

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3560432号
(P3560432)

(45) 発行日 平成16年9月2日(2004.9.2)

(24) 登録日 平成16年6月4日(2004.6.4)

(51) Int.Cl.⁷

F I

H03K 17/695

H03K 17/687

B

H02P 9/30

H02P 9/30

C

H03K 17/16

H03K 17/16

H

請求項の数 5 (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平8-337982
 (22) 出願日 平成8年12月18日(1996.12.18)
 (65) 公開番号 特開平10-178340
 (43) 公開日 平成10年6月30日(1998.6.30)
 審査請求日 平成12年7月5日(2000.7.5)

(73) 特許権者 000005108
 株式会社日立製作所
 東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地
 (73) 特許権者 000232999
 株式会社日立カーエンジニアリング
 茨城県ひたちなか市高場2477番地
 (74) 代理人 100077816
 弁理士 春日 譲
 (72) 発明者 高橋 直行
 茨城県ひたちなか市高場2477番地
 株式会社 日立カーエンジニ
 アリング内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 MOSトランジスタの駆動装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

バッテリーに直列に接続された巻線と並列に接続されたダイオードと、上記巻線と上記バッテリーとの間に接続されたMOSトランジスタと、このMOSトランジスタを導通または遮断する信号を発生し上記MOSトランジスタのゲートを駆動する駆動回路とを有するMOSトランジスタの駆動装置において、

上記駆動回路と上記MOSトランジスタとの間に配置され、上記駆動回路から出力された電圧を傾斜状に増加させながら、上記MOSトランジスタのゲートに供給し、上記電圧の供給を開始してから、上記ダイオードの逆回復時間 τ_{rr} より長い所定期間で、上記MOSトランジスタを完全導通に移行させる遅延回路を備えることを特徴とするMOSトランジスタの駆動装置。

10

【請求項2】

バッテリーに直列に接続された巻線と並列に接続されたダイオードと、上記巻線と上記バッテリーとの間に接続されたMOSトランジスタと、このMOSトランジスタを導通または遮断する信号を発生し上記MOSトランジスタのゲートを駆動する駆動回路とを有するMOSトランジスタの駆動装置において、

上記駆動回路と上記MOSトランジスタとの間に配置され、上記駆動回路から出力された、上記MOSトランジスタを遮断から導通させる信号を、上記MOSトランジスタのゲートに印加する電圧であって、時間経過とともに暫増する関数で与えられる電圧とする関数発生回路を備え、この関数発生回路から出力される電圧を暫増させながら上記電圧をMO

20

Sトランジスタのゲートに印加し、上記電圧の印加を開始してから上記ダイオードの逆回復時間 τ_{rr} より長い所定時間で、上記MOSトランジスタを完全導通とすることを特徴とするMOSトランジスタの駆動装置。

【請求項3】

バッテリーを充電する発電機の電機子巻線と、上記バッテリーと直列に接続され、上記電機子巻線に磁束を供給する界磁巻線と並列に接続されたダイオードと、上記界磁巻線と上記バッテリーとの間に接続されたMOSトランジスタと、このMOSトランジスタを導通または遮断する信号を発生し上記MOSトランジスタのゲートを駆動する駆動回路とを有するMOSトランジスタの駆動装置において、

上記駆動回路と上記MOSトランジスタとの間に配置され、上記駆動回路から出力された電圧を傾斜状に増加させながら、上記MOSトランジスタのゲートに供給し、上記電圧の供給を開始してから、上記ダイオードの逆回復時間 τ_{rr} より長い所定期間で、上記MOSトランジスタを完全導通に移行させる遅延回路を備えることを特徴とするMOSトランジスタの駆動装置。

【請求項4】

バッテリーを充電する発電機の電機子巻線と、上記バッテリーと直列に接続され、上記電機子巻線に磁束を供給する界磁巻線と並列に接続されたダイオードと、上記界磁巻線と上記バッテリーとの間に接続されたMOSトランジスタと、このMOSトランジスタを導通または遮断する信号を発生し上記MOSトランジスタのゲートを駆動する駆動回路とを有するMOSトランジスタの駆動装置において、

上記駆動回路と上記MOSトランジスタとの間に配置され、上記駆動回路から出力された、上記MOSトランジスタを遮断から導通させる信号を、上記MOSトランジスタのゲートに印加する電圧であって、時間経過とともに暫増する関数で与えられる電圧とする関数発生回路を備え、この関数発生回路から出力される電圧を暫増させながら上記電圧をMOSトランジスタのゲートに印加し、上記電圧の印加を開始してから上記ダイオードの逆回復時間 τ_{rr} より長い所定時間で、上記MOSトランジスタを完全導通とすることを特徴とするMOSトランジスタの駆動装置。

【請求項5】

請求項2又は4記載のMOSトランジスタの駆動装置において、上記関数発生回路は、コンデンサと、上記MOSトランジスタを導通または遮断する信号と同期して上記コンデンサに電荷を充放電する充放電回路と、上記コンデンサの電圧に相当する電圧を出力する増幅器とを有することを特徴とするMOSトランジスタの駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、MOSトランジスタの駆動装置に係わり、特に、インダクタンスの大きい巻線への大電流の供給を制御するパワーMOSトランジスタの駆動装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

パワーMOSトランジスタにより、その供給電流が制御されるものの例としては、自動車用発電機の界磁巻線がある。この自動車用発電機の界磁巻線への供給電流の制御に際して問題となるのは、ラジオ・ノイズの発生である。

【0003】

このラジオ・ノイズを低減する方法の例としては、特開昭64-20000号公報に記載された電圧調整装置がある。この公報記載の電圧調整装置においては、ラジオ・ノイズの発生を低減するため、スイッチング時の界磁巻線に流れる電流値をフィードバック制御して、この界磁電流の変化量が一定値以下となるように、電流制御を行っている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記公報記載の電圧調整装置にあっては、上述したように、電流値をフィ

ードバック制御するので、界磁電流を検出する電流検出回路や、演算増幅器等高価な部品が必要なため、構成が複雑となるだけではなく、装置が高価格となっていた。

【0005】

本発明の目的は、簡単な構成で安価でありながら、ラジオ・ノイズ等の発生を低減可能なMOSトランジスタの駆動装置を実現することである。

【0006】

上記目的を達成するため、本発明は次のように構成される。

(1) バッテリーに直列に接続された巻線と並列に接続されたダイオードと、上記巻線と上記バッテリーとの間に接続されたMOSトランジスタと、このMOSトランジスタを導通または遮断する信号を発生し上記MOSトランジスタのゲートを駆動する駆動回路とを有するMOSトランジスタの駆動装置において、上記駆動回路と上記MOSトランジスタとの間に配置され、上記駆動回路から出力された電圧を傾斜状に増加させながら、上記MOSトランジスタのゲートに供給し、上記電圧の供給を開始してから、上記ダイオードの逆回復時間 τ_{rr} より長い所定期間で、上記MOSトランジスタを完全導通に移行させる遅延回路を備える。

10

【0007】

遅延回路は、ダイオードの逆回復時間よりも長い期間で、パワーMOSトランジスタを完全遮断から完全導通とする。これにより、ダイオードには殆ど逆電流は流れず、バッテリー、ダイオード、パワーMOSトランジスタを通して短絡電流が流れることが防止される。

【0008】

20

この場合、遅延回路は、トランジスタやコンデンサ等からなる簡単な回路により構成できる。

【0009】

(2) また、バッテリーに直列に接続された巻線と並列に接続されたダイオードと、上記巻線と上記バッテリーとの間に接続されたMOSトランジスタと、このMOSトランジスタを導通または遮断する信号を発生し上記MOSトランジスタのゲートを駆動する駆動回路とを有するMOSトランジスタの駆動装置において、上記駆動回路と上記MOSトランジスタとの間に配置され、上記駆動回路から出力された、上記MOSトランジスタを遮断から導通させる信号を、上記MOSトランジスタのゲートに印加する電圧であって、時間経過とともに暫増する関数で与えられる電圧とする関数発生回路を備え、この関数発生回路から出力される電圧を暫増させながら上記電圧をMOSトランジスタのゲートに印加し、上記電圧の印加を開始してから上記ダイオードの逆回復時間 τ_{rr} より長い所定時間で、上記MOSトランジスタを完全導通とする。

30

【0010】

関数発生回路は、時間経過とともに暫増する関数で与えられる電圧をMOSトランジスタに印加することにより、ダイオードの逆回復時間よりも長い期間で、パワーMOSトランジスタを完全遮断から完全導通とする。これにより、ダイオードには殆ど逆電流は流れず、バッテリー、ダイオード、パワーMOSトランジスタを通して短絡電流が流れることが防止される。

【0011】

40

この場合、関数発生回路は、トランジスタやコンデンサ等からなる簡単な回路により構成できる。

【0012】

(3) また、バッテリーを充電する発電機の電機子巻線と、上記バッテリーと直列に接続され、上記電機子巻線に磁束を供給する界磁巻線と並列に接続されたダイオードと、上記界磁巻線と上記バッテリーとの間に接続されたMOSトランジスタと、このMOSトランジスタを導通または遮断する信号を発生し上記MOSトランジスタのゲートを駆動する駆動回路とを有するMOSトランジスタの駆動装置において、上記駆動回路と上記MOSトランジスタとの間に配置され、上記駆動回路から出力された電圧を傾斜状に増加させながら、上記MOSトランジスタのゲートに供給し、上記電圧の供給を開始してから、上記ダイオード

50

の逆回復時間 τ_{rr} より長い所定期間で、上記 MOS トランジスタを完全導通に移行させる遅延回路を備える。

【0013】

(4) また、バッテリーを充電する発電機の電機子巻線と、上記バッテリーと直列に接続され、上記電機子巻線に磁束を供給する界磁巻線と並列に接続されたダイオードと、上記界磁巻線と上記バッテリーとの間に接続された MOS トランジスタと、この MOS トランジスタを導通または遮断する信号を発生し上記 MOS トランジスタのゲートを駆動する駆動回路とを有する MOS トランジスタの駆動装置において、上記駆動回路と上記 MOS トランジスタとの間に配置され、上記駆動回路から出力された、上記 MOS トランジスタを遮断から導通させる信号を、上記 MOS トランジスタのゲートに印加する電圧であって、時間経過とともに暫増する関数で与えられる電圧とする関数発生回路を備え、この関数発生回路から出力される電圧を暫増させながら上記電圧を MOS トランジスタのゲートに印加し、上記電圧の印加を開始してから上記ダイオードの逆回復時間 τ_{rr} より長い所定期間で、上記 MOS トランジスタを完全導通とする。

10

【0014】

(5) 好ましくは、上記 (2) 又は (4) において、上記関数発生回路は、コンデンサと、上記 MOS トランジスタを導通または遮断する信号と同期して上記コンデンサに電荷を充放電する充放電回路と、上記コンデンサの電圧に相当する電圧を出力する増幅器とを有する。

【0015】

20

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施形態を添付図面を参照して説明する。

図 1 は、本発明の一実施形態である MOS トランジスタの駆動装置の概略回路図であり、自動車用発電機の電圧調整器に適用した場合の例である。

【0016】

図 1 において、1 は自動車用の発電機であり、この発電機 1 は、3 相電機子巻線 10 a、10 b、10 c と、これら 3 相電機子巻線 10 a、10 b、10 c の交流出力を直流に変換する整流器 11 とを備える。さらに、発電機 1 は、内燃機関 (図示せず) により回転力を与えられ、3 相電機子巻線 10 a、10 b、10 c に磁束を供給する界磁巻線 12 と、この界磁巻線 12 に流れる界磁電流を制御する電圧調整器 13 とを備える。

30

【0017】

電圧調整器 13 は、界磁巻線 12 と並列に接続され、そのカソードが整流器 11 に接続されるとともに、出力端子 B に接続されたダイオード 14 と、これら並列に接続された界磁巻線 12 及びダイオード 14 と直列に接続されたパワー MOS トランジスタ 15 と、このパワー MOS トランジスタ 15 のゲートを駆動する駆動信号を遅延する遅延回路 16 と、この遅延回路 16 の入力端子に、その出力信号を供給する比較器 17 とを備える。ここで、ダイオード 14 のアノードは、パワー MOS トランジスタ 15 のドレインに接続され、このパワー MOS トランジスタ 15 のソースは接地されている。

【0018】

電圧調整器 13 は、さらに、比較器 17 のプラス側入力端子に、そのプラス側が接続され、マイナス側が接地される参照電圧 18 と、比較器 17 のマイナス側入力端子に、その一方端が接続され、他方端は電圧検出端子 S に接続された分圧抵抗 19 a と、比較器 17 のマイナス側入力端子に、その一方端が接続され、他方端は参照電圧 18 のマイナス側に接続された分圧抵抗 19 b とを備える。

40

【0019】

上述した比較器 17 と、参照電圧 18 と、抵抗 19 a と、抵抗 19 b とにより、パワー MOS トランジスタ 15 のゲートを駆動する駆動回路が構成される。

【0020】

発電機 1 の出力端子 B はバッテリー 2 のプラス側に接続され、さらに自動車に搭載される電気装置 4 a、4 b、4 c にスイッチ 3 a、3 b、3 c を介して接続される。電気装置 4 a

50

～4cは、ヘッドライト、ワイパー、エアコン等、車搭載される電気装置を表す。6はラジオ受信機であり、スイッチ5を介してバッテリー2から電源を供給され、かつアンテナ7からの高周波電波を受信するものである。また、電圧検出端子Sはバッテリー2のプラス側に接続される。このバッテリー2のマイナス側は接地されている。

【0021】

上記構成において、内燃機関が回転している時には、電圧調整器13がバッテリー2の電圧を検出し、フィードバック制御を行う。

つまり、バッテリー2の電圧が低い時には、分圧抵抗19aと19bとの分圧点の電圧は参照電圧18の電圧より低くなる。この場合には、比較器17の出力信号である駆動信号は、「Hi（ハイ）」レベルとなり遅延回路16によってパワーMOSトランジスタ15のゲート電圧を高くし、パワーMOSトランジスタ15を導通させる。

10

【0022】

パワーMOSトランジスタ15が導通すると、界磁巻線12に流れる界磁電流が増加し、電機子巻線10a～10cに発生する電圧が高くなる。これにより、整流器12からB端子を介してバッテリー2に印加される電圧が高くなる。

【0023】

また、バッテリー2の電圧が高い時には、分圧抵抗19aと19bとの分圧点の電圧が参照電圧18の電圧より高くなる。この場合は、比較器17の出力は「Low（ロー）」レベルとなり、駆動回路16はパワーMOSトランジスタ15のゲート電圧を低くし、パワーMOSトランジスタ15を遮断させる。パワーMOSトランジスタ15が遮断すると、界磁巻線12に流れる界磁電流がダイオード14を通して減衰し、電機子巻線10a～10cに発生する電圧が低くなり、バッテリー2の電圧が低くなる。

20

以上の動作をくり返し、バッテリー2の電圧は一定値に調整される。

【0024】

図2は、遅延回路16の内部回路図であり、この遅延回路16は、Hi/Low指令入力「G1」に対し、遅延した信号「G0」を発生する。つまり、信号「G0」は、ランプ波形（傾斜状波形）である。このため、遅延回路16は、関数発生回路と定義することもできる。

【0025】

図2において、201はNOTゲート、202はバッファ・ゲートであり、これらNOTゲート及びバッファゲート202に指令入力G1が供給される。203はNOTゲート201の出力がHiの時に閉じるスイッチ、207はバッファ・ゲート202の出力がHiの時に閉じるスイッチである。

30

【0026】

また、204、206、210、212は定電流源、205、209、211はPNPトランジスタ、213はNPNトランジスタ、208はコンデンサ、214は抵抗である。

【0027】

スイッチ203の一方端は、電流源204、206、スイッチ207を介して接地されている。また、スイッチ203の他方端は、トランジスタ205のエミッタ、209のエミッタ、定電流源212及びトランジスタ213のコレクタに接続される。トランジスタ205のコレクタは、電流源204及び206と接続されるとともに、このトランジスタ205のベース、トランジスタ209のベース及びコンデンサ208の一方端に接続される。

40

【0028】

コンデンサ208の他方端は、トランジスタ209のコレクタ、トランジスタ211のベースに接続されるとともに、定電流源210を介して接地される。トランジスタ211のエミッタは、定電流源212及びトランジスタ213のベースに接続される。また、このトランジスタ211のコレクタを接地される。トランジスタ213のエミッタは、出力G0の出力端子に接続されるとともに、抵抗214を介して接地される。

【0029】

50

つまり、図2に示した遅延回路（関数発生回路）16は、コンデンサ208と、MOSトランジスタ15を導通または遮断する信号G1と同期してコンデンサ16に電荷を充放電する充放電回路（NOTゲート201、バッファゲート207、スイッチ203、207、電流源204、206、210、トランジスタ205、209、）と、コンデンサ208の電圧に相当する電圧を出力する増幅器（電流源212、トランジスタ211、213、抵抗214）とを有する。

【0030】

図2に示した遅延回路16において、指令入力G1がLowの時は、NOTゲート201の出力がHi、バッファ・ゲート202の出力がLowとなり、スイッチ203がオン、スイッチ207がオフとなる。この場合には、PNPトランジスタ205、209は逆バイアスとなり電流は流れず、定電流源204、コンデンサ208、定電流源210のルートで電流が流れ、コンデンサ208が充電される。コンデンサ208が充電されると、コンデンサ208の低電位側、即ちトランジスタ209のコレクタ電圧は接地レベルまで低くなる。

10

【0031】

また、指令入力G1がHiの時は、NOTゲート201の出力がLow、バッファ・ゲート202の出力がHiとなり、スイッチ203がオフ、スイッチ207がオンとなる。この場合には、PNPトランジスタ205には定電流源206と等しい電流が流れる。

【0032】

そして、コンデンサ208は徐々に放電する。コンデンサ208の高電位側（トランジスタ209のベースとの接続点）は、VCC（回路電源：5V）よりトランジスタ209のエミッターベース間電圧（約0.7V一定）分だけ低い約4.3Vで一定であり、低電位側（トランジスタ209のコレクタ電圧）は時間とともに高くなる。

20

【0033】

この場合、コンデンサ208に流れる電流はトランジスタ209のベース電流に等しく、次式（1）で表される。

$$I(C208) = I210 / hFE \quad \dots (1)$$

ここで、

$I(C208)$: コンデンサ208に流れる電流

$I210$: 定電流源210の電流

hFE : トランジスタ209の電流増幅率とする。

30

【0034】

通常、コンデンサの電圧変化は電流値の時間積分により表される。よって、コンデンサ208の低電位側、即ちトランジスタ209のコレクタ電圧は一定の傾きで上昇する。

【0035】

図3に電圧波形を示す。図3の（a）は、入力信号G1の電圧波形であり、この入力信号G1に対するトランジスタ209のコレクタ電圧は図3の（b）に示すようになる。この例では、トランジスタ209のコレクタ電圧の立上がり時間は40μ秒に設定されている。図2に示すように、トランジスタ211及び213はエミッタ・フォロワ回路を構成しており、トランジスタ209のコレクタ電圧と等しい電圧が出力信号G0の出力端子に出力される。したがって、出力信号G0は、図3の（c）に示すように、トランジスタ209のコレクタ電圧と同様に立ち上がる。

40

【0036】

図4は、ダイオード14に正弦波電圧を印加したときの電流波形を示す。

一般に、ダイオードは逆方向に電圧が印加されたとき、暫くの間、電流が流れる特性を有している。この電流が流れる時間を逆回復時間（ τ_{rr} ）と呼ぶ。一般に、逆回復時間 τ_{rr} は、1～10μsec程度である。パワーMOSトランジスタ15が遮断している時にはダイオード14に順方向に電流が流れているが、パワーMOSトランジスタ15が導通してダイオード14が逆バイアスとなった時に、パワーMOSトランジスタ15は少なくとも逆回復時間 τ_{rr} の間は完全オン状態とならない。

50

【0037】

逆回復時間 τ_{rr} の期間中にパワーMOSトランジスタ15がオンすると、バッテリー2、ダイオード14、パワーMOSトランジスタ15を通して短絡電流が流れる。バッテリー2は内部インピーダンスが低く、この短絡電流は50Aから100A程度に達する。一瞬ではあるが、バッテリー2の配線に過大電流が流れるため、配線ケーブルから電磁波が発生し、アンテナ7からラジオ受信機6へノイズとして流入する。

【0038】

つまり、界磁巻線12のフライバック電圧を防止するためにダイオード（この例ではダイオード14）が、界磁巻線12と並列に接続されるが、このダイオード14の逆回復特性に起因してラジオ・ノイズが発生してしまう。

10

【0039】

このラジオ・ノイズを低減するためには、ダイオード14の逆回復時間 τ_{rr} よりも長い期間で、パワーMOSトランジスタ15を完全遮断から完全導通とすれば有効であることが、本発明の発明者らにより解明された。

【0040】

すなわち、ダイオード14の逆回復時間 τ_{rr} よりも長い期間で、パワーMOSトランジスタ15のドレイン電流を、0Aから一定電流まで（例えば、0Aから2A）に傾斜状に増加させるように、パワーMOSトランジスタ15を完全遮断から完全導通とすれば、ダイオード14には殆ど逆電流は流れない。

【0041】

20

したがって、バッテリー2、ダイオード14、パワーMOSトランジスタ15を通して短絡電流が流れることが防止され、ラジオ受信機6へのノイズ流入が防止される。

【0042】

ここで、パワーMOSトランジスタ15のドレイン電流を、逆回復時間 τ_{rr} よりも長い期間で0Aから一定電流まで（例えば、0Aから2A）に傾斜状に増加させるためには、パワーMOSトランジスタ15を完全遮断から完全導通とする期間を、逆回復時間 τ_{rr} よりも大幅に長くしなければならないことが、実験等により判明した。

【0043】

例えば、上述したように、ダイオード14の逆回復時間 τ_{rr} が、1～10 μsec であれば、パワーMOSトランジスタ15のゲート電圧（トランジスタ209のコレクタ電位）を、例えば、40 μsec で0から5Vまで傾斜状に増加させれば、ノイズの発生が防止される。

30

【0044】

なお、逆回復時間が、0.2 μsec のダイオードも、ダイオード14として使用可能である。ここで、ダイオード14の逆回復時間 τ_{rr} が、0.2 μsec と2.0 μsec との場合における、従来技術、つまり、パワーMOSトランジスタ15のゲート電圧を傾斜状に増加させることを考慮していない例に対して、ノイズレベルを有効に低減するための、パワーMOSトランジスタ15のゲート電圧のターンオン時間を記載する（ただし、実験例である）。なお、この例は、周波数600kHzにおいて、ノイズレベルを従来技術の-20dB μ とするための、パワーMOSトランジスタ15のゲート電圧を0Vから5Vに立ち上げるターンオン時間である。

40

【0045】

逆回復時間 τ_{rr} が0.2 μsec の場合は、トランジスタ15のゲート電圧のターンオン時間は、70 μsec であり、逆回復時間 τ_{rr} が2.0 μsec の場合は、トランジスタ15のゲート電圧のターンオン時間は、400 μsec であれば、ノイズレベルは従来技術の-20dB μ となった。

【0046】

なお、逆回復時間 τ_{rr} が0.2 μsec であり、MOSトランジスタ15のゲート電圧のターンオン時間が70 μsec の場合、MOSトランジスタ15が完全遮断から完全導通に至る時間は、15 μsec であった。また、逆回復時間 τ_{rr} が2.0 μsec であ

50

り、トランジスタ15のゲート電圧のターンオン時間が、 $400\mu\text{sec}$ の場合、MOSトランジスタ15が完全遮断から完全導通に至る時間は、 $50\mu\text{sec}$ であった。

【0047】

図5は、本発明の一実施形態による、自動車用発電機の電圧調整器と従来技術とのラジオノイズのレベルを比較したグラフである。ただし、発電機の回転数は、 300r/min であり、発電機出力電流は 20A の場合の例である。

【0048】

この図5から分かるように、周波数 500kHz 以上の周波数領域では、本発明の一実施形態（破線A）は、従来技術（実線B）に比較して、 $-20\text{dB}\mu$ 以上ノイズレベルが低減されている。

10

【0049】

以上のように、本発明の一実施形態によれば、遅延回路16は、ダイオード14の逆回復時間 τ_{rr} よりも長い期間で、パワーMOSトランジスタ15のドレイン電流を、 0A から一定電流までに傾斜状に増加させるように、パワーMOSトランジスタ15を完全遮断から完全導通とする。これにより、ダイオード14には殆ど逆電流は流れず、バッテリー2、ダイオード14、パワーMOSトランジスタ15を通して短絡電流が流れることが防止され、スイッチング・ノイズ、つまり、ラジオ受信機6のノイズの発生が防止される。

【0050】

この場合、遅延回路16は、トランジスタやコンデンサ等からなる簡単な回路により構成できるので、簡単な構成で安価でありながら、ラジオ・ノイズ等の発生を低減可能なMO 20

【0051】

なお、上述した例は、本発明を自動車用発電機の電圧調整器に適用した場合の例であるが、これに限らず、例えば、電動機の回転制御を行うための界磁巻線にダイオードが並列に接続され、この界磁巻線への電流を制御するMOSトランジスタの駆動装置等の他のものにも適用可能である。

【0052】

【発明の効果】

本発明は、以上説明したように構成されているため、次のような効果がある。

遅延回路（関数発生回路）は、ダイオードの逆回復時間 τ_{rr} よりも長い期間で、パワー MOSトランジスタを完全遮断から完全導通とする。これにより、ダイオードには殆ど逆電流は流れず、バッテリー、ダイオード、パワーMOSトランジスタを通して短絡電流が流れることが防止される。この場合、遅延回路は、トランジスタやコンデンサ等からなる簡単な回路により構成できる。

30

【0053】

したがって、簡単な構成で安価でありながら、ラジオ・ノイズ等の発生を低減可能なMOSトランジスタの駆動装置を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態であるMOSトランジスタの駆動装置の概略回路図である。

【図2】図1の遅延回路16の内部回路図である。

40

【図3】図2の遅延回路16の動作波形図である。

【図4】図1のダイオード14の電流波形図である。

【図5】本発明の一実施形態による、自動車用発電機の電圧調整器と従来技術とのラジオノイズのレベルを比較したグラフである。

【符号の説明】

1 自動車用発電機

2 バッテリ

6 ラジオ受信機

7 アンテナ

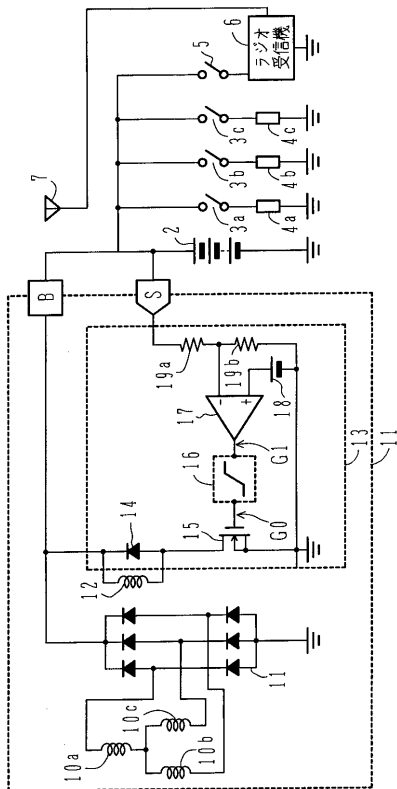
10a～10c 電機子巻線

50

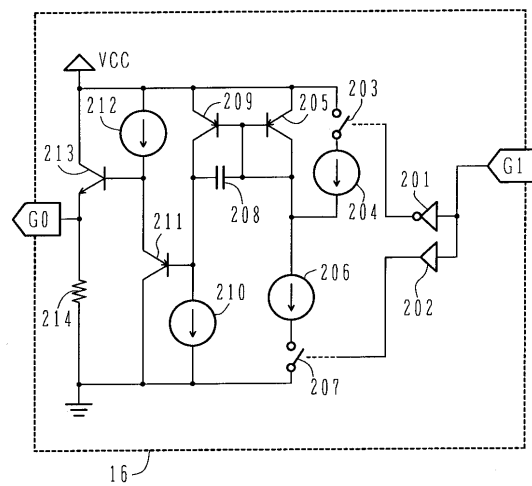
- 1 1 整流器
- 1 2 界磁巻線
- 1 3 電圧調整器
- 1 4 ダイオード
- 1 5 パワーMOSトランジスタ
- 1 6 遅延回路
- 1 7 比較器
- 1 8 参照電圧
- 1 9 a、1 9 b 分圧抵抗
- 2 0 1 NOTゲート
- 2 0 2 バッファ・ゲート
- 2 0 3、2 0 7 スイッチ
- 2 0 4、2 0 6、2 1 0、2 1 2 定電流源
- 2 0 5、2 0 9、2 1 1 PNPトランジスタ
- 2 0 8 コンデンサ
- 2 1 3 NPNトランジスタ
- 2 1 4 抵抗

10

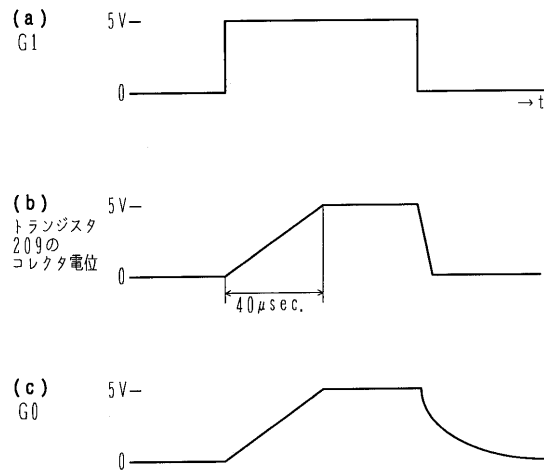
【図 1】



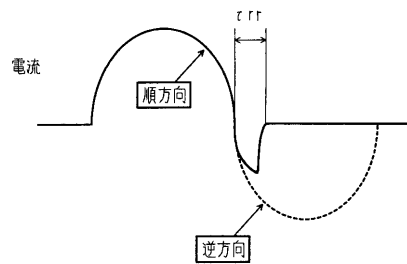
【図 2】



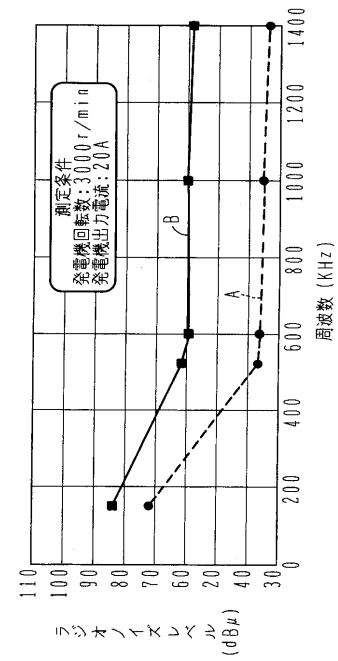
【図 3】



【図 4】



【図 5】



フロントページの続き

(72)発明者 引田 栄

茨城県ひたちなか市高場2 4 7 7 番地

株式会社 日立カーエンジニアリング内

(72)発明者 増野 敬一

茨城県ひたちなか市大字高場2 5 2 0 番地
内

株式会社 日立製作所 自動車機器事業部

審査官 江嶋 清仁

(56)参考文献 特開平0 6－1 9 7 6 0 0 (J P, A)

特開平1 0－1 7 8 3 4 0 (J P, A)