

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3821302号

(P3821302)

(45) 発行日 平成18年9月13日(2006.9.13)

(24) 登録日 平成18年6月30日(2006.6.30)

(51) Int. Cl.

H03L 7/26 (2006.01)

F I

H03L 7/26

請求項の数 10 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願平9-518159	(73) 特許権者	ノースロップ・グラマン・コーポレーション
(86) (22) 出願日	平成8年9月13日(1996.9.13)		アメリカ合衆国、カリフォルニア 900
(65) 公表番号	特表2000-512441 (P2000-512441A)		67-2199、ロスアンゼルス、90/
(43) 公表日	平成12年9月19日(2000.9.19)		110/シーシー、センチュリィ・パーク
(86) 国際出願番号	PCT/US1996/014707		・イースト 1840
(87) 国際公開番号	W01997/017637	(74) 代理人	弁理士 野河 信太郎
(87) 国際公開日	平成9年5月15日(1997.5.15)		
審査請求日	平成15年9月11日(2003.9.11)	(72) 発明者	バーバネッツ、ウィリアム、アール
(31) 優先権主張番号	08/554,024		アメリカ合衆国 ペンシルバニア 152
(32) 優先日	平成7年11月6日(1995.11.6)		39 ピッツバーグ、グリーン・ミドウ・
(33) 優先権主張国	米国 (US)		コート 86
		審査官 山中 実	
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタルプロセッサにより制御される小型原子周波数原器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

光共振波長とマイクロ波原子遷移周波数とを含む特定の原子遷移周波数／波長を有する限定された量の蒸気（7）と、

前記マイクロ波原子遷移周波数を含む周波数範囲のマイクロ波信号を生成し、前記マイクロ波原子遷移周波数に対して安定した周波数で出力信号を生成する周波数シンセサイザ手段（47）と、

前記マイクロ波信号を前記蒸気（7）に結合させる手段（13）と、

前記光共振波長を含む範囲内の波長で前記蒸気（7）を光学的にポンピングするレーザダイオード（9）と、

前記レーザダイオードから前記蒸気を通過した光を表わす検出器信号を生成する検出器手段（11）と、

前記検出器信号に応答し、前記周波数シンセサイザ（47）を作動させて、前記マイクロ波信号を前記原子遷移周波数の関数として規定し、前記レーザダイオード（9）を作動させて前記光共振波長に対して生成された光の波長を安定化するためのデジタルプロセッシング手段（25）を備えた制御手段（5）からなり、

前記デジタルプロセッシング手段（25）は、前記周波数シンセサイザ（47）に供給されるマイクロ波制御信号を生成し前記マイクロ波制御信号を2つの周波数の間で変調させることによりディザ処理（109、123）して前記周波数シンセサイザ（47）により生成されたマイクロ波信号を前記マイクロ波原子遷移周波数の中心周波数にする手段（

10

20

27, 29) と、
前記レーザダイオード (9) に供給される光波長制御信号を生成し前記光波長制御信号をディザ処理 (137, 153) して前記レーザダイオード (9) により生成される光波長を前記光共振波長の中心波長にする手段 (49) と、
前記マイクロ波制御信号と光波長制御信号のディザ処理を交互に行う切り換え手段 (29) とを備え、前記制御手段 (5) は前記蒸気 (7) を加熱する電気ヒータ手段 (15) を備え、前記デジタルプロセッシング手段 (25) は前記電気ヒータ手段 (15) が前記マイクロ波制御信号のディザ処理中に通電されないように前記電気ヒータ手段 (15) の通電を制御する手段を備える原子周波数原器 (1) 。

【請求項 2】

10

マイクロ波制御信号と前記波長光制御信号とをディザ処理する手段 (29) が、前記マイクロ波信号と前記光制御信号の値を変化させて前記検出器信号の第 1 と第 2 の値を生成し、前記制御手段 (5) が、前記検出器信号の前記第 1 と第 2 の値を積分して前記検出器信号の第 1 および第 2 積分値を生成する積分器手段 (75) と、前記第 1 および第 2 積分値を前記デジタルプロセッシング手段に入力する手段 (61, 63) とを備える請求項 1 記載の原子周波数原器。

【請求項 3】

前記デジタルプロセッシング手段 (25) は、前記第 1 および第 2 の検出器信号が前記積分器手段 (75) によって積分される間前記デジタルプロセッシング手段 (25) の動作と制限し前記検出器信号の第 1 および第 2 積分値におけるノイズを低減させる手段 (81) を備える請求項 2 記載の原子周波数原器 (1) 。

20

【請求項 4】

前記積分器手段 (75) は、前記マイクロ波制御信号と光制御信号の両方のディザ処理に応答して第 1 と第 2 検出器信号を積分する共通の積分器からなる請求項 2 記載の原子周波数原器 (1) 。

【請求項 5】

前記制御手段 (5) は前記検出器信号の第 1 の値からバイアス信号を減算して前記検出器信号の変形された第 1 の値を生成して前記積分器手段 (75) に供給する手段 (173) を備え、前記デジタルプロセッシング手段 (25) は前記バイアス信号を生成して前記検出器信号の変形された第 1 の値を 0 に近づける手段 (175) を備える請求項 2 記載の原子周波数原器 (1) 。

30

【請求項 6】

前記制御手段 (25) は、前記マイクロ波制御信号がディザ処理される第 1 期間と前記光制御信号がディザ処理される第 2 期間において前記検出器信号を測定する手段 (75) を備え、前記デジタルプロセッシング手段 (25) は前記検出器信号が第 1 と第 2 期間において測定される間だけ前記デジタルプロセッシング手段 (25) の動作を制限するために手段 (81) を備えてなる請求項 1 記載の原子周波数原器 (1) 。

【請求項 7】

前記切り換え手段 (29) は前記検出器信号に応答して第 1 期間中に前記マイクロ波信号を調整し、かつ、前記検出器信号に応答して第 2 期間中に前記光信号を調整し、手段 (29) は、前記電気ヒータ手段を前記第 1 期間以外の期間に通電する請求項 1 記載の原子周波数原器 (1) 。

40

【請求項 8】

前記制御手段 (5) は前記検出器信号を所定の期間だけ積分して積分検出器信号を生成する積分手段 (75) と、前記各期間中に生成された積分検出器信号を前記デジタルプロセッシング手段 (25) へ入力する手段 (61-63) とを備え、前記デジタルプロセッシング手段 (25) は前記所定期間中に前記デジタルプロセッシング手段を休止モードに置く手段 (81) をさらに備えてなる請求項 1 記載の原子周波数原器 (1) 。

【請求項 9】

レーザダイオード (9) を駆動する前記デジタルプロセッシング手段 (25) は前記レ

50

ーザダイオード（９）に供給する電流を調整し前記光共振波長に対して、生成される光の波長を安定化する手段（４９）を備えてなる請求項１記載の原子周波数原器（１）。

【請求項１０】

前記デジタルプロセッシング手段（２５）は前記レーザダイオード（９）の温度を実際のレーザ電流の機能とレーザ電流の参照値として調整する手段（５３）をさらに備えてなる請求項９記載の原子周波数原器（１）。

【発明の詳細な説明】

発明の背景

発明の分野

この発明は、マイクロ波発振器がレーザダイオードによってポンピングされる蒸気の超微細周波数に同調されるタイプの小型化原子周波数原器に関し、特にデジタルプロセッサを用いた発振器、レーザダイオードおよび関連する部品の制御に関するものである。

10

情報の背景

公知のタイプの原子時計は、マイクロ波発振器をセシウムあるいはルビジウムなどの蒸気の超微細波長に同調させる。蒸気を通過した光ビームは、原子をその基底状態から高位の状態へとポンピングしそこから原子は基底状態より上方の超微細波長にある状態へと落ちる。蒸気の原子を高位の状態へとポンピングするに際しての光の吸収は、光検出器（photodetector）によって検出される。基底状態が空乏化すると、蒸気を通過して検出器に到る光が増加する。しかしながら、マイクロ波信号が超微細波長に同調されると、蒸気の原子をポンピングするにあたって光が連続的に吸収されるように基底状態が再配置される。このように光信号に対する検出器の応答は、蒸気原子が高位の状態へとポンピングされる正確な波長におけるディップ（dip）を示す。マイクロ波周波数はまた、最大限の光吸収を生成し、よって最小限の光検出器信号を生成するために正確な超微細周波数になければならない。

20

安定な光源によれば、フィードバックループにおける光検出器出力回路を用いてマイクロ波発振器が正確に超微細周波数に同調される。ディップしたがつて超微細周波数にロック（lock）させるためにはマイクロ波周波数がディザ処理（dithering）される、すなわちマイクロ波が２つの周波数の間で変調される。フィードバック回路は、マイクロ波周波数を駆動し、光検出器のディザ処理された応答信号が正確な超微細周波数の中央にくるようにする。

30

レーザビームは、蒸気の原子を励起状態にポンピングする正確な波長にレーザをロックするためにレーザ波長をディザ処理するフィードバック回路によってもまた安定化される。マイクロ波周波数およびレーザ波長を制御するアナログフィードバック回路は、２つの信号の変調を減結合（decoupling）するために周波数多重化（multiplexing）を用いる。このことは、それぞれのフィードバックループに対して別々の位相検出器を必要とする。

原子周波数原器を有用性を非常に拡張するため、その大きさと電力の必要性を減少させるという傾向がある。米国特許第5,192,921号は、気体セルの直径が約6mmで18mmの長さしかない、小型化セルタイプの原子周波数原器を開示している。セシウムガスが用いられるとき、上記のような公知のアナログ回路は、全体積が約25cm³よりも小さい周波数原器を生成するためにこのガスセルと共に用いることができる。しかしながらマイクロ波およびレーザ制御ループのためそれぞれのフィードバック信号を抽出するために必要な別々の位相検出器は、これらのアナログ回路の更なる小型化を制限する。

40

したがって、制御回路を含んだ全体のサイズが現在得られるものよりも小さい改良された原子周波数原器に対する需要が存在する。

安定であり信頼でき、合理的なコストで製造することのできる、小さなサイズのそのような原子周波数原器に対する関連した需要が存在する。

引き出される電力の量および必要な電力の質の両方に対する電力要求度が少ないそのような原子周波数原器に対するさらなる需要が存在する。

発明の要約

これらの需要その他は、光源の波長と、マイクロ波信号の周波数と、蒸気およびレーザ温

50

度制御およびC-フィールド電流(C-field current)を制御するためのデジタル制御器を組み込んだ原子周波数原器に関する本発明によって満足させることができる。

デジタル制御器は、好ましくはレーザダイオードである光源の波長を蒸気の光学的共振周波数にロックさせるため光制御信号のディザ処理を時間多重化(time multiplex)し、無線周波数合成器の周波数をマイクロ波の共振周波数にロックさせるためマイクロ波制御信号のディザ処理を時間多重化する。これはレーザおよびマイクロ波制御ループを減結合させ、原子周波数原器のためアナログ制御回路に必要な高価な位相検出器に対する必要性をなくす。ディザ処理の間における、特にマイクロ波信号の場合における位相検出器の出力の小さな差異を取り込むためのユニークなアプローチにおいて、検出器信号は、充電／サンプルおよびダンピング積分器において積分される。本発明の例示的な実施態様においては、マイクロ波信号の場合50の範囲のゲインが、そしてレーザ信号の場合においては20の範囲のゲインが実現される。レーザ信号およびマイクロ波信号のディザ処理が時間多重化されるので、共通の充電／サンプルおよび放電積分器が用いられ、それは更に時計のサイズとコストを減少させる。デジタル信号プロセッサによって生成されるノイズから生じる誤差を減少させるために、光検出器信号が積分されている間の期間、プロセッサは休止モードに置かれる。

蒸気の動作温度を維持するための電気ヒーターは、マイクロ波空洞の動作に干渉するので、デジタル制御器は、マイクロ波信号が積分されていない期間だけこれらのヒーターに通電する。

【図面の簡単な説明】

本発明の完全な理解が、次の添付図面を参照して望ましい実施例の以下の記載を読むことによって得られる。

図1は本発明による原子周波数原器の概略図をブロック図の形態で示したものである。図2は図1に記載した原子周波数原器によって用いられる様々の信号の相対的タイミングを図示するタイミング図である。

図3は図1の原子周波数原器の一部分を形成するデジタルプロセッサによって用いられるメインソフトウェアルーチンのためのフローチャートである。

図4から7は図3のメインルーチンによって呼び出される割り込みサービスルーチンのためのフローチャートである。

図8は図1の原子周波数原器のためのレーザ電流制御ループを示す概略図である。

図9は図8のレーザ電流制御ループにおいて用いられるレーザ電流制御ソフトウェアのためのフローチャートである。

図10は図1の原子周波数原器のためのマイクロ波周波数制御ループを示す概略図である。

図11はセシウムヒーター制御ループの概略図である。

図12はレーザ温度制御ループの概略図である。

図13は本発明の原子周波数原器を制御するために用いられるソフトウェアの動作状態を示す状態図である。

好ましい実施態様の説明

本発明の原子周波数原器は小型の、マイクロプロセッサをベースにした、10MHzの発振器である。発振器の安定性は無線周波数(RF)信号をセシウムガスの超微細遷移に同調させることによって達成される。原子周波数原器1のハードウェアのブロック図が図1に示されている。原子周波数原器1は物理パッケージ3と制御回路5を備えている。物理パッケージ3は、ここに引用により組み入れられる米国特許第5,192,921号に記載されているような小型セシウムセル7を備える。好ましくは物理パッケージは、これもまた引用により組み入れられる共係属出願(W.E.58,527)に示されるタイプのものである。レーザダイオード9は、セル7の中のセシウム蒸気をポンピングするコヒーレントな光のビームを発生する。セシウム蒸気による光ビームの吸収は、光検出器11によって検出される。マイクロ波信号は、蒸気セル7が中に取り付けられるマイクロ波空洞13によってセシウム蒸気に結合される。述べたように、マイクロ波信号は、蒸気の基底状態が再配置され

ーザダイオードが連続的にセシウム原子をポンピングできるように、セシウム蒸気のマイクロ波原子遷移周波数に同調される。蒸気セル7における必要な蒸気圧を生成するためにそして安定な動作のために蒸気は電気ヒーター15によって加熱される。蒸気の温度はセシウムサーミスタ17によってモニターされる。安定な動作のために、レーザダイオード9の温度もまた制御しなければならない。この温度は外気の状態よりも低い可能性もあるので、熱電気クーラー／ヒーター（TEC）19が用いられ、レーザダイオード9の温度がレーザサーミスタ21によってモニターされる。C-フィールドコイル23が、外界の磁界の影響を最小化する一様な背景磁界を生成する。さらに磁界シールド（図示せず）がセシウムセルを外界からさらに隔離する。

制御回路5の心臓は、16ビットデジタル信号プロセッサ（DSP）27およびデジタルアプリケーション仕様集積回路（Digital Applications Specific Integrated Circuit）（DASIC）29を備えるデジタル制御器25である。DSP27は、デジタルフィルタリングおよび制御のため最適化された専門化したタイプのマイクロプロセッサである。例示的DSPはテキサスインスツルメントのTMS320C50マイクロプロセッサである。デジタル制御器25は、DSPのプログラムメモリ31の中にロードされたソフトウェアの実行を通して、そしてDASIC29によって生成された制御およびタイミング信号を通して物理パッケージ3の動作を支配する。DASIC29は、DSP27に対する割り込みを生成することを含む幾つかのタイミング機能を行う幾つかのタイマーを備える。DSP27は、それぞれ16ビットパラレルアドレスおよびデータバス33、35および制御バス37を通じてDASIC29と通信する。DASIC29は、パラレルアドレスおよびデータバス33、35の上で生成されたメッセージを、RF周波数合成器47、レーザ電流調整器49、およびC-フィールド電流調整器51のデジタルアナログ（D/A）コンバータ41、43、45へのシリアル出力バス39上の伝送のため変換することによってDSP27に対するインターフェースとしての役目を果たす。理解されるように、DSP27は関連する制御パラメータのためのセットポイント値（set point values）をそれらのD/Aに提供する。

DASIC29はまた、TEC19に対する電力パルス幅変調器53へ制御信号を提供し、蒸気ヒーター15に対する電力パルス幅変調器55のための同様の制御信号を提供する。

制御回路5はまた、光検出器11、セシウムサーミスタ17およびレーザサーミスタ21によって生成されるアナログ信号をデジタル制御器25の中に入力するための部品を備える。これらの信号はアナログマルチプレクサ（アナログマックス）61に入力され、16ビットA/Dコンバータ63によってデジタル形式に変換される。デジタル化されるべき信号の選択は、DASIC29によって制御リード線65を通してアナログマックス61に供給される制御信号によって決定される。DASIC29は、制御リード線67を通してA/Dコンバータ63に制御信号を提供し、選択されたデジタル化信号をシリアル入力バス69を通して受け取る。

アナログレーザサーミスタおよびセシウムサーミスタ信号は、それらがデジタル化される前に増幅器71、73によって増幅される。レーザ信号がディザ処理される時においておよびマイクロ波信号がディザ処理される別の時において、2つのディザ周波数における光検出器信号のレベルの差異は非常に小さくマイクロ波信号の場合において特にそうである。したがって、光検出器信号は、以下にもっと詳細に記載される新規な積分およびダンプA/D積分器75によって増幅される。この積分器はまたリード線77を通じてDASIC29によって制御される。

以上に述べたように、レーザ信号をレーザ吸収波長にロックさせた状態に維持し、マイクロ波信号をマイクロ波吸収周波数にロックさせた状態に維持するために、公知のようにマイクロ信号とレーザ信号は両方ともディザ処理される。しかしながら本発明によればマイクロ波信号とレーザ信号のディザ処理は時間多重化される。レーザ信号とマイクロ波信号のディザ処理の時間多重化のためのタイミング信号およびその他のタイミング信号がDASIC29により生成される。DASICによって生成される関連するタイミング信号が

10

20

30

40

50

図2に示されている。基本の時間間隔は、4つのタイムスロット0、1、2、および3に分割されるフレームである。タイムスロット0および1はそれぞれマイクロ波信号の正および負のディザ処理に関連し、レーザ信号はタイムスロット2において正のディザ波長にスイッチングされ、タイムスロット3において負のディザ波長にスイッチングされる。正および負にディザ処理されたマイクロ波信号の差異はレーザ信号に対するそれよりも小さいので、マイクロ波信号は増幅を大きくするために長い時間にわたって積分される。このようにフレームの継続時間が10msである例示のシステムにおいては、タイムスロット0および1はそれぞれ3msであり、タイムスロット2および3はそれぞれ2msである。タイムスロットの相対的継続時間は所望の増幅によって変化させることができる。しかしながら、本質的な特徴は、誤差が入り込むことを避けるために、特定の信号の正および負のディザ処理のための積分時間が同じでなければならないことである。図2から示されるように、A/Dサンプル信号が制御リード線67を通してA/Dコンバータ63に提供されるとき、積分された信号が読まれる。DASIC29はまた、各々の新しい積分の都度積分器をリセットするためにリード線77を通して積分器75に図2に示す積分信号を提供する。この積分信号がローになると積分器はクリアされる。積分区間を決定するのは、積分を開始するために積分信号がハイになる時と、次のA/Dサンプル信号が生成される時との間の区間である。本発明の例示的实施態様においては、マイクロ波信号についての積分期間は2msであり、レーザ信号についての積分期間は1msである。

これも以前に述べた通り、正および負のディザ処理に対する光検出器の振幅の差異は、特にマイクロ波信号の場合において非常に小さいので、DSPのフルの動作によって生成されるノイズが測定される光検出器信号の中に誤差を入り込ませることを防止するために積分期間の間、デジタル信号プロセッサ25の活動は減少させられる。このように図2に示されたように、DSPはそれぞれのタイムスロットの開始時に非常に短い期間オンされるだけである。DSPにおける責任は、これらの短い期間の間にその全ての機能が実行され得るということである。このことは、各フレームの間少なくとも1回全ての作業が実行されるようにスロット間に作業を分配することによって容易になる。

図2から気付くことができるように、各々のタイムスロットの開始時に、A/Dサンプル制御信号上にサンプルパルスが発生させることにより、前のタイムスロットの間に積分された信号がまず読まれる。次にDSP27がオンされ、その作業の実行を開始する。その初期作業の1つはレーザ及び／又はマイクロ波信号上にディザを設定することである。これは明らかに積分信号が読まれた後まで起こってはならない。システムが新しいレベルのレーザ及び／又はマイクロ波信号に適合している間、積分信号はローになって積分器をリセットする。DSP27がその作業を完成し休止した後、積分信号はハイになり次の積分を開始する。議論されるようにレーザサーミスタ及びセシウムサーミスタ信号は、DSP27の異なるオン期間の間に読まれる。

図3は、DSP27の主なソフトウェアルーチン79のフローチャートを図示する。始動においてDSPは81で示されるように休止モードにある。各タイムスロットの始まりにおいてDASIC29は、タイムスロットの番号を示す83のレジスタを読み出すようにDSPに促す割り込みを送電する。85、87および89で決定された電流タイムスロットの番号に応答して、適当なタイムスロット割り込みサービスルーチンは91、93、95または97で呼び出される。選ばれた割り込みサービスルーチンからの帰路において、DSPが81で休止モードに戻る前にタイムスロットレジスタは99でインクリメントする。

タイムスロット0の割り込みサービスルーチン101のフローチャートが図4に図示されている。ルーチンが呼び出されたとき、A/Dコンバータ63が103で読み出され、積分器が105でリセットされる。ついで、ディザ電流値は107でレーザ電流調整器D/Aコンバータ43に送電されず、正ディザ電流値は109でRF周波数合成器D/Aコンバータ41へ送電される。これに続いてレーザ電流と温度制御アルゴリズムは111で処理され、マイクロ波出力制御アルゴリズムは113で処理される。最終的に、このタイムスロットの間の積分の始まりのサンプル時間が115でセットされる。サンプルタイムは

10

20

30

40

50

また、次のタイムスロットを開始させるDSP27の割り込みとして機能する。

タイムスロット1の割り込みサービスルーチン117のフローチャートが図5に図示されている。その正ディザ電流値においてマイクロ波制御信号での光検出器の信号の積分値を含むであろうA/Dコンバータ63を119で読み出したあと、積分器75は121でリセットされる。積分器はリセットされ、123で示すように、DSP27はマイクロ波マイナスディザ電流値をD/Aコンバータ41へ送電する。空洞サーミスタ電圧のデジタル値をその後125で読み出し、タイマーが129での次の積分のために更新される前に、空洞温度制御アルゴリズムは127で実行される。

図6はタイムスロット2の割り込みサービスルーチン131のフローチャートを図示する。再び、最初の仕事は、この時点でマイナスディザ電流値におけるマイクロ波での光検出器信号の積分値を含んでいるA/Dコンバータを133で読み出すことである。積分器75が135でリセットされたあと、レーザ電流のプラスディザ電流値はレーザ電流調整器49と結合しているD/Aコンバータ43へ137で送電される。その時ディザ電流値はRF周波数合成器47のD/Aコンバータ41へ139で送信されない。141で空洞ヒーターのターンオンタイムが更新され、DASICへ送信される。次いで、タイマーが145で次の積分のために全て更新される前に、マイクロ波周波数合成器アルゴリズムは143で実行される。

47におけるタイムスロット3の割り込みサービスルーチンのフローチャートが図7に図示されている。この時実行される唯一の機能は、149でA/Dコンバータを読みだし、151で積分器75をリセットし、153でレーザマイナスディザ電流値をD/Aコンバータ43へ送電し、および155で次の積分のためにタイマーを更新することである。

図8は、本発明によるレーザ電流制御ループをより詳しく図示した概略ダイアグラムである。レーザダイオードにより放射された光の波長は、レーザ電流と温度の関数である。よって、電流と温度の変動率はセシウム蒸気の光共振器周波数のレーザ波長をロックするのに使用される。レーザ温度制御は以下の図12に関連して議論されている。先に述べたように、DSP27により処理される主なルーチンは、タイムスロットにより、レーザ電流のための正、負および0のディザ値を出力する。適当な値は並列バス35を通じてDASIC29へ渡され、直列形式に変換され、直列バス39を通じてレーザ電流D-Aコンバータ43へ送信される。このD/Aコンバータ43は実際には、粗いD/Aコンバータ157と細かいD/Aコンバータ159からなる。これらコンバータ157と159の各々は12ビットであり、しかし4ビットオーバーラップで、レーザ電流の20ビットセットポイント値がレーザ調整器回路49中でレーザ電流出力ドライバ161へ供給される。レーザ電流出力ドライバ161は、レーザダイオード9への電流の供給を内部制御ループ中のDSP27により司令された値に調整するための電流測定フィードバック抵抗器163を含むフィードバックループ中のこのセットポイント値を使用する。

レーザ電流のセットポイント値はセシウム蒸気の光共振器波長にロックされたレーザを維持するために外部制御ループ中で導かれる。この外部制御ループは、レーザダイオード9により発生した光がそれを通過するセシウムセル7と、セル7中で蒸気に吸収されないレーザダイオードからの光の量に応答する光検出器11を含む。外部制御ループはさらに充電非共振積分器75、アナログマックス61、16ビットA/Dコンバータ63およびデジタル制御器25を含んでいる。積分器75は、抵抗器166により供給され積分キャパシタ167により分路された演算増幅器165の伝統的な組み合わせを含んでいる。D/Aコンバータ43へ供給されたセットポイント値が変更されたとき、積分器75は、次の積分にそなえてスイッチ169を開け積分器への入力を停止させ、スイッチ171を閉めてキャパシタ167を放電させる制御リード線77の信号によりリセットされる。リセット期間の終わりに、DASIC29はスイッチ169を閉じ、スイッチ171を開けて新しい積分を始める。積分器75のダイナミックレンジを増加させるために、オフセット値は光検出器信号から差増幅器173により減じられる。オフセットは、レーザ信号の正ディザリングの間にできるだけ0に近づけるように光検出器11から誘導された信号を維持するために調整される。このオフセット信号はDSP27によりデジタル方式で発生しD

10

20

30

40

50

／Aコンバータ175によりアナログ信号へ変換される。

先に議論したように、積分器が読み出されるとき、積分器75の出力はアナログマックス61により選択される。16ビットA／Dコンバータ63は、変換を開始するためにリード67を通してDASIC29からの信号により閉じられたサンプリングスイッチ177を含む。変換が完了した際、スイッチ179は閉じられ、記憶のためDASICへデジタル値が送られている。レーザ電流制御ルーチン181のフローチャートを図9に図示する。上述のように、このルーチンは図4のタイムスロット0の割り込みサービスルーチン111により処理される。183で示したように、ルーチンは先のフレーム中に記録された(+)と(-)のディザの記憶されたピーク積分器値を読み出す。レーザ電流の(+)と(-)のディザ処理の間の検出器信号間の相違は、その後185で計算される。この誤差は187で主なルーチンにより使用される0、(+)および(-)のディザ値を生じさせるのに使用される。ルーチン181は、D／Aコンバータ175を通して差増幅器173へ使用されるオフセット値も決定する。この部分またはアルゴリズムは、正ディザがレーザ電流に存在する間にできるだけ0に近づくように差増幅器173の出力を維持する。光検出器出力の絶対値は重要ではなく、しかしレーザ電流ディザのための光検出器出力における差の正確な決定は非常に重要である。先のフレームから正ディザの間の積分され記憶された光検出器出力が189で決定したように0より大になるとき、オフセットレジスタは191で1だけディクリメントする。そうでなければ、193で1だけディクリメントする。この働きが差増幅器173の出力を正レーザディザの間できるだけ0に近づけ、それによって正および負のレーザディザ電流の両方に対応してアナログ積分器75のダイナミックレンジを最大化する。このゼロにすることにより光検出器11のacカップリングを除去し、大きいdcブロッキングキャパシタの必要性を未然に回避する。

レーザ電流の全体の制御を要約すると、各フレームのタイムスロット0の始めで、レーザ電流のセットポイント値を0ディザ値にセットする。レーザ電流出力ドライバ161はその時電流レーザ電流をこの値にさせる。タイムスロット0中のちに、主なルーチンは図9に示すようにレーザ電流と温度ルーチン181を呼び出す。対称な形の光検出器11の出力は、レーザ吸収ディップの部位でレーザ電流の関数として、レーザ波長の誤差信号を展開するためにレーザ電流アルゴリズムにより使用される。レーザ波長が正確にセシウム吸収ディップ上にあるとき、電流ディザは正および負のディザの光検出器出力信号を等しくする。波長誤差状態下の電流ディザは光検出器の出力信号を等しくしない。出力における相違は誤差の大きさを示し、相違のしるしは誤差の方向を示す。レーザ電流調整ルーチンはこの誤差を積分し、レーザ電流のレーザ0、(+)および(-)値を発生させる。

タイムスロット2の始めにおいて、積分器75は図6の135でのタイムスロット2割り込みサービスルーチンによりリセットされる。積分器75がリセット状態下にある場合、プラスディザ電流値はレーザ電流出力ドライバ161のD／A変換器43へ送電される。過渡電流がレーザ電流中の変化により生じる間、積分器はリセット状態下にある。DSP27はその時休止し、積分器中のスイッチ169は閉じ、スイッチ171は開けられてレーザ電流の正值の光検出器信号の積分を開始する。この間隔の間、マイクロ波信号はディザ値には設定されない。加法ノイズを取り除くと同時に一方、積分器75は正レーザディザの光検出器出力のdc成分を増幅する。タイムスロット3の始まりにおいて、DASIC29はA／Dコンバータ63が積分器出力の変換を実行することを始動させるA／Dサンプル信号を発生させる。DSP27はその時休止状態から脱し、図7の151で積分器をリセットする。マイナスディザ電流値はその時レーザ電流出力ドライバ161のセットポイントとしてA／Dコンバータ43に送電され、過渡電流が落ち着いたとき、積分器はネガティブレーザ電流ディザに応答して、光検出器出力を積分し始める。次の0タイムスロットの始まりにおいて、A／Dサンプル信号が発生し、マイナスレーザディザの積分値の転換を始める。

dc入力の積分器75の出力 V_{in} は、 $V_{out} = T \times V_{in} / RC$ [式中、Rは積分器入力抵抗器166の値である]により得られる。典型的な構成には、積分時間Tは約1ms、 $R = 5100$ オーム、積分キャパシタ167のキャパシタンスであるCは、 $0.01 \mu F$ で

10

20

30

40

50

ある。ゆえに、レーザ波長制御の積分器 75 の d c 利得は 20 である。

図 10 は、本発明に係るマイクロ波周波数制御ループのさらなる詳細を示す略線図である。前述したように、DSP 27 によって処理される主ルーチンは、レーザ電流のディザ処理によってマイクロ波のディザ処理を時間多重化する。したがって、各フレームのタイムスロット 0 の間、DSP 27 は、並列バス 35 を渡って DAC 29 に送られるマイクロ波制御信号として (+) 値を生成する。DAC 29 は、このマイクロ波制御信号を直列フォーマットに変換し、これを直列バス 39 を渡ってマイクロ波周波数シンセサイザ D/A コンバータ 41 に伝達する。D/A コンバータ 41 は実際には、16 ビット D/A 粗コンバータ 197 と、この D/A 粗コンバータ 197 と約 6 ビット重複させて 26 ビットのデジタル制御信号を供給する 16 ビット D/A 微コンバータ 199 からなる。D/A コンバータ 197 および 199 のアナログ出力は、組み合わせたアナログ入力信号をセシウム蒸気に印加されるマイクロ波信号に変換する RF 周波数シンセサイザ 47 のためのセットポイント入力として働く。この RF 周波数シンセサイザ 47 は、20 MHz 水晶制御電圧制御発振器 (VCO) 201 を含む。この 20 MHz VCO の出力は、1 GHz VCO 205 を駆動する誤差信号を生成するためにフェーズ比較器 207 において 20 MHz VCO 201 の出力から出力が減じられる 1 GHz 電圧制御発振器 (VCO) 205 を含む 1 GHz フェーズロックループ 203 のための入力として用いられる。フェーズロックループ 203 の出力は、増倍係数 9 を有し約 9 GHz のマイクロ波信号を生成するステップリカバリダイオード (SRD) 通倍器の形態の周波数通倍器 209 を駆動する。さらに、1 GHz フェーズロックループ 203 の出力は、安定した 10 MHz クロック出力信号を出力として供給する 10 MHz 出力フェーズロックループ 211 を統制するために用いられる。RF 周波数シンセサイザ 47 によって生成されたマイクロ波信号は、同軸ケーブルを介して、この分野で公知の方法で物理パッケージ 3 のマイクロ波空洞 13 に印加される。このマイクロ波信号は、マイクロ波共振周波数に整調されたとき、セシウム蒸気の基底状態を再配置する。マイクロ波信号のこの整調は、光検出器 11 の出力におけるマイクロ波ディップを生じる。光検出器出力信号は、DAC 29 により生成される制御信号に応じてスイッチ 169 および 171 の動作を通じてレーザ電流制御ループと共に上述した方法でチャージ/サンプルおよびダンプ積分器 75 によって積分される。レーザ電流の場合のように、積分器 75 の出力は、A/D コンバータ 63 による変換のためのアナログマックスによる積分器の選択により各積分周期の終わりに読み込まれる。

マイクロ波周波数制御ループの動作を要約すると、タイムスロット 0 の始めに、DSP 27 は覚醒し、図 4 の 109 で示されるようにマイクロ波制御信号を正のディザ値に設定する。タイムスロット 0 間の DSP が作動している短期間の間、マイクロ波出力制御アルゴリズムは、図 4 の 113 において次のフレームで用いるレーザ出力値を計算する。一方、DAC 29 は、積分器 75 をリセットし、過渡電流が落ち着けば、正のマイクロ波ディザに応じて光検出器信号の積分を開始する。

タイムスロット 1 の始めに、正のマイクロ波ディザの積分値は読み込まれ、積分器はリセットされ、マイクロ波ディザは図 5 の 123 で負の値に設定される。DSP 27 は、その仕事を完了した後、休止状態に入り、負のディザ信号の積分が開始される。タイムスロット 2 の始めに、負のディザ信号の積分値は読み込まれ、次にマイクロ波ディザは 0 値に設定され、そこにタイムスロット 2 およびタイムスロット 3 を通じて留まる。

マイクロ波周波数制御ループのためのチャージ/サンプルおよびダンプ積分器 75 の積分時間は、2.5 mS である。レーザ制御ループと共に上記に示した式を用いれば、マイクロ波制御ループの光検出器信号に印加される d c ゲインは、50 だとわかる。レーザ電流ループの場合のように、積分器 75 は、 $1/T$ の整数倍である雑音周波数成分をすべてゼロに積分する。ホワイトノイズを有する積分器の信号対雑音率が時間の平方根と共に向上することをもたまた公知である。

図 6 に示されるタイムスロット 2 割り込みサービ斯拉ーチン 131 の 143 で実行されるマイクロ波周波数制御アルゴリズムは、電流制御アルゴリズムのための図 9 に示されるルーチン 181 と類似である。マイクロ波制御信号のための正、負、0 のディザ値の生成に

10

20

30

40

50

加えて、このルーチンはD/Aコンバータ175を介して差動増幅器173に印加されるバイアスを調整し、制御ループのダイナミックレンジを増大させるため負のマイクロ波周波数ディザの積分値をできるだけゼロに近づくよう維持する。

セシウム蒸気ヒータ制御ループは、図11に概要を示している。電力は、ヒータ電力パルス幅変調器(PWM)55によってヒータ15に供給される。フィードバックは、100 μ A定電流電源215によって動力を供給されるセシウムサミスタ17によって得られる。サミスタ17にかかる電圧は、セシウムセルの温度の測定値であるが、opアンプ73によって増幅され、低域通過ノイズフィルタ217によってろ過される。前述したように、シールドの内に位置し電力の必要条件を最小にする、ヒータによって生成される場がマイクロ波周波数の安定性を損なう恐れがあるので、マイクロ波信号が測定されているタイムスロットの間、ヒータ15は電力を与えられない。したがって、ヒータは、ヒータによって影響されないレーザディザ処理中の間点灯されるだけである。図5の125で示されるように、セシウムサミスタ17上の電圧は、タイムスロット1サービスルーチンによって読み込まれる。これはマイクロ波周波数が正のディザにあるときに起こるが、ヒータがこの時点で止められる。アナログマックス61は、デジタルプロセッサ25への入力のためA/Dコンバータ63による変換のためセシウムサミスタ電圧を選択する。制御器25におけるDSP27は、このフィードバック電圧をセットポイント電圧と比較し誤差を生成する。この誤差は次に、ヒータが点灯される期間を決定するパルス幅変調信号を生成する積分器を組み込むデジタルフィルタに印加される。DASIC29は、ヒータ電力PWM55のため、DSPによって生成されたこのパルス幅変調信号を単純なon/off制御信号に変換する。この制御信号は、DSPによって生成されたパルス幅変調信号を負荷したレジスタ、タイマーによってインクリメントされたカウンタ、およびカウントをレジスタと比較する比較器を用いてDASICによって生成される。カウンタがレジスタと一致したとき、制御信号は高くなり、ヒータ電力PWM55を点ける。レジスタは、レーザ周波数がディザ処理されているタイムスロット2および3の間、負荷されているだけである。ヒータが点灯されるこれらのタイムスロットの時間は、パルス幅変調信号の大きさによって決定される。この信号が大きければ大きいほど、ヒータが点灯される時間が早くなる。ヒータは、これらのタイムスロットのそれぞれの終わりで制御信号を0にリセットすることによって消される。この簡単な制御手順によって、ヒータ回路のための独立したD/Aコンバータの必要性がなくなる。ヒータは、通常の動作中で定期的に点灯されるだけである一方、ウォームアップ時間を短縮するために、立ち上がり時で連続して点灯することができる。

レーザの温度を制御するTECのための制御ループは、たった今説明したヒータのための制御ループと類似である。従って、図12に示すように、DASIC29は、TEC電力PWM53のために単純なon/off制御信号を生成する。TEC電力PWM53が点灯されると、TEC19に電力が供給される。レーザ9の温度のフィードバックは、セシウムサミスタの同様に、100 μ A定電流電源219によって電力を供給されるレーザサミスタ21によって提供される。レーザの温度を示すサミスタ21にかかる電圧は、opアンプ71によって増幅され、ノイズフィルタ221によって濾過される。この電圧は、空洞サミスタが読み込まれた直後、A/Dコンバータ63によるデジタル化のためアナログマックス61によって選ばれる。DSP27は、この実際の電圧値をセットポイント値と比較し、セシウムヒータ制御ループと共に説明した方法でon/off信号を生成するDASICによって用いられるパルス幅変調信号を生成する。

レーザサミスタフィードバック信号は、ウォームアップ中にTECを制御するために用いられるのみである。レーザディップがを見つけられると、DSP27は、レーザ電流ループにおいて光検出器信号によって決定されるような実際のレーザ電流とレーザ電流のためのセットポイント値との間の関数として、TECを制御するためにDASIC29によって用いられるPWM信号を生成する。これは、レーザ波長が出力とともに幾分変化することから、クロック安定性を増す固定値にレーザ出力を維持する。

C-フィールドコイル電流は、デジタル制御器25によって与えられるデジタルセットポ

10

20

30

40

50

イント値に調整され、図1に示されるようにD/Aコンバータ45によってアナログ信号に変換される。C-フィールド電流調整器51は次に、レーザ電流制御と共に説明する内部ループに類似のフィードバックループのコイル23のために電流を調整する。

発明の原子周波数標準1のソフトウェアは、実時間での有限状態機械動作として説明することができる。ソフトウェア状態推移線図223が図13に示される。状態は周波数標準の挙動を定義し、図中、円として示される。プログラム論理は1つの状態から他の状態への推移を決定する。推移は状態間の矢印で示される。

初期化状態225は、周波数標準1への電力印加時に入る状態である。この状態において、デジタル制御器25およびその周辺要素が初期化される。初期化状態の最後でタイマ割込みが可能になり、状態は初期状態227に替わる。

初期状態227は、物理パッケージ3内の重要成分の温度制御を確立する。初期状態227の間、レーザ温度制御およびセシウムセル温度制御アルゴリズムが実行される。レーザは、望まれる動作ポイントよりわずかに上の固定電流で駆動される。C-フィールド電流はゼロに設定される。RF周波数シンセサイザ47を駆動するD/A粗および微コンバータ157、159はそれぞれ、最小および中間範囲に設定される。ソフトウェアは、両方の温度制御アルゴリズムがプログラム可能な限度内にあるレーザとセシウムセルの温度誤差を演算した後のみ、レーザディップ発見件状態229へ移る。

レーザディップ発見状態231は、レーザダイオード波長をセシウム吸収ディップにほぼ整調する。レーザディップ発見状態231の間、レーザ温度制御およびセシウムガス温度制御アルゴリズムが実行される。レーザ電流は、粗値から下方に傾斜される。傾斜の間、物理パッケージフォトダイオード電圧は、16ビットA/D63を介してデジタル制御器25によって読み込まれる。ロック最小の検出は、レーザがセシウム吸収ディップにほぼ整調されたことを意味する。ソフトウェアは、レーザ温度制御アルゴリズムがプログラム可能な限度より小さい誤差を演算しなければ、および演算するまでレーザロック動作状態に推移しない。C-フィールド電流、RF出力およびRF周波数ドライバは影響されない。

この状態231の間、デジタル制御器25は、波長制御アルゴリズムおよびマイクロ波ディップ調査アルゴリズム実行の準備に、光検出器差動増幅器の出力をほぼ最小にするアルゴリズムを実行する。

このアルゴリズムは電流を最小値に傾斜させる。最小値に達するまでにディップが検出されなければ、誤差が生じたことになる。本設計において、ディップが発見されなければ、ソフトウェアは、レーザディップ発見状態231に留まる。レーザロック状態233は、レーザ電流と温度を制御することによって、前の状態で発見されたセシウム吸収ディップにレーザ波長を正確に整調する。レーザロック状態233の間、セシウムガス温度制御アルゴリズムが実行される。レーザ温度制御アルゴリズムもまた実行されるが、レーザサミスタフィードバック信号によるよりむしろ、実際のレーザ電流とレーザ電流セットポイントとの差によって駆動される。これは、レーザ出力を固定する傾向がある。C-フィールド電流およびRF周波数ドライバは影響されない。レーザ波長制御アルゴリズムが実行される。マイクロ波ディップ調査アルゴリズムの準備に光検出器差動増幅器12の出力を正確にゼロにするアルゴリズムが実行される。

ソフトウェアは、波長制御アルゴリズムがプログラム可能な限界より小さいレーザ電流誤差を演算し、光検出器差動増幅器が正確にゼロになった後のみ、マイクロ波ディップ発見状態235に移る。これらの条件が両方とも約4分間存在しなければならない。マイクロ波ディップ発見状態235の間、レーザ温度制御、セシウムガス温度制御、およびレーザ波長制御アルゴリズムが実行される。

C-フィールド電流は、プログラム可能な値に設定され、粗RF周波数シンセサイザD/Aコンバータ41は、上方に傾斜されディザ処理される。ディザ誤差は計算され閾値と比べられる。閾値より大きいいかなる誤差もセシウムガス内のRFディップの存在を示している。ソフトウェアは、RFディップを検出するとマイクロ波ロック状態237に移る。

RFディップが発見されないときは、システムはマイクロ波ディップ発見状態235に留

10

20

30

40

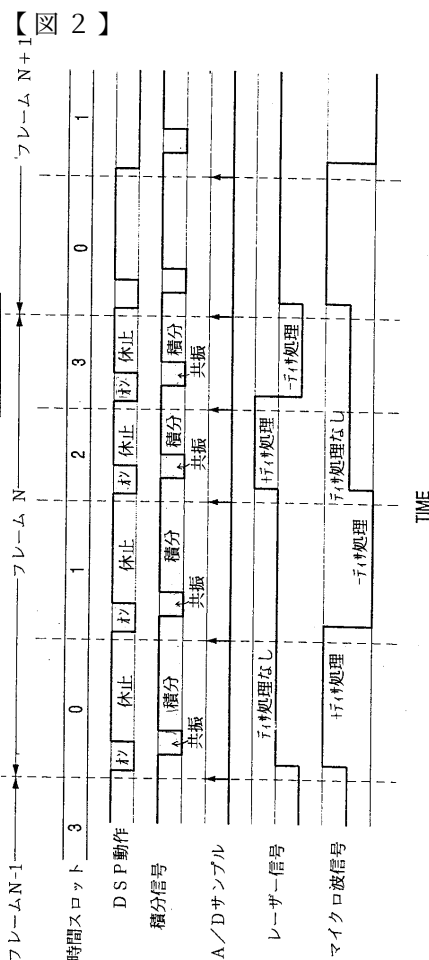
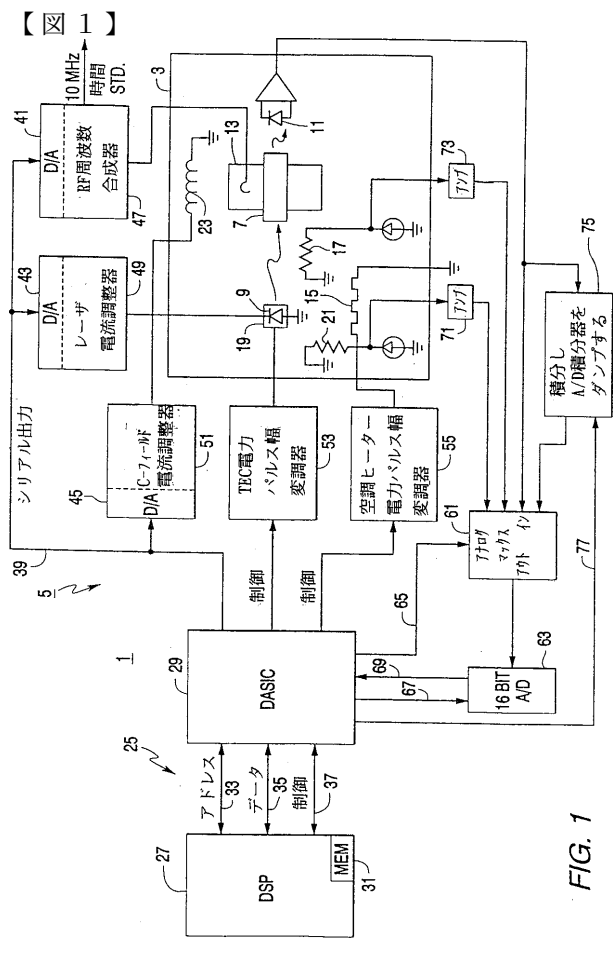
50

まる。

マイクロ波ロック状態 237 は、周波数標準 1 の安定状態動作状態である。マイクロ波ロック状態 237 の間、レーザ温度制御、セシウムガス温度制御、およびレーザ波長制御アルゴリズムが実行される。RF 周波数制御ループが RF 周波数制御 D/A コンバータを用いて実行される。周波数制御ループ中の周波数誤差が所定の閾値を下回ると、ロックインジケータが作動され、周波数標準が完全に動作可能になる。

発明の特定の実施態様が詳細に説明されてきたが、本開示全体の教示にかんがみて、それら詳細に様々な修正や変更が可能であることが当業者には理解できるであろう。したがって、開示された特別な組み合わせは、説明のためだけであって、発明の範囲について何ら制限するものではなく、発明の範囲は付属する請求の範囲の全範囲およびそのいかなる、すべての均等物に及ぶことを意味する。

10



【図 3】

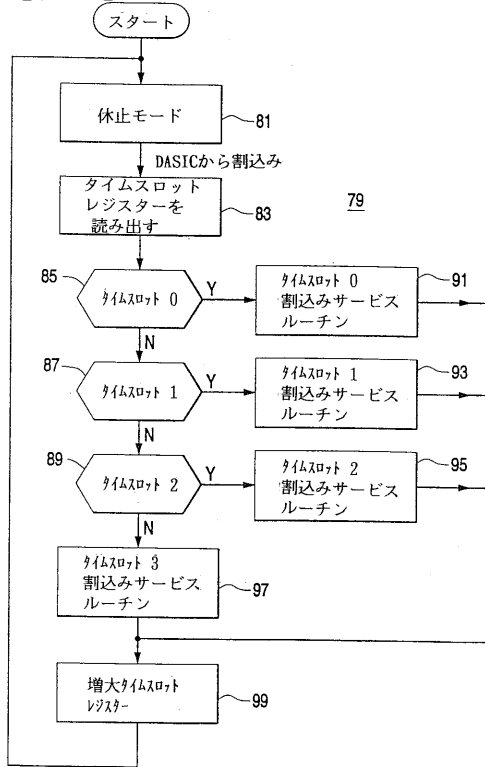


FIG. 3

【図 4】

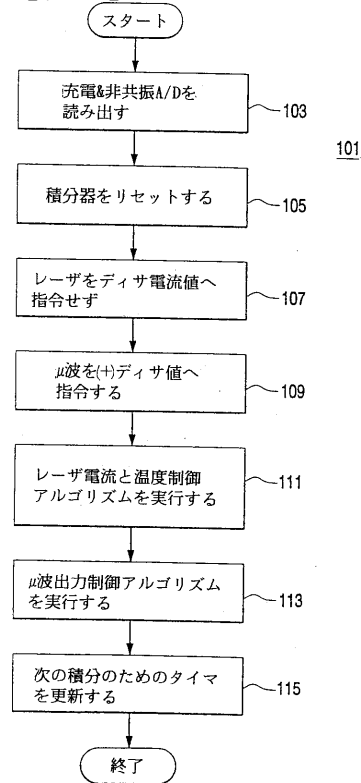


FIG. 4

【図 5】

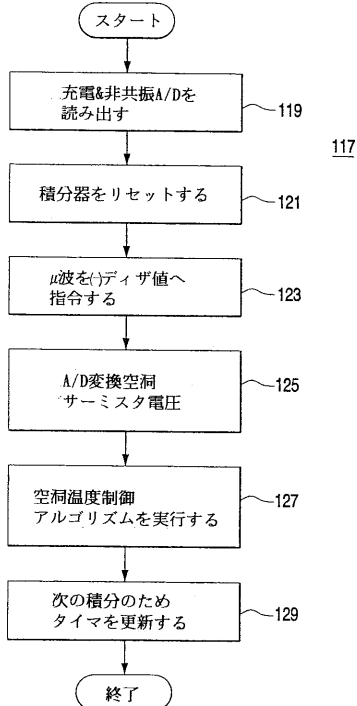


FIG. 5

【図 6】

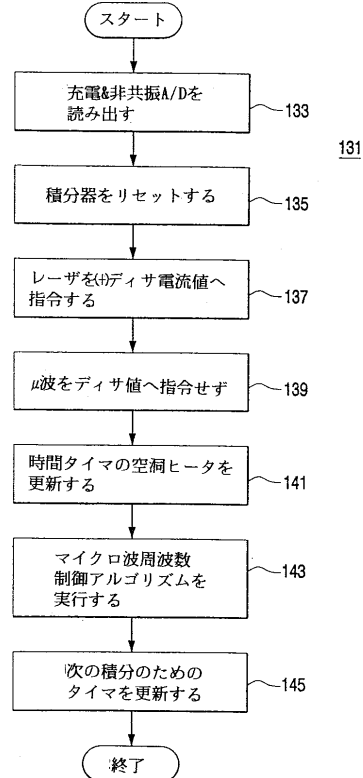


FIG. 6

【図 7】

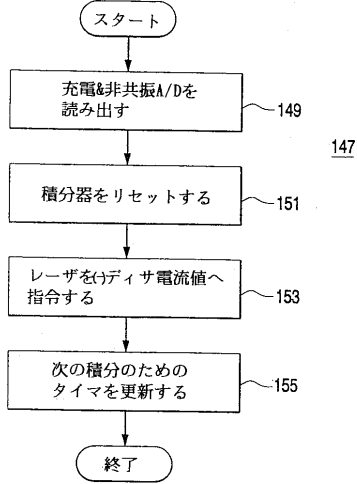


FIG. 7

【図 8】

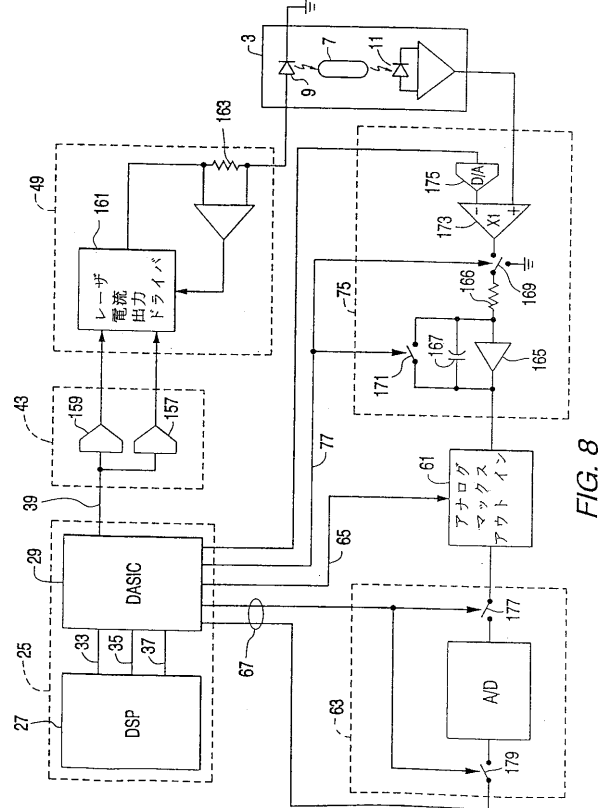


FIG. 8

【図 9】

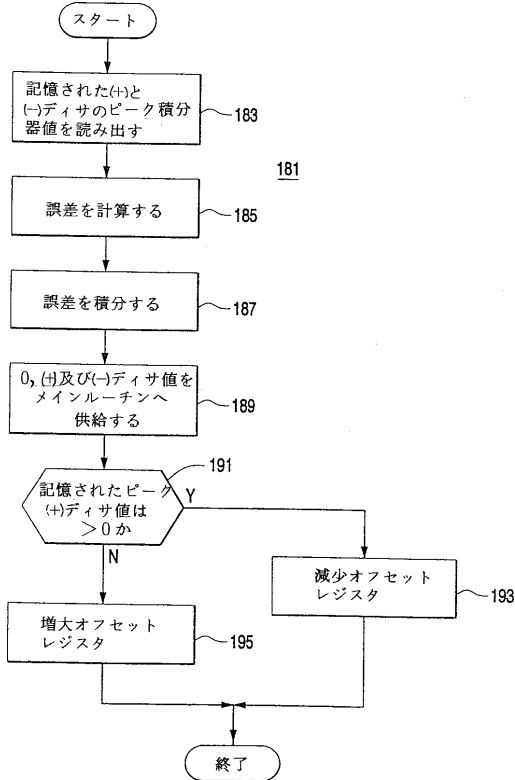


FIG. 9

【図 10】

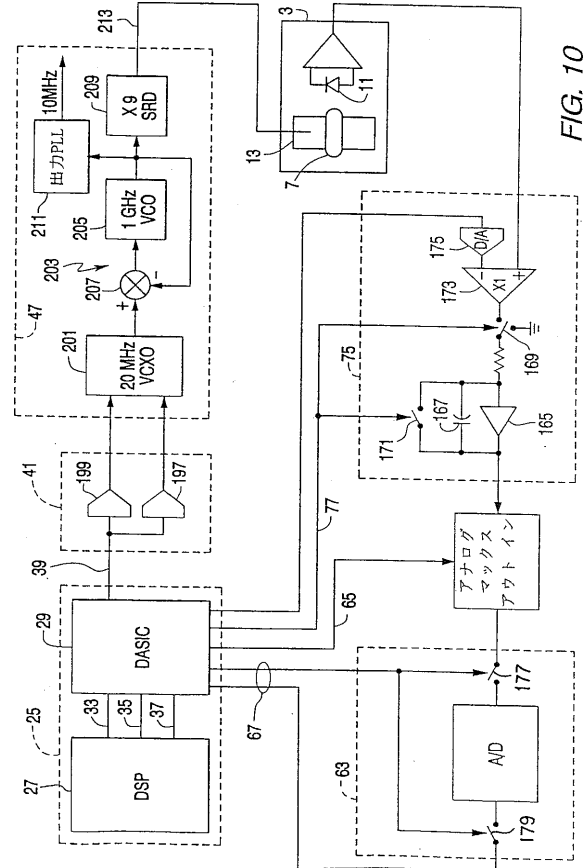
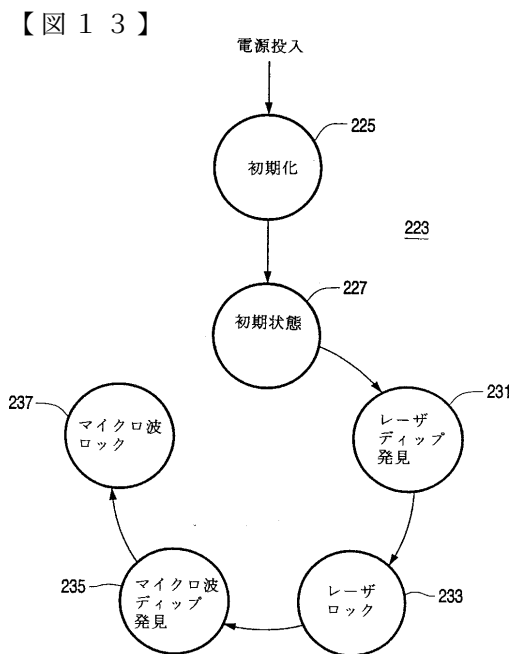
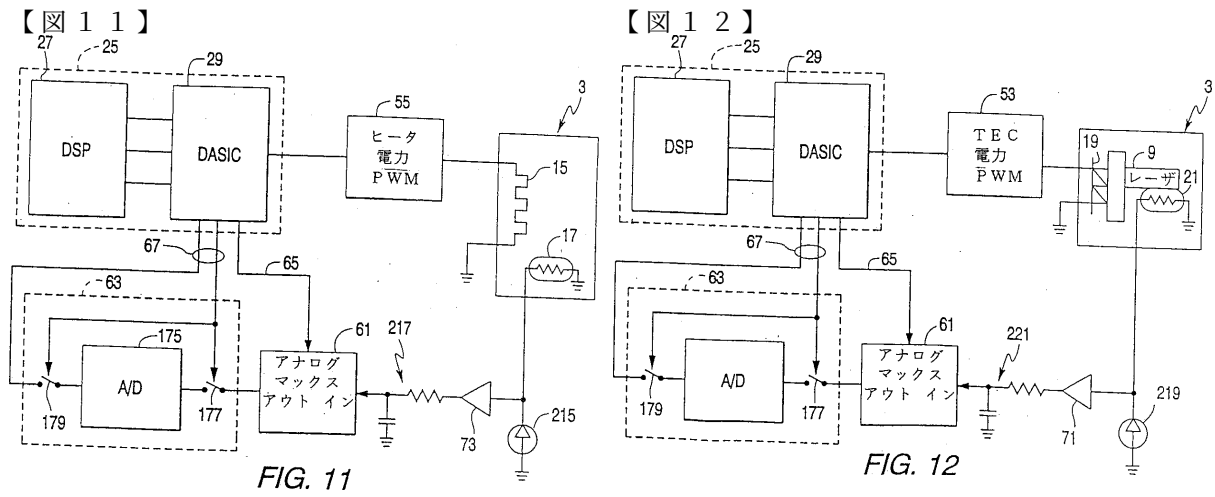


FIG. 10



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平03-078319 (JP, A)
実開平03-090533 (JP, U)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H03L 7/26
G04F 5/14