

明細書

ブラシレスDCモータ駆動制御方法およびその装置および電気機器

5

技術分野

この発明はブラシレスDCモータ駆動制御方法およびその装置および電気機器に関し、さらに詳細に言えば、電圧形インバータを用いてブラシレスDCモータを駆動するブラシレスDCモータ駆動制御方法およびその装置、およびブラシレスDCモータ駆動制御装置により駆動制御されるブラシレスDCモータを駆動源とする電気機器に関する。

背景技術

15 ACモータに比べて高効率なモータとして、回転子巻線に代えて回転子に永久磁石を装着することにより、回転子巻線に電流が流れることに起因する二次銅損を皆無にしたブラシレスDCモータが知られている。

このブラシレスDCモータは、数十kW以下の中小容量範囲でACモータに比べ、特に効率改善効果大きいことが知られている。

20 そして、この容量範囲のブラシレスDCモータ駆動システムにおいては、ブラシレスDCモータを駆動するためのインバータとして、電圧形インバータまたは電流制御形インバータが用いられる。ここで、電流制御形インバータは、電圧形インバータと同じ主回路構成を有し、かつモータ電流が望みの値になるようにインバータを制御するものである。

25 上記電圧形インバータを用いてブラシレスDCモータを駆動するシステムは、主に、空気調和機、電気掃除機、電気洗濯機等のように、省電

力化（高効率化）が要求され、かつ大量に生産される機器に搭載される。

このため、インバータ部の波形制御として、制御の容易さの観点から、

120° 通電波形を採用し、かつ構成が簡単で安価なシステムが採用さ

れている（“Microcomputer-Controlled B

5 r u s h l e s s M o t o r w i t h o u t a S h a f t - M

o u n t e d P o s i t i o n S e n s o r ” , T. E n d o 他,

I P E C - T o k y o ' 8 3 , p p . 1 4 7 7 - 1 4 8 8 , 1 9 8 3 ,

「ブラシレスモータの制御装置」永田他, 特公平5-72197号公報、

“P. M. Brushless Motor Drives: A Se

1 0 l f - C o m m u t a t i n g S y s t e m w i t h o u t R o

t o r - P o s i t i o n S e n s o r s ” , P. F e r r a r i s

他, N i n t h A n n u a l S y m p o s i u m - I n c r e m e

n t a l M o t i o n C o n t r o l S y s t e m s a n d

D e v i c e s , p p . 3 0 5 - 3 1 2 , 1 9 8 0 参照)。また、ブラ

1 5 シレスDCモータの磁極位置検出を行なうための構成として、コスト低

減の観点から、ロータリーエンコーダ等の高価な回転位置センサは使用

せず、モータ誘起電圧検出による磁極位置検出、またはホール素子等を

用いた簡単な構成の磁極位置検出センサが採用されている。

上記電流制御形インバータを用いてブラシレスDCモータを駆動する

2 0 システムは、主に、高速なトルク応答、低トルクリプルが要求性能とし

て最も重要視される、工作機械、産業用ロボット用のサーボモータ等に

適用される。

このシステムにおいては、ブラシレスDCモータの電流とトルクとが

回転位置の関数で、かつ比例関係にあることに着目し、電流波形が望み

2 5 の波形になるようにインバータの出力電圧を制御回路により決定（演算）

する閉ループ構成を採用している。したがって、モータの回転位置を検

- 出する精密なセンサと、モータ電流を精密に制御するための電流検出器および高速処理可能なコントローラとを採用し、高価なシステム構成である。また、インバータがモータの状態に応じて瞬時に制御されているのであるから、インバータの出力電圧は常時変化している。上記従来の電圧形インバータを用いてブラシレスDCモータを駆動するシステムにおいては、正負それぞれの電気角が 180° あるにも拘らず、電気角 120° 分だけしかインバータの各相スイッチを導通させておらず、残余の電気角 60° の期間（1周期では電気角 120° の期間）が無制御になっている。
- 5 したがって、無制御期間においてはインバータが望みの電圧を出力することができず、インバータの直流電圧利用率が低い。そして、直流電圧利用率が低いことに起因してブラシレスDCモータの端子電圧が小さくなり、運転範囲が狭くなってしまう（最高回転数が低くなってしまう）。
- 10 また、モータ端子電圧が低くなっているのであるから、モータ端子電圧が低くなっていない場合と同じ出力を得るためには、モータ電流を増加させなければならなくなり、この結果、モータ巻線抵抗によるジュール損が増加し、ブラシレスDCモータの効率を期待されるほどは向上させることができない。
- 15 さらに、ブラシレスDCモータの回転子の永久磁石は電気角で約 180° になるように装着されているにも拘らず、電気角で 120° 分しか電流を望む方向に流すことができないため、磁束の利用率が低い。換言すれば、磁束の利用率が低下しない場合と同じトルクを得るためにはモータ電流を増加させる必要があり、モータ巻線抵抗によるジュール損が増加するので、ブラシレスDCモータの効率を期待されるほどは向上させることができない。
- 20
- 25

発明の開示

この発明は上記の問題点に鑑みてなされたものであり、簡単かつ安価な制御で電圧形インバータ電圧とモータ磁束との利用率を高め、ブラシレスDCモータの高効率化および運転範囲の拡大を達成することができるブラシレスDCモータ駆動制御方法およびその装置を提供すること、およびブラシレスDCモータ駆動制御装置により駆動制御されるブラシレスDCモータを駆動源とする電気機器を提供することを目的としている。

請求項1のブラシレスDCモータ駆動制御方法は、電圧形インバータの通電幅を、電気角で 120° より大きく、 180° 以下の所定幅に設定する方法である。

請求項2のブラシレスDCモータ駆動制御方法は、電圧形インバータの出力を、通電幅の全範囲にわたって互に等しいパルス幅のパルス信号を出力するように変調する方法である。

請求項3のブラシレスDCモータ駆動制御方法は、ブラシレスDCモータの回転子として、永久磁石が回転子の内部に配置されてなるものを採用する方法である。

請求項4のブラシレスDCモータ駆動制御方法は、ブラシレスDCモータ電流とブラシレスDCモータ誘起電圧とが同相になる、ブラシレスDCモータ誘起電圧に対するインバータ出力電圧の位相よりも、インバータ出力電圧の位相を進めるように電圧形インバータを制御する方法である。

請求項5のブラシレスDCモータ駆動制御方法は、電圧形インバータの通電幅を電気角で 180° に設定する方法である。

請求項6のブラシレスDCモータ駆動制御方法は、電圧形インバータの各相の出力端子に一方の端部が接続された抵抗の他方の端部を互に接続して第1中性点電圧を得るとともに、ブラシレスDCモータの各相の固定子巻線の一方の端部を互に接続して第2中性点電圧を得、第1中性点電圧と第2中性点電圧との差に基づいてブラシレスDCモータの回転子の磁極位置を検出する方法である。

請求項7のブラシレスDCモータ駆動制御方法は、電圧形インバータの通電幅を電気角で 120° より大きく、かつ 180° 未満に設定する方法である。

請求項8のブラシレスDCモータ駆動制御方法は、電圧形インバータの通電幅を電気角で 140° 以上、かつ 170° 以下に設定する方法である。

請求項9のブラシレスDCモータ駆動制御装置は、電圧形インバータの通電幅を、電気角で 120° より大きく、 180° 以下の所定幅に設定する通電幅設定手段を含んでいる。

請求項10のブラシレスDCモータ駆動制御装置は、電圧形インバータの出力を、通電幅の全範囲にわたって互に等しいパルス幅のパルス信号を出力するように変調する変調手段をさらに含んでいる。

請求項11のブラシレスDCモータ駆動制御装置は、ブラシレスDCモータの回転子として、永久磁石が回転子の内部に配置されてなるものを採用している。

請求項12のブラシレスDCモータ駆動制御装置は、ブラシレスDCモータ電流とブラシレスDCモータ誘起電圧とが同相になる、ブラシレスDCモータ誘起電圧に対するインバータ出力電圧の位相よりも、インバータ出力電圧の位相を進めるように電圧形インバータを制御する位相制御手段をさらに含んでいる。

請求項13のブラシレスDCモータ駆動制御装置は、通電幅設定手段として、電圧形インバータの通電幅を電気角で 180° に設定するものを採用している。

5 請求項14のブラシレスDCモータ駆動制御装置は、電圧形インバータの各相の出力端子に一方の端部が接続され、かつ他方の端部が互に接続された抵抗と、抵抗の他方の端部において得られる第1中性点電圧と、ブラシレスDCモータの各相の固定子巻線の互に接続された端部において得られる第2中性点電圧とを入力として両中性点電圧の差電圧を出力する差電圧出力手段と、差電圧に基づいてブラシレスDCモータの回転子の磁極位置を検出する回転子位置検出手段とをさらに含んでいる。

10 請求項15のブラシレスDCモータ駆動制御装置は、通電幅設定手段として、電圧形インバータの通電幅を電気角で 120° より大きく、かつ 180° 未満に設定するものを採用している。

15 請求項16のブラシレスDCモータ駆動制御装置は、通電幅設定手段として、電圧形インバータの通電幅を電気角で 140° 以上、かつ 170° 以下に設定するものを採用している。

請求項17の電気機器は、請求項9から請求項16の何れかのブラシレスDCモータ駆動制御装置により駆動制御されるブラシレスDCモータを駆動源として採用している。

20 請求項1のブラシレスDCモータ駆動制御方法であれば、ブラシレスDCモータを電圧形インバータで駆動するに当たって、電圧形インバータの通電幅を、電気角で 120° より大きく、 180° 以下の所定幅に設定するのであるから、無制御期間を電気角で 60° 未満にすることができ、この結果、モータ端子電圧を大きくし、運転範囲を広くすることができ、また、モータ端子電圧を大きくできるのでモータ電流の増加量を抑制することができ、ひいてはモータ巻線によるジュール損の増加を

25

抑制してブラシレスDCモータの効率を高めることができ、さらに、ブラシレスDCモータの回転子に装着されている永久磁石の電気角で120°より大きい範囲に対して電流を望む方向に流すことができ、ひいては磁束利用率の低下を抑制することができ、ブラシレスDCモータの効率を高めることができる。

- 請求項2のブラシレスDCモータ駆動制御方法であれば、電圧形インバータの出力を、通電幅の全範囲にわたって互に等しいパルス幅のパルス信号を出力するように変調するのであるから、高精度な磁極位置検出を行なう必要がなく、しかも制御を簡単化できる。そして、パルス幅を
- 10 変化させる不等幅変調を行なう場合と比較して、効率を高めることができるとともに、基本波振幅を大きくできるので、ブラシレスDCモータの最高回転数を高めることができる。

- 請求項3のブラシレスDCモータ駆動制御方法であれば、ブラシレスDCモータの回転子として、永久磁石が回転子の内部に配置されてなるものを採用しているので、磁石に起因するトルクのみならずリラクタン
- 15 スに起因するトルクを発生させることにより、モータ電流を増加させることなく、全体としての発生トルクを大きくすることができる。また、表面磁石構造のブラシレスDCモータと比較して、モータ巻線のインダクタンスを著しく大きくすることができ、表面磁石構造のブラシレスD
- 20 Cモータよりも高速の運転を達成することができる。さらに、モータ巻線のインダクタンスが大きいことに起因して、インバータ低次高調波成分による電流リップルを小さくすることができ、ひいてはトルクリプルを小さくすることができる。

- 請求項4のブラシレスDCモータ駆動制御方法であれば、ブラシレス
- 25 DCモータ電流とブラシレスDCモータ誘起電圧とが同相になる、ブラシレスDCモータ誘起電圧に対するインバータ出力電圧の位相よりも、

インバータ出力電圧の位相を進めるように電圧形インバータを制御するのであるから、永久磁石が発生する磁束の方向と電氣的に 90° ずれた方向のインダクタンスの影響を有効に活用することができ、この結果、電流波形を正弦波に近似させることができる。したがって、トルクリブルをさらに低減することができるとともに、モータ効率をさらに高めることができる。また、リラクタンストルクおよび弱め磁束効果を有効に活用することができる。

請求項5のブラシレスDCモータ駆動制御方法であれば、電圧形インバータの通電幅が電気角で 180° であるから、無制御期間を電気角で 0° にすることができる。また、通電幅が 180° であり、 60° よりも小さい範囲での通電幅の制御を行なう必要がないので、マイクロコンピュータを用いて制御を行なう場合には、通電幅が 120° よりも大きく、 180° 未満である場合と比較して、タイマの数を1つ減少させることができるとともに、割込み処理を1つ減少させることができ、制御および構成を簡単化することができる。ハードウェアを用いて制御を行なう場合には、通電幅が 120° よりも大きく、 180° 未満である場合と比較して、タイマカウンタの数を1だけ減少させることができ、制御および構成を簡単化することができる。

請求項6のブラシレスDCモータ駆動制御方法であれば、電圧形インバータの各相の出力端子に一方の端部が接続された抵抗の他方の端部を互に接続して第1中性点電圧を得るとともに、ブラシレスDCモータの各相の固定子巻線の一方の端部を互に接続して第2中性点電圧を得、第1中性点電圧と第2中性点電圧との差に基づいてブラシレスDCモータの回転子の磁極位置を検出するのであるから、回転速度、通電角、電流振幅に拘らず、しかも、特別にモータ回転子の磁極位置検出用のセンサを設けることなく、モータ回転子の磁極位置を検出することができる。

請求項7のブラシレスDCモータ駆動制御方法であれば、電圧形インバータの通電幅を電気角で 120° より大きく、かつ 180° 未満に設定するのであるから、モータ回転子の磁極位置検出のための電位差信号、あるいは積分信号を安定化することができ、信頼性を高めることができる。

5

請求項8のブラシレスDCモータ駆動制御方法であれば、電圧形インバータの通電幅を電気角で 140° 以上、かつ 170° 以下に設定するのであるから、モータ効率、運転エリアを殆ど損なうことなく、電位差信号、あるいは積分信号を一層安定化することができ、信頼性を一層高めることができる。

10

請求項9のブラシレスDCモータ駆動制御装置であれば、ブラシレスDCモータを電圧形インバータで駆動するに当って、通電幅設定手段により、電圧形インバータの通電幅を、電気角で 120° より大きく、 180° 以下の所定幅に設定するのであるから、無制御期間を電気角で 60° 未満にすることができる。この結果、モータ端子電圧を大きくし、運転範囲を広くすることができ、また、モータ端子電圧を大きくできるのでモータ電流の増加量を抑制することができ、ひいてはモータ巻線によるジュール損の増加を抑制してブラシレスDCモータの効率を高めることができ、さらに、ブラシレスDCモータの回転子に装着されている永久磁石の電気角で 120° より大きい範囲に対して電流を望む方向に流すことができ、ひいては磁束利用率の低下を抑制することができ、ブラシレスDCモータの効率を高めることができる。

15

20

請求項10のブラシレスDCモータ駆動制御装置であれば、変調手段により、電圧形インバータの出力を、通電幅の全範囲にわたって互に等しいパルス幅のパルス信号を出力するように変調するのであるから、高精度な磁極位置検出を行なう必要がなく、しかも制御を簡単化できる。

25

そして、パルス幅を変化させる不等幅変調を行なう場合と比較して、効率を高めることができるとともに、基本波振幅を大きくできるので、ブラシレスDCモータの最高回転数を高めることができる。

請求項11のブラシレスDCモータ駆動制御装置であれば、ブラシレスDCモータの回転子として、永久磁石が回転子の内部に配置されてなるものを採用しているため、磁石に起因するトルクのみならずリラクタンスに起因するトルクを発生させることにより、モータ電流を増加させることなく、全体としての発生トルクを大きくすることができる。また、表面磁石構造のブラシレスDCモータと比較して、モータ巻線のインダクタンスを著しく大きくすることができ、表面磁石構造のブラシレスDCモータよりも高速の運転を達成することができる。さらに、モータ巻線のインダクタンスが大きいことに起因して、インバータ低次高調波成分による電流リップルを小さくすることができ、ひいてはトルクリプルを小さくすることができる。

請求項12のブラシレスDCモータ駆動制御装置であれば、位相制御手段により、ブラシレスDCモータ電流とブラシレスDCモータ誘起電圧とが同相になる、ブラシレスDCモータ誘起電圧に対するインバータ出力電圧の位相よりも、インバータ出力電圧の位相を進めるように電圧形インバータを制御するのであるから、永久磁石が発生する磁束の方向と電氣的に90°ずれた方向のインダクタンスの影響を有効に活用することができ、この結果、電流波形を正弦波に近似させることができる。したがって、トルクリプルをさらに低減することができるとともに、モータ効率をさらに高めることができる。また、リラクタンストルクおよび弱め磁束効果を有効に活用することができる。

請求項13のブラシレスDCモータ駆動制御装置であれば、通電幅設定手段により、電圧形インバータの通電幅を電気角で180°に設定す

るのであるから、無制御期間を電気角で 0° にすることができる。また、通電幅が 180° であり、 60° よりも小さい範囲での通電幅の制御を行なう必要がないので、マイクロコンピュータを用いて制御を行なう場合には、通電幅が 120° よりも大きく、 180° 未満である場合と比較して、タイマの数を1つ減少させることができるとともに、割込み処理を1つ減少させることができ、制御および構成を簡単化することができる。ハードウェアを用いて制御を行なう場合には、通電幅が 120° よりも大きく、 180° 未満である場合と比較して、タイマカウンタの数を1だけ減少させることができ、制御および構成を簡単化することができる。

請求項14のブラシレスDCモータ駆動制御装置であれば、電圧形インバータの各相の出力端子に一方の端部が接続され、かつ他方の端部が互に接続された抵抗を設けることにより第1中性点電圧を得、ブラシレスDCモータの各相の固定子巻線の互に接続された端部において得られる第2中性点電圧を得、差電圧出力手段により、両中性点電圧の差電圧を出力し、差電圧に基づいて回転子位置検出手段によりブラシレスDCモータの回転子の磁極位置を検出することができる。したがって、回転速度、通電角、電流振幅に拘らず、しかも、特別にモータ回転子の磁極位置検出用のセンサを設けることなく、モータ回転子の磁極位置を検出することができる。

請求項15のブラシレスDCモータ駆動制御装置であれば、通電幅設定手段として、電圧形インバータの通電幅を電気角で 120° よりも大きく、かつ 180° 未満に設定するものを採用しているので、モータ回転子の磁極位置検出のための電位差信号、あるいは積分信号を安定化することができる、信頼性を高めることができる。

請求項16のブラシレスDCモータ駆動制御装置であれば、通電幅設

定手段として、電圧形インバータの通電幅を電気角で 140° 以上、かつ 170° 以下に設定するものを採用しているので、モータ効率、運転エリアを殆ど損なうことなく、電位差信号、あるいは積分信号を一層安定化することができ、信頼性を一層高めることができる。

- 5 請求項17の電気機器であれば、請求項9から請求項16の何れかのブラシレスDCモータ駆動制御装置により駆動制御されるブラシレスDCモータを駆動源として採用しているのであるから、駆動源としてのブラシレスDCモータの高効率化に起因して消費電力の低減化を達成することができる。

- 10 さらに詳細に説明する。

ブラシレスDCモータを 120° 通電の電圧形インバータで駆動した場合の理想的な電流波形と発生トルクは図1中A～Dに示すとおりである。ブラシレスDCモータは直流電動機の機械的な整流子をインバータに置き換えたものであるから、三相(U、V、W)それぞれの電流を 120° 毎に繋ぎ合せて直流になるようにインバータを制御すれば、発生トルクは図1中Dに示すように、直流電動機と同様になる。

- 15 また、ブラシレスDCモータを 180° 通電の電圧形インバータで駆動した場合の電流波形および発生トルクについて本願発明者が行なったシミュレーション結果は図2中A、Bに示すとおりになる。この場合には、電流が 180° 期間流れるので、各相の電流が重複する部分が発生し、直流電動機とは異なる動作を行なう。この結果、発生トルクのリップルが大きくなってしまう(図2中B参照)。

- 上記の観点から、従来は、 120° 通電の電圧形インバータがブラシレスDCモータの駆動に理想的であると考えられ、モータ誘起電圧検出
25 による磁極位置検出を用いたブラシレスDCモータの駆動方法には 120° 通電の方法しかなかった。

しかし、本願発明者がブラシレスDCモータを 120° 通電の電圧形インバータで駆動したところ、図1に示すような理想的な波形を得ることができず、図3A、Bに示す波形が得られ、図2と同様であることを見出した。特に、図2中Bと図3中Bとを比較すると、トルクリプルの振幅はほぼ同程度であることが分る。これは、簡単な制御の電圧形インバータではモータ電流を思い通り（方形波形）に制御できないことに起因すると思われる。したがって、 180° 通電で運転した場合に懸念されるトルクリプルの増大に伴う効率および運転領域の低下はみられないことが判明し、むしろ、ジュール損の増加の抑制および磁束利用率の低下の抑制によりブラシレスDCモータの効率を高めることができることが判明した。

また、 180° 通電に限らず、 120° を越える範囲での通電を行なわせる電圧形インバータであれば、各相の電流が重複する部分が必然的に発生するので、 180° 通電の電圧形インバータと同様の特性が得られると思われる。

さらに、 120° 通電の電圧形インバータにおいては、電流波形を図1中A～Cに示すように方形波に近付ければ特性がよくなるのに対して、 180° 通電の電圧形インバータにおいては、もともと全区間で電流が流れているため電流波形を滑らかにするほど特性がよくなると思われる。

この発明は上記の知見に基づいてなされたものである。

図面の簡単な説明

図1はブラシレスDCモータを 120° 通電の電圧形インバータで駆動した場合の理想的な電流波形と発生トルクを示す図である。

図2はブラシレスDCモータを 180° 通電の電圧形インバータで駆

動した場合の電流波形および発生トルクのシミュレーション結果を示す図である。

図3はブラシレスDCモータを 120° 通電の電圧形インバータで駆動した場合の電流波形および発生トルクを示す図である。

5 図4はこの発明のブラシレスDCモータ駆動制御装置の一実施例を示す概略図である。

図5は表面磁石構造のブラシレスDCモータの構成を概略的に示す図である。

10 図6は埋込磁石構造のブラシレスDCモータの構成を概略的に示す図である。

図7は図5の構成のブラシレスDCモータを電圧形インバータで駆動し、通電幅をそれぞれ 120° 、 180° に設定した場合における効率-回転数特性、負荷トルク-回転数特性をそれぞれ示す図である。

15 図8は図6の構成のブラシレスDCモータを電圧形インバータで駆動し、通電幅をそれぞれ 120° 、 150° 、 180° に設定した場合における効率-回転数特性、負荷トルク-回転数特性をそれぞれ示す図である。

20 図9は図6の構成のブラシレスDCモータを電圧形インバータで駆動し、制御回路によりインバータを等幅変調した場合と、不等幅変調した場合とにおける効率-回転数特性、負荷トルク-回転数特性をそれぞれ示す図である。

図10は不等幅変調と等幅変調とを説明する図である。

25 図11は表面磁石構造のブラシレスDCモータを、 180° 通電、等幅変調波形の電圧形インバータで駆動した場合の電圧、電流波形を示す図である。

図12は埋込磁石構造のブラシレスDCモータを、 180° 通電、等

幅変調波形の電圧形インバータで駆動した場合の電圧、電流波形を示す図である。

図13はブラシレスDCモータ電流とブラシレスDCモータ誘起電圧とが同相になるインバータ出力電圧の位相よりも、インバータ出力電圧の位相を進めてインバータ出力電圧を埋込磁石構造のブラシレスDCモータに印加した場合の電圧、電流波形を示す図である。

図14は180°通電を行なわせるためのブラシレスDCモータ駆動制御装置の構成を概略的に示す図である。

図15は図14のマイクロプロセッサの内部構成を示す図である。

図16は割込処理1の処理内容を詳細に説明するフローチャートである。

図17は割込処理2の処理内容を詳細に説明するフローチャートである。

図18は図14のブラシレスDCモータ駆動制御装置の各部の信号波形、処理内容を示す図である。

図19は150°通電を行なわせるためのブラシレスDCモータ駆動制御装置のうち、マイクロプロセッサの内部構成を示す図である。

図20は割込処理2の処理内容を詳細に説明するフローチャートである。

図21は割込処理3の処理内容を詳細に説明するフローチャートである。

図22は図19のブラシレスDCモータ駆動制御装置の各部の信号波形、処理内容を示す図である。

図23は図14のブラシレスDCモータ駆動制御装置における増幅器、積分器およびゼロクロスコンパレータによる位置検出動作を説明するための、各部の信号波形を示す図である。

図24は180°通電を採用した場合における、モータ電流と位置検出器の積分信号とを示す図である。

図25は120°通電を採用した場合における、モータ電流と位置検出器の積分信号とを示す図である。

5 図26は130°通電を採用した場合における、モータ電流と位置検出器の積分信号とを示す図である。

図27は140°通電を採用した場合における、モータ電流と位置検出器の積分信号とを示す図である。

10 図28は150°通電を採用した場合における、モータ電流と位置検出器の積分信号とを示す図である。

図29は160°通電を採用した場合における、モータ電流と位置検出器の積分信号とを示す図である。

図30は170°通電を採用した場合における、モータ電流と位置検出器の積分信号とを示す図である。

15 図31は入力電流を互いに同一に設定して通電幅をそれぞれ120°、130°、140°、150°、180°に設定した場合のブラシレスDCモータの運転エリアを示す図である。

図32は入力電流を互いに同一に設定して通電幅をそれぞれ120°、130°、140°、150°、180°に設定した場合のブラシレス

20 DCモータのモータ効率を示す図である。

図33は位置検出器の他の構成例を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

25 以下、実施例を示す添付図面によってこの発明を詳細に説明する。

図4はこの発明のブラシレスDCモータ駆動制御装置の一実施例を示

す概略図であり、インバータ 2 の出力電圧をブラシレス D C モータ 3 に印加している。そして、ブラシレス D C モータ 3 の誘起電圧、またはブラシレス D C モータ 3 の各相の固定子巻線を Y 結線することにより得られる第 2 中性点電圧とインバータ 2 の各相の出力端子間に抵抗を Y 結線することにより得られる第 1 中性点電圧との差電圧を入力とするモータ位置検出回路 4 からの出力信号を制御回路 5 に供給し、制御回路 5 により、電氣的な通電幅を、 120° を越え、 180° 以下の所定幅とすべく制御指令を生成してインバータ 2 に供給している。但し、少なくとも通電幅を 180° に設定すべく制御指令を生成してインバータ 2 に供給する場合には、上記差電圧をモータ位置検出回路 4 に供給しなければならないが、通電幅を 180° よりも小さく設定すべく制御指令を生成してインバータ 2 に供給する場合には、上記誘起電圧、差電圧の何れをモータ位置検出回路 4 に供給してもよい。

したがって、ブラシレス D C モータ 3 の誘起電圧、または中性点電圧同士の差電圧に基づいてモータ位置検出回路 4 によりモータ回転子の磁極位置検出信号を得、磁極位置検出信号に基づいて制御回路 5 において制御指令を生成し、インバータ 2 のスイッチ（図示せず）を、 120° を越え、 180° 以下の所定の通電幅となるように制御する。

図 5 は表面磁石構造のブラシレス D C モータの構成を概略的に示す図であり、回転子 3 a の表面所定位置に永久磁石 3 b が装着されてある。また、固定子 3 c は、図示しない固定子巻線が巻回された多数のスロット 3 d を有している。また、図中矢印で示された d 軸は、永久磁石 3 b が発生する磁束の方向を示す軸であり、q 軸は d 軸と電氣的に 90° ずれた軸である。

図 6 は埋込磁石構造のブラシレス D C モータの構成を概略的に示す図であり、回転子 3 e の表面に露呈しない状態で永久磁石 3 f が装着され

である。但し、隣合う永久磁石 3 f 同士の間には非磁性体 3 g が装着されており、隣合う永久磁石 3 f 同士の間で磁束短絡が生じることを防止している。尚、固定子 3 c の構成は図 5 のブラシレス DC モータと同様であるから、説明を省略する。

5 図 7 中 A、B は図 5 の構成のブラシレス DC モータを電圧形インバータで駆動し、通電幅をそれぞれ 120° 、 180° に設定した場合における効率-回転数特性、負荷トルク-回転数特性をそれぞれ示す図である。尚、図 7 中 A においては、負荷トルクを $20 \text{ kg} \cdot \text{cm}$ に設定した状態で特性を得ている。また、図中、a が 120° の場合を、b が 180° の場合をそれぞれ示している。

これらの特性図から明らかなように、通電幅を 180° に設定することにより、効率を高めることができるとともに、最高回転数を高めることができ、しかも高速回転領域における負荷トルクを大きくすることができる。

15 図 8 中 A、B は図 6 の構成のブラシレス DC モータを電圧形インバータで駆動し、通電幅をそれぞれ 120° 、 150° 、 180° に設定した場合における効率-回転数特性、負荷トルク-回転数特性をそれぞれ示す図である。尚、図 8 中 A においては、負荷トルクを $20 \text{ kg} \cdot \text{cm}$ に設定した状態で特性を得ている。また、図中、a が 120° の場合を、b が 150° の場合を、c が 180° の場合をそれぞれ示している。

これらの特性図から明らかなように、通電幅を大きく設定することにより効率を高めることができるとともに、最高回転数を高めることができ、しかも高速回転領域における負荷トルクを大きくすることができる。

25 図 9 中 A、B は、図 6 の構成のブラシレス DC モータを電圧形インバータで駆動し、制御回路 5 によりインバータ 2 の出力を等幅変調した場合と、不等幅変調した場合とにおける効率-回転数特性、負荷トルク-

回転数特性をそれぞれ示す図である。尚、図9中Aにおいては、負荷トルクを $20\text{ kg}\cdot\text{cm}$ に設定し、通電幅を 180° に設定した状態で特性を得ている。また、図中、aが不等幅変調の場合を、bが等幅変調の場合をそれぞれ示している。

- 5 また、不等幅変調とは、例えば、図10中Aに示すように、パルス幅を変化させることにより等価的に正弦波等の電圧波形を得る方法であり、等幅変調とは、例えば、図10中Bに示すように、パルス幅を全く変化させない方法である。

- 10 これらの特性図から明らかなように、等幅変調を採用することにより効率を高めることができるとともに、最高回転数を高めることができ、しかも高速回転領域における負荷トルクを大きくすることができる。

さらに説明する。

- 15 他のモータ等の駆動制御方法としては、低次高調波が損失、振動の増加の要因になるとして、一般的に、正弦波変調等の不等幅なパルス幅変調 (PWM) 方法が採用されている ("Frequency Dependency of Induction Motor Parameters and Their Measuring Method", K. Kawagishi他、IPEC-Tokyo '83, pp. 202-213, 1983参照)。しかし、ブラシレスDCモータに適用する
20 場合には、変調信号波形と回転子との同期化が必要になるので、高精度な磁極位置検出手段が必要になるのみならず、制御が複雑になり、全体としてコストアップを招いてしまう。しかし、等幅変調ではこのような不都合がなく、基本波振幅が不等幅変調の基本波振幅に比べて高い。
25 また、本願発明者の知見を示す図9から明らかなように、一般に懸念されている効率低下が認められず、かえって効率を高めることができた。
さらに、振動に関しても、空気調和機等の電気機器に搭載した場合に殆

ど問題にならない程度の振動であった。

次いで、表面磁石構造のブラシレスDCモータと埋込磁石構造のブラシレスDCモータとを詳細に対比説明する（図5および図6参照）。

図5に示す表面磁石構造のブラシレスDCモータは、回転子3aのケイ素鋼板の表面に永久磁石3bが配置されているので、エアギャップ（回転子ケイ素鋼板と固定子ケイ素鋼板との距離）が大きく、固定子巻線（図示せず）のインダクタンスは比較的小さくなる。これに対して、図6に示す埋込磁石構造のブラシレスDCモータは、永久磁石3fが回転子3eの内部に配置されているため、回転子3eの表面にケイ素鋼板があり、エアギャップが小さく、固定子巻線のインダクタンスは表面磁石構造のブラシレスDCモータの固定子巻線のインダクタンスに比べて格段に大きくなる。

図11、図12は、それぞれ表面磁石構造のブラシレスDCモータ、埋込磁石構造のブラシレスDCモータを、180°通電、等幅変調波形の電圧形インバータで駆動した場合の電圧、電流波形を示している。尚、両図共に、上段が電圧波形を、下段が電流波形をそれぞれ示している。

両図から明らかなように、固定子巻線のインダクタンスの効果により、埋込磁石構造のブラシレスDCモータを採用することによりモータ電流が正弦波に近づき、高調波電流による損失が低減され、効率が向上していることが分る。さらに、トルクリプルも低減される。

表面磁石構造のブラシレスDCモータと埋込磁石構造のブラシレスDCモータとをさらに対比説明する。

図5に示す表面磁石構造のブラシレスDCモータは、回転子3aのケイ素鋼板が円柱状であるから、回転子3aの回転位置に拘らず固定子巻線のインダクタンスが一定である。これに対して、図6に示す埋込磁石構造のブラシレスDCモータは、回転子3eの外周に近い部分に磁性体

であるケイ素鋼板と非磁性体 3 g が交互に配置されるため、固定子巻線のインダクタンスが回転子 3 e の回転位置により異なる。具体的には、例えば、定格運転時、表面磁石構造のブラシレス DC モータの d 軸インダクタンス、q 軸インダクタンスが共に 3. 2 mH であるのに対して、
5 埋込磁石構造のブラシレス DC モータの d 軸インダクタンスが 7. 7 mH、q 軸インダクタンスが 22. 8 mH である。

ここで、ブラシレス DC モータの駆動制御方法としては、永久磁石の磁束を最大限に利用したいのであるから、d 軸の電圧（モータ誘起電圧）が最大になる位相に合わせてインバータ電圧を出力すること、即ち、モータ電流とモータ誘起電圧とが同相になるようにインバータ電圧を出力することが一般的である。図 11 においては、インバータ電圧の位相は、
10 モータ誘起電圧の位相に対して、表面磁石構造のブラシレス DC モータで 29° 進んでいる。そして、回転速度が 2858 r. p. m.、負荷トルクが 20 kg · cm、モータ電圧が 114. 0 V、モータ電流が 7. 20 A の場合である。また、スケールは、電圧が 200 V / div.、
15 電流が 10 A / div.、横軸が 2 msec / div. である。また、上記進み角はモータ定数により変化する。

しかし、埋込磁石構造のブラシレス DC モータにおいては、固定子巻線のインダクタンスが若干大きく、図 12 に示すような電流波形になる。
20 尚、図 12 は回転速度が 2858 r. p. m.、負荷トルクが 20 kg · cm、モータ電圧が 126. 5 V、モータ電流が 5. 76 A の場合である。そして、スケールは、電圧が 200 V / div.、電流が 10 A / div.、横軸が 2 msec / div. である。図 12 の場合には、インバータ電圧の位相は、モータ誘起電圧の位相に対して 70° 進んで
25 いる。但し、この進み角はモータ定数により変化する。これに対して、インバータの電圧の位相を上記インバータ電圧の位相よりも進めた状態

(位相進み角が 73° の状態)でインバータの電圧をブラシレスDCモータに印加した場合には、図13の下段に示す電流波形が得られる。但し、図13は回転速度が 2858 r. p. m. 、負荷トルクが $20\text{ kg} \cdot \text{cm}$ 、モータ電圧が 89.6 V 、モータ電流が 6.92 A の場合である。そして、スケールは、電圧が 200 V/div. 、電流が 10 A/div. 、横軸が 2 msec/div. である。尚、図13の上段は電圧波形である。

図12と図13とを比較すれば、q軸インダクタンスの効果によって電流波形が非常に正弦波に近くなっていることが分る。したがって、トルクリプル低減効果および効率向上効果がさらに増大する。また、電圧位相を進めることにより、埋込磁石構造のブラシレスDCモータの別の特徴である「リラクタンストルク」と「弱め磁束効果」を有効に利用することができる。

図14は 180° 通電を行なわせるためのブラシレスDCモータ駆動制御装置の構成を概略的に示す図、図15は図14のマイクロプロセッサ18の内部構成を示す図であり、直流電源11の端子間に3対のスイッチングトランジスタ $12u1$ 、 $12u2$ 、 $12v1$ 、 $12v2$ 、 $12w1$ 、 $12w2$ をそれぞれ直列接続してインバータ12を構成し、各対のスイッチングトランジスタ同士の接続点電圧をブラシレスDCモータ13の、Y接続された各相の固定子巻線 $13u$ 、 $13v$ 、 $13w$ にそれぞれ印加している。そして、各対のスイッチングトランジスタ同士の接続点電圧をY接続された抵抗 $14u$ 、 $14v$ 、 $14w$ にもそれぞれ印加している。尚、スイッチングトランジスタ $12u1$ 、 $12u2$ 、 $12v1$ 、 $12v2$ 、 $12w1$ 、 $12w2$ のコレクターエミッタ端子間にそれぞれ保護用のダイオード $12u1d$ 、 $12u2d$ 、 $12v1d$ 、 $12v2d$ 、 $12w1d$ 、 $12w2d$ が接続されている。尚、 $13e$ がブラシ

レスDCモータ13の回転子を示している。また、添え字u, v, wは、それぞれブラシレスDCモータ13のu相、v相、w相に対応させている。

5 上記Y接続された固定子巻線13u, 13v, 13wの中性点13dの電圧が抵抗15aを介して増幅器15の反転入力端子に供給され、Y接続された抵抗14u, 14v, 14wの中性点14dの電圧がそのまま増幅器15の非反転入力端子に供給されている。そして、増幅器15の出力端子と反転入力端子との間に抵抗15bを接続することにより、差動増幅器として動作させるようにしている。

10 増幅器15の出力端子から出力される出力信号は、抵抗16aとコンデンサ16bとを直列接続してなる積分器16に供給されている。

積分器16からの出力信号（抵抗16aとコンデンサ16bとの接続点電圧）は、反転入力端子に中性点13dの電圧が供給されたゼロクロスコンパレータ17の非反転入力端子に供給されている。

15 したがって、ゼロクロスコンパレータ17の出力端子から磁極位置検出信号が出力される。換言すれば、上記差動増幅器、積分器16およびゼロクロスコンパレータ17で、ブラシレスDCモータ13の回転子13eの磁極位置を検出する位置検出器が構成される。但し、この構成の位置検出器に代えて、ロータリーエンコーダ等からなる位置検出器を採用してもよい。

20 位置検出器から出力される磁極位置検出信号はマイクロプロセッサ18の外部割込端子に供給される。マイクロプロセッサ18においては、外部割込端子に供給された磁極位置検出信号により位相補正タイマ18a、周期測定タイマ18bに対する割込処理（図15中、割込処理1を参照）を行なう。ここで、位相補正タイマ18aは、後述するタイマ値演算部19aによりタイマ値が設定される。周期測定タイマ18bは、

25

- タイマ値をCPU 19に含まれる位置信号周期演算部19bに供給する。この位置信号周期演算部19bは、例えば、電気角 60° に対応するタイマ値に基づいて電気角値に基づいて電気角1周期当りのタイマ値を算出する。位相補正タイマ18aは、カウントオーバー信号をCPU 19
- 5 に含まれる 180° 通電インバータモード選択部19cに供給し、割込処理（図15中、割込処理2を参照）を行なう。 180° 通電インバータモード選択部19cは、メモリ18cから該当する電圧パターンを読み出して出力する。CPU 19においては、位置信号周期演算部19bによりタイマ値に基づく演算を行なって位置信号周期信号を出力して、
- 10 タイマ値演算部19aおよび速度演算部19eに供給する。タイマ値演算部19aには位相量指令も供給されており、位相量指令および位置信号周期演算部19bからの位置信号周期信号に基づいて、位相補正タイマ18aに設定すべきタイマ値を算出する。速度演算部19eは位置信号周期演算部19bからの位置信号周期信号に基づいて現在の速度を算
- 15 出し、速度制御部19fに供給する。速度制御部19fには、速度指令も供給されており、速度指令および速度演算部19eからの現在速度に基づいて電圧指令を出力する。そして、上記 180° 通電インバータモード選択部19cから出力される電圧パターンと速度制御部19fから出力される電圧指令がPWM（パルス幅変調）変調部18dに供給され、
- 20 3相分のPWM変調信号を出力する。このPWM変調信号はベース駆動回路20に供給され、ベース駆動回路20が、上記スイッチングトランジスタ12u1, 12u2, 12v1, 12v2, 12w1, 12w2のそれぞれのベース端子に供給すべき制御信号を出力する。尚、以上の説明において、CPU 19に含まれる各構成部は、該当する機能を達成
- 25 するための機能部分を構成部として示しているだけであり、CPU 19の内部にこれらの構成部が明確に認識できる状態で存在しているわけで

はない。

ここで、インバータモードに対応する電圧パターンを表1に示す。但し、電圧パターンは、各スイッチングトランジスタ12u1, 12u2, 12v1, 12v2, 12w1, 12w2のON-OFF状態で示してあり、“1”がON状態に対応し、“0”がOFF状態に対応する。

表1

インバータ モード	電圧パターン					
	12u1	12u2	12v1	12v2	12w1	12w2
0	1	0	0	1	1	0
1	1	0	0	1	0	1
2	1	0	1	0	0	1
3	0	1	1	0	0	1
4	0	1	1	0	1	0
5	0	1	0	1	1	0

次いで、図18に示す波形図を参照して図14のブラシレスDCモータ駆動制御装置の動作を説明する。

図18中、(A) (B) (C)に示すように、ブラシレスDCモータのu相、v相、w相誘起電圧 E_u , E_v , E_w が、位相が順次120°ずつずれた状態で変化するので、増幅器15から出力される信号 V_{nm} が図18中(D)に示すように変化し、積分器16によるこの信号の積分波形(1)式が図18中(E)に示すように変化する。

$$\int V_{nm} dt \quad \dots(1)$$

そして、この積分波形がゼロクロスコンパレータ 17 に供給されることにより、積分波形のゼロクロス点において立上り、または立下る励磁切換信号が、図 18 中 (F) に示すように出力される。この励磁切換信号の立上りおよび立下りにより割込処理 1 が行なわれ、位相補正タイマ 18 a がスタートする (図 18 中 (G) の矢印の起点を参照)。この位相補正タイマ 18 a はタイマ値演算部 19 a によりタイマ値が設定されているのであるから、設定されたタイマ値だけ計時動作を行なった時点でカウントオーバーする (図 18 中 (G) の矢印の終点を参照)。そして、位相補正タイマ 18 a のカウントオーバーが発生する毎に割込処理 2 が行なわれ、180 度通電インバータモード選択部 19 c がインバータモードを 1 ステップ進める。即ち、図 18 中 (N) に示すように、インバータモードが "1" "2" "3" "4" "5" "0" "1" "2" ... の順に選択される。そして、位相補正タイマ 18 a のカウントオーバーによってインバータモードを 1 ステップ進めることにより、各インバータモードに対応してスイッチングトランジスタ 12 u 1, 12 u 2, 12 v 1, 12 v 2, 12 w 1, 12 w 2 の ON-OFF 状態が、図 18 中、(H) ~ (M) に示すように制御される。この結果、通電期間を 180° に設定した状態でのブラシレス DC モータ 13 の駆動を達成することができ、かつインバータ電圧の位相をモータ誘起電圧よりも進めた状態にできる。ここで、位相補正タイマ 18 a によりインバータ電圧の位相の進み量を制御できる。

図 16 は上記割込処理 1 の処理内容を詳細に説明するフローチャートであり、位置検出器の磁極位置検出信号 (上記励磁切換信号に相当する) の立上りエッジ、立下りエッジのそれぞれで外部割込要求が受け付けられる。そして、ステップ SP 1 において外部からの位相量 (位相補正角) 指令および位置信号周期演算部 19 b により得られた位置信号周期信号

- に基づいて位相補正タイマのタイマ値を演算し、ステップSP2において位相補正タイマ18aに補正用のタイマ値をセットし、ステップSP3において位相補正タイマ18aをスタートさせる。そして、ステップSP4において前回の割込処理1でスタートした周期測定タイマ18bをストップさせ、ステップSP5において周期測定タイマ値を読み込む（記憶する）。但し、このステップSP4、SP5の処理は、励磁切換信号のエッジの周期を検出するための処理であるから、周期測定タイマ値の読み込み後、次回の周期測定のために、周期測定タイマは直ちにリセットされ、スタートされる。そして、ステップSP6において記憶した位置信号周期の演算（例えば、電気角1°当りのカウント数の算出）を行ない、ステップSP7において位置信号周期演算結果に基づいてブラシレスDCモータ13の現在の回転速度を演算し、ステップSP8において外部からの速度指令に従うよう速度制御を行なって電圧指令を出力し、そのまま元の処理に戻る。
- 15 具体的には、例えば、周期測定タイマ18bによる実測の結果、磁極位置検出信号の間隔に対応するカウント値が360であれば、インバータ出力電圧1周期のカウント値は、インバータモードの数が6であるから、 $360 \times 6 = 2160$ になる。そして、この値2160が360°に相当するのであるから、1°分のカウント値が $2160 / 360 = 6$
- 20 になる。ここで、位相量指令が60°であれば、位相量指令に対応するカウント値（タイマ値）は $6 \times 60 = 360$ になる。したがって、この値360を補正タイマ値として位相補正タイマ18aにセットし、位相補正タイマ18aをスタートさせる。

- 図17は上記割込処理2の処理内容を詳細に説明するフローチャートであり、割込処理1でスタートした位相補正タイマがカウントオーバーすることにより割込処理2が受け付けられる。ステップSP1において
- 25

予めメモリ 18c に設定されているインバータモードを 1 ステップ進め、ステップ S P 2 において、進められたインバータモードに対応する電圧パターンを出力し、そのまま元の処理に戻る。

したがって、以下の比較例と比較することにより明らかになるように、

- 5 マイクロコンピュータを用いて上記制御を実現する場合に、タイマの数を 1 つ少なくすることができるとともに、割込処理を 1 つ少なくすることができる。また、ハードウェアにより上記制御を実現する場合には、タイマカウンタの数を 1 つ少なくすることができる。

【比較例】

- 10 図 19 は 150° 通電を行なわせるためのブラシレス D C モータ駆動制御装置のうち、図 14 のマイクロプロセッサ 18 において 150° 通電を行なわせた場合の内部構成を示す図であり、図 15 と異なる点は、180° 通電インバータモード選択部 19c に代えて 150° 通電インバータモード選択部 19c' を採用した点、位相補正タイマ 18a' による割込処理 2' によりスタートさせられ、カウントオーバー信号を C P U 19' に含まれる 150° 通電インバータモード選択部 19c' に供給して割込処理（図 19 中、割込処理 3 を参照）を行なわせる第 2 位相補正タイマ 18e をさらに有している点、割込処理 2' の内容、およびインバータモードの数が増加させられた点のみである。尚、この比較
- 20 例においては、図 15 の各構成部と対応する構成部に、“'” が付加された参照符号を付与している。また、インバータ回路、ブラシレス D C モータ、Y 結線された抵抗、位置検出器、ベース駆動回路の構成および相互接続については、図 14 の構成と同一であるから図示および説明を省略してある。
- 25 尚、上記第 2 位相補正タイマ 18e もタイマ値演算部 19a' によりタイマ値が設定される。

ここで、インバータモードに対応する電圧パターンを表2に示す。但し、電圧パターンは、各スイッチングトランジスタ12u1, 12u2, 12v1, 12v2, 12w1, 12w2のON-OFF状態で示しており、“1”がON状態に対応し、“0”がOFF状態に対応する。

表2

インバータ モード	電圧パターン					
	12u1	12u2	12v1	12v2	12w1	12w2
0	1	0	0	1	1	0
1	1	0	0	1	0	0
2	1	0	0	1	0	1
3	1	0	0	0	0	1
4	1	0	1	0	0	1
5	0	0	1	0	0	1
6	0	1	1	0	0	1
7	0	1	1	0	0	0
8	0	1	1	0	1	0
9	0	1	0	0	1	0
10	0	1	0	1	1	0
11	0	0	0	1	1	0

図22はこの比較例の動作を示す構成各部の波形図であり、(A)～(G)までの波形は図18の(A)～(G)の波形と同一である。そして、図22中、(G')が付加されていることに起因して、割込処理2により偶数のインバータモードの電圧パターンが出力され、割込処理3により奇数のインバータモードの電圧パターンが出力され、通電期間を150°に設定した状態でのブラシレスDCモータの駆動を達成することができる。

図20は割込処理2'の処理内容を詳細に説明するフローチャートであり、割込処理1'でスタートした位相補正タイマ18a'がカウントオーバーすることにより割込処理2'が受け付けられる。ステップSP1において予めメモリ18c'に設定されているインバータモードを1
5 ステップ進め、ステップSP2において、進められたインバータモードに対応する電圧パターンを出力し、ステップSP3において、位相補正量に基づいて第2位相補正タイマ18eの値(30°分の値)を演算し、ステップSP4において、第2位相補正タイマ18eに補正タイマ値をセットし、ステップSP5において第2位相補正タイマ18eをスタート
10 させ、そのまま元の処理に戻る。

図21は割込処理3の処理内容を詳細に説明するフローチャートであり、割込処理2'でスタートした第2位相補正タイマ18eがカウントオーバーすることにより割込処理3が受け付けられる。ステップSP1
15 において予めメモリ18c'に設定されているインバータモードを1ステップ進め、ステップSP2において、進められたインバータモードに対応する電圧パターンを出力し、そのまま元の処理に戻る。

図14における増幅器15、積分器16およびゼロクロスコンパレータ17による磁極位置検出についてさらに詳細に説明する。

モータ電圧を検出することによる磁極位置検出において、空気調和機
20 等の電気機器で採用される120°通電の上下アームオフ期間に現れる誘起電圧を用いる磁極検出方法は、高負荷で、かつ電流が増加すると、誘起電圧を検出することが不可能になってしまい、磁極位置検出を行なうことも不可能になってしまう。

ここで、誘起電圧検出の可否を決定する条件式は、固定子巻線に流れる電流が切れるまでの時間を t 、180°期間のインバータ通電角を α
25 [rad]、出力周波数を f とすれば、

$$t < (\pi - \alpha) / (4 \pi f)$$

となる。

- この条件から明らかなように、 180° 通電を採用した場合には、原理上、誘起電圧の検出が不可能であることが分る。また、より大きなトルクが要求される場合には、電流振幅を大きくすることが必要になるのであるが、電流振幅を大きくすれば、モータインダクタンスによる残留電流が大きくなり、最悪の場合には、 180° 期間において固定子巻線に流れる電流が切れなくなってしまうので、 180° 期間において固定子巻線に流れる電流が確実に切れるようにするために電流振幅を制限しなければならなくなる。したがって、高速回転時や通電期間を長くした場合には、電流振幅を大きくすることができなくなる。

しかし、図14に示す構成を採用した場合には、Y結線した固定子巻線13u, 13v, 13wの中性点13dの電圧 E_{N-0} が、

$$E_{N-0} = (1/3) \{ (V_{u-0} - E_{u-0}) + (V_{v-0} - E_{v-0}) + (V_{w-0} - E_{w-0}) \}$$

となり、インバータ出力波形 (図23中 (A) (B) (C) 参照) とモータ誘起電圧波形 (図23中 (D) (E) (F) 参照) に各々含まれる $3n$ 次調波成分 (n は整数) の和 (図23中 (G) 参照) になる。

また、Y結線された抵抗14u, 14v, 14wの中性点14dの電圧 V_{M-0} が、

$$V_{M-0} = (1/3) (V_{u-0} + V_{v-0} + V_{w-0})$$

になる (図23中 (H) 参照)。

- したがって、両電圧 E_{N-0} 、 V_{M-0} の差 $E_{N-0} - V_{M-0}$ (図23中 I 参照) を得ることにより、モータ誘起電圧波形に各々含まれる $3n$ 次調波成分を取出すことができる。そして、以上の各式は電流に依存していないので、上記条件式の制約が全くなく、任意の通電期間に適

用できる。即ち、高速回転時、通電期間を長くした場合に、電流振幅を大きくしても特別に磁極位置センサを用いることなく磁極位置検出を達成することができ、また、 180° 通電を採用した場合にも特別に磁極位置センサを用いることなく磁極位置検出を達成することができる。

5 また、以上には、ブラシレスDCモータが定常運転を行なっている状態におけるブラシレスDCモータの駆動制御についてのみ説明した。しかし、ブラシレスDCモータの停止時には、誘起電圧が発生していないので、上述の駆動制御を行なうことができない。したがって、ブラシレスDCモータの運転を開始させるに当っては、外部から強制的に三相交流電圧を印加して同期運転により回転子を回転させる。そして、回転子が回転を始めれば誘起電圧が発生するので、上述のブラシレスDCモータの駆動制御を行なうことができる。

10 また、 180° 通電を採用し、特殊な仕様の埋込磁石構造のブラシレスDCモータを高速回転・重負荷の条件で駆動した場合には、モータ電流と位置検出器の積分信号とがそれぞれ図24中(A)(B)に示すとおりであり、 120° 通電を採用した場合におけるモータ電流、位置検出器の積分信号(図25中(A)(B)参照)と比較してみると、 180° 通電を採用した場合には、積分信号が大きく乱れていることが分かる。もちろん、電位差信号も乱れている。したがって、僅かな負荷変動、
15 インバータ・モータの駆動系の共振などが生じた場合には、この乱れが原因となって積分信号が零クロスしないポイントが現れ、位置信号が得られなくなってモータが脱調することがある。なお、図24中(A)に示すモータ電流と、図2中(A)、図12中(B)、図13中(B)に示す電流波形が相違しているが、これは、モータ仕様が異なることによ
20 る。ただし、このような不都合が発生するのは希である。

25 このような特殊な場合に生じる不都合を解消してブラシレスDCモータ

タ駆動制御装置の信頼性を高めるためには、通電幅を 120° よりも大きく、かつ 180° 未満に設定すればよい。図26から図30は、通電幅がそれぞれ 130° 、 140° 、 150° 、 160° 、 170° の場合のモータ電流および積分信号を示している。これらの図から明らかなように、積分信号の乱れがなくなっている。また、入力電流を互いに同一に設定して通電幅をそれぞれ 120° 、 130° 、 140° 、 150° 、 180° に設定した場合の圧縮機（ブラシレスDCモータを駆動源とする圧縮機）の運転エリア、ブラシレスDCモータのモータ効率を図31、図32にそれぞれ示している。図31から明らかなように、通電幅が $140^\circ \sim 170^\circ$ の場合には、運転エリアが殆ど変わらず、また図32から明らかなようにモータ効率の低下は1%未満である。したがって、通電幅を $140^\circ \sim 170^\circ$ に設定することが好ましい。この場合には、運転エリアを殆ど減少させることなく、モータ効率をも殆ど低下させることなく、上述の不都合の発生を確実に防止して、信頼性を著しく高めることができる。

また、増幅器15、積分器16、ゼロクロスコンパレータ17からなる位置検出回路に代えて、図33中（A）に示すように、中性点13d（図14参照）の電圧を抵抗115aを介して増幅器115の非反転入力端子に供給し、中性点14d（図14参照）の電圧をそのまま増幅器115の反転入力端子に供給し、増幅器115の出力端子と反転入力端子との間に抵抗115bおよびコンデンサ116bを並列接続してなる構成を採用することが可能である。また、図33中（B）に示すように、図33中（A）に示す構成に対して、出力端子と反転入力端子との間に抵抗を接続してなる増幅器117を付加してなる構成を採用してもよい。

なお、増幅器115の出力信号が抵抗を介して増幅器117の反転入力端子に供給されている。さらに、図33中（C）に示すように、図33

中（Ｂ）に示す増幅器 115, 117 を入れ代えた構成を採用してもよい。また、図 33 中（Ｃ）の構成を採用した場合において、中性点 13 d の電圧を抵抗を介して増幅器 117 の反転入力端子に供給し、中性点 14 d の電圧を直接増幅器 117 の非反転入力端子に供給してもよい。

5 これら何れの構成を採用した場合にも、図 14 の対応部分と同様の作用を達成することができる。

また、空気調和機、電気掃除機、電気洗濯機等の電気機器においては消費電力の低減が要求され、近年では注目を浴びているブラシレス DC モータやインバータが採用されつつある。そして、これらの電気機器に

10 対してこの発明のブラシレス DC モータ駆動制御装置を適用することにより、ブラシレス DC モータやインバータを採用した従来の電気機器と比較して消費電力を一層低減することができる。

産業上の利用可能性

15 動力源として種々の用途に採用されるブラシレス DC モータの高効率化、運転範囲の拡大を達成できる。

20

25

請求の範囲

- 5 1. ブラシレスDCモータ (3) (13) を電圧形インバータ (2) (5) (12) (20) で駆動するブラシレスDCモータ駆動制御方法であって、電圧形インバータ (2) (5) (12) (20) の通電幅を、電気角で 120° より大きく、 180° 以下の所定幅に設定することを特徴とするブラシレスDCモータ駆動制御方法。
- 10 2. 電圧形インバータ (2) (5) (12) (20) の出力を、通電幅の全範囲にわたって互に等しいパルス幅のパルス信号を出力するように変調する請求項1に記載のブラシレスDCモータ駆動制御方法。
3. ブラシレスDCモータ (3) (13) の回転子 (3e) として、永久磁石 (3f) が回転子 (3e) の内部に配置されてなるものを採用する請求項1または請求項2に記載のブラシレスDCモータ駆動制御方法。
- 15 4. ブラシレスDCモータ電流とブラシレスDCモータ誘起電圧とが同相になる、ブラシレスDCモータ誘起電圧に対するインバータ出力電圧の位相よりも、インバータ出力電圧の位相を進めるように電圧形インバータ (2) (5) (12) (20) を制御する請求項3に記載のブラシレスDCモータ駆動制御方法。
- 20 5. 電圧形インバータ (2) (5) (12) (20) の通電幅が電気角で 180° である請求項1から請求項4の何れかに記載のブラシレスDCモータ駆動制御方法。
- 25 6. 電圧形インバータ (2) (5) (12) (20) の各相の出力端子に一方の端部が接続された抵抗 (14u) (14v) (14w) の他方の端部を互に接続して第1中性点電圧を得るとともに、ブラシレスDCモータ (3) (13) の各相の固定子巻線 (13u) (13v)



(13w) の一方の端部を互に接続して第2中性点電圧を得、第1中性点電圧と第2中性点電圧との差に基づいてブラシレスDCモータ(3)

(13) の回転子(3a)(3e) の磁極位置を検出する請求項1から請求項5の何れかに記載のブラシレスDCモータ駆動制御方法。 7.

5 電圧形インバータ(2)(5)(12)(20) の通電幅が電気角で 120° より大きく、かつ 180° 未満である請求項6に記載のブラシレスDCモータ駆動制御方法。

8. 電圧形インバータ(2)(5)(12)(20) の通電幅が電気角で 140° 以上、かつ 170° 以下である請求項6に記載のブラシレスDCモータ駆動制御方法。

10 9. ブラシレスDCモータ(3)(13) を電圧形インバータ(2)(5)(12)(20) で駆動するブラシレスDCモータ駆動制御装置であって、電圧形インバータ(2)(5)(12)(20) の通電幅を、電気角で 120° より大きく、 180° 以下の所定幅に設定する通電幅設定手段(18)(19) を含むことを特徴とするブラシレスDCモータ駆動制御装置。

15 10. 電圧形インバータ(2)(5)(12)(20) の出力を、通電幅の全範囲にわたって互に等しいパルス幅のパルス信号を出力するように変調する変調手段(18d)(18d') をさらに含む請求項9

20 に記載のブラシレスDCモータ駆動制御装置。

11. ブラシレスDCモータ(3)(13) の回転子(3e) として、永久磁石(3f) が回転子(3e) の内部に配置されてなるものを採用する請求項9または請求項10に記載のブラシレスDCモータ駆動制御装置。

25 12. ブラシレスDCモータ電流とブラシレスDCモータ誘起電圧とが同相になる、ブラシレスDCモータ誘起電圧に対するインバータ出



力電圧の位相よりも、インバータ出力電圧の位相を進めるように電圧形インバータ (2) (5) (12) (20) を制御する位相制御手段 (18a) (18a') (18e) をさらに含む請求項10に記載のブラシレスDCモータ駆動制御装置。

- 5 13. 通電幅設定手段 (18) (19) が、電圧形インバータ (2) (5) (12) (20) の通電幅を電気角で 180° に設定するものである請求項9から請求項12の何れかに記載のブラシレスDCモータ駆動制御装置。

- 10 14. 電圧形インバータ (2) (5) (12) (20) の各相の出力端子に一方の端部が接続され、かつ他方の端部が互に接続された抵抗 (14u) (14v) (14w) と、抵抗 (14u) (14v) (14w) の他方の端部において得られる第1中性点電圧と、ブラシレスDCモータ (3) (13) の各相の固定子巻線 (13u) (13v) (13w) の互に接続された端部において得られる第2中性点電圧とを入力として両中性点電圧の差電圧を出力する差電圧出力手段 (15) と、差電圧に基づいてブラシレスDCモータ (3) (13) の回転子 (3a) (3e) の磁極位置を検出する回転子位置検出手段 (16) (17) とをさらに含む請求項9から請求項13の何れかに記載のブラシレスDCモータ駆動制御装置。

- 20 15. 通電幅設定手段 (18) (19) が、電圧形インバータ (2) (5) (12) (20) の通電幅を電気角で 120° より大きく、かつ 180° 未満に設定するものである請求項14に記載のブラシレスDCモータ駆動制御装置。

- 25 16. 通電幅設定手段 (18) (19) が、電圧形インバータ (2) (5) (12) (20) の通電幅を電気角で 140° 以上、かつ 170° 以下に設定するものである請求項14に記載のブラシレスDCモータ



- 38 -

駆動制御装置。

17. 請求項9から請求項16の何れかのブラシレスDCモータ駆
動制御装置により駆動制御されるブラシレスDCモータを駆動源として
採用することを特徴とする電気機器。

