

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3969590号
(P3969590)

(45) 発行日 平成19年9月5日(2007.9.5)

(24) 登録日 平成19年6月15日(2007.6.15)

(51) Int. Cl.		F I		
H O 2 P	29/00	(2006.01)	H O 2 P	7/00 C
H O 2 P	25/06	(2006.01)	H O 2 P	7/00 I O 1 K
G 1 1 B	7/09	(2006.01)	G 1 1 B	7/09 D

請求項の数 5 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2004-158319 (P2004-158319)	(73) 特許権者	000116024
(22) 出願日	平成16年5月27日(2004.5.27)		ローム株式会社
(65) 公開番号	特開2005-341736 (P2005-341736A)		京都府京都市右京区西院溝崎町2 1 番地
(43) 公開日	平成17年12月8日(2005.12.8)	(74) 代理人	100121337
審査請求日	平成17年3月10日(2005.3.10)		弁理士 藤河 恒生
		(72) 発明者	大久保 利郎
			京都府京都市右京区西院溝崎町2 1 番地
			ローム株式会社内
		審査官	梶本 直樹

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 コイル負荷駆動回路及び光ディスク装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力制御電圧と入力基準電圧との差に応じた P W M パルスをコイル負荷の両端子間に印加することにより、コイル負荷を正又は負方向に駆動するコイル負荷駆動回路であって、

前記入力制御電圧と前記入力基準電圧を入力してその差に応じ、発振器が出力する三角波信号の中心電圧を中心にして増減する第 1 の伝達電圧と、発振器が出力する三角波信号の中心電圧を中心にして第 1 の伝達電圧と逆に増減する第 2 の伝達電圧と、を出力する伝達電圧生成回路と、

第 1 の伝達電圧を前記三角波信号と比較して第 1 の P W M 信号を出力する第 1 の P W M コンパレータと、

第 2 の伝達電圧を前記三角波信号と比較して第 2 の P W M 信号を出力する第 2 の P W M コンパレータと、

第 1 及び第 2 の P W M 信号の排他的論理和信号と第 1 の P W M 信号との論理積信号と、第 1 及び第 2 の P W M 信号の排他的論理和信号と第 2 の P W M 信号との論理積信号とを出力する出力 P W M パルス合成回路と、

前記排他的論理和信号と第 1 の P W M 信号との論理積信号により制御されてコイル負荷の一方の端子に P W M パルスを出力する第 1 の出力バッファと、

前記排他的論理和信号と第 2 の P W M 信号との論理積信号により制御されてコイル負荷の他方の端子に P W M パルスを出力する第 2 の出力バッファと、

を備えてなることを特徴とするコイル負荷駆動回路。

10

20

【請求項 2】

請求項 1 のコイル負荷駆動回路において、

前記伝達電圧生成回路は、前記入力制御電圧と前記入力基準電圧の差に比例して正負両極性の電流を出力する電圧電流変換器と、一端が電圧電流変換器のそれぞれの出力、他端が前記三角波信号の中心電圧に接続された 2 個のバイアス用抵抗と、を備え、

バイアス用抵抗のそれぞれの一端に発生する電圧を第 1 又は第 2 の伝達電圧とすることを特徴とするコイル負荷駆動回路。

【請求項 3】

請求項 1 のコイル負荷駆動回路において、

前記伝達電圧生成回路は、前記入力制御電圧を前記入力基準電圧を基準に反転出力する第 1 の反転アンプと、その出力を更に反転出力する第 2 の反転アンプと、を備え、

前記三角波信号の中心電圧を前記入力基準電圧に一致させ、第 1 の反転アンプの出力を第 1 の伝達電圧、第 2 の反転アンプの出力を第 2 の伝達電圧とすることを特徴とするコイル負荷駆動回路。

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれかのコイル負荷駆動回路において、

PWM パルスのパルス期間でない期間にはモータの両端子に接地電位を出力することを特徴とするコイル負荷駆動回路。

【請求項 5】

請求項 1 乃至 4 のいずれかのコイル負荷駆動回路と、

コイル負荷駆動回路により駆動され、フォーカス調整又はトラッキング調整を行うコイル負荷と、

を備えてなることを特徴とする光ディスク装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、パルス幅変調 (PWM) により正又は負方向にコイル負荷を駆動するコイル負荷駆動回路、及びそれによりフォーカス調整やトラッキング調整などを行う光ディスク装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

この種のコイル負荷駆動回路として、極性信号によりコイル負荷としてのモータの正又は逆の回転方向を制御するとともに、PWM 信号によりモータのトルクを制御するもの (例えば特許文献 1) が知られており、その一例を図 7 に示す。このコイル負荷駆動回路 101 は、外部から入力端子 IN を介して入力制御電圧 V_{IN} 、入力端子 REF を介して入力基準電圧 V_{REF} を入力し、その電圧差に応じた PWM パルスを第 1 の出力端子 OUT1 又は第 2 の出力端子 OUT2 を介してモータ 5 の両端子間に印加することにより、モータ 5 を正転又は逆転方向に駆動する。ここで、モータ 5 は、第 1 の出力端子 OUT1 が第 2 の出力端子 OUT2 に対して正電圧ならば正転方向に、負電圧ならば逆転方向に駆動される。

【0003】

さらに詳しくは、このコイル負荷駆動回路 101 は、入力制御電圧 V_{IN} と入力基準電圧 V_{REF} の差の絶対値に比例する電流を出力する電圧電流変換器 131 と、一端が電圧電流変換器 131 の出力、他端が所定電圧の調整電圧 V_{ADJ} に接続されるバイアス用抵抗 132 と、電圧電流変換器 131 の出力電流をバイアス用抵抗 118 に流すことにより発生する電圧 (伝達電圧 V_{TR}) を非反転入力端子、発振器 (OSC) 113 が出力する三角波信号 TRI を反転入力端子に入力し、それらを比較して PWM 信号 PW を出力する PWM コンパレータ 114 と、入力制御電圧 V_{IN} を非反転入力端子、入力基準電圧 V_{REF} を反転入力端子に入力し、それらを比較してその大小結果、すなわち入力制御電圧 V_{IN} の入力基準電圧 V_{REF} に対する極性を示す極性信号 PO を出力する極性コンパレー

10

20

30

40

50

タ 1 1 5 と、極性信号 $P O$ に従って $P W M$ 信号 $P W$ の出力を 2 つの経路に切り換えるスイッチ 1 1 6 と、 $P W M$ 信号 $P W$ の 2 つの経路にそれぞれ接続されてモータ 5 の両端子に $P W M$ パルスを入力する第 1 及び第 2 の出力バッファ 1 1 1、1 1 2 と、を備える。上記した調整電圧 $V_{A D J}$ は、三角波信号 $T R I$ の下端電圧 $T R I_{L O W}$ よりも低く設定してある。ここで、スイッチ 1 1 6 は、極性信号 $P O$ がローレベルであると $P W M$ 信号 $P W$ を第 2 の出力バッファ 1 1 2 へ、ハイレベルであると $P W M$ 信号 $P W$ を第 1 の出力バッファ 1 1 1 へ出力するよう切り換えるとともに、 $P W M$ 信号 $P W$ を出力しない方には接地電位を出力するようにしている。

【 0 0 0 4 】

このコイル負荷駆動回路 1 0 1 の動作を図 8 の波形図に基づいて説明する。同図は入力制御電圧 $V_{I N}$ を直線的に上昇させた場合に各部に生じる波形を示したものである。(a) は入力制御電圧 $V_{I N}$ 、(b) は伝達電圧 $V_{T R}$ と三角波信号 $T R I$ 、(c) は $P W M$ 信号 $P W$ 、(d) は極性信号 $P O$ 、(e) は第 1 の出力端子 $O U T 1$ の $P W M$ パルス、(f) は第 2 の出力端子 $O U T 2$ の $P W M$ パルスを示している。この波形図から明らかなように、入力制御電圧 $V_{I N}$ と入力基準電圧 $V_{R E F}$ の差が大きい程伝達電圧 $V_{T R}$ は高く、 $P W M$ 信号 $P W$ のパルス幅（すなわちハイレベル期間）は大きい。入力制御電圧 $V_{I N}$ が入力基準電圧 $V_{R E F}$ よりも低い場合、入力制御電圧 $V_{I N}$ が上昇すると、伝達電圧 $V_{T R}$ は下降して $P W M$ 信号 $P W$ のパルス幅は徐々に小さくなる。その $P W M$ 信号 $P W$ は、極性信号 $P O$ がローレベルであるから、第 2 の出力バッファ 1 1 2 から $P W M$ パルスとして出力される。このとき、第 1 の出力バッファ 1 1 1 は接地電位に固定される。入力制御電圧 $V_{I N}$ が入力基準電圧 $V_{R E F}$ よりも高い場合、入力制御電圧 $V_{I N}$ が上昇すると、伝達電圧 $V_{T R}$ は上昇して $P W M$ 信号 $P W$ のパルス幅は徐々に大きくなる。その $P W M$ 信号 $P W$ は、極性信号 $P O$ がハイレベルであるから、第 1 の出力バッファ 1 1 1 から $P W M$ パルスとして出力される。このとき、第 2 の出力バッファ 1 1 2 は接地電位に固定される。

【 0 0 0 5 】

このように、コイル負荷駆動回路 1 0 1 は、入力制御電圧 $V_{I N}$ と入力基準電圧 $V_{R E F}$ の差に応じたパルス幅の $P W M$ パルスを第 1 の出力バッファ 1 1 1 又は第 2 の出力バッファ 1 1 2 から出力することで、モータ 5 を駆動するトルクを制御する。また、入力制御電圧 $V_{I N}$ の入力基準電圧 $V_{R E F}$ に対する極性に応じて $P W M$ パルスを入力する第 1 の出力バッファ 1 1 1 又は第 2 の出力バッファ 1 1 2 を切り換えることで、モータ 5 の正又は逆の回転方向を制御する。

【 0 0 0 6 】

ここで、調整電圧 $V_{A D J}$ は、前述のように、三角波信号 $T R I$ の下端電圧 $T R I_{L O W}$ よりも低く設定されているので、三角波信号 $T R I$ の下端電圧 $T R I_{L O W}$ と伝達電圧 $V_{T R}$ の最低電圧との間に不感帯ができる。この不感帯では、入力制御電圧 $V_{I N}$ と入力基準電圧 $V_{R E F}$ の差の絶対値が所定値以内では第 1 及び第 2 の出力バッファ 1 1 1、1 1 2 から $P W M$ パルスが出力されない。図 9 (a) は入力制御電圧 $V_{I N}$ と入力基準電圧 $V_{R E F}$ の差（横軸の $I N P U T$ ）に対する伝達電圧 $V_{T R}$ 及び三角波信号 $T R I$ の上端電圧 $T R I_{H I G H}$ ・下端電圧 $T R I_{L O W}$ の関係を示した特性図であり、図 9 (b) は入力制御電圧 $V_{I N}$ と入力基準電圧 $V_{R E F}$ の差（横軸の $I N P U T$ ）に対するモータ 5 の両端子間の $D C$ 電圧（平均電圧）（縦軸の $O U T P U T$ ）の関係を示した入出力の特性図である。図 9 (b) に示すように、コイル負荷駆動回路 1 0 1 はこの不感帯を設けることにより入出力特性の単調性を維持している。今仮に、不感帯を設けない場合、すなわち、三角波信号 $T R I$ の下端電圧 $T R I_{L O W}$ と伝達電圧 $V_{T R}$ の最低電圧とを一致させた場合を想定すると、その特性図は図 1 0 (a)、(b) に示すものとなる。一般に、入力する 2 個の電圧を比較して出力するような増幅器、コンパレータ及び電圧電流変換器などは多少の入力オフセット電圧を持つが、コイル負荷駆動回路 1 0 1 において電圧電流変換器 1 3 1 と極性コンパレータ 1 1 5 の入力オフセット電圧が相対的にずれると、図 1 0 (b) に示すように、入力制御電圧 $V_{I N}$ と入力基準電圧 $V_{R E F}$ の差が 0 付近で、極性コ

10

20

30

40

50

ンパレータ 115 が誤反転して入出力特性の単調性が崩れる場合がある。このため、調整電圧 V_{ADJ} を三角波信号 TRI の下端電圧 TRI_{LOW} より入力オフセット電圧分以上に低く設定して不感帯が設けられているのである。

【0007】

このように、不感帯が設けられたコイル負荷駆動回路 101 は、図 9 (b) に示すように、入出力特性の単調性は維持されている。しかしながら、入力制御電圧 V_{IN} と入力基準電圧 V_{REF} の差の小さい部分では線形性 (リニアリティ) が保たれていない。これを改善するコイル負荷駆動回路として以下のようにすることが考えられる。

【0008】

このコイル負荷駆動回路 201 は、図 11 に示すように、入力制御電圧 V_{IN} を反転入力端子、入力基準電圧 V_{REF} を非反転入力端子に入力し、それらの差に比例して正負両極性の電流を出力する電圧電流変換器 231 と、一端が電圧電流変換器 231 のそれぞれの出力、他端が発振器 (OSC) 213 が出力する三角波信号 TRI の中心電圧 V_{CEN} に接続された 2 個のバイアス用抵抗 232、233 と、電圧電流変換器 231 の正極性の出力電流をバイアス用抵抗 232 に流すことにより発生する電圧 (第 1 の伝達電圧 V_{TR1}) を反転入力端子、三角波信号 TRI を非反転入力端子に入力し、それらを比較して第 1 の PWM 信号 $PW1$ を出力して後述の第 1 の出力バッファ 211 を制御する第 1 の PWM コンパレータ 214 と、電圧電流変換器 231 の負極性の出力電流をバイアス用抵抗 233 に流すことにより発生する電圧 (第 2 の伝達電圧 V_{TR2}) を反転入力端子、三角波信号 TRI を非反転入力端子に入力し、それらを比較して第 2 の PWM 信号 $PW2$ を出力して後述の第 2 の出力バッファ 212 を制御する第 2 の PWM コンパレータ 215 と、第 1 の PWM コンパレータ 214 の後段に接続されモータ 5 の一方の端子に PWM パルスを出力する第 1 出力バッファ 211 と、第 2 の PWM コンパレータ 215 の後段に接続されモータ 5 の他方の端子に PWM パルスを出力する第 2 の出力バッファ 212 と、を備える。

【0009】

このコイル負荷駆動回路 201 の動作を図 12 の波形図に基づいて説明する。同図は入力制御電圧 V_{IN} を直線的に上昇させた場合に各部に生じる波形を示したものである。(a) は入力制御電圧 V_{IN} 、(b) は第 1 及び第 2 の伝達電圧 V_{TR1} 、 V_{TR2} と三角波信号 TRI 、(c) は第 1 の出力端子 $OUT1$ の PWM パルス (すなわち第 1 の PWM 信号 $PW1$)、(d) は第 2 の出力端子 $OUT2$ の PWM パルス (すなわち第 2 の PWM 信号 $PW2$) を示している。この波形図から明らかなように、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも低くその差が大きい場合、第 1 の伝達電圧 V_{TR1} は高く、第 1 の PWM 信号 $PW1$ のパルス幅 (すなわちハイレベル期間) は小さい。一方、第 2 の伝達電圧 V_{TR2} は低く、第 2 の PWM 信号 $PW2$ のパルス幅 (すなわちハイレベル期間) は大きい。入力制御電圧 V_{IN} が上昇していくと、第 1 の伝達電圧 V_{TR1} は下降して第 1 の PWM 信号 $PW1$ のパルス幅は徐々に大きくなり、第 2 の伝達電圧 V_{TR2} は上昇して第 2 の PWM 信号 $PW2$ のパルス幅は徐々に小さくなる。これらの第 1 及び第 2 の PWM 信号 $PW1$ 、 $PW2$ はそれぞれ第 1 及び第 2 の出力バッファ 211、212 からモータ 5 を PWM 駆動するための PWM パルスとして出力される。従って、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも低い場合、第 2 の PWM 信号 $PW2$ のパルス幅 (すなわちハイレベル期間) は第 1 の PWM 信号 $PW1$ よりも大きいため、モータ 5 の両端子間には負電圧が印加される期間ができるのでモータ 5 は逆方向に回転し、入力制御電圧 V_{IN} が上昇するに従い負電圧が印加される期間が短くなるのでモータ 5 のトルクは小さくなる。入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも高い場合、第 1 の PWM 信号 $PW1$ のパルス幅は第 2 の PWM 信号 $PW2$ よりも大きいため、モータ 5 の両端子間には正電圧が印加される期間ができるのでモータ 5 は正方向に回転し、入力制御電圧 V_{IN} が上昇するに従い正電圧が印加される期間が長くなるのでモータ 5 のトルクは大きくなる。

【0010】

このように、このコイル負荷駆動回路 201 は、入力制御電圧 V_{IN} と入力基準電圧 V

V_{REF} との差に従い、単調性及び線形性を保って増減する第1の伝達電圧 V_{TR1} に対応する第1のPWM信号PW1と単調性及び線形性を保って増減する第2の伝達電圧 V_{TR2} に対応する第2のPWM信号PW2とがモータ5を駆動するPWMパルスとして第1及び第2の出力バッファ211、212から出力される。このコイル負荷駆動回路201は、コイル負荷駆動回路101の極性コンパレータ115のように極性を判定するものを用いていないので、入力制御電圧 V_{IN} と入力基準電圧 V_{REF} が等しくなる付近で単調性又は線形性が崩れることはなく、図13(a)、(b)の特性図に示すような入出力の特性を得ることができる。

【0011】

【特許文献1】特開2003-164194号公報

10

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

ところで、一般に、PWMパルスを用いた装置では、そのスイッチングにより発生する輻射ノイズが多いため、他の信号へのクロストーク等の影響などが問題となる。従って、輻射ノイズを多く発生させる発生源では、できるだけ輻射ノイズを減少させるよう対策が取られるべきである。コイル負荷駆動回路においては、モータなどのコイル負荷を駆動してPWMパルスを出力する出力バッファは電流出力能力が大きく、輻射ノイズの主な発生源となっている。

【0013】

20

上記した入力制御電圧 V_{IN} と入力基準電圧 V_{REF} の差の小さい部分での線形性(リニアリティ)をも確保するものとして考えられるコイル負荷駆動回路201は、確かに単調性及び線形性を維持した入出力の特性を得ることができるものの、モータの両端子のPWMパルスを出力する出力バッファが共に常時スイッチングするため、コイル負荷駆動回路101に比べ輻射ノイズが多くなる。特に、モータが静止している状態では、コイル負荷駆動回路101はPWMパルスを出しませんが、コイル負荷駆動回路201はモータの両端子にデューティ50%のPWMパルスを出し続ける。光ディスク装置のフォーカス調整やトラッキング調整などに用いられる場合、通常の状態はモータが静止している状態であり、この場合でも、常に出力バッファのスイッチングにより輻射ノイズが発生することになって望ましいものではない。

30

【0014】

なお、図14に光ディスク装置の一例を示す。この光ディスク装置において、サーボ回路501に含まれるフォーカス調整用コイル負荷駆動回路511とトラッキング調整用コイル負荷駆動回路512が、光ピックアップ502に含まれるフォーカス調整用コイル負荷513とトラッキング調整用コイル負荷514を駆動する。

【0015】

本発明は、係る事由に鑑みてなされたものであり、その目的は、単調性及び線形性を維持した入出力の特性を得ることができると共にコイル負荷としてのモータなどが静止している場合に輻射ノイズの発生を抑制することができるコイル負荷駆動回路を提供することにある。

40

【課題を解決するための手段】

【0016】

上記目的を達成するために、請求項1に記載のコイル負荷駆動回路は、入力制御電圧と入力基準電圧との差に応じたPWMパルスをコイル負荷の両端子間に印加することにより、コイル負荷を正又は負方向に駆動するコイル負荷駆動回路であって、前記入力制御電圧と前記入力基準電圧を入力してその差に応じ、発振器が出力する三角波信号の中心電圧を中心にして増減する第1の伝達電圧と、発振器が出力する三角波信号の中心電圧を中心にして第1の伝達電圧と逆に増減する第2の伝達電圧と、を出力する伝達電圧生成回路と、第1の伝達電圧を前記三角波信号と比較して第1のPWM信号を出力する第1のPWMコンパレータと、第2の伝達電圧を前記三角波信号と比較して第2のPWM信号を出力する

50

第2のPWMコンパレータと、第1及び第2のPWM信号の排他的論理和信号と第1のPWM信号との論理積信号と、第1及び第2のPWM信号の排他的論理和信号と第2のPWM信号との論理積信号とを出力する出力PWMパルス合成回路と、前記排他的論理和信号と第1のPWM信号との論理積信号により制御されてコイル負荷の一方の端子にPWMパルスを入力する第1の出力バッファと、前記排他的論理和信号と第2のPWM信号との論理積信号により制御されてコイル負荷の他方の端子にPWMパルスを入力する第2の出力バッファと、を備えてなることを特徴とする。

【0017】

請求項2に記載のコイル負荷駆動回路は、請求項1のコイル負荷駆動回路において、前記伝達電圧生成回路は、前記入力制御電圧と前記入力基準電圧の差に比例して正負両極性の電流を出力する電圧電流変換器と、一端が電圧電流変換器のそれぞれの出力、他端が前記三角波信号の中心電圧に接続された2個のバイアス用抵抗と、を備え、バイアス用抵抗のそれぞれの一端に発生する電圧を第1又は第2の伝達電圧とすることを特徴とする。

10

【0018】

請求項3に記載のコイル負荷駆動回路は、請求項1のコイル負荷駆動回路において、前記伝達電圧生成回路は、前記入力制御電圧を前記入力基準電圧を基準に反転出力する第1の反転アンプと、その出力を更に反転出力する第2の反転アンプと、を備え、前記三角波信号の中心電圧を前記入力基準電圧に一致させ、第1の反転アンプの出力を第1の伝達電圧、第2の反転アンプの出力を第2の伝達電圧とすることを特徴とする。

【0019】

20

請求項4に記載のコイル負荷駆動回路は、請求項1乃至3のいずれかのコイル負荷駆動回路において、PWMパルスのパルス期間でない期間にはモータの両端子に接地電位を出力することを特徴とする。

【0020】

請求項5に記載の光ディスク装置は、請求項1乃至4のいずれかのコイル負荷駆動回路と、コイル負荷駆動回路により駆動され、フォーカス調整又はトラッキング調整を行うコイル負荷と、を備えてなることを特徴とする。

【発明の効果】

【0021】

本発明のコイル負荷駆動回路は、出力PWMパルス合成回路により第1及び第2のPWM信号の排他的論理和信号をPWMパルスとしてコイル負荷の一方又は他方のいずれかの端子にだけ出力するので、単調性及び線形性を維持した入出力の特性を得ることができると共にコイル負荷としてのモータなどが静止している場合に輻射ノイズの発生を抑制することができる。また、このコイル負荷駆動回路を用いた光ディスク装置は、輻射ノイズが抑制されているので、安定した動作を行うことができる。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

以下、本願発明を実施するための最良の形態であるコイル負荷駆動回路を説明する。このコイル負荷駆動回路1は、図1に示すように、外部から入力端子INを介して入力制御電圧 V_{IN} 、入力端子REFを介して入力基準電圧 V_{REF} を入力し、その電圧差に応じたPWMパルスを第1の出力端子OUT1又は第2の出力端子OUT2を介してコイル負荷としてのモータ5の両端子間に印加することにより、モータ5を正又は負方向に、すなわち正転又は逆転方向に駆動する。ここで、モータ5は、第1の出力端子OUT1が第2の出力端子OUT2に対して正電圧ならば正転方向に、負電圧ならば逆転方向に駆動される。なお、本実施形態では回転するモータをコイル負荷として説明しているが、コイル負荷はこれに限定されず直線又は曲線運動をするもの（アクチュエータ等）でも構わない。

40

【0023】

さらに詳しくは、コイル負荷駆動回路1は、入力制御電圧 V_{IN} と入力基準電圧 V_{REF} を入力してその差に応じ、発振器（OSC）13が出力する三角波信号TRIの中心電圧 V_{CEN} を中心にして増減する第1の伝達電圧 V_{TR1} と、三角波信号TRIの中心電

50

圧 V_{CEN} を中心にして第 1 の伝達電圧 V_{TR1} と逆に増減する第 2 の伝達電圧 V_{TR2} とを出力する伝達電圧生成回路 17 と、第 1 の伝達電圧 V_{TR1} を反転入力端子、三角波信号 TRI を非反転入力端子に入力し、それらと比較して第 1 の PWM 信号 $PW1$ を出力する第 1 の PWM コンパレータ 14 と、第 2 の伝達電圧 V_{TR2} を反転入力端子、三角波信号 TRI を非反転入力端子に入力し、それらと比較して第 2 の PWM 信号 $PW2$ を出力する第 2 の PWM コンパレータ 15 と、第 1 及び第 2 の PWM 信号 $PW1$ 、 $PW2$ の排他的論理和 (Exclusive OR) 信号 EX と第 1 の PWM 信号 $PW1$ との論理積 (AND) 信号と、第 1 及び第 2 の PWM 信号 $PW1$ 、 $PW2$ の排他的論理和信号 EX と第 2 の PWM 信号 $PW2$ との論理積信号とを出力する出力 PWM パルス合成回路 16 と、排他的論理和信号 EX と第 1 の PWM 信号 $PW1$ との論理積信号により制御されてモータ 5 の一方の端子に PWM パルスを出力する第 1 出力バッファ 11 と、排他的論理和信号 EX と第 2 の PWM 信号 $PW2$ との論理積信号により制御されてモータ 5 の他方の端子に PWM パルスを出力する第 2 の出力バッファ 12 と、を備える。

10

【0024】

伝達電圧生成回路 17 は、入力制御電圧 V_{IN} を反転入力端子、入力基準電圧 V_{REF} を非反転入力端子に入力し、その電圧差に比例して正負両極性の電流を出力する電圧電流変換器 31 と、一端が電圧電流変換器 31 の正極性の電流を出力する端子、他端が三角波信号 TRI の中心電圧 V_{CEN} に接続されるバイアス用抵抗 32 と、一端が電圧電流変換器 31 の負極性の電流を出力する端子、他端が三角波信号 TRI の中心電圧 V_{CEN} に接続されるバイアス用抵抗 33 と、から構成される。そして、電圧電流変換器 31 の正極性の出力電流をバイアス用抵抗 32 に流すことによりその一端に発生する電圧が第 1 の伝達電圧 V_{TR1} となり、電圧電流変換器 31 の負極性の出力電流をバイアス用抵抗 33 に流すことによりその一端に発生する電圧が第 2 の伝達電圧 V_{TR2} となる。また、電圧電流変換器 31 は、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも低いと、バイアス用抵抗 32 に発生する電圧 (第 1 の伝達電圧 V_{TR1}) が中心電圧 V_{CEN} を基準に正になるように正極性の電流を、バイアス用抵抗 33 に発生する電圧 (第 2 の伝達電圧 V_{TR2}) が中心電圧 V_{CEN} を基準に負になるように負極性の電流を出力する。逆に、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも高いと、バイアス用抵抗 32 に発生する電圧 (第 1 の伝達電圧 V_{TR1}) が中心電圧 V_{CEN} を基準に負になるように正極性の電流を、バイアス用抵抗 33 に発生する電圧 (第 2 の伝達電圧 V_{TR2}) が中心電圧 V_{CEN} を基準

20

30

【0025】

出力 PWM パルス合成回路 16 は、第 1 及び第 2 の PWM 信号 $PW1$ 、 $PW2$ の排他的論理和 (Exclusive OR) 信号 EX を出力する EOR 回路 21 と、排他的論理和信号 EX と第 1 の PWM 信号 $PW1$ との論理積信号を出力する AND 回路 22 と、排他的論理和信号 EX と第 2 の PWM 信号 $PW2$ との論理積信号を出力する AND 回路 23 と、から構成される。従って、AND 回路 22 が出力する論理積信号は第 1 の出力バッファ 11 に入力され、AND 回路 23 が出力する論理積信号は第 2 の出力バッファ 12 に入力される。

【0026】

このコイル負荷駆動回路 1 の動作を図 2 の波形図に基づいて説明する。同図は入力制御電圧 V_{IN} を直線的に上昇させた場合に各部に生じる波形を示したものである。(a) は入力制御電圧 V_{IN} 、(b) は第 1 及び第 2 の伝達電圧 V_{TR1} 、 V_{TR2} と三角波信号 TRI 、(c) は第 1 の PWM 信号 $PW1$ 、(d) は第 2 の PWM 信号 $PW2$ 、(e) は排他的論理和信号 EX 、(f) は第 1 の出力端子 $OUT1$ の PWM パルス、(g) は第 2 の出力端子 $OUT2$ の PWM パルスを示している。この波形図から明らかなように、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも低くその差が大きい場合、第 1 の伝達電圧 V_{TR1} は高く、第 1 の PWM 信号 $PW1$ のパルス幅 (すなわちハイレベル期間) は小さい。一方、第 2 の伝達電圧 V_{TR2} は低く、第 2 の PWM 信号 $PW2$ のパルス幅 (すなわちハイレベル期間) は大きい。入力制御電圧 V_{IN} が上昇していくと、第 1 の伝達電圧 V_{TR1} は下降して第 1 の PWM 信号 $PW1$ のパルス幅は徐々に大きくなり、第 2 の伝達電

40

50

圧 V_{TR2} は上昇して第2のPWM信号PW2のパルス幅は徐々に小さくなる。

【0027】

排他的論理和信号EXは、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも低い場合、入力制御電圧 V_{IN} が上昇するに従いパルス幅は徐々に小さくなる。入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} に等しくなったとき、第1及び第2のPWM信号PW1、PW2のパルス幅は共にデューティ比50%となって一致するので、そのパルス幅は0になる。そして、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも高い場合、入力制御電圧 V_{IN} が上昇するに従いパルス幅は徐々に大きくなる。

【0028】

また、第1及び第2の出力端子OUT1、OUT2には、第1及び第2のPWM信号PW1、PW2のうちパルス幅が大きい側にだけPWMパルスが出力される。すなわち、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも低い場合は、第2の出力端子OUT2からPWMパルスが出力され、かつ第1の出力端子OUT1はPWMパルスが出力されないで接地電位に固定される。このとき、モータ5は逆方向に回転する。入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも高い場合は、第1の出力端子OUT1からPWMパルスが出力され、かつ第2の出力端子OUT2は接地電位に固定される。このとき、モータ5は正方向に回転する。そして、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} に等しいときは、第1及び第2の出力端子OUT1、OUT2は共に接地電位に固定され、モータ5は静止する。なお、入力制御電圧 V_{IN} と入力基準電圧 V_{REF} の差が大きくなるに従って、第1の出力端子OUT1又は第2の出力端子OUT2から出力されるPWMパルスのパルス幅が大きくなりモータ5を駆動するトルクは大きくなる。

【0029】

このように、このコイル負荷駆動回路1は、入力制御電圧 V_{IN} と入力基準電圧 V_{REF} との差に従い、単調性及び線形性を維持して増減する第1の伝達電圧 V_{TR1} に対応する第1のPWM信号PW1と、単調性及び線形性を維持して増減する第2の伝達電圧 V_{TR2} に対応する第2のPWM信号PW2と、の排他的論理和、すなわち差の絶対値がPWMパルスとしてモータ5の一方又は他方のいずれかの端子にだけ出力される。このコイル負荷駆動回路1は、入力制御電圧 V_{IN} と入力基準電圧 V_{REF} が等しくなる付近で単調性又は線形性が崩れることはなく、コイル負荷駆動回路201と同様に、図13(a)、(b)の特性図に示すような入出力の特性を得ることができるうえに、入力制御電圧 V_{IN} と入力基準電圧 V_{REF} が等しい、すなわちモータ5が静止している状態では、第1及び第2の出力端子OUT1、OUT2は共に接地電位に固定され、PWMパルスを出力しないので、第1及び第2の出力バッファ11、12のスイッチングにより発生する輻射ノイズを抑制することが可能になる。

【0030】

次に、本発明の別の実施形態であるコイル負荷駆動回路を説明する。このコイル負荷駆動回路2は、図3の回路図に示すように、コイル負荷駆動回路1における伝達電圧生成回路17を伝達電圧生成回路27に換え、また、三角波信号TRIの中心電圧 V_{CEN} を入力基準電圧 V_{REF} に一致させたものである。この伝達電圧生成回路27は、入力端子INの入力制御電圧 V_{IN} を入力端子REFの入力基準電圧 V_{REF} を基準に反転出力する第1の反転アンプ33とその出力を更に反転出力する第2の反転アンプ34とを備える。そして、第1の反転アンプ33の出力が第1の伝達電圧 V_{TR1} 、第2の反転アンプ34の出力が第2の伝達電圧 V_{TR2} となる。コイル負荷駆動回路2の動作は前述の図2と同様の波形となる。このコイル負荷駆動回路2は、中心電圧 V_{CEN} を入力基準電圧 V_{REF} に一致させて三角波信号TRIを発生させる必要があるが、電圧電流変換器に比べて回路規模の小さな2個の反転アンプ33、34を用いているので全体の回路規模の縮小を図ることができる。

【0031】

なお、以上説明したコイル負荷駆動回路1及び2は、第1の出力端子OUT1又は第2の出力端子OUT2から出力されるPWMパルスのパルス期間(ハイレベル期間)にモータ5

タ5の両端子間に電圧が印加され、その電圧の方向に電流が流れる。パルス期間でない期間（ローレベル期間）にはモータ5の両端子は接地電位に固定されているのでモータ5の両端子間には電圧は印加されないが、この期間にはモータ5の誘導性の性質によって電流が流れ続けようとするため、いわゆる回生電流が流れる。図4に示すように、第1及び第2の出力バッファ11、12の電源電圧 V_{CC} 側の出力トランジスタ11a、12aがP型MOSトランジスタ、接地電位側の出力トランジスタ11b、12bがN型MOSトランジスタである場合、第1の出力端子OUT1からPWMパルスが出力されているとき、パルス期間でない期間（ローレベル期間）には第1の出力バッファ11の出力トランジスタ11bからモータ5を通して第2の出力バッファ12の出力トランジスタ12bに回生電流 I_1 が流れる。一般に、N型MOSトランジスタはP型MOSトランジスタよりもオン抵抗は小さいので、N型MOSトランジスタに回生電流を流すようにするとP型MOSトランジスタの場合よりも電力消費は少なくなる。従って、コイル負荷駆動回路1及び2は、N型MOSトランジスタとP型MOSトランジスタの両方に回生電流が流れる場合がある上記コイル負荷駆動回路201に比べると、電力消費の面でも有利になる。N型MOSトランジスタをNPN型バイポーラトランジスタ、P型MOSトランジスタをPNP型バイポーラトランジスタに置き換えた構成である場合も同様である。

10

【0032】

よって、コイル負荷駆動回路1及び2のように、第1の出力端子OUT1又は第2の出力端子OUT2からの出力のうち固定される電位は接地電位とするのが望ましいが、これを電源電圧 V_{CC} とするように変形することも可能である。以下、本発明の更に別の実施形態としてこれを説明する。図5の回路図に示すコイル負荷駆動回路3は、コイル負荷駆動回路1における第1及び第2のPWMコンパレータ14、15の入力端子の極性を互いに換え、出力PWMパルス合成回路16をAND回路22、23の出力を反転するインバータ31、32を追加した出力PWMパルス合成回路26に換えたものである。このコイル負荷駆動回路3では、図6の波形図に示すように、第1の出力端子OUT1から出力されるPWMパルスのパルス幅は、入力制御電圧 V_{IN} を直線的に上昇させると徐々に大きくなり、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} に等しいかそれよりも高いと電源電圧 V_{CC} に固定される。一方、第2の出力端子OUT2から出力されるPWMパルスのパルス幅は、入力制御電圧 V_{IN} を直線的に上昇させた場合、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも低いと等しいと電源電圧 V_{CC} に固定され、入力制御電圧 V_{IN} が入力基準電圧 V_{REF} よりも高いところで徐々に小さくなる。コイル負荷駆動回路3は、コイル負荷駆動回路1と同様に、モータ5が静止している状態で第1及び第2の出力バッファ11、12のスイッチングにより発生する輻射ノイズを抑制することが可能になる。また、コイル負荷駆動回路2も同様にして変形することができる。

20

30

【0033】

このように、以上説明した本発明の実施形態であるコイル負荷駆動回路は輻射ノイズの発生を抑制することが可能となる。また、このコイル負荷駆動回路と、それにより駆動され、フォーカス調整やトラッキング調整などを行うコイル負荷と、を備える光ディスク装置は、輻射ノイズが抑制されているので、安定した動作を行うことができる。

【0034】

なお、本発明は、実施形態に記載したものに限られることなく、特許請求の範囲に記載した事項の範囲内でのさまざまな設計変更が可能である。例えば、コイル負荷駆動回路1の電圧電流変換器17と第1及び第2のPWMコンパレータ14、15の入力端子の極性を同時に換えても同様の動作が可能である。また、出力PWMパルス合成回路16（又は26）は、同様の出力を合成するのに様々な論理回路構成が可能であるのは勿論である。

40

【図面の簡単な説明】

【0035】

【図1】本発明の実施形態に係るコイル負荷駆動回路の回路図。

【図2】同上の各部に生じる波形を示した波形図。

【図3】本発明の別の実施形態に係るコイル負荷駆動回路の回路図。

50

【図４】モータに流れる回生電流を説明する説明図。

【図５】本発明の更に別の実施形態に係るコイル負荷駆動回路の回路図。

【図６】同上の各部に生じる波形を示した波形図。

【図７】従来のコイル負荷駆動回路の回路図。

【図８】同上の各部に生じる波形を示した波形図。

【図９】同上の特性を示すもので、（ａ）は伝達電圧の特性図。（ｂ）はモータの両端子間のＤＣ電圧を示した入出力の特性図。

【図１０】同上の特性と比較する特性を示すもので、（ａ）は伝達電圧の特性図。（ｂ）はモータの両端子間のＤＣ電圧を示した入出力の特性図。

【図１１】従来の課題を改善するべく考えられるコイル負荷駆動回路の回路図。

10

【図１２】同上の各部に生じる波形を示した波形図。

【図１３】同上の特性を示すもので、（ａ）は第１及び第２の伝達電圧の特性図。（ｂ）はモータの両端子間のＤＣ電圧を示した入出力の特性図。

【図１４】光ディスク装置のブロック図。

【符号の説明】

【００３６】

１、２、３ コイル負荷駆動回路

５ モータ

１１ 第１の出力バッファ

１２ 第２の出力バッファ

20

１３ 発振器

１４ 第１のＰＷＭコンパレータ

１５ 第２のＰＷＭコンパレータ

１６ 出力ＰＷＭパルス合成回路

１７ 伝達電圧生成回路

２１ ＥＯＲ回路

V_{IN} 入力制御電圧

V_{REF} 入力基準電圧

V_{TR1} 第１の伝達電圧

V_{TR2} 第２の伝達電圧

30

TRI 三角波信号

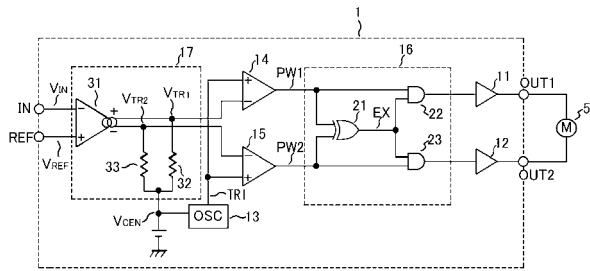
V_{CEN} 三角波信号 TRI の中心電圧

$PW1$ 第１のＰＷＭ信号

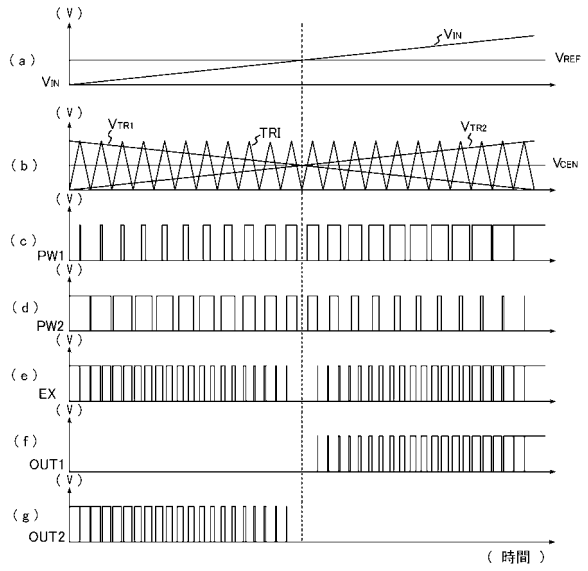
$PW2$ 第２のＰＷＭ信号

EX 第１及び第２のＰＷＭ信号の排他的論理和信号

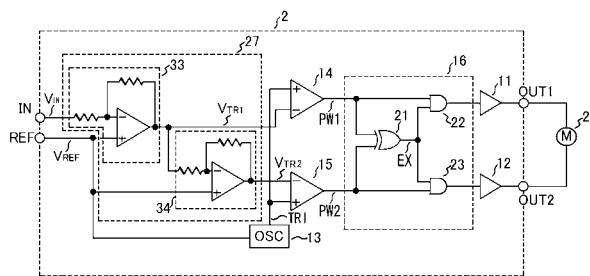
【図 1】



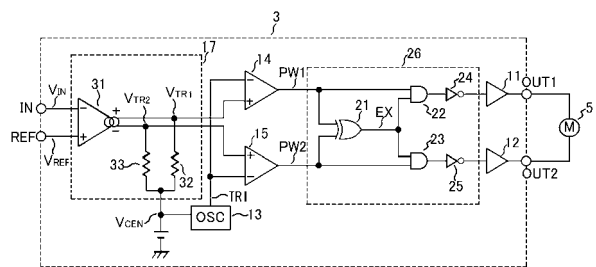
【図 2】



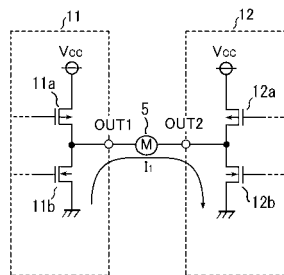
【図 3】



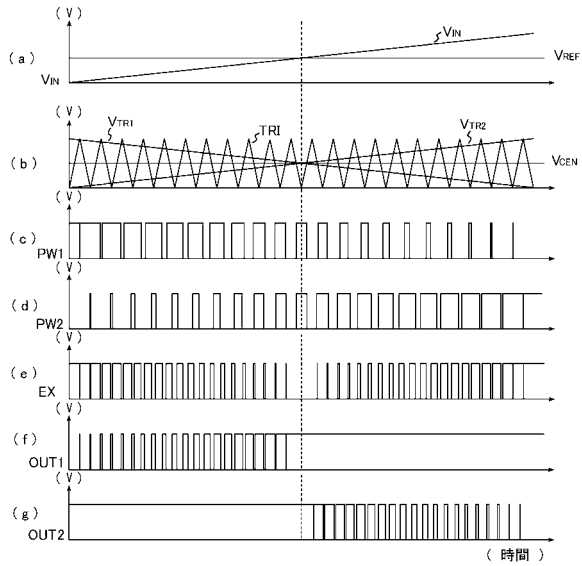
【図 5】



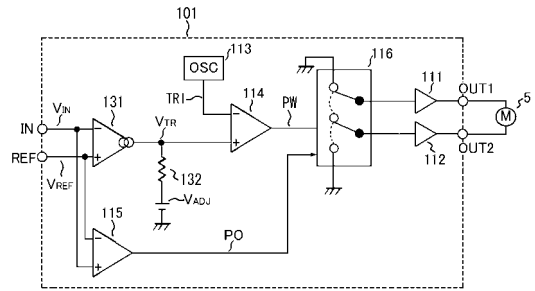
【図 4】



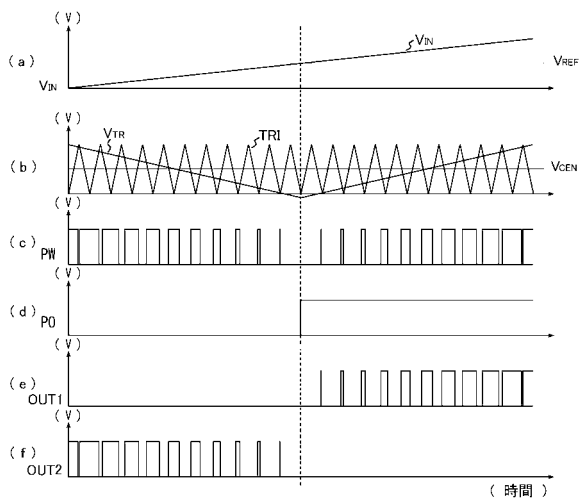
【図 6】



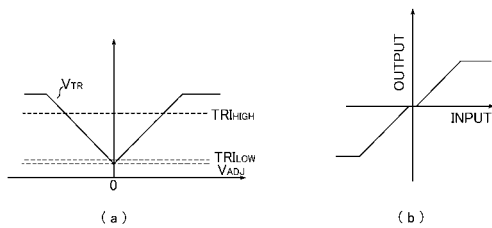
【図 7】



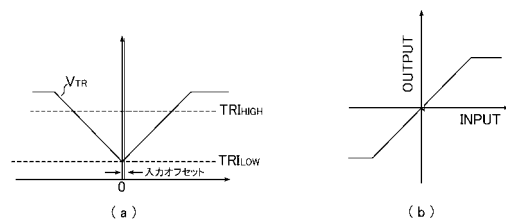
【図 8】



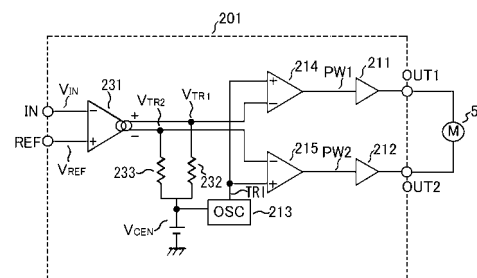
【図 9】



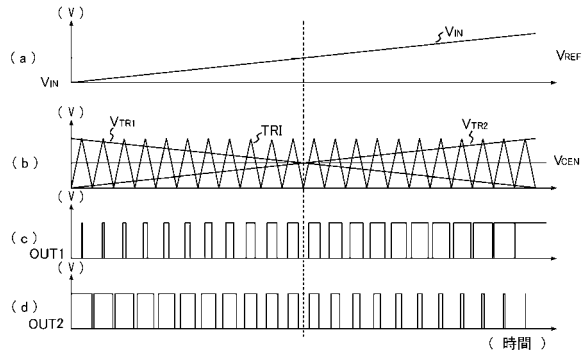
【図 10】



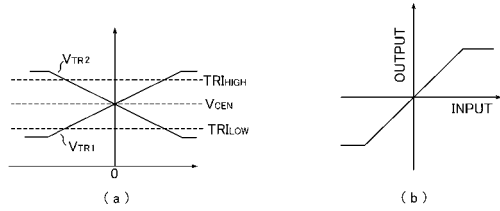
【図 11】



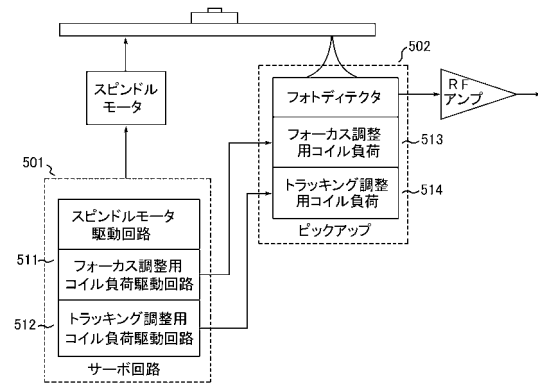
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2001-156611(JP,A)
特開2003-164194(JP,A)
特開2000-245192(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 29/00
G11B 7/09
H02P 25/06