

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2005-287274

(P2005-287274A)

(43) 公開日 平成17年10月13日(2005.10.13)

(51) Int. Cl.⁷

H02M 3/155

F I

H02M 3/155

P

テーマコード(参考)

5H730

H02M 3/155

X

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願2004-102143 (P2004-102143)
 (22) 出願日 平成16年3月31日(2004.3.31)

(71) 出願人 000005326
 本田技研工業株式会社
 東京都港区南青山二丁目1番1号
 (74) 代理人 100084870
 弁理士 田中 香樹
 (74) 代理人 100079289
 弁理士 平木 道人
 (74) 代理人 100119688
 弁理士 田邊 壽二
 (72) 発明者 稲川 敏規
 埼玉県和光市中央一丁目4番1号 株式会
 社本田技術研究所内
 (72) 発明者 清水 元寿
 埼玉県和光市中央一丁目4番1号 株式会
 社本田技術研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 降圧型DC-DCコンバータ

(57) 【要約】

【課題】 入力電圧よりも高い特別な電圧回路を設けることなくNチャネル型MOSトランジスタを使用して良好な特性のDC-DCコンバータを構成する。

【解決手段】

直流電源のマイナス側と出力用コンデンサ8のマイナス側との間にNチャネル型MOSトランジスタ11およびチョークコイル12を直列接続する。抵抗9,10による入力電圧の分圧に基づいてMOSトランジスタ11のゲートにパルス信号を加えるPWM回路14を備える。MOSトランジスタ11のゲートに加えるパルス信号の電源を、直流電源のプラス側とマイナス側との間で供給する。PWM回路14のパルス信号が、出力用コンデンサ8の出力電圧に対応する電圧で形成され、このパルス信号はフォトカプラ16を介してNチャネル型MOSトランジスタ11のゲートに入力される。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

直流電源を接続された少なくとも一つの MOS トランジスタからなるスイッチ手段と、前記 MOS トランジスタがオンの期間に前記直流電源で充電される少なくとも一つのリアクトルと、

前記直流電源に前記 MOS トランジスタおよび前記リアクトルを介して接続されていて、負荷に電流を供給する出力用コンデンサの出力電圧に対応する電圧を入力されて予定デューティのパルス信号を前記 MOS トランジスタのゲートに加えるパルス幅変調回路を備える降圧型 DC - DC コンバータにおいて、

前記 MOS トランジスタが N チャネル型であり、

前記直流電源のマイナス側と前記出力用コンデンサのマイナス側との間に前記 N チャネル型 MOS トランジスタおよび前記リアクトルを順に直列接続し、

前記 N チャネル型 MOS トランジスタのゲートに加えるパルス信号の電源を、前記直流電源のプラス側とマイナス側との間で供給するようにしたことを特徴とする降圧型 DC - DC コンバータ。

10

【請求項 2】

前記パルス幅変調回路のパルス信号が、前記出力用コンデンサの出力電圧に対応する電圧で形成され、

前記パルス信号が、絶縁回路を介して前記 N チャネル型 MOS トランジスタのゲートに入力されることを特徴とする請求項 1 記載の降圧型 DC - DC コンバータ。

20

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、降圧型 DC - DC コンバータに関し、特に、広い入力電圧範囲において安定した電圧を取り出すことができる降圧型 DC - DC コンバータに関する。

【背景技術】**【0002】**

入力電圧をスイッチング素子で断続させて入力電圧より低い直流電圧に変換する降圧型 DC - DC コンバータが知られる。例えば、特開平 5 - 9 1 7 3 2 号公報に開示された降圧型 DC - DC コンバータは、スイッチング素子として N チャネル型 FET を使用し、この FET のオフ期間中にリアクトルに蓄積したエネルギーによる電圧を入力電圧に加算して FET 駆動用の PWM ドライブ回路に供給する。

30

【0003】

また、特開平 8 - 3 3 3 2 2 号公報に開示された降圧型 DC - DC コンバータは、過電圧を確実に防止できるように、半導体スイッチとしての P チャネル型 FET のオン・オフに対応して充放電する回路を設け、この充放電回路の充電電圧が異常値を示したときに出力を停止する。

【特許文献 1】特開平 5 - 9 1 7 3 2 号公報

【特許文献 2】特開平 8 - 3 3 3 2 2 号公報

【発明の開示】

40

【発明が解決しようとする課題】**【0004】**

上述のように、従来、降圧型 DC - DC コンバータのスイッチング素子として N チャネル型もしくは P チャネル型 FET が使用されている。N チャネル型 FET を駆動する場合、電源電圧であるドレイン電圧よりも高い電圧をゲートに加えるために、特許文献 1 に記載されたようなブーストラップ回路が必要となる。

【0005】

これに対して P チャネル型 FET は、ソースに対してゲート電圧を低くすれば駆動できるので回路構成が比較的簡易である。

【0006】

50

しかし、F E Tの構造上、Pチャンネル型F E TはNチャンネル型F E Tと比較してオン特性やスイッチング特性のよいものを作りにくく、かつ耐圧や電流容量が低い傾向にあるため、良好な特性の回路を作ることができない。

【0007】

特に、入力電圧が変動する用途で良好な動作が望まれるときに不十分である。例えば、リコイルスタータを用いて始動操作されるエンジン発電機に使用される降圧型D C - D Cコンバータでは、低回転領域でエンジン制御を開始しなければならないし、始動後は高いエンジン回転数による発生電力にも対応しなければならない。一例として、降圧型D C - D Cコンバータに対する入力電圧は5 ~ 450ボルト(V)の範囲で変動するが、Nチャンネル型F E Tを用いた回路では、このような電圧範囲の入力に基づいてエンジン発電機の制御電源を構成することは非常に困難である。

10

【0008】

また、エンジン回転数が低くてD C - D Cコンバータが最大の電圧を出力できない早い時期から発電機の出力電圧を最大限取り出すために、F E Tはオン状態(実質的に100%デューティ)にすることが要求される。しかし、従来のNチャンネルF E T駆動方式では、F E Tがオフの期間にブーストラップ回路を充電するのでF E Tのオフ期間が必要であり、100%デューティで駆動することができない。

【0009】

本発明の目的は、安定した出力電圧を確保することができ、かつ構成が簡単で出力電圧の立ち上がり特性の良好な降圧型D C - D Cコンバータを提供することにある。

20

【課題を解決するための手段】

【0010】

上記目的を達成するための本発明は、直流電源を接続された少なくとも一つのM O Sトランジスタからなるスイッチ手段と、前記M O Sトランジスタがオンの期間に前記直流電源で充電される少なくとも一つのリアクトルと、前記直流電源に前記M O Sトランジスタおよび前記リアクトルを介して接続されていて、負荷に電流を供給する出力用コンデンサの出力電圧に対応する電圧を入力されて予定デューティのパルス信号を前記M O Sトランジスタのゲートに加えるパルス幅変調回路を備える降圧型D C - D Cコンバータにおいて、前記M O SトランジスタがNチャンネル型であり、前記直流電源のマイナス側と前記出力用コンデンサのマイナス側との間に前記Nチャンネル型M O Sトランジスタおよび前記リアクトルを順に直列接続し、前記Nチャンネル型M O Sトランジスタのゲートに加えるパルス信号の電源を、前記直流電源のプラス側とマイナス側との間で供給するようにした点に第1の特徴がある。

30

【0011】

また、本発明は、前記パルス幅変調回路のパルス信号が、前記出力用コンデンサの出力電圧に対応する電圧で形成され、前記パルス信号が、絶縁回路を介して前記Nチャンネル型M O Sトランジスタのゲートに入力される点に第2の特徴がある。

【発明の効果】

【0012】

第1の特徴によれば、良好なオン特性やスイッチング特性のものが得られやすいNチャンネル型M O Sトランジスタを使用して良好な特性の回路を作ることができる。そして、このNチャンネル型M O Sトランジスタを直流電源のマイナス側に設けたので、入力電圧より高い駆動電圧をゲートに加えるための回路を必要としない。

40

【0013】

また、入力電圧が要求出力電圧よりも低い時には、M O Sトランジスタを100%デューティで駆動することが可能であり、入力電圧に対する出力電圧の立ち上がり特性を大幅に改善することができる。

【0014】

第2の特徴によれば、Nチャンネル型M O Sトランジスタのドレイン側と、出力用コンデンサと、Nチャンネル型M O Sトランジスタのソース側との電位の違いを、例えば、フォト

50

カプラ等の絶縁回路で調整することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

以下に図面を参照して本発明の一実施形態を詳細に説明する。図1は本発明の一実施形態に係るNチャンネル型MOSFETを含む電源装置を使用したエンジン発電装置の構成を示すブロック図である。エンジン発電装置としては、例えば、バッテリーを備えていないか、バッテリーを備えていてもバッテリーが過放電であった場合等に手動で始動できるリコイルスタータを有するものが好適である。このエンジン発電機は、発電機1、整流回路2、DC-DCダウンコンバータ回路3、自励発振型コンバータ(RCC)4、およびECU5を有する。発電機1はエンジンで駆動されて、例えば定格運転状態において交流320Vの3相交流を出力する。この3相交流は整流回路2で整流されて、例えば直流450Vの電圧となって降圧型DC-DCコンバータ回路(以下、単に「ダウンコンバータ」という)3に入力される。ダウンコンバータ3は、入力された交流を半導体スイッチのスイッチングによるデューティ制御で所定の直流電圧、例えば40Vに降圧する。

10

【0016】

ダウンコンバータ3の出力側はRCC4の一次側に接続され、RCC4の二次側は発電機1を駆動するエンジンの制御装置つまりECU5に接続される。こうして、発電機1で発生した3相交流は整流され、ダウンコンバータ3で例えば40Vに降圧され、さらにRCC4で例えば15Vの安定した電圧の制御電源としてECU5に供給される。

【0017】

図2はダウンコンバータ3の基本回路構成を示す図である。このダウンコンバータ3はトランスを有しない非絶縁型である。図中、前記整流回路2の出力側(電圧 V_{in})のプラス側およびマイナス側間には、入力用コンデンサ6と、フライホイールダイオード7と、出力用コンデンサ8と、出力電圧検出用の抵抗9,10とが設けられる。

20

【0018】

直流電源のマイナス側と出力用コンデンサ8のマイナス側との間に、Nチャンネル型MOS-FET11とステップダウン用のチョークコイル(リアクトル)12とが直列接続される。FET11のゲートに電圧を印加するためにドライブ回路13が設けられる。ドライブ回路13は、FET11を導通・非導通(オン・オフ)させるための駆動信号を出力する。ドライブ回路13から出力される駆動信号のデューティ(オン時間比)を決定するPWM信号(パルス信号)を形成するためのPWM回路14が設けられる。PWM回路14は、PWM信号のデューティを決定する基準電圧(三角波) V_{ref} を発生する発振回路(詳細は図3参照)23を有する。この基準電圧 V_{ref} と抵抗9,10で分圧された電圧とを比較する比較器15が設けられる。

30

【0019】

抵抗9,10で分圧された電圧が基準電圧 V_{ref} より小さいとき、PWM回路14はFET11のオン状態を維持するため、100%のデューティでPWM信号を出力する。一方、抵抗9,10で分圧された電圧が基準電圧 V_{ref} より大きいときには、PWM回路14は基準電圧 V_{ref} と抵抗9,10の分圧とで決定される100%未満のデューティでPWM信号を出力する。

40

【0020】

PWM回路14から出力されるPWM信号に従ってドライブ回路13はFET11のゲートに駆動信号を供給し、出力用コンデンサ8はFET11のオン時間比に応じた電圧で充電される。出力用コンデンサ8で平滑された平均充電電圧が出力電圧 V_{out} である。出力電圧 V_{out} はRCC4の一次側に接続される。

【0021】

図3は整流回路2およびダウンコンバータ3の回路図、図4はRCC4の具体的な回路図例を示しており、図1,図2と同符号は同一または同等部分を示す。図3において、整流回路2はダイオードブリッジ回路からなる。入力用コンデンサ6は整流回路2で整流された発電機1の出力を充電、平滑して入力直流電圧を形成する。ドライブ回路13は、フ

50

フォトカプラ 16 とインバータバッファ 17 とインバータバッファ 17 の電源電圧を形成するツェナーダイオード 18 およびコンデンサ 19 を含む。インバータバッファ 17 に電源電圧が供給されると、インバータバッファ 17 の出力が FET 11 のゲートに供給されて FET 11 はオンになる。FET 11 のオン期間中のみ出力用コンデンサ 8 が充電される。

【0022】

フォトカプラ 16 は、発光ダイオード 20 とフォトトランジスタ 21 を備えており、発光ダイオード 20 のカソードは PWM 回路 14 の比較器 15 の出力側と接続されている。従って、PWM 回路 14 からの PWM 信号がオンの間、発光ダイオード 20 は駆動され、フォトトランジスタ 21 が導通してインバータバッファ 17 の入力が反転すると、FET 11 はオフになる。

10

【0023】

フォトカプラ 16 の発光ダイオード 20 は、PWM 回路 14 からの PWM 信号によって付勢され、この PWM 信号のデューティに基づいてフォトトランジスタ 21 のオン時間比、つまり FET 11 のデューティが決定される。

【0024】

PWM 回路 14 は、出力電圧 V_{out} を代表する電圧（抵抗 9, 10 による分圧）が、発振回路 23 で形成される基準電圧 V_{ref} を超えた時に、100% 未満のデューティで PWM 信号を出力する。抵抗 9, 10 による分圧は、出力電圧 V_{out} が所定値（例えば 40V）を超えたときに前記 100% デューティの PWM 信号を出力するように設定し、常に出力電圧が 40V に制限されるようにデューティ比が決定される。

20

【0025】

図 4 において、RCC 4 は、一次側コイル 24, 25 と二次側コイル 26, 27 とからなるトランス 28 を有する。一次側コイル 24, 25 は、FET 29、トランジスタ 30、およびフォトトランジスタ 31 を有する自励発振回路に接続される。フォトトランジスタ 31 は二次側のツェナーダイオード 32 および発光ダイオード 33 とともに、二次側を定電圧に制御するフィードバック回路を構成する。

【0026】

RCC 4 の一次側に接続されるダウンコンバータ 3 の出力用コンデンサ 8 の充電電圧つまり出力電圧 V_{out} は抵抗 34a と、34b および 34c とで分圧されて FET 29 のゲートに印加される。FET 29 がオンになると、コイル 24 に電流が流れてコイル 25 には巻線比に応じた電圧が発生する。コイル 25 で発生する電圧によってコンデンサ 35 の電圧が上昇し、トランジスタ 30 がオンになる。トランジスタ 30 がオンになることによって FET 29 はオフになる。

30

【0027】

FET 29 がオフになることにより、二次側のコイル 26, 27 に、それぞれの巻線比に応じた電圧が発生し、出力用コンデンサ 36, 37 が充電される。出力コンデンサ 37 の電圧が所定値（例えば 15V）を超えると、発光ダイオード 33 が付勢されてフォトトランジスタ 31 がオンになる。そうすると、トランジスタ 30 がオンになって FET 29 のゲート電圧が低下し、FET 29 がオフになる。その結果、一次コイル 24 に電流が流れなくなり、二次側に発生する電圧が低下する。こうして、二次側コイル 27 の出力電圧が所定値つまり 15V に保持される。二次側コイル 26 からは、コイル 27 の出力電圧と異なる出力電圧（例えば 17V）を得ることができる。

40

【0028】

二次側コイル 26, 27 の出力電圧はエンジン発電機を始動・制御するための電源として利用される。

【0029】

上記動作をフローチャートによって説明する。図 5 において、ステップ S1 で発電が開始されて電力が入力される。ステップ S2 では、PWM 回路 14 のデューティを 100% に設定する。なお、ここでいう 100% とは、実質的に FET 11 をオン状態に維持する

50

ためのデューティをいい、例えば、デューティ95%程度も含むものとする。PWM回路14を100%デューティに設定することによってFET11が実質的にオンになると発電機の出力電圧の上昇に伴って出力電圧Voutが増大する。出力電圧が所定値(例えば40V)以上になるまではステップS1を維持し、出力電圧Voutが所定値以上になったならば、ステップS3が肯定になり、ステップS4に移行する。ステップS4では、PWM回路14がデューティ100%未満のPWM信号を出力し、ドライブ回路13はこのPWM信号に従ってFET11をスイッチングする。すなわち、出力電圧Voutが40Vに維持されるようにスイッチングのデューティ比を制御する。

【0030】

図6は、発電機1の回転数と電圧との関係を示す。図中、電圧Vinは発電機1の出力電圧を示し、電圧Voutはダウンコンバータ3の出力電圧を示し、電圧VRC CはR C C 4の二次側コイル27の出力電圧を示す。図のように、発電機1の回転数の上昇に伴って電圧Vinは増大するが、電圧Voutは発電機1の回転数増大に拘わらず、所定値(例えば、40V)でデューティ制御により制限され、上昇が抑制される。また、電圧VRC CはR C C 4の自励発振作用により、所定値(例えば、15V)で安定化される。

10

【0031】

電圧Voutが所定値つまり40Vに到達する以前にR C C 4が動作を開始して電圧VRC Cが所定値つまり15Vを発生するようにFET29のゲート電圧が設定される。図6に示すように、電圧VRC Cは電圧Voutが40Vに到達する回転数以下の低い回転数域で15Vの安定した電圧を発生する。このように、自励発振型コンバータは、トランスによる昇圧機能を有しているので、この昇圧機能によって低回転数域で電圧Vinを超えた安定した出力電圧VRC Cを得ることができる。

20

【0032】

本実施形態によれば、リコイルスタータでエンジンの始動操作を行った時等のように、エンジンの低回転領域において発電機で誘起される低電圧によっても十分な出力電圧が得られ、ECUを立ち上げるための安定した電源を確保することができる。

【0033】

一方、エンジンが始動した後に回転数の上昇に伴って、発電機から高い出力電圧が発生した後もNチャンネルFETの高速スイッチングにより出力電圧を制限することで小型の自励発振型コンバータで高效率運転を行うことができる。

30

【0034】

なお、本発明のダウンコンバータを含む制御電源は、エンジン発電機のECUの他、エンジンのチョーク開度制御用モータ、点火装置、バッテリー充電用、エンジンのスタータモータ用電源等、種々の電源装置として使用することができる。

【図面の簡単な説明】

【0035】

【図1】本発明の一実施形態に係る電源装置を含むエンジン発電機の要部構成を示すブロック図である。

【図2】ダウンコンバータの基本構成を示す回路図である。

【図3】ダウンコンバータの具体的な回路図である。

40

【図4】R C Cの具体的な回路図である。

【図5】電源回路の動作を示すフローチャートである。

【図6】発電機回転数と発電機出力電圧およびダウンコンバータの出力電圧およびR C Cの出力電圧との関係を示す図である。

【符号の説明】

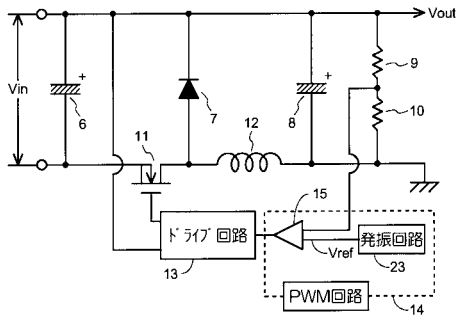
【0036】

1 ... 発電機、 3 ... ダウンコンバータ(非絶縁型DC-DCコンバータ)、 4 ... R C C(自励発振型コンバータ)、 8 ... 出力用コンデンサ、 11 ... FET、 12 ... チョークコイル(リアクトル)、 14 ... PWM回路、 15 ... 比較器、 23 ... 発振回路

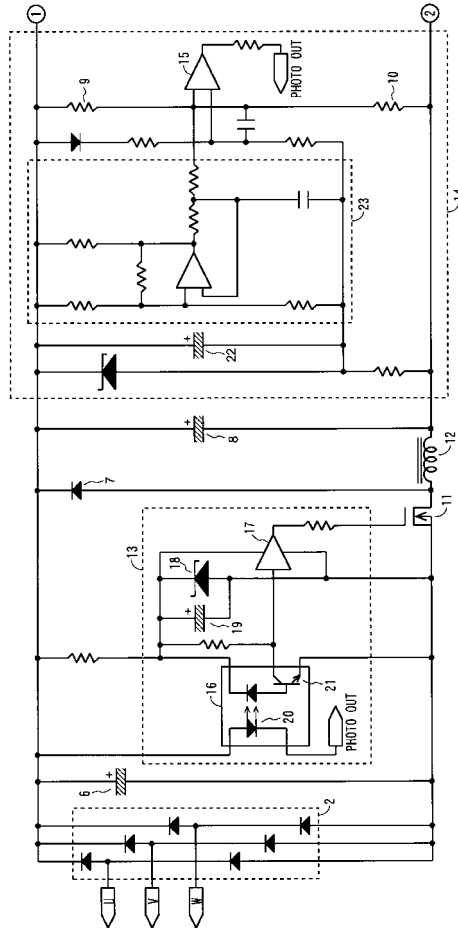
【図1】



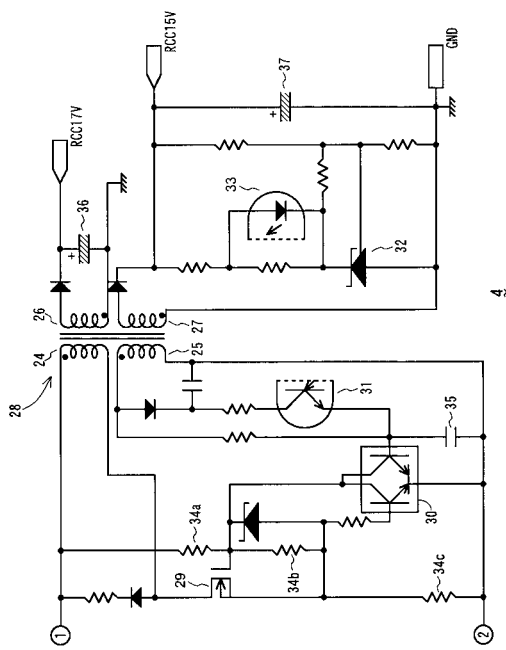
【図2】



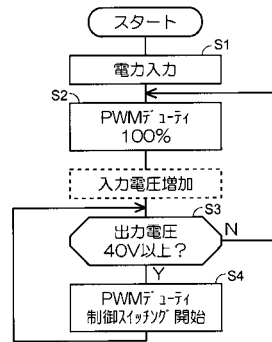
【図3】



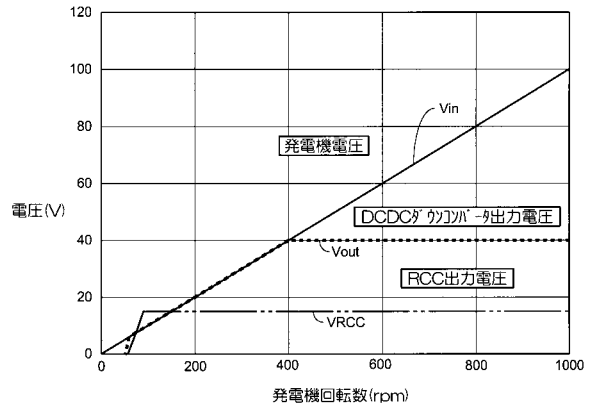
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(72)発明者 上村 健二

埼玉県和光市中央一丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

Fターム(参考) 5H730 AA11 AS01 BB13 BB43 BB55 BB57 BB86 CC02 DD04 DD23
DD26 EE07 EE59 FD01 FF01 FF19 FG01 FG05 VV02