

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号  
特許第7616628号  
(P7616628)

(45)発行日 令和7年1月17日(2025.1.17)

(24)登録日 令和7年1月8日(2025.1.8)

(51)国際特許分類

F I

G 0 1 M 11/00 (2006.01)

G 0 1 M 11/00 T

G 0 2 F 1/01 (2006.01)

G 0 2 F 1/01 B

請求項の数 2 (全17頁)

(21)出願番号	特願2020-48731(P2020-48731)	(73)特許権者	301022471
(22)出願日	令和2年3月19日(2020.3.19)		国立研究開発法人情報通信研究機構
(65)公開番号	特開2021-148954(P2021-148954 A)	(74)代理人	100116850
			東京都小金井市貫井北町 4 - 2 - 1
(43)公開日	令和3年9月27日(2021.9.27)	(74)代理人	100116850
審査請求日	令和5年2月14日(2023.2.14)		弁理士 廣瀬 隆行
		(74)代理人	100165847
			弁理士 関 大祐
		(72)発明者	吉田 悠来
			東京都小金井市貫井北町 4 - 2 - 1 国
			立研究開発法人情報通信研究機構内
		(72)発明者	山本 直克
			東京都小金井市貫井北町 4 - 2 - 1 国
			立研究開発法人情報通信研究機構内
		審査官	田中 洋介

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 位相回復に基づく光変調器評価技術

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】

光直交振幅変調器（光 I Q 変調器）の I（同相）チャネル及び Q（直交位相）チャネル間の電気 光応答の不均衡を推定するためのシステムであって、

光 I Q 変調器に第 1 の変調信号が入力された際の前記光 I Q 変調器からの第 1 の出力信号の強度成分を計測するための光検出器（ P D ）と、

前記光検出器（ P D ）が受信した第 1 の出力信号の強度成分をディジタル信号に変換し、ディジタル化された出力信号の強度情報を得るためのアナログ - ディジタル変換器（ A D C ）と、

前記光 I Q 変調器の I チャネル及び Q チャネル間の電気 光応答の不均衡を推定する不均衡演算部であって、

第 1 の変調信号に関する情報を受け取る入力信号情報受信部と、  
前記 A D C から前記ディジタル化された出力信号の強度情報を受け取る強度情報受信部とを有し、

第 1 の変調信号に関する情報及び前記ディジタル化された出力信号の強度情報を用いて、前記光 I Q 変調器の I チャネル及び Q チャネル間の電気 光応答の不均衡を推定するものと、

を有するシステムであって、  
第 1 の変調信号に関する情報は、第 1 変調の信号の強度及び位相の時間変化に関する情報（ s （ t ） ）であり、

10

前記前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡は、  
前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルのインパルス応答及び周波数応答、  
前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの電気 光応答の位相ずれの周波数依存性、

前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの電気 光応答の強度ずれの周波数依存性、

前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの直流バイアス成分、及び

前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの非線形歪の周波数依存性のいずれか 1 つ又は 2 つ以上の不均衡に関するパラメータを含み、

前記不均衡演算部は、

第 1 の変調信号に関する情報 ( $s(t)$ ) を基に、前記デジタル化された出力信号の強度情報 ( $|E(t)|^2$ ) から前記出力信号の位相情報を回復するための位相回復演算を行う位相回復演算部と、

前記位相回復された出力信号 ( $E(t)$ ) と第 1 の変調信号に関する情報 ( $s(t)$ ) から、前記不均衡のパラメータを算出する不均衡係数演算部と、

をさらに有し、

前記位相回復演算部が得た位相回復された出力信号 ( $E(t)$ ) に対し、不均衡係数演算部が不均衡係数の算出を行うことにより、前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定する、

システム。

#### 【請求項 2】

光直交振幅変調器 (光 I Q 変調器) の I (同相) チャンネル及び Q (直交位相) チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定するための方法であって、

光 I Q 変調器へ、第 1 の変調信号を入力する工程と、

前記光 I Q 変調器へ入力した光信号が、光 I Q 変調器により第 1 の変調信号に基づく I Q 変調を受けて、第 1 の出力信号が出力される工程と、

光検出器 (PD) が第 1 の出力信号を受け取り、第 1 の出力信号の強度成分を計測する工程と、

アナログ - デジタル変換器 (ADC) が、前記光検出器 (PD) が計測した第 1 の出力信号の強度成分をデジタル信号に変換し、デジタル化された出力信号の強度情報を得る工程と、

不均衡推定装置が、第 1 の変調信号に関する情報を受け取る工程と、

前記不均衡推定装置が、前記 ADC から前記デジタル化された出力信号の強度情報を受け取る工程と、

前記不均衡推定装置が、第 1 の変調信号に関する情報及び前記デジタル化された出力信号の強度情報を用いて、前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定する工程と、

を含む、方法であって、

前記前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡は、

前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルのインパルス応答及び周波数応答、

前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの電気 光応答の位相ずれの周波数依存性、

前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの電気 光応答の強度ずれの周波数依存性、

前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの直流バイアス成分の周波数依存性、及び

前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの非線形歪の周波数依存性のいずれか 1 つ又は 2 つ以上の不均衡に関するパラメータを含み、

前記光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定する工程は、

10

20

30

40

50

第 1 の変調信号に関する情報 (  $s(t)$  ) を基に、前記デジタル化された出力信号の強度情報 (  $|E(t)|^2$  ) から出力信号の位相情報を回復するための位相回復演算を行う工程と、

前記位相回復された出力信号 (  $E(t)$  ) と第 1 の変調信号に関する情報 (  $s(t)$  ) から、前記不均衡のパラメータを算出する工程と、

を含む、

方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、光変調器評価システムに関する。より詳しく説明すると、簡易な光検出器を用いて光変調器の特性を評価できるシステムやそのシステムを用いた光変調器の特性評価方法に関する。

【背景技術】

【0002】

過去 20 年間に基幹系光ネットワークにおけるファイバあたりの伝送容量は 2000 倍近く向上した。なかでも送受信機の光周波数利用効率は 160 ~ 640 倍に向上しており、特に寄与が大きい。この格段の周波数利用効率 ( Spectral efficiency, SE ) の向上は、QAM などの光多値変調方式、偏波多重伝送方式、ナイキストフィルタなどの光スペクトラム整形などの採用によるが、いずれにおいても高速かつ極めて精妙な光電界の制御が求められる。しかしながら、光電界の高速変調に広く用いられる、入れ子型の Mach-Zehnder 干渉計等を用いた光 IQ ( In-phase and Quadrature、直交振幅変調 ) 変調器では、光導波路の経路長や損失のばらつき、あるいは高周波アンプや PCB 基盤配線損失などによる RF 変調信号のばらつきによる信号歪み、所謂 IQ 不均衡、が存在することが知られており、SE の向上とともにその問題が顕在化してきている。

【0003】

今後、SE の更なる向上をこうした光アナログ回路 ( Analog coherent optics ) や高周波電気アナログ回路の特性向上だけで担保することは経済的ではなく、光送受信端におけるアナログ不完全性のデジタル信号処理による補償が必要となってくる。また、このためには光変調の不完全性の程度を評価し、評価結果をデジタル補償回路にフィードバックするモニタリング技術が重要となる。

【0004】

光 IQ 変調信号のモニタリング技術としては、光変調アナライザなどと呼ばれる、十分に校正された光コヒーレント受信機を用いる手法が広く知られているが、これには高価な測定系を変調器の直近に配する必要があるが、送受信機 ( トランスポンダ ) への集積化やオンサービスでの適応的な校正には向かない。伝送後、受信機側の信号処理により送信側の IQ 不均衡を遠隔推定・補償する技術も提案されているが、こうした場合、受信機自体のアナログ不完全性を同時に取り扱う必要があるが、煩雑な信号処理が求められる。

【0005】

一方、より低コストで、送信機への集積化も可能なアプローチとして、コヒーレント受信機を用いず、フォトディテクタ ( PD ) による電界強度情報をもとに、光 IQ 変調器の IQ 不均衡を推定・校正する手法も提案されているが ( 下記非特許文献 1 )、パイロットトーンやディザ信号の事前あるいは同時伝送を前提としており、前者ではオンサービスでのモニタリングが困難であり、後者では、特に高次の多値変調方式において、ディザ信号自体による信号品質の劣化が問題となる。

【0006】

さらに、近年、高次の多値変調においては、IQ 不均衡の程度が入力周波数に応じて変化する、所謂、周波数依存性 IQ 不均衡が問題となることが指摘されている。しかしながら、既存のモニタリング手法はそのほとんどが周波数非選択的な IQ 不均衡をパラメトリ

10

20

30

40

50

ックに推定するものであり、周波数依存性 I Q 不均衡の推定に用いることは出来ない。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【 0 0 0 7 】

【文献】C. R. S. Fludger, T. Duthel, P. Hermann, and T. Kupfer, "Low cost transmitter self-calibration of time delay and frequency response for high baud - rate QAM transceivers," in Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC) (2017),

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

10

【 0 0 0 8 】

本発明は、簡易な装置を用いて、光直交振幅変調器（光 I Q 変調器）の I（同相）チャンネル及び Q（直交位相）チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定するためのシステムを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 9 】

本発明は、基本的には、以下のコンセプトに基づく。

既知の変調信号入力に対する光直交振幅変調器におけるの I（同相）チャンネル及び Q（直交位相）チャンネル間の電気 光応答の不均衡を求める問題を、位相回復問題として定式化する。すると、単一の光検出器を用いても、変調器の周波数依存性 I Q 不均衡及びバイアス

20

【 0 0 1 0 】

第 1 の発明は、光直交振幅変調器（光 I Q 変調器）の特性評価システムに関する。このシステムは、光直交振幅変調器の I（同相）チャンネル及び Q（直交位相）チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定するためのシステムである。

【 0 0 1 1 】

光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡は、例えば、  
光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルのインパルス応答及び周波数応答、  
光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの電気 光応答の位相ずれの周波数依存性、  
光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの電気 光応答の強度ずれの周波数依存性、  
光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの直流バイアス成分、及び  
光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの非線形歪の周波数依存性のいずれか 1 つ又は 2 つ以上の不均衡に関するパラメータを含む。

30

【 0 0 1 2 】

この光直交振幅変調器の特性評価システム 1 は、光検出器（P D）3 と、アナログ - デジタル変換器（A D C）5 と、不均衡演算部 1 1 とを有する。

【 0 0 1 3 】

光検出器（P D）3 は、光 I Q 変調器に第 1 の変調信号が入力された際の光 I Q 変調器からの第 1 の出力信号の強度成分を計測するための要素である。

【 0 0 1 4 】

40

アナログ - デジタル変換器（A D C）5 は、光検出器（P D）が受信した第 1 の出力信号の強度成分をデジタル信号に変換し、デジタル化された出力信号の強度情報を得るための要素である。

【 0 0 1 5 】

不均衡演算部 1 1 は、光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定するための要素である。

不均衡演算部 1 1 は、

第 1 の変調信号に関する情報を受け取る入力信号情報受信部 1 3 と、

アナログ - デジタル変換器（A D C）5 からデジタル化された出力信号の強度情報を受け取る強度情報受信部 1 5 とを有する。

50

そして、不均衡演算部は、第 1 の変調信号に関する情報及びデジタル化された出力信号の強度情報を用いて、光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定する。

#### 【 0 0 1 6 】

第 1 の変調信号に関する情報の例は、第 1 変調の信号の強度及び位相の時間変化に関する情報 ( $E_{in}(t)$ ) である。

不均衡演算部 11 は、上記の演算を行うため、例えば、位相回復演算部 17 と、不均衡係数演算部 19 とをさらに有する。

位相回復演算部 17 は、第 1 の変調信号に関する情報 ( $s(t)$ ) を基に、デジタル化された出力信号の強度情報 ( $|E(t)|^2$ ) から出力信号の位相情報を回復するための位相回復演算を行う要素である。

10

不均衡係数演算部 19 は、位相回復された出力信号 ( $E(t)$ ) と第 1 の変調信号に関する情報 ( $s(t)$ ) から、不均衡のパラメータを算出するための要素である。

位相回復演算部 17 は、位相回復演算部が得た位相回復された出力信号 ( $E(t)$ ) に対し、不均衡係数演算部 19 が不均衡係数の算出を行うことにより、光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定する。

#### 【 0 0 1 7 】

第 2 の発明は、光直交振幅変調器 (光 I Q 変調器) の I (同相) チャンネル及び Q (直交位相) チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定するための方法に関する。この方法は、以下の工程を含む。

20

光 I Q 変調器へ、第 1 の変調信号が入力する。

光 I Q 変調器へ入力した光信号が、光 I Q 変調器により第 1 の変調信号に基づく I Q 変調を受けて、第 1 の出力信号が出力される。

光検出器 (PD) が第 1 の出力信号を受け取り、第 1 の出力信号の強度成分を計測する。

アナログ - デジタル変換器 (ADC) が、光検出器 (PD) が計測した第 1 の出力信号の強度成分をデジタル信号に変換し、デジタル化された出力信号の強度情報を得る。

不均衡推定装置が、第 1 の変調信号に関する情報を受け取る。

不均衡推定装置が、ADC からデジタル化された出力信号の強度情報を受け取る。

不均衡推定装置が、第 1 の変調信号に関する情報及びデジタル化された出力信号の強度情報を用いて、光 I Q 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定する。

30

#### 【発明の効果】

#### 【 0 0 1 8 】

本発明のシステムや方法によれば、光直交振幅変調器 (光 I Q 変調器) の I (同相) チャンネル及び Q (直交位相) チャンネル間の電気 光応答の不均衡を求める問題を、位相回復問題ととらえることで、簡易な装置を用いて、上記不均衡を推定することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【 0 0 1 9 】

【図 1】図 1 は、光直交振幅変調器 (光 I Q 変調器) の特性評価システムを説明するためのブロック図である。

40

【図 2】図 2 は、コンピュータの基本構成を示すブロック図である。

【図 3】図 3 は、電気 光応答の不均衡を推定するための処理の例を示すフローチャートである。

【図 4】図 4 は、本発明の光直交振幅変調器の特性評価システム (SP - IQM) の概略図である。

【図 5】図 5 は、本発明の原理検証のための実証実験系を示す図である。

【図 6】図 6 は、3 パターンの  $h_{ideal}$  に対する、推定されたインパルス応答、インパルス応答より算出された周波数応答、及び変調アナライザにおいて実際に観測された受信信号点の例を示す図である。

【図 7】図 7 は  $h_{ideal}$  を独立かつランダムに 20 回生成した場合の試行毎の MSE

50

特性を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0020】

以下、図面を用いて本発明を実施するための形態について説明する。本発明は、以下に説明する形態に限定されるものではなく、以下の形態から当業者が自明な範囲で適宜修正したものも含む。

【0021】

図1は、光直交振幅変調器（光IQ変調器）の特性評価システムを説明するためのブロック図である。このシステムは、光直交振幅変調器のI（同相）チャネル及びQ（直交位相）チャネル間の電気 光応答の不均衡を推定するためのシステムである。光IQ変調器のIチャネル及びQチャネル間の電気 光応答の不均衡を推定することで、この不均衡を出力し、光IQ変調器の特性を評価でき、この不均衡を考慮した制御（例えば光IQ変調器へ印加する変調信号を調整すること）を行うことができる。図1に示されるように、この光直交振幅変調器の特性評価システム1は、光検出器（PD）3と、アナログ-デジタル変換器（ADC）5と、不均衡演算部11とを有する。

10

【0022】

光検出器（PD）3は、光IQ変調器に第1の変調信号が入力された際の光IQ変調器からの第1の出力信号の強度成分を計測するための要素である。

【0023】

アナログ-デジタル変換器（ADC）5は、光検出器（PD）が受信した第1の出力信号の強度成分をデジタル信号に変換し、デジタル化された出力信号の強度情報を得るための要素である。

20

【0024】

不均衡演算部11は、光IQ変調器のIチャネル及びQチャネル間の電気 光応答の不均衡を推定するための要素である。不均衡演算部11は、例えば、第1の変調信号の信号源や、アナログ-デジタル変換器（ADC）5と、情報をやり取りできるように接続されている。不均衡演算部11は、制御装置（コンピュータ）を有するものが好ましい。

【0025】

図2は、コンピュータの基本構成を示すブロック図である。この図に示されるように、コンピュータは、入力部21、出力部23、制御部25、演算部27及び記憶部29を有しており、各要素は、バス31などによって接続され、情報の授受を行うことができるようにされている。例えば、記憶部には、制御プログラムが記憶されていてもよいし、各種情報が記憶されていてもよい。入力部から所定の情報が入力された場合、制御部は、記憶部に記憶される制御プログラムを読み出す。そして、制御部は、適宜記憶部に記憶された情報を読み出し、演算部へ伝える。また、制御部は、適宜入力された情報を演算部へ伝える。演算部は、受け取った各種情報を用いて演算処理を行い、記憶部に記憶する。制御部は、記憶部に記憶された演算結果を読み出して、出力部から出力する。このようにして、各種処理が実行される。

30

【0026】

不均衡演算部11は、上記したコンピュータにより実装される。以下説明する各部は、コンピュータの各要素や、記憶部が記憶した制御プログラムにより実装される。

40

不均衡演算部11は、入力信号情報受信部13と、強度情報受信部15とを有する。そして、不均衡演算部11は、第1の変調信号に関する情報及びデジタル化された出力信号の強度情報を用いて、光IQ変調器のIチャネル及びQチャネル間の電気 光応答の不均衡を推定する。上記の推定を行うため、不均衡演算部11は、例えば、位相回復演算部17と、不均衡係数演算部19とをさらに有してもよい。

【0027】

入力信号情報受信部13は、第1の変調信号に関する情報を受け取るための要素である。制御装置の入力部21が、入力信号情報受信部13として機能する。不均衡演算部11は、例えば、第1の変調信号の信号源と電氣的に接続されてもよい。このため、不均衡演算

50

部 1 1 は、その信号源から、第 1 の変調信号に関する情報を受け取ることができる。第 1 の変調信号に関する情報の例は、第 1 変調の信号の強度及び位相の時間変化に関する情報 ( $s(t)$ ) である。 $s(t)$  が事前に定められた系列であれば、不均衡演算部 1 1 は、第 1 の変調信号の信号源から  $s(t)$  を受け取る必要がない。この場合、不均衡演算部 1 1 は、記憶部 2 9 に記憶された第 1 変調の信号の強度及び位相の時間変化に関する情報 ( $s(t)$ ) を読み出して、読み出した第 1 の変調信号に関する情報を受け取るようにすればよい。

#### 【 0 0 2 8 】

強度情報受信部 1 5 は、アナログ - デジタル変換器 (ADC) 5 からデジタル化された出力信号の強度情報を受け取るための要素である。制御装置の入力部 2 1 が、強度情報受信部 1 5 として機能する。不均衡演算部 1 1 は、例えば、アナログ - デジタル変換器 (ADC) 5 から情報を受領できるように電氣的に接続されている。このため、強度情報受信部 1 5 は、アナログ - デジタル変換器 (ADC) 5 からデジタル化された出力信号の強度情報を受け取ることができる。

10

#### 【 0 0 2 9 】

位相回復演算部 1 7 は、第 1 の変調信号に関する情報 ( $s(t)$ ) を基に、デジタル化された出力信号の強度情報 ( $|E(t)|^2$ ) から出力信号の位相情報を回復するための位相回復演算を行うための要素である。

#### 【 0 0 3 0 】

不均衡係数演算部 1 9 は、位相回復された出力信号 ( $E(t)$ ) と第 1 の変調信号に関する情報 ( $s(t)$ ) から、不均衡のパラメータを算出するための要素である。

20

#### 【 0 0 3 1 】

例えば、制御装置の制御部 2 5、演算部 2 7 及び記憶部 2 9 (及び記憶部 2 9 に記憶された制御プログラム) が、位相回復演算部 1 7 及び不均衡係数演算部 1 9 として機能する。位相回復演算部 1 7 は、位相回復演算部が得た位相回復された出力信号 ( $E_{out}(t)$ ) に対し、不均衡係数演算部 1 9 が不均衡係数の算出を行うことにより、光 IQ 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定する。

#### 【 0 0 3 2 】

不均衡演算部 1 1 は、例えば、入力信号情報受信部 1 3 が受け取った第 1 の変調信号に関する情報や、強度情報受信部 1 5 が受け取った、デジタル化された出力信号の強度情報を適宜記憶部に記憶する。そして、不均衡演算部 1 1 は、記憶部から、第 1 の変調信号に関する情報やデジタル化された出力信号の強度情報を用いて、位相回復演算部 1 7 及び不均衡係数演算部 1 9 に所定の演算を行わせて、不均衡のパラメータを算出し、光 IQ 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡を推定する。具体的な演算の原理は、後述する通りである。

30

#### 【 0 0 3 3 】

光 IQ 変調器の I チャンネル及び Q チャンネル間の電気 光応答の不均衡は、例えば、光 IQ 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルのインパルス応答及び周波数応答、光 IQ 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの電気 光応答の位相ずれの周波数依存性、光 IQ 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの電気 光応答の強度ずれの周波数依存性、光 IQ 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの直流バイアス成分、及び光 IQ 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルの非線形歪の周波数依存性のいずれか 1 つ又は 2 つ以上の不均衡に関するパラメータを含む。

40

#### 【 0 0 3 4 】

光 IQ 変調器の I チャンネル及び Q チャンネルのインパルス応答及び周波数応答  
I チャンネル及び Q チャンネルのインパルス応答は、それらの共通成分  $h_+(t)$  及び誤差成分  $h_-(t)$  で表すことができる。後述するように、 $h_+(t)$  及び  $h_-(t)$  を推測することで、I チャンネル及び Q チャンネルのインパルス応答を求めることができる。また、インパルス応答をフーリエ変換、ピリオドグラム法などの手法でスペクトル解析することで、I チャンネル及び Q チャンネルの周波数応答を推定することができる。周波数応答

50

は、IチャネルあるいはQチャネルにある周波数の正弦波入力を加えた際の出力振幅及び出力位相を与える。

【0035】

光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの電気 光応答の強度ずれの周波数依存性誤差成分  $h_{\text{I}}(f)$  をスペクトラム解析し、周波数応答の振幅成分を算出することで、光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの電気 光応答の強度ずれの周波数依存性を推測できる。

【0036】

光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの電気 光応答の位相ずれの周波数依存性誤差成分  $h_{\text{I}}(f)$  をスペクトラム解析し、周波数応答の位相成分を算出することで、光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの電気 光応答の強度ずれの周波数依存性を推測できる。

10

【0037】

光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの直流バイアス成分  
光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの直流バイアス成分とは、変調信号の直流成分と光変調器出力における直流成分のずれである。  
光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの直流バイアス成分を  $b_{\text{I}}$  で表すことができる。後述するように  $b_{\text{I}}$  を推測することで、光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの直流バイアスを推測できる。

【0038】

20

光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの非線形歪  
光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの非線形歪とは、光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの応答のうち、インパルス応答などの線形システムの形で表現できない、変調信号の振幅や位相状態に依存した応答である。  
不均衡係数演算部19において、ボルテラフィルタなど非線形応答を表現する関数を採用することで、不均衡演算部11は位相回復演算部17及び不均衡係数演算部19に所定の演算を行わせて、光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの非線形歪を推測できる。

【0039】

なお、不均衡演算部11は、光I/Q変調器に入力される光信号に関する情報（例えば、光信号の強度及び位相の時間変化に関する情報）を受け取るものであってもよい。この場合、例えば、光信号の光源と、不均衡演算部11が接続されていてもよい。また、光信号が、光I/Q変調器に入力される前に、光信号を分岐し、分岐された一方の光信号を光検出器が検出し、検出した光信号の強度をデジタル信号に変換したものを不均衡演算部11が受け取ってもよい。さらに、記憶部29に光I/Q変調器に入力される光信号に関する情報（例えば、光信号の強度及び位相の時間変化に関する情報）を記憶させておき、記憶部29からその情報を読み出すようにしてもよい。

30

【0040】

光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネル間の電気 光応答の不均衡は、例えば、  
光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルのインパルス応答及び周波数応答、  
光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの電気 光応答の位相ずれの周波数依存性、  
光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの電気 光応答の強度ずれの周波数依存性、  
光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの直流バイアス成分、及び  
光I/Q変調器のIチャネル及びQチャネルの非線形歪の周波数依存性のいずれか1つ又は2つ以上の不均衡に関するパラメータを含む。

40

【0041】

第2の発明は、光直交振幅変調器（光I/Q変調器）のI（同相）チャネル及びQ（直交位相）チャネル間の電気 光応答の不均衡を推定するための方法に関する。

図3は、電気 光応答の不均衡を推定するための処理の例を示すフローチャートである。図3に示されるように、この方法は、以下の工程を含む。Sは、ステップを示す。

光I/Q変調器へ、第1の変調信号が入力する（S101）。

50



光 I Q 変調器へ入力した光信号が，光 I Q 変調器により第 1 の変調信号に基づく I Q 変調を受けて，第 1 の出力信号が出力される（S 1 0 2）。

光検出器（P D）が第 1 の出力信号を受け取り，第 1 の出力信号の強度成分を計測する（S 1 0 3）。

アナログ - デジタル変換器（A D C）が，光検出器（P D）が計測した第 1 の出力信号の強度成分をデジタル信号に変換し，デジタル化された出力信号の強度情報を得る（S 1 0 4）。

不均衡推定装置が，第 1 の変調信号に関する情報を受け取る（S 1 0 5）。

不均衡推定装置が，A D C からデジタル化された出力信号の強度情報を受け取る（S 1 0 6）。

不均衡推定装置が，第 1 の変調信号に関する情報及びデジタル化された出力信号の強度情報を用いて，光 I Q 変調器の I チャネル及び Q チャネル間の電気 光応答の不均衡を推定する（S 1 0 7）。

【0 0 4 2】

以下，本発明の原理について説明する。

【0 0 4 3】

図 4 は，本発明の光直交振幅変調器の特性評価システム（S P - I Q M）の概略図である。S P - I Q M は，光検出器（P D）とアナログ - デジタル変換器（A D C）、及び演算部で構成される。

【0 0 4 4】

光 I Q 変調器が線形領域で駆動されると仮定すると，周波数依存 I Q 不均衡が存在する場合の I Q 変調器出力における光電界の複素包絡線振幅  $E(t)$  は，例えば，L. Anttila, M. Valkama, and M. Renfors, "Frequency-Selective I/Q Mismatch Calibration of Wideband Direct-Conversion Transmitters," IEEE Trans. Circuits Syst. Express Briefs 55(4), 359 - 363 (2008). に示されるように，次の広義線形（W L）モデルで記述できる。

【0 0 4 5】

【数 1】

$$E(t) = E_o \{h_+(t) * s(t) + h_-(t) * s^*(t) + \delta\}$$

【0 0 4 6】

ここで， $E_o$  は変調器に入力される光搬送波であり， $s(t)$  は変調信号を示す。 $*$  は線形畳み込みを示し， $(\cdot)^*$  は複素共役を示す。

【0 0 4 7】

インパルス応答  $h_+(t)$  及び  $h_-(t)$  は，例えば，以下のように光 I Q 変調器内部の個別の回路における応答と関連付けることができる。

【0 0 4 8】

【数 2】

$$h_{+/-}(t) = \frac{\{g_I(t) \pm (1 + \epsilon)g_Q e^{j\theta}\}}{2}$$

10

20

30

40

50

## 【 0 0 4 9 】

$g_I(t)$  及び  $g_Q(t)$  は D A C , R F アンプ , プリント基板トレース配線などの変調信号入力電気回路に起因する I チャネル及び Q チャネルそれぞれのインパルス応答を表し , 及び は , 光直交振幅変調における強度及び位相ずれを表す。 は変調器出力における光バイアス成分を表す。なお、不均衡のない理想的な光 I Q 変調器の場合、  $s(t)$  と  $E(t)$  は比例する。

## 【 0 0 5 0 】

変調器 I Q 不均衡の推定には、一般にコヒーレント受信機が用いられる。この場合、変調器出力電界  $E(t)$  がその位相情報を含め観測可能であるため、前記 W L モデルに従い、  $h_+(t)$ 、 $h_-(t)$  及び を直接的に推定することが出来る。こうした不均衡推定方式は、変調アナライザなどの名称で知られている。変調器アナライザは十分に校正された高精度のコヒーレント受信機で構成されるため、コストや変調器回路への集積化の観点で問題がある。

10

## 【 0 0 5 1 】

一方、P Dのみを用いた I Q 不均衡推定方法は、低コストであり、変調器回路への集積化も可能である。しかしながら、P Dによる直接検波は、変調器出力電界  $E(t)$  の強度情報  $|E(t)|^2$  のみが検出可能であり、位相情報は失われてしまう。このため、例えば、J. C. M. Diniz, F. Da Ros, E. P. da Silva, R. T. Jones, and D. Zibar, "Optimization of DP-M-QAM Transmitter Using Cooperative Coevolutionary Genetic Algorithm," J. Lightwave Technol. 36(12), 2450 - 2462 (2018). など、従来の P D のみを用いた不均衡推定手法では、 $s(t)$  として、ディザー信号やトーン信号などの特殊な参照信号を用いることで、 $|E(t)|^2$  から位相情報を含む I Q 不均衡の推定を行う。こうした手法では、不均衡成分のうち周波数に依存しない 及び のみが推定可能であったり、データ伝送中の不均衡評価が困難であったり、あるいは、重畳された参照信号による信号品質の劣化などの問題がある。

20

## 【 0 0 5 2 】

本発明の S P - I Q M は、従来のトーン信号などを用いる不均衡推定手法と異なり、位相回復技術により、 $|E(t)|^2$  とランダムな信号系列  $s(t)$  から、 $h_+(t)$ 、 $h_-(t)$  及び を推定する。これにより、高価なコヒーレント受信機を必要とせず、変調回路に集積化可能で、かつデータ伝送中にも利用可能な不均衡推定を実現する。

30

## 【 0 0 5 3 】

P D 及び A D C の応答は理想的であると仮定した場合、A D C 後の離散時間領域における前記 W L モデルは、

## 【 0 0 5 4 】

【数 3】

$$r = |h_+^T s + h_-^T s^* + \delta \mathbf{1}|^2$$

40

## 【 0 0 5 5 】

与えられる。ここで、 $L \times 1$  実数ベクトル  $r$  は、離散時間領域における受信強度情報であり、 $L \times 1$  複素ベクトル  $h_+$  及び  $h_-$  は、離散時間領域における  $h_+(t)$  及び  $h_-(t)$  であり、

50

$\mathbf{s}$ は $\mathbf{s}(t)$ からなる $L \times 1$ 信号ベクトルである。 $L$ は離散時間領域におけるインパルス応答 $h_+(t)$ 及 $h_-(t)$ のメモリ長を表す。 $L \times 1$ ベクトル $\mathbf{1}$ は要素がすべて1のベクトルを示し、 $(\cdot)^T$ は転置を示す。

【0056】

Y. Yoshida, T. Umezawa, A. Kanno, and N. Yamamoto, "A Phase-Retrieving Coherent Receiver Based on Two-Dimensional Photodetector Array," J. Lightwave Technol. 38(1), 90 - 100 (2020).に示されるように、 $\mathbf{s}_k$ として、 $K$ 個の独立した信号ブロックを送信した場合、I Q変調器の応答 $h_+$ 、 $h_-$ 、及び $\delta$ の推定問題は、以下の数式で与えられる。

【0057】

【数4】

$$\begin{aligned} &\text{find } \mathbf{h}' \\ &\text{s.t. } r_k = |\mathbf{h}'^T \mathbf{s}'_k|^2 \quad (k = 1, \dots, K), \end{aligned}$$

【0058】

ここで、

【0059】

【数5】

$$\mathbf{h}' := \begin{bmatrix} \mathbf{h}_+ \\ \mathbf{h}_- \\ \delta \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s}'_k := \begin{bmatrix} \mathbf{s}_k \\ \mathbf{s}_k^* \\ \mathbf{1} \end{bmatrix}$$

【0060】

で与えられる。この問題は、結晶学や回折イメージングなどの多くの分野で位相回復問題として知られる問題と数学的に等価である。従って、PDを用いたI Q不均衡の推定問題に位相回復分野の数学的知見を活かすことが出来る。

【0061】

例えば、Y. Shechtman, Y. C. Eldar, O. Cohen, H. N. Chapman, J. Miao, and M. Segev, "Phase Retrieval with Application to Optical Imaging: A contemporary overview," IEEE Signal Process. Mag. 32(3), 87 - 109 (2015).に紹介されるように、位相回復分野においては、一意な回復のための必要十分条件や、位相回復アルゴリズムについて数多くの先行研究がある。

【0062】

まず、位相回復の一意性については、A. S. Bandeira, J. Cahill, D. G. Mixon, and A.

A. Nelson, "Saving phase: Injectivity and stability for phase retrieval," Appl. Comput. Harmon. Anal. 37(1), 106 - 125 (2014).において、 $4N - 4$  予想が示された。即ち、 $N$  個の未知変数の位相を一意に決定するために、 $4N - 4$  個の強度情報があればよく、それら強度情報はランダムな観測過程に基づいて得られるものでよい。前記の I Q 不均衡推定問題において、このランダムな観測過程は、数式上、変調器入力信号  $s_k$  ( $k = 1, \dots, K$ ) に対応し、前記予測は、推定の対象である未知変数ベクトル  $h'$  の要素数に対して、 $K$  が十分に大きければ (例えば  $K > 8L$ )、 $h'$  をその位相を含めて一意に推定可能であることを意味している。また  $s_k$  はランダムな系列でよいため、それが S P - I Q M の演算部において既知でさえあれば、送信データ系列でもよく、データ伝送中の不均衡推定も可能である。

10

【0063】

次に、位相回復アルゴリズムについて、前記の I Q 不均衡推定問題は位相回復として一般的な形式であるため、既存の位相回復アルゴリズムの多くを適用可能であり。例えば、Gerchberg-Saxton法に代表されるような交互射影法 (Alternative Projection) でもよいし、PhaseLift, PhaseMax, PhaseCutなどの凸最適化手法に基づくものでもよいし、Wirtinger Flowに代表される確率的勾配降下法 (Stochastic Gradient Descent) でもよいし、近似メッセージ伝搬法 (Approximate Message Passing) や、例えば Alternating Direction Method of Multipliers (ADMM) のような拡張ラグランジュ法に基づく位相回復アルゴリズムでもよい。

20

【0064】

本実施例では、J. Liang, P. Stoica, Y. Jing, and J. Li, "Phase Retrieval via the Alternating Direction Method of Multipliers," IEEE Signal Process. Lett. 25(1), 5 - 9 (2018).で示された ADMM に基づく位相回復アルゴリズム Phare ADMM を採用している。Phare ADMM では、前記位相回復問題を

【0065】

【数6】

$$l(h') = \sum_{k=1}^K \left| \sqrt{r_k} - |h'^T s'_k| \right|^2$$

30

【0066】

で与えられる振幅誤差に基づく損失関数を拡張ラグランジュ法に基づいて最小化することで、 $h'$  を推定する。

40

【0067】

なお、上記の説明では W L モデルで光 I Q 変調器の不均衡を定式化した但、本発明の S P - I Q M においては、最終的に前記位相回復問題の形式で表現できるものであればいずれの I Q 不均衡モデルを用いてもよい。例えば、複素等価低域表現の実部と虚部を個別にベクトルとして取り扱うものでもよいし、ボルテラフィルタ (volterra filter) のようにベクトル演算の形式で表現できる非線形応答を含んでもよい。

【実施例】

【0068】

図5に本発明の原理検証のための実証実験系を示す。

マッハ・ツェンダー干渉計 (MZI) を用いた光 I Q 変調器、変調器を駆動するための

50

9 2 G S a / s の任意 R F 波形生成器 ( A W G ) , 1 5 5 0 n m 帯狭線幅光源を用いて , 6 3 . 2 5 G b a u d 偏波多重光 1 6 Q A M 変調信号を生成する。信号系列はデータ系列を想定しランダム系列とし , うち 8 0 , 0 0 0 シンボル程度を不均衡推定のためのパイロット信号として用いた。光信号は , エルビウムドープトファイバー増幅器 ( E D F A ) で増幅されたのち , パワースプリッタにより 2 つに分岐される。一つは偏波ビームスプリッタ ( P B S ) により X 偏波成分のみを分離した後 , S P - I Q M に入力される。S P - I Q M は 3 d B 帯域 7 0 G H z の P D と 1 6 0 G S a / s のリアルタイムサンプリングオシロスコープ ( D S O ) からなり , 位相回復 , 不均衡推定を行う演算部はオフライン処理としてワークステーション上に実装された。位相回復アルゴリズムには , 前記 P h a r e A D M M を用いた。なお , 本原理検証実験では , P D 及び D S O の帯域制限の影響を無視するため広帯域の測定系を用いているが , 位相回復処理における実効的なサンプリングレートは 4 . 2 G S a / s である。もう一つのパワースプリッタ出力はコヒーレント受信機を用いた光変調アナライザに入力される。コヒーレント受信機は , 4 チャンネルの 8 0 G S a / s D S O と狭線幅光源及び光ハイブリッド回路からなり , 変調アナライザにおける演算処理は S P - I Q M と同じく , オフラインにて実装した。コヒーレント受信の場合は , 送受信機光源の周波数偏差 ( C F O ) が問題となるが , これは不均衡推定に先立って信号スペクトル解析を行い補償した。変調アナライザにおける不均衡推定には , T. Adali, P. J. Schreier, and L. L. Scharf, "Complex-Valued Signal Processing: The Proper Way to Deal With Impropropriety," IEEE Trans. Signal Process. 59(11), 5101 - 5125 (2011). などに示された W L モデルを用いた最小平均二乗誤差推定 ( W L - M M S E ) を用いた。なお , S P - I Q M , 変調器アナライザのアナログ回路に起因する周波数応答のずれについては , 固定の線形等化器により補償している。実際の I Q 変調器において , I Q 不均衡 , とくにその周波数依存性を厳密に制御することは容易ではないため , 本実証実験では , 送信機側 A W G において離散時間 W L モデルをもとにディジタルフィルタで不均衡を模擬した。以降では , このディジタルフィルタのインパルス応答を  $h'_{ideal}$  , S P - I Q M による推定結果を  $h'_{PR}$  , コヒーレント受信機を用いた変調アナライザの推定結果を  $h'_{coh}$  とし , 平均推定誤差を

【 0 0 6 9 】

【数 7 】

$$MSE(h') := E \left[ \frac{|h' - h'_{ideal}|^2}{|h'_{ideal}|^2} \right]$$

【 0 0 7 0 】

で定義した。

【 0 0 7 1 】

図 6 は , 3 パターンの  $h'_{ideal}$  に対する , 推定されたインパルス応答 , インパルス応答より算出された周波数応答 , 及び変調アナライザにおいて実際に観測された受信信号点の例を示す図である。なお , グラフ表示の都合上 , インパルス応答及び周波数応答の振幅成分のみが表示されているが , 前記の通り位相を含め推定が行われている。図 6 より ,  $h'_{ideal}$  ,  $h'_{PR}$  ,  $h'_{coh}$  の間に良好な一致が見られる。これら 3 パターンにおける平均 M S E 特性は ,  $MSE(h'_{PR}) = 2 . 2 \times 10^{-3}$  ,  $MSE(h'_{coh}) = 3 . 5 \times 10^{-3}$  であった。コヒーレント受信は直接検波に比べ , 原理的に感度に優れるため , S P - I Q M よりも変調アナライザが高精度であるものの , S P - I Q M はその簡易な構

成で十分な推定精度を達成できていることがわかる。なお、本実験における M S E 特性は  $h'_{ideal}$  を基準に算出されているが、 $h'_{ideal}$  には実際の実験系の I Q 不均衡が含まれておらず、一方、 $h'_{coh}$  には I Q 変調器だけでなく、コヒーレント受信機における I Q 不均衡までが含まれてしまうため、M S E 特性には一定のエラーフロアがあることを申し添えておく。

#### 【0072】

次に、図7は  $h'_{ideal}$  を独立かつランダムに20回生成した場合の試行毎の M S E 特性を示す図である。試行毎に I Q 不均衡の程度が異なるため推定精度にばらつきがあるものの、平均 M S E 特性は、 $MSE(h'_{PR}) = 8.2 \times 10^{-3}$ 、 $MSE(h'_{coh}) = 1.2 \times 10^{-2}$  であり、平均性能で S P - I Q M が変調アナライザを上回った。F. Horlin and A. Bourdoux, Digital compensation for analog front-ends: A new approach to wireless transceiver design (John Wiley & Sons, 2008). に示されるように、I Q 不均衡は、コヒーレント受信における C F O 補償精度に悪影響を与えることが知られている。ランダム試行においては、特性のサンプルにおいて、変調アナライザにおける C F O 補償精度が低下し、結果不均衡パラメータの推定精度が低下したものと考えられる。

10

#### 【0073】

以上により本発明の S P - I Q M が、少なくとも光 I Q 変調器の I チャネル及び Q チャネルそれぞれのインパルス応答（ここでは  $h'$  として一括で推定されている）を、位相応答を含め推定可能であり、チャネル間の強度、位相のずれの周波数依存性（ $h_-$ ）までを評価可能であることが示された。

20

#### 【産業上の利用可能性】

#### 【0074】

この発明は、例えば情報通信産業において利用されうる。

#### 【符号の説明】

#### 【0075】

- 1 光直交振幅変調器の特性評価システム
- 3 光検出器 ( P D )
- 5 アナログ - デジタル変換器
- 11 不均衡演算部
- 13 入力信号情報受信部
- 15 強度情報受信部
- 17 位相回復演算部
- 19 不均衡係数演算部

30

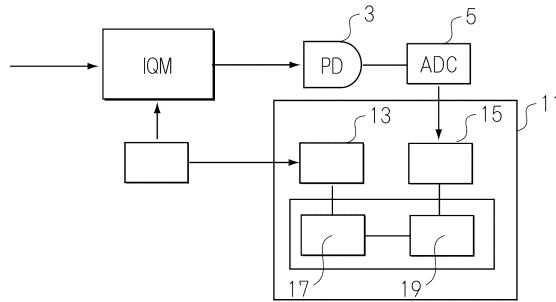
40

50

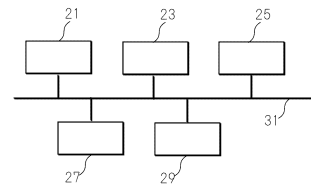
【図面】

【 図 1 】

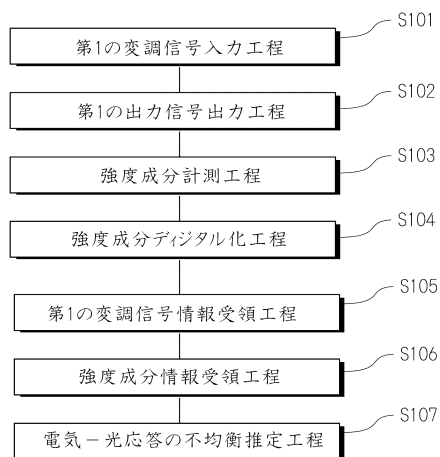
Fig.1



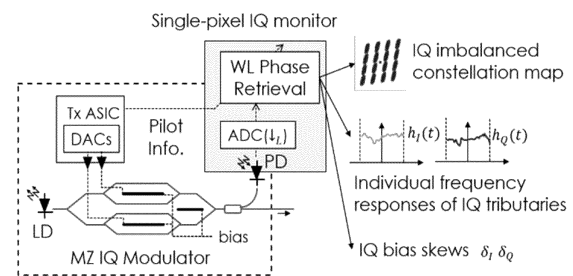
【圖 2】



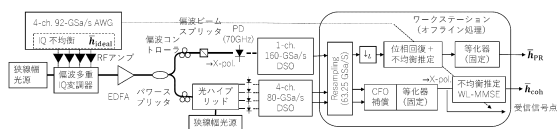
【 図 3 】



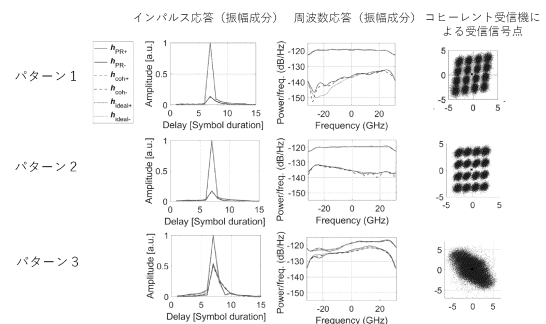
【圖 4】



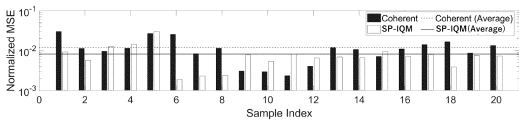
## 【 図 5 】



【 図 6 】



【図 7】



10

20

30

40

50



## フロントページの続き

- (56)参考文献 特表 2 0 1 5 - 5 1 6 7 0 6 ( J P , A )  
特開 2 0 0 2 - 2 4 4 0 9 1 ( J P , A )  
米国特許出願公開第 2 0 1 9 / 0 1 2 3 8 3 2 ( U S , A 1 )  
国際公開第 2 0 0 9 / 1 1 3 1 2 8 ( W O , A 1 )  
C.R.S.Fludger , Low Cost Transmitter Self-Calibration of Time Delay and Frequency Response for High Baud-Rate QAM Transceivers , Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest , 2017年 , Th1D.3-1 ~ 3  
Julio Cesar Medeiros Diniz , Optimization of DP-M-QAM Transmitter Using Cooperative Coevolutionary Genetic Algorithm , JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY , 2018年 , Vol. 36 No.12 , pp.2450-2462  
Yuki Yoshida , A Phase-Retrieving Coherent Receiver Based on Two-Dimensional Photodetector Array , JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY , 2020年01月01日 , Vol.38 No.1 , pp.90-100  
酒井学 , OFDM/OQAMにおけるプリアンブルを用いたI/Q不均衡推定法 , 第31回信号処理シンポジウム講演論文集 , 2016年12月14日 , pp.352-357
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)  
G 0 1 M 1 1 / 0 0 - 1 1 / 0 8  
G 0 2 F 1 / 0 0 - 1 / 3 9  
J S T P l u s / J S T C h i n a / J S T 7 5 8 0 ( J D r e a m I I I )