

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4358442号
(P4358442)

(45) 発行日 平成21年11月4日(2009.11.4)

(24) 登録日 平成21年8月14日(2009.8.14)

(51) Int.Cl.

F I

H O 4 B 10/04 (2006.01)

H O 4 B 9/00 Y

H O 4 B 10/06 (2006.01)

H O 4 B 9/00 L

H O 4 B 10/14 (2006.01)

H O 1 S 5/068

H O 4 B 10/26 (2006.01)

H O 4 B 10/28 (2006.01)

請求項の数 2 (全 12 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2000-560675 (P2000-560675)
 (86) (22) 出願日 平成11年6月28日(1999.6.28)
 (65) 公表番号 特表2002-520986 (P2002-520986A)
 (43) 公表日 平成14年7月9日(2002.7.9)
 (86) 国際出願番号 PCT/US1999/014544
 (87) 国際公開番号 W02000/004655
 (87) 国際公開日 平成12年1月27日(2000.1.27)
 審査請求日 平成18年6月23日(2006.6.23)
 (31) 優先権主張番号 09/116,028
 (32) 優先日 平成10年7月15日(1998.7.15)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 398071266
 マキシム・インテグレートッド・プロダク
 ツ・インコーポレーテッド
 アメリカ合衆国・94086・カリフォル
 ニア州・サニーベイル・サン ガブリエル
 ドライブ・120
 (74) 代理人 100064621
 弁理士 山川 政樹
 (72) 発明者 リンク, ギャリー・エヌ
 アメリカ合衆国・97006・オレゴン州
 ・アロハ・サウスウエスト ヘニング ス
 トリート・19295

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 バースト・モード光伝送器に関するローカル制御

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

レーザ駆動回路(101)および制御回路(102)を含む光伝送器システムであって、

前記レーザ駆動回路(101)はレーザ(110)とバイアス電流源DACB(120)
)と電流源DACM(125)とスイッチS1(130)と入力信号(135)とを含み、

前記レーザ(110)は駆動電流 I_{dr} にตอบสนองして光放射を放出する半導体レーザ・
 ダイオードであり、前記駆動電流 I_{dr} は前記電流源DACB(120)が提供するバイア
 ス電流 I_b と前記変調電流源DACM(125)が提供する変調電流 I_m とを含み、

前記制御回路(102)は検知回路(105)と誤差回路(106)と更新回路(10
 7)とを含み、

前記検知回路(105)はモニタ・フォトダイオード(140)とコンデンサ(1
 45)とを含み、前記モニタ・フォトダイオード(140)は前記レーザ(110)によ
 って放出される光放射の強度を検知して放射強度に比例するフォトダイオード電流を発生
 し、

前記誤差回路(106)はトランスインピーダンス増幅器(160)とフィードバ
 ック抵抗R(165)とアナログ比較器COMP0(170)とアナログ比較器COMP
 1(174)とを含み、前記トランスインピーダンス増幅器(160)と前記フィードバ
 ック抵抗R(165)は電流電圧増幅器を形成してフィルタリングされた前記フォトダイ

10

20

オード電流に対応する電圧 V_p を生成し、前記アナログ比較器 $COMP0(170)$ は電圧 V_p をバイアス基準電圧 $REF0$ と比較してバイアス誤差電圧 V_{Eb} を発生し、そして前記アナログ比較器 $COMP1(174)$ は電圧 V_p を変調基準電圧 $REF1$ と比較して変調誤差電圧 V_{Em} を発生し、

前記更新回路は、バイアス・カウンタ $CNTB(172)$ および変調カウンタ $CNTM(176)$ を含み、前記バイアス・カウンタ $CNTB(172)$ の出力は、前記入力信号 (135) が高レベルから低レベルに遷移するとき、前記バイアス誤差電圧 V_{Eb} の値にしたがって更新され、そして前記変調カウンタ $CNTM(176)$ の出力は、前記入力信号 (135) が低レベルから高レベルに遷移するとき、前記バイアス誤差電圧 V_{Eb} の値にしたがって更新され、そして

10

前記入力信号 (135) が低レベルのとき、スイッチ $S1(130)$ は開かれ、前記変調電流源 $DACM(125)$ は前記バイアス電流源 $DACB(120)$ から切断され、前記バイアス電流源 $DACB(120)$ のみによって提供される前記駆動電流 I_{dr} は前記バイアス・カウンタ $CNTB(172)$ の出力によって制御され、

前記入力信号 (135) が高レベルのとき、スイッチ $S1(130)$ は閉じられ、前記変調電流源 $DACM(125)$ は前記電流源 $DACB(120)$ に接続され、前記バイアス電流源 $DACB(120)$ および前記変調電流源 $DACM(125)$ によって提供される前記駆動電流 I_{dr} は前記変調カウンタ $CNTM(176)$ の出力によって制御される、

ことを特徴とする光伝送器システム。

20

【請求項2】

請求項1に記載の光伝送器システムにおいて、

前記検知回路 (205) は、前記モニタ・フォトダイオード (140) と、前記コンデンサ (145) とスイッチ $S2(230)$ と基準バイアス電流 I_p を提供する基準バイアス電流源 $RBCS(220)$ と基準変調電流 I_{pm} を提供する基準変調電流源 $RMCS(225)$ とを含み、

前記誤差回路 (206) は前記トランスインピーダンス増幅器 (160) と前記フィードバック抵抗 $R(165)$ とアナログ比較器 $COMP(250)$ とを含み、

前記入力信号 (135) が低レベルにあるとき、前記スイッチ $S1(130)$ および $S2(230)$ がどちらも開かれ、前記駆動電流 I_{dr} は前記バイアス電流 I_b に等しく、前記フォトダイオード電流と前記基準バイアス電流 I_{pb} の和は前記トランスインピーダンス増幅器 (160) によって V_p 電圧に変換され、前記アナログ比較器 $COMP(250)$ は前記 V_p 電圧を固定電圧と比較して誤差電圧 V_E を生成し、前記入力信号 (135) が低レベルから高レベルへ遷移するとき、前記誤差電圧 V_E の値に基づいて前記バイアス・カウンタ (172) を更新し、前記バイアス電流源 $DACB120$ のみによって提供される前記駆動電流 I_{dr} は前記バイアス・カウンタ $CNTB(172)$ の出力によって制御され、

30

前記入力信号 (135) が高レベルにあるとき、前記スイッチ $S1(130)$ と前記 $S2(230)$ はどちらも閉じられ、前記駆動電流 I_{dr} は前記バイアス電流 I_b と前記変調電流 I_m との和 $I_b + I_m$ に等しく、前記フォトダイオード電流と前記基準バイアス電流 I_{pb} と前記基準変調電流 I_{pm} との和は前記トランスインピーダンス増幅器 160 によって電圧 V_p に変換され、前記アナログ比較器 $COMP(250)$ は前記 V_p 電圧を前記固定電圧と比較して誤差電圧 V_E を生成し、前記入力信号 (135) が高レベルから低レベルに遷移するとき、前記誤差電圧 V_E に基づいて前記変調カウンタ (176) を更新し、前記バイアス電流源 $DACB(120)$ および前記変調電流源 $DACM(125)$ によって提供される前記駆動電流 I_{dr} は前記変調カウンタ $CNTM(176)$ の出力によって制御される、

40

ことを特徴とする光伝送器システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

50

(発明の背景)

(1 . 発明の分野)

本発明は光伝送器に関する。特に、本発明は、光伝送器のローカル制御に関する。

【 0 0 0 2 】

(2 . 関連技術の説明)

既存のバースト・モード・レーザ駆動機能回路は、レーザの光信号を監視するために、線形の、広ダイナミック・レンジ・トランスインピーダンス増幅器を使用する。このトランスインピーダンス増幅器を使用して、精密（例えば10ビット）アナログ・デジタル変換器、または独立比較器回路を駆動して、伝送信号の光レベルを求める。既存の解決策は、いくつかの集積回路を用いて実施されている。

10

【 0 0 0 3 】

1つの従来技術解決策は、半導体レーザを駆動する出力電流源を制御するためにマイクロプロセッサを使用するものである。フォトダイオードが、レーザによって放出される光放射を測定し、その光放射の強度に比例する電流を発生する。次いで、このフォトダイオード電流が、トランスインピーダンス増幅器によってアナログ電圧に変換される。アナログ・デジタル変換器（ADC）は、このアナログ電圧を、フォトダイオード電流を表すデジタル・データに変換する。マイクロプロセッサは、このデジタル・データを読み取り、測定されたフォトダイオード電流を所望の値と比較する。この比較の結果に基づいて、マイクロプロセッサは、適切な制御値を計算する。次いで、マイクロプロセッサは、所望の値に合致するように駆動電流を設定するために、電流源に対する制御値を出力する。このプロセスは、所望の動作範囲中、出力電流を維持するために継続的に繰り返される。この技法の欠点としては、ハードウェアの複雑さ（例えばADCやマイクロプロセッサ）、制御の精密なタイミングを維持することの難しさが挙げられる。

20

【 0 0 0 4 】

別の従来技術技法は、ピーク検出器と、アナログ比較器と、カウンタとを使用して、電流源を個別に制御することである。2つの回路のブランチが使用される。第1のブランチは、負ピーク検出器と、第1のアナログ比較器と、カウンタとを含み、第1の電流源を制御する。第2のブランチは、正ピーク検出器と、第2のアナログ比較器と、第2のカウントとを含み、第2の電流源を制御する。各アナログ比較器は適切なしきい値と比較して、誤差値を生成し、対応するカウンタを増分する、または減分することによって制御量の量および方向を制御する。2つのカウンタは、2つの個別クロック信号によってクロックされる。この技法は、ADCおよびマイクロプロセッサを不要にするが、依然として2つのピーク検出器および2つの比較器を必要とする。さらに、カウンタに対するクロック信号を生成するために追加のクロック発生器回路が必要とされる。

30

【 0 0 0 5 】

従来技術技法の欠点としてハードウェアの複雑さが挙げられ、これは、単一集積回路で回路を実施することを困難にする。さらに、従来技術技法は、精密なタイミング制御を提供しない。これは、バースト・データ通信が関係するとき、バーストのデューティ・サイクルが短いために問題となる場合がある。

【 0 0 0 6 】

したがって、ハードウェアをより少なくし、タイミングの精度をより高くして光伝送器を制御する効率の良い方法および装置を提供するための技術が求められている。

40

【 0 0 0 7 】

(発明の概要)

本発明は、レーザを有する光伝送器の駆動電流を制御するための方法および装置である。検知回路が、レーザによって放出される光放射の強度にตอบสนองする検知信号を発生する。誤差回路が検知回路に結合されて、検知信号にตอบสนองして誤差量を発生する。更新回路が誤差回路に結合されて、入力信号と同期して誤差量に基づく制御量を更新する。制御量が駆動電流を制御する。

【 0 0 0 8 】

50

1つの好ましい実施態様では、入力信号が第1の状態にあるときに第1の検知信号を、入力信号が第2の状態にあるときに第2の検知信号を生成するように、入力信号と同期して検知信号が発生される。第1の検知信号は、フォトダイオード電流と、基準バイアス電流源によって発生される基準バイアス電流とによって生成される。第2の検知信号は、フォトダイオード電流と、基準バイアス電流と、基準変調電流源によって発生された基準変調電流とによって生成される。

【0009】

本発明の特徴および利点は、以下の本発明の詳細な説明から明らかになる。

【0010】

(本発明の説明)

本発明は、バースト・モード光伝送器のローカル制御に関する方法および装置である。制御回路は、2つの個別カウンタを使用して、レーザ用の2つの駆動電流源を制御する。一実施形態では、制御回路は対向するエッジ・トリガを有する2つのカウンタをクロックするために入力信号を使用する。別の実施形態では、制御回路は駆動電流源と同期してモニタ電流を切り換えるために入力信号を使用する。本発明は、ハードウェアの複雑さを低減し、精密なタイミング制御を提供する。

【0011】

図1は、本発明の一実施形態による制御回路を利用することができる光伝送器システムを示す図である。光伝送器システム100は、レーザ駆動回路101および制御回路102を含む。

【0012】

レーザ駆動回路101は、レーザ110と、電流源DACB120と、電流源DACM125と、スイッチS1130とを含む。レーザ110は、駆動電流 I_{dr} にตอบสนองして光放射を放出する半導体レーザ・ダイオードである。駆動電流 I_{dr} は、バイアス電流 I_b と変調電流 I_m を含む。電流源DACB120がバイアス電流 I_b を提供し、電流源DACM125が変調電流 I_m を提供する。一実施形態では、各電流源が、電流モード・デジタル・アナログ変換器(DAC)である。電流モードDACは、デジタル・データを受信して、このデジタル・データに対応する電流に変換する。したがって、駆動電流 I_{dr} を制御することは、電流源DACB120およびDACM125それぞれに適切なデジタル・データを提供することである。

【0013】

スイッチS1130は、駆動電流の変調を制御する。スイッチS1が開いているとき、電流源DACM125が電流源DACB120から切断されている。したがって、駆動電流 I_{dr} は、電流源DACB120のみによって提供される電流、すなわちバイアス電流 I_b に等しい。この駆動電流 $I_{dr} = I_b$ は、低出力レベルに対応する。スイッチS1130が閉じられているとき、電流源DACM125は、電流源DACB120に接続されている。したがって、駆動電流は、電流源DACB120とDACM125によって提供される電流の和、すなわち $I_b + I_m$ に等しくなる。この和電流は、高出力レベルに対応する。スイッチS1130が入力信号135によって制御されるとき、スイッチS1の切換えは、適切な駆動電流を生成するように、入力信号135の低レベルおよび高レベルと同期される。入力信号135が低いとき、スイッチS1130は開いており、低出力レベルに対応する。入力信号135が高いとき、スイッチS1130は閉じており、高出力レベルに対応する。

【0014】

制御回路102は、レーザ110によって放出される光放射の強度を測定し、電流源DACB120およびDACM125に対する制御デジタル・データを発生する。制御回路102は、検知回路105と、誤差回路106と、更新回路107とを含む。検知回路は、モニタ・フォトダイオード140およびコンデンサ145を含む。誤差回路106は、トランスインピーダンス増幅器160と、フィードバック抵抗R165と、アナログ比較器COMP0170と、アナログ比較器COMP1174とを含む。更新回路は、バイ

10

20

30

40

50

アス・カウンタ 172 および変調カウンタ 176 を含む。

【0015】

モニタ・フォトダイオード 140 は、レーザ 110 によって放出される光放射の強度を検知し、放射強度に比例するフォトダイオード電流を発生する。コンデンサ C 145 は、フォトダイオード 140 に関連する浮遊容量を示す。トランスインピーダンス増幅器 160 とフィードバック抵抗 R 165 が電流電圧増幅器を形成して、フィルタリングされたフォトダイオード電流に対応する電圧 V_p を生成する。したがって、電圧 V_p も、レーザ 110 によって放射された光の強度に比例する。次いで、電圧 V_p が、2つのアナログ比較器 COMP0 170 および COMP1 174 を備える比較器回路に印加される。

【0016】

アナログ比較器 COMP0 170 は、電圧 V_p をバイアス基準電圧 REF0 と比較して、バイアス誤差電圧 V_{Eb} を発生する。バイアス・カウンタ 172 は、カウントアップ（すなわち増分）およびカウントダウン（すなわち減分）を行うことができるカウンタである。バイアス・カウンタ 172 は、アップ/ダウン（U/D#）制御入力端およびクロック（CLK）入力端を有する。U/D# 入力が高レベルであるとき、バイアス・カウンタ 172 はカウントアップする、すなわち増分する。U/D# 入力が高レベルであるとき、バイアス・カウンタ 172 はカウントアップする、すなわち増分する。バイアス・カウンタ 172 は、正方向に進むクロック信号によってクロックされる、すなわちクロック信号の正方向に進む遷移でカウントが行われる。バイアス・カウンタ 172 は、バイアス・デジタル・カウント（CNTB）出力を発生する。CNTB 出力は、バイアス電流 I_b の発生を制御するために電流源 DACB 120 のデジタル入力端に印加されるバイアス制御量である。

【0017】

アナログ比較器 COMP1 174 は、電圧 V_p を変調基準電圧 REF1 と比較して、変調誤差電圧 V_{Em} を発生する。変調（MOD）カウンタ 176 は、MOD カウンタ 176 が負にエッジ・トリガされる、すなわちクロック信号の負方向に進む遷移でカウントが行われることを除き、バイアス・カウンタ 172 とほぼ同じものである。変調カウンタ 176 は、変調デジタル・カウント（CNTM）出力を発生する。CNTM 出力は、変調電流 I_m の発生を制御するために電流モード DACM 125 のデジタル入力端に印加される変調制御量である。

【0018】

電流電圧増幅器と、2つの比較器 170 および 174 とが、誤差回路 106 を形成して誤差量を生成し、それを使用して、対応するカウンタでのデジタル・カウント出力によって表される対応する制御量を更新する。カウンタ 172 および 176 のビットの数は予め決められており、レーザ駆動電流の制御の細分性によって異なる。一実施形態では、カウンタ 172 および 176 は、0 から 255 までの 256 個のカウント値を提供する 8 ビット・アップ/ダウン・カウンタである。

【0019】

2つのカウンタ 172 および 176 のクロック信号は、一体につなが合わされて、入力信号 135 に接続されている。したがって、同じ入力信号 135 を使用して、異なるクロック・エッジにある2つのカウンタ 172 および 176 をクロックし、出力駆動回路 101 内のスイッチ S1 130 を制御する。

【0020】

レーザ駆動回路 101 内のレーザ 110 によって放出される光放射の強度が低いとき、モニタ・フォトダイオード 140 は、低いフォトダイオード電流を発生する。トランスインピーダンス増幅器 160 は、その反転させる性質により、低い電流を高レベルの電圧 V_p に変換する。アナログ比較器 COMP0 は、 V_p 電圧を REF0 電圧と比較し、高レベルの誤差電圧 V_{Eb} を生成して、バイアス・カウンタ 172 をアップカウント・モードにする。誤差電圧 V_{Eb} は、スイッチ S1 が開いた後、伝搬遅延 T_b 後に有効になる。この伝搬遅延は、カウンタ・クロック信号（または入力信号）の正方向に進むエッジの前に比較器 C

10

20

30

40

50

OMP0出力を安定に保つのに十分な長さである。入力信号135の正方向に進む遷移で、カウンタ172が更新されて、1だけ増分される。バイアス電流 I_b は、デジタル・データの1つの最下位ビット(LSB)に相当する量だけ増大する。このバイアス電流の増大が、レーザ110の光放射を増大させる。

【0021】

正方向に進む遷移の後、入力信号135は、その安定な高レベルに達し、スイッチS1を閉じ、駆動電流 I_{dr} は、現在更新されたバイアス電流 I_b と以前に更新された変調電流 I_m との和になる。電流源DACB120によってもたらされるいくつかの小さな遅延 T_{dr1} の後、 I_{dr} が有効になる。バイアス電流 I_b が増大されているため、駆動電流 I_{dr} も、それに対応する量だけ増大されている。したがって、光放射の減少が、バイアス電流 I_b および駆動電流 I_{dr} の増大をもたらす。同様に、光放射の増大は、バイアス電流 I_b および駆動電流 I_{dr} の減少をもたらす。

10

【0022】

電流源DACM125の制御も、同様の様式で動作する。アナログ比較器COMP1174が、電圧 V_p を基準電圧REF1と比較する。低い光放射が高い誤差電圧 V_{Em} をもたらし、それが、入力信号135の負方向に進む遷移で変調カウンタ176を1だけ増分する。フォトダイオード電流と、トランスインピーダンス増幅器160と、アナログ比較器174との合成遅延によってもたらされる伝搬遅延 T_{m1} の後に、誤差電圧 V_{Em} が有効になる。ここでも、この T_m 遅延は、変調カウンタ176の次の更新に関して比較器の出力または誤差電圧 V_{Em} を安定に保つのに十分な長さである。

20

【0023】

負方向に進む遷移の後、入力信号135はその低レベルに達し、電流源DACM125がレーザ110から切断され、駆動電流 I_{dr} は、小さな遅延 T_{dr2} 後に、以前に更新されたバイアス電流 I_b と等しくなる。現在更新された変調電流 I_m は、入力信号135が高レベルに遷移したときに使用されて、駆動電流 I_{dr} に寄与する。同様に、光放射が高いとき、誤差電圧 V_{Em} は低く、そのため変調電流 I_m は減少する。したがって、駆動電流 I_{dr} は、レーザ110によって放出される光放射の強度に従って更新され、制御される。

【0024】

図2は、本発明の一実施形態による図1における制御回路に関するタイミング図である。タイミング図は、入力信号と、スイッチS1と、バイアス誤差電圧 V_{Eb} と、変調誤差電圧 V_{Em} と、駆動電流 I_{dr} とに関する波形を示す。

30

【0025】

期間210における入力信号の低レベルが、期間212でスイッチS1を開かせる。期間214によって示される遅延 T_b は、フォトダイオード140、トランスインピーダンス増幅器160、およびアナログ比較器COMP0170からの合成遅延によってもたらされる。遅延 T_b の後、期間216でバイアス誤差電圧 V_{Eb} が有効になる。この遅延は、バイアス・カウンタ172のセットアップ時間に見合うように、入力信号の正方向に進む遷移の前に V_{Eb} を有効に保つのに十分な長さである。バイアス・カウンタ172が更新され、電流源DACB120は、電流源DACB120によってもたらされる遅延 T_{DACB} の後の期間218でバイアス電流 I_b を発生する。スイッチS1が閉じられているため、駆動電流 I_{dr} は、(期間218での)バイアス電流 I_b と、(期間226での)変調電流 I_m の和である。期間226での変調電流 I_m は、以前の負方向に進む遷移での変調誤差電圧 V_{Em} の更新の結果である。

40

【0026】

この時間中、入力信号135は期間230にあり、期間232でスイッチS1を閉じさせる。フォトダイオード140およびトランスインピーダンス増幅器160は、その動作を続けるが、アナログ比較器COMP0170を介するそれらの伝搬は、スイッチS1が開いているときにのみ誤差電圧 V_{Eb} が更新に関して有効であるため、バイアス・カウンタ172には無関係である。しかし、この期間中のフォトダイオードおよびトランスインピーダンス増幅器の動作は、変調カウンタ176の更新に関係している。変調誤差電圧 V_{Em}

50

は、期間 2 4 2 での遅延 T_m の後に発生される。遅延 T_m は、フォトダイオード 1 4 0、トランスインピーダンス増幅器 1 6 0、およびアナログ比較器 COMP 1 1 7 4 からの合成遅延によってもたらされる。期間 2 4 2 での遅延 T_m の後、期間 2 4 4 で変調誤差電圧 V_{Em} が有効になる。ここでも、遅延 T_m は、変調カウンタ 1 7 6 のセットアップ時間に見合うように、入力信号 1 3 5 の負方向に進む遷移の前に変調誤差電圧 V_{Em} を有効に保つのに十分な長さである。入力信号 1 3 5 の負方向に進む遷移の後、変調カウンタ 1 7 6 が、そのカウント出力を更新する。電流源 DACM 1 2 5 は、期間 2 4 6 で、更新された変調電流 I_m を生成する。この時間に、入力信号 1 3 5 は、期間 2 5 0 でその低レベルに達し、期間 2 5 4 でスイッチ S 1 を開かせる。駆動電流 I_{dr} は、小さな遅延 T_{dr2} の後、期間 2 1 8 で DACB 1 2 0 によって発生されるバイアス電流 I_b に等しくなる。次いで、このプロセスが繰り返される。

10

【0027】

バイアス・カウンタ 1 7 2 および変調カウンタ 1 7 6 に関する共通クロック信号として入力信号 1 3 5 を使用することによって、レーザ駆動回路 1 0 1 は、精密に制御された時間で制御される。カウンタの更新は、有限遅延を伴って駆動電流の切換えと同期される。したがって、制御回路 1 0 1 は、2 つのカウンタをクロックするための個別クロック発生器回路を使用することなく適切に制御する。さらに、制御回路 1 0 1 は、2 つの個別ピーク検出器の使用を不要にする。

【0028】

図 3 は、本発明の一実施形態による同期切換えを使用して制御回路を利用することができる光伝送器システム 2 0 0 を示す図である。光伝送器システム 2 0 0 は、レーザ駆動回路 1 0 1 および制御回路 2 0 2 を含む。

20

【0029】

レーザ駆動回路 1 0 1 は、図 1 における光伝送器システム 1 0 0 内の回路と同じである。しかし、制御回路 2 0 2 は、同期切換え方法を使用して異なった動作をする。制御回路 2 0 2 は、検知回路 2 0 5 と、誤差回路 2 0 6 と、更新回路 2 0 7 とを含む。検知回路 2 0 5 は、モニタ・フォトダイオード 1 4 0 と、コンデンサ 1 4 5 と、スイッチ S 2 2 3 0 と、基準バイアス電流源 RBCS 2 2 0 と、基準変調電流源 RMCS 2 2 5 とを含む。誤差電流 2 0 6 は、トランスインピーダンス増幅器 1 6 0 と、フィードバック抵抗 R 1 6 5 と、アナログ比較器 COMP 2 5 0 とを含む。更新回路 2 0 7 は、バイアス・カウンタ 1 7 2 および変調カウンタ 1 7 6 を含む。

30

【0030】

フォトダイオード 1 4 0 と、コンデンサ 1 4 5 と、トランスインピーダンス増幅器 1 6 0 と、フィードバック抵抗 R 1 6 5 と、バイアス・カウンタ 1 7 2 と、変調カウンタ 1 7 6 とは、図 1 における制御回路 1 0 1 内のものとほぼ同じ様式で動作する。

【0031】

スイッチ S 2 2 3 0 は、入力信号 1 3 5 によって制御される。すなわち、ここで入力信号 1 3 5 は、スイッチ S 2 と、バイアス・カウンタ 1 7 2 と、変調カウンタ 1 7 6 と、スイッチ S 1 とをまとめて駆動する。したがって、このスキームは、システム全体の同期動作を保証する。基準バイアス電流源 RBCS 2 2 0 は、バイアス・モードで、すなわちスイッチ S 1 と S 2 がどちらも開いているときに、固定電流 I_{pb} をトランスインピーダンス増幅器 1 6 0 に提供する。基準変調電流源 RMCS 2 2 5 は、スイッチ S 2 に接続されて、変調モードで、すなわちスイッチ S 1 1 3 0 と S 2 2 3 0 がどちらも閉じているときに、固定変調電流 I_{pm} を提供する。アナログ比較器 COMP 2 5 0 は、 V_p 電圧を固定基準電圧と比較して、誤差電圧 V_E を生成する。2 つのカウンタ 1 7 2 および 1 7 6 は、この誤差電圧 V_E を使用して、異なるクロック・エッジでそのカウントを更新する。これらのカウンタの出力を使用して、図 1 と同様の電流源 DACB 1 2 0 および DACM 1 2 5 を制御する。

40

【0032】

図 3 における制御回路 2 0 2 の同期動作は、制御回路 2 0 2 での誤差電圧 V_E がスイッチ

50

S 1 の切換え、および 2 つのカウンタ 1 7 2 および 1 7 6 の更新と同期して変化する点で、図 1 における制御回路 1 0 2 の同期動作と異なる。したがって、カウンタ 1 7 2 と 1 7 4 はどちらも同じ誤差電圧に接続されるが、各カウンタが、異なる誤差電圧 V_E 値で更新される。その結果、図 1 における制御回路 1 0 1 内にある 2 つのアナログ比較器 1 7 0 および 1 7 4 ではなく、ただ 1 つのアナログ比較器 C O M P 2 5 0 が使用される。さらに、このアナログ比較器 C O M P 2 5 0 は、精密な合致が必要とされないため、2 つの比較器 1 7 0 および 1 7 4 に比べて単純な比較器である。単純なハードウェアによって、追加のスイッチ S 2 2 3 0 と、2 つの基準電流源 R B C S 2 2 0 および R M C S 2 2 5 とを実施することができる。トランスインピーダンス増幅器 1 6 0 とアナログ比較器 C O M P 2 5 0 が誤差回路 2 0 6 を形成して、誤差量 V_E を発生し、それを使用して、各カウンタで
10
のデジタル・カウント出力によって表される制御量を更新する。

【 0 0 3 3 】

入力信号 1 3 5 が低レベルにあるとき、スイッチ S 1 1 3 0 および S 2 2 3 0 が開かれる。駆動電流 I_{dr} は、バイアス電流 I_b に等しくなる。入力側で、トランスインピーダンス増幅器 1 6 0 に対する入力電流 I_{TA} は、フォトダイオード電流と基準バイアス電流 I_{pb} の和に等しい。入力電流 I_{TA} は、トランスインピーダンス増幅器 1 6 0 によって V_p 電圧に変換される。基準バイアス電流 I_{pb} が固定されているため、電圧 V_p は依然としてフォトダイオード電流に比例しており、フォトダイオード電流は、レーザ 1 1 0 によって放出される光放射に比例している。事実上、図 1 における制御回路 1 0 1 での R E F 0 電圧レベルが、バイアス基準電流源 R B C S 2 2 0 に対してモニタ・フォトダイオード側に移動される。アナログ比較器 C O M P 2 5 0 は、 V_p 電圧を固定電圧と比較して、バイアス・カウンタ 1 7 2 の更新を制御する誤差電圧 V_E を生成する。入力信号 1 3 5 が低レベルから高レベルへ遷移するとき、 V_E の値に基づいてバイアス・カウンタ 1 7 2 が更新される（すなわち、増分または減分する）。したがって、電流源 D A C B 1 2 0 がそれに応じて制御される。
20

【 0 0 3 4 】

入力信号 1 3 5 が高レベルにあるとき、スイッチ S 1 1 3 0 と S 2 2 3 0 はどちらも閉じている。駆動電流 I_{dr} は、和 $I_b + I_m$ に等しくなる。基準変調電流源 R M C S 2 2 5 は、トランスインピーダンス増幅器 1 6 0 の入力端に接続される。ここで、トランスインピーダンス増幅器 1 6 0 の入力は、フォトダイオード電流と、基準バイアス電流 I_{pb} と、基準変調電流 I_{pm} の和に等しい。トランスインピーダンス増幅器 1 6 0 は、この入力電流 I_{TA} を電圧 V_p に変換する。 I_{pb} および I_{pm} が固定されているため、電圧 V_p は、フォトダイオード電流に比例し、フォトダイオード電流は、レーザ 1 1 0 によって放出される光放射に比例している。事実上、図 1 における制御回路 1 0 2 での電圧基準 R E F 1 が、基準バイアスおよび変調電流源 R B C S および R M C S に対してフォトダイオード側に移動させられている。アナログ比較器 C O M P 2 5 0 は、前と同様に V_p 電圧を固定電圧と比較して、誤差電圧 V_E を生成する。ここで、誤差電圧 V_E は、フォトダイオード電流と、基準バイアスおよび変調電流 I_{pb} および I_{pm} とに対応する。入力信号 1 3 5 が高レベルから低レベルに遷移するとき、変調カウンタ 1 7 6 は、誤差電圧 V_E に基づいて更新される。このとき、電流源 D A C M 1 2 5 は、前と同様に変調カウンタ 1 7 6 によって制御される。
30
40

【 0 0 3 5 】

誤差電圧 V_E が 2 つのカウンタ 1 7 2 および 1 7 6 の更新と同期して変化的ことが分かる。これは、入力信号と同期してフォトダイオード側で基準電流源を切り換えることによって達成される。

【 0 0 3 6 】

図 4 は、本発明の一実施形態による図 3 における同期制御回路に関するタイミング図である。このタイミング図は、入力信号と、スイッチ S 1 および S 2 と、トランスインピーダンス増幅器入力電流 I_{TA} と、誤差電圧 V_E と、バイアス電流源 D A C B と、変調電流源 D A C M と、駆動電流 I_{dr} とに関する波形を示す。

【 0 0 3 7 】

10

20

30

40

50

期間 4 1 0 における入力信号 1 3 5 の低レベルが、期間 4 1 2 でスイッチ S 1 および S 2 を開かせる。I_{TA} 電流は、期間 4 1 4 でフォトダイオード電流 I_p と基準バイアス電流 I_{p_b} の和に等しくなる。期間 4 1 6 によって示される遅延 T_b は、フォトダイオード 1 4 0、トランスインピーダンス増幅器 1 6 0、およびアナログ比較器 COMP 2 5 0 からの合成遅延によってもたらされる。遅延 T_b の後、誤差電圧 V_E は、期間 4 1 8 でバイアス誤差電圧 V_{E_b} の値を有する。この遅延は、バイアス・カウンタ 1 7 2 のセットアップ時間に見合うように、入力信号の正方向に進む遷移の前に V_{E_b} を有効に保つのに十分な長さである。バイアス・カウンタ 1 7 2 が更新されて、電流源 DACB 1 2 0 の入力に印加される制御量を生成する。電流源 DACB 1 2 0 は、電流源 DACB 1 2 0 によってもたらされる遅延 T_{DACB} 後の期間において、バイアス電流を発生する。

10

【 0 0 3 8 】

正方向に進む遷移の後、入力信号 1 3 5 が高レベルに達し、スイッチ S 1 および S 2 を閉じる。駆動電流 I_{dr} は、(期間 4 2 2 での) バイアス電流 I_b と (期間 4 2 4 での) 変調電流 I_m の和になる。期間 4 2 4 での変調電流 I_m は、以前の負方向に進む遷移での誤差電圧 V_E の更新の結果である。

【 0 0 3 9 】

この時間中、入力信号 1 3 5 は、期間 4 3 0 で高レベルにあり、期間 4 3 2 でスイッチ S 1 および S 2 を閉じさせる。基準電流源 RBCS 2 2 0 および RMCS 2 2 5、フォトダイオード 1 4 0、ならびにトランスインピーダンス増幅器 1 6 0 は、その動作を続けるが、アナログ比較器 2 5 0 を介するそれらの伝搬は、入力信号 1 3 5 の正方向に進む遷移でのみバイアス・カウンタ 1 7 2 が更新されるため、バイアス・カウンタ 1 7 2 には無関係である。しかし、基準電流源 RBCS 2 2 0 および RMCS 2 2 5、フォトダイオード 1 4 0、ならびにトランスインピーダンス増幅器 1 6 0 の動作は、変調カウンタ 1 7 6 の更新に関係する。誤差電圧 V_E は、期間 4 3 6 における遅延 T_m の後に生成される。遅延 T_m は、基準電流源 RBCS 2 2 0 および RMCS 2 2 5、フォトダイオード 1 4 0、トランスインピーダンス増幅器 1 6 0、ならびにアナログ比較器 COMP 2 5 0 からの合成遅延によってもたらされる。期間 4 3 6 における遅延 T_m の後、誤差電圧 V_E は、変調誤差電圧 V_{E_m} の値を有し、期間 4 3 8 で有効になる。ここでも、遅延 T_m は、変調カウンタ 1 7 6 のセットアップ時間に見合うように、入力信号 1 3 5 の負方向に進む遷移の前に変調誤差電圧 V_{E_m} を有効に保つのに十分な長さである。入力信号 1 3 5 の負の遷移の後、変調カウンタ 1 7 6 が、そのカウント出力を更新し、電流源 DACM 1 2 5 が、期間 4 4 2 で更新された変調電流 I_m を生成する。

20

30

【 0 0 4 0 】

負方向に進む遷移の後、入力信号 1 3 5 は、期間 4 5 0 でその低レベルに達し、期間 4 5 2 でスイッチ S 1 および S 2 を開かせる。駆動電流 I_{dr} は、小さな遅延 T_{dr2} 後の期間 4 2 2 で電流源 DACB 1 2 0 によって生成されるバイアス電流 I_b に等しくなる。次いで、このプロセスが繰り返される。

【 0 0 4 1 】

図 1 における制御回路 1 0 2 と同様に、制御回路 2 0 2 は、2 つのカウンタの同期更新を使用する。バイアス・カウンタ 1 7 2 および変調カウンタ 1 7 6 に関するクロック信号として入力信号 1 3 5 を使用することによって、制御回路 2 0 2 は、精密に制御された時間でレーザ駆動回路 1 0 1 を制御する。カウンタの更新は、有限遅延を伴って駆動電流の切換えと同期される。したがって、制御回路 2 0 2 は、2 つのカウンタのクロックに対して個別クロック発生器回路を使用することなく適切な制御を発生する。さらに、制御回路 2 0 2 は、2 つの個別ピーク検出器の使用を不要にする。

40

【 0 0 4 2 】

さらに、制御回路 2 0 2 は、制御回路 1 0 2 内の 2 つの比較器を不要にし、その代わりにフォトダイオード側で 2 つの基準電流源を使用する。電流源の動作もまた、駆動電流の切換え、および 2 つのカウンタの更新と同期されている。その結果、単純な構成要素を有する単純なハードウェア構造になる。

50

【 0 0 4 3 】

制御回路に対する他の変更例を実施することもできる。トランスインピーダンス増幅器では、フィードバック抵抗 R に並列なショットキー・ダイオードを使用して、出力電圧揺れを制限することができる。別法として、単純なショットキー・ダイオード制限の代わりに利得制御回路を使用することができる。バイアスおよび変調アップ/ダウン・カウンタを、連続近似アルゴリズムを使用して制御量を発生するデジタル回路で置き換えることができる。さらに、誤差量が最小限に抑えられているとき、電流源 D A C B および D A C M が、2つの隣接 D A C コード間でトグルする場合がある。このトグルを防止するために、追加の論理回路を含み、所望のダイオード電流レベルに到達したときに制御機能を停止することができる。

10

【 0 0 4 4 】

したがって、本発明は、光伝送器を効率良く制御するための技法を提供する。この技法は、以前の技法よりも少ないハードウェアを用いる単純な回路設計を使用し、製造コストを低減して、信頼性を改善する。2つの実施形態が開示されている。第1の実施形態は、入力信号を使用して、カウンタの更新を駆動電流の発生と同期させる。第2の実施形態は、モニタ・フォトダイオードに基準電流源を提供して、トランスインピーダンス増幅器に対する入力電流を形成する。第2の実施形態は、入力信号を使用して、2つの個別構成要素を有する入力電流をカウンタの更新および駆動電流の発生と同期させる。

【 0 0 4 5 】

他の制御回路と同様に、F S A N (F u l l S e r v i c e A c c e s s N e t w o r k) 仕様によって定義されるレーザ制御期間中に電流調節を行うことができる。この期間を使用することによって、制御回路の帯域幅要件を緩和することができる。レーザ制御期間中に調節を行うために、外部同期信号(図示せず)を使用して、所望の時間期間中に制御回路をイネーブルする。

20

【 0 0 4 6 】

本発明を例示的な実施形態に関連して説明してきたが、この説明は、限定の意味で解釈すべきものではない。本発明に係る技術分野における当業者に明らかな、例示的な実施形態および本発明のその他の実施形態の様々な変更が、本発明の精神および範囲内にあると考えられる。

【 図面の簡単な説明 】

30

【 図 1 】 本発明の一実施形態による制御回路を利用することができる光伝送器システムを示す図である。

【 図 2 】 本発明の一実施形態による図 1 における制御回路に関するタイミング図である。

【 図 3 】 本発明の一実施形態による同期切換えを使用して制御回路を利用することができる光伝送器システムを示す図である。

【 図 4 】 本発明の一実施形態による図 3 における同期制御回路に関するタイミング図である。

フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I

*H 0 4 B 10/142 (2006.01)**H 0 4 B 10/152 (2006.01)**H 0 1 S 5/068 (2006.01)*

(72)発明者 マルティネス, クリストファー・ジイ
アメリカ合衆国・9 7 2 1 9・オレゴン州・ポートランド・サウスウエスト 5 6 ティエイチ コ
ート・1 2 6 1 2

審査官 工藤 一光

(56)参考文献 特表平07-502627(JP, A)

特開平03-175753(JP, A)

特開平01-135082(JP, A)

特開平10-135552(JP, A)

特開昭63-254777(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B10/00-10/28

H04J14/00-14/08

H01S5/00-5/50