

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第6536522号
(P6536522)

(45) 発行日 令和1年7月3日 (2019. 7. 3)

(24) 登録日 令和1年6月14日 (2019. 6. 14)

(51) Int. Cl.

F I

HO 2 M 1/08 (2006. 01)

HO 2 M 3/155 (2006. 01)

HO 3 K 17/16 (2006. 01)

HO 2 M 1/08 A

HO 2 M 3/155 E

HO 3 K 17/16 F

請求項の数 9 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2016-186953 (P2016-186953)	(73) 特許権者	000004260
(22) 出願日	平成28年9月26日 (2016. 9. 26)		株式会社デンソー
(65) 公開番号	特開2018-57072 (P2018-57072A)		愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地
(43) 公開日	平成30年4月5日 (2018. 4. 5)	(74) 代理人	110000567
審査請求日	平成30年9月11日 (2018. 9. 11)		特許業務法人 サトー国際特許事務所
		(72) 発明者	小林 敦
			愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会
			社デンソー内
		(72) 発明者	松崎 剛
			愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会
			社デンソー内
		審査官	栗栖 正和

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 信号出力回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

出力トランジスタ (T 1 、 T 7 1 、 T 7 2 、 T 8 1 ~ T 8 6) の駆動を制御することにより、前記出力トランジスタの主端子から台形波の出力信号を出力する信号出力回路 (3 、 5 1 、 6 2 、 7 4 、 8 2) であって、
前記出力トランジスタを定電流駆動する駆動部 (4 、 7 5 、 7 6 、 8 3 ~ 8 8) と、
前記駆動部の駆動能力を周期的に変更する駆動能力変更部 (5 、 6 4 、 7 7 、 8 9) と、
を備え、

前記駆動能力変更部は、前記駆動能力の変更前における前記出力信号のスルーレートと、前記駆動能力の変更後における前記出力信号のスルーレートとの差が、所定の閾値より小さくなるように前記駆動能力を変更し、

前記閾値は、前記駆動能力の変更前における前記出力信号のスルーレートで決定される周波数と、前記駆動能力の変更後における前記出力信号のスルーレートで決定される周波数と、の最小公倍数が所定の周波数以上になるように設定される信号出力回路。

【請求項 2】

出力トランジスタ (T 1 、 T 7 1 、 T 7 2 、 T 8 1 ~ T 8 6) の駆動を制御することにより、前記出力トランジスタの主端子から台形波の出力信号を出力する信号出力回路 (3 、 5 1 、 6 2 、 7 4 、 8 2) であって、
前記出力トランジスタを定電流駆動する駆動部 (4 、 7 5 、 7 6 、 8 3 ~ 8 8) と、

10

20

前記駆動部の駆動能力を周期的に変更する駆動能力変更部（５、６４、７７、８９）と

を備え、

前記駆動部は、

前記出力トランジスタをオン駆動するオン側駆動部（６）および前記出力トランジスタをオフ駆動するオフ側駆動部（７）を備え、

前記駆動能力変更部は、

前記オン側駆動部によるオン駆動の開始をトリガとして前記オフ側駆動部の駆動能力を変更し、

前記オフ側駆動部によるオフ駆動の開始をトリガとして前記オン側駆動部の駆動能力を変更する信号出力回路。

10

【請求項３】

前記駆動部の駆動能力を変更する切替タイミングは、前記出力信号が変化しない期間に設定されている請求項１または２に記載の信号出力回路。

【請求項４】

前記駆動能力変更部は、

前記出力信号の立ち上がり期間または立ち下がり期間の所定の途中切替タイミングで、前記駆動部の駆動能力を、その時点における駆動能力よりも小さく変更する請求項１に記載の信号出力回路。

【請求項５】

20

前記駆動部は、前記出力トランジスタを駆動するための駆動電流を生成する電流生成回路（８、９）を備え、

前記駆動能力変更部は、前記電流生成回路により生成される駆動電流の大きさを変更することにより前記駆動能力を変更する請求項１から４のいずれか一項に記載の信号出力回路。

【請求項６】

前記電流生成回路は、出力段にカレントミラー回路（１１、１２）を備えた構成であり、

前記駆動能力変更部は、前記カレントミラー回路の入力側の電流を変更することにより前記駆動電流の大きさを変更する請求項５に記載の信号出力回路。

30

【請求項７】

前記電流生成回路は、出力段にカレントミラー回路（４１）を備えた構成であり、

前記駆動能力変更部は、前記カレントミラー回路のミラー比を変更することにより前記駆動電流の大きさを変更する請求項５に記載の信号出力回路。

【請求項８】

前記駆動能力変更部は、前記出力信号の１周期毎に前記駆動能力を変更する請求項１から７のいずれか一項に記載の信号出力回路。

【請求項９】

前記駆動能力変更部は、前記駆動能力を３種類以上に変更する請求項１から８のいずれか一項に記載の信号出力回路。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は、出力トランジスタの駆動を制御することにより出力トランジスタの主端子から台形波の出力信号を出力する信号出力回路に関する。

【背景技術】

【０００２】

台形波を出力する信号出力回路では、その出力信号の立ち上がりや立ち下がりに含まれる高調波成分がノイズ源として働き、ラジオノイズなどの規格を満足できなくなるといった問題の発生が懸念される。そのため、規格を満足するためには、フィルタなどのノイズ

50

対策部品を別途設ける必要が生じ、その結果、装置の体格やコストが増加してしまう。

【 0 0 0 3 】

このような事情から、ノイズ対策部品を設けることなく、高調波成分のノイズを低減するための種々の技術が考えられている。例えば特許文献 1 には、出力信号のスルーレートを毎回変更することにより高調波成分を分散し、ノイズのピーク値を低く抑えるといった技術が開示されている。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 4 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 1 2 - 0 8 0 7 3 9 号 公 報

10

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 5 】

しかし、上述した従来技術では、出力段のトランジスタを駆動する方式として定電圧駆動方式が採用されている。そのため、スルーレートの種類を増やすためには、出力段のトランジスタを駆動するバッファの数を増やす必要があり、回路規模の増大を招くという問題がある。

【 0 0 0 6 】

本発明は上記事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、回路規模を小さく抑えつつ、高調波成分のノイズを低減することができる信号出力回路を提供することにある。

20

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 7 】

請求項 1 に記載の信号出力回路 (3 、 5 1 、 6 2 、 7 4 、 8 2) は、出力トランジスタ (T 1 、 T 7 1 、 T 7 2 、 T 8 1 ~ T 8 6) の駆動を制御することにより、出力トランジスタの主端子から台形波の出力信号を出力するものであり、駆動部 (4 、 7 5 、 7 6 、 8 3 ~ 8 8) および駆動能力変更部 (5 、 6 4 、 7 7 、 8 9) を備える。駆動部は、出力トランジスタを定電流駆動するものであり、駆動能力変更部は、駆動部の駆動能力を周期的に変更するものである。また、駆動能力変更部は、駆動能力の変更前における出力信号のスルーレートと、駆動能力の変更後における出力信号のスルーレートとの差が、所定の閾値より小さくなるように駆動能力を変更する。閾値は、駆動能力の変更前における出力信号のスルーレートで決定される周波数と、駆動能力の変更後における出力信号のスルーレートで決定される周波数と、の最小公倍数が所定の周波数以上になるように設定される。

30

【 0 0 0 8 】

このような構成によれば、駆動部の駆動能力が周期的に変更されることにより、台形波の出力信号のスルーレートが周期的に変化する。その結果、出力信号の立ち上がりおよび立ち下がりに含まれる高調波成分が分散され、ノイズのピーク値が低く抑えられる。この場合、駆動能力、ひいてはスルーレートの変更パターンを増やすほど、ノイズ低減効果が高まる。そして、上記構成では、出力トランジスタを定電流駆動する定電流駆動方式を採用しているため、その駆動能力は、電流値を変更するだけで変更することが可能である。そのため、上記構成によれば、従来技術のように回路規模の大幅な増加を招くことなく、スルーレートの変更パターンを増やすことができ、高いノイズ低減効果を得ることができる。このように、上記構成によれば、回路規模を小さく抑えつつ、高調波成分のノイズを低減することができるという優れた効果が得られる。

40

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 0 9 】

【 図 1 】 第 1 実施形態に係るスイッチングレギュレータの構成を模式的に示す図

【 図 2 】 駆動回路の具体的な構成例を模式的に示す図

【 図 3 】 基準電圧を生成する電圧生成部の具体的な構成例を模式的に示す図その 1

【 図 4 】 基準電圧を生成する電圧生成部の具体的な構成例を模式的に示す図その 2

50

【図 5】基準電圧を生成する電圧生成部の具体的な構成例を模式的に示す図その 3

【図 6】基準電圧を生成する電圧生成部の具体的な構成例を模式的に示す図その 4

【図 7】各部の動作状態、信号波形および電圧波形を模式的に示すタイミングチャート

【図 8】スルーレートの種類を 2 種類にした場合と 3 種類にした場合とにおける台形波出力の周波数スペクトラムを模式的に示す図

【図 9】スルーレートの変更幅に工夫を加えない場合における台形波出力の周波数スペクトラムを模式的に示す図

【図 10】第 2 実施形態に係る可変抵抗器の具体的な構成例を模式的に示す図

【図 11】各部の動作状態、信号波形および電圧波形を模式的に示すタイミングチャート

【図 12】第 3 実施形態に係るカレントミラー回路の具体的な構成例を模式的に示す図

【図 13】各部の動作状態、信号波形および電圧波形を模式的に示すタイミングチャート

【図 14】第 4 実施形態に係る駆動回路の具体的な構成例を模式的に示す図

【図 15】各部の動作状態、信号波形および電圧波形を模式的に示すタイミングチャート

【図 16】第 5 実施形態に係る各部の動作状態、信号波形および電圧波形を模式的に示すタイミングチャート

【図 17】第 6 実施形態を示すもので、サージ電圧による問題を説明するためのタイミングチャート

【図 18】第 6 実施形態に係るスイッチングレギュレータの構成を模式的に示す図

【図 19】各部の動作状態、信号波形および電圧波形を模式的に示すタイミングチャート

【図 20】第 7 実施形態に係るチャージポンプ回路の構成を模式的に示す図

【図 21】モータドライブシステムの構成を模式的に示す図

【発明を実施するための形態】

【0010】

以下、本発明の複数の実施形態について図面を参照して説明する。なお、各実施形態において実質的に同一の構成には同一の符号を付して説明を省略する。

(第 1 実施形態)

以下、本発明の第 1 実施形態について図 1 ~ 図 9 を参照して説明する。

【0011】

図 1 に示すスイッチングレギュレータ 1 は、例えば車両に搭載される電子制御装置などに設けられるもので、入力電源線 L_i を通じて与えられる入力電圧 V_i を昇圧して出力する。スイッチングレギュレータ 1 の出力電圧 V_o は、出力電源線 L_o を通じて負荷 2 に供給される。

【0012】

スイッチングレギュレータ 1 は、インダクタ L_1 、ダイオード D_1 、コンデンサ C_1 、N チャネル型 MOS トランジスタであるトランジスタ T_1 、駆動回路 3 などを備えている。インダクタ L_1 の一方の端子は、入力電源線 L_i に接続され、その他方の端子は、ダイオード D_1 を順方向に介して出力電源線 L_o に接続されている。出力電源線 L_o と回路の基準電位 ($0V$) が与えられるグランド線 L_g の間には、平滑用のコンデンサ C_1 が接続されている。

【0013】

インダクタ L_1 とダイオード D_1 の相互接続点であるノード N_1 には、トランジスタ T_1 のドレインが接続されている。トランジスタ T_1 のソースは、グランド線 L_g に接続されている。トランジスタ T_1 のゲートには、駆動回路 3 から出力される駆動信号 S_a が与えられている。つまり、トランジスタ T_1 のオンオフ駆動は、駆動回路 3 により制御される。この場合、トランジスタ T_1 の駆動が、駆動回路 3 により PWM 制御されることにより、入力電圧 V_i を昇圧して出力する昇圧動作が実現される。

【0014】

このような昇圧動作が実行される際、トランジスタ T_1 のドレイン、つまりノード N_1 には、台形波の信号が現れる。したがって、本実施形態では、駆動回路 3 は、トランジスタ T_1 の駆動を制御することによりトランジスタ T_1 のドレインから台形波の出力信号 (

10

20

30

40

50

以下、台形波出力とも呼ぶ)を出力するもので、信号出力回路に相当する。また、この場合、トランジスタT1が出力トランジスタに相当し、そのドレインが主端子に相当する。

【0015】

駆動回路3は、駆動部4と、駆動部4の駆動能力を周期的に変更する駆動能力変更部5とを備えている。駆動部4は、トランジスタT1を定電流駆動する構成であり、トランジスタT1をオン駆動するオン側駆動部6と、トランジスタT1をオフ駆動するオフ側駆動部7とを備えている。

【0016】

オン側駆動部6は、バッテリー電圧VBが与えられる電源線Lbから駆動回路3の出力ノードN2(以下、単にノードN2と呼ぶ)に向けて流れる駆動電流IHを生成する電流生成回路8と、電流生成回路8とノードN2の間を開閉するスイッチSHとを備えている。オフ側駆動部7は、ノードN2からグラウンド線Lgに向けて流れる駆動電流ILを生成する電流生成回路9と、電流生成回路9とノードN2の間を開閉するスイッチSLとを備えている。

10

【0017】

スイッチSLは、トランジスタT1の駆動を制御するための制御信号Sbがハイレベル(以下、Hレベルと呼ぶ)であるときにオンされるとともに、ロウレベル(以下、Lレベルと呼ぶ)であるときにオフされる。また、スイッチSHは、制御信号Sbを反転バッファ10により反転した反転信号がHレベルであるときにオンされるとともに、Lレベルであるときにオフされる。したがって、スイッチSL、SHは、制御信号Sbに基づいて相補的にオンオフされる。

20

【0018】

このような構成によれば、制御信号SbがLレベルの期間には、スイッチSHがオンすることで電源線LbからノードN2(=トランジスタT1のゲート)に向けて駆動電流IHが流れ、その駆動電流IHによりトランジスタT1がオン駆動される。また、制御信号SbがHレベルの期間には、スイッチSLがオンすることでノードN2(=トランジスタT1のゲート)からグラウンド線Lgに向けて駆動電流ILが流れ、その駆動電流ILによりトランジスタT1がオフ駆動される。

【0019】

電流生成回路8、9により生成される駆動電流IH、ILの大きさ、つまり電流値は、駆動能力変更部5から与えられる電流値指令信号Sc、Sdに基づいて設定されるようになっている。つまり、オン側駆動部6およびオフ側駆動部7は、その駆動能力を変更可能な構成となっている。駆動能力変更部5は、オン側駆動部6およびオフ側駆動部7の駆動能力、つまり駆動部4の駆動能力を周期的に変更する。

30

【0020】

この場合、駆動能力変更部5が駆動部4の駆動能力を変更する切替タイミングは、トランジスタT1のドレインに現れる信号、つまり台形波出力が変化しない期間に設定されている。詳細な切替タイミングについては、後述するが、駆動能力変更部5は、オン側駆動部6によるオン駆動の開始をトリガとしてオフ側駆動部7の駆動能力を変更し、オフ側駆動部7によるオフ駆動の開始をトリガとしてオン側駆動部6の駆動能力を変更する。

40

【0021】

このような駆動回路3の具体的な構成としては、例えば図2に示すような構成を採用することができる。図2に示す構成では、オン側駆動部6の出力段に、N個のPチャネル型MOSトランジスタから構成されたカレントミラー回路11が設けられている。また、オフ側駆動部7の出力段に、N個のNチャネル型MOSトランジスタからなるカレントミラー回路12が設けられている。ただし、Nは2以上の整数である。なお、図2では、カレントミラー回路11、12を2つのトランジスタにより構成した例、つまり「N=2」の構成例を示しているが、「N=3」の構成でもよい。

【0022】

カレントミラー回路11の入力側のトランジスタT11のソースは電源線Lbに接続さ

50

れ、そのドレインは抵抗 R_1 を介してグラウンド線 L_g に接続されている。カレントミラー回路 11 の出力側のトランジスタ T_{12} のソースは電源線 L_b に接続され、そのドレインはノード N_2 に接続されている。トランジスタ T_{11} 、 T_{12} のゲートは、OP アンプ 13 の出力端子に接続されている。

【0023】

OP アンプ 13 の非反転入力端子には、電圧生成部 14 により生成される基準電圧 V_{REFP} が与えられている。OP アンプ 13 の反転入力端子は、トランジスタ T_{11} のドレインに接続されている。OP アンプ 13 は、制御信号 S_b の反転信号に基づいて、その動作の実行および停止が切り替えられる。具体的には、OP アンプ 13 は、制御信号 S_b の反転信号が H レベルであるときに動作を実行する動作状態に切り替えられ、L レベルであるときに動作を停止する非動作状態に切り替えられる。

10

【0024】

カレントミラー回路 12 の入力側のトランジスタ T_{13} のソースはグラウンド線 L_g に接続され、そのドレインは抵抗 R_2 を介して電源線 L_b に接続されている。カレントミラー回路 12 の出力側のトランジスタ T_{14} のソースはグラウンド線 L_g に接続され、そのドレインはノード N_2 に接続されている。トランジスタ T_{13} 、 T_{14} のゲートは、OP アンプ 15 の出力端子に接続されている。

【0025】

OP アンプ 15 の非反転入力端子には、電圧生成部 16 により生成される基準電圧 V_{REFN} が与えられている。OP アンプ 15 の反転入力端子は、トランジスタ T_{13} のドレインに接続されている。OP アンプ 15 は、制御信号 S_b に基づいて、その動作の実行および停止が切り替えられる。具体的には、OP アンプ 15 は、制御信号 S_b が H レベルであるときに動作を実行する動作状態に切り替えられ、L レベルであるときに動作を停止する非動作状態に切り替えられる。

20

【0026】

この場合、オン側駆動部 6 において、OP アンプ 13 がスイッチ S_H として機能するとともに、カレントミラー回路 11 および抵抗 R_1 が電流生成回路 8 として機能する。また、オフ側駆動部 7 において、OP アンプ 15 がスイッチ S_L として機能するとともに、カレントミラー回路 12 および抵抗 R_2 が電流生成回路 9 として機能する。なお、電圧生成部 14、16 は駆動能力変更部 5 に設けられており、それらから出力される基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} は、それぞれ電流値指令信号 S_c 、 S_d として機能する。

30

【0027】

上記構成において、カレントミラー回路 11 の入力側のトランジスタ T_{11} に流れる電流 I_{T11} は、下記 (1) 式に示すように、基準電圧 V_{REFP} の値および抵抗 R_1 の抵抗値 R_1 により定まる。

$$I_{T11} = V_{REFP} / R_1 \quad \dots (1)$$

【0028】

そして、カレントミラー回路 11 の出力側のトランジスタ T_{12} に流れる電流、つまり駆動電流 I_H の電流値は、下記 (2) 式により表される。

$$I_H = N \times I_{T11} = N \times (V_{REFP} / R_1) \quad \dots (2)$$

40

【0029】

また、上記構成において、カレントミラー回路 12 の入力側のトランジスタ T_{13} に流れる電流 I_{T13} は、下記 (3) 式に示すように、バッテリー電圧 V_B の値、基準電圧 V_{REFN} の値および抵抗 R_2 の抵抗値 R_2 により定まる。

$$I_{T13} = (V_B - V_{REFN}) / R_2 \quad \dots (3)$$

【0030】

そして、カレントミラー回路 12 の出力側のトランジスタ T_{14} に流れる電流、つまり駆動電流 I_L の電流値は、下記 (4) 式により表される。

$$I_L = N \times I_{T13} = N \times ((V_B - V_{REFN}) / R_2) \quad \dots (4)$$

【0031】

50

このように、本実施形態では、カレントミラー回路 1 1、1 2 の入力側の電流を変更することにより、駆動電流 I_H 、 I_L の大きさ、ひいては駆動部 4 の駆動能力を変更することが可能となっている。

【0032】

電圧生成部 1 4、1 6 は、駆動部 4 の駆動能力（具体的には、駆動電流 I_H 、 I_L の電流値）を指令する指令値に基づいて、出力する基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} の電圧値を切り替えるようになっている。このような電圧生成部 1 4、1 6 の具体的な構成としては、例えば図 3～図 6 に示すような構成を採用することができる。

【0033】

図 3 に示す構成では、電源線 L_b およびグランド線 L_g の間に接続された抵抗分圧回路 1 7 の分圧比を切り替えることにより、出力する基準電圧 V_{REFP} （または基準電圧 V_{REFN} ）の電圧値を変更するようになっている。この場合、抵抗分圧回路 1 7 を構成する複数の抵抗 R_a のうち、電源線 L_b に最も近い抵抗 R_a （以下、最上段の抵抗 R_a と呼ぶ）を除く全ての抵抗 R_a の両端子間をそれぞれ開閉するアナログスイッチ SW_a が設けられている。

10

【0034】

そして、 SW 回路選択部 1 8 は、駆動能力を指令する指令値に基づいて、各アナログスイッチ SW_a の開閉を制御する。これにより、抵抗分圧回路 1 7 を構成する最上段の抵抗 R_a と、その下流側に接続される抵抗 R_a との相互接続ノード N_a から所望する電圧値の基準電圧 V_{REFP} （または基準電圧 V_{REFN} ）が出力される。

20

【0035】

図 4 に示す構成では、定電流源 1 9 から出力される電流が流れる経路の抵抗値を切り替えることにより、出力する基準電圧 V_{REFP} （または基準電圧 V_{REFN} ）の電圧値を変更するようになっている。この場合、電源線 L_b およびグランド線 L_g の間に、定電流源 1 9 および抵抗回路 2 0 が接続されている。

【0036】

また、この場合、抵抗回路 2 0 を構成する全ての抵抗 R_b の両端子間をそれぞれ開閉するアナログスイッチ SW_b が設けられている。そして、 SW 回路選択部 2 1 は、駆動能力を指令する指令値に基づいて、各アナログスイッチ SW_b の開閉を制御する。これにより、定電流源 1 9 と抵抗回路 2 0 の相互接続ノード N_b から所望する電圧値の基準電圧 V_{REFP} （または基準電圧 V_{REFN} ）が出力される。

30

【0037】

図 5 に示す構成は、定電流回路 2 2 と $R-2R$ ラダー回路 2 3 を用いた 4 ビットの分解能を持つ D/A コンバータ 2 4 である。この場合、4 ビットのデジタル値からなる指令値に基づいて、出力する基準電圧 V_{REFP} （または基準電圧 V_{REFN} ）の電圧値を変更することができる。なお、ビット数は、「4」に限らずともよく、必要とする電圧値の変更幅などに応じて適宜変更すればよい。また、定電流回路 2 2 と $R-2R$ ラダー回路 2 3 の配置を入れ替えることも可能である。この場合、図 6 に示すような構成の D/A コンバータ 2 5 となる。

【0038】

次に、上記構成の作用について説明する。

40

ここでは、駆動能力変更部 5 がトランジスタ T_1 の駆動周期（ PWM 周期）の 1 周期毎に駆動部 4 の駆動能力を変更する場合における各部の動作状態について、図 7 を参照して説明する。また、この場合、オン側駆動部 6 およびオフ側駆動部 7 の駆動能力をそれぞれ「小」、「中」および「大」の 3 種類（3 段階）に変更することとする。また、変更の順番は、「...小 中 大 小 中 大...」といった具合とする。

【0039】

上記構成では、オン側駆動部 6 の駆動能力（以下、 ON 側駆動能力とも呼ぶ）は、基準電圧 V_{REFP} の電圧値が高いほど大きくなる。この場合、 ON 側駆動能力は、基準電圧 V_{REFP} の電圧値が V_1 のときに「大」になり、 V_2 のときに「中」になり、 V_3 のときに「小

50

」になる。なお、電圧値 $V_1 \sim V_3$ の大小関係は、「 $V_1 > V_2 > V_3$ 」である。

【0040】

また、上記構成では、オフ側駆動部 7 の駆動能力（以下、OFF 側駆動能力とも呼ぶ）は、基準電圧 V_{REFN} の電圧値が低いほど大きくなる。この場合、OFF 側駆動能力は、基準電圧 V_{REFN} の電圧値が V_1 のときに「小」になり、 V_2 のときに「中」になり、 V_3 のときに「大」になる。

【0041】

図 7 に示すように、制御信号 S_b が L レベルから H レベルに転じるタイミング、つまり制御信号 S_b の立ち上がりのタイミングで、基準電圧 V_{REFP} の電圧値が切り替えられ、それにより ON 側駆動能力が切り替わる。また、制御信号 S_b が H レベルから L レベルに転じるタイミング、つまり制御信号 S_b の立ち下りのタイミングで、基準電圧 V_{REFN} の電圧値が切り替えられ、それにより OFF 側駆動能力が切り替わる。

10

【0042】

このようにして ON 側駆動能力および OFF 側駆動能力が切り替えられることにより、台形波出力のスルーレートは、1 周期毎に変化する。具体的には、期間 T_a では、台形波出力の立ち上がり時に OFF 側駆動能力が「小」であるとともに、立ち下り時に ON 側駆動能力が「小」である。そのため、期間 T_a では、台形波出力の立ち上がりおよび立ち下りの傾きが最も緩やかなものとなり、そのスルーレートも最も低くなる。なお、図 7 には、台形波出力のスルーレートの変化を分かり易くするため、駆動能力が「中」である場合の台形波出力の波形を点線で表示している。

20

【0043】

また、期間 T_b では、台形波出力の立ち上がり時に OFF 側駆動能力が「中」であるとともに、立ち下り時に ON 側駆動能力が「中」である。そのため、期間 T_b では、台形波出力の立ち上がりおよび立ち下りの傾きが期間 T_a より急峻なものとなり、そのスルーレートも期間 T_a より高くなる。

【0044】

また、期間 T_c では台形波出力の立ち上がり時に OFF 側駆動能力が「大」であるとともに、立ち下り時に ON 側駆動能力が「大」である。そのため、期間 T_c では、台形波出力の立ち上がりおよび立ち下りの傾きが最も急峻なものとなり、そのスルーレートも最も高くなる。

30

【0045】

以上説明した本実施形態によれば、次のような効果が得られる。

本実施形態では、駆動部 4 の駆動能力が周期的に変更されることにより、台形波出力のスルーレートが周期的に変化する。その結果、台形波出力の立ち上がりおよび立ち下りに含まれる高調波成分が分散され、ノイズのピーク値が低く抑えられる。この場合、駆動能力、ひいてはスルーレートの変更パターンを増やすほど、ノイズ低減効果が高まる。図 8 に示すように、スルーレートの種類が 2 種類である場合に比べ、3 種類である場合のほうがノイズ低減の効果が高いことが分かる。

【0046】

ここで、本実施形態では、トランジスタ T_1 を定電流駆動する定電流駆動方式を採用しているため、その駆動能力は、駆動電流 I_H 、 I_L の電流値を変更するだけで変更することが可能である。そのため、本実施形態によれば、従来技術のように回路規模の大幅な増加を招くことなく、スルーレートの変更パターンを増やすことができ、高いノイズ低減効果を得ることができる。このように、本実施形態によれば、回路規模を小さく抑えつつ、高調波成分のノイズを低減することができるという優れた効果が得られる。

40

【0047】

また、駆動能力変更部 5 は、制御信号 S_b の立ち下り、つまりオン側駆動部 6 によるオン駆動の開始をトリガとしてオフ側駆動部 7 の駆動能力を変更し、制御信号 S_b の立ち上がり、つまりオフ側駆動部 7 によるオフ駆動の開始をトリガとしてオン側駆動部 6 の駆動能力を変更している。そのため、台形波出力が変化しない期間に、駆動部 4 の駆動能力

50

が変更されることになる。このようにすれば、台形波出力の立ち上がりの途中や立ち下りの途中で、その傾きが変化することが無くなる。

【 0 0 4 8 】

また、駆動能力変更部 5 は、電圧生成部 1 4、1 6 により生成される基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} の電圧値を変更することで、オン側駆動部 6 の駆動電流 I_H 、オフ側駆動部 7 の駆動電流 I_L の大きさを変更し、これにより、駆動部 4 の駆動能力を変更するようになっている。生成する基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} の電圧値を切り替える電圧生成部 1 4、1 6 の具体的な構成としては、図 3 ~ 図 6 に示したような一般的且つ簡易な構成を採用することができる。したがって、本実施形態によれば、回路規模の大幅な増加を招くことなく、駆動部 4 の駆動能力を変更することが可能となる。

10

【 0 0 4 9 】

駆動能力変更部 5 は、PWM 周期の 1 周期毎に駆動部 4 の駆動能力を変更するようになっている。この理由は、次の通りである。すなわち、スイッチングレギュレータ 1 において、駆動部 4 の駆動能力が小さいほど損失が大きくなり、駆動能力が多いほど損失は小さくなる。つまり、駆動能力が変化すると、スイッチングレギュレータ 1 における電力損失が変化する。しかし、本実施形態のように PWM 周期の 1 周期毎に駆動能力を変更させれば、損失の変動が明確に現れることはなく、スイッチングレギュレータ 1 の動作が従来と大きく変わるおそれはない。

【 0 0 5 0 】

例えば、駆動部 4 の駆動能力を 2 種類に変化させる場合、駆動能力変更部 5 は、駆動能力の変更前における台形波出力のスルーレートと、駆動能力の変更後における台形波出力のスルーレートとの差が、所定の閾値より小さくなるように駆動能力を変更するとよい。この場合、閾値は、駆動能力の変更前における台形波出力のスルーレートで決定される周波数と、駆動能力の変更後における台形波出力のスルーレートで決定される周波数との差の最小公倍数が所定の周波数以上になるように設定するとよい。

20

【 0 0 5 1 】

このように、スルーレートの変動幅を工夫することで、次のような効果が得られる。すなわち、スルーレートの変動幅に工夫を加えずに、例えば、スルーレートを 2 種類に変更した結果、台形波出力の高調波成分が f_1 、 f_2 の周波数に分散された場合を考える。この場合、周波数 f_1 、 f_2 の整数倍の周波数成分が含まれることになる。ここで、「 f_1 : $f_2 = 1 : 1.1$ 」であるとする。そうすると、図 9 に示すように、 f_1 の 11 倍の周波数と、 f_2 の 10 倍の周波数とが、同一の周波数になる。したがって、 $11 \times n$ (ただし、 n は正の整数) 毎にノイズのピークが重なり、その周波数におけるノイズ低減効果が得られなくなってしまう。

30

【 0 0 5 2 】

一方、上述したようにスルーレートの変動幅に工夫を加え、スルーレートを 2 種類に変更した結果、台形波出力の高調波成分が f_1 、 f_2 の周波数に分散された場合を考える。この場合、周波数 f_1 、 f_2 の最小公倍数が所定の周波数以上になるようにスルーレートの変動幅が設定されており、例えば「 $f_1 : f_2 = 1 : 1.07$ 」になっているとする。そうすると、 $107 \times n$ 毎にしかノイズのピークが重なることがない。つまり、スルーレートの変動幅に上記工夫を加えることで、工夫を加えない場合に比べ、ノイズのピークが重なる頻度を大幅に低減することができる。

40

【 0 0 5 3 】

(第 2 実施形態)

以下、第 2 実施形態について図 10 および図 11 を参照して説明する。

第 1 実施形態では、電圧生成部 1 4、1 6 により生成される基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} の電圧値を切り替えることで、駆動電流 I_H 、 I_L の大きさ、ひいては駆動部 4 の駆動能力を変更するようになっていた。しかし、駆動電流 I_H 、 I_L の大きさは、前述した (2) 式および (4) 式からも明らかなように、基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} だけでなく、抵抗 R_1 、 R_2 の抵抗値にも依存する。そこで、本実施形態では、抵抗 R_1 、 R_2 の抵抗値を切り

50

替えることで、駆動電流 I_H 、 I_L の大きさを変更する構成について説明する。

【0054】

この場合、電圧生成部 14、16 は、一定の電圧値を持つ基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} を生成する。そして、抵抗 R_1 、 R_2 は、図 10 に示すような抵抗値を変更可能な可変抵抗器に変更する。図 10 に示す可変抵抗器 31 は、直列接続された複数の抵抗 R_c からなる抵抗回路 32 と、複数の抵抗 R_c の両端子間をそれぞれ開閉するアナログスイッチ SW_c を備えている。そして、 SW 回路選択部 33 は、駆動能力を指令する指令値に基づいて、各アナログスイッチ SW_c の開閉を制御する。

【0055】

このような構成によれば、指令値に基づいて抵抗 R_1 、 R_2 の抵抗値を変更することが可能となる。そして、この場合、抵抗 R_1 、 R_2 の抵抗値を高くするほど駆動電流 I_H 、 I_L が小さくなり、それらの抵抗値を低くするほど駆動電流 I_H 、 I_L が大きくなる。すなわち、抵抗 R_1 の抵抗値を高くするほど ON 側駆動能力が小さくなり、その抵抗値を低くするほど ON 側駆動能力が大きくなる。また、抵抗 R_2 の抵抗値を高くするほど OFF 側駆動能力が小さくなり、その抵抗値を低くするほど OFF 側駆動能力が大きくなる。

【0056】

次に、本実施形態の作用および効果について図 11 を参照して説明する。

この場合、駆動能力の変更間隔や種類などについては、第 1 実施形態と同様となっている。そして、この場合、ON 側駆動能力は、抵抗 R_1 の抵抗値が低いほど大きくなるため、抵抗 R_1 の抵抗値が「大」のときに「小」になり、「中」のときに「中」になり、「小」のときに「大」になる。また、OFF 側駆動能力は、抵抗 R_2 の抵抗値が低いほど大きくなるため、抵抗 R_2 の抵抗値が「大」のときに「小」になり、「中」のときに「中」になり、「小」のときに「大」になる。

【0057】

図 11 に示すように、この場合、制御信号 S_b の立ち上がりのタイミングで、抵抗 R_1 の抵抗値が切り替えられ、それにより ON 側駆動能力が切り替わる。また、制御信号 S_b の立ち下がりのタイミングで、抵抗 R_2 の抵抗値が切り替えられ、それにより OFF 側駆動能力が切り替わる。つまり、この場合も、第 1 実施形態と同様にして、ON 側駆動能力および OFF 側駆動能力が切り替えられる。その結果、台形波出力のスルーレートが第 1 実施形態と同じ態様で変化する。したがって、本実施形態によっても、第 1 実施形態と同様の効果が得られる。

【0058】

(第 3 実施形態)

以下、第 3 実施形態について図 12 および図 13 を参照して説明する。

第 1 実施形態では、電圧生成部 14、16 により生成される基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} の電圧値を切り替えることで、駆動電流 I_H 、 I_L の大きさ、ひいては駆動部 4 の駆動能力を変更するようになっていた。しかし、駆動電流 I_H 、 I_L の大きさは、前述した(2)式および(4)式からも明らかなように、基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} だけでなく、カレントミラー回路 11、12 のミラー比(=N)にも依存する。そこで、本実施形態では、カレントミラー回路 11、12 のミラー比を切り替えることで、駆動電流 I_H 、 I_L の大きさを変更する構成について説明する。

【0059】

この場合、電圧生成部 14、16 は、一定の電圧値を持つ基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} を生成する。そして、カレントミラー回路 11、12 は、そのミラー比を変更可能な構成に変更する。ミラー比を変更可能なカレントミラー回路の具体的な構成としては、例えば図 12 に示すような構成を採用することができる。なお、図 12 は、駆動電流 I_L を生成するカレントミラー回路 12 に対応した構成となっているが、駆動電流 I_H を生成するカレントミラー回路 11 についても同様の構成を採用することができる。

【0060】

図 12 に示すカレントミラー回路 41 は、複数の N チャネル型 MOS トランジスタ d

10

20

30

40

50

から構成されている。この場合、ドレインが抵抗 R_2 に接続されたトランジスタ T_d (以下、入力側のトランジスタ T_d と呼ぶ) のゲートと、その次段のトランジスタ T_d のゲートは直接接続されている。また、入力側のトランジスタ T_d のゲートと、他のトランジスタ T_d のゲートとの間は、それぞれアナログスイッチ SW_d を介して接続されている。そして、 SW 回路選択部 42 は、駆動能力を指令する指令値に基づいて、各アナログスイッチ SW_d の開閉を制御する。

【0061】

カレントミラー回路 11、12 として、このような構成を採用すれば、指令値に基づいて、そのミラー比を変更することが可能となる。そして、この場合、カレントミラー回路 11、12 のミラー比を小さくするほど駆動電流 I_H 、 I_L が小さくなり、それらのミラー比を大きくするほど駆動電流 I_H 、 I_L が大きくなる。

10

【0062】

すなわち、カレントミラー回路 11 のミラー比 (以下、ON 側カレントミラー比とも呼ぶ) を小さくするほど ON 側駆動能力が小さくなり、そのミラー比を大きくするほど ON 側駆動能力が大きくなる。また、カレントミラー回路 12 のミラー比 (以下、OFF 側カレントミラー比とも呼ぶ) を小さくするほど OFF 側駆動能力が小さくなり、そのミラー比を大きくするほど OFF 側駆動能力が大きくなる。

【0063】

次に、本実施形態の作用および効果について図 13 を参照して説明する。

この場合、駆動能力の変更間隔や種類などについては、第 1 実施形態と同様となっている。そして、この場合、ON 側駆動能力は、ON 側カレントミラー比が大きいほど大きくなるため、ON 側カレントミラー比が「小」のときに「小」になり、「中」のときに「中」になり、「大」のときに「大」になる。また、OFF 側駆動能力は、OFF 側カレントミラー比が大きいほど大きくなるため、OFF 側カレントミラー比が「小」のときに「小」になり、「中」のときに「中」になり、「大」のときに「大」になる。

20

【0064】

図 13 に示すように、この場合、制御信号 S_b の立ち上がりのタイミングで、ON 側カレントミラー比が切り替えられ、それにより ON 側駆動能力が切り替わる。また、制御信号 S_b の立ち下りのタイミングで、OFF 側カレントミラー比が切り替えられ、それにより OFF 側駆動能力が切り替わる。つまり、この場合も、第 1 実施形態と同様に、ON 側駆動能力および OFF 側駆動能力が切り替えられる。その結果、台形波出力のスルーレートが第 1 実施形態と同じ態様で変化する。したがって、本実施形態によっても、第 1 実施形態と同様の効果が得られる。

30

【0065】

さらに、本実施形態では、カレントミラー回路 11、12 のミラー比を切り替えることにより、駆動能力を変更している。つまり、この場合、駆動回路 3 において、台形波出力が現れるノード N_1 に最も近い部分の切り替えにより駆動能力の変更を行っているため、その応答性が良好なものとなる。

【0066】

(第 4 実施形態)

40

以下、第 4 実施形態について図 14 および図 15 を参照して説明する。

図 2 に示した第 1 実施形態の駆動回路 3 の具体的な構成では、オン側駆動部 6 の出力段にカレントミラー回路 11 を設けるとともに、オフ側駆動部 7 の出力段にカレントミラー回路 12 を設けた構成となっていたが、オン側駆動部 6 およびオフ側駆動部 7 の出力段に単一のトランジスタを設けた構成に変更することもできる。

【0067】

このような変更を加えた駆動回路の具体的な構成としては、例えば図 14 に示すような構成を採用することができる。図 14 に示す駆動回路 51 は、図 2 に示した駆動回路 3 に対し、カレントミラー回路 11 に代えて P チャネル型 MOS トランジスタであるトランジスタ T_{51} を備えている点、カレントミラー回路 12 に代えて N チャネル型 MOS トラン

50

ジスタであるトランジスタ T 5 2 を備えている点、抵抗 R 1、R 2 に代えて抵抗 R 5 1、R 5 2 を備えている点などが異なる。

【 0 0 6 8 】

トランジスタ T 5 1 のソースは、抵抗 R 5 1 を介して電源線 L b に接続され、そのドレインはノード N 2 に接続されている。トランジスタ T 5 1 のゲートは、O P アンプ 1 3 の出力端子に接続されている。O P アンプ 1 3 の反転入力端子は、トランジスタ T 5 1 のソースに接続されている。

【 0 0 6 9 】

トランジスタ T 5 2 のソースは、抵抗 R 5 2 を介してグランド線 L g に接続され、そのドレインはノード N 2 に接続されている。トランジスタ T 5 2 のゲートは、O P アンプ 1 5 の出力端子に接続されている。O P アンプ 1 5 の反転入力端子は、トランジスタ T 5 2 のソースに接続されている。

【 0 0 7 0 】

なお、この場合、オン側駆動部 6 において、O P アンプ 1 3 がスイッチ S H として機能するとともに、トランジスタ T 5 1 および抵抗 R 5 1 が電流生成回路 8 として機能する。また、オフ側駆動部 7 において、O P アンプ 1 5 がスイッチ S L として機能するとともに、トランジスタ T 5 2 および抵抗 R 5 2 が電流生成回路 9 として機能する。

【 0 0 7 1 】

上記構成において、トランジスタ T 5 1 に流れる電流、つまり駆動電流 I H の電流値は、下記 (5) 式に示すように、バッテリー電圧 V B の値、基準電圧 V REFP の値および抵抗 R 5 1 の抵抗値 R 5 1 により定まる。

$$I H = (V B - V REFP) / R 5 1 \quad \dots (5)$$

【 0 0 7 2 】

また、上記構成において、トランジスタ T 5 2 に流れる電流、つまり駆動電流 I L の電流値は、下記 (6) 式に示すように、基準電圧 V REFN の値および抵抗 R 5 2 の抵抗値 R 5 2 により定まる。

$$I L = V REFN / R 5 2 \quad \dots (6)$$

【 0 0 7 3 】

電流生成部 1 4、1 6 は、第 1 実施形態と同様、駆動部 4 の駆動能力を指令する指令値に基づいて、出力する基準電圧 V REFP、V REFN の電圧値を切り替える。したがって、本実施形態における電圧生成部 1 4、1 6 の具体的な構成としては、第 1 実施形態と同様の構成を採用することができる。

【 0 0 7 4 】

次に、本実施形態の作用および効果について図 1 5 を参照して説明する。

この場合、駆動能力の変更間隔や種類などについては、第 1 実施形態と同様となっている。そして、この場合、O N 側駆動能力は、基準電圧 V REFP の電圧値が低いほど大きくなるため、基準電圧 V REFP の電圧値が V 1 のときに「小」になり、V 2 のときに「中」になり、V 3 のときに「大」になる。また、O F F 側駆動能力は、基準電圧 V REFN の電圧値が高いほど大きくなるため、基準電圧 V REFN の電圧値が V 1 のときに「大」になり、V 2 のときに「中」になり、V 3 のときに「小」になる。

【 0 0 7 5 】

図 1 5 に示すように、この場合、制御信号 S b の立ち上がりのタイミングで、基準電圧 V REFP の電圧値が切り替えられ、それにより O N 側駆動能力が切り替わる。また、制御信号 S b の立ち下りのタイミングで、基準電圧 V REFN の電圧値が切り替えられ、それにより O F F 側駆動能力が切り替わる。つまり、この場合も、第 1 実施形態と同様にして、O N 側駆動能力および O F F 側駆動能力が切り替えられる。その結果、台形波出力のスルーレートが第 1 実施形態と同じ態様で変化する。したがって、本実施形態によっても、第 1 実施形態と同様の効果が得られる。

【 0 0 7 6 】

(第 5 実施形態)

以下、第5実施形態について図16を参照して説明する。

第4実施形態では、電圧生成部14、16により生成される基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} の電圧値を切り替えることで、駆動電流 I_H 、 I_L の大きさ、ひいては駆動部4の駆動能力を変更するようになっていた。しかし、駆動電流 I_H 、 I_L の大きさは、前述した(5)式および(6)式からも明らかなように、基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} だけでなく、抵抗 R_{51} 、 R_{52} の抵抗値にも依存する。そこで、本実施形態では、抵抗 R_{51} 、 R_{52} の抵抗値を切り替えることで、駆動電流 I_H 、 I_L の大きさを変更する構成について説明する。

【0077】

この場合、電圧生成部14、16は、一定の電圧値を持つ基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} を生成する。そして、抵抗 R_{51} 、 R_{52} は、図10に示したような抵抗値を変更可能な可変抵抗器に変更する。このような構成によれば、指令値に基づいて抵抗 R_{51} 、 R_{52} の抵抗値を変更することが可能となる。

10

【0078】

この場合、抵抗 R_{51} 、 R_{52} の抵抗値を高くするほど駆動電流 I_H 、 I_L が小さくなり、それらの抵抗値を低くするほど駆動電流 I_H 、 I_L が大きくなる。すなわち、抵抗 R_{51} の抵抗値を高くするほどON側駆動能力が小さくなり、その抵抗値を低くするほどON側駆動能力が大きくなる。また、抵抗 R_{52} の抵抗値を高くするほどOFF側駆動能力が小さくなり、その抵抗値を低くするほどOFF側駆動能力が大きくなる。

【0079】

次に、本実施形態の作用および効果について図16を参照して説明する。

20

この場合、駆動能力の変更間隔や種類などについては、第1実施形態と同様となっている。そして、この場合、ON側駆動能力は、抵抗 R_{51} の抵抗値が低いほど大きくなるため、抵抗 R_{51} の抵抗値が「大」のときに「小」になり、「中」のときに「中」になり、「小」のときに「大」になる。また、OFF側駆動能力は、抵抗 R_{52} の抵抗値が低いほど大きくなるため、抵抗 R_{52} の抵抗値が「大」のときに「小」になり、「中」のときに「中」になり、「小」のときに「大」になる。

【0080】

図16に示すように、この場合、制御信号 S_b の立ち上がりのタイミングで、抵抗 R_{51} の抵抗値が切り替えられ、それによりON側駆動能力が切り替わる。また、制御信号 S_b の立ち下りのタイミングで、抵抗 R_{52} の抵抗値が切り替えられ、それによりOFF側駆動能力が切り替わる。つまり、この場合も、第1実施形態と同様にして、ON側駆動能力およびOFF側駆動能力が切り替えられる。その結果、台形波出力のスルーレートが第1実施形態と同じ態様で変化する。したがって、本実施形態によっても、第1実施形態と同様の効果が得られる。

30

【0081】

(第6実施形態)

以下、第6実施形態について図17～図19を参照して説明する。

図17に示すように、第1実施形態などで説明したスイッチングレギュレータ1において、トランジスタ T_1 がオンオフされる際、回路上の寄生インダクタンス成分などの影響により台形波出力にサージ電圧が発生する。そして、駆動部4の駆動能力が大きくなるほど、上記サージ電圧も大きくなる。

40

【0082】

台形波出力の立ち上がり時に発生するサージ電圧が大きくなると、台形波出力の電圧値が、その台形波出力が与えられる回路素子(トランジスタ T_1 、ダイオード D_1 など)の耐圧を超えて上昇し、それにより回路素子の故障を引き起こすおそれがある。そこで、本実施形態では、このような問題への対策を施した構成について説明する。

【0083】

図18に示すように、本実施形態のスイッチングレギュレータ61は、図1に示したスイッチングレギュレータ1に対し、駆動回路3に代えて駆動回路62を備えている点異なる。駆動回路62は、駆動回路3に対し、さらに電圧検出回路63を備えているとともに

50

に、駆動能力変更部 5 に代えて駆動能力変更部 6 4 を備えている。電圧検出回路 6 3 は、ノード N 1 の電圧値、つまり台形波出力の電圧値を検出する。電圧検出回路 6 3 による電圧値の検出結果は、駆動能力変更部 6 4 に与えられる。

【 0 0 8 4 】

駆動能力変更部 6 4 は、駆動能力変更部 5 と同様、駆動部 4 の駆動能力を周期的に変更する。さらに、駆動能力変更部 6 4 は、台形波出力の立ち上がり期間における所定のタイミング（以下、途中切替タイミングと呼ぶ）で、駆動部 4 の駆動能力を、その時点における駆動能力よりも小さく変更する。具体的には、駆動能力変更部 6 4 は、O F F 側駆動能力が「大」であるときの台形波出力の立ち上がり期間における途中切替タイミングで、O F F 側駆動能力を「中」に変更する。

10

【 0 0 8 5 】

上記途中切替タイミングとしては、台形波出力の立ち上がり期間中、台形波出力の電圧値が所定の切替閾値に達した時点とする。その切替閾値は、台形波出力の最小値より小さく且つ最大値より小さい任意の値とすればよいが、本実施形態では、例えば最大値の 8 0 % 程度の値に設定している。その理由は、次の通りである。

【 0 0 8 6 】

すなわち、本実施形態で問題としているサージ電圧は、台形波が最大値に達した後に生じるリングングであるため、台形波出力が最大値に達するより前に駆動能力を小さく変更すればよい。しかし、切替閾値を最大値と同程度の値にすると、各回路の動作の応答性などに起因し、駆動能力の変更が間に合わない可能性がある。このような点を考慮し、本実施形態では、最大値より若干小さい値（例えば最大値の 8 0 % 程度の値）に切替閾値を設定している。

20

【 0 0 8 7 】

次に、本実施形態の作用および効果について図 1 9 を参照して説明する。

この場合、周期的な駆動能力の変更間隔や種類などについては、第 1 実施形態と同様となっている。したがって、本実施形態によっても、第 1 実施形態と同様の効果が得られる。ただし、この場合、図 1 9 に示すように、駆動能力の周期的な変更に伴い、O N 側駆動能力および O F F 側駆動能力が「大」となる期間 T c の動作が異なっている。

【 0 0 8 8 】

すなわち、期間 T c において、台形波出力の電圧値が切替閾値に達した時点 t 1（途中切替タイミング）で、駆動電流 I L が「大」から「中」に切り替えられ、それにより O F F 側駆動能力が「大」から「中」に切り替わる。これにより、期間 T c における台形波出力の立ち上がり時に生じるサージ電圧は、期間 T b におけるサージ電圧と同程度（中）に抑制される。その後、制御信号 S b の立ち下がり時点に達する前の所定の時点 t 2 において、駆動電流 I L が「中」から「大」に切り替えられ、それにより O F F 側駆動能力が「中」から「大」に戻る。

30

【 0 0 8 9 】

したがって、本実施形態によれば、第 1 実施形態と同様に台形波出力の立ち上がりおよび立ち下がりに含まれる高調波成分が分散されてノイズのピーク値を低く抑えることができるとともに、さらに台形波出力の立ち上がり時に発生するサージ電圧による回路素子の故障をも防止することができる。

40

【 0 0 9 0 】

なお、電圧検出回路 6 3 を除く駆動回路 6 2 の具体的な構成としては、図 2 に示したような構成を採用することができる。この場合、電圧生成部 1 4、1 6 が基準電圧 VREFP、VREFN の電圧値を切り替え可能な構成にするとともに、カレントミラー回路 1 1、1 2 がミラー比を変更可能な構成とする。基準電圧 VREFP、VREFN の電圧値を切り替え可能な電圧生成回路としては、図 3 ~ 図 6 に示したような構成を採用することができる。また、ミラー比を変更可能なカレントミラー回路としては、図 1 2 に示したような構成を採用することができる。

【 0 0 9 1 】

50

そして、この場合、駆動能力変更部 64 は、基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} の切り替えにより周期的な駆動能力の変更を行い、ミラー比の切り替えにより台形波出力の立ち上がり期間における途中切替タイミングでの駆動能力の変更を行うようにする。具体的には、駆動能力変更部 64 は、基準電圧 V_{REFP} 、 V_{REFN} を、第 1 実施形態と同様、3 つの電圧値 $V_1 \sim V_3$ で切り替えることで、駆動能力を周期的に「小」、「中」および「大」の 3 段階に変更する。また、駆動能力変更部 64 は、ミラー比を通常は「大」に設定しておき、ミラー比を途中切替タイミングから所定期間が経過するまでの間だけ「中」に設定することで、台形波出力の立ち上がり期間中の駆動能力の変更（低下）を実現する。

【0092】

台形波出力の立ち上がり期間中の駆動能力の変更は、サージ電圧が発生する前に完了しなければならないため、高速応答が要求される。そして、第 3 実施形態において前述した通り、カレントミラー回路 11、12 のミラー比の切り替えによる駆動能力の変更は、他の変更方法に比べ、その応答性が速い。したがって、上述したように、ミラー比の切り替えにより台形波出力の立ち上がり期間中の駆動能力を変更することで、その応答性が速くなり、サージ電圧が発生する前に確実に駆動能力の変更を完了させることが可能となる。

【0093】

（第 7 実施形態）

以下、第 7 実施形態について図 20 および図 21 を参照して説明する。

上記各実施形態では、本発明の信号出力回路をスイッチングレギュレータ 1 に適用した例を説明したが、本発明の信号出力回路は、出力トランジスタの駆動を制御することにより、その出力トランジスタの主端子から台形波の出力信号を出力する構成全般に適用することができる。例えば、本発明の信号出力回路は、図 20 に示すチャージポンプ回路 71、図 21 に示すモータドライブシステム 81 などに適用することができる。

【0094】

図 20 に示すように、チャージポンプ回路 71 は、ダイオード D_{71} 、 D_{72} 、コンデンサ C_{71} 、 C_{72} を備えた一般的な構成であり、直流電源 72 から入力電源線 L_i を通じて与えられる入力電圧 V_i を昇圧して出力する。チャージポンプ回路 71 の出力電圧 V_o は、出力電源線 L_o を通じて負荷 73 に供給されている。

【0095】

入力電源線 L_i および出力電源線 L_o の間には、ダイオード D_{71} 、 D_{72} が入力電源線 L_i 側をアノードとして直列接続されている。出力電源線 L_o およびグランド線 L_g の間には、平滑用のコンデンサ C_{72} が接続されている。ダイオード D_{71} 、 D_{72} の相互接続ノード N_{71} には、コンデンサ C_{71} の一方の端子が接続されている。

【0096】

コンデンサ C_{71} の他方の端子には、電源線 L_b およびグランド線 L_g の間に直列接続された 2 つのトランジスタ T_{71} 、 T_{72} の相互接続ノード N_{71} から出力される台形波出力が与えられる。トランジスタ T_{71} は、P チャネル型の MOS トランジスタであり、トランジスタ T_{72} は、N チャネル型の MOS トランジスタである。この場合、トランジスタ T_{71} 、 T_{72} が出力トランジスタに相当し、それらのドレインが主端子に相当する。

【0097】

トランジスタ T_{71} 、 T_{72} は、信号出力回路に相当する駆動回路 74 により駆動される。駆動回路 74 は、トランジスタ T_{71} 、 T_{72} をそれぞれ定電流駆動する駆動部 75、76 と、駆動部 75、76 の駆動能力を周期的に変更する駆動能力変更部 77 とを備えている。

【0098】

上記構成では、駆動能力変更部 77 により駆動部 75、76 の駆動能力が周期的に変更されることで、コンデンサ C_{71} の他方の端子に与えられる台形波出力のスルーレートが周期的に変化する。したがって、上記構成によっても、第 1 実施形態と同様、台形波出力の立ち上がりおよび立ち下がりに含まれる高調波成分が分散され、ノイズのピーク値が低

10

20

30

40

50

く抑えられる。

【0099】

図21に示すモータドライブシステム81は、例えば、主機インバータや、ISG(Integrated Starter Generator)に用いられるもので、3相のモータMを駆動するシステムである。モータドライブシステム81は、一对の直流電源線L81、L82間に3相フルブリッジの形態をなすように接続された6つトランジスタT81~T86と、それらトランジスタT81~T86を駆動する駆動回路82とを備えている。

【0100】

この場合、トランジスタT81、T82の相互接続ノードN81、トランジスタT83、T84の相互接続ノードN82およびトランジスタT85、T86の相互接続ノードN83から出力される台形波出力がモータMに与えられている。したがって、トランジスタT81~T86が出力トランジスタに相当し、トランジスタT81、T83、T85のソースおよびトランジスタT82、T84、T86のドレインが主端子に相当する。

10

【0101】

駆動回路82は、トランジスタT81~T86をそれぞれ定電流駆動する駆動部83~88と、駆動部83~88の駆動能力を周期的に変更する駆動能力変更部89とを備えている。上記構成では、駆動能力変更部89により駆動部83~88の駆動能力が周期的に変更されることで、相互接続ノードN81、N82からモータMへと出力される台形波出力のスルーレートが周期的に変化する。したがって、上記構成によっても、第1実施形態と同様、台形波出力の立ち上がりおよび立ち下がりに含まれる高調波成分が分散され、ノイズのピーク値が低く抑えられる。

20

【0102】

(その他の実施形態)

なお、本発明は上記し且つ図面に記載した各実施形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で任意に変形、組み合わせ、あるいは拡張することができる。

上記各実施形態では、PWM周期の1周期におけるON側駆動能力とOFF側駆動能力とが同一となるように駆動能力の変更を行っていたが、1周期におけるON側駆動能力とOFF側駆動能力とが異なるように駆動能力の変更を行ってもよい。

【0103】

駆動能力の変更は1周期毎に行わなくともよく、例えば複数周期毎に行ってもよい。ただし、その場合、損失の変動が明確に現れない程度の周期毎に駆動能力の変更を行うとよい。

30

駆動能力の変更パターンは、3種類に限らずともよく、2種類でもよいし、4種類以上でもよい。

【0104】

第6実施形態において、台形波出力の立ち上がり期間中における駆動能力の変更は、ミラー比の切り替えにより実施していたが、これに限らずともよく、上記各実施形態で説明した各種の変更方法のいずれかを用いて実施してもよい。

【0105】

本開示は、実施例に準拠して記述されたが、本開示は当該実施例や構造に限定されるものではないと理解される。本開示は、様々な変形例や均等範囲内の変形をも包含する。加えて、様々な組み合わせや形態、さらには、それらに一要素のみ、それ以上、あるいはそれ以下、を含む他の組み合わせや形態をも、本開示の範疇や思想範囲に入るものである。

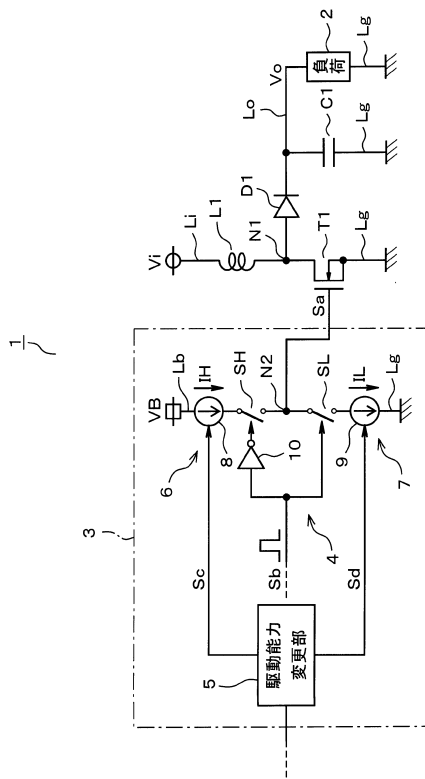
40

【符号の説明】

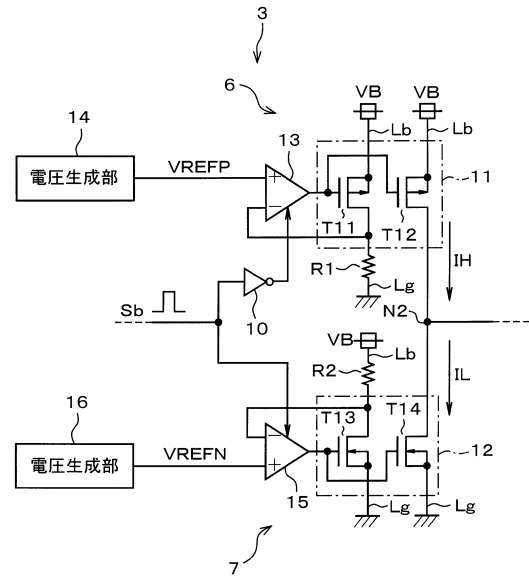
【0106】

3、51、62、74、82...駆動回路、4、75、76、83~88...駆動部、5、64、77、89...駆動能力変更部、6...オン側駆動部、7...オフ側駆動部、8、9...電流生成回路、11、12、41...カレントミラー回路、T1、T71、T72、T81~T86...トランジスタ。

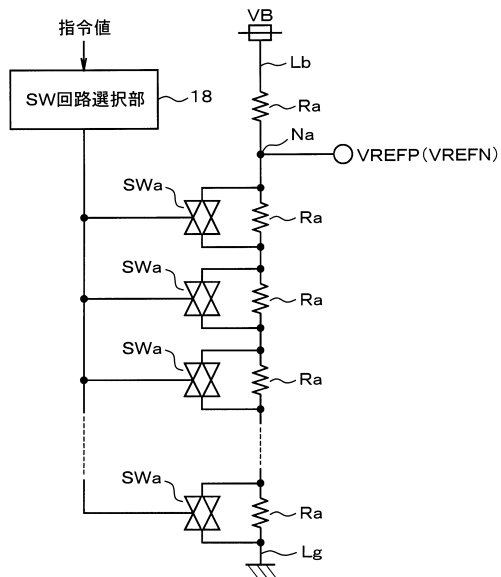
【図 1】



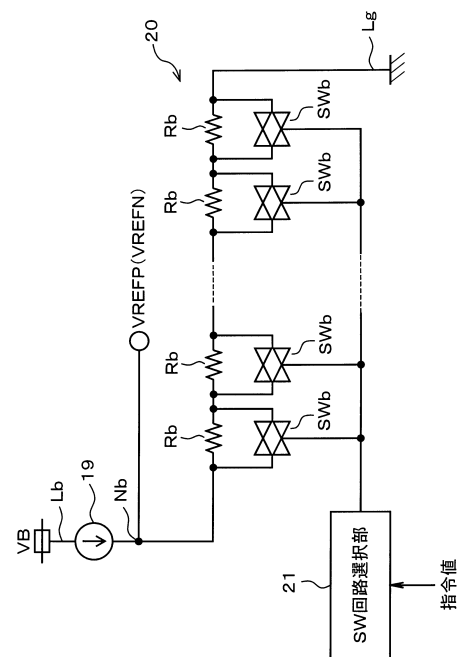
【図 2】



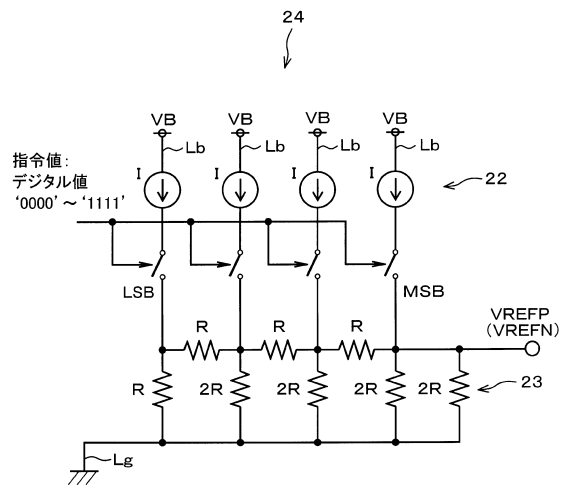
【図 3】



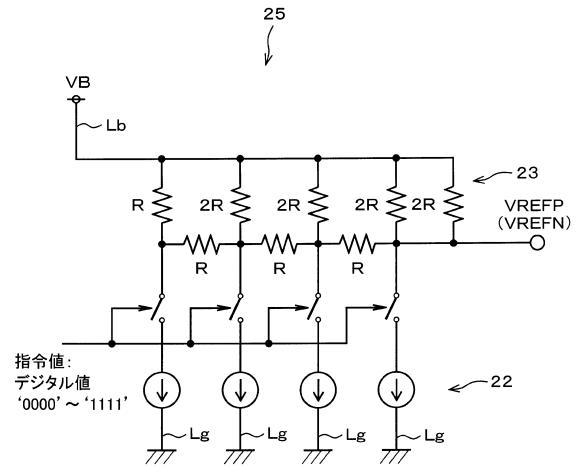
【図 4】



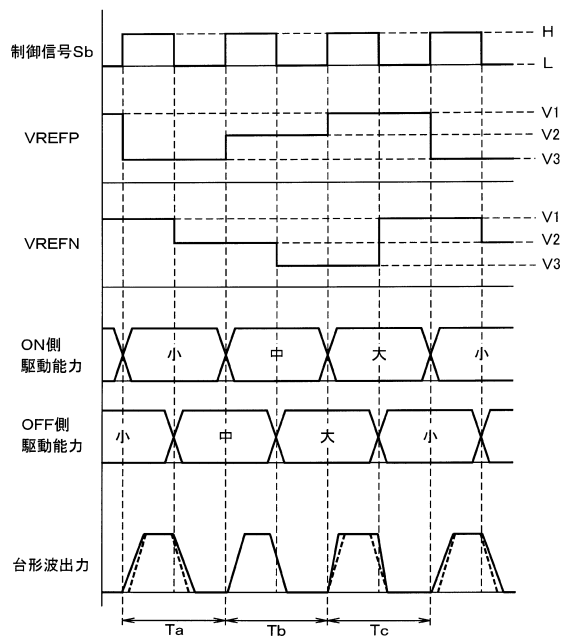
【図5】



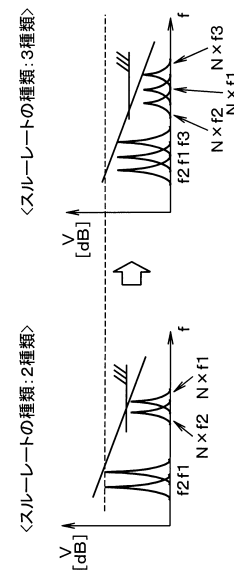
【図6】



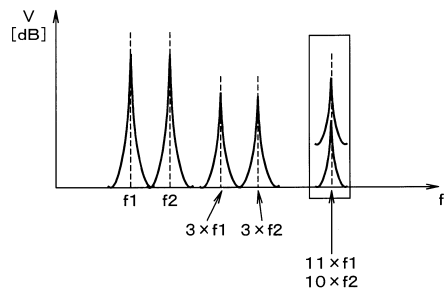
【図7】



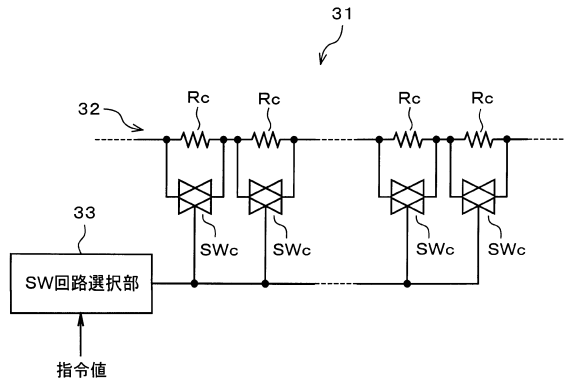
【図8】



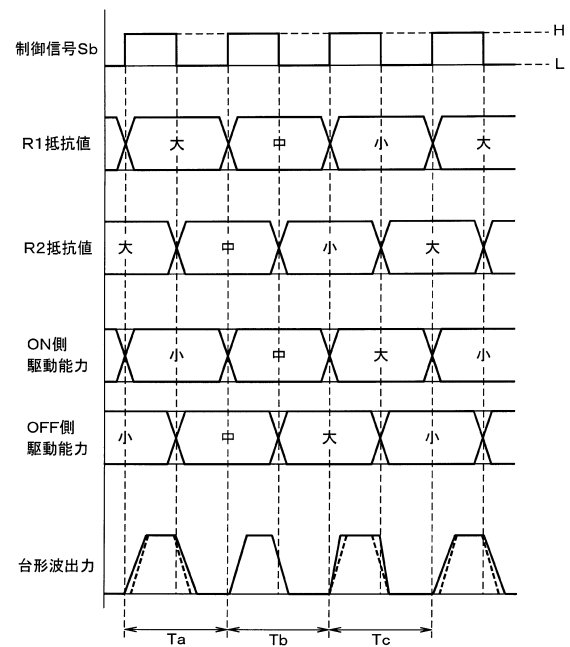
【図 9】



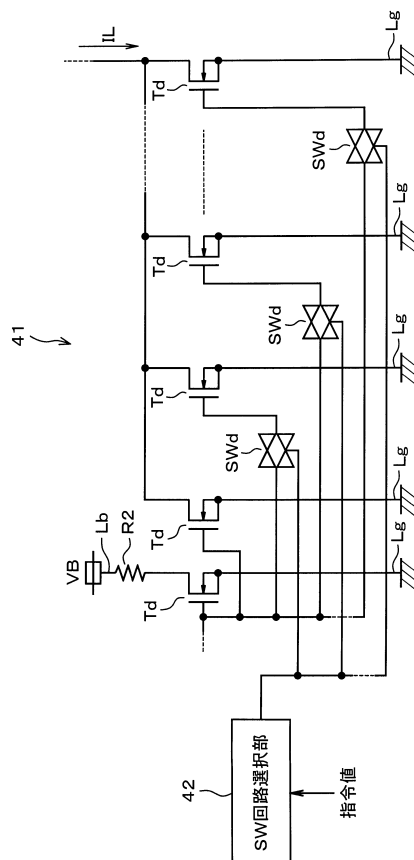
【図 10】



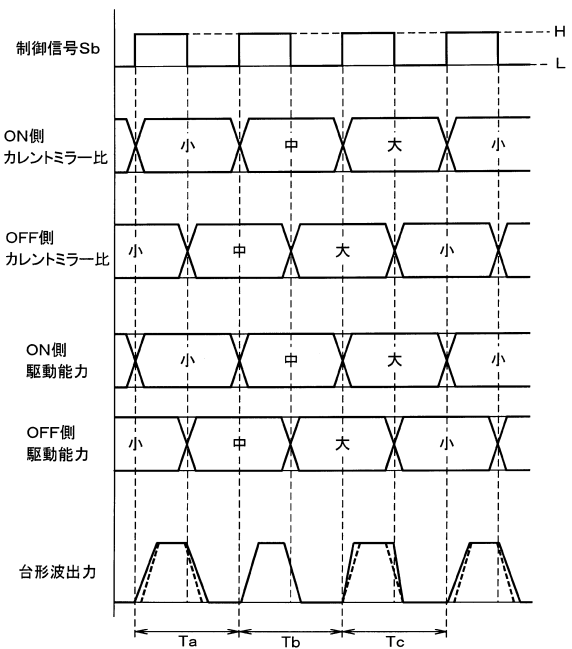
【図 11】



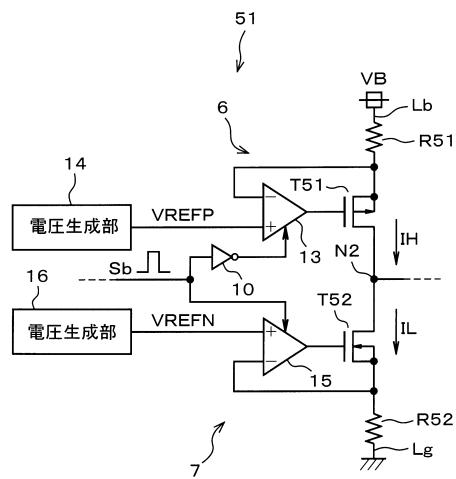
【図 12】



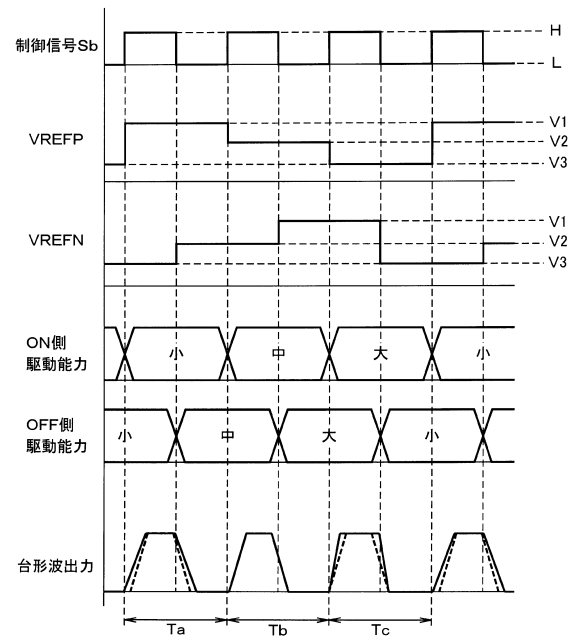
【図 13】



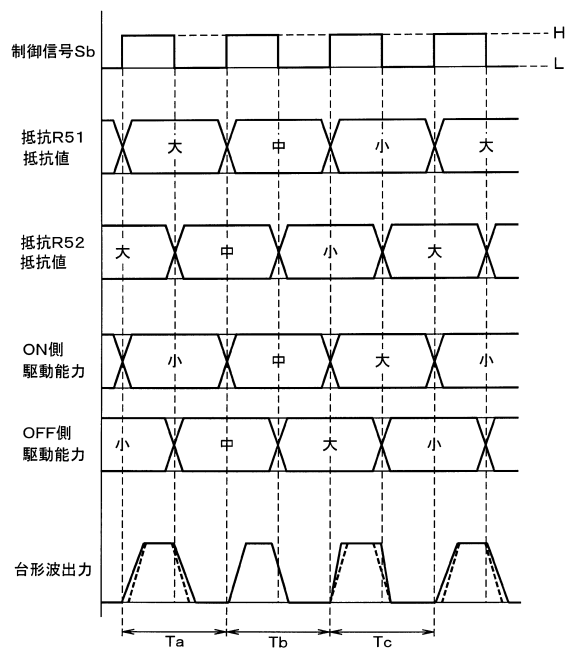
【図 14】



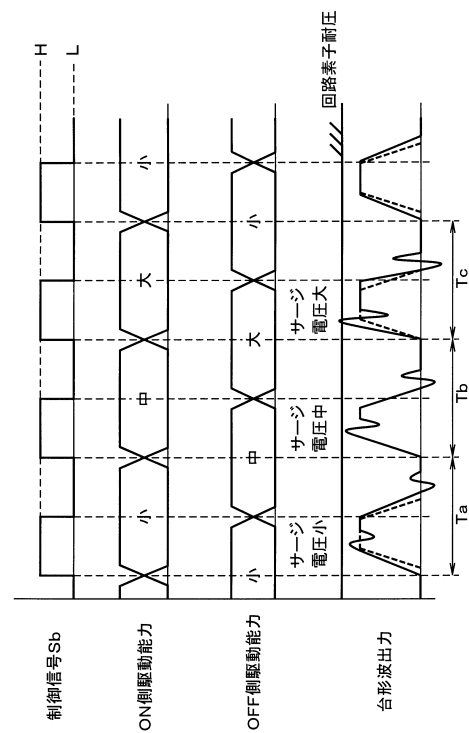
【図 15】



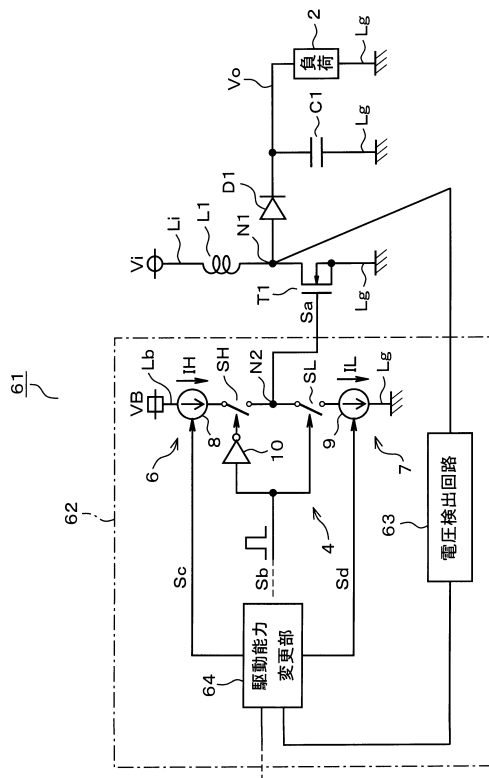
【図 16】



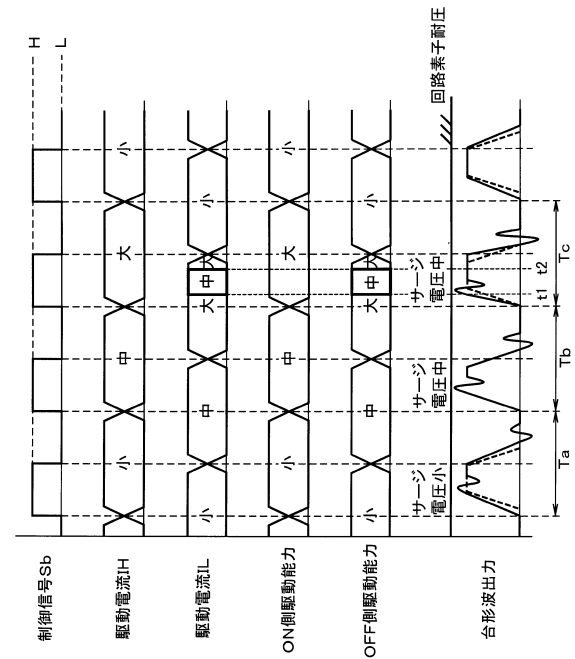
【図 17】



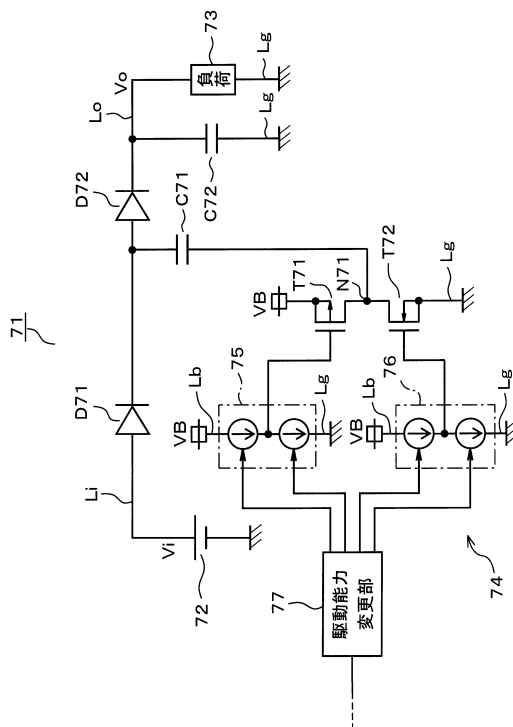
【図 18】



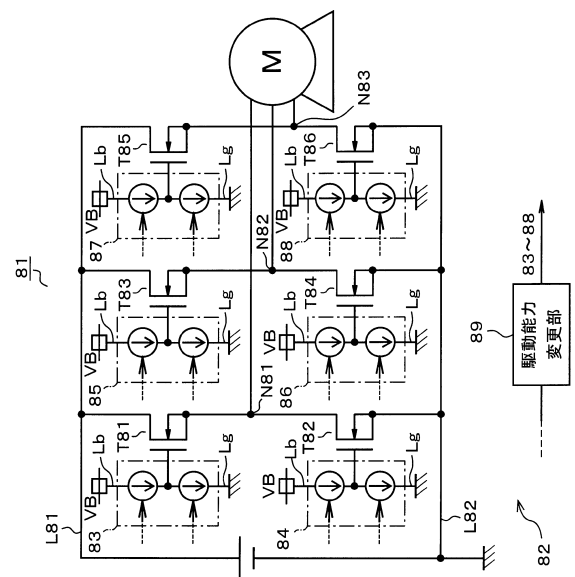
【図 19】



【図 20】



【図 21】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開 2 0 1 3 - 0 3 1 3 5 7 (J P , A)
特開 2 0 1 3 - 0 1 7 0 7 8 (J P , A)
特開平 1 1 - 3 4 6 1 4 7 (J P , A)
特開 2 0 1 4 - 2 3 3 0 4 3 (J P , A)
特開 2 0 1 4 - 1 6 5 8 9 0 (J P , A)
米国特許出願公開第 2 0 1 1 / 0 1 7 5 6 5 0 (U S , A 1)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H 0 2 M 1 / 0 8
H 0 2 M 3 / 1 5 5
H 0 3 K 1 7 / 1 6