

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、特に効率改善効果が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

rushless Motor without a Shaft-M

ounted Position Sensor”, T. Endo 他,

IPEC-Tokyo '83, pp. 1477-1488, 1983、

「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

lf-Commutating System without Ro

tor-Position Sensors”, P. Ferraris

他, Ninth Annual Symposium-Increme

ntal Motion Control Systems and

Devices, pp. 305-312, 1980参照)。また、ブラ

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

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

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
- 5 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° があるにも拘らず、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。
- 10 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）。
- 15 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。
- 20 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
- 25 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。

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。

10 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。

20 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。

25

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。

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。

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。

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。

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ので、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1
15 20° 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。

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
20 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

5 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

10 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

15 れられると思われる。

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。

20 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

25 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DCモータのモータ効率を示す図である。

20

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 DC モータ 3 に印加している。そして、ブラシレス DC モータ 3 の誘起電圧、またはブラシレス DC 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

5 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

10 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 DC モータ 3 の誘起電圧、または中性点電圧

15 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 DC モータの構成を概略的に示す図

20 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。

25 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。
- 20 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。
- 25 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、
25 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 S P 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
- 5 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）
- 10 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
- 25 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

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 DC 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 CPU 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 DC 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
10 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、

- 31 -

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

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 13 u, 13 v, 13 w の中性点 13 d 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 14 u, 14 v, 14 w の中性点 14 d 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、
20 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。

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 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 -

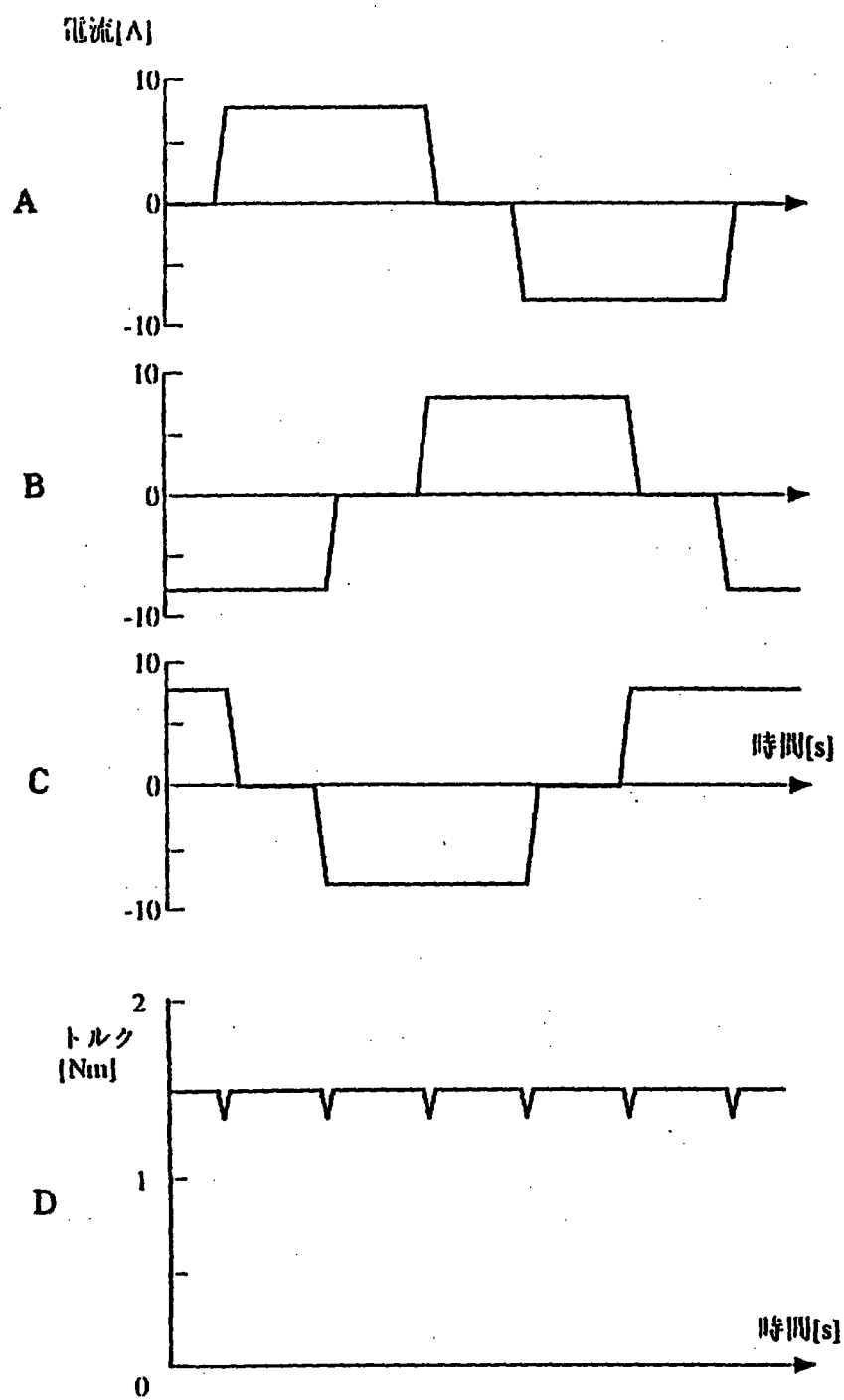
駆動制御装置。

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。



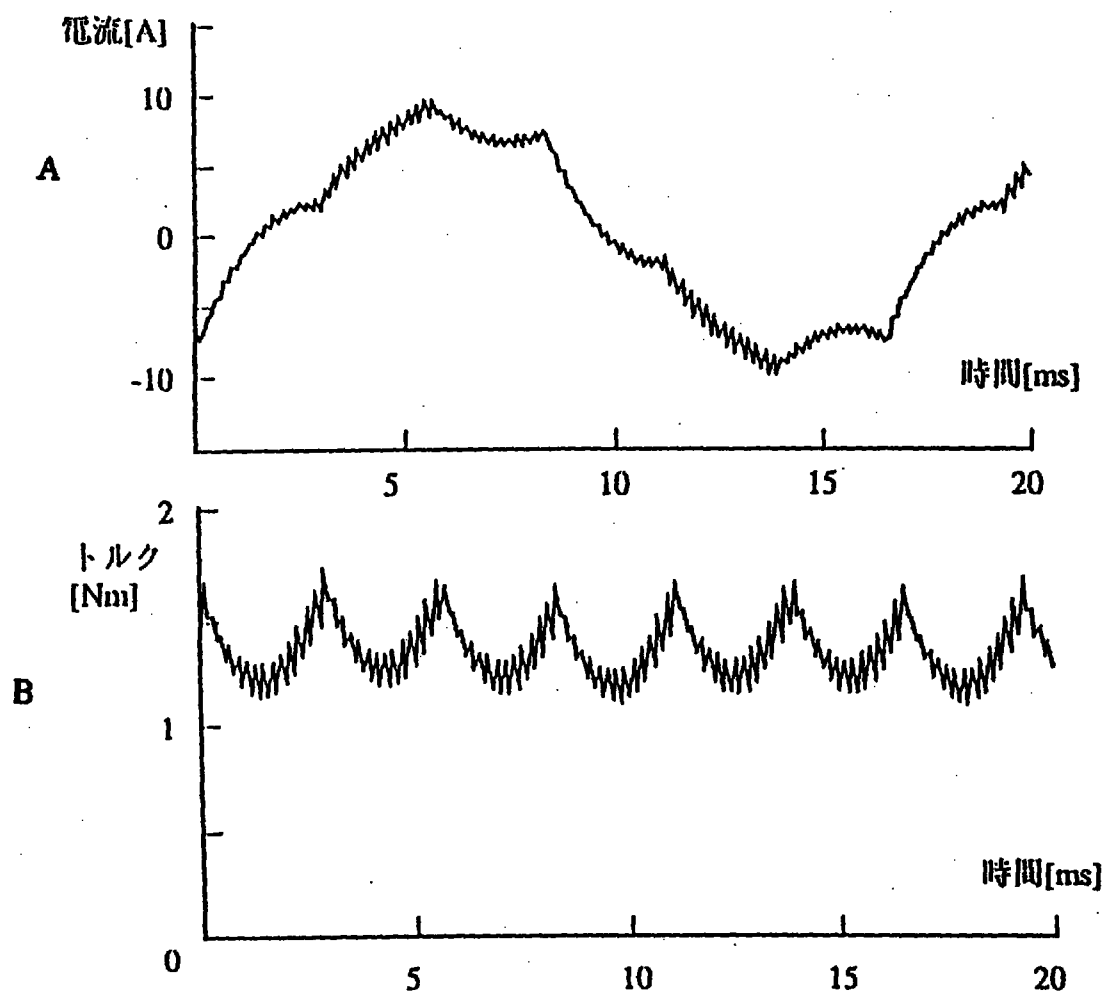
1/25

第 1 図



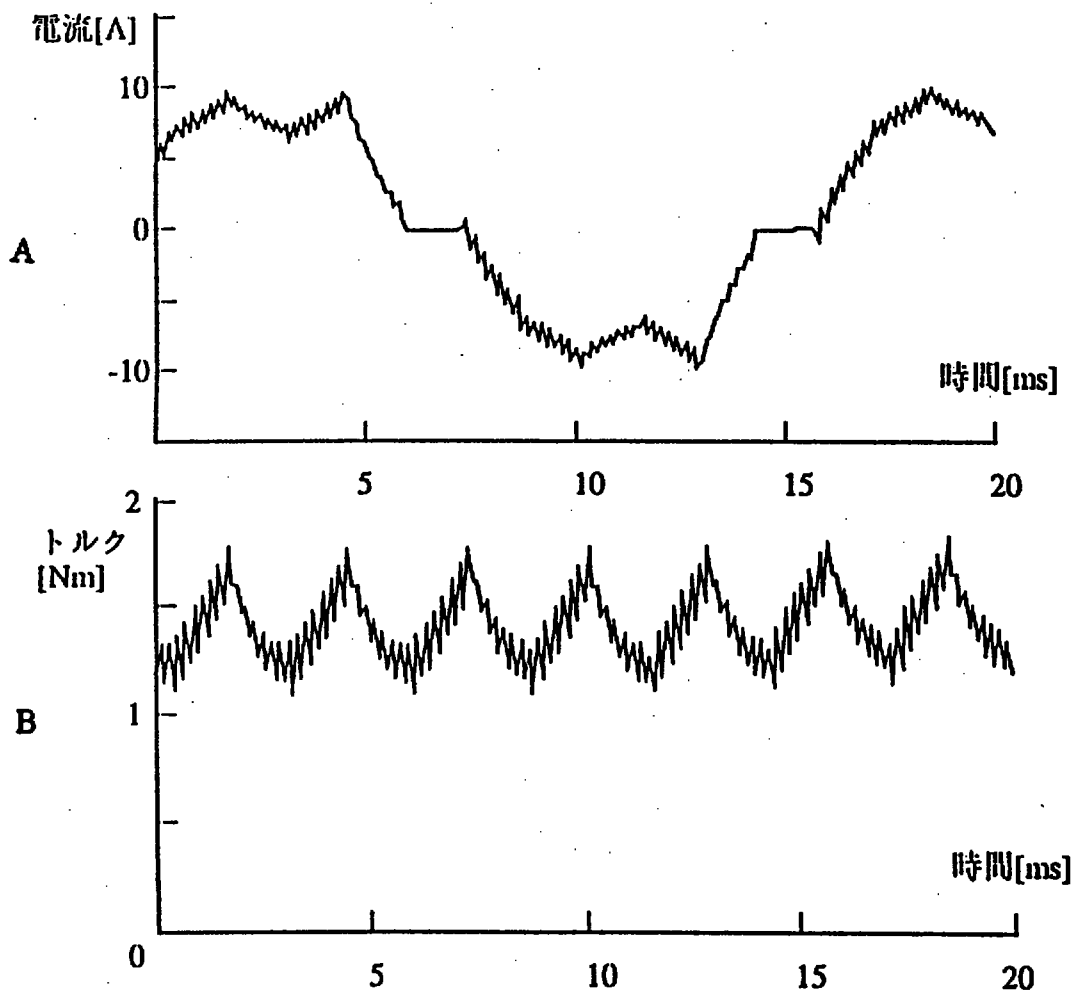
2/25

第2図

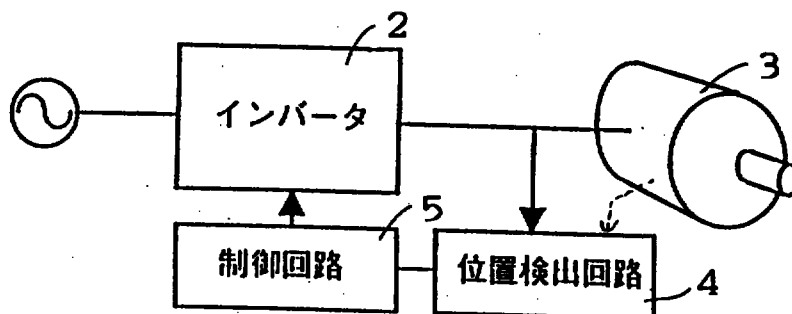


3/25

第3図

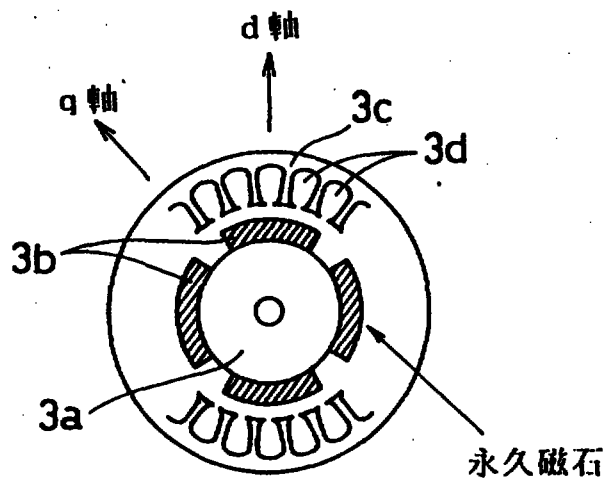


第4図

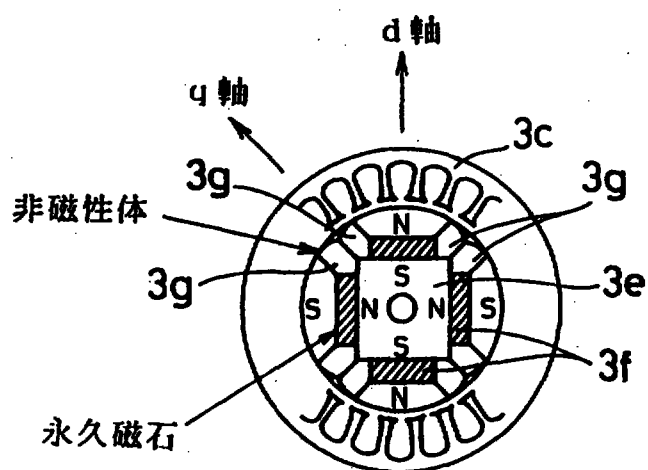


4/25

第5图

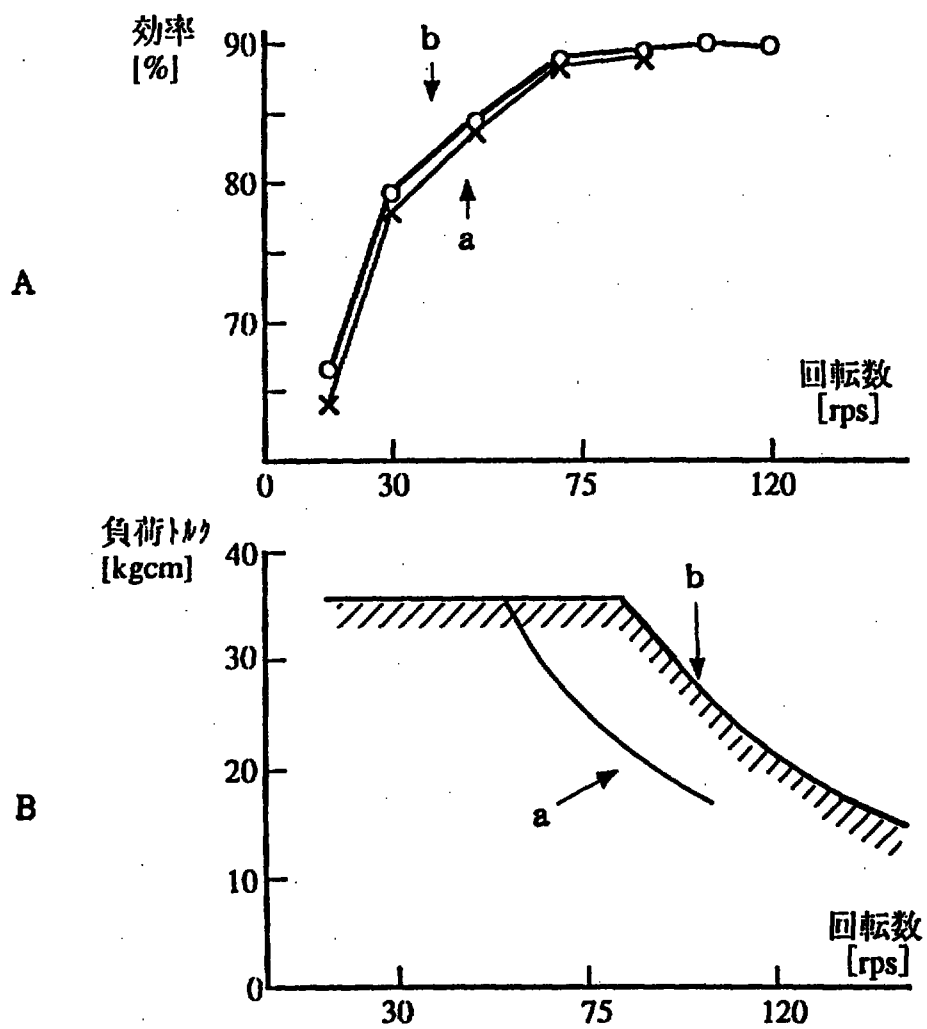


第6图



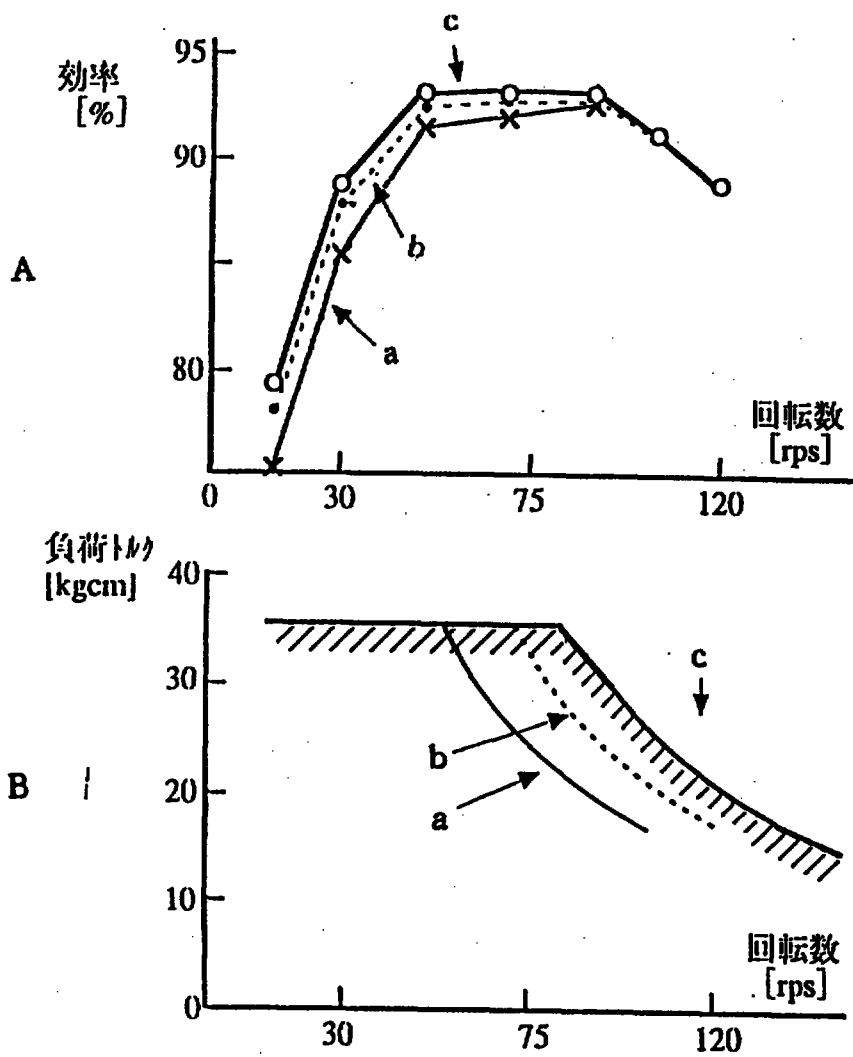
5/25

第7図



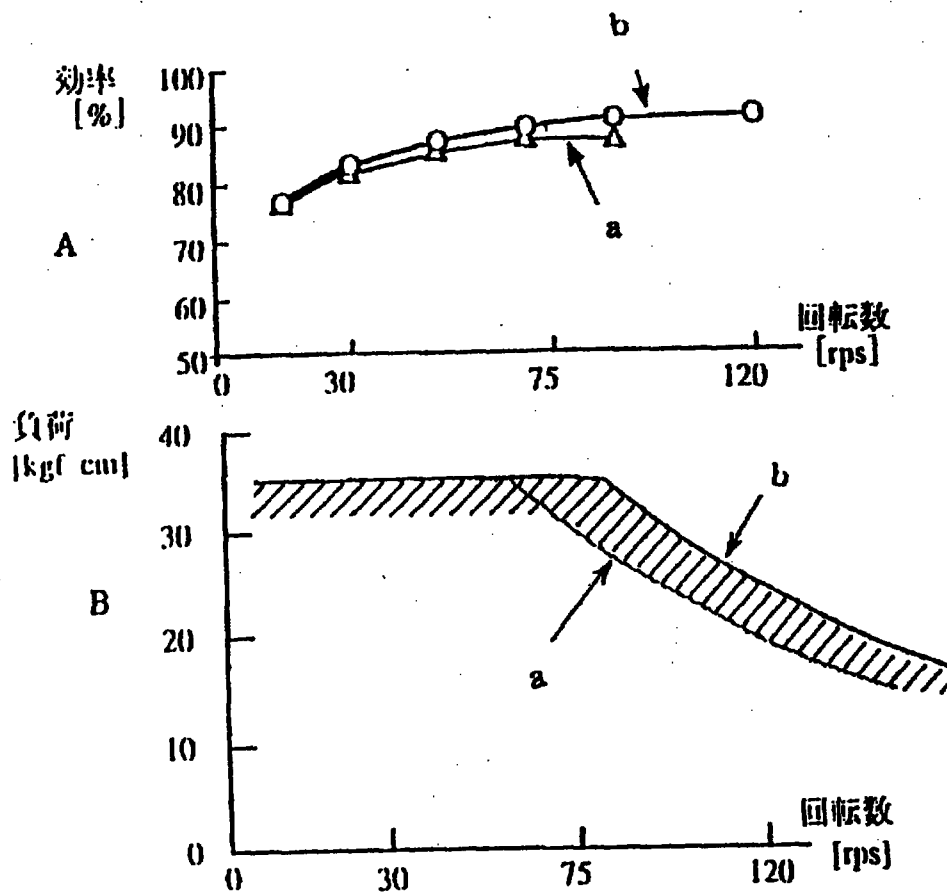
6/25

第8図



7/25

第 9 图



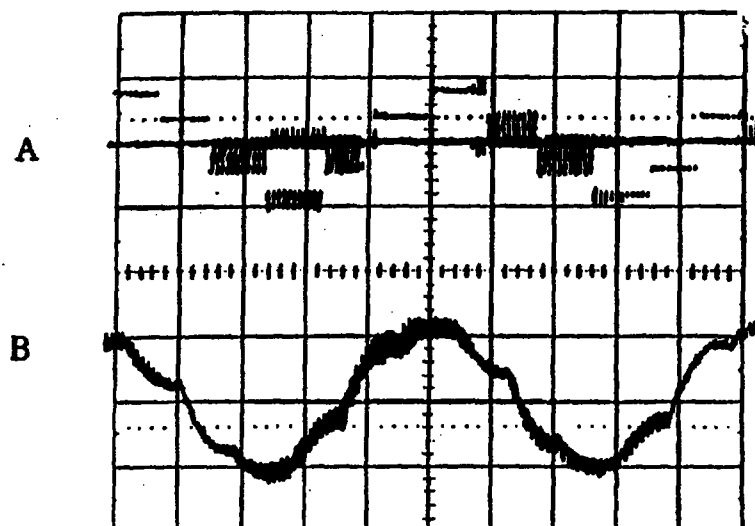
第 10 图

A

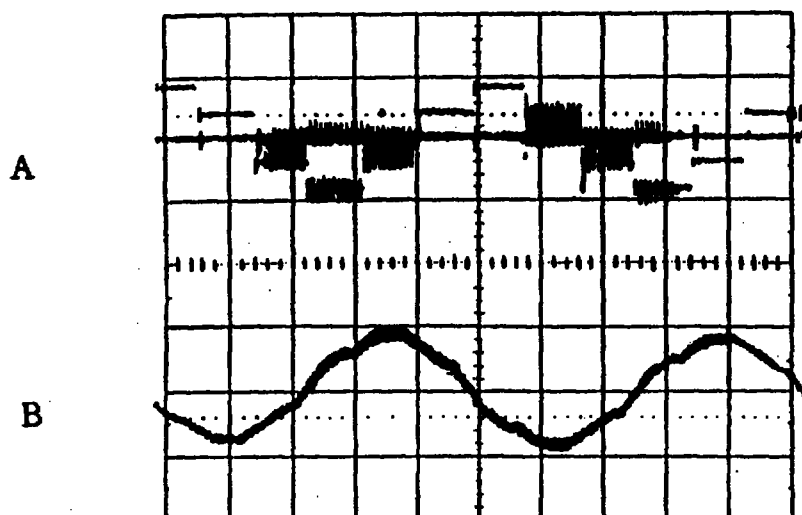
B

8/25

第 1 1 図

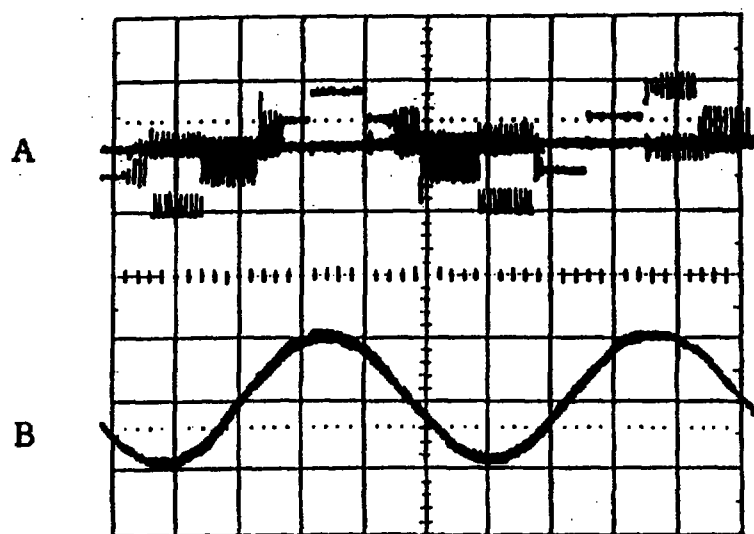


第 1 2 図



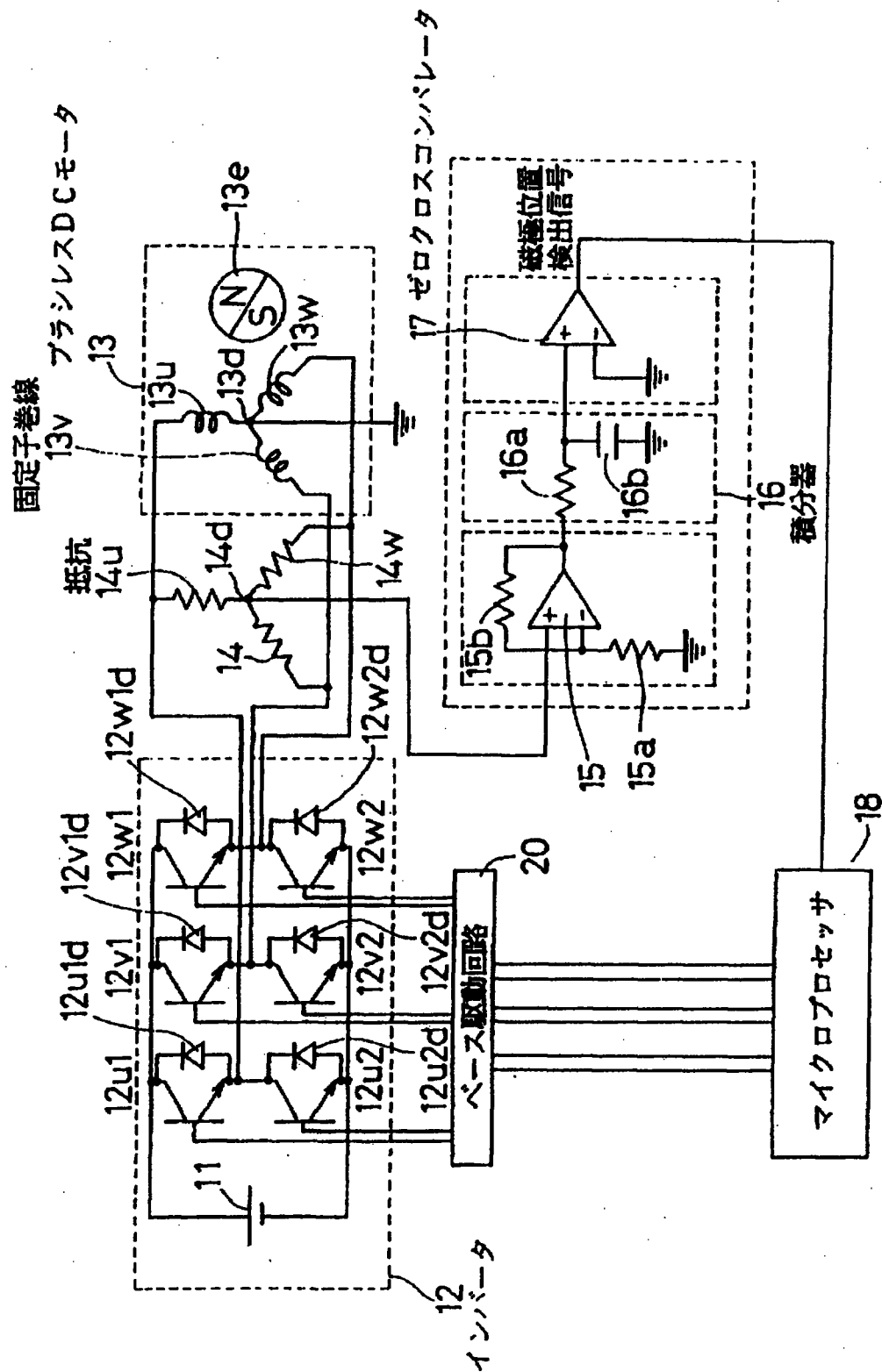
9/25

第 1 3 图



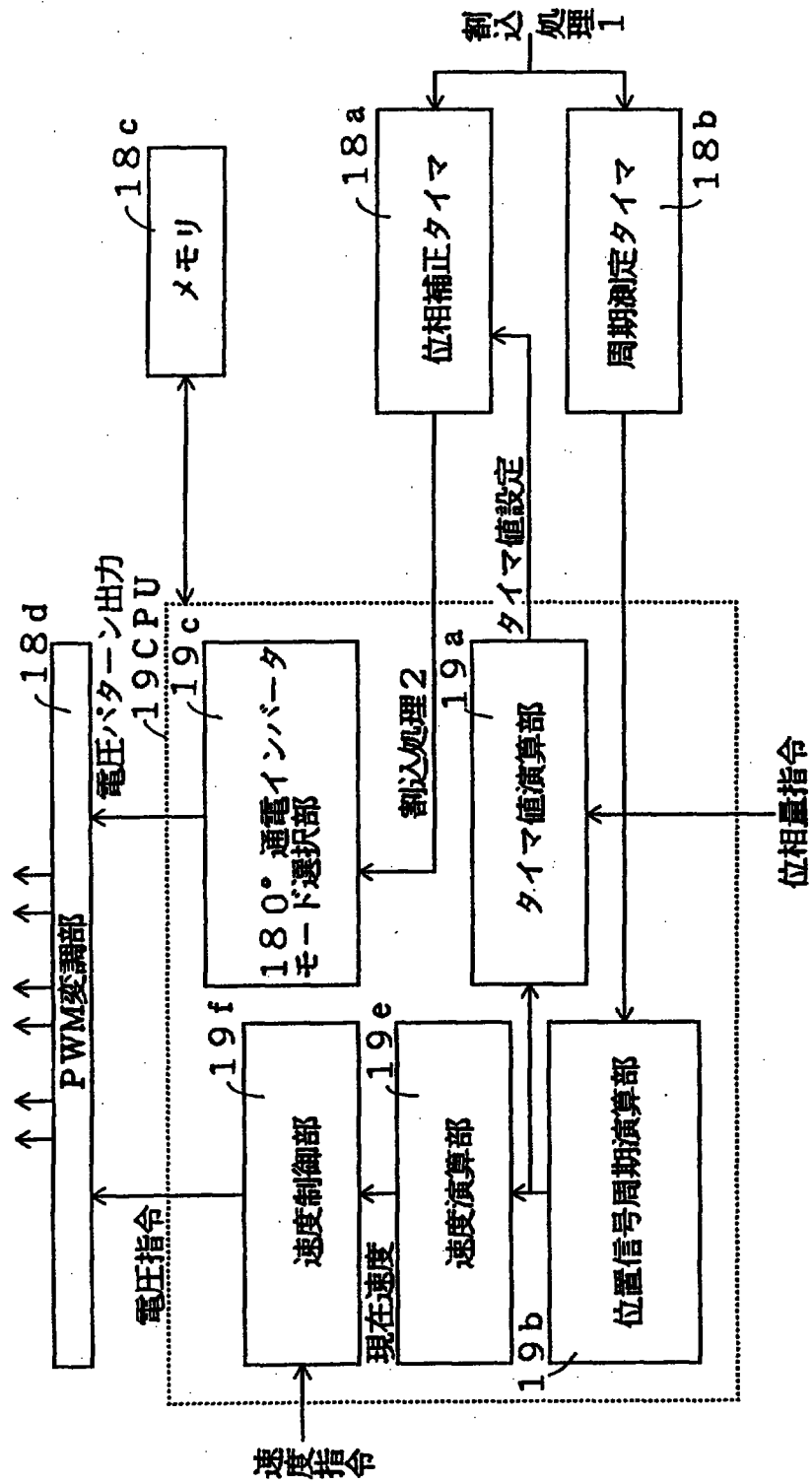
10/25

第 1 4 図



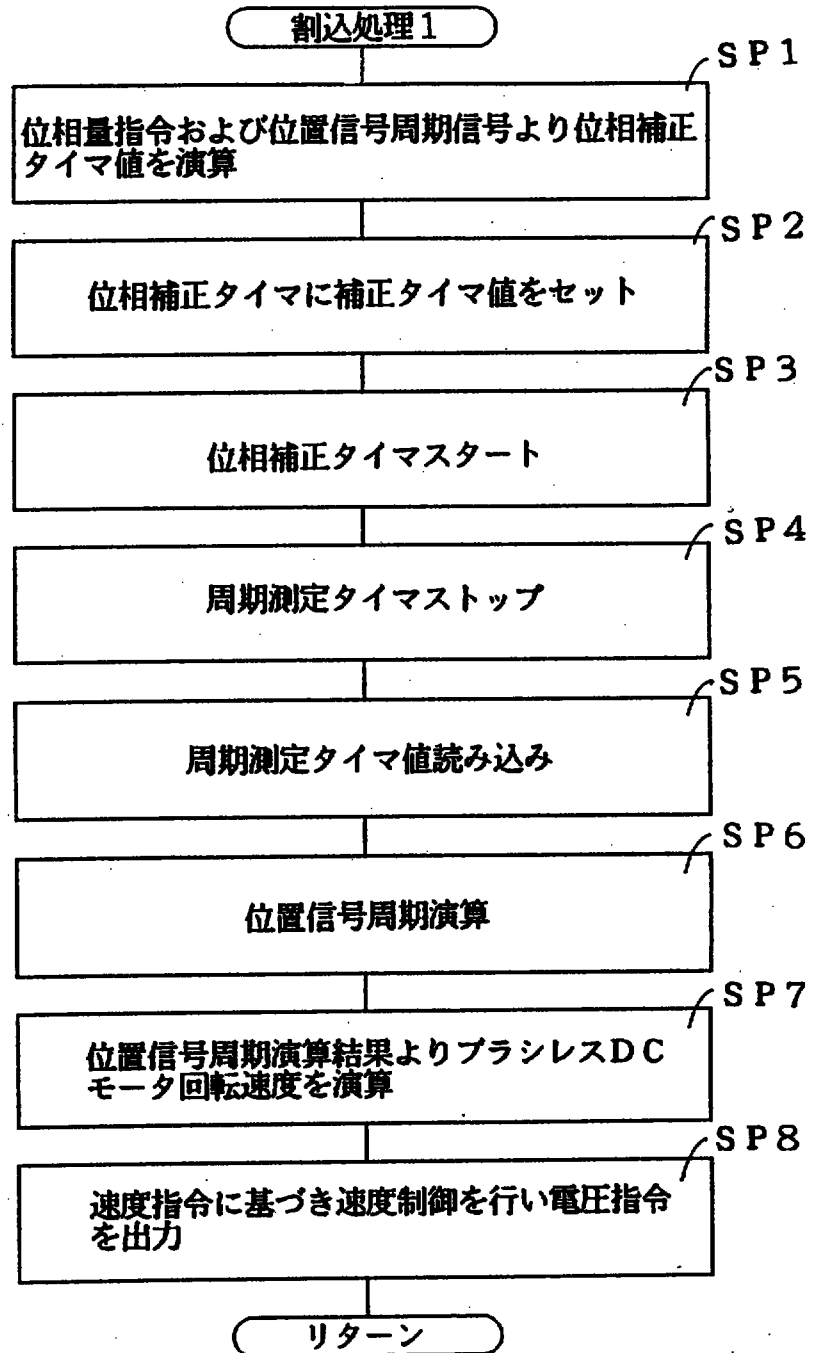
11/25

第 1. 5 図



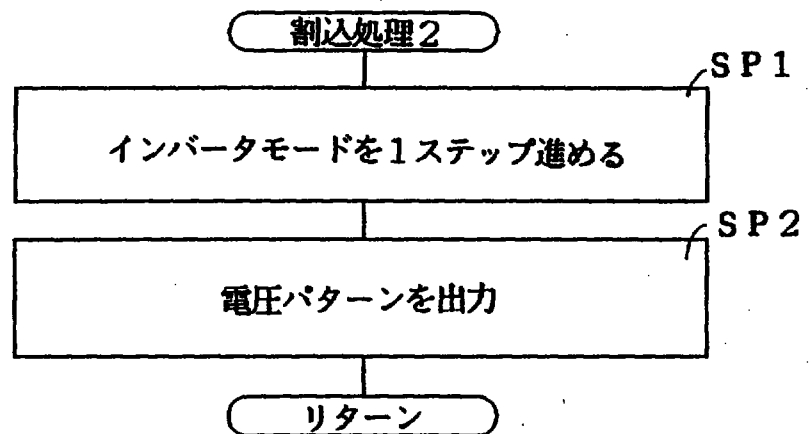
12/25

第 1 6 図



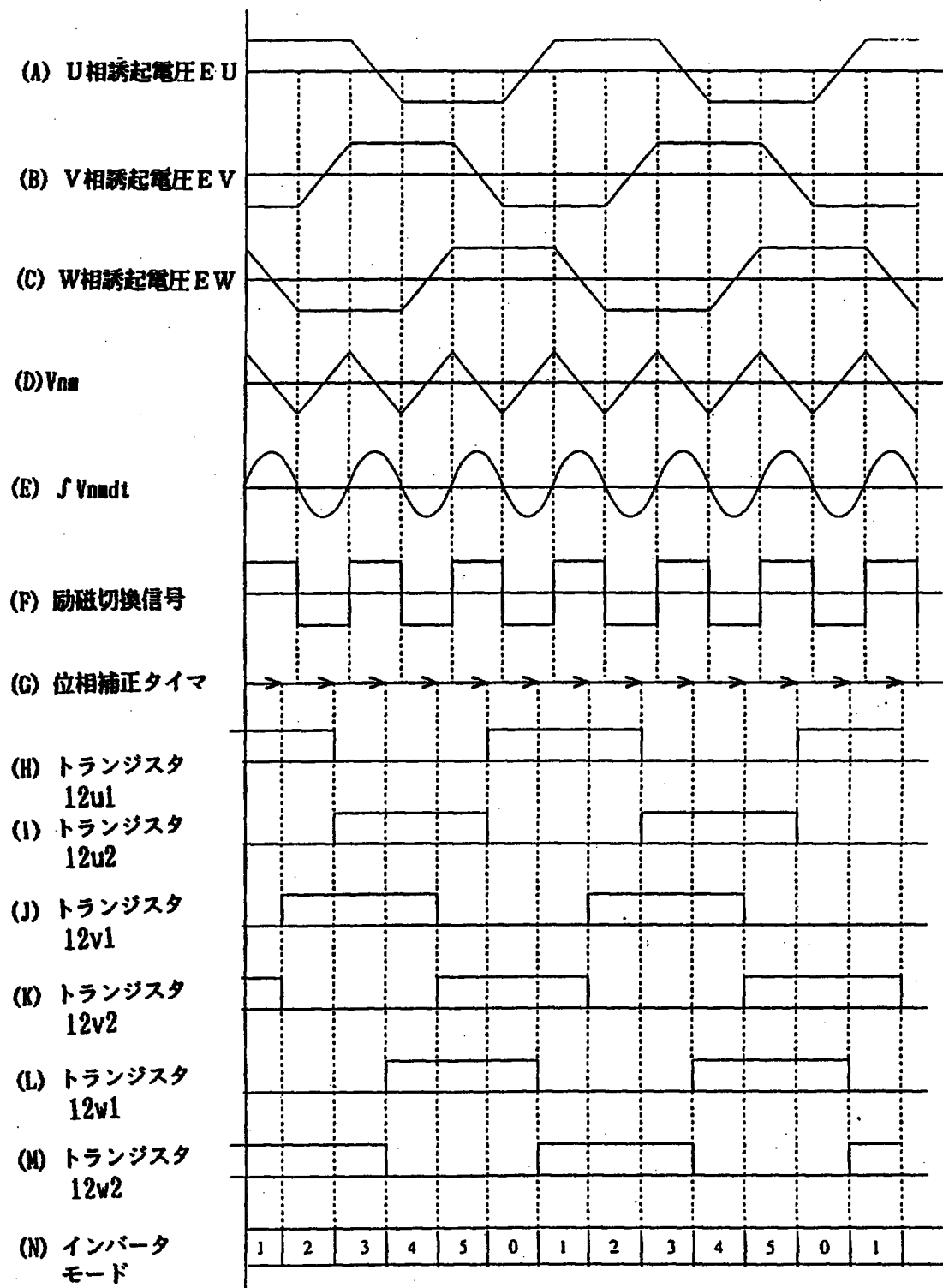
13/25

第 17 図

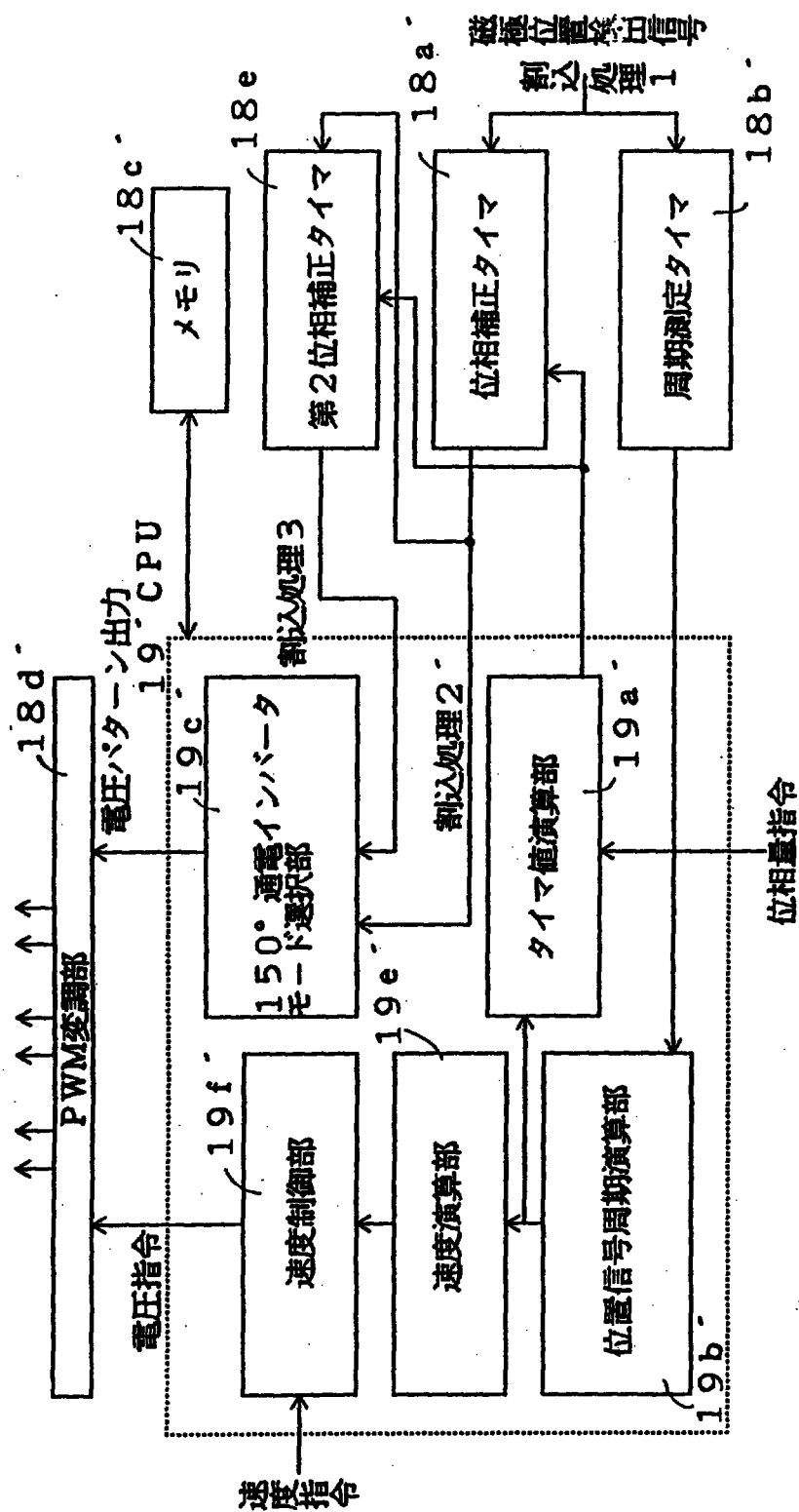


14/25

第 18 図

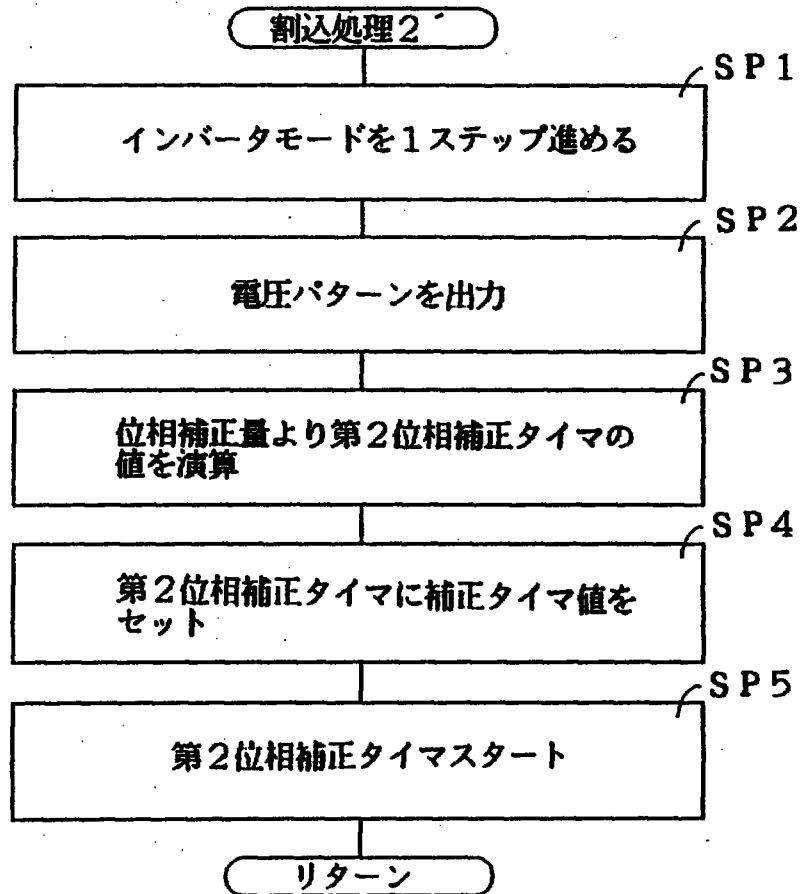


第 19 図



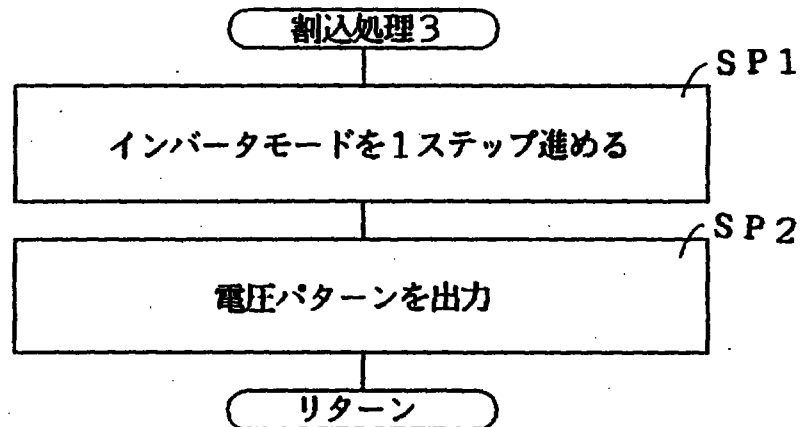
16/25

第20図



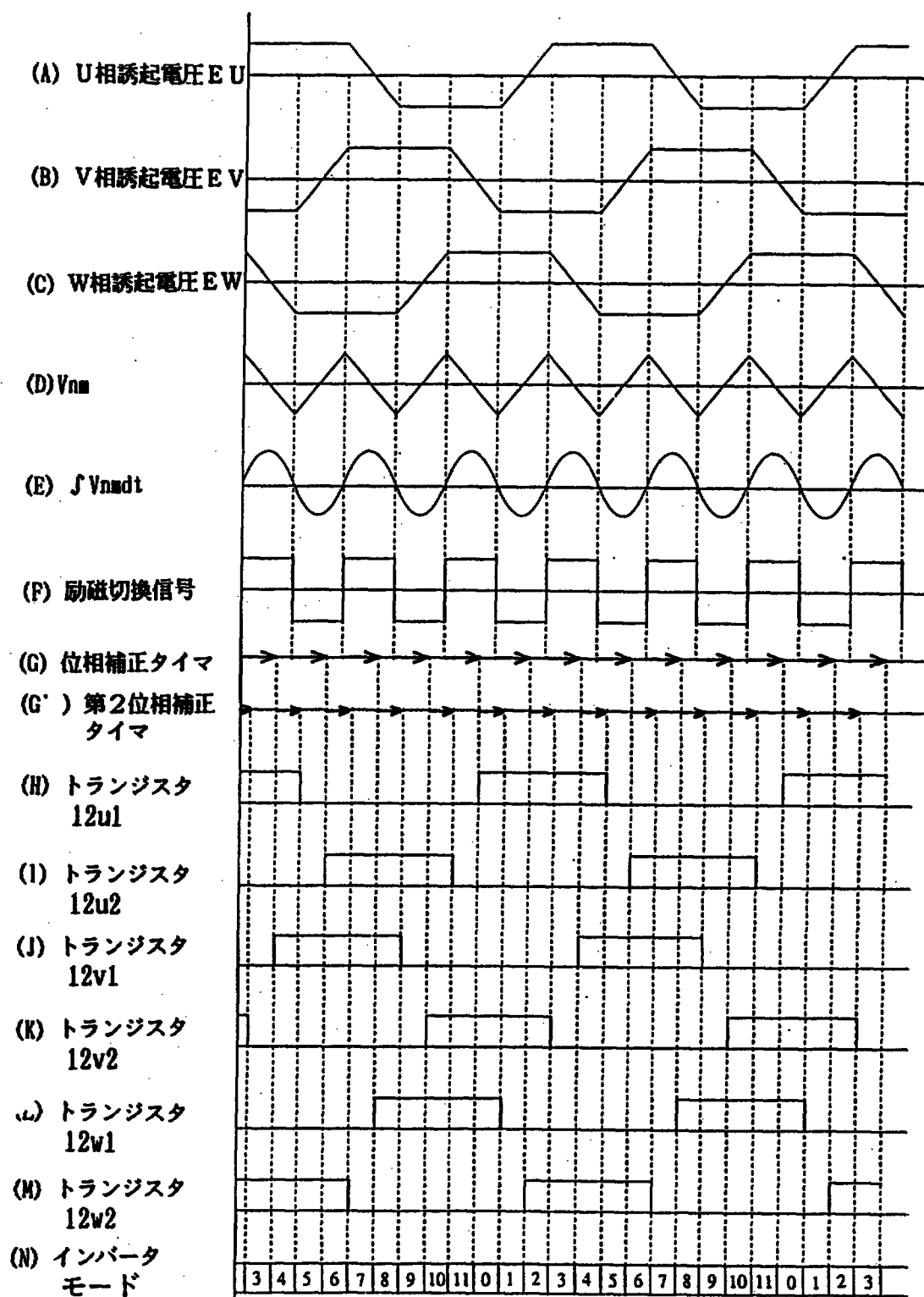
17/25

第 2 1 図



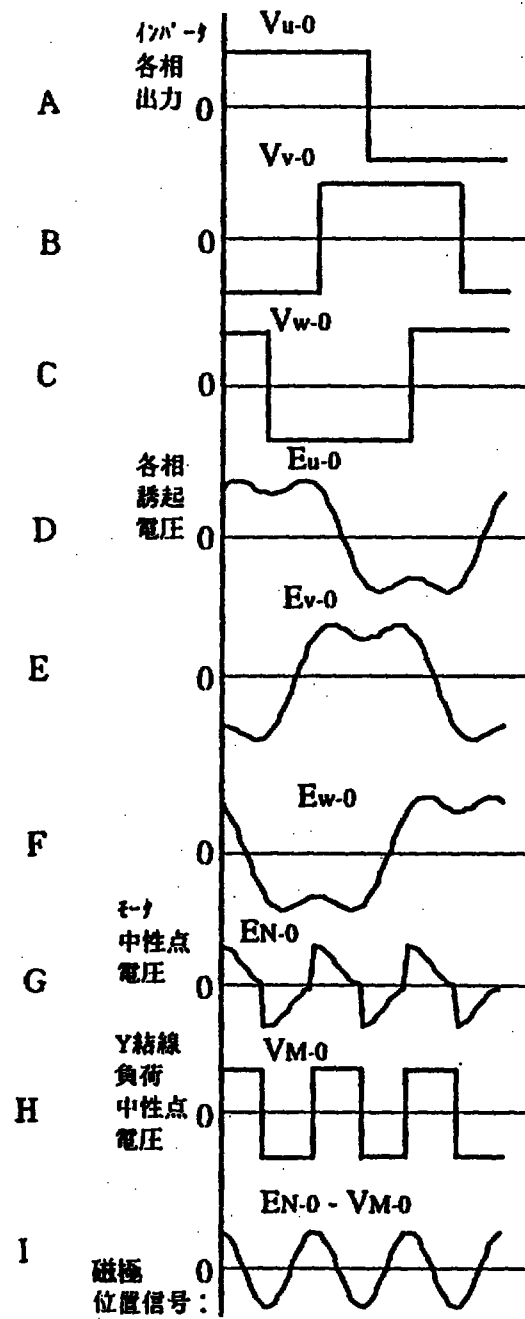
18/25

第 2 2 図



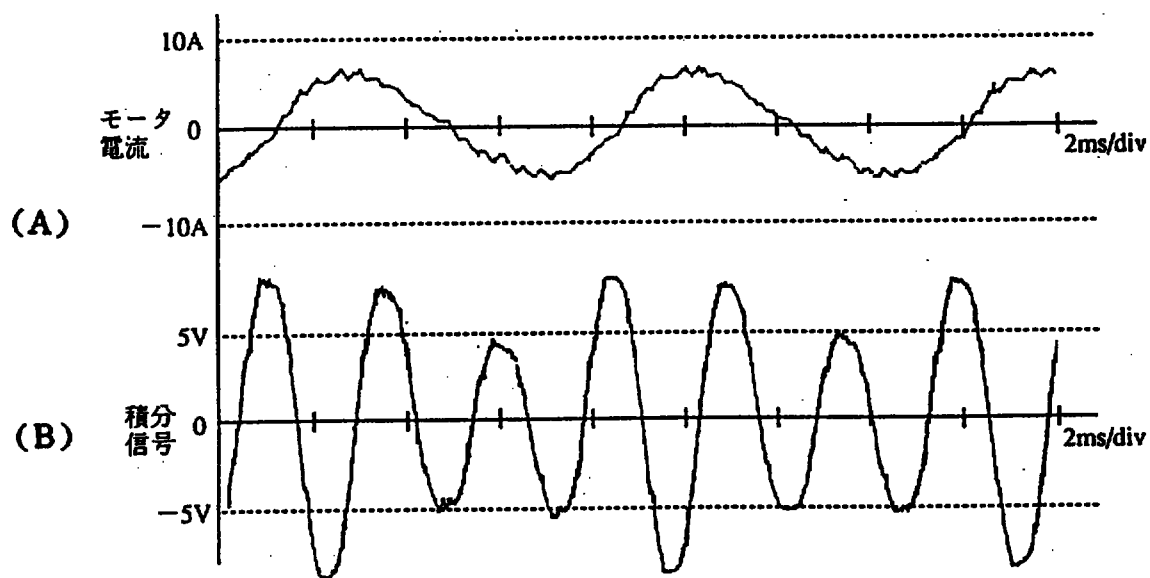
19/25

第 2 3 図

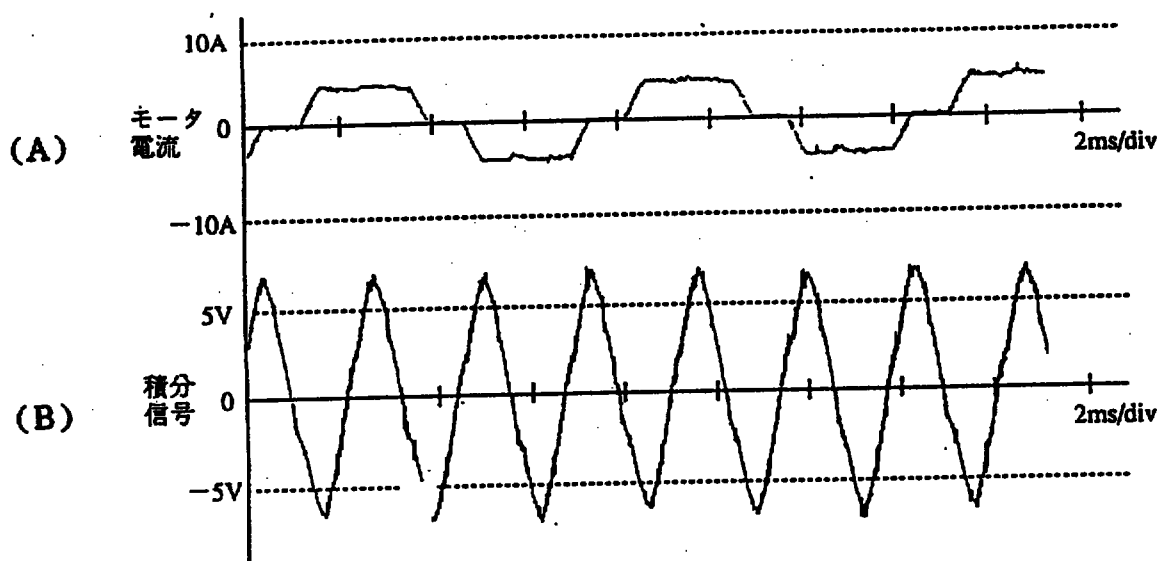


20/25

第24図

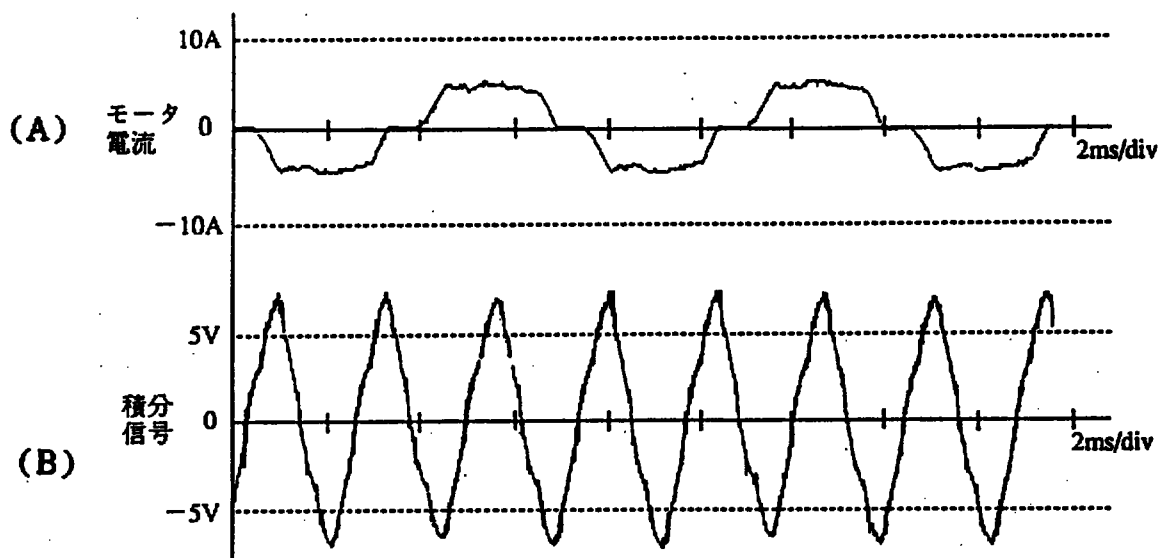


第25図

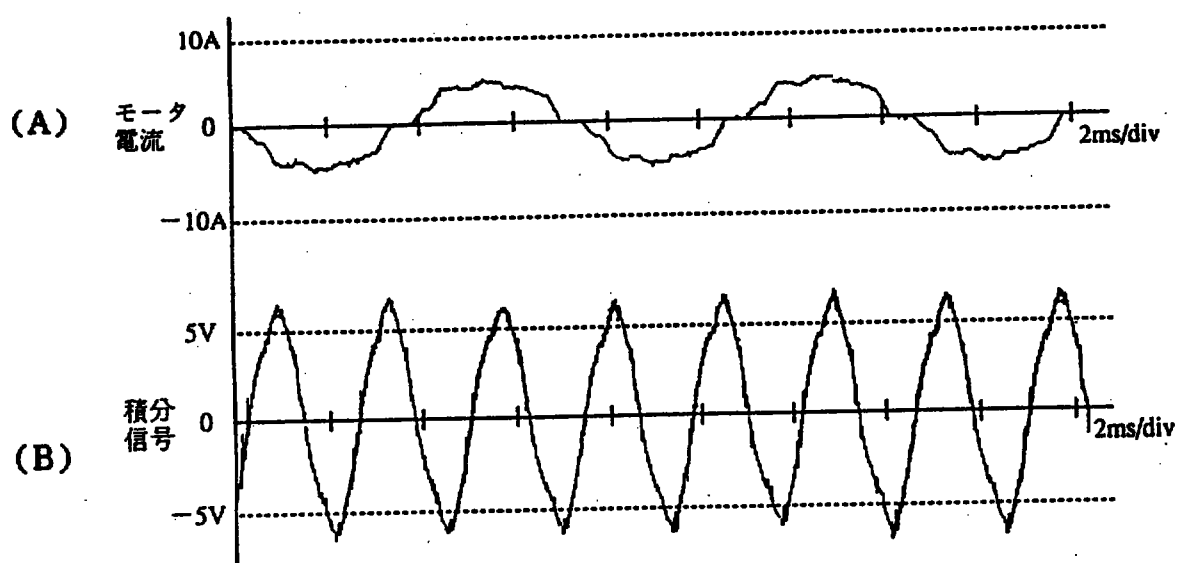


21/25

第26図

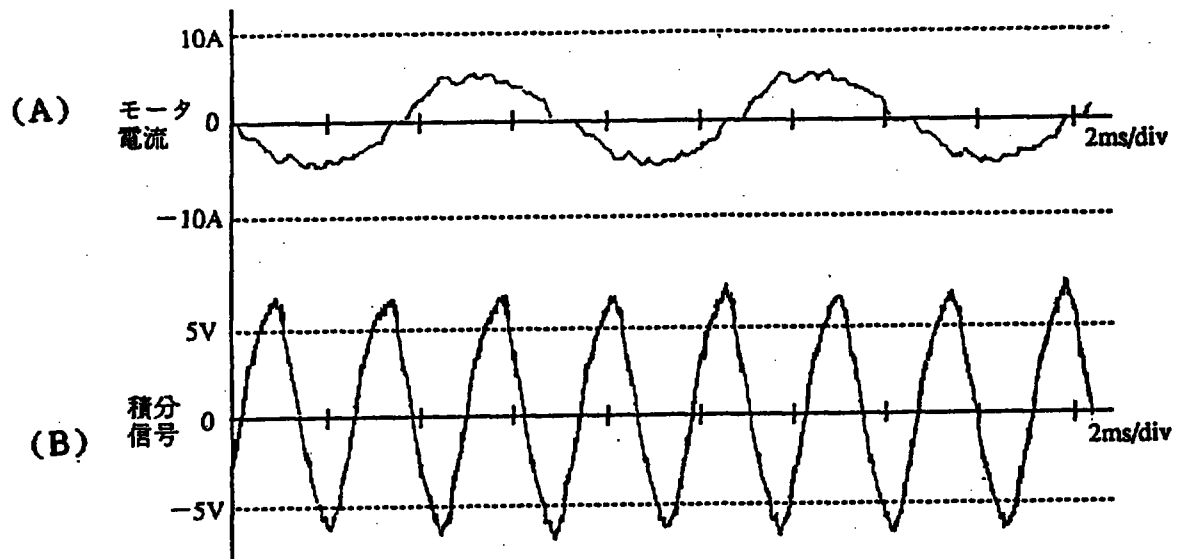


第27図

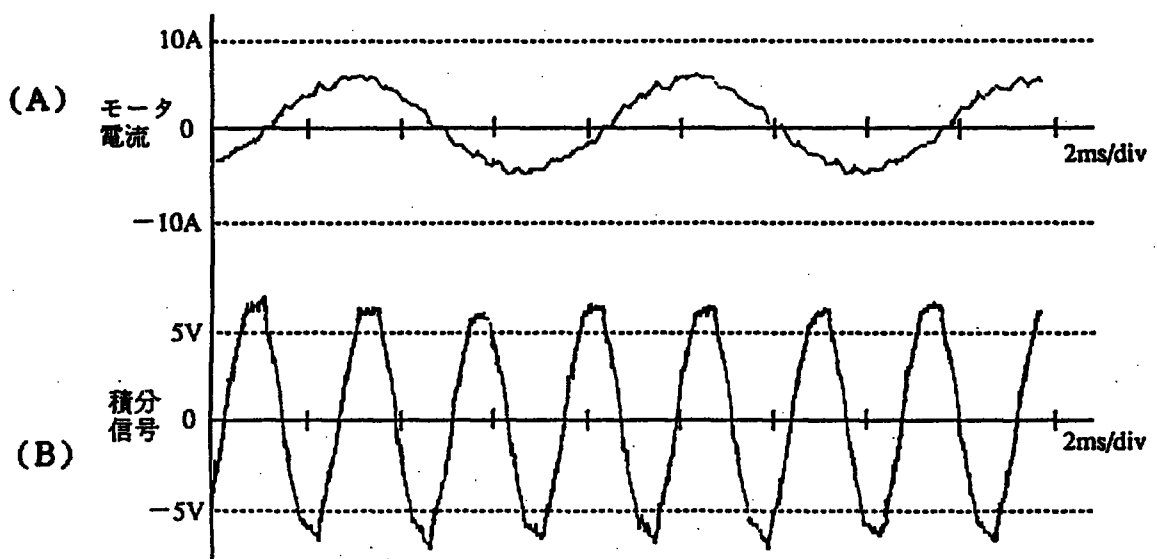


22/25

第 28 図

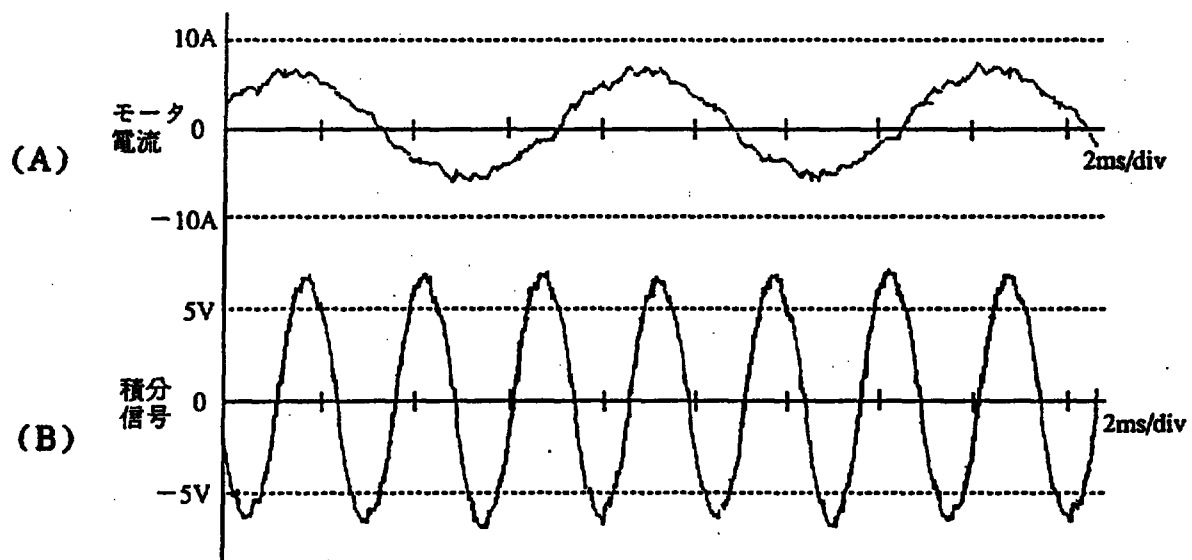


第 29 図



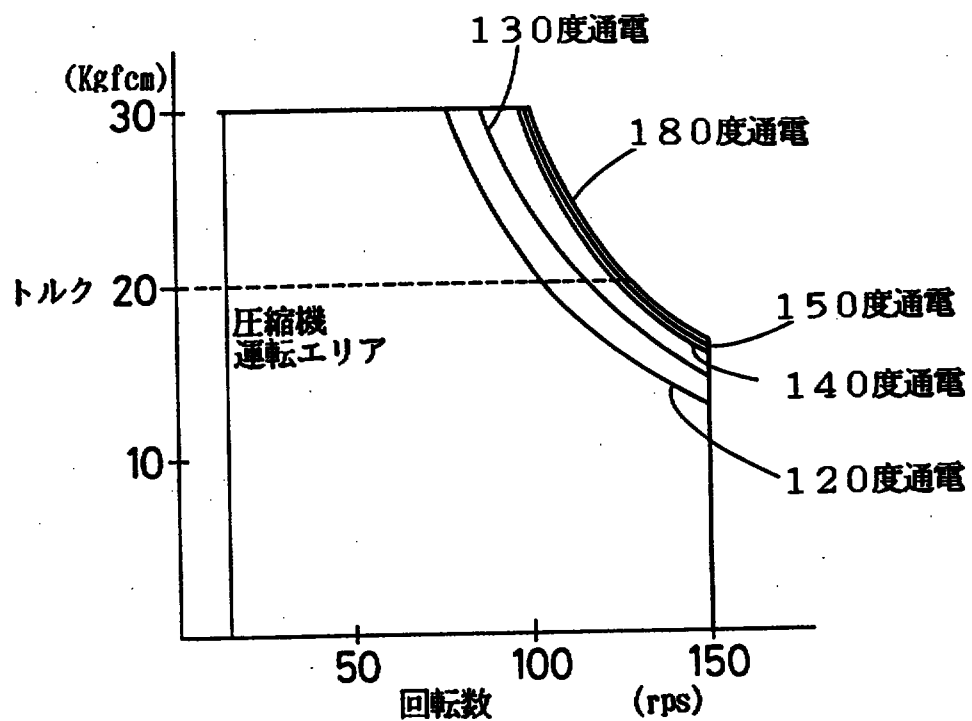
23/25

第 3 0 図

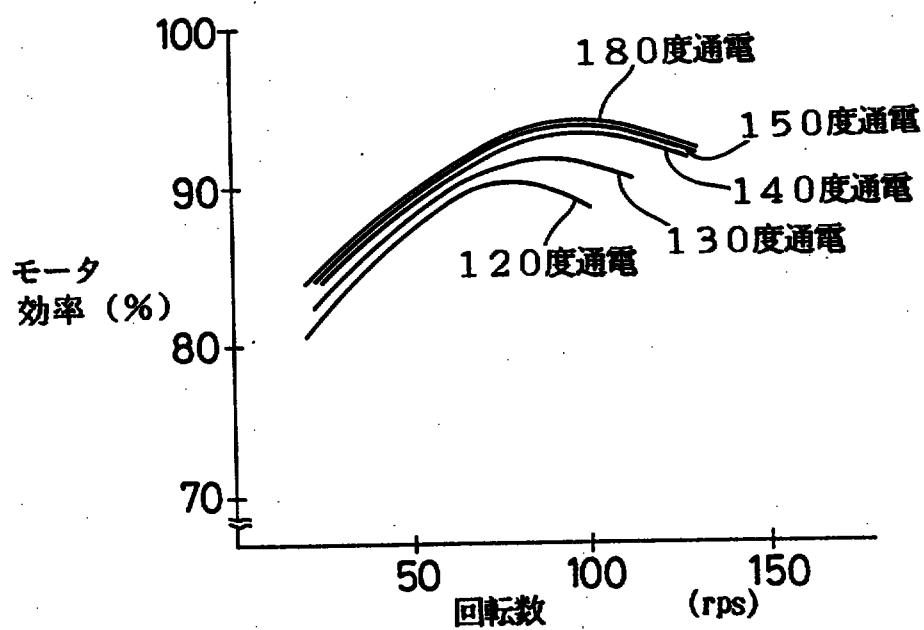


24/25

第 3 1 図

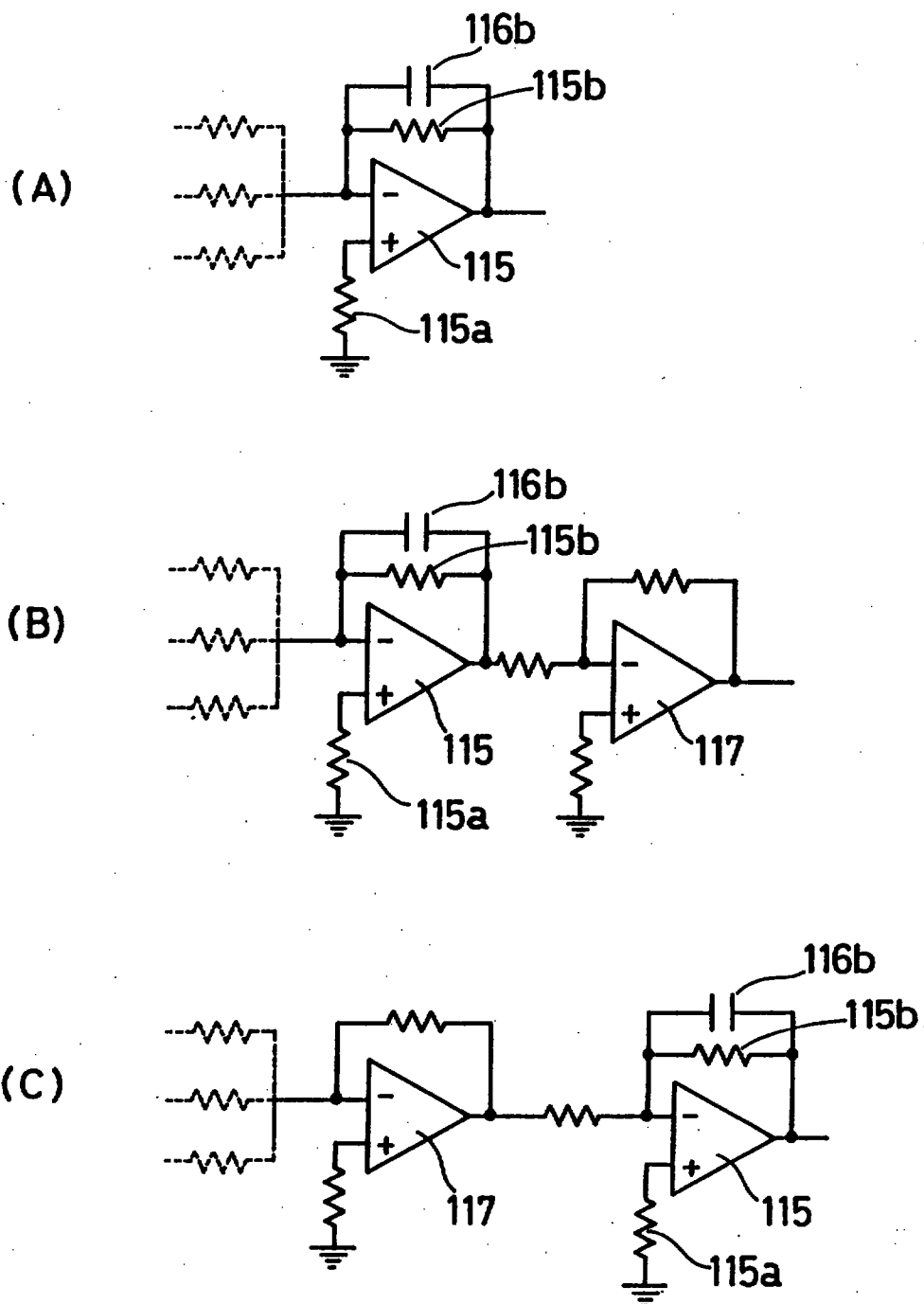


第 3 2 図



25/25

第 3 3 图



Abstract

When a brushless D.C. motor 3, 13 is driven by voltage-fed inverters 2, 5, 12, 20, a conducting interval of the voltage-fed inverters 2, 5, 12, 20 is determined to be greater than 120° and equal or less than 180° by electrical angle so that improvement in efficiency and enlargement in operating range of the brushless D.C. motor is achieved with simple and cheap controlling.

10

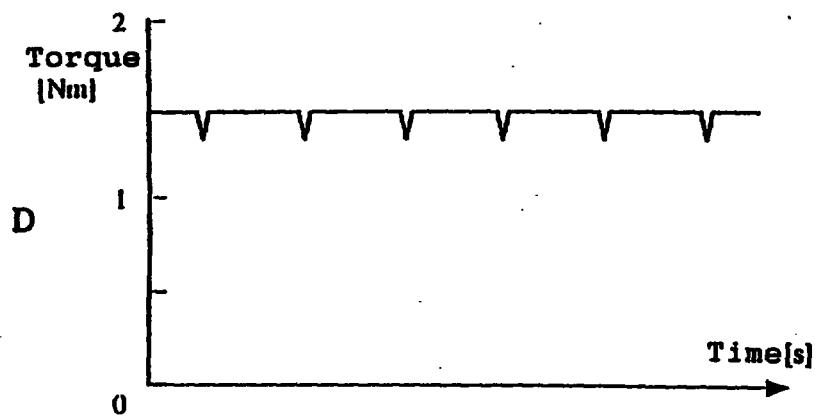
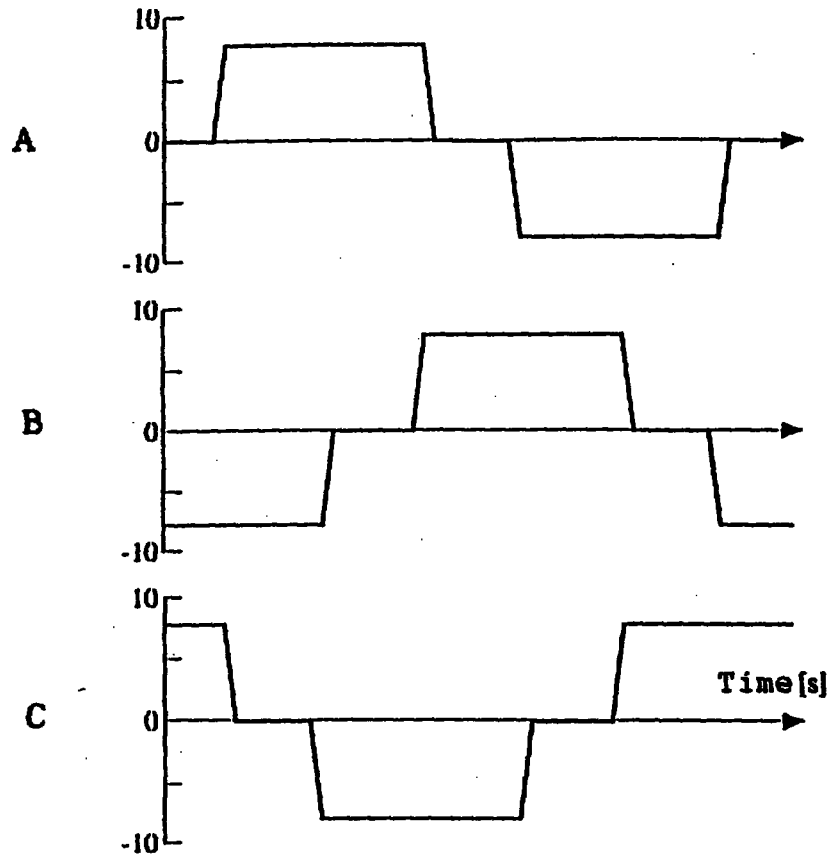
15

20

25

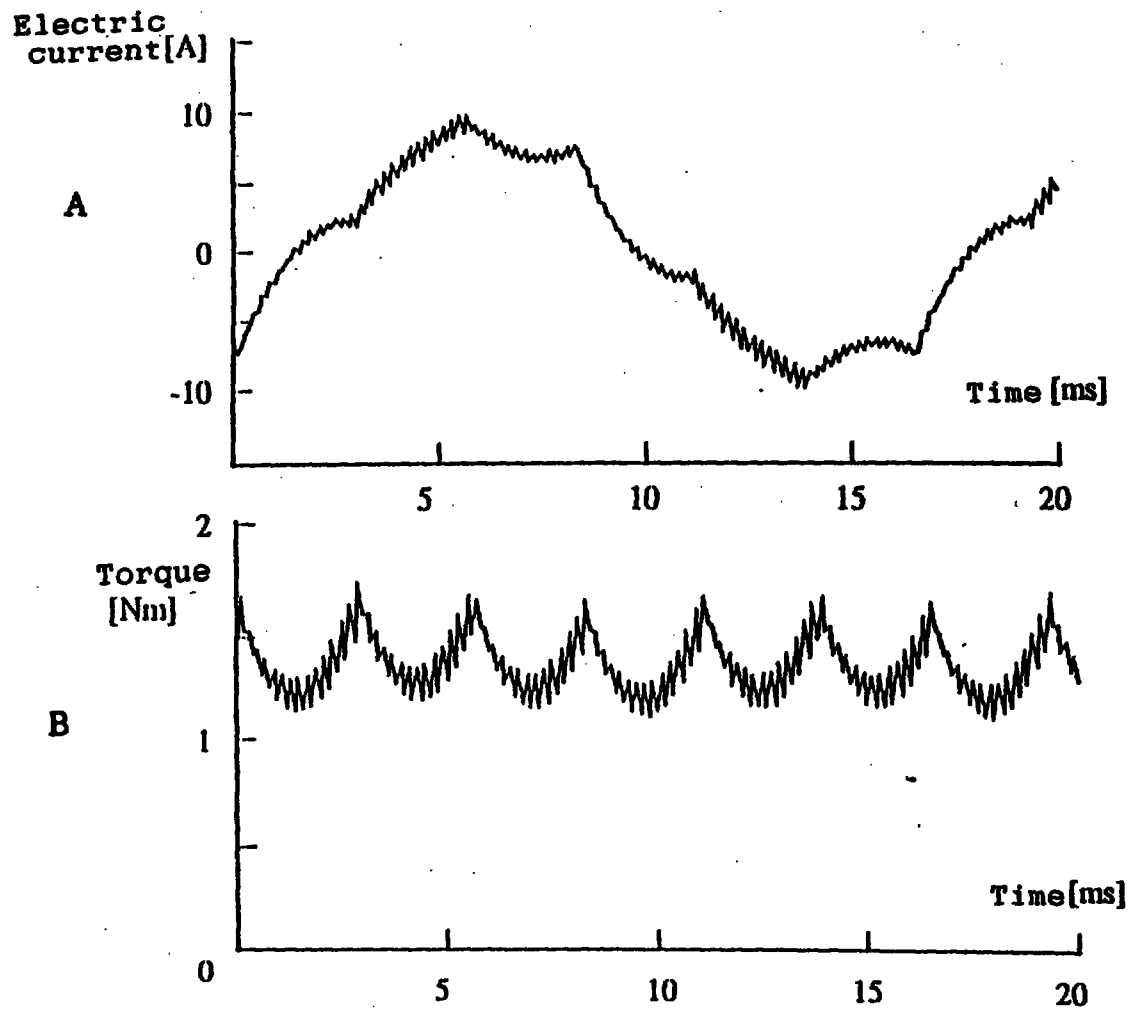
Fig. 1

Electric
current[A]



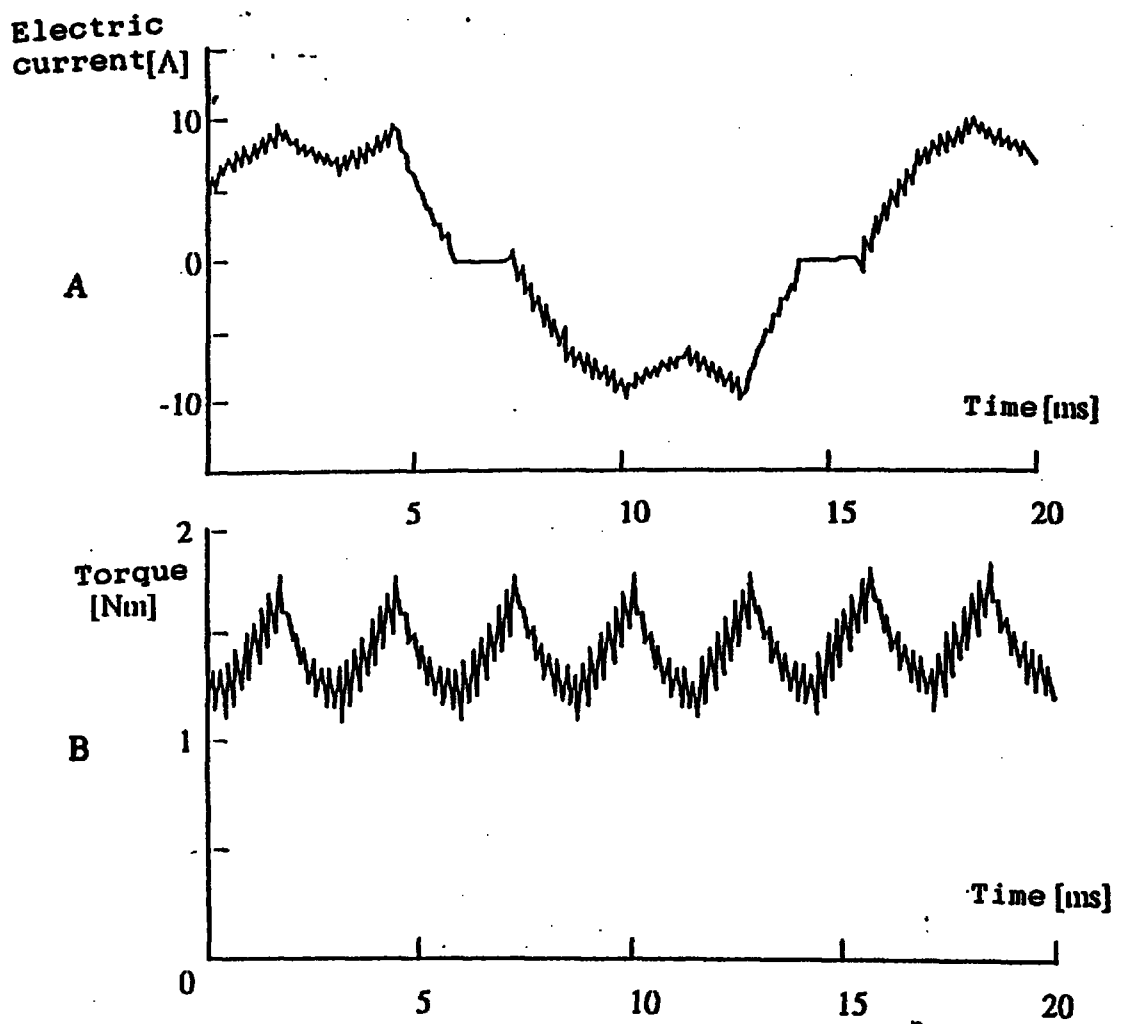
2/25

.F i g. 2



3/25

F i g . 3



F i g . 4

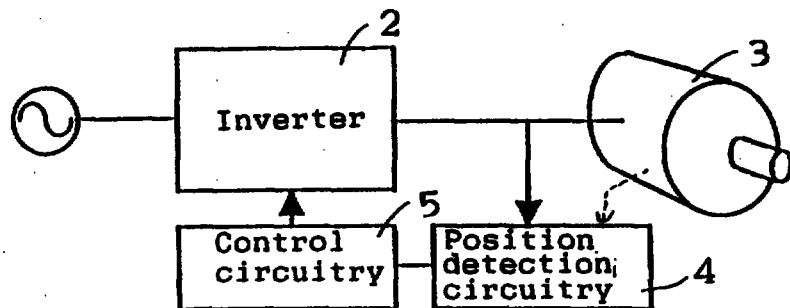


Fig. 5

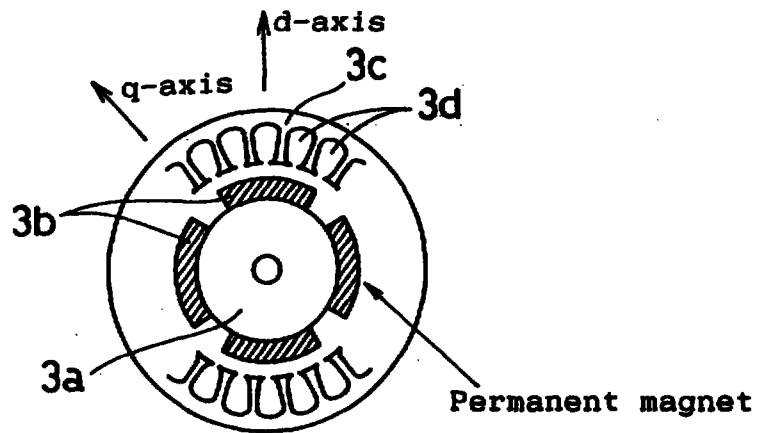
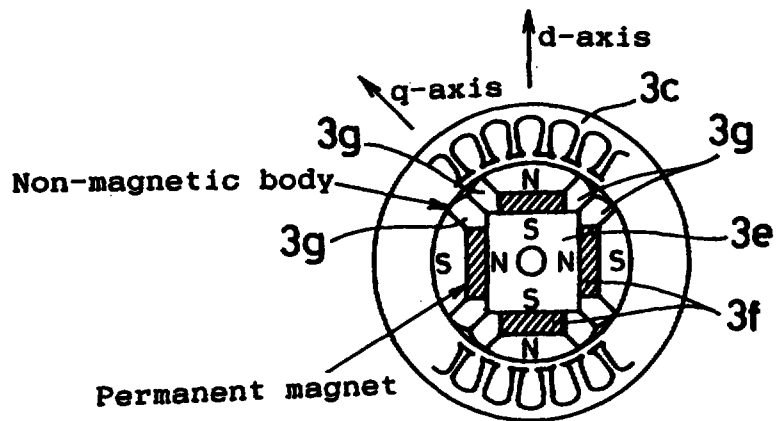


Fig. 6



5/25

Fig. 7

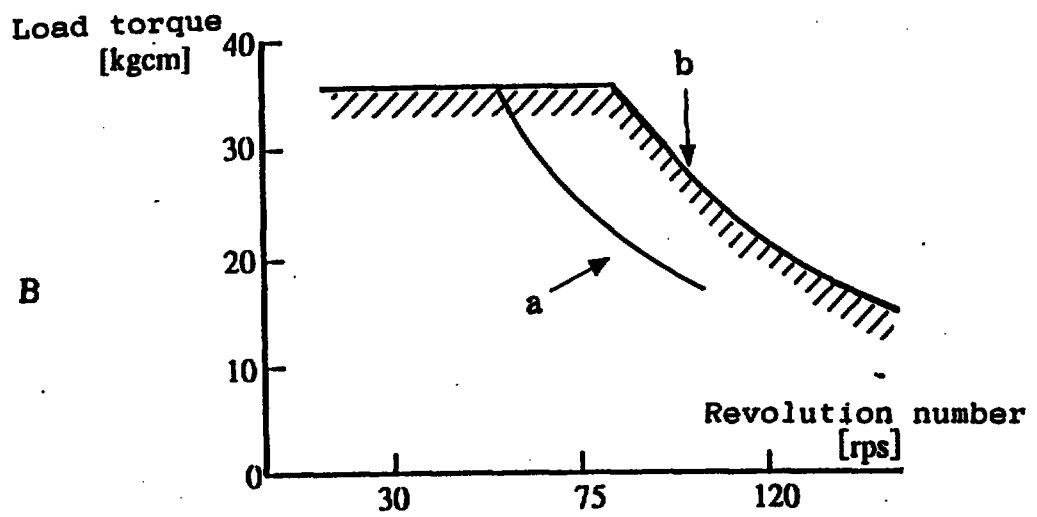
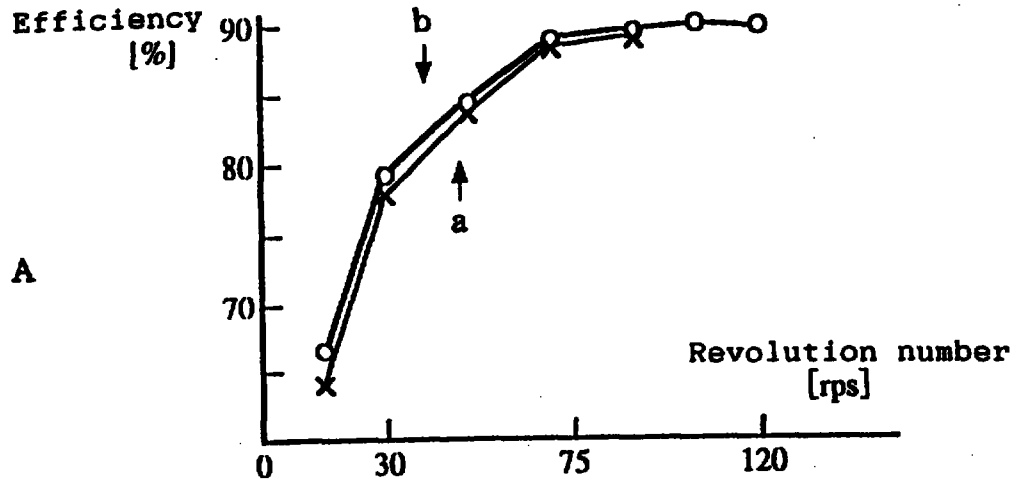
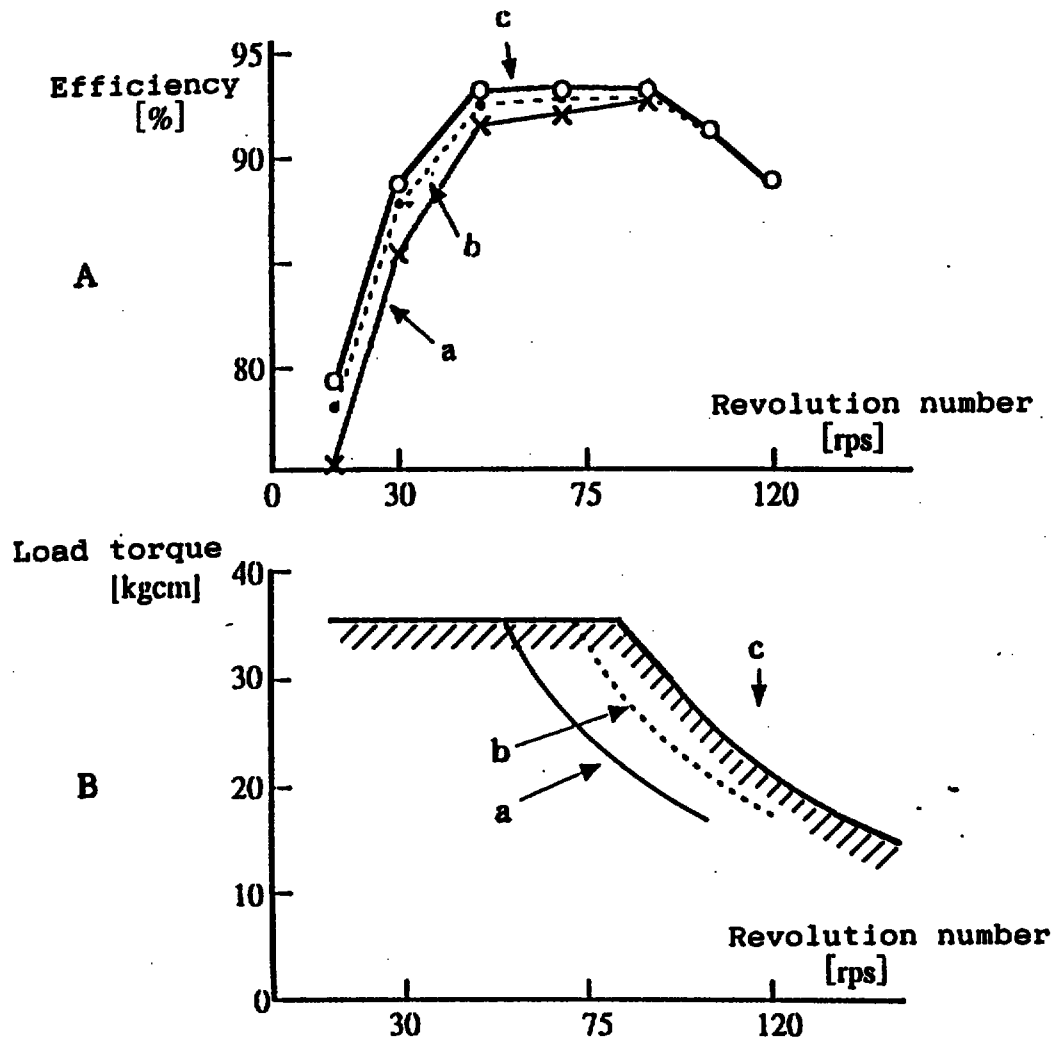


Fig. 8



7/25

Fig. 9

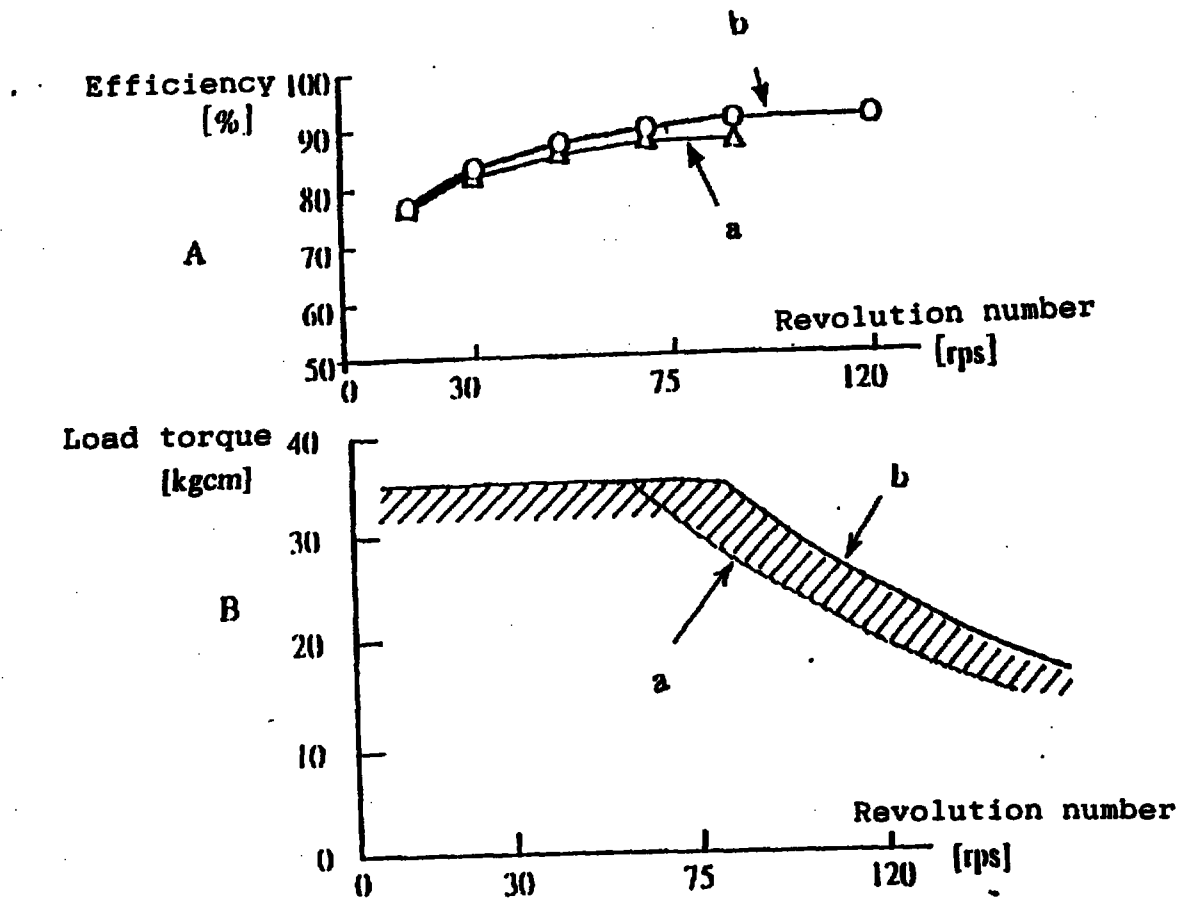
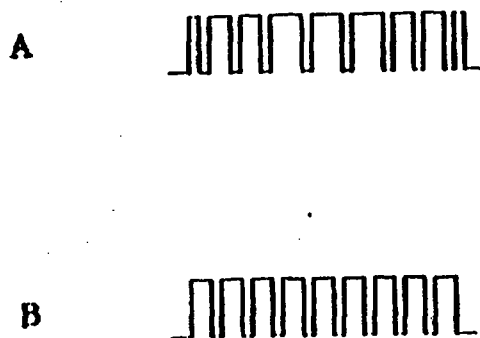
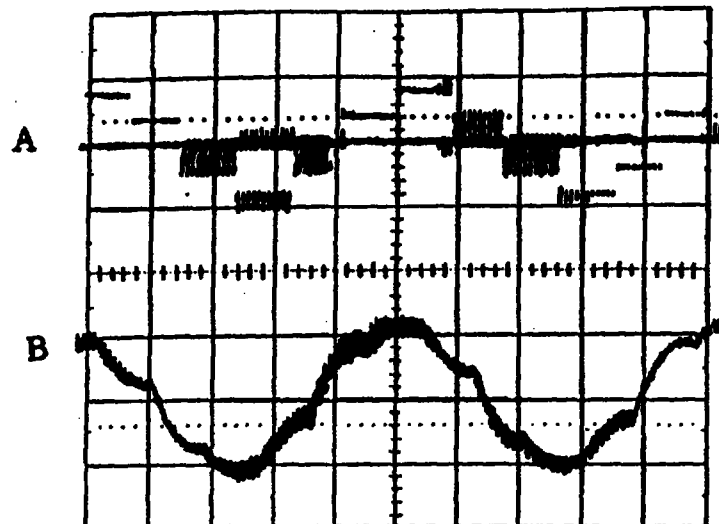


Fig. 10

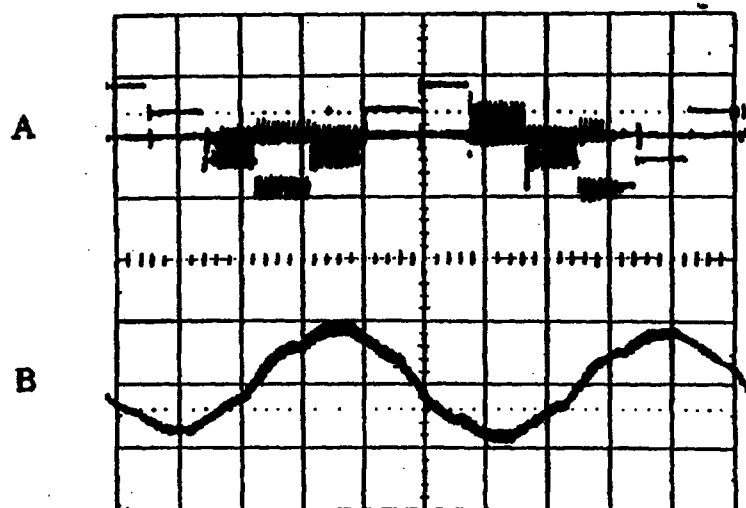


8/25

F i g. 1 1



F i g. 1 2



9/25

Fig. 13

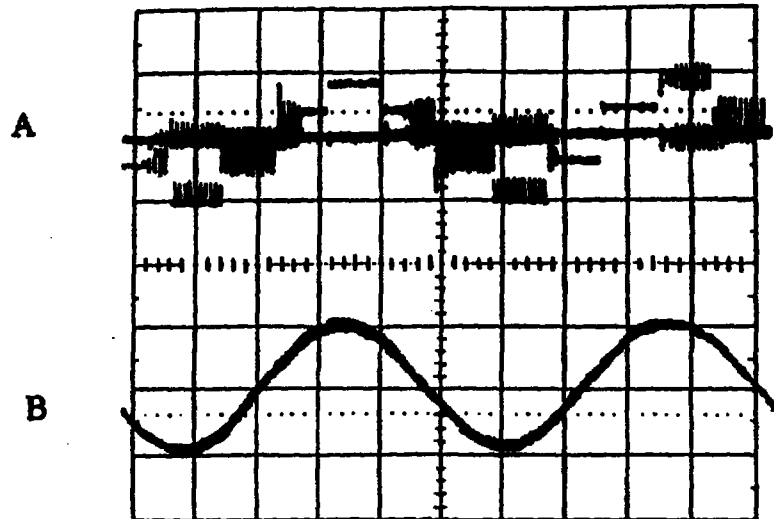


Fig. 14

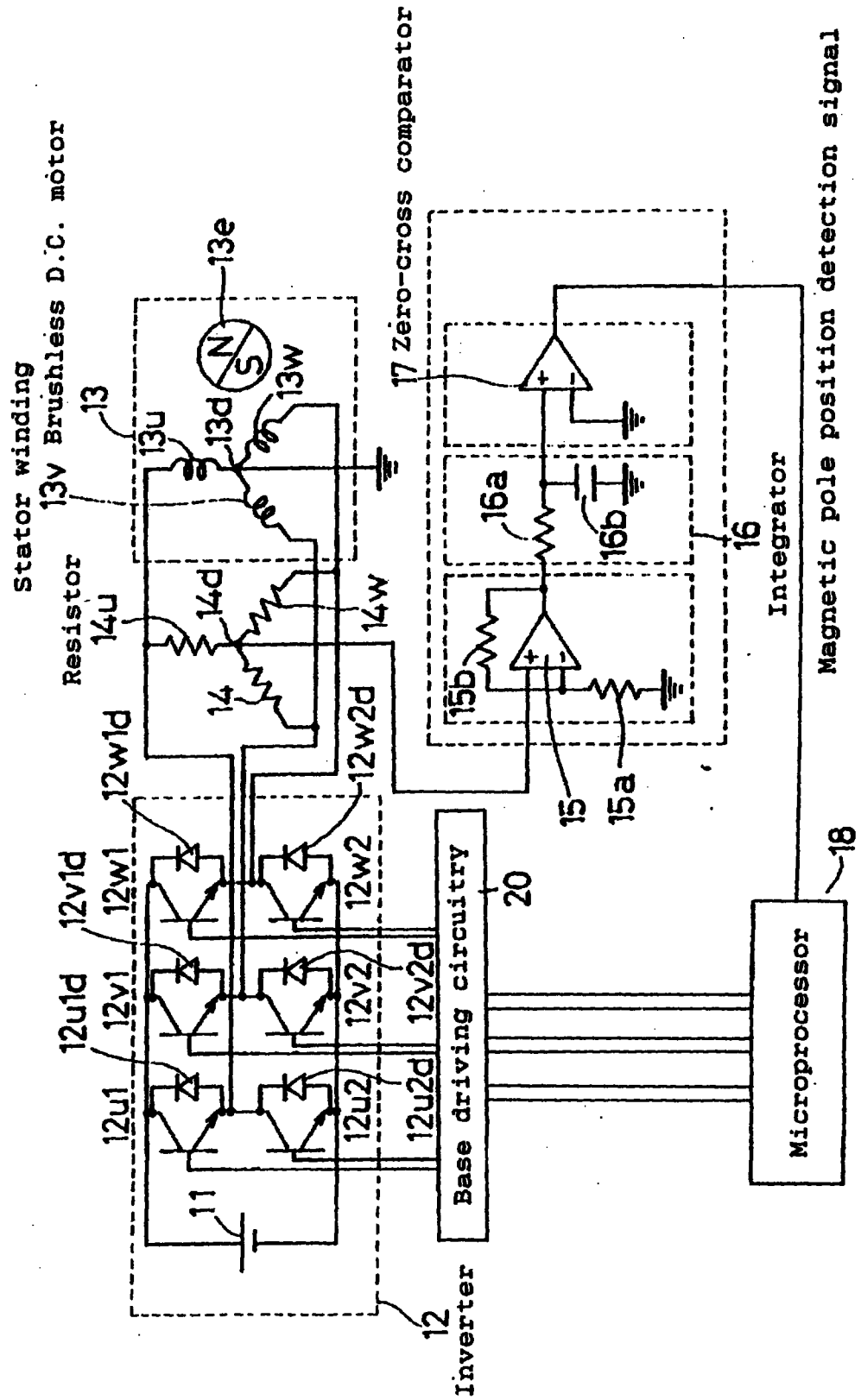
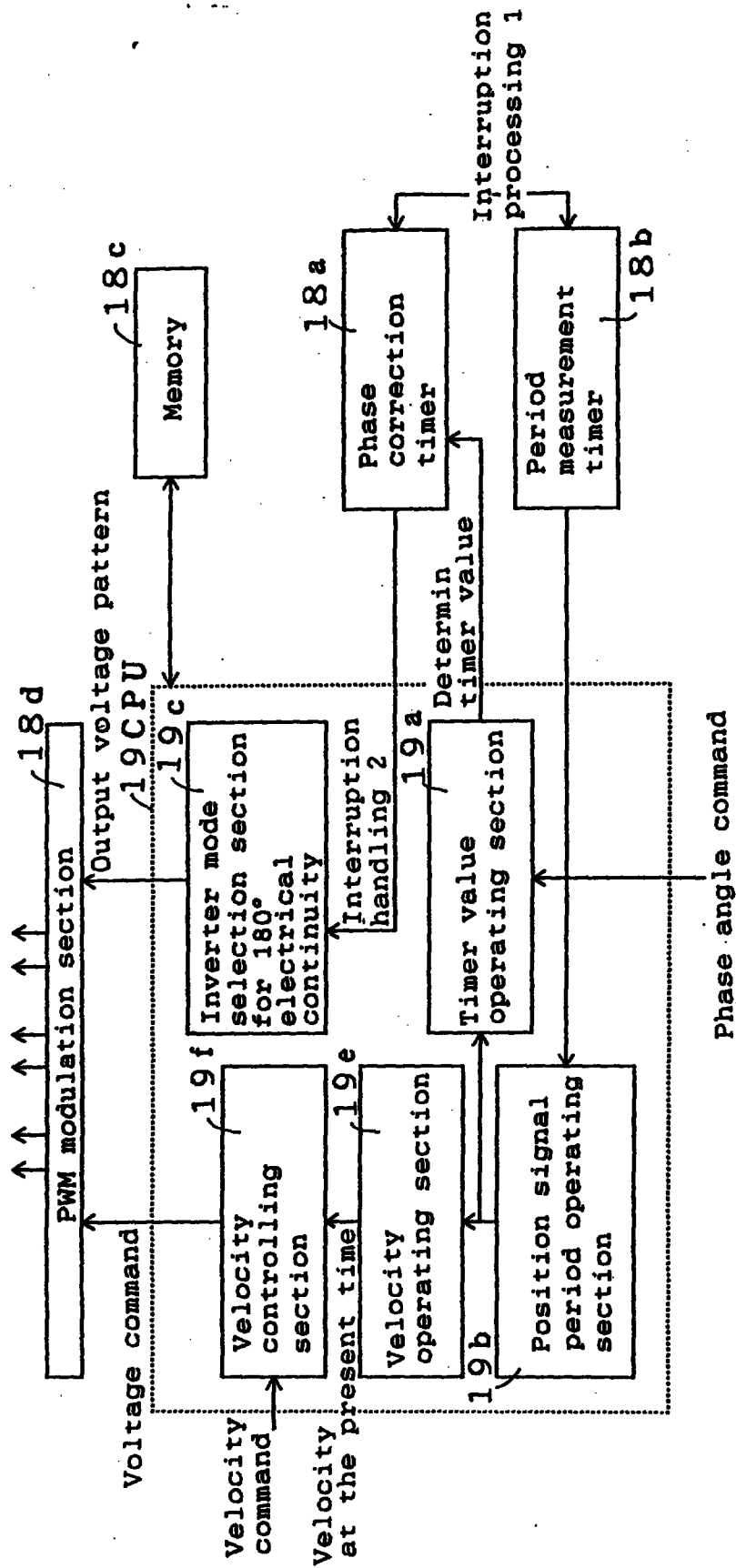
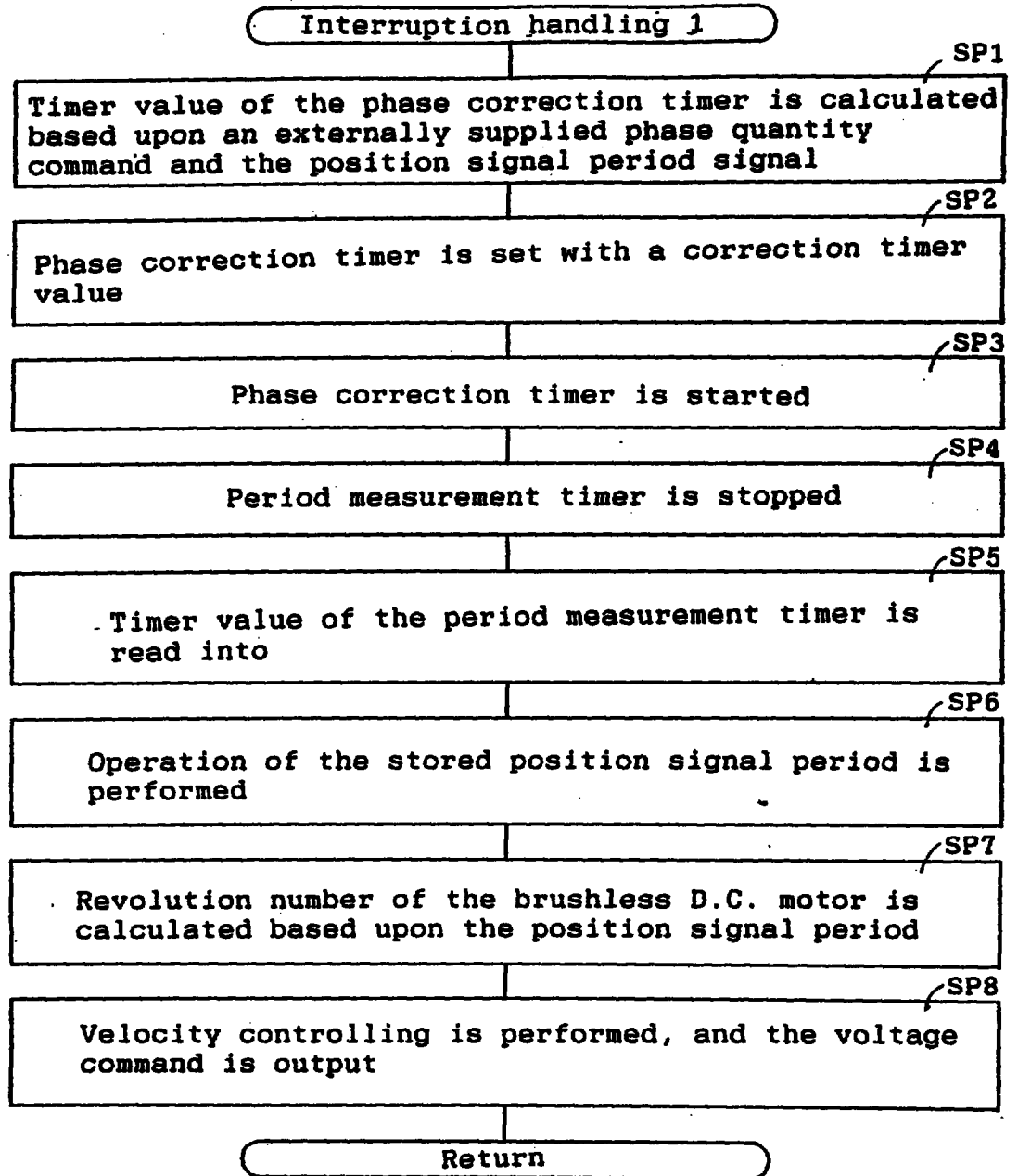


Fig. 15

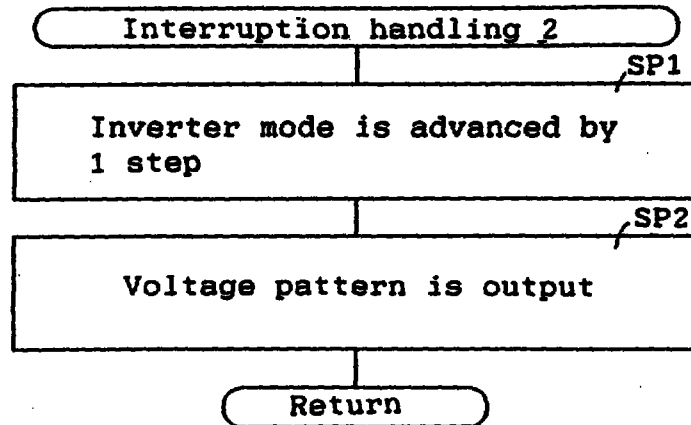


12/25

Fig. 16



F i g. 1 7



F i g. 1 8

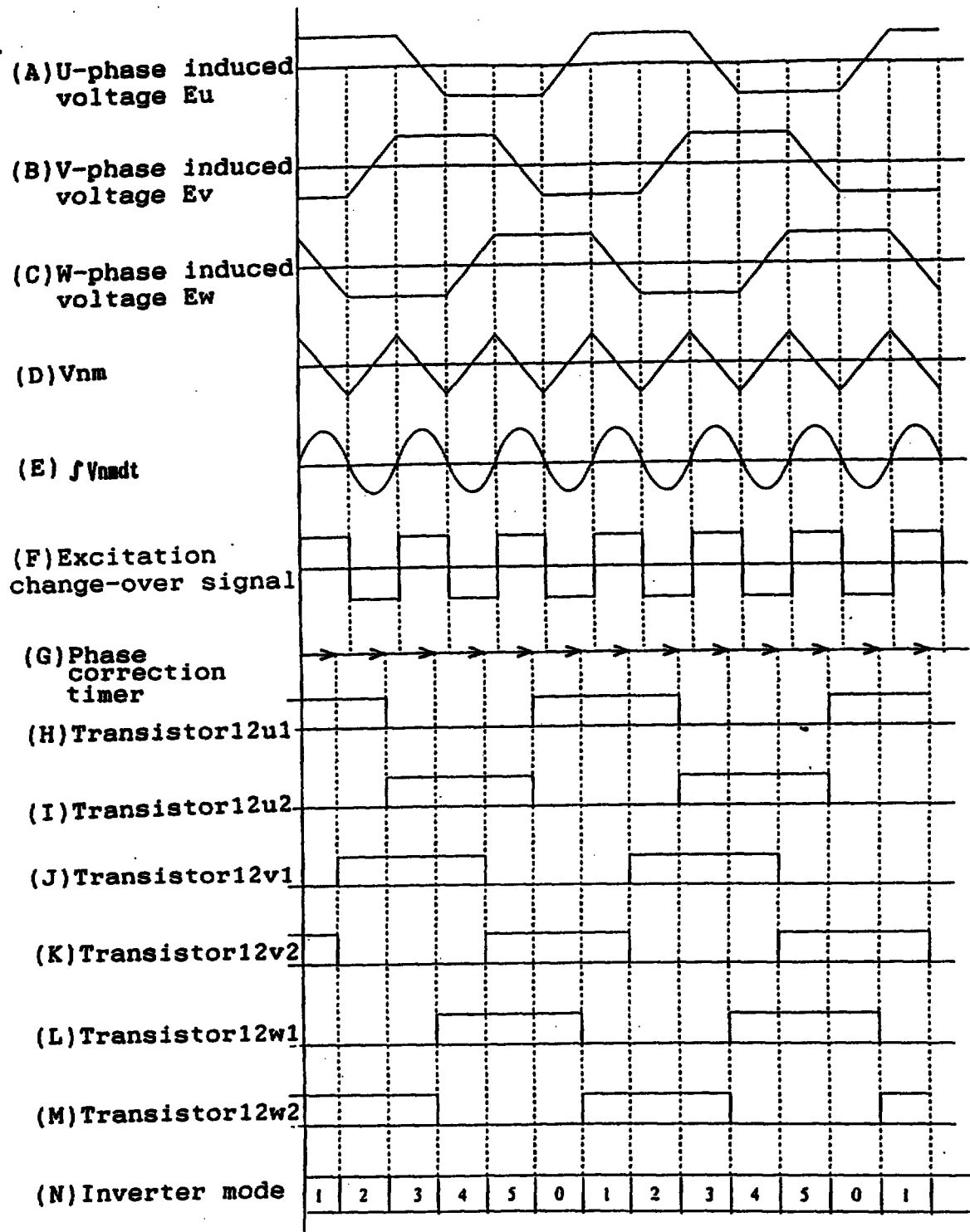
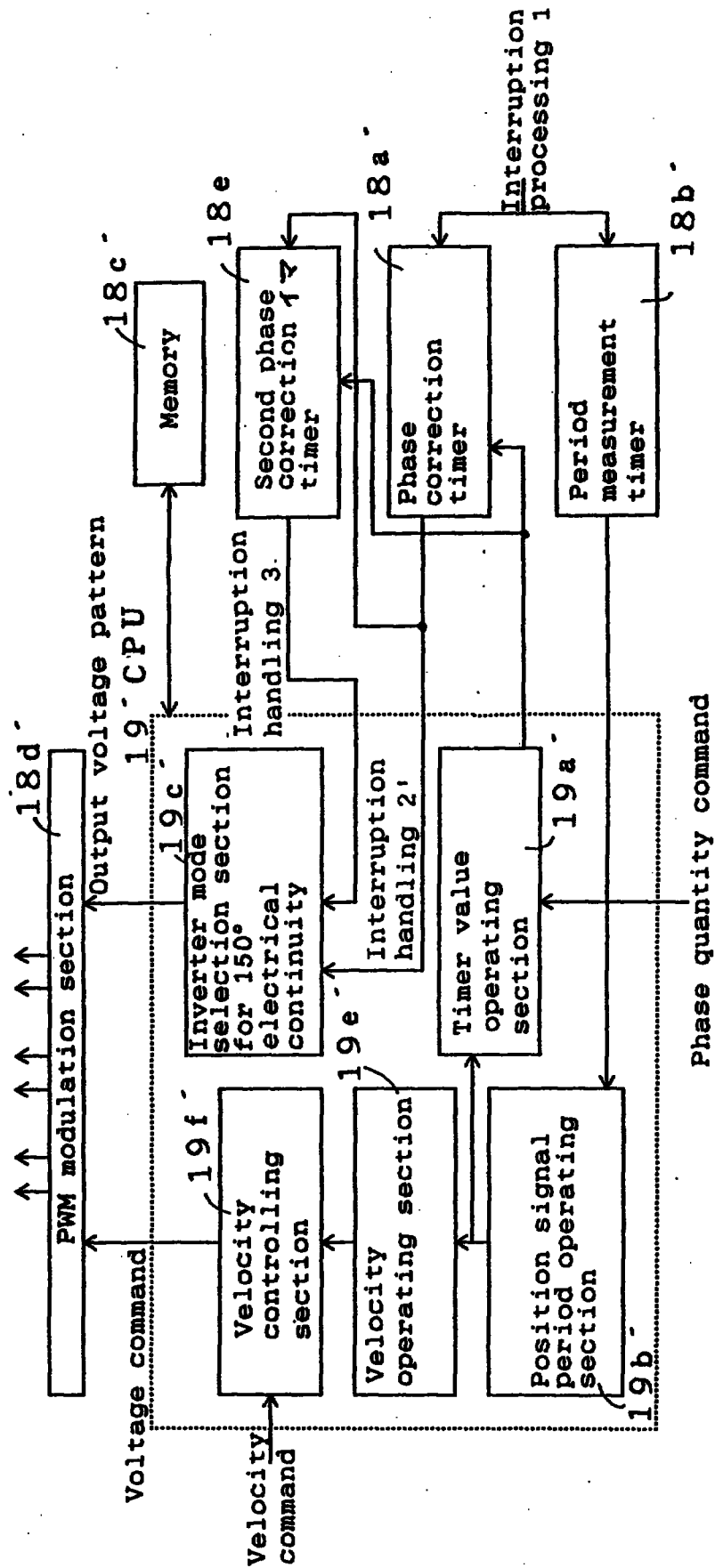
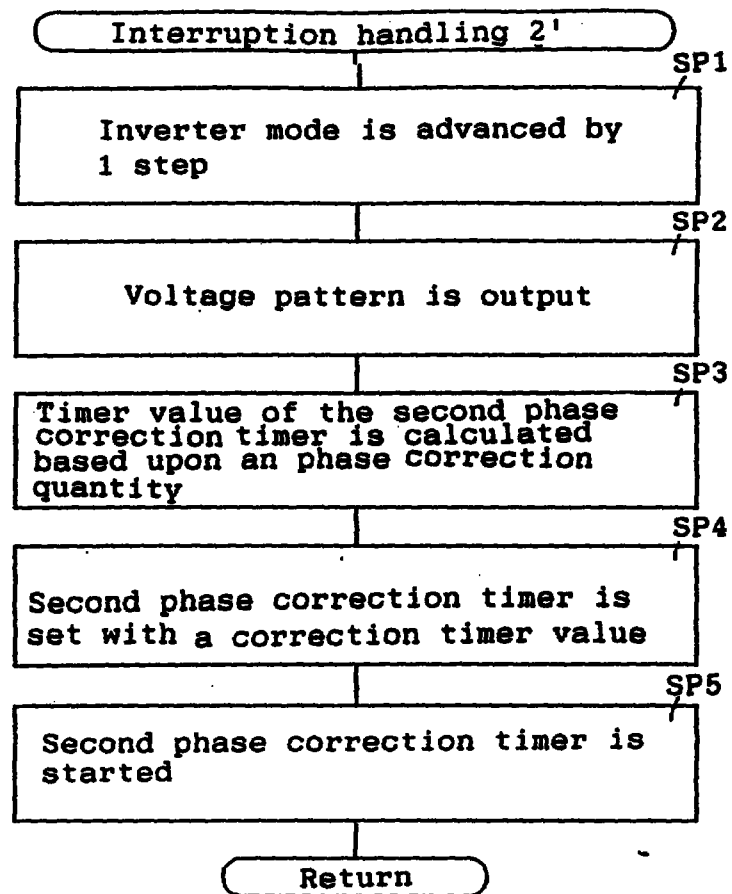


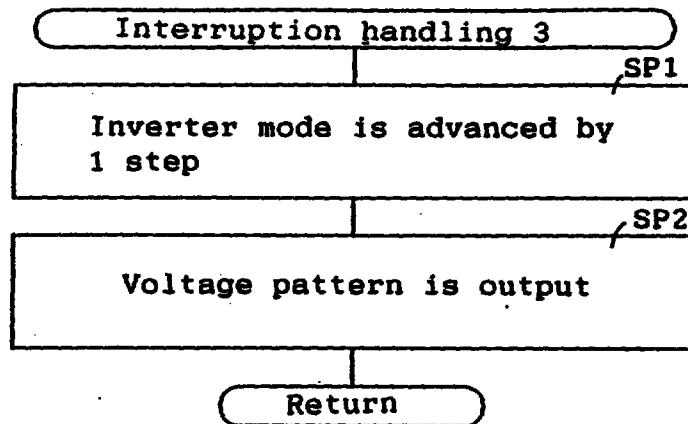
Fig. 19



F i g . 2 0



F i g. 21



F i g. 22

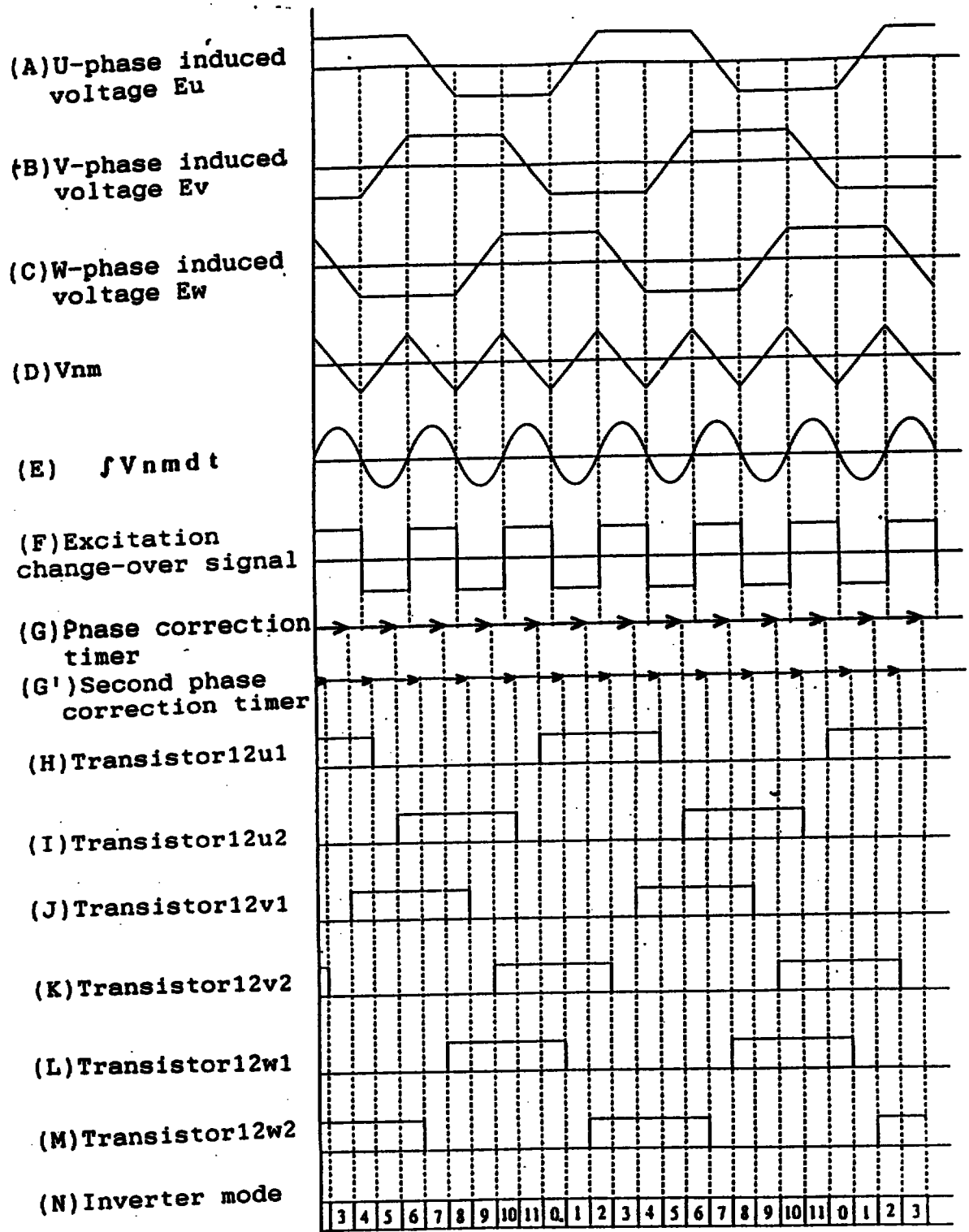
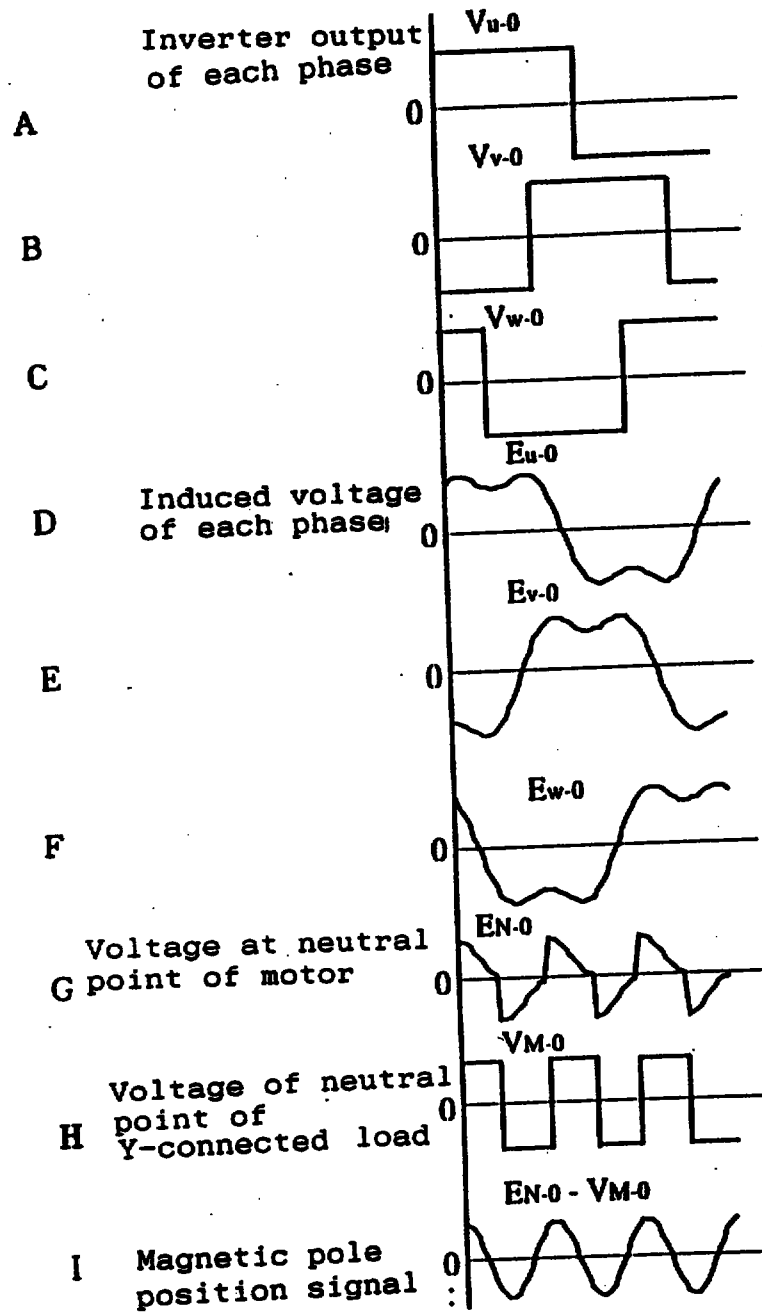
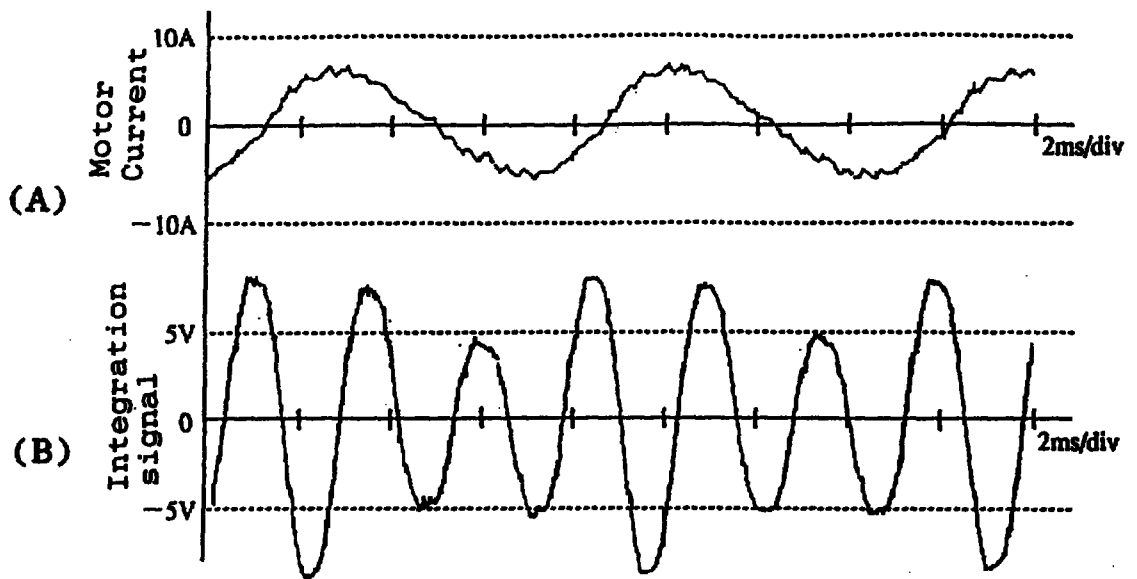


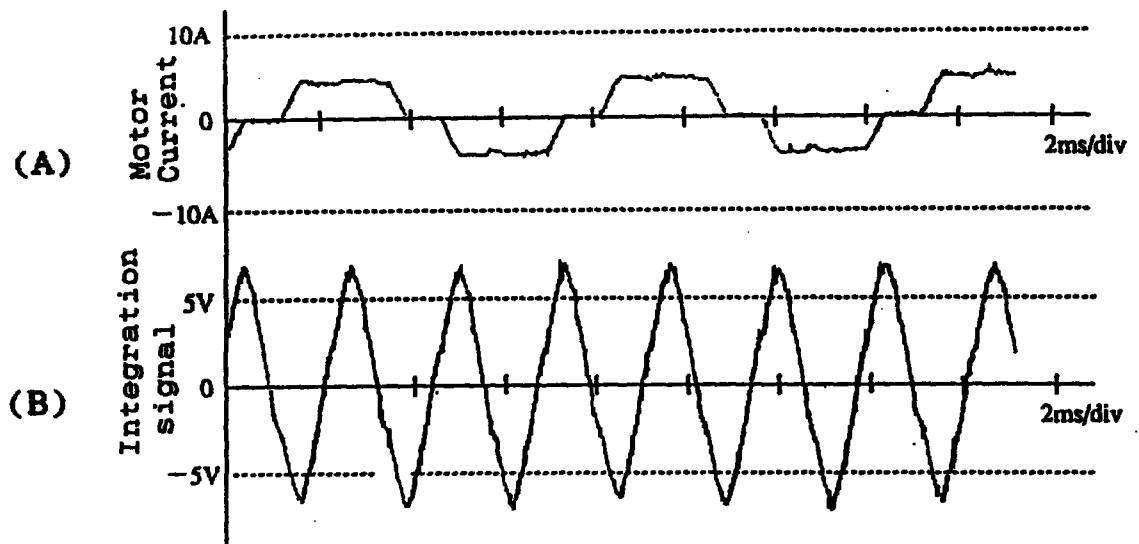
Fig. 23



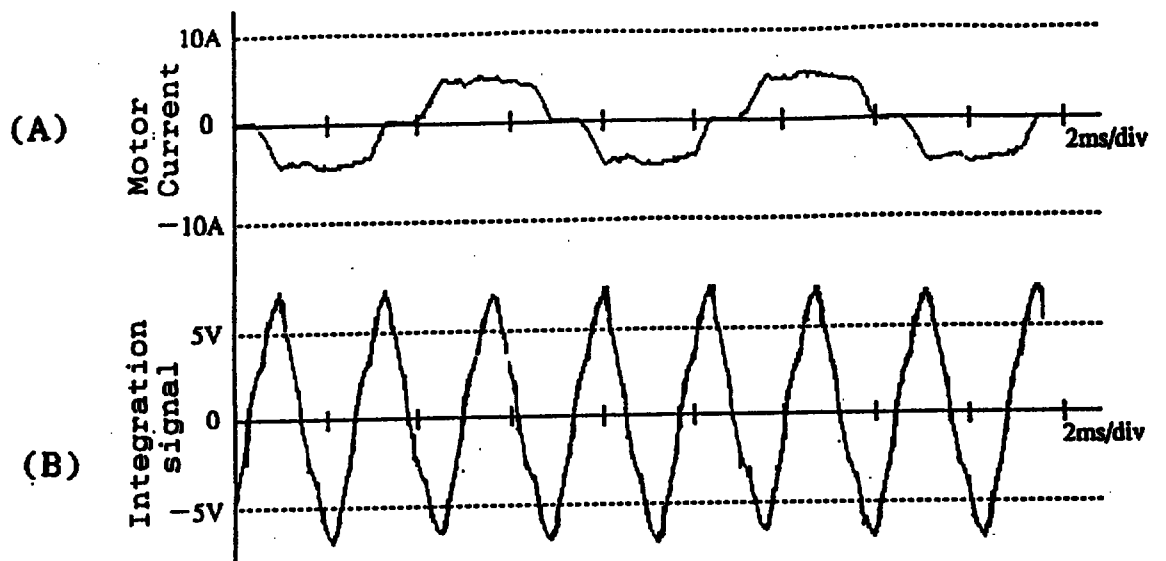
F i g . 2 4



F i g . 2 5



F i g . 2 6



F i g . 2 7

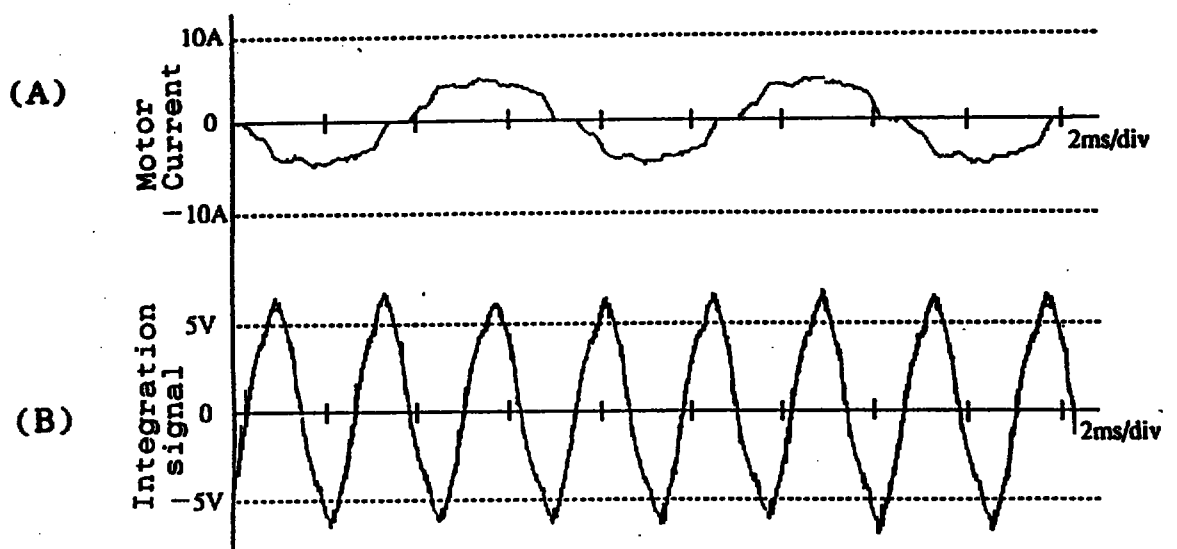


Fig. 28

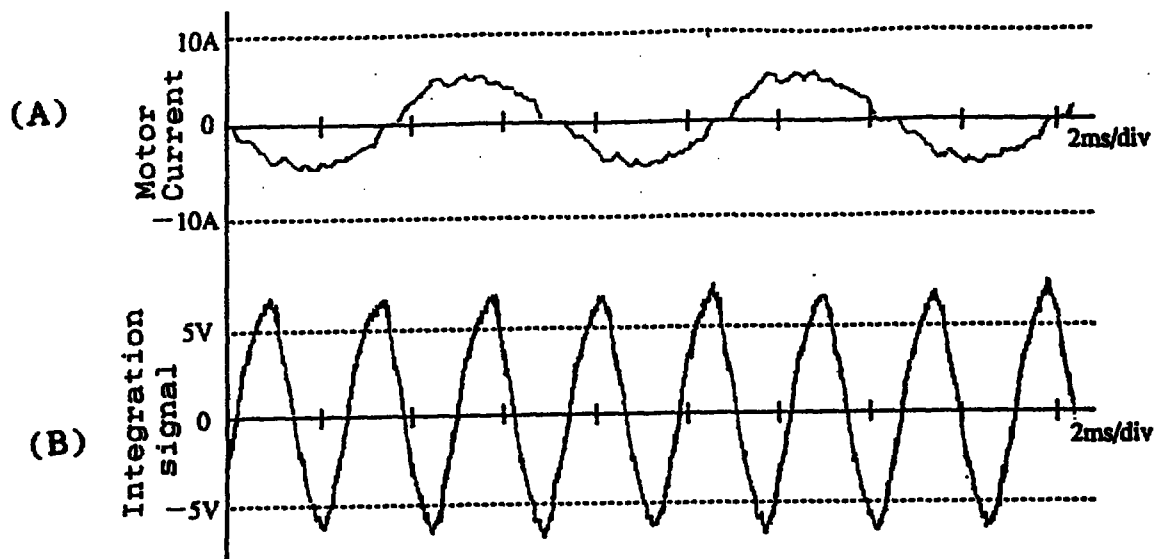
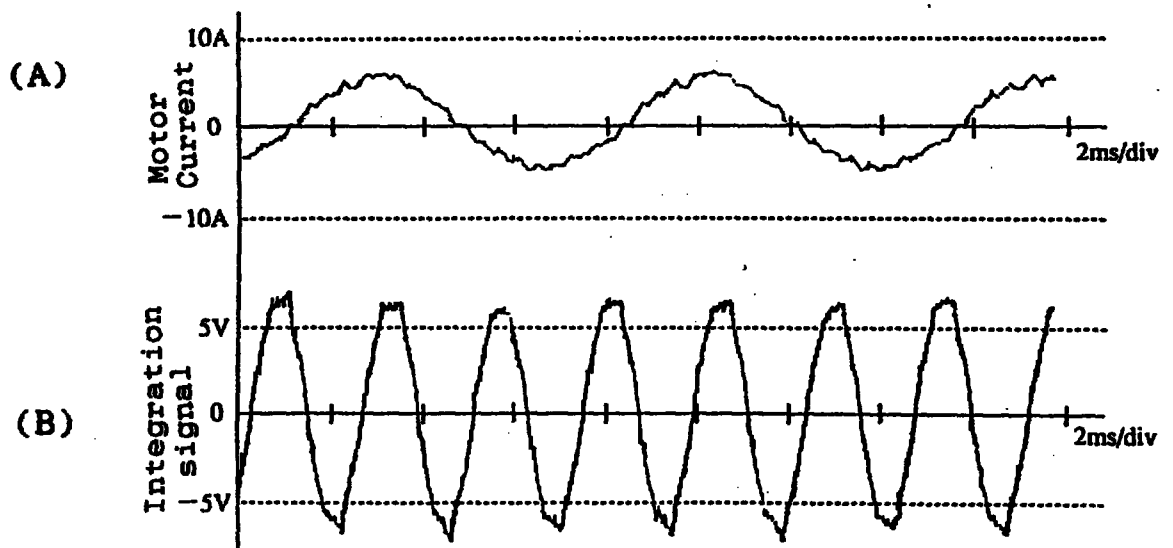
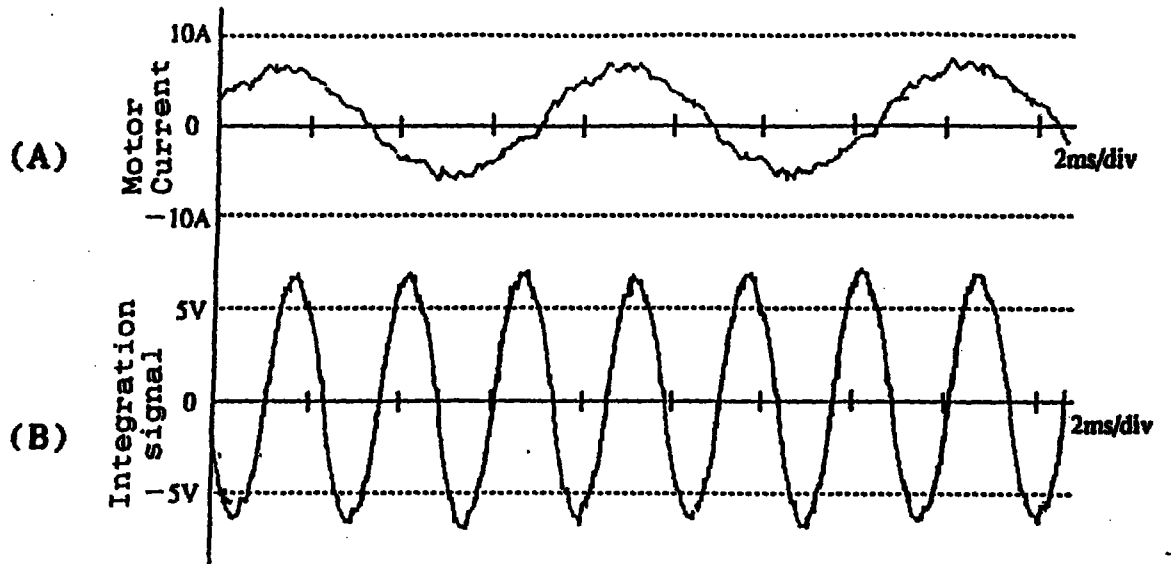


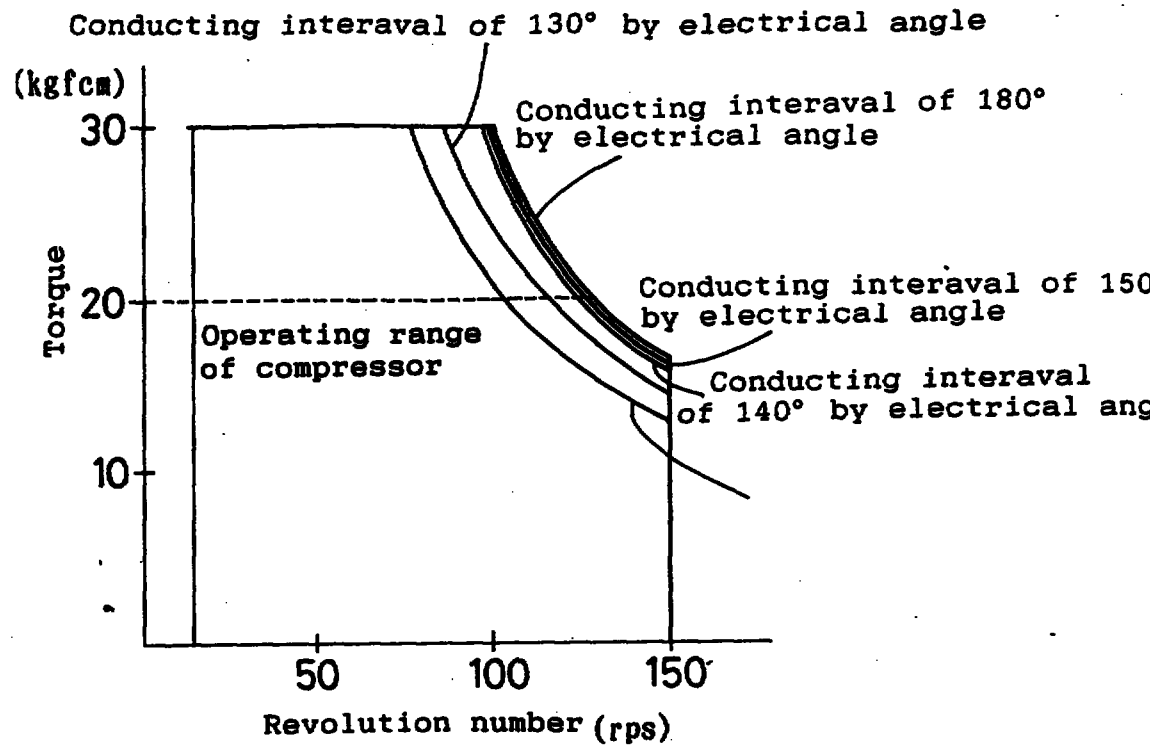
Fig. 29



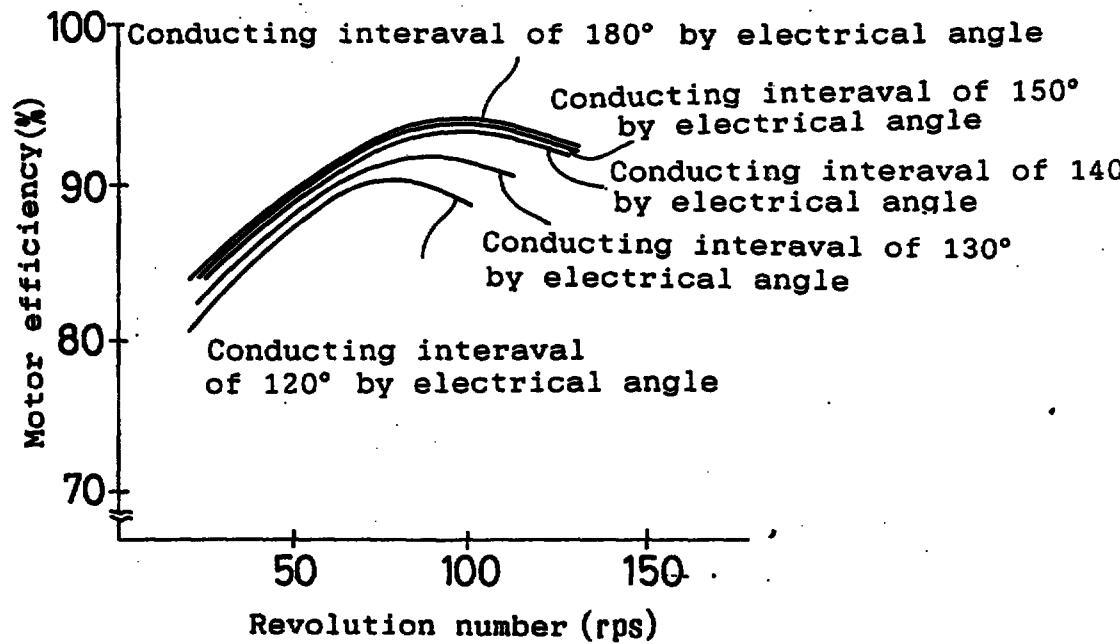
F i g. 30



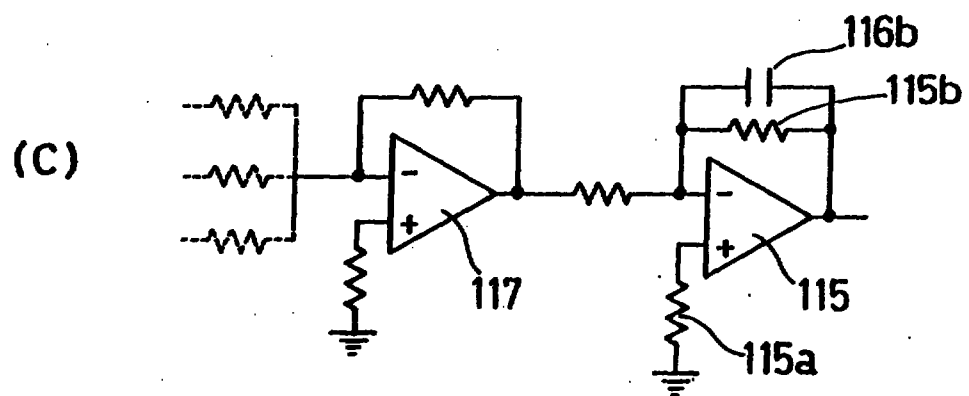
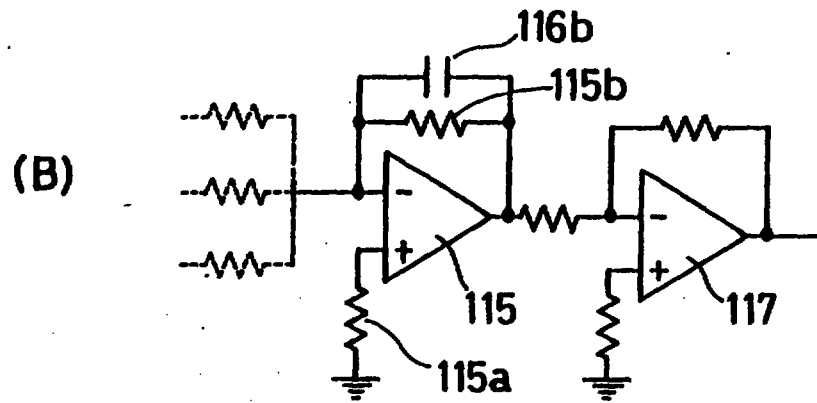
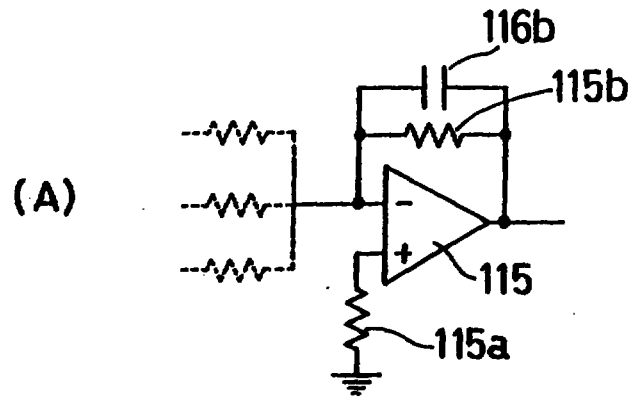
F i g. 3 1



F i g. 3 2



F i g . 3 3



SPECIFICATION

Brushless D.C. Motor Driving And Controlling Method And
Apparatus Therefor And Electrical Equipment

5

Technical Field

The present invention relates to a brushless
D.C. motor driving and controlling method and apparatus
therefor and electric device. More particularly, the
10 present invention relates to a brushless D.C. motor
driving and controlling method and apparatus therefor
which drive a brushless D.C. motor using voltage-fed
inverters, and to an electrical equipment which employs
15 a brushless D.C. motor as a driving source which is
driven and controlled by the brushless D.C. motor
driving and controlling apparatus.

Background Art

20

A brushless D.C. motor is known as a motor
having higher efficiency in comparison to an A.C. motor.
The brushless D.C. motor employs permanent magnets
instead of rotor windings which magnets are equipped
25 with a rotor. And, secondary copper losses caused by

currents flowing in the rotor windings is made zero.

It is known that a brushless D.C. motor has a remarkable efficiency improving effect in comparison to an A.C. motor when the brushless D.C. motor has a medium or small capacity which is equal or less than several tens kW.

In a brushless D.C. motor driving system having such capacity, voltage-fed inverters or current control type inverters are employed as inverters for driving a brushless D.C. motor. Wherein, the current control type inverters has a main circuitry arrangement which is the same to that of voltage-fed inverters, and controls inverters so as to determine a motor current to be a desired value.

A system which drives a brushless D.C. motor using the voltage-fed inverters, is mainly equipped with a device which is required improvement in saving the power consumption (improvement in efficiency), and is manufactured in large quantities, such as air conditioners, vacuum cleaners, electric washers and others. Therefore, a waveform of conducting interval which is 120° by electrical angle, is employed as a waveform control in inverters from the point of view of easiness in controlling. And, a system is employed which has a simple arrangement and which is cheap.

(refer to "Microcomputer-Controlled Brushless Motor Without a Shift-Mounted Position Sensor", T.Endo et. al., IPEC-Tokyo'83, pp.1477-1488, 1983: "Controlling Apparatus of a Brushless D.C. Motor", Nagata et. al., Japanese Patent Laid Open Gazett Tokuganhei 5-72197: "P.M.Brushless Motor Drives:A self-Commutating System without Rotor-Position Sensors", P.Ferraris et. al., Ninth Annual Symposium-Incremental Motion Control Systems and Devices, pp.305-312, 1980) Further, Magnetic pole position detection by detection of induced voltage of a motor, or a magnetic pole position detection sensor having a simple arrangement and employing Hall elements and the like is employed as an arrangement for detecting magnetic pole position of a brushless D.C. motor. A rotational position sensor which is expensive, such as a rotary encoder and the like, is not employed from the point of view of cost reduction.

A system which drives a brushless D.C. motor using the current control type inverters, is applied to a machine tool, a servo-motor for an industrial robot and others which attach the most importance to the rapid torque response and the low torque ripple as required performances.

In this system, a closed loop arrangement is employed in which a control circuitry determines

(operates) output voltages of inverters so that current waveforms become desired waveforms, by giving attention to that currents and a torque of a brushless D.C. motor are functions of rotational position and are in
5 proportional relationship. Therefore, the system has an expensive system arrangement which employs a precision sensor for detecting rotational position of a motor, current detectors for accurately controlling motor currents and a controller which can perform high-speed
10 processing. Further, output voltages of inverters continuously vary because the inverters are controlled instantaneously in correspondence to a condition of a motor.

In the system in which a brushless D.C. motor is
15 driven using a conventional voltage-fed inverters, a switch of each phase of inverters is turned on for only an electrical angle of 120° in spite of positive and negative electrical angles are 180° , respectively. Therefore, the term of the rest electrical angle of 60°
20 (the term of electrical angle of 120° for one cycle) is non-controlled condition.

Consequently, inverters cannot output desired voltages during the term of non-controlled condition so that available rate of d.c. voltage in the inverters is
25 low. And, terminal voltages of a brushless D.C. motor

become small and an operating range becomes narrower (a maximum number of revolution becomes smaller) due to the low available rate of d.c. voltage.

Further, motor currents should be increased for obtaining an output which is the same to that of a motor which has supplied not-lowered terminal voltages, because the terminal voltages are lowered. As a result, joule losses which are caused by resistances of motor windings, increase so that efficiency of a brushless D.C. motor cannot be improved to an expected degree.

Although, permanent magnets are installed to a rotor of a brushless D.C. motor so that each permanent magnet corresponds to the electrical angle of 180° , currents can be flowed in desired directions for only an electrical angle of 120° so that available rate of magnetic flux is small. In other words, motor currents should be increased for obtaining a torque which is the same to that of a motor which is not lowered the available rate of magnetic flux. As a result, joule losses which are caused by resistances of motor windings, increase so that efficiency of a brushless D.C. motor cannot be improved to an expected degree.

Disclosure of The Invention

The present invention was made in view of the above-mentioned problems.

It is an object of the present invention to supply a brushless D.C. motor driving and controlling method and apparatus therefor which improve available rates of voltage of voltage-fed inverters and motor flux using simple and cheap control, and which achieve higher efficiency and enlargement of operating range of a brushless D.C. motor.

It is another object of the present invention to supply an electrical equipment which employs a brushless D.C. motor as a driving source which motor is driven and controlled by the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus.

A brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 1 is a method which determines a conducting interval of voltage-fed inverters to be a predetermined interval which is more than 120° and equal or less than 180° by electrical angle.

A brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 2 is a method which modulates outputs of voltage-fed inverters so as to output pulse signals, each pulse signal having constant pulse width within an entire conducting interval.

A brushless D.C. motor driving and controlling

method according to claim 3 is a method which employs a rotor which includes permanent magnets in the interior of the rotor, as a rotor of a brushless D.C. motor.

5 A brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 4 is a method which controls voltage-fed inverters so that a phase of inverter output voltage is advanced from a phase of the inverter output voltage with respect to an induced voltage of a brushless D.C. motor, the latter phase being a phase
10 which makes a brushless D.C. motor current and the induced voltage of the brushless D.C. motor to be the same phase to one another.

A brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 5 is a method which determines
15 a conducting interval of voltage-fed inverters to be 180° by electrical angle.

A brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 6 is a method which obtains a first voltage at a neutral point by connecting one ends
20 of resistors, the other end of each resistor is connected to each output terminal of voltage-fed inverters, obtains a second voltage at a neutral point by connecting one ends of stator windings of a brushless D.C. motor, and detects a magnetic pole position of a
25 rotor of the brushless D.C. motor based upon a

difference between the first voltage and the second voltage.

5 A brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 7 is a method which determines a conducting interval of voltage-fed inverters to be a predetermined interval which is more than 120° and less than 180° by electrical angle.

10 A brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 8 is a method which determines a conducting interval of voltage-fed inverters to be a predetermined interval which is equal or more than 140° and equal or less than 170° by electrical angle.

15 A brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claim 9 includes a conducting interval determining means for determining a conducting interval of voltage-fed inverters to be a predetermined interval which is more than 120° and equal or less than 180° by electrical angle.

20 A brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claim 10 further includes a modulating means for modulating outputs of voltage-fed inverters so as to output pulse signals, each pulse signal having constant pulse width within an entire conducting interval.

25 A brushless D.C. motor driving and controlling

apparatus according to claim 11 employs a rotor which includes permanent magnets in the interior of the rotor, as a rotor of a brushless D.C. motor.

5 A brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claim 12 includes a phase controlling means for controlling voltage-fed inverters so that a phase of inverter output voltage is advanced from a phase of the inverter output voltage with respect to an induced voltage of a brushless D.C. motor, the
10 latter phase being a phase which makes a brushless D.C. motor current and the induced voltage of the brushless D.C. motor to be the same phase to one another.

A brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claim 13 includes a conducting
15 interval determining means for determining a conducting interval of voltage-fed inverters to be 180° by electrical angle.

A brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claim 14 further includes a
20 difference voltage outputting means for receiving a first voltage at a neutral point which is obtained by connecting one ends of resistors, the other end of each resistor is connected to each output terminal of voltage-fed inverters, for receiving a second voltage at a
25 neutral point which is obtained by connecting one ends

of stator windings of a brushless D.C. motor, and for
outputting a difference voltage between the first voltage
and the second voltage, and a rotor position detecting
means for detecting a magnetic pole position of a rotor
5 of the brushless D.C. motor based upon the difference
voltage.

A brushless D.C. motor driving and controlling
apparatus according to claim 15 employs a conducting
interval determining means for determining a conducting
10 interval of voltage-fed inverters to be a predetermined
interval which is more than 120° and less than 180° by
electrical angle.

A brushless D.C. motor driving and controlling
apparatus according to claim 16 employs a conducting
15 interval determining means for determining a conducting
interval of voltage-fed inverters to be a predetermined
interval which is equal or more than 140° and equal or
less than 170° by electrical angle.

An electrical equipment according to claim 17
20 employs a brushless D.C. motor as a driving source which
motor is driven and controlled by one of the brushless
D.C. motor driving and controlling apparatus according
to claims 9 through 16.

As to the brushless D.C. motor driving and
25 controlling method according to claim 1, the method

determines a conducting interval of voltage-fed
inverters to be a predetermined interval which is more
than 120° and equal or less than 180° by electrical
angle when a brushless D.C. motor is driven by voltage-
5 fed inverters. Therefore, the method determines non-
control term to be less than 60° by electrical angle.
As a result, the method increases motor terminal
voltages and expands an operating range. Further, a
quantity in increase of motor current is suppressed so
10 that an increase of joule losses due to motor windings
are suppressed and efficiency of the brushless D.C.
motor is improved, because the motor terminal voltages
can be increased. Further, a current can be forcibly
flowed in a desired direction in correspondence to an
15 extent of permanent magnets which is installed to the
rotor of the brushless D.C. motor, the extent being
greater than 120° by electrical angle. Therefore,
lowering of available rate of magnetic flux is
suppressed and efficiency of the brushless D.C. motor is
20 improved.

As to the brushless D.C. motor driving and
controlling method according to claim 2, the method
modulates outputs of voltage-fed inverters so as to
output pulse signals, each pulse signal having constant
25 pulse width within an entire conducting interval.

Therefore, magnetic pole position detection with high accuracy is not needed, and controlling is simplified. Also, the method improves efficiency and increases an amplitude of a fundamental wave in comparison to a case in which variable pulse width modulation is performed. The variable pulse width modulation varies pulse widths of the pulse signal. Consequently, a maximum number of revolution of the brushless D.C. motor is increased.

As to the brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 3, the method employs a rotor which includes permanent magnets in the interior of the rotor, as a rotor of a brushless D.C. motor. Therefore, the method generates not only a torque caused by magnet but also a torque caused by reluctance so that generated torque as a whole is increased without increasing motor currents. Further, inductance of motor windings is extremely increased in comparison to that of a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on a surface of a rotor, so that operating with higher speed can be achieved in comparison to that of the brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on the surface of the rotor. Furthermore, the method decreases a current ripple due to low order higher harmonics components of inverters, because inductance of motor windings is

great. Therefore, the method decreases a torque ripple.

As to the brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 4, the method controls voltage-fed inverters so that a phase of inverter output voltage is advanced from a phase of the inverter output voltage with respect to an induced voltage of a brushless D.C. motor, the latter phase being a phase which makes a brushless D.C. motor current and the induced voltage of the brushless D.C. motor to be the same phase to one another. Therefore, influence of inductance in a direction which is shifted by 90° electrically from a direction of magnetic flux generated by a permanent magnet, is efficiently and practically used. As a result, a current waveform is approximated to be a sine wave. Consequently, torque ripple is further reduced and motor efficiency is further improved. Furthermore, reluctance torque and field weakening effect are efficiently and practically utilized.

As to the brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 5, the method determines a conducting interval of voltage-fed inverters to be 180° by electrical angle. Therefore, a non-control term is determined to be 0° by electrical angle. Control of the conducting interval within an extent which is smaller than 60° , is not necessary,

because the conducting interval is 180° . Therefore, when the control is performed using a microcomputer, a number of timers is decreased by 1 and interrupt handlings are reduced by 1 in comparison to a case in which the conducting interval is determined to be greater than 120° and less than 180° . Consequently, the control and arrangement is simplified. When the control is performed using a hardware, a number of timer-counter is decreased by 1 in comparison to a case in which the conducting interval is determined to be greater than 120° and less than 180° . Consequently, the control and arrangement is simplified.

As to the brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 6, the method obtains a first voltage at a neutral point by connecting one ends of resistors, the other end of each resistor is connected to each output terminal of voltage-fed inverters, obtains a second voltage at a neutral point by connecting one ends of stator windings of a brushless D.C. motor, and detects a magnetic pole position of a rotor of the brushless D.C. motor based upon a difference between the first voltage and the second voltage. Therefore, the magnetic pole position of the rotor is detected in spite of the revolution speed, conducting angle, and amplitude of motor current,

without especially providing a sensor for detecting magnetic pole position of the rotor.

As to the brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 7, the method
5 determines a conducting interval of voltage-fed
inverters to be a predetermined interval which is more
than 120° and less than 180° by electrical angle.
Therefore, the difference signal between the voltages or
an integrated signal which signals are used to detect
10 magnetic pole position of a motor rotor, is stabilized
so that reliability is improved.

As to the brushless D.C. motor driving and controlling method according to claim 8, the method
determines a conducting interval of voltage-fed
15 inverters to be a predetermined interval which is equal
or more than 140° and equal or less than 170° by
electrical angle. Therefore, motor efficiency and
operating range are scarcely detracted. And, the
difference signal between the voltages or an integrated
20 signal is further stabilized so that reliability is
further improved.

As to the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claim 9, when a
brushless D.C. motor is driven by voltage-fed inverters,
25 the conducting interval determining means determines a

conducting interval of voltage-fed inverters to be a predetermined interval which is more than 120° and equal or less than 180° by electrical angle. Therefore, the apparatus determines non-control term to be less than
5 60° by electrical angle. As a result, the apparatus increases motor terminal voltages and expands an operating range. Further, a quantity in increase of motor currents is suppressed so that an increase of joule losses due to motor windings is suppressed and
10 efficiency of the brushless D.C. motor is improved, because the motor terminal voltages can be increased. Further, a current can be forcibly flowed in a desired direction in correspondence to an extent of permanent magnets which is installed to the rotor of the brushless
15 D.C. motor, the extent being greater than 120° by electrical angle. Therefore, lowering of available rate of magnetic flux is suppressed and efficiency of the brushless D.C. motor is improved.

As to the brushless D.C. motor driving and
20 controlling apparatus according to claim 10, the modulating means modulates outputs of voltage-fed inverters so as to output pulse signals, each pulse signal having constant pulse widths within an entire conducting interval. Therefore, magnetic pole position
25 detection with high accuracy is not needed, and

controlling is simplified. Also, the apparatus improves efficiency and increases an amplitude of a fundamental wave in comparison to a case in which variable pulse width modulation is performed. The variable pulse width modulation varies pulse widths of the pulse signal. Consequently, a maximum number of revolution of the brushless D.C. motor is increased.

As to the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claim 11, the apparatus employs a rotor which includes permanent magnets in the interior of the rotor, as a rotor of a brushless D.C. motor. Therefore, the apparatus generates not only a torque caused by magnet but also a torque caused by reluctance so that generated torque as a whole is increased without increasing motor currents. Further, inductance of motor windings is extremely increased in comparison to that of a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on a surface of a rotor, so that higher speed operating can be achieved in comparison to that of the brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on the surface of the rotor. Furthermore, the apparatus decreases a current ripple due to low order higher harmonics components of inverters, because inductance of motor windings is great. Therefore, the apparatus

decreases a torque ripple.

As to the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claim 12, the phase controlling means controls voltage-fed inverters so that
5 a phase of inverter output voltage is advanced from a phase of the inverter output voltage with respect to an induced voltage of a brushless D.C. motor, the latter phase being a phase which makes a brushless D.C. motor current and the induced voltage of the brushless D.C.
10 motor to be the same phase to one another. Therefore, influence of inductance in a direction which is shifted by 90° electrically from a direction of magnetic flux generated by a permanent magnet, is efficiently and practically utilized. As a result, a current waveform
15 is approximated to be a sine wave. Consequently, torque ripple is further reduced and motor efficiency is further improved. Furthermore, reluctance torque and field weakening effect are efficiently and practically utilized.

20 As to the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claim 13, the conducting interval determining means determines a conducting interval of voltage-fed inverters to be 180° by electrical angle. Therefore, a non-control term is
25 determined to be 0° by electrical angle. Control of the

conducting interval within an extent which is smaller than 60° , is not necessary, because the conducting interval is 180° . Therefore, when the control is performed using a microcomputer, a number of timers is
5 decreased by 1 and interrupt handlings are reduced by 1 in comparison to a case in which the conducting interval is determined to be greater than 120° and less than 180° . Consequently, the control and arrangement is simplified. When the control is performed using a
10 hardware, a number of timer-counter is decreased by 1 in comparison to a case in which the conducting interval is determined to be greater than 120° and less than 180° . Consequently, the control and arrangement is simplified.

As to the brushless D.C. motor driving and
15 controlling apparatus according to claim 14, the apparatus obtains a first voltage at a neutral-point by providing resistors which are connected their one ends to one another and are connected their other ends to each output terminal of voltage-fed inverters, and
20 obtains a second voltage at a neutral point which is obtained at the connected ends of stator windings of a brushless D.C. motor which windings are connected to one another, and the difference voltage outputting means
25 and the second voltage, and the rotor position detecting

means detects a magnetic pole position of a rotor of the brushless D.C. motor based upon the difference voltage. Therefore, the magnetic pole position of the rotor is detected in spite of the revolution speed, conducting angle, and amplitude of motor current, without especially providing a sensor for detecting magnetic pole position of the rotor.

As to the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claim 15, the apparatus employs a conducting interval determining means for determining a conducting interval of voltage-fed inverters to be a predetermined interval which is more than 120° and less than 180° by electrical angle. Therefore, the difference signal between the voltages or an integrated signal which signals are used to detect magnetic pole position of a motor rotor, is stabilized so that reliability is improved.

As to the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claim 16, the apparatus employs a conducting interval determining means for determining a conducting interval of voltage-fed inverters to be a predetermined interval which is equal or more than 140° and equal or less than 170° by electrical angle. Therefore, motor efficiency and operating range are scarcely detracted. And, the

difference signal between the voltages or an integrated signal is further stabilized so that reliability is further improved.

As to the electrical equipment according to claim 17, the equipment employs a brushless D.C. motor as a driving source which motor is driven and controlled by one of the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to claims 9 through 16. Therefore, reducing in power consumption is performed due to the improvement of higher efficiency of a brushless D.C. motor which is the driving source.

The present invention is described in more detail.

When a brushless D.C. motor is driven by voltage-fed inverters which has a conducting interval of 120° by electrical angle, ideal current waveforms and an ideally generated torque are illustrated in Figs. 1(A) through 1(D). A brushless D.C. motor is a motor which replaces mechanical commutators of a d.c. motor with inverters. Therefore, when inverters are controlled so that each current of three phases (U, V, W) is joined at every 120° so as to make a motor current to be a direct current, a generated torque becomes similar to that of a d.c. motor, as is illustrated in Fig. 1(D).

A simulation result is illustrated in Figs. 2(A)

and 2(B) which simulation is carried out by the
inventors of the present invention and is carried out
for a current waveform and generated torque when a
brushless D.C. motor is driven by voltage-fed inverters
5 which has a conducting interval of 180° by electrical
angle. In this case, portions are generated in which a
current of each phase overlaps to one another so that
the brushless D.C. motor performs an operation which is
different from that of a d.c. motor, because currents
10 flows for a 180° term. As a result, ripple in the
generated torque becomes great {refer to Fig. 2(B)}.

From the above point of view, it is
conventionally thought that voltage-fed inverters which
has a conducting interval of 120° by electrical angle,
15 is ideal for driving a brushless D.C. motor. Therefore,
only a method which employs a conducting interval of
 120° by electrical angle, is proposed and is available
as a driving method of a brushless D.C. motor which
driving method uses magnetic pole position detection
20 based upon detection of induced voltages of a motor.
But, when the inventors drives a brushless D.C. motor
using voltage-fed inverters which has a conducting
interval of 120° by electrical angle, the inventors have
found that ideal waveforms illustrated in Figs. 1 are
25 not obtained, and that waveforms illustrated in Figs.

3(A) and 3(B) are obtained, and that the waveforms
illustrated in Figs. 3(A) and 3(B) are similar to the
waveforms illustrated in Figs. 2(A) and 2(B). When Fig.
2(B) and Fig. 3(B) are compared to one another, it is
5 understood that amplitudes of both torque ripple are in
nearly the same degree to one another. It seems the
reason that motor current cannot be controlled in a
desired manner (controlled to be a rectangular waveform)
when voltage-fed inverters employs a simple control is
10 employed. Therefore, it becomes clear that lowering in
efficiency and decreasing in operating range are not
realized, the lowering and the decreasing being
apprehended when a brushless D.C. motor is driven with a
conducting interval of 180° by electrical angle.
15 Rather, it becomes clear that efficiency of a brushless
D.C. motor is improved by depression of increase in
joule losses and depression of lowering in flux
available rate.

Further, when voltage-fed inverters which has a
20 conducting interval exceeding 120° (other than 180°),
portions are inevitably generated in which a current of
each phase overlaps to one another so that a character
seems to be obtained which character is similar to that
of voltage-fed inverters with a conducting interval of
25 180° by electrical angle.

Furthermore, in the voltage-fed inverters with a conducting interval of 120° by electrical angle, the character is improved by approximating each current waveform to a rectangular wave, as is illustrated in Figs. 1(A) through 1(C). On the contrary, in the voltage-fed inverters with a conducting interval of 180° by electrical angle, the character seems to be improved by smoothing each current waveform because each current flows in the entire interval.

The present invention was made based upon the above findings.

Brief Description of The Drawings

Figures 1 are diagrams illustrating ideal current waveforms and generated torque under a condition that a brushless D.C. motor is driven by voltage-fed inverters with a conducting interval of 120° by electrical angle;

Figures 2 are diagrams illustrating simulation results of a current waveform and generated torque under a condition that a brushless D.C. motor is driven by voltage-fed inverters with a conducting interval of 180° by electrical angle;

Figures 3 are diagrams illustrating a current

waveform and generated torque under a condition that a brushless D.C. motor is driven by voltage-fed inverters with a conducting interval of 120° by electrical angle;

Figure 4 is a schematic block diagram illustrating an embodiment of a brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to the present invention;

Figure 5 is a schematic cross sectional view of a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on a surface of a rotor;

Figure 6 is a schematic cross sectional view of a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of a rotor;

Figures 7 are graphs illustrating efficiency-revolution number characteristics and load torque-revolution number characteristics when a brushless D.C. motor having an arrangement illustrated in Fig. 5 is driven by voltage-fed inverters, and a conducting interval is determined to be 120° , 180° by electrical angle, respectively;

Figures 8 are graphs illustrating efficiency-revolution number characteristics and load torque-revolution number characteristics when a brushless D.C. motor having an arrangement illustrated in Fig. 6 is driven by voltage-fed inverters, and a conducting

interval is determined to be 120° , 150° , 180° by electrical angle, respectively;

Figures 9 are graphs illustrating efficiency-revolution number characteristics and load torque-revolution number characteristics when a brushless D.C. motor having an arrangement illustrated in Fig. 6 is driven by voltage-fed inverters, and the inverter is modulated in a constant pulse width manner and variable pulse width manner, respectively by a control circuitry;

Figures 10 are diagrams illustrating constant pulse width modulation and variable pulse width modulation;

Figures 11 are diagrams illustrating a voltage waveform and current waveform when a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on a surface of a rotor, is driven by voltage-fed inverters with a conducting interval of 180° by electrical angle and outputting constant pulse width modulation waveform;

Figures 12 are diagrams illustrating a voltage waveform and current waveform when a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of a rotor, is driven by voltage-fed inverters with a conducting interval of 180° by electrical angle and outputting constant pulse width modulation waveform;

Figures 13 are diagrams illustrating a voltage

waveform and a current waveform when a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of a rotor, is supplied inverter output voltages which is advanced its phase from a phase which makes a phase of a brushless D.C. motor current and a phase of induced voltage of the brushless D.C. motor to be equal to one another;

Figure 14 is a diagram schematically illustrating a brushless D.C. motor driving and controlling apparatus which achieves a conducting interval of 180° by electrical angle;

Figure 15 is a diagram illustrating an inner arrangement of a microprocessor which is illustrated in Fig. 14;

Figure 16 is a flowchart which explains processing contents of an interrupt handling 1 in detail;

Figure 17 is a flowchart which explains processing contents of an interrupt handling 2 in detail;

Figures 18 are diagrams illustrating signal waveforms and processing contents of each section of the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus which is illustrated in Fig. 14;

Figure 19 is a block diagram illustrating an inner arrangement of a microprocessor which is incorporated in a brushless D.C. motor driving and

controlling apparatus which achieves a conducting interval of 150° by electrical angle;

Figure 20 is a flowchart which explains processing contents of an interrupt handling 2' in detail;

Figure 21 is a flowchart which explains processing contents of an interrupt handling 3 in detail;

Figures 22 are diagrams illustrating signal waveforms and processing contents of each section of the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus which is illustrated in Fig. 19;

Figures 23 are diagrams illustrating signal waveforms of each section of the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus which is illustrated in Fig. 14, which diagrams are useful in understanding position detection operation by an amplifier, integrator and zero-cross comparator;

Figures 24 are diagrams illustrating a motor current and an integration signal of a position detector when a conducting interval of 180° by electrical angle, is employed;

Figures 25 are diagrams illustrating a motor current and an integration signal of a position detector when a conducting interval of 120° by electrical angle, is employed;

Figures 26 are diagrams illustrating a motor current and an integration signal of a position detector when a conducting interval of 130° by electrical angle, is employed;

5 Figures 27 are diagrams illustrating a motor current and an integration signal of a position detector when a conducting interval of 140° by electrical angle, is employed;

10 Figures 28 are diagrams illustrating a motor current and an integration signal of a position detector when a conducting interval of 150° by electrical angle, is employed;

15 Figures 29 are diagrams illustrating a motor current and an integration signal of a position detector when a conducting interval of 160° by electrical angle, is employed;

20 Figures 30 are diagrams illustrating a motor current and an integration signal of a position detector when a conducting interval of 170° by electrical angle, is employed;

25 Figure 31 is a diagram illustrating operating ranges of a brushless D.C. motor when a conducting interval is determined to be 120° , 130° , 140° , 150° , 180° by electrical angle, respectively, and input currents are determined to be the same to one another;

and

Figure 32 is a diagram illustrating motor efficiencies of a brushless D.C. motor when a conducting interval is determined to be 120°, 130°, 140°, 150°, 180° by electrical angle, respectively, and input currents are determined to be the same to one another.

Best Modes For Implementing The Invention

Hereinafter, referring to the attached drawings, we explain the present invention in detail.

Figure 4 is a schematic block diagram illustrating an embodiment of a brushless D.C. motor driving and controlling apparatus according to the present invention. Output voltages of inverters 2 are supplied to a brushless D.C. motor 3. A second voltage at a neutral point is obtained by Y-connecting induced voltages of the brushless D.C. motor 3 or by Y-connecting stator windings of each phase of the brushless D.C. motor 3. A first voltage at a neutral point is obtained by Y-connecting resistors between output terminals of each phase of the inverters 2. A motor position detection circuitry 4 receives a difference voltage between the first voltage and the second voltage. An output signal from the motor

position detection circuitry 4 is supplied to a control circuitry 5. The control circuitry 5 generates a control command for determining a conducting interval to be more than 120° and equal to or less than 180° by electrical angle, and supplies the control command to the inverters 2. When the control circuitry 5 generates a control command for determining the conducting interval to be equal to 180° by electrical angle and supplies the control command to the inverters 2, The difference voltage should be supplied to the motor position detection circuitry 4, but when the control circuitry 5 generates a control command for determining the conducting interval to be less than 180° by electrical angle and supplies the control command to the inverters 2, the induced voltages or difference voltage may be supplied to the motor position detection circuitry 4.

Therefore, a detection signal corresponding to a magnetic pole position of a motor rotor is obtained by the motor position detection circuitry 4 based upon the induced voltages of the brushless D.C. motor 3 or the difference voltage between the first and second voltages. The control circuitry 5 generates the control command based upon the magnetic pole position detection signal. The control command controls switches (not

illustrated) of the inverters 2 so that the conducting interval is determined to be more than 120° by electrical angle and equal to or less than 180° by electrical angle.

5 Figure 5 is a schematic cross sectional view of a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on a surface of a rotor. Permanent magnets 3b are installed at predetermined position on a surface of a rotor 3a. A stator 3c includes a plurality of slots
10 3d in which stator windings (not illustrated) are wound. A d-axis which is indicated by an arrow in Fig. 5, is an axis indicating a direction of magnetic flux generated by the premanent magnet 3b. A q-axis is an axis which is shifted 90° electrically with respect to the d-axis.

15 Figure 6 is a schematic cross sectional view of a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of a rotor. Permanent magnets 3f are installed in a condition that the permanent magnets 3f are not exposed from a rotor 3e. Non-magnetic bodies 3g
20 are installed between neighbouring permanent magnets 3f so that short-magnetic circuit between the neighbouring permanent magnets 3f is prevented from occurrence. An arrangement of a stator 3c is similar to that of the brushless D.C. motor illustrated in Fig. 5, therefore
25 decription is omitted.

Figures 7(A) and 7(B) are graphs illustrating efficiency-revolution number characteristics and load torque-revolution number characteristics when a brushless D.C. motor having an arrangement illustrated in Fig. 5 is driven by voltage-fed inverters, and a conducting interval is determined to be 120° , 180° by electrical angle, respectively. In Fig. 7(A), the characteristics are obtained under a condition that load torque is determined to be $20\text{kg}\cdot\text{cm}$. Also, in the figures, a represents characteristics when a conducting interval is determined to be 120° by electrical angle, and b represents characteristics when a conducting interval is determined to be 180° by electrical angle.

As is apparent from these characteristics figures, efficiency is improved, a maximum revolution number is raised, and load torque in a high revolution range is increased, by determining the conducting interval to be 180° by electrical angle.

Figures 8(A) and 8(B) are graphs illustrating efficiency-revolution number characteristics and load torque-revolution number characteristics when a brushless D.C. motor having an arrangement illustrated in Fig. 6 is driven by voltage-fed inverters, and a conducting interval is determined to be 120° , 150° , 180° by electrical angle, respectively. In Fig. 8(A),

characteristics are obtained under a condition that load torque is determined to be 20kg·cm. Also, in the figures, a represents characteristics when a conducting interval is determined to be 120° by electrical angle, b represents characteristics when a conducting interval is determined to be 150° by electrical angle, and c represents characteristics when a conducting interval is determined to be 180° by electrical angle.

As is apparent from these characteristics figures, efficiency is improved, a maximum revolution number is raised, and load torque in a high revolution range is increased, by determining the conducting interval to be great.

Figures 9(A) and 9(B) are graphs illustrating efficiency-revolution number characteristics and load torque-revolution number characteristics when a brushless D.C. motor having an arrangement illustrated in Fig. 6 is driven by voltage-fed inverters, and the inverters are modulated in a constant pulse width manner and variable pulse width manner, respectively by a control circuitry. In Fig. 9(A), characteristics are obtained under a condition that load torque is determined to be 20kg·cm and a conducting interval is determined to be 180° by electrical angle. Also, in the figures, a represents characteristics when variable

pulse width modulation is performed, and b represents characteristics when constant pulse width modulation is performed.

The variable pulse width modulation is a method for obtaining a voltage waveform which is equivalent to a sine wave and the like, by varying pulse widths, as is illustrated in Fig. 10(A) . The constant pulse width modulation is a method which does not vary pulse widths at all, as is illustrated in Fig. 10(B).

As is apparent from these characteristics figures, efficiency is improved, a maximum revolution number is raised, and load torque in a high revolution range is increased, by employing the constant pulse width modulation.

Hereinafter, description is made in more detail.

A pulse width modulation method which employs variable pulse widths such as sine wave modulation, is generally employed as other driving and controlling method of a motor and the like, because it is thought that low order higher harmonics waves cause increase in losses and vibration (refer to "Frequency Dependency of Induction Motor Parameters and Their Measuring Method", K.Kawagishi et. al., IPEC-Tokyo'83, pp.202-213, 1983).

When the method is applied to a brushless D.C. motor, a magnetic pole detection means with high accuracy is

needed and control becomes complicated so that a cost as a whole is increased because a modulation signal waveform and a rotor should be synchronized to one another. But, the constant pulse width modulation does not have such disadvantages, and has an amplitude of a fundamental wave which is higher than that of a fundamental wave of variable pulse width modulation. Further, as is apparent from Figs. 9 which represent the inventors' knowledge, lowering in efficiency which is generally concerned, was not recognized, instead efficiency was improved. Furthermore, vibration was vibration which was almost inconsiderable when the method was taken in an air conditioner and the like.

Next, a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on a surface of a rotor, and a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of a rotor, are described contradistinctionally in detail (refer to Figs. 5 and 6).

The brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on a surface of a rotor, which motor is illustrated in Fig. 5, includes permanent magnets 3b which are disposed on a surface of silicon steel plates of the rotor 3a. Therefore, an air gap (a distance between silicon steel plates of the rotor and

silicon steel plates of a stator) is great so that inductance of stator windings become comparatively small. On the contrary, the brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of the rotor, which motor is illustrated in Fig. 6, includes permanent magnets 3b which are disposed interior of silicon steel plates of the rotor 3a. Therefore, an air gap is small so that inductance of stator windings become extremely great in comparison to that of the brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on the surface of the rotor, because the permanent magnets are installed interior of the rotor 3e.

Figures 11 and 12 are diagrams illustrating a voltage waveform and current waveform when a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on a surface of a rotor and a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of a rotor, is driven, respectively, by voltage-fed inverters with a conducting interval of 180° by electrical angle and outputting constant pulse width modulation waveform. In both figures, voltage waveforms are illustrated in upper portions, while current waveforms are illustrated in lower portions.

As is apparent from both figures, due to effects

of inductance of stator windings, a motor current becomes similar to a sine wave when a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of a rotor, is employed, so that losses caused by higher harmonic currents are reduced and efficiency is improved. Further, torque ripple is reduced.

A brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on a surface of a rotor, and a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of a rotor, are further described contradistinctionally in detail.

The brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on a surface of a rotor, which motor is illustrated in Fig. 5, has cylindrical shaped silicon steel plates which constitute a rotor 3a. Therefore, inductance of stator windings are maintained to be constant regardless of rotational position of the rotor 3a. On the contrary, the brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of a rotor 3e, which motor is illustrated in Fig. 6, has silicon steel plates which are magnetic bodies, and non-magnetic bodies 3g, which silicon steel plates and non-magnetic bodies 3g are alternately disposed in a portion of the rotor 3e which portion is close to an outer periphery of the rotor 3e. Therefore, inductance of stator windings

vary depending upon rotational position of the rotor 3e. Specifically, when the brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on the surface of the rotor, and the brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of the rotor, are operated in nominal conditions, both d-axis inductance and q-axis inductance of the former brushless D.C. motor are 3.2mH, while d-axis inductance and q-axis inductance of the latter brushless D.C. motor are 7.7mH, 22.8mH, respectively.

A method for outputting inverter voltages in a matching-to-a-phase condition which phase maximize a d-axis voltage (induced voltage of the motor), that is for outputting inverter voltages so that a phase of a motor current and a phase of the induced voltage of the motor are the same to one another, is generally employed as a driving and controlling method of a brushless D.C. motor, because magnetic flux of permanent magnets are intended to be available at its maximum. In Figs. 11, a phase of inverter voltage is advanced by 29° with respect to a phase of induced voltage of a motor which motor is a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed on a surface of a rotor. Figs. 11 are obtained under a condition that a number of revolutions : 2858 r.p.m., load torque is 20kg·cm, a

motor voltage is 114.0V, and a motor current is 7.20A. In Figs. 11, scales are 200V/div. for voltage, 10A/div. for current, and 2msec/div. for horizontal axis. Further, the advanced angle varies depending upon motor constants.

But, a brushless D.C. motor in which permanent magnets are installed interior of a rotor, has inductance of stator windings which is slightly greater than that of the former brushless D.C. motor.

Therefore, a current waveform becomes a waveform which is illustrated in Figs. 12. Figs. 12 are obtained under a condition that a number of revolutions is 2858 r.p.m., load torque is 20kg·cm, a motor voltage is 126.5V, and a motor current is 5.76A. In Figs. 12, scales are 200V/div. for voltage, 10A/div. for current, and 2msec/div. for horizontal axis. A phase of inverter voltage is advanced by 70° with respect to a phase of an induced voltage of the motor in a case which is illustrated in Fig. 12. The advanced angle varies depending upon motor constants. When a phase of inverter voltage is further advanced with respect to the above phase of inverter voltage (advanced angle is 73°), and the inverter voltage is supplied to the brushless D.C. motor, a current waveform illustrated in lower portion of Figs. 13 is obtained. Figs. 13 are obtained

under a condition that a number of revolutions is 2858
r.p.m., load torque is 20kg·cm, a motor voltage is
89.6V, and a motor current is 6.92A. In Figs. 13,
scales are 200V/div. for voltage, 10A/div. for current,
5 and 2msec/div. for horizontal axis. A voltage waveform
is illustrated in upper portion of Figs. 13.

When Figs. 12 and 13 are compared to one
another, it is understood that the current waveform is
quite similar to a sine wave due to effect of q-axis
10 inductance. Therefore, torque ripple reducing effect
and efficiency improving effect are further improved.
Further, "reluctance torque" and "field weakening
effect" which are other characteristics of a brushless
D.C. motor in which permanent magnets are installed
15 interior of a rotor, are effectively utilized.

Figure 14 is a diagram schematically
illustrating a brushless D.C. motor driving and
controlling apparatus which achieves a conducting
interval of 180° by electrical angle, while Figure 15 is
20 a diagram illustrating an inner arrangement of a
microprocessor which is illustrated in Fig. 14. Three
pairs of switching transistors 12u1, 12u2, 12v1, 12v2,
12w1, 12w2 are serially connected, respectively, between
terminals of a d.c. power source 11 so that inverters 12
25 are constituted. A voltage at each connecting point of

each pair of switching transistors is supplied to each of three stator windings 13u, 13v, 13w of a brushless D.C. motor 13, the stator windings 13u, 13v, 13w being Y-connected and each of the stator windings 13u, 13v, 13w corresponding to each phase. Also, a voltage at each connecting point of each pair of switching transistors is supplied to each of three resistors 14u, 14v, 14w which are Y-connected. Further, diodes 12u1d, 12u2d, 12v1d, 12v2d, 12w1d, 12w2d for protection are connected between collector-emitter terminals of the switching transistors 12u1, 12u2, 12v1, 12v2, 12w1, 12w2, respectively. Furthermore, 13e represents a rotor of the brushless D.C. motor 13. Suffixes of u, v, w correspond to u-phase, v-phase, w-phase of the brushless D.C. motor 13, respectively. A second voltage of a neutral point 13d of the Y-connected stator windings 13u, 13v, 13w is supplied to a reversed input terminal of an amplifier 15 through a resistor 15a. A first voltage of a neutral point 14d of the Y-connected resistors 14u, 14v, 14w is supplied as it is to a non-reversed input terminal of the amplifier 15. A resistor 15b is connected between an output terminal and the reversed input terminal of the amplifier 15 so that the amplifier 15 operates as an differential amplifier.

An output signal output from the output terminal

of the amplifier 15 is supplied to an integrator 16 which is constituted by serially connecting a resistor 16a and a capacitor 16b.

An output signal from the integrator 16 (a voltage at a connecting point of the resistor 16a and the capacitor 16b) is supplied to a non-reversed input terminal of a zero-cross comparator 17 which is supplied the second voltage of the neutral point 13d to its reversed input terminal.

Therefore, a magnetic pole position detection signal is output from an output terminal of the zero-cross comparator 17. In other words, a position detector is constituted by the differential amplifier, integrator 16 and zero-cross comparator 17. A position detector which is constituted by a rotary encoder and the like may be employed instead of the position detector having the above arrangement.

The magnetic pole position detection signal output from the position detector is supplied to an external interruption terminal of a microprocessor 18. In the microprocessor 18, an interrupt handling (refer to interrupt handling 1 in Fig. 15) for a phase correction timer 18a and a period measurement timer 18b, is carried out based upon the magnetic pole position detection signal which is supplied to the external

interruption terminal. The phase correction timer 18a is determined its timer value by a timer value operating section 19a which is described later. The period measurement timer 18b supplies its timer value to a position signal period operating section 19b which is included in a CPU 19. The position signal period operating section 19b calculates a timer value per 1 cycle by electrical angle based upon a timer value corresponding to 60° by electrical angle, for example.

10 The phase correction timer 18a supplies a count over signal to inverter mode selection section 19c for a conducting interval of 180° by electrical angle so that an interrupt handling (refer to an interrupt handling 2 in Fig. 2) is carried out. The inverter mode selection

15 section 19c for a conducting interval of 180° by electrical angle, reads out corresponding voltage pattern from a memory 18c and outputs therefrom. In the CPU 19, the position signal period operating section 19b performs operation based upon the timer value and

20 outputs a position signal period signal which is supplied to a timer value operating section 19a and a velocity operating section 19e. The timer value operating section 19a is also supplied a phase angle command. The timer value operating section 19a

25 calculates a timer value which is determined in the

phase correction timer 18a, based upon the phase angle
command and the position signal period signal from the
position signal period operating section 19b. The
velocity operating section 19e calculates a velocity at
5 the present time based upon the position signal period
signal from the position signal period operating section
19b, and supplies the calculated velocity to a velocity
controlling section 19f. The velocity controlling
section 19f is also supplied a velocity command. The
10 velocity controlling section 19f outputs a voltage
command based upon the velocity command and the velocity
at the present time from the velocity operating section
19e. And, the voltage pattern output from the inverter
mode selection section 19c for a conducting interval of
15 180° by electrical angle, and the voltage command output
from the velocity controlling section 19f are supplied
to a PWM (Pulse Width Modulation) modulation section
18d. The PWM modulation section 18d outputs PWM
modulation signals for three phases. The PWM modulation
20 signals are supplied to a base driving circuitry 20.
The base driving circuitry 20 outputs control signals
for supplying base terminals of the switching
transistors 12u1, 12u2, 12v1, 12v2, 12w1, 12w2. Each
section included in the CPU 19 represents a functional
25 portion for performing corresponding function. These

sections do not exist in the CPU 19 in a recognizable condition.

The voltage patterns corresponding to inverter modes are represented in table 1. The voltage patterns are represented with ON-OFF conditions of the switching transistors 12u1, 12u2, 12v1, 12v2, 12w1, 12w2. "1" corresponds to ON condition, while "0" corresponds to OFF condition.

Table 1

Inverter mode	Voltage-Fed inverters					
	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

Next, referring to waveform diagrams illustrated in Figs. 18, operation of the brushless D.C. motor driving and controlling apparatus which is illustrated in Fig. 14, is described.

The u-phase, v-phase and w-phase induced voltages E_u , E_v , E_w of the brushless D.C. motor vary under a condition that three induced voltages are sequentially shifted their phase by 120° , as are illustrated in Figs. 18(A), 18(B) and 18(C). The signal V_{nm} output from the amplifier 15 varies, as is illustrated in Fig. 18(D). An integration waveform {formula (1)} which is obtained by performing integration of the signal V_{nm} by the integrator 16, varies, as is illustrated in Fig. 18(E).

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

The integration waveform is supplied to the zero-cross comparator 17, and the zero-cross comparator 17 outputs a excitation change-over signal which rises or falls at zero-cross points of the integration signal, as is illustrated in Fig. 18(F). The interrupt handling 1 is performed due to the rising and falling of the excitation change-over signal so that the phase correction timer 18a starts {refer to start points of arrows illustrated in Fig. 18(G)}. The phase correction timer 18a performs time counting operation for the determined timer value and count-over is generated

{refer to end points of arrows illustrated in Fig. 18(G)}, because the phase correction timer 18a is determined its timer value by the timer value operating section 19b. The interrupt handling 2 is carried out at every generation of count-over of the phase correction timer 18a, and the inverter mode selection section 19c for a conducting interval of 180° by electrical angle, advances the inverter mode by 1 step. That is, the inverter mode is selected in the order of "1", "2", "3", "4", "5", "0", "1", "2", ..., as is illustrated in Fig. 18(N). The inverter mode is advanced by 1 step due to the count-over of the phase correction timer 18a, so that the switching transistors 12u1, 12u2, 12v1, 12v2, 12w1, 12w2 are controlled their ON-OFF conditions in correspondence to each inverter mode, as are illustrated in Figs. 18(H) through 18(M). As a result, driving of the brushless D.C. motor 13 is performed under a condition that the conducting term is determined to be 180° by electrical angle, and the phase of the inverter voltage is determined to be an advanced phase with respect to the induced voltage of the motor. Wherein, an advancing angle of the phase of the inverter voltage is controlled by the phase correction timer 18a.

Figure 16 is a flowchart which explains the contents of processing of the interrupt handling 1 in

detail. An external interruption request is accepted at a rising edge and falling edge, respectively, of a magnetic pole position detection signal (which signal corresponds to the excitation change-over signal) of the position detector. In step SP1, a timer value of the phase correction timer 18a is calculated based upon an externally supplied phase angle (phase correction angle) command and the position signal period signal obtained by the position signal period operating section 19b. In step SP2, the phase correction timer 18a is set with a correction timer value (timer value for correction). In step SP3, the phase correction timer 18a is started. In step SP4, the period measurement timer 18b is stopped which was started in the previous interrupt handling 1. In step SP5, The timer value of the period measurement timer 18b is read into (is stored). These processings in steps SP4 and SP5 are processings for detecting a period of an edge of the excitation change-over signal. Therefore, the period measurement timer 18b is reset and started immediately after the reading of the timer value of the period measurement timer 18b, for the next period measurement. In step SP6, an operation of the stored position signal period (for example, calculation of a counting number per 1° by electrical angle). In step SP7, the revolution number at the present time of the

brushless D.C. motor 13 is calculated based upon the position signal period operation result. In step SP8, velocity controlling is performed so as to follow the externally supplied velocity command, and the voltage command is output. Thereafter, processing is returned to prior processing.

Specifically, when the count value corresponding to the interval of the magnetic pole position detection signal, is 360 which is obtained by the actual measurement by the period measurement timer 18b, the count value per 1 period of the inverter output voltage becomes $360 \times 6 = 2160$ because a number of inverter modes is 6. And, the count value for 1° becomes $2160/360 = 6$ because the count value of 2160 corresponds to 360° . When the phase angle command is 60° , the count value (timer value) corresponding to the phase angle command becomes $6 \times 60 = 360$. Therefore, the value of 360 is set in the phase correction timer 18a as the timer value for correction, and the phase correction timer 18a is started.

Figure 17 is a flowchart which explains contents of processing of the interrupt handling 2 in detail. The interrupt handling 2 is accepted when the phase correction timer 18a becomes count-over condition which timer was started in the interrupt handling 1. In step

SP1, the inverter mode is advanced by 1 step which inverter mode is previously determined in the memory 18c. In step SP2, the voltage pattern corresponding to the advanced inverter mode is output. Thereafter, processing is returned to prior processing.

5 Therefore, a number of timers is decreased by 1 and interrupt handlings are decreased by 1 when the above controlling is realized using a microcomputer, which advantages will be apparent by comparing the above embodiment to a comparative example which is described
10 below. Further, when the above controlling is realized using a hardware, a number of counters is decreased by 1.

Comparative Example

15 Figure 19 is a diagram illustrating an inner arrangement of the microprocessor 18 which is incorporated in a brushless D.C. motor driving and controlling apparatus for realizing a conducting interval of 150° by electrical angle. The
20 microprocessor 18 realizes the conducting interval of 150° by electrical angle. The inner arrangement differs from the inner arrangement which is illustrated in Fig. 15 in that an inverter mode selection section 19c' for a

conducting interval of 150° by electrical angle, is employed instead of the inverter mode selection section 19c for a conducting interval of 180° by electrical angle, a second phase correction timer 18e is further provided, and contents of the interrupt handling 2' and
5 a number of inverter modes are increased. The second phase correction timer 18e is started in the interrupt handling 2' which is caused by the phase correction timer 18a', and supplies its count-over signal to the inverter mode selection section 19c' for a conducting
10 interval of 150° by electrical angle which section is included in the CPU 19' so that an interrupt handling (refer to the interrupt handling 3 in Fig. 19) is carried out. In this comparative example, component sections corresponding to the component sections
15 illustrated in Fig. 15, are applied reference codes which are added "'". Further, arrangements and interconnections of the inverter circuitry, brushless D.C. motor, Y-connected resistors, position detector, base driving circuitry are the same to the arrangements
20 and interconnections illustrated in Fig. 14, therefore illustration and description are omitted.

The second phase correction timer 18e is determined its timer value by the timer value operating section 19a'.

Voltage patterns corresponding to inverter modes are represented in table 2. The voltage patterns are represented with ON-OFF conditions of the switching transistors 12u1, 12u2, 12v1, 12v2, 12w1, 12w2. And, "1" corresponds to ON condition, while "0" corresponds to OFF condition.

Table 2

Inverter mode	Voltage-Fed inverters					
	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

Figs. 22 are waveform diagrams of component sections which waveforms represent the operation of this comparative example. Waveforms illustrated in Figs. 22(A) through 22(G) are the same to those of Figs. 18(A)

through 18(G). And, voltage patterns corresponding to inverter modes which correspond to even numbers, are output by the interrupt handling 2' and voltage patterns corresponding to inverter modes which correspond to odd numbers, are output by the interrupt handling 3, due to the addition of Fig. 22(G'), so that driving of a brushless D.C. motor under a condition that the conducting term is determined to be 150° by electrical angle, is performed.

Fig. 20 is a flowchart which explains contents of processing of the interrupt handling 2' in detail. The interrupt handling 2' is accepted when the phase correction timer 18a' becomes count-over condition which timer is started in the interrupt handling 1'. In step SP1, an inverter mode is advanced by 1 step, which inverter mode is previously determined in the memory 18c'. In step SP2, a voltage pattern corresponding to the advanced inverter mode is output. In step SP3, a timer value (a value corresponding to 30°) for the second phase correction timer 18e is calculated based upon the phase correction value. In step SP4, the timer value for correction is set to the second phase correction timer 18e. In step SP5, the second phase correction timer 18e is started. Thereafter, processing is returned to prior processing.

Fig. 21 is a flowchart which explains contents of processing of the interrupt handling 3 in detail. The interrupt handling 3 is accepted when the second phase correction timer 18e becomes count-over condition, which timer is started in the interrupt handling 2'. In
5 step SP1, an inverter mode is advanced by 1 step, which inverter mode is previously determined in the memory 18c'. In step SP2, a voltage pattern corresponding to the advanced inverter mode is output. Thereafter, processing is returned to prior processing.

10 The magnetic pole position detection by the amplifier 15, integrator 16 and zero-cross comparator 17 which are illustrated in Fig. 14, is described in more detail.

In the magnetic pole position detection which is
15 achieved by detecting motor voltages, a magnetic pole position detection method is employed in an electric equipment such as an air conditioner or the like, which method uses induced voltages which appear in both upper and lower arms' OFF term of the conducting interval of
20 120° by electrical angle. The method becomes impossible to detect the induced voltages when high load is employed and currents are increased so that the magnetic pole position detection becomes impossible to be
achieved.

When it is assumed that time period until the
flowing current flowing in stator windings being cut
off, is t , conducting angle of inverters in the term of
180° by electrical angle is determined to be α (rad),
and output frequency is f , a condition formula for
determining possibility and impossibility of induced
voltage detection, is as follows.

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

As is apparent from the condition formula, it is
understood that detection of induced voltage is
principally impossible when a conducting interval of
180° by electrical angle is employed. When a greater
torque is required, an amplitude of a current should be
increased. When an amplitude of a current is increased,
a residual current due to motor inductance becomes
greater. In the worst case, a current flowing in a
stator winding is not cut off during a 180° term (a term
corresponding to 180° by electrical angle). Therefore,
an amplitude of a current should be limited so that a
current flowing in a stator winding is securely cut off
during the 180° term. Consequently, an amplitude of a
current cannot be increased too much when high speed
revolution is performed and/or when conducting period is
lengthened.

When the arrangement illustrated in Fig. 14 is

employed, the voltage E_{N-0} at the neutral point 13d of the Y-connected stator windings 13u, 13v, 13w becomes the following equation:

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

In other words, the voltage E_{N-0} becomes a sum {refer to Fig. 23(G)} of 3n order higher harmonic components (wherein, n is an integer) which are included in the inverter output waveforms {refer to Figs. 23(A), 23(B) and 23(C)} and the induced voltage waveforms {refer to Figs. 23(D), 23(E) and 23(F)} of a motor.

Further, the voltage V_{M-0} at the neutral point 14d of the Y-connected resistors 14u, 14v, 14w becomes the following equation {refer to Fig. 23(H)}:

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

Therefore, the 3n order higher harmonic component is taken out by obtaining a difference $E_{N-0} - V_{M-0}$ {refer to Fig. 23(I)} between the both voltages E_{N-0} , V_{M-0} . The arrangement illustrated in Fig. 14 is not limited by the condition formula and is applicable to conducting term having an arbitrary angle, because the both equations are independent of a current. That is, magnetic pole position detection is achieved without using a magnetic pole position sensor especially when high speed revolution is performed and/or when

conducting period is lengthened and when an amplitude of a current is increased. Also, magnetic pole position detection is achieved without using a magnetic pole position sensor especially when a conducting interval of 180° by electrical angle is employed.

5 In the foregoing, driving and controlling of a brushless D.C. motor is described under only a condition that the brushless D.C. motor is under steady operation. But, the above driving and controlling cannot be achieved when the brushless D.C. motor is stopped, because no induced voltages are generated. Therefore, 10 when driving of the brushless D.C. motor is started, three-phase alternating voltage is externally and forcibly supplied to the brushless D.C. motor so that the rotor is rotated by synchronized operation. When the rotor begins its revolution, an induced volatge is 15 generated so that the above driving and controlling of the brushless D.C. motor is achieved.

Further, when the conducting interval of 180° by electrical angle is employed, and when a brushless D.C. 20 motor in which permanent magnets are installed interior of a rotor which motor has a special application, is driven under a condition of high revolution and great load, the motor current and the integration signal of the position detector are varied as are illustrated in

Figs. 24(A) and 24(B). It is understood that the integration signal is greatly disorder when the conducting interval of 180° by electrical angle is employed, by comparing the motor current and the integration signal to the motor current and the integration signal {refer to Figs. 25(A) and 25(B)} which are obtained when the conducting interval of 120° by electrical angle is employed. Of course, a difference signal between voltages is disorder. Therefore, when a slight varying in load, resonance and the like in the driving system of the inverters and the brushless D.C. motor are generated, a point is appeared at which the integration signal is not zero-crossed due to the disorder so that the position signal is not obtained and the brushless D.C. motor may step out. The motor current illustrated in Fig. 24(A) is different from the current waveforms illustrated in in Figs. 2(A), 12(B) and 13(B). The difference is caused by difference in motor application. Provided that such disadvantage are rarely generated.

To dissolve such disadvantage which is generated under a special condition, so that reliability of the apparatus for driving and controlling the brushless D.C. motor is improved, the conducting interval should be determined to be more than 120° and less than 180° by

electrical angle. Figs. 26 through 30 illustrate motor currents and integration signals which correspond to cases that the conducting interval is determined to be 130°, 140°, 150°, 160°, and 170° by electrical angle, respectively. As is apparent from those figures, disorder in integration signals are eliminated.

Further, operating ranges of a compressor (a compressor which employs a brushless D.C. motor as a driving source), and motor efficiencies of the brushless D.C. motor are illustrated in Figs. 31 and 32 which correspond to cases that the conducting interval is determined to be 130°, 140°, 150°, and 180° by electrical angle, respectively, and that the input currents are determined to be the same to one another.

As is apparent from Fig. 31, the operating ranges scarcely vary when the conducting interval is determined to be 140°-170° by electrical angle. Also, as is apparent from Fig. 32, lowering in the motor efficiency is less than 1% when the conducting interval is determined to be 140°-170° by electrical angle.

Therefore, it is preferable that the conducting interval is determined to be 140°-170° by electrical angle. In this case, the above disadvantage is securely prevented from occurrence with scarcely reducing of the operating range and with scarcely lowering the motor efficiency,

so that the reliability is remarkably improved.

Further, an arrangement may be employed instead of the position detection circuitry which includes the amplifier 15, integrator 16 and zero-cross comparator 17. The arrangement is illustrated in Fig. 33(A), and has an amplifier 115 which is supplied the voltage at the neutral point 13d (refer to Fig. 14) to a non-reversed input terminal through a resistor 115a, is supplied the voltage at the neutral point 14d (refer to Fig. 14) to a reversed input terminal. And, a resistor 115b and a capacitor 116b are connected in parallel between an output terminal and the reversed input terminal of the amplifier 115. Furthermore, an arrangement which is illustrated in Fig. 33(B) may be employed. The arrangement is obtained by adding an amplifier 117 to the arrangement illustrated in Fig. 33(A), which amplifier 117 has a resistor which is connected between an output terminal and a reversed input terminal. In this arrangement, an output signal from the amplifier 115 is supplied to the reversed input terminal of the amplifier 117 through a resistor. Further, an arrangement which is illustrated in Fig. 33(C) may be employed. The arrangement is obtained by replacing the amplifiers 115 and 117 to one another, which amplifiers appear in Fig. 33(B). When the

arrangement illustrated in Fig. 33(C) is employed, the voltage at the neutral point 13d may be supplied to the reversed input terminal of the amplifier 117 through a resistor and the voltage at a neutral point 14d may directly be supplied to a non-reversed input terminal of the amplifier 117. When one of those arrangements is employed, operation which is similar to that of a corresponding portion which is illustrated in Fig. 14 is achieved.

Further, reducing in power consumption is required for an electrical equipment such as air conditioner, vacuum cleaner, electrical washer and the like, and a brushless D.C. motor and an inverter which are drawn attention in recent years, are going to be employed. When the apparatus for driving and controlling a brushless D.C. motor according to the present invention is applied to those electrical equipments, power consumption is further reduced in comparison to conventional electrical equipments which employ a brushless D.C. motor and inverters.

Possibility in Industrial Utilization

The present invention performs improvement in efficiency and enlargement in operating range of a

brushless D.C. motor which is employed as a driving source in various applications.

5

10

15

20

25

What is claimed is:

1. A brushless D.C. motor driving and
controlling method which drives a brushless D.C. motor
(3)(13) using voltage-fed inverters (2)(5)(12)(20), said
method is characterized in that a conducting interval of
voltage-fed inverters is determined to be a
predetermined interval which is more than 120° and equal
or less than 180° by electrical angle.

2. A brushless D.C. motor driving and
controlling method as set forth in claim 1, wherein
outputs of said voltage-fed inverters (2)(5)(12)(20) are
modulated so as to output pulse signals, each pulse
signal having constant pulse widths within an entire
conducting interval.

3. A brushless D.C. motor driving and
controlling method as set forth in claim 1 or claim 2,
wherein a rotor (3e) is employed which includes
permanent magnets (3f) in the interior of said rotor
(3e), as said rotor (3e) of said brushless D.C. motor
(3)(13).

4. A brushless D.C. motor driving and
controlling method as set forth in claim 3, wherein said
voltage-fed inverters (2)(5)(12)(20) are controlled so
that a phase of inverter output voltage is advanced from



a phase of the inverter output voltage with respect to
an induced voltage of said brushless D.C. motor
(2)(5)(12)(20), the latter phase being a phase which
makes a brushless D.C. motor current and the induced
voltage of the brushless D.C. motor (2)(5)(12)(20) to be
the same phase to one another.

5

5. A brushless D.C. motor driving and
controlling method as set forth in one of claims 1
through 4, wherein said conducting interval of voltage-
fed inverters (2)(5)(12)(20) is determined to be 180° by
electrical angle.

10

6. A brushless D.C. motor driving and
controlling method as set forth in one of claims 1
through 5, said method obtains a first voltage at a
neutral point (14d) by connecting one ends of resistors
(14u)(14v)(14w), the other end of each resistor
(14u)(14v)(14w) is connected to each output terminal of
said voltage-fed inverters (2)(5)(12)(20), obtains a
second voltage at a neutral point (13d) by connecting
one ends of stator windings (13u)(13v)(13w) of said
brushless D.C. motor (3)(13), and detects a magnetic
pole position of said rotor (3e) of said brushless D.C.
motor (3)(13) based upon a difference between the first
voltage and the second voltage.

15

20

7. A brushless D.C. motor driving and

25



controlling method as set forth in claim 6, wherein said
conducting interval of said voltage-fed inverters
(2)(5)(12)(20) to be a predetermined interval which is
more than 120° and less than 180° by electrical angle.

5 8. A brushless D.C. motor driving and
controlling method as set forth in claim 6, wherein said
conducting interval of said voltage-fed inverters
(2)(5)(12)(20) to be a predetermined interval which is
equal or more than 140° and equal or less than 170° by
electrical angle.

10 9. A brushless D.C. motor driving and
controlling apparatus which drives a brushless D.C.
motor (3)(13) using voltage-fed inverters
(2)(5)(12)(20), said apparatus comprising;

15 a conducting interval determining means (18)(19)
for determining a conducting interval of voltage-fed
inverters (2)(5)(12)(20) to be a predetermined interval
which is more than 120° and equal or less than 180° by
electrical angle.

20 10. A brushless D.C. motor driving and
controlling apparatus as set forth in claim 9, further
comprises a modulating means (18d)(18d') for modulating
outputs of said voltage-fed inverters (2)(5)(12)(20) so
as to output pulse signals, each pulse signal having
constant pulse widths within an entire conducting

25



interval.

11. A brushless D.C. motor driving and
controlling apparatus as set forth in claim 9 or claim
10, wherein said apparatus employs a rotor (3e) which
includes permanent magnets (3f) in the interior of said
rotor (3e), as said rotor (3e) of said brushless D.C.
motor (3)(13).

12. A brushless D.C. motor driving and
controlling apparatus as set forth in claim 10, further
comprises a phase controlling means (18a)(18a')(18e) for
controlling said voltage-fed inverters (2)(5)(12)(20) so
that a phase of inverter output voltage is advanced from
a phase of the inverter output voltage with respect to
an induced voltage of said brushless D.C. motor (3)(13),
the latter phase being a phase which makes a brushless
D.C. motor current and the induced voltage of said
brushless D.C. motor (3)(13) to be the same phase to one
another.

13. A brushless D.C. motor driving and
controlling apparatus as set forth in one of claims 9
through 12, wherein said conducting interval determining
means (18)(19) determines a conducting interval of said
voltage-fed inverters (2)(5)(12)(20) to be 180° by
electrical angle.

14. A brushless D.C. motor driving and

25



controlling apparatus as set forth in one of claims 9 through 13, further comprises

resistors (14u)(14v)(14w) each of which is connected its one end to each output terminal corresponding to each phase of said voltage-fed inverters (2)(5)(12)(20) and which resistors (14u)(14v)(14w) are connected their other ends to one another,

a difference voltage outputting means (15) for receiving a first voltage at a neutral point (14d) which voltage is obtained by connecting the other ends of said resistors (14u)(14v)(14w), for receiving a second voltage at a neutral point (13d) which voltage is obtained at the neutral point (13d) point at which stator windings (13u)(13v)(13w) of said brushless D.C. motor (3)(13) are connected to one another, and for outputting a difference voltage between the first voltage and the second voltage, and

a rotor position detecting means (16)(17) for detecting a magnetic pole position of said rotor (3a)(3e) of said brushless D.C. motor (3)(13) based upon the difference voltage.

15. A brushless D.C. motor driving and controlling apparatus as set forth in claim 14, wherein said conducting interval determining means (18)(19)



determins a conducting interval of said voltage-fed
inverters (2)(5)(12)(20) to be a predetermined interval
which is more than 120° and less than 180° by electrical
angle.

16. A brushless D.C. motor driving and
controlling apparatus as set forth in claim 14, wherein
said conducting interval determining means (18)(19)
determins a conducting interval of said voltage-fed
inverters (2)(5)(12)(20) to be a predetermined interval
which is equal or more than 140° and equal or less than
170° by electrical angle.

17. An electrical equipment is characterized in
that said equipment employs a brushless D.C. motor
(3)(13) as a driving source which motor is driven and
controlled by said brushless D.C. motor driving and
controlling apparatus according to one of claims 9
through 16.

