによる波形の各ビットの位相

8.4. まとめ

光シンセサイザと多波長同時ヘテロダイン検波法を組み合わせた高速光信号波形生成・計測システムにより強度変調、位相変調、強度・位相複合変調の種々の変調方式の信号波形について波形生成と計測の実証を行った。計測結果と算出したスペクトルおよび波形との比較から結果の妥当性を確認した結果、3.2 Tbit/s 16bit の信号をベースとして最大で振幅

4 値+位相 32 値(2^7 値)の変調信号の計測が実現可能と判断した。その結果、1 符号あたり 7 bit 分の情報量を持つ 22.4 Tbit/s 112 bit パケット相当の信号の生成・計測について実証することができたと考えている。以上の結果より、提案手法の任意の変調信号への適用性、高速光信号波形への有効性が確認された。また、振幅 8 値+位相 32 値(2^8 値)の変調信号の生成・計測を試みた。これについては、現状、変調パターンの識別は困難であると考えられるが、今後、計測精度を向上することにより、さらに高度な信号の生成・計測が実現できる可能性を示すことが出来た。

第9章

シングルショット波形計測の実現に向けて

9.1. 多波長ヘテロダイン検波法のシングルショット計測への適用性

我々の提案している位相スペクトルの計測方法、多波長同時ヘテロダイン検波法は、その原理からも明らかなように離散的なスペクトルに対する計測を前提としている。したがって、計測される波形は計測する周波数間隔に依存した一定の周期で繰り返されるものとなる。一方で、光情報通信分野では、信号はパケットごとに異なる信号パターンが連続して送信されるもので、一定の周期を持った繰り返し波形とならないのが一般的である。そのため、1パケットごとに切り出して計測することを可能にするシングルショットの計測技術が重要な意味を持つことがわかる。当然、提案手法による計測システムにおいても、シングルショットの計測を可能とすることが望ましい。提案手法でシングルショット計測を実現するとして、周期的繰り返しのない単一の時間波形の周波数領域における波形を考えると図9.1.に実線で示すような連続した振幅・位相スペクトルとなる。これを離散的に計測する場合、離散した計測点の間隔で決まる時間窓で積算されたデータとなり、その時間窓内でのデータが繰り返された周期波形となってしまふ。しかしながら、そもそも限りなく計測点の間隔を小さくすることはできても完全に連続したデータ取得することは不可能である。したがって、計測の時間窓を1パケット分の時間幅となるように計測を行うことで、計測対照のある1パケットの情報を取得しそのパケットの信号が繰り返された波形を得るという方法を取れば、シングルショットと見なすには十分な結果が得られると考えられる。そして、得られた周期的に繰り返す波形のうちの1周期分を抜き出せばシングルショット計測と同等の波形情報を得ることが可能になると考えられる。

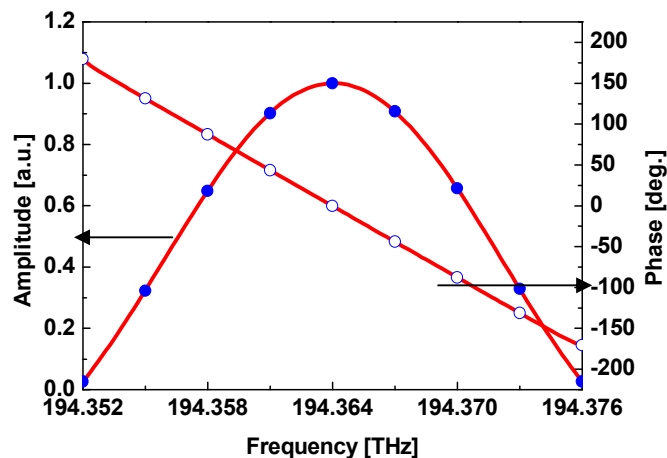


図 9.1. 単一波形による連続スペクトルと繰り返し波形による離散スペクトル

9.2. 高速サンプリング計測

本研究において、参照光に光周波数コムを利用し、検出部にアレイ導波路格子(AWG)を導入して、位相計測の並列処理を可能にする多波長同時ヘテロダイン検波法を新たに構築することで、より時間的に高速な光信号波形計測を実現可能とした。これにより、計測にかかる時間は位相検出に要する時間、すなわち DC 電圧の検出およびその後の計算処理にかかる時間で行うことができ、かなり高速な計測が実現できるようになった。しかしながら、これまでは提案手法の位相検出部において比較的長いサンプリング時間をとっていたために、計測速度を制限する結果となっていた。そこで高速な光信号波形計測の実現へ向けて、位相計測に用いる検出器のサンプリング時間を従来の 200 ms から 1 ns と高速な計測器を用いることで短縮した。そして、高速なサンプリングによる計測結果と既の実証している低速なサンプリングによる結果とを比較することで高速サンプリング計測の結果の妥当性を実証し、計測の高速化を実現できることを確認した。

9.2.1. 実験方法

図 9.2 に実験系を示す。信号光は DFB レーザーの出力を、12 Gbit/s 12 bit パケットのデジタル信号で駆動した強度変調器に入射することで 3 GHz 間隔の光コム状のスペクトルを得た。パケットパターンは”100010001000”とした。一方で、1.5 GHz のマイクロ波で駆動した強度変調器に、波長可変レーザーの出力を入射して 2 通倍駆動することで 3 GHz 間隔の一对の参照光を発生させた。ここで、信号光と参照光の変調器の駆動信号を発生した両信号源は同期させておき、参照光源の発振周波数は信号光ピークと参照光ピークの周波数間隔が 1 GHz となるよう設定した。その後、信号光と参照光を合波して、PD に入射し、提案手法に適用した。このとき、DC 電圧の検出に高速デジタルマルチメータを用いてサンプリング時間 1 ns で検出した結果と、比較のため、デジタルマルチメータによる 200 ms のサンプリング時間での計測結果を得た。また、その際、ディレイラインにより光路長を掃引して得られる DC 電圧の正弦波状の変化から位相情報を得た。この計測では、計測する信号光の周波数間隔が比較的狭いため、ディレイラインに長いストロークが必要であり、インラインのディレイラインを用いることができない。そのため、光サーキュレータ、ファイバーポートにより空間出射し、移動ステージに設置したミラーで反射する構成でディレイラインを構築し、ミラーの位置を掃引することで計測を行った。

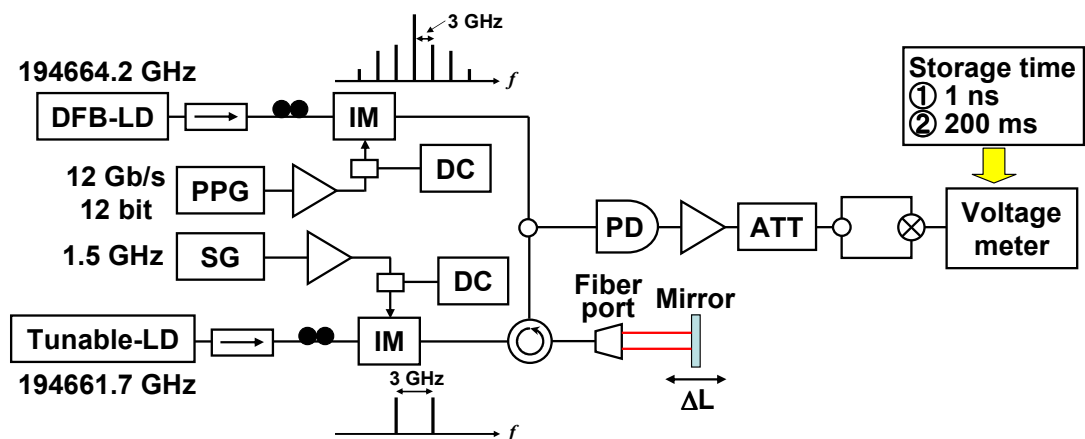


図 9.2. 高速サンプリング計測実験系

9.2.2. 結果

提案手法による位相計測をサンプリング時間 1 ns, 200 ms で行った結果をそれぞれ、図 9.3. a), b) に示した。示した結果は、光路長を掃引した際に得られる正弦波状の DC 電圧の変化のようすで、a) の結果は各点で 1 ns で 1 万回計測したデータを平均化したものをプロットした。図 9.3. a), b) の結果を見ると、いずれも光路長の変化に対して正弦波状の DC 電圧の変動が観測できる。また、得られた DC 電圧の計測結果を正弦関数でフィッティングし、フィッティングカーブの位相から求めた相対位相の、両データ間の位相差は光路長に対する変動の波長の 250 分の 1 という小さい値となり、非常に近い位相の計測結果が得られたと言える。一方で、計測データには多少のばらつきが存在し、フィッティングカーブからも外れている点が見られる。これについては、計測に利用するスペクトルの強度のふらつきによるものと推測され、強度の安定化や強度を同時計測することによる補正を行うことで、改善されると考えられる。また、今回の計測では平均化処理を行っており、厳密には高速計測と言い切ることができない。そのため、より高速に計測を行うことでも改善が見込まれる。しかしながら、位相は変化していないため、全体の正弦波状の変動には大きく影響していないことがわかり、今回の相対位相の計測結果は妥当なものであると考えられる。この結果により、提案手法における高速サンプリングによる位相計測への適用が実証され、光信号波形計測を高速化することへの可能性が示されたと考えられる。

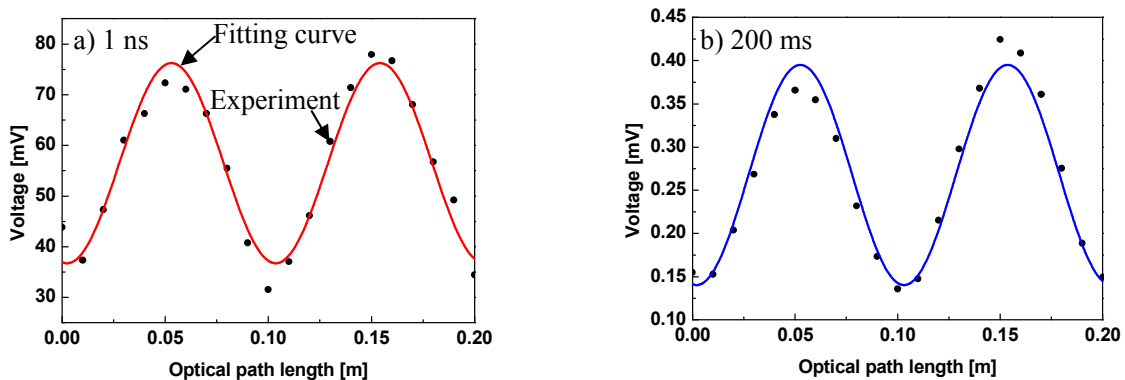


図 9.3. 積算時間 a) 1 ns 、 b) 200 ms における光路長に対する DC 電圧の変動

9.3. 高速サンプリング計測を用いた信号波形計測

前節の計測結果から、まずは、ある一つの計測点について、高速なサンプリングを用いた位相計測においても、これまで実証してきたものと同様の結果を得ることができると確認された。そこで、本節では、計測帯域を拡大し、信号波形の観測についても同様に高速サンプリングの検出器を用いて実現可能であることを確認した。

9.3.1. 実験方法

実験系は前節と同様の構成で行った。サンプリング時間 1 ns での計測は、18 GHz 幅の周波数帯域にわたり位相スペクトルの計測を行った。振幅スペクトルの計測では参照側の強度変調器を駆動せずに通過させた波長可変レーザーの出力をローカルオシレーターとして用いて、信号光の各周波数成分とのビート信号強度を計測することで振幅情報を得た。また計測結果との比較対照として用いるため、PD 直前の光ファイバカプラに入射する直前での信号光の時間波形を 20 GHz 帯域の光サンプリングオシロスコープにより計測した。

9.3.2. 結果

光サンプリングオシロスコープで計測した信号光の時間領域での強度波形を図 9.4. に示す。図 9.4. に得られた波形をフーリエ変換した結果として得られる振幅・位相スペクトルを提案手法によるスペクトルの計測結果との比較対照として用いた。提案手法により 18 GHz の周波数帯域にわたりサンプリング時間 1 ns で計測した位相スペクトルを図 9.5. a) に示した。また、信号光と波長可変レーザーの出力とのビート信号強度から計測した振幅スペクトルを図 9.5. b) に示した。同時に図 9.4. の波形をフーリエ変換して得たスペクトルの計算結果も図 9.5. a), b) 内に白抜きのプロットで示した。図 9.5. の結果からオシロスコープの計測により得たスペクトルと提案手法により計測したスペクトルが同様の形状となり、よく一致

した結果を示していることがわかる。また、各周波数成分で、オシロスコープと提案手法から得られたスペクトルの差分をとってその標準偏差を求めると、振幅スペクトルでは2.2%、位相スペクトルでは 0.1λ となった。次に、計測結果の振幅・位相スペクトルを用いて、各周波数成分の重ね合わせにより、時間波形を合成した結果を図9.6.に示す。また同様にオシロスコープ波形から算出した振幅・位相スペクトルからも波形を合成し、その包絡線を同時に図9.6.に示した。ここで、オシロスコープと提案手法による計測における計測帯域が異なることを考慮するため、オシロスコープの観測結果においては、図9.4.の時間波形をフーリエ変換して得られたスペクトルのうち提案手法と同周波数帯域となる18 GHzの範囲のみを抽出して波形を合成した。図9.6.より提案手法による計測結果はオシロスコープの計測により得られた波形とよく一致したものが得られていることが確認された。これらの結果により、提案手法における高速サンプリングによる光信号波形計測への適用が実証された。

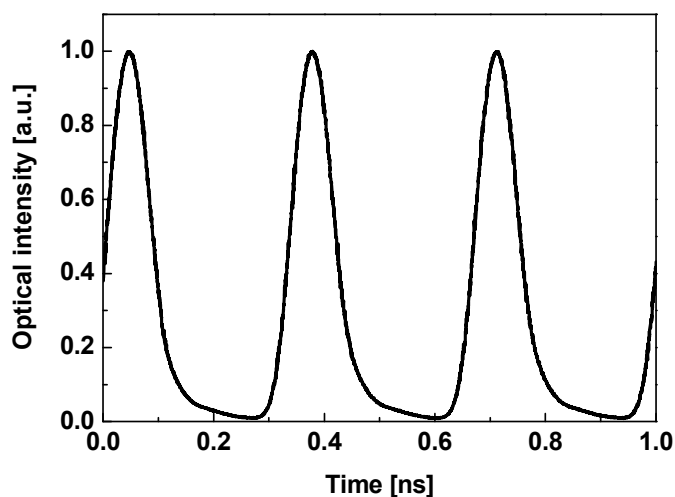


図 9.4. オシロスコープによる時間波形の観測結果

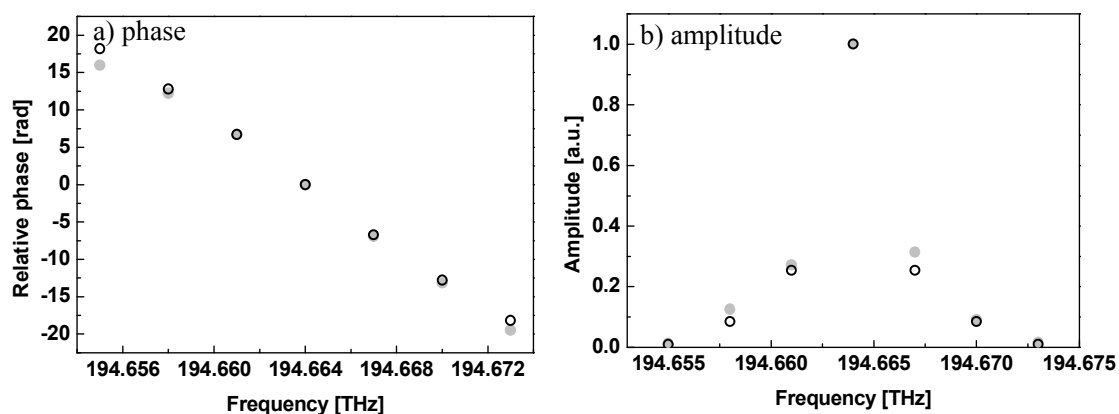


図 9.5. a) 位相、b) 振幅スペクトルの計測結果(プロット)、計算結果(円)

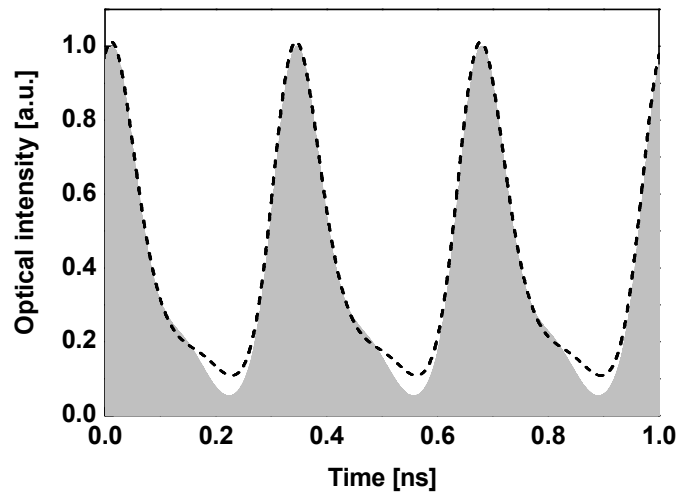


図 9.6. 計測結果(領域)、計算結果(破線)の時間波形

9.4. まとめ

高速なサンプリングを可能とする検出器を導入して、相対位相計測、光信号波形計測を行い、高速な光信号波形計測の実現に向けた基礎実験を行った。得られた計測結果と従来方法の計測結果の比較により、高速サンプリング計測の結果の妥当性が確認された。これにより、提案手法による高速な光信号波形計測の実現の可能性が実証されたと考えている。しかしながら、今回の実験手法においては、光路長の掃引、計測データの平均化など、計測の高速化と矛盾する部分もやむを得ず含まれていた。これらに関しては、現時点で、位相の計測精度(出力電圧の不安定性)やスキャンレス計測のための振幅・位相同時計測といった課題が解決されていないことによるもので、原理的には、計測の高速性を損なうものではない。したがって、現状のシステムをさらに改善していくことが必要不可欠であるが、これらの課題点を解決していくことで、高速な計測やシングルショット計測を実現することが可能になるものと考えている。

第10章

結論

10.1. 超高速信号波形の生成・計測の実現に向けた新規デバイスの導入

光周波数コム、アレイ導波路格子(AWG)、光シンセサイザの3つの光デバイスについて、それぞれの特性調査および提案手法の計測システムへの導入実験を行った。いずれのデバイスについても、実験的検証から、導入前のシステムと同様に位相計測および波形計測が行えることが確認され、妥当な結果が得られていた。これにより、従来の二波長同時ヘテロダイン検波法では難しかった、複数の計測点での並列計測および並列計測することによる短時間計測、高繰り返し信号波形の計測、シングルショットの波形計測などを実現することが可能な多波長同時ヘテロダイン検波法に発展させることができた。また、多波長同時ヘテロダイン検波法では、波形計測に加えて、波形生成のプロセスもシステムに取り入れて、任意の高速信号波形を生成・計測する、超高速光シンセサイザ/アナライザとして新たにシステムを構築することができた。

10.2. 超高速信号波形の生成・計測実験

二波長同時ヘテロダイン検波法を改良した多波長同時ヘテロダイン検波法に、光シンセサイザを取り入れて構築した、超高速光シンセサイザ/アナライザを利用して、テラヘルツ領域の光信号波形の生成と計測を試みた。6.4 THzの周波数帯域を持つ信号光に対して、生成・計測を行い。最大で信号速度 3.2 Tbit/s の光信号波形を生成・計測することができた。これは単一信号路での波形生成・計測結果としては他に類を見ない速度にまで到達できたといえる。また、信号波形の変調方式を、強度変調、位相変調、強度・位相変調と変化して計測を行い、いずれについても任意の packets パターンの計測が可能であることが示唆される結果を得ることができた。この結果から、最大 22.4 Tbit/s 112 bit 相当の情報量を持つ光信号波形の生成・計測が可能であることが確認できた。

本研究においては、超高速光信号波形の生成・計測の原理的な実証に留まったが、提案手法による超高速光信号処理、シングルショット計測に関して、その実現可能性を示すのに十分な結果を得ることができたと考えている。ただし、実現のためには、位相計測時のディレイライン走査を除去することによる計測時間の短縮と計測時間内での出力安定性の評価、多点並列計測の本格的な実装として検出回路の構築などの課題点を克服する必要がある。これらの本格的実現に関しては今後の展開に期待したい。

参考文献

- [1] D. Qian, M. F. Huang, E. Ip, Y. K. Huang, Y. Shao, J. Hu, and T. Wang, *OFC2011*, (2011) paper PDPB5.
- [2] N. Khan, Z. Saleem and A. Wahid, *Proceedings of the 11th WSEAS International Conference on COMMUNICATIONS*, (2007) 40.
- [3] Wei K. Tsai, Mahadevan Iyer and Jordi Ros, *Journal of Network and Systems Management*, Vol. 10, No. 2, (2002) 135.
- [4] H. Harai, *IEICE TRANS COMMUN.*, Vol. E95-B, No. 3, (2012) 714.
- [5] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, M. Koshihara, and F. Yamamoto, *Opt Express*, Vol. 21, No. 22, (2013) 25752.
- [6] Dong Wei, S. Takahashi, K. Takamatsu, H. Matsumoto, *Jpn. J. Appl. Phys.*, 48, (2009) 070211.
- [7] Dong Wei, S. Takahashi, K. Takamatsu, H. Matsumoto, *Jpn. J. Appl. Phys.*, 50, (2011) 022701.
- [8] Xiaonan Wang, S. Takahashi, K. Takamatsu, H. Matsumoto, *Opt. Express.*, Vol. 20, No. 3, (2012) 2725.
- [9] M. Shimizu, M. Hashida, Y. Miyasaka, S. Tokita and S. Sakabe, *Appl. Phys. Lett.*, 103, (2013) 174106.
- [10] S. Döring, S. Richter, F. Heisler, T. Ullsperger, A. Tünnermann and S. Nolte, *Appl Phys A*, 112 (2013) 623.
- [11] C. Schuster, C. Merschjann, N. Rothe, S. Fiedler, R. Irsig, K.-H. Meiwes-Broer, M. Vehse, H. Seitz, V. Senz, K. Sternberg and S. Lochbrunner, *Biomed Tech*, (2013) 58.
- [12] R. Mizoguchi, S. S. Kano, and A. Wada, *Chem. Phys. Lett.*, 379, (2003) 319.
- [13] Robert D. Feldman, E. E. Harstead, S. Jiang, Thomas H. Wood and Martin Zirngibl, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 16, No. 9, (1998) 1546.
- [14] Ahmed Sharkawy, Shouyuan Shi, and Dennis W. Prather, *Appl. Opt.*, Vol. 40, No. 14, (2001)

2247.

- [15] X. J. Gu, *Opt. Lett.*, 23 (1998) 509.
- [16] A. M. Weiner, *Prog. Quantum Electron.*, 19, (1995) 161.
- [17] A. M. Weiner, J. P. Heritage, E. M. Kirschner, *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. 5, No. 8, ,(1988) 1563.
- [18] 石田祐三, 非線形相関法による超短光パルスの測定 レーザー研究 第15巻 第11号, (1987) 887.
- [19] 長沼和則, 干渉相関法を応用した波長分散と超短光パルス波形の測定 レーザー研究 第23巻 第11号, (1995) 961.
- [20] Gabor Szabo, Zsolt Bor and Alexander Muller, *Opt. Lett.*, 13 (1988) 746.
- [21] Yoshihiro Takagi, Tohru Kobayashi, Keitaro Yoshihara and Shunji Imamura, *Opt. Lett.*, 17 (1992) 658.
- [22] Frances. R. Laughton, John. H. Marsh, David. A. Barrow and Efim. L. Portnoi, *J. Quantum Electron.*, Vol. 30, No. 3, (1994) 838.
- [23] E. P. Ippen and C. V. Shank, in Ultrashort Light Pulses, *Topics in Applied Physics*, Vol. 18, edited by S. L. Shapiro (Springer, New York, 1977), B3.
- [24] G. Stibenz and G. Steinmeyer, *Opt. Express*, 13 (2005) 2617.
- [25] C. Iaconis and I. A. Walmsley, *Opt. Lett.*, 23 (1998) 792.
- [26] K. W. DeLong, R. Trebino, J. Hunter, and W. E. White, *J. Opt. Soc. Am. B*, 11 (1994) 2206.
- [27] D. J. Kane and R. Trebino, *Opt. Lett.*, 18 (1993) 823.
- [28] D. H. Gallmann, D. H. Sutter, N. Matuschek, G. Steinmeyer, and U. Keller, *Opt. Lett.*, 24 (1999) 1314.
- [29] S. A. Radunsky, E. M. K. Williams, A. Walmsley, P. Wasylczyk, W. Wasilewski, A. B. U'Ren, and M. E. Anderson, *Opt. Express*, 31 (2006) 1008.
- [30] K. L. Deng, R. J. Runser, I. Glesk, and P. R. Prucnal, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, No.

- 7, (1998) 1039.
- [31] 猿渡正俊, 超短光パルス計測 レーザー研究 第19巻 第8号, (1991) 767.
- [32] G. M. Lankhuijzen and L. D. Noordam, *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 76, No. 11, (1996) 1784.
- [33] R. Pecha, B. Gompf, G. Nick, Z. Q. Wang, and W. Eisenmenger, *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 81, No. 3, (1998) 717.
- [34] J. Itatani, F. Quéré, G. L. Yudin, M.Yu. Ivanov, F. Krausz, and P. B. Corkum, *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 88, No. 17, (2002) 173903-1.
- [35] J. R. Taylor, M. C. Adams, and W. Sibbett, *Appl. Phys.*, 21, (1980) 13.
- [36] 打木久雄、小林孝嘉 フェムト秒・ピコ秒発光分光法 日本物理学会誌 第42巻 第5号 (1987).
- [37] ストリークカメラハンドブック 浜松ホトニクス
- [38] J. Debeau, B. Kowalski, and R. Boittin, *Opt. Lett.*, 23 (1998) 1784.
- [39] D. Dorrer and I. Kang, *J. Opt. Soc. Am. B*, 25 (2008) A1.
- [40] C. Dorrer and I. Kang, *Opt. Lett.*, 27 (2002) 1315.
- [41] P. Kockaert, J. Azana, L. R. Chen, and S. LaRochelle, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, 16 (2004) 1540.
- [42] M. Kwakernaak, R. Schreieck, A. Neiger, H. Jackel, E. Gini, and W. Vogt, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, 12 (2000) 1677.
- [43] T. Shioda and T. Yamazaki, *Opt. Commun.*, 283 (2010) 4733.
- [44] T. Shioda, T. Mori, T. Sugimoto, Y. Tanaka, and T. Kurokawa, *Opt. Commun.*, 282 (2009) 2909.
- [45] T. Shioda, T. Yamamoto, T. Sugimoto, Y. Tanaka, K. Higuma, and T. Kurokawa, *Jpn. J. Appl. Phys.*, 46 (2007) 3626.
- [46] T. Yamazaki and T. Shioda, *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 53, (2014) 1.

- [47] M. Kourogi, T. Enami and M. Ohtsu, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.8, (1996) 1698.
- [48] S. Choi, K. Kashiwagi, Y. Tanaka, S. Kojima, T. Shioda, T. Kurokawa, *Opt. Express*, Vol. 20, No. 25, (2012) 27820.
- [49] K. Kashiwagi, H. Ishizu, Y. Kodama, T. Kurokawa, *Opt. Express*, Vol. 21, No. 3, (2013) 3001.
- [50] T. Sakamoto, T. Kawanishi and M. Izutsu, *Opt. Lett.*, 32 (2007) 1515.
- [51] T. Saitoh, S. Matorri, S. Kinugawa, K. Miyagi, A. Taniguchi, M. Kourogi, and M. Ohtsu, *IEEE J. Lightwave Technol.*, 16, (1998) 824.
- [52] 黒川隆志 光機能デバイス 共立出版 (2004).
- [53] T. Kurokawa, H. Tsuda, K. Okamoto, K. Naganuma, H. Takenouchi, Y. Inoue, M. Ishii, *Electron. Lett.*, 33 (1997) 1890.
- [54] H. Tsuda, H. Takenouchi, T. Ishii, K. Okamoto, T. Goh, K. Sato, A. Hirano, T. Kurokawa, C. Amano, *Electron. Lett.*, 35 (1999) 1186.
- [55] D. Miyamoto, K. Mandai, A. Aizawa, T. Kurokawa, S. Takeda, H. Tsuda, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, 18 (2006) 721.
- [56] H. Tsuda, Y. Tanaka, T. Shioda, T. Kurokawa, *IEEE J. Lightwave Technol.*, 26 (2008) 670.
- [57] Y. Tanaka, R. Kobe, T. Shioda, H. Tsuda, and T. Kurokawa, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 21, (2009) 39.
- [58] H. Takenouchi, H. Tsuda, T. Kurokawa, *Opt. Express.*, Vol. 6, No. 6, (2000) 124.
- [59] D. Miyamoto, K. Mandai, T. Kurokawa, S. Takeda, T. Shioda, H. Tsuda, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, No. 5, (2006) 721.
- [60] D. Miyamoto, K. Mandai, T. Kurokawa, S. Takeda, T. Shioda, and H. Tsuda, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 18, (2006) 721.
- [61] N. K. Fontaine, R. P. Scott, L. Zhou, F. M. Soares, J. P. Heritage, and J. B. Yoo, *Nature Photon.*, 4, (2010) 248.
- [62] D. J. Geisler, N. K. Fontaine, R. P. Scott, and S. J. B. Yoo, *IEEE Photon. J.*, 3, (2011) 1013.

- [63] T. Kurokawa, H. Tsuda, K.Okamoto, K. Naganuma, H. Takenouchi, Y. Inoue, and M. Ishii, *Electron. Lett.*, 33, (1997) 1890.
- [64] H. Tsuda, H. Takenouchi, T. Ishii, K. Okamoto, T. Goh, K. Sato, A. Hirano, T. Kurokawa and C. Amano, *Electron. Lett.*, 35, (1999) 1186.
- [65] D. Miyamoto, K. Mandai, A. Aizawa, T. Kurokawa, S. Takeda, and H. Tsuda, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 18, (2006) 721.
- [66] T. Yamazaki, M. Kuzuwata, and T. Shioda, *J. Opt. Soc. Am. B* 29 (2012) 1707.
- [67] T. Shioda and T. Yamazaki, *Opt. Lett.*, 37 (2012) 3642.
- [68] P. Guan, H. C. H. Mulvad, Y. Tomiyama, T. Hirano, T.Hirooka, and M. Nakazawa, *in Proceedings of ECOC 2010*.

謝辞

本研究を遂行するにあたり、終始懇切な御指導と御教授を賜りました、小野浩司教授に心より御礼申し上げます。

本研究の審査におきまして、有益な御助言を賜りました、上林利生教授、打木久雄教授、明田川正人教授、埼玉大学塩田達俊准教授に厚く御礼申し上げます。塩田先生におかれましては、多大なる御指導及び御協力を頂きました。重ねて深く御礼申し上げます。

本研究を遂行するにあたり、多くの御協力を頂きました、佐々木友之特任准教授、技術職員野田浩平氏に心より感謝申し上げます。

最後に、学生生活を支えていただいた、小野研究室の皆様、小野研究室卒業生の皆様、塩田研究室の皆様、塩田研究室卒業生の皆様に深く感謝申し上げます。

本研究に関する公表論文と学会発表

本研究に関する学術論文

- 1) T. Yamazaki, M. Kuzuwata, and T. Shioda: J. Opt. Soc. Am. B **29** (2012) 1707.
- 2) T. Yamazaki and T. Shioda: Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 53, pp. 1-5 (2014)

参考論文

- 1) T. Shioda and T. Yamazaki: Opt. Commun. **283** (2010) 4733.
- 2) T. Shioda and T. Yamazaki: Opt. Lett. **37** (2012) 3642.

国際学会発表

- 1) T. Yamazaki H. Ono and T. Shioda, “Novel Relative Phase Detection using Dual Heterodyne Mixing Method and its Application to High-speed Waveform Measurement,” CLEO Pacific Rim 2009.
- 2) T. Yamazaki H. Ono and T. Shioda, “High-speed Signal Detection with Dual-Heterodyne Mixing Method,” OECC 2010.
- 3) T. Yamazaki H. Ono and T. Shioda, “2THz Optical Waveform Measurement by Development of Digital Holographic Synthesizer & Analyzer of 400GHz Optical Frequency Comb,” CLEO 2011.
- 4) T. Yamazaki, H. Ono, M. Kuzuwata and T. Shioda, “2Tbit/s Digital Holographic Optical Frequency Comb Synthesizer and Analyzer,” CLEO Pacific Rim 2011.
- 5) T. Yamazaki and T. Shioda, “Application of Optical Frequency Comb Synthesizer/Analyzer to Tbit Multilevel Phase Modulation,” CLEO Pacific Rim 2013.

国内学会発表

- 1) 山崎俊明, 小野浩司, 塩田達俊, “2 波長同時ヘテロダイン検波による相対位相計測システム,” 2009 年春季第 56 回応用物理学会学術講演会.
- 2) 山崎俊明, 小野浩司, 塩田達俊, “2 波長同時ヘテロダイン検波法の光波形観測への応用,” 2009 年秋季第 70 回応用物理学会学術講演会.
- 3) 山崎俊明, 小野浩司, 塩田達俊, “200MHz 受信器による 12.5Gbps 信号の光波形計測,” Optics & Photonics Japan 2009.
- 4) 山崎俊明, 葛綿充, 小野浩司, 塩田達俊, “2 波長同時ヘテロダイン検波法の位相変調波形観測への応用,” 2010 年春季第 57 回応用物理学会学術講演会.
- 5) 山崎俊明, 葛綿充, 小野浩司, 塩田達俊, “光周波数コムを参照光とした任意 2 モード

- 間相対位相計測,” 2010年秋季第71回応用物理学会学術講演会.
- 6) 山崎俊明, 葛綿充, 小野浩司, 塩田達俊, “2THz 光周波数コム の時間波形計測と絶対時間の決定,” 電子情報通信学会 平成22年度信越支部大会
 - 7) 山崎俊明, 葛綿充, 小野浩司, 塩田達俊, “光周波数コムを導入した二波長同時ヘテロダイイン検波法の開発とデジタル変調波形計測への応用,” Optics & Photonics Japan 2010.
 - 8) 山崎俊明, 小野浩司, 塩田達俊, “光シンセサイザによる2THz 光波形の生成と多波長同時ヘテロダイイン検波法によるその波形計測,” 2011年春季第58回応用物理学会学術講演会.
 - 9) 山崎俊明, 小野浩司, 塩田達俊, “2Tbps デジタル光信号の生成と多波長同時ヘテロダイイン検波法による周波数領域光波形計測,” 第47回光波センシング技術研究会講演会.
 - 10) 山崎俊明, 葛綿充, 小野浩司, 塩田達俊, “多波長同時ヘテロダイイン検波法によるデジタル変調光波形の高速サンプリング計測,” Optics & Photonics Japan 2011.
 - 11) 山崎俊明, 葛綿充, 小野浩司, 塩田達俊, “多波長同時ヘテロダイイン検波法の高速サンプリングによるデジタル変調光波形計測,” 第48回光波センシング技術研究会講演会.
 - 12) 山崎俊明, 葛綿充, 小野浩司, 塩田達俊, “ホログラフィック光周波数コム検出法による高速パルス内の位相解析,” 2012年春季第59回応用物理学会学術講演会.
 - 13) 山崎俊明, 塩田達俊, “広帯域なホログラフィック光周波数コムシンセサイザ/アナライザの検討,” 第49回光波センシング技術研究会講演会.
 - 14) 山崎俊明, 塩田達俊, “光周波数コムを用いたTHz 任意光波形生成・計測法,” 電子情報通信学会 平成24年度信越支部大会.
 - 15) 山崎俊明, 塩田達俊, “光周波数コム合成法・解析法の分解能と時間分割数の向上-3.2 Tbit/s 16bit 光波形制御-,” Optics & Photonics Japan 2012.
 - 16) 山崎俊明, 塩田達俊, “光周波数コム合成・解析法による位相偏移変調信号の生成・計測,” 2013年春季第60回応用物理学会学術講演会.
 - 17) 山崎俊明, 塩田達俊, “光周波数コム合成・解析法の多値位相偏移変調信号生成・計測への適用,” Optics & Photonics Japan 2013.

付録

使用機器リスト

A. 二波長ヘテロダイン検波回路に使用

PD New Focus 1611
ローパスフィルタ Mini-Circuits SLP-250
アンプ Mini-Circuits ZHL-2010+
アッテネータ AF-9010-60-31
パワースプリッター Mini-Circuits ZAPD-2-252+
ミキサー Mini-Circuits ZX05-1L+
デジタルマルチメーター ADVANTEST R6552

B. 全般で使用する光学装置、機器

偏波コントローラ OXIDE 04-J05004
偏波コントローラ オプトクエスト PCUB15-S/F
オプティカルディレイライン ODL-200-11-1550-9
光アンプ MANLIGHT HWT-EDFA-B-SC-40C20
光アンプ Exelite XLT-SFA-22
DFB-LD SEI SLT5411-CA-F340
LD コントローラ ILX Lightwave LDC-3724C
波長可変レーザー アンリツ MG9541A
マイクロ波パワーメーター アンリツ ML2437A
光テストセット アンリツ MT9810A
波長計 アンリツ MF9630A
電気スペクトラムアナライザ アンリツ MS2667C
光スペクトラムアナライザ ANDO AQ-6317
直流安定化電源 KIKUSUI PMC18-5
光カプラ SMC-55-2-50-11-LL-1
光アイソレータ PII-55-P-D-1-11-LL-1
光サーキュレータ FCIR-55-111-LLL-1

C. 10 GHz 光周波数コム発生に使用(第5章, 第7章 7.2.)

光周波数コム発生器 OYOKODEN OFCG-2.5-10

温調器 ND-S01

マイクロ波信号発生器(第7章 7.3.,第9章) アンリツ MG3692A

アンプ KUHNE KU PA 0913-2A

D. 25 GHz 光周波数コム発生に使用(第7章 7.4.,7.5., 第8章)

光周波数コム発生器 Optocomb WTEC-01

マイクロ波信号発生器(第5章) WILTRON 68147A

フリケンシダブラー KUHNE X2 1225-470

バンドパスフィルタ MFR-01456

パワースプリッター PS2-12

アンプ ALDETEC ALM-1925S228-HS

アッテネータ SA26B-01, SA26B-02, SA26B-08

アイソレータ AEROTEK L23-ILIFM

バイアススティ PICOSECOND PULECE LABS 5531A-104

E. 光シンセサイザ駆動関連機器

光シンセサイザ(第8章) NTT Electronics Corp. 21632PSMFP-D377A(25 GHz 32ch)

光シンセサイザ(第7章 7.4.,7.5.) NTT Electronics Corp. Z0215PSMFP-D172A(25 GHz 15ch)

多チャンネル電流源(第7章 7.4.,7.5., 第8章) イトーシン ACC-128

温調器(第7章 7.4.,7.5., 第8章) ILX Lightwave LDT-5910B

温調器(第7章 7.4.,7.5., 第8章) ILX Lightwave LDT-5948B

F. AWG

AWG(第7章 7.3.) NTT Electronics Corp. A0140FPBFS-C657A (10 GHz 40ch)

AWG(第7章 7.4.,7.5.) NTT Electronics Corp. A0216GHAFS-D170A (25 GHz 16ch)

AWG(第7章 7.4.,7.5.) NTT Electronics Corp. A0216GHAFS-D171A (25 GHz 15ch)

AWG(第8章) NTT Electronics Corp. A0208GHAFS-D379A (25 GHz 8ch)

AWG(第8章) NTT Electronics Corp. A041XGHASS-D378A (50 GHz 128ch)

オートコリレーター(第5章) Alnair Labs HAC-150

光オシロスコープ(第5章) メインフレーム: Agilent 86100A モジュール: HP 83485A

強度変調器(第5章, 第7章 7.2.,7.3., 第9章) 住友大阪セメント T-MZ1.5-2.5

周波数可変フィルタ(第5章 第7章 7.2.) Alnair Labs BVF-100

位相変調器(第7章 7.3.) Photline Technologies MPZ-LN-10-P-P-FC-FC

パルスパターンジェネレータ(第7章 7.2.,7.3., 第9章) アンリツ MP1763B
デジタイザ(第9章) NATIONAL INSTRUMENTS フレーム PXI-1044 中身 PXI-5154
強度変調器(第9章) AVANEX F10-Z
アンプ(第9章) PICOSECOND PULECE LABS 5865
ファイバーポート(第9章) PAFA-X-4-A

その他一般的なシングルモード光ファイバ、SMA ケーブル、BNC ケーブルなどを使用