

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2017-169295

(P2017-169295A)

(43) 公開日 平成29年9月21日 (2017.9.21)

(51) Int.Cl.
H02P 27/08 (2006.01)

F I
H02P 27/08

テーマコード (参考)
5H505

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2016-50388 (P2016-50388)
(22) 出願日 平成28年3月15日 (2016.3.15)

(71) 出願人 502129933
株式会社日立産機システム
東京都千代田区神田練堀町3番地
(74) 代理人 100098660
弁理士 戸田 裕二
(72) 発明者 高岡 碧
東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内
(72) 発明者 戸張 和明
東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内
(72) 発明者 岩路 善尚
東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内

最終頁に続く

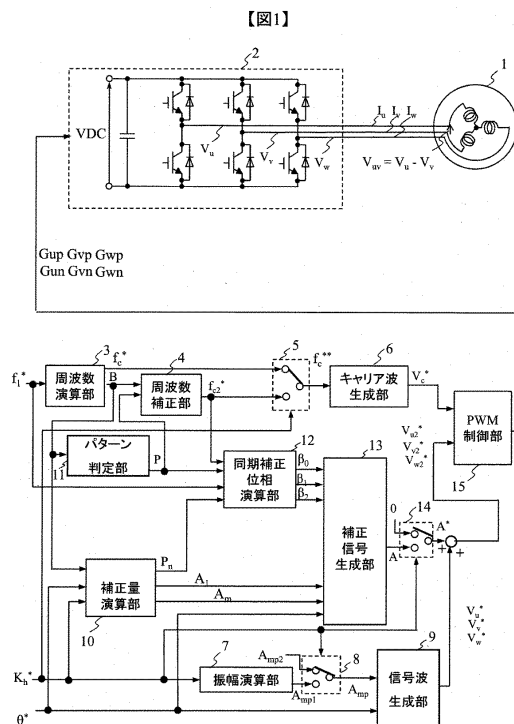
(54) 【発明の名称】 モータの制御装置および駆動システム

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 交流モータの駆動範囲を広げるためには、非同期PWM制御の対応、および、キャリア周波数の上限を高周波化させるため、交流モータを過変調域で駆動した際に生じる高調波損失を低減あるいは最小化することである。

【解決手段】 変調率が1以上の所定の値に達した場合、最終補正信号波を0から前記同期補正信号に切り換える第二変調モード判定部と、前記変調率が1以上の所定の値に達した場合、最終振幅を前記第一振幅から固定振幅に切り換える第三変調モード判定部と、を備えることを特徴とするモータ制御装置。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電圧によって正規化される変調率に基づいて第一振幅を演算する振幅演算部と、電圧位相および前記第一振幅に基づいて信号波を生成する信号波生成部と、基本波周波数に基づいてベース数およびキャリア周波数を演算する周波数演算部と、前記キャリア周波数に基づいてキャリア波を生成するキャリア波生成部と、前記信号波と前記キャリア波を比較し、ゲート信号を出力するPWM制御部と、前記ゲート信号に基づいてスイッチング素子を制御し、パルス電圧を出力するインバータと、を備えるモータ制御装置において、

前記キャリア周波数と前記基本波周波数の比であるベース数およびパターンに基づいて補正キャリア周波数を演算する周波数補正部と、

前記ベース数に基づいて前記パターンを演算するパターン判定部と、

前記変調率が1以上の所定の値に達した場合、最終キャリア周波数を前記キャリア周波数から前記補正キャリア周波数に切り換える第一変調モード判定部と、

前記変調率、前記電圧位相および前記ベース数に基づいてパルス数、ゼロクロス補正量およびピーク補正量を演算する補正量演算部と、

前記パルス数と前記補正キャリア周波数と前記パターンおよび前記基本波周波数に基づいてゼロ保持位相、ゼロクロス位相およびピーク位相を演算する同期補正位相演算部と、

前記ゼロ保持位相、前記ゼロクロス位相、前記ピーク位相、前記ピーク補正量、前記ゼロクロス補正量および前記電圧位相に基づいて同期補正信号を生成する補正信号生成部と

、前記変調率が1以上の所定の値に達した場合、最終補正信号波を0から前記同期補正信号に切り換える第二変調モード判定部と、

前記変調率が1以上の所定の値に達した場合、最終振幅を前記第一振幅から固定振幅に切り換える第三変調モード判定部と、を備えることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項2】

請求項1に記載するモータ制御装置において、

前記補正量演算部は、

前記変調率と前記ベース数に基づいて、前記パルス数および、下記数式の高調波損失を低減あるいは最小化するような前記制御角を演算する制御角演算部と、

前記ベース数に基づいて前記パターンを判定する第二パターン判定部と、

前記パルス数と前記制御角と前記変調率に基づいて前記ゼロクロス補正量を演算するゼロクロス補正量演算部と、

前記変調率に基づいて前記ピーク量補正部を演算するピーク補正量演算部と、を備えることを特徴とするモータ制御装置。

【数1】

$$W_h \propto \sum_n V_n^2 n^{\lambda-2} = \frac{4}{\pi^2} \sum_n \left(\sum_n (-1)^k \cos n \alpha_k \right)^2 n^{\lambda-4}$$

ただし、 W_h : 損失係数 n : 高調波次数 V_n : 高調波電圧

【請求項3】

請求項1に記載するモータ制御装置において、

前記ゼロクロス補正位相は、前記パルス電圧が前記電圧位相0,180degから各々 ± 38 deg以内でオン動作およびオフ動作するように演算され、

前記ピーク補正位相は、前記電圧位相90,270degから各々 ± 5 deg以内でオフ動作するように演算されることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項4】

請求項1に記載するモータ制御装置において、

前記ゼロクロス補正量は、前記変調率が1.22より小さい場合、前記変調率が変化しても

10

20

30

40

50

前記変調率に依らず演算され、

前記電圧位相0,180degから各々±38deg以内の領域で前記パルス電圧がオン動作およびオフ動作するタイミングが一致するように演算されることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項5】

請求項1に記載するモータ制御装置において、

前記ピーク補正量は、前記変調率が1.22より小さい場合、前記変調率に基づいて、前記パルス電圧が前記電圧位相90,270degから各々±5deg以内でオフ動作するように演算されることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項6】

請求項1に記載するモータ制御装置において、

前記ゼロクロス補正量は、前記変調率が1.22より大きい場合、前記変調率に基づいて演算され、

前記ピーク補正量は、1に設定されることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項7】

請求項1に記載するモータ制御装置において、

前記キャリア波が前記基本波周波数に依らず固定値である場合、

前記ベース数および前記パルス数Pnに基づいて、第二ゼロ保持位相 02、第二ゼロクロス位相 12および第二ピーク位相 22を演算する非同期補正位相演算部16を備え、

前記第二ゼロ保持位相、前記第二ゼロクロス位相、前記第二ピーク位相 22、前記ゼロクロス補正量A1、前記ピーク補正量Amおよび電圧位相 *に基づいて、非同期補正信号を生成する補正信号生成部を備えることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項8】

請求項7に記載するモータ制御装置において、前記制御角は、前記信号波の周期と前記キャリア波の周期の最小公倍周期を基準とした下記数式を低減あるいは最小化するように演算されることを特徴とするモータ制御装置。

【数2】

$$W_h \propto \sum_{\frac{1}{T} < n < H} V_n^2 n^{\lambda-2} = \frac{4}{\pi^2} \sum_{\frac{1}{T} < n < H} \frac{2}{\pi} \left(\sum_{n=\frac{1}{T}} \left((-1)^n \cos n\alpha_k \right) n \right)^2 + \left(\sum_{n=\frac{1}{T}} \left((-1)^k \sin n\alpha_k \right) n \right)^2 n^{\lambda-4}$$

【請求項9】

請求項1～請求項8のいずれか1項に記載するモータ制御装置を備え、

トルク指令あるいは周波数指令に基づいて前記基本波周波数および前記変調率を演算するベクトル制御部およびV/f制御部と、

前記ベクトル制御部と前記V/f制御部を切り換える制御選択部と、

前記トルク指令および前記周波数指令を切り換える制御モード切り替え部と、

前記基本波周波数に基づいて前記電圧位相を演算する位相演算部と、を備えることを特徴とするモータ駆動システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、高調波損失を低減するためモータ制御装置および駆動システムに関する。

【背景技術】

【0002】

インバータを用いたPWM制御によるモータ駆動システムにおいて、各種損失の低減が望まれている。損失は、モータに発生する損失(以下、モータ損失)と、インバータで発生する損失(以下、インバータ損失)に分けられる。モータ損失は、基本波成分に起因した損失(以下、基本波損失)と、高調波成分に起因した損失(以下、高調波損失)がある。インバータ損失は、スイッチング素子のオンオフ動作に起因する損失(以下、スイッチング損失)と

10

20

30

40

50

、スイッチング素子の導通時に発生する損失(以下、導通損失)がある。

【0003】

基本波損失は、インバータによる可変速駆動を採用することによって、商用電源による一定速駆動に比べて低減される。しかし、スイッチング動作により電圧・電流が歪み、高調波成分が発生するため、高調波損失が増加する。高調波成分および高調波損失は、インバータのキャリア周波数の向上により低減できる。しかし、同時にスイッチング損失が増加するため、キャリア周波数を増加せずに高調波損失を低減することが望まれる。特に、過変調域でモータを駆動すると、高調波成分および高調波損失が顕著に増加することが知られており、その低減が望まれている。

【0004】

特許文献1は、鉄道向け同期PWM制御の技術であり、過変調域で発生する高調波損失低減のため、基本波位相のゼロクロス点(0,180deg)およびピーク点(90,270deg)近傍でパルス電圧が1回以上オンまたはオフ動作させ、その他の位相領域ではオンまたはオフ状態を保持させている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2015-053824

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

特許文献1の問題点は、同期PWM制御向けの手法であるため、非同期PWM制御には対応していないことと、鉄道向けであるため、キャリア周波数の上限が低く、狭い範囲の駆動領域でしか効果が表れないことである。

【0007】

過変調域の高調波損失を低減し、その効果が表れる駆動範囲を広げるためには、非同期PWM制御の対応、および、キャリア周波数の上限を高周波化させる必要がある。

【0008】

そこで、本発明の課題は、交流モータを過変調域で駆動した際に生じる高調波損失を低減あるいは最小化することである。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記課題を解決するために、本発明は、一例として、変調率が1以上の所定の値に達した場合、最終補正信号波を0から前記同期補正信号に切り換え、前記変調率が1以上の所定の値に達した場合、最終振幅を前記第一振幅から固定振幅に切り換える。

【発明の効果】

【0010】

本発明により、インバータを用いて交流モータを過変調域で駆動した際に発生する高調波損失を低減することができる。これにより、交流モータの高出力化あるいは冷却系の小型化などの効果を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】本発明の実施例1の構成図

【図2】本発明の実施例1の要素

【図3】同期PWM制御のパルスパターン例

【図4】過変調域、変調域でのパルスパターン例

【図5】3次調波重畳方式のパルスパターンの例

【図6】高調波抵抗と高調波次数の関係

【図7】高調波電圧と高調波次数、高調波損失の関係

【図8】最適化されたパルスパターン例

10

20

30

40

50

【図9】パルスパターンとキャリア波の関係

【図10】変調率 $K_h \cdot 1.2$, $f_{c2} = 21f_1$ における3次調波重畳方式のパルスパターン

【図11】変調率 $K_h \cdot 1.2$, $f_{c2} = 33f_1$ における本実施例のパルスパターン

【図12】変調率 $K_h \cdot 1.15-1.21$, $f_{c2} = 33f_1$ における本実施例のパルスパターン

【図13】変調率 $K_h \cdot 1.22-1.27$, $f_{c2} = 33f_1$ における本実施例のパルスパターン

【図14】本発明の実施例1の効果

【図15】本発明の実施例2の構成図

【図16】非同期PWM制御のパルスパターン例

【図17】非同期PWM制御の基準周期

【図18】本発明の実施例2の効果

10

【図19】本発明の実施例3の構成図

【図20】高調波損失の周波数依存性

【発明を実施するための形態】

【実施例1】

【0012】

図1～図14および図20を用いて実施例1を説明する。

【0013】

図1は、実施例1におけるモータ制御装置の構成図であり、図2はその要素である。インバータ2は、直流電圧VDCを任意の周波数に変換することで、交流モータ1を制御することができる。交流モータ1は、パルス電圧(U相パルス電圧Vu, V相パルス電圧Vv, W相パルス電圧Vw)が印加されることで、三相交流電流(U相電流Iu, V相電流Iv, W相電流Iw)が流れ、駆動周波数fで駆動する。ここで、交流モータ1のU-V相の間にかかる電圧を、線間電圧VuVと呼ぶ。

20

【0014】

周波数演算部3は、基本波周波数 f_1 に基づいてキャリア周波数 f_{c^*} 、ベース数Bを演算する。ここで、ベース数Bとは、キャリア周波数 f_{c^*} と基本波周波数 f_1 の比である。

【0015】

周波数補正部4は、ベース数BおよびパターンPに基づいて補正キャリア周波数 f_{c2^*} を演算する。

【0016】

第一変調モード判定部5は、変調率 K_h が1以上の所定の値に達した際、最終キャリア周波数 f_{c2^*} をキャリア周波数 f_{c^*} から補正キャリア周波数 f_{c2^*} に切り換える。

30

【0017】

キャリア波生成部6は、最終キャリア周波数 f_{c2^*} に基づいて、キャリア波 V_{c^*} を出力する。キャリア波 V_{c^*} は、図3に示すような振幅1(直流電圧VDC/2で正規化)の三角波であり、電圧位相 θ_{c^*} に依存した関数である。

【0018】

振幅演算部7は、変調率 K_h に基づいて第一振幅Amp1を演算する。

【0019】

第二変調モード判定部8は、変調率 K_h が1以上の所定の値に達した際、最終振幅Ampを第一振幅Amp1から固定振幅Amp2に切り換える。

40

【0020】

信号波生成部9は、電圧位相 θ_{c^*} および最終振幅Ampに基づいて、信号波(U相信号波Vu*, V相信号波Vv*, W相信号波Vw*)を出力する。信号波Vu*は図3に示すような正弦波であり、電圧位相 θ_{c^*} に依存した関数である。

【0021】

補正量演算部10は、変調率 K_h 、電圧位相 θ_{c^*} およびベース数Bに基づいて、パルス数Pn、ゼロクロス補正量A1およびピーク補正量Amを演算する。

【0022】

パターン判定部11では、ベース数に基づいて、パターンPを判定する。ここで、パター

50

ンPが1の時は，第一パターン，Pが2の時は，第二パターンとなる。

【 0 0 2 3 】

同期補正位相演算部12は，パルス数Pn，パターンP，補正キャリア周波数fc2*および基本波周波数f1*に基づいて，ゼロ保持位相 0，ゼロクロス位相 1およびピーク位相 2を演算する。ここで，ゼロ保持位相 0は，キャリア波Vc*の1/4周期分の位相である。

【 0 0 2 4 】

補正信号生成部13は，ゼロ保持位相 0，ゼロクロス位相 1，ピーク位相 2，ゼロクロス補正量A1，ピーク補正量Amおよび電圧位相 *に基づいて同期補正信号Aを生成する。同期補正信号Aは，電圧位相 *に依存した関数である。

【 0 0 2 5 】

第三変調モード判定部14は，変調率Kh*が1以上の所定の値に達した際，最終補正信号A*を0から同期補正信号Aに切り換える。

【 0 0 2 6 】

PWM制御部15は，最終補正信号A*を信号波Vu*，Vv*，Vw*に加算して得られる補正信号波Vu2*，Vv2*，Vw2*とキャリア波Vc*を比較することで，ゲート信号Gun，Gup，Gvn，Gvp，Gwn，Gwvを生成し，それをインバータ2に出力する。インバータ2は，ゲート信号Gun，Gup，Gvn，Gvp，Gwn，Gwvに基づいて，スイッチング素子をオンまたはオフ制御し，パルス電圧Vu，Vv，Vwを交流モータ1に印加する。

【 0 0 2 7 】

図2は，補正量演算部10の構成図要素である。制御角演算部10aは，変調率Kh*およびベース数Bに基づいて，制御角 およびパルス数Pnを演算する。

【 0 0 2 8 】

ピーク補正量演算部10bは，変調率に基づいてピーク補正量Amを演算する。

【 0 0 2 9 】

ゼロクロス補正量演算部10cは，パルス数Pnおよび変調率Kh*に基づいてゼロクロス補正量A1を演算する。

【 0 0 3 0 】

以上が，実施例1の構成図および要素の説明である。次に，PWM制御の動作原理について説明する。

【 0 0 3 1 】

PWM制御部15は，キャリア波Vc*の半周期毎に信号波Vu*，Vv*，Vw*の値を取得し，キャリア波Vc*と比較することで，ゲート信号Gun，Gup，Gvn，Gvp，Gwn，Gwvのハイもしくはローを決定する。インバータ2は，ゲート信号Gun，Gup，Gvn，Gvp，Gwn，Gwvのハイもしくはローに応じてパルス電圧Vu，Vv，Vwを交流モータ1に出力する。例えば，図3の区間Aにおいて区間A'は，信号波Vu*がキャリア波Vc*よりも大きいため，ゲート信号Gupがハイ，Gunがローとなり，パルス電圧Vuはオンとなる。このため，パルス電圧Vu，Vv，Vwのパルスの数は，キャリア波Vc*の1周期に1つしか配置されない。以下，パルス電圧Vu，Vv，Vwと電圧位相 *の波形図をパルスパターンと呼ぶ。

【 0 0 3 2 】

PWM制御は，同期PWM制御と非同期PWM制御がある。実施例1では，同期PWM制御について記述する。同期PWM制御では，信号波Vu*とキャリア波Vc*の符号が切り替わるゼロクロス点を図3のBに示す通り，一致させる。このため，キャリア周波数fc*は，周波数演算部3によって，基本波周波数f1*の整数倍となるように演算され，パルス電圧Vuは，信号波Vu*，Vv*，Vw*の周期T1に対して，周期波形となる。また，キャリア周波数fc*は，パルス電圧Vu，Vv，Vwを対称に保つため，(数1)を満たすように演算される。

【 0 0 3 3 】

【 数 1 】

$$f_c^* = 6P_n \pm 3 \leq f_{cmax} \dots\dots\dots (数 1)$$

10

20

30

40

50

【 0 0 3 4 】

ここで、Pnとは、基本波1周期当りのパルス電圧Vu、Vv、Vwのパルス数である。例えば、図3(a)に示すパルスパターンのパルス数Pnは、9パルスである。また、f_{cmax}とは、同期PWM制御が可能な最大キャリア周波数である。例えば、鉄道用インバータの最大キャリア周波数fcは、数百Hz程度であり、汎用インバータの最大キャリア周波数f_{cmax}は、数kHz程度である。最大キャリア周波数f_{cmax}より高いキャリア周波数fc*でPWM制御する場合は、非同期PWM制御を用いる。以上が、PWM制御の動作原理である。

【 0 0 3 5 】

次に、PWM制御の問題点である高調波損失Whについて説明する。PWM制御では、インバータ2のスイッチング素子のオンまたはオフ動作に伴い、電圧・電流に歪みが発生する。この歪みは、図2(b)に示す高調波成分として表すことができ、これによって高調波損失Whが発生する。特に、モータを過変調域で駆動すると、高調波成分および高調波損失Whは、顕著に増加する。過変調域とは、変調率Kh*が1(p.u.)を超える領域のことであり、変調率Kh*が1(p.u.)より小さい領域は、変調域と呼ばれる。図4に過変調域(Kh=1.24)および変調域(Kh=0.6)でモータを駆動した時の波形図を示す。図4(a)の通り、過変調域のパルス数Pn(7パルス)は、変調域のパルス数Pn(9パルス)より小さくなる。これは、図4(a)の区間Aに示す電圧位相θ* = 90deg近傍の信号波Vu*の大きさが、キャリア波Vc*の振幅、すなわち1p.u.より大きくなるからである。この結果、高調波電圧Vnの実効値が増加し、高調波損失Whも増加する。例えば、図4(b)に示すとおり、7次の高調波電圧Vnは、変調域でモータを駆動した場合、高調波電圧Vn=0.105 p.u.となる。一方、過変調域でモータを駆動した場合、その実効値は、高調波電圧Vn=0.258 p.u.となり、変調域でモータを駆動した場合に比べ、およそ2倍となる。また、13次の高調波電圧Vnの実効値は、変調域でモータを駆動した場合、0.008 p.u.となる。過変調域でモータを駆動した場合、その実効値は0.291 p.u.となり、変調域でモータを駆動した場合に比べて、およそ30倍となる。このように、過変調域では、信号波の振幅がキャリア波の振幅を越えるため、高調波電圧Vnの実効値が顕著に増加し、高調波損失Whも増加する。ここで、高調波電圧Vnとは、パルスパターンにより決定される高調波成分の実効値であり、パルス電圧Vu、Vv、Vwがオンからオフもしくはオフからオンに切り替わる位相θ (以下、制御角θ)に依存し、(数2)の通り表わされる。

【 0 0 3 6 】

【 数 2 】

$$V_n = \frac{2}{n\pi} \left(\sum_n (-1)^n \cos n\alpha_n \right)^2 \dots\dots\dots (数 2)$$

ただし、n：高調波次数

【 0 0 3 7 】

また、変調率Kh*も制御角θに依存し、(数3)の通り表わされる。

【 0 0 3 8 】

【 数 3 】

$$K_h = \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k + 1, M = \frac{P_n - 1}{2}, 0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < 90 \quad (数 3)$$

【 0 0 3 9 】

以上が、PWM制御の問題点である高調波損失Whの説明である。次に、過変調域の高調波損失Wh低減のための従来手法について説明する。

【 0 0 4 0 】

従来は、信号波Vu*、Vv*、Vw*に基本波周波数f1*の3倍の高調波成分を重畳する3次調波重畳方式を利用していた。これに対し、信号波Vu*、Vv*、Vw*に正弦波を用いる方式を正弦波方式と呼ぶ。3次調波重畳方式の波形図は、図5の通りである。3次調波重畳方式にお

10

20

30

40

50

ける信号波Vu*, Vv*, Vw*の第一振幅Amp1は, 変調率Kh*に基づいて (数4)の通り演算される。

【0041】

【数4】

$$A_{mp1} = K_h^* \times \frac{VDC}{2} - \frac{A_{max} + A_{min}}{2} \dots\dots\dots (数4)$$

ただし, Amax: 振幅の最大値 Amin: 振幅の最小値

【0042】

10

基本波周波数f1*の3倍の高調波成分を重畳するため, 過変調域においても電圧位相 *=90degの信号波Vu*, Vv*, Vw*の大きさは, キャリア波Vc*の振幅, すなわち1p.u.より小さくなる。例えば, 図5の拡大部Aの通り, 変調率Kh*=1.15の場合, 電圧位相 *=90degにおける信号の大きさは0.85p.u.であり, キャリア波Vc*の振幅との差分は, 0.15p.u.となる。よって, 3次調波重畳方式では, 過変調域の高調波電圧Vnの実効値が正弦波方式に比べて低減する。ただし, 変調率Kh*が1.15を越えると, 図5の区間Aにおける信号波の大きさが, キャリア波Vc*の振幅, すなわち1p.u.よりの大きくなるため, 高調波電圧Vnの実効値が顕著に増加し, 高調波損失Whも増加する。

以上が, 変調域の高調波損失Wh低減のための従来手法の説明である。次に, 高調波損失Whと高調波電圧Vnの関係について説明する。

20

【0043】

高調波損失Whは, 交流モータ1の磁石に発生する渦電流や電磁鋼板に発生するヒステリシス損などの総和であり, 高調波電流Inの2乗に比例する。ここで, 高調波電流Inは, (数2)の高調波電圧Vnを用いて, (数5)の通り表わすことができる。

【0044】

【数5】

$$I_n = \frac{V_n}{Z} = \frac{V_n}{2\pi f_1 L_n} \propto \frac{V_n}{n} \dots\dots\dots (数5)$$

30

ただし, Z: 交流モータ1のインピーダンス L: 交流モータ1のインダクタンス

【0045】

また, 高調波損失Whは, 高調波損失の周波数依存性を示す図20に示すように周波数の階乗にも比例するため, (数6)の通り表わされる。

【0046】

【数6】

$$W_h = \sum_n I_n^2 n^\lambda \propto \sum_n V_n^2 n^{\lambda-2} \dots\dots\dots (数6)$$

ただし, λ: 損失係数

40

【0047】

(数2)を(数6)に代入すると, (数7)が得られ, 高調波損失Whは, 制御角 θnによって表わされる。

【0048】

【数7】

$$W_h \propto \sum_n V_n^2 n^{\lambda-2} = \frac{4}{\pi^2} \sum_n \left(\sum_n (-1)^n \cos n\alpha_n \right)^2 n^{\lambda-4} \dots\dots\dots (数7)$$

【0049】

50

ここで、損失係数 α とは、交流モータ1の高調波損失 W_h の特性を表す係数であり、交流モータ1の高調波損失 W_h の要因（図20）によって、以下のように定まる。

【0050】

- (1) $\alpha = 0$: 周波数依存性がなく、銅損が要因となる場合
- (2) $\alpha = 1$: ヒステリシス損が主要因となる場合
- (3) $\alpha = 2$: 渦電流損が主要因となる場合

よって、損失係数 α は、0以上2以下の値となる。たとえば、高調波損失 W_h の主要因がヒステリシス損と銅損である場合、その損失係数 α は0から1の値となる。損失係数 α が0の場合、高調波損失 W_h は周波数依存性を持たないため、高調波電流 I_n と高調波損失 W_h は、比例関係となる。よって、高調波電圧 V_n を低減させることで高調波電流 I_n も低減し、結果として高調波損失 W_h が低減される。しかし、高調波損失 W_h に周波数依存性がある場合、損失係数 α が0より大きくなるため、高調波抵抗 r_n と高調波次数 n は、図6に示す関係となる。つまり、高調波次数 n が高次になるほど高調波抵抗 r_n が大きくなるため、低次の高調波電圧 V_n よりも高次の高調波電圧 V_n が、高調波損失 W_h に影響を与える。よって、高調波損失 W_h は、図7のAに示す低次の高調波電圧 V_n の増加を許容しても、図7のBに示す高次の高調波電圧 V_n を低減することで大幅に低減することができる。すなわち、損失係数 α に合わせて高次の高調波電圧 V_n の実効値を低減する必要がある。

10

【0051】

次に、パルスパターン最適化について説明する。高調波損失 W_h の周波数依存性を考慮してパルスパターンを決定するため、(数7)を最適化の目的関数とし、これを低減あるいは最小化するような制御角 θ を演算する。ここで、(数3)より、変調率 K_h^* は、制御角 θ の影響を受けるため、最適化の拘束条件となる。本実施例では、拘束条件である変調率 K_h^* は、1.2で固定する。

20

【0052】

図8に損失係数 $\alpha = 0.5$ で最適化したパルスパターンを示す。これらのパルスパターンは、以下の特徴を有する。

- (a) 最適化されたパルスパターンは、図8(a)に示す通り、パルス電圧 V_u が電圧位相 $\theta = 0$ degでオンするパターン、および図8(b)に示す通り、パルス電圧 V_u が電圧位相 $\theta = 0$ degでオフするパターンがある。以下、前者を第一パターンと呼び、後者を第二パターンと呼ぶ。
- (b) 最適なパルスパターンは、図8の区間Aの通り電圧位相 $\theta = 90$ degから ± 0.6 deg以内でオフとなる。
- (c) 最適化されたパルスパターンは、電圧位相 $\theta = 0$ degより ± 22 deg以内でパルス電圧 V_u がオン動作およびオフ動作する。
- (d) 上記(a)-(c)以外の電圧位相 θ では、パルス電圧 V_u はオンまたはオフで保持される。

30

【0053】

最適化されたパルスパターンをPWM制御に実装するためには、以下の制約が必要となる。

- (A) 最適化されたパルスパターンは、図9(a)に示す通り、制御角 θ がキャリア波 V_c^* の1周期に2つ以上配置され、キャリア波 V_c^* に対して対称でない。よって、図9(b)に示す通り、制御角 θ は、キャリア波 V_c^* の1周期対し2つ配置され、かつ、キャリア波 V_c^* に対して対称に配置される必要がある。
- (B) (A)の制約を受けつつ、変調率 K_h^* の増加に対してパルス数 P_n は変化させない。

40

【0054】

以上が、パルスパターン最適化についての説明である。

【0055】

本実施例では、周波数補正部4、補正量演算部10、同期補正位相演算部12および補正信号生成部13を用いて、同期補正信号Aを生成し、上記の特徴(a)-(d)および制約(A)・(B)を保持するパルスパターンをインバータ2に出力する。以下、その原理を説明する。

【0056】

特徴(a)より、第一パターン(パターン $P=1$)の場合、キャリア波 V_c^* は、(数8)の制約を受

50

け，第二パターン(パターンP=2)の場合，(数9)の制約を受ける。また，特徴(b)より，キャリア波Vc*は(数10)の制約を受ける。

【 0 0 5 7 】

【 数 8 】

Vc*(0) = -1 (数 8)

【 0 0 5 8 】

【 数 9 】

Vc*(0) = 0 (数 9)

10

【 0 0 5 9 】

【 数 1 0 】

Vc*(90) = 1 (数 10)

【 0 0 6 0 】

周波数補正部4は，ベース数BおよびパターンPに基づいて，(数8)または(数9)および(数10)，(数1)の制約を満たすような補正信号fc2*を演算する。

20

【 0 0 6 1 】

パルス電圧Vuは，制約(A)・(B)を満たした上で(b)-(d)を保持する。この特徴を保持するために，ゼロ保持位相 0は，(数11)に基づいて演算される。

【 0 0 6 2 】

【 数 1 1 】

beta_0 = 180 / (2 * B_2) (数 11)

ここで，補正ベース数B2は，補正キャリア周波数fc2*と基本波周波数f1*の比である。

30

【 0 0 6 3 】

また，ゼロクロス位相 1は，(数12)もしくは(数13)に基づいて演算される。

【 0 0 6 4 】

【 数 1 2 】

beta_1(P) = beta_0 + (180 / (2 * B_2)) * ((P_n + 1) / 4 - 1), P = 1 (数 12)

【 0 0 6 5 】

【 数 1 3 】

beta_1(P) = beta_0 + (180 / (2 * B_2)) * ((P_n - 1) / 4 - 1), P = 2 (数 13)

40

【 0 0 6 6 】

ピーク位相 2は，(数14)の通り演算される。

【 0 0 6 7 】

【数 1 4】

$$\beta_2 = 90 - \frac{180}{B_2} \dots\dots\dots (数 14)$$

【 0 0 6 8 】

変調率 Kh^* が1.22より大きい場合，ピーク補正量 A_1 は，変調率 Kh^* に基づいて(数15)の通り演算される。変調率 Kh^* が1.22より小さい場合，ピーク補正量 A_1 は，変調率 Kh^* に依存せず，制御角 θ に基づいて(数16)の通り演算される。ここで，制御角 θ は，(数7)に基づいて，高調波損失 Wh を低減あるいは最小化するように最適化された値である。

10

【 0 0 6 9 】

【数 1 5】

$$A_1 = A_1(K_h^*) \dots\dots\dots (数 15)$$

【 0 0 7 0 】

【数 1 6】

$$A_1 = A_1(\alpha) \dots\dots\dots (数 16)$$

20

【 0 0 7 1 】

同期補正信号 A は，(数17)を満たすように生成される。

【 0 0 7 2 】

【数 1 7】

$$A(0 \leq \theta^* \leq \beta_0) = 0$$

$$A(\beta_0 < \theta^* \leq \beta_1) = A_1$$

$$A(\beta_1 < \theta^* \leq \beta_2) = 1 \dots\dots\dots (数 17)$$

$$A(\beta_2 < \theta^* \leq 90) = A_m$$

30

【 0 0 7 3 】

電圧位相 θ が90-360(deg)における同期補正信号 A は，波形の対称性により決定される。

【 0 0 7 4 】

キャリア周波数 $fc^*=1050\text{Hz}$ ，基本波周波数 $f1^*=50\text{Hz}$ ，変調率 $Kh^*=1.2$ ，1周期当りのパルス数 $Pn = 13$ ，ベース数 $B=21$ の3次調波重畳方式の波形図を図10に示す。このパルスパターンを基に補正された本発明のパルスパターンを図11に示す。図11に示す補正後のパルスパターンの各パラメータは，以下の通りである。

40

【 0 0 7 5 】

- ・補正キャリア周波数 $fc2^*=33 \times f1^*$
- ・ピーク補正量 $Am=0$
- ・ゼロクロス補正量 $A1=0.1$
- ・パルス数 $Pn=13$

図11に示すパルスパターンの変調率 Kh^* を1.15-1.21まで変化させた際のパルスパターンを図12に示す。これらのパルスパターンは，次の特徴を有する。

【 0 0 7 6 】

・変調率 Kh^* が1.15-1.21の範囲において，電圧位相 $\theta = 0\text{deg}$ 近傍のパルス電圧 Vu の制御角 θ は等しい。

50

【 0 0 7 7 】

・変調率Kh*が1.15-1.21の範囲において、電圧位相 * =0deg近傍のパルス電圧Vuは、24deg以内でオン動作およびオフ動作する。ここで、実施例1で設計する全てのパルスパターンにおいて、電圧位相 * =0deg近傍のパルス電圧Vuは、電気角38deg以内でオン動作およびオフ動作する。

【 0 0 7 8 】

・変調率Kh*が1.15-1.21の範囲において、電圧位相 * =90deg近傍のパルス電圧Vuは、変調率Kh*の変化に応じて、1.6deg以内でオフする。ここで、実施例1で設計する全てのパルスパターンにおいて、電圧位相 * =90deg近傍のパルス電圧Vuは、5deg以内でオフする。

10

【 0 0 7 9 】

変調率Kh*が1.22より大きい場合のパルスパターンを図13に示す。本実施例では、変調率Kh*が1.22より大きい場合、電圧位相 * =90deg近傍のパルス電圧Vuをオンで保持する必要がある。このため、ピーク補正量Amは1に設定される。

【 0 0 8 0 】

本実施例の効果を図14に示す。ここで、高調波損失Whは、(数7)に基づいて、損失係数 =0.5として計算している。また、高調波次数nが200より大きい次数の高調波損失は、0と仮定している。図14に示す通り、本発明のパルスパターンは、補正前のパルスパターンに比べ、高調波損失Whを低減できており、その低減量は、最大で43%である。

20

【 実施例 2 】

【 0 0 8 1 】

図15は、実施例2の構成図であり、図21はその要素である。ただし、実施例1と同等の点については省略する。

【 0 0 8 2 】

キャリア波生成部3は、キャリア周波数fc*に基づいてキャリア波Vc*を出力する。非同期補正位相演算部16は、ベース数Bおよびパルス数Pnに基づいて、第二ゼロ保持位相 02、第二ゼロクロス位相 12および第二ピーク位相 22を演算する。

【 0 0 8 3 】

補正信号生成部13は、第二ゼロ保持位相 02、第二ゼロクロス位相 12、第二ピーク位相 22、ゼロクロス補正量A1、ピーク補正量Amおよび電圧位相 * に基づいて、非同期補正信号A2を生成する。

30

【 0 0 8 4 】

以上が、実施例2の構成である。次に、実施例2の内容について説明する。

【 0 0 8 5 】

実施例2では、非同期PWM制御における過変調域の高調波損失を低減する。非同期PWM制御では、キャリア周波数fc*を基本波周波数f1*に依らず固定とする。このため、キャリア波Vc*と信号波Vu*の符号が切り替わるゼロクロス点は、図16のBに示す通り、一致しない。非同期PWM制御において、パルス電圧Vuは、信号波Vu*とキャリア波Vc*のゼロクロス点が一致しないため、信号の周期T1に対して非周期波形となる。ただし、図17に示す通り、信号波の周期T1と、キャリア波の周期Tcの最小公倍数である周期Tに対して周期波形となる。よって、実施例2では、高調波電圧Vnを最小公倍周期Tを基準に(数18)の通り求める。

40

【 0 0 8 6 】

【 数 1 8 】

$$V_n = \frac{2}{\pi} \sqrt{\left(\sum_{n=\frac{1}{T}} \left((-1)^n \cos n\alpha_n \right) n \right)^2 + \left(\sum_{n=\frac{1}{T}} \left((-1)^n \sin n\alpha_n \right) n \right)^2} \dots\dots\dots (数 18)$$

【 0 0 8 7 】

50

よって、非同期PWM制御では、図16(b)に示す通り、基本波成分より低域にも高調波成分が発生する。制御角 α_k は、(数18)を(数6)に代入して得られる(数19)を低減あるいは最小化するように演算される。また、(数19)の拘束条件である変調率 Kh^* は、1.2に固定して演算される。

【 0 0 8 8 】

【 数 1 9 】

$$W_h \propto \sum_{\frac{1}{T} < n < H} V_n^2 n^{\lambda-2} = \frac{4}{\pi^2} \sum_{\frac{1}{T} < n < H} \frac{2}{\pi} \left(\sum_{n=\frac{1}{T}} \left((-1)^n \cos n \alpha_k \right) n \right)^2 + \left(\sum_{n=\frac{1}{T}} \left((-1)^k \sin n \alpha_k \right) n \right)^2 n^{\lambda-4} \quad (\text{数 } 19)$$

10

【 0 0 8 9 】

図18に実施例2の効果を示す。図18(a)および図18(b)では、従来手法と本発明において、電圧高調波 V_n の実効値が等しいにも関わらず、高調波損失 W_h を低減できている。また、図18(c)および図18(d)において、電圧高調波 V_n の実効値が増加しているにも関わらず、高調波損失 W_h を低減できる。

【 実施例 3 】

【 0 0 9 0 】

図19は、実施例3の構成図であり、実施例1もしくは実施例2を搭載し、交流モータ1を駆動する駆動システムである。

20

【 0 0 9 1 】

実施例3では、コンピュータ17などの上位装置からトルク指令 T^* もしくは周波数指令 f^* が出力される。

【 0 0 9 2 】

V/f制御部18およびベクトル制御部19は、トルク指令 T^* あるいは周波数指令 f^* を基に基本波周波数 f_1^* と変調率 Kh^* を演算する。

【 0 0 9 3 】

制御モード変換部20は、トルク指令 T^* と周波数指令 f^* を切り替える。制御選択部21は、V/f制御部18とベクトル制御部19を切り替える。

【 0 0 9 4 】

位相演算部22は、基本波周波数 f_1^* に基づいて電圧位相 α_k を演算する。実施例3で演算された基本波周波数 f_1^* 、電圧位相 α_k および変調率 Kh^* は、実施例1もしくは実施例2のモータ制御装置に出力され、交流モータ1が駆動する。

30

【 0 0 9 5 】

本実施例により、指令値をトルク指令 T^* もしくは周波数指令 f^* およびベクトル制御部19もしくはV/f制御部18を任意に設定できる。

【 符号の説明 】

【 0 0 9 6 】

- 1... 交流モータ
- 2... インバータ
- 3... 周波数演算部
- 4... 周波数補正部
- 5... 第一変調モード判定部
- 6... キャリア波生成部
- 7... 振幅演算部
- 8... 第二変調モード判定部
- 9... 信号波生成部
- 10... 補正量演算部
- 10a... 制御角演算部
- 10b... ピーク補正量演算部

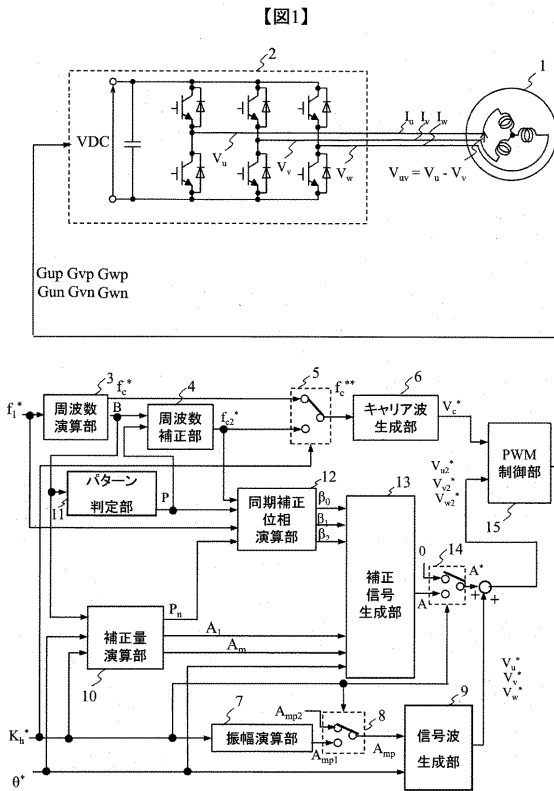
40

50

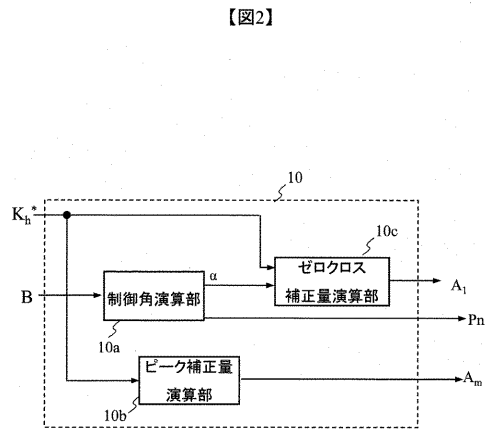
10c... ゼロクロス正量演算部	
11... パターン判定部	
12... 同期補正位相演算部	
13... 補正信号生成部	
14... 第三変調モード判定部	
15... PWM制御部	
16... 非同期補正位相演算部	
17... コンピュータ	
18... V/f制御部	
19... ベクトル制御部	10
20... 制御モード切り替え部	
21... 制御選択部	
22... 位相演算部	
VDC... 直流電圧	
Vu, Vv, Vw... U相パルス電圧, V相パルス電圧, W相パルス電圧	
Iu, Iv, Iw... U相電流, V相電流, W相電流	
Vu*, Vv*, Vw*... U相信号波, V相信号波, W相信号波	
Vu2*, Vv2*, Vw2*... U相補正信号波, V相補正信号波, W相補正信号波	
Vuv... 線間電圧	
Vc*... キャリア波	20
P... パターン	
A... 同期補正信号, A*... 最終補正信号	
A1... ゼロクロス補正量	
Am... ピーク補正量	
Vn... 高調波電圧	
Guu, Gup... U相ゲート信号	
Gvu, Gvp... V相ゲート信号	
Gwu, Gwp... W相ゲート信号	
*... 電圧位相	
f*... 周波数指令	30
*... トルク指令	
Kh*... 変調率	
f1*... 基本波周波数	
fc**... 最終キャリア波周波数	
fc*... キャリア波周波数	
fc2*... 補正キャリア波周波数	
Tc... キャリア波周期	
T1... 信号波周期	
T... キャリア波と信号波の最小公倍周期	
In... 高調波電流	40
Z... 交流モータのインピーダンス	
L... 交流モータのインダクタンス	
... 損失係数	
n... 高調波次数	
Wh... 高調波損失	
... 制御角	
0... ゼロ保持位相	
1... ゼロクロス位相	
2... ピーク位相	
02... 第二ゼロ保持位相	50

- 12... 第二ゼロクロス位相
- 22... 第二ピーク位相
- Amp1... 第一振幅
- Amp2... 固定振幅
- Amp... 最終振幅
- f_{cmax}... 最大キャリア周波数
- P_n... パルス数

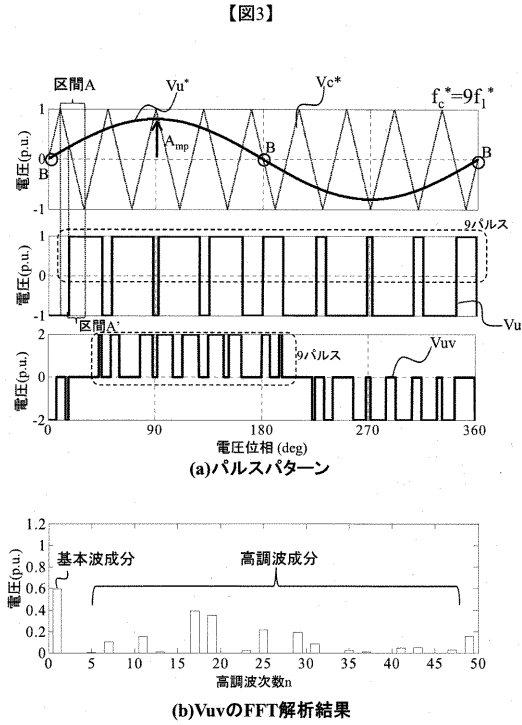
【 図 1 】



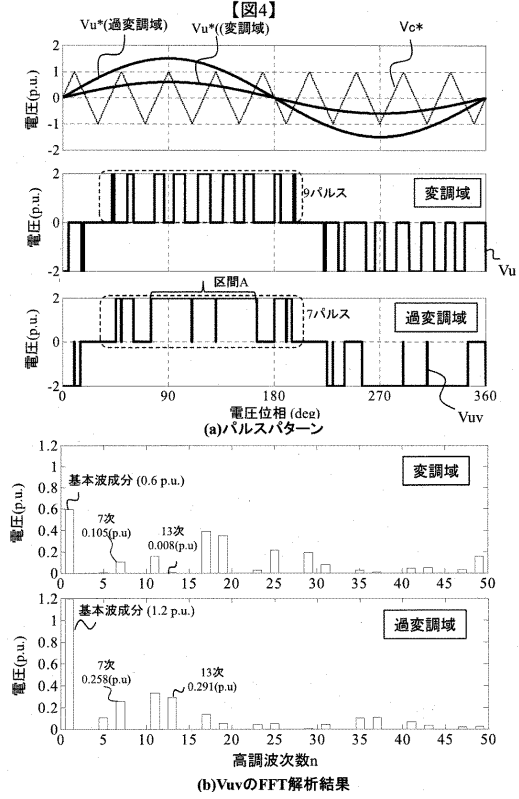
【 図 2 】



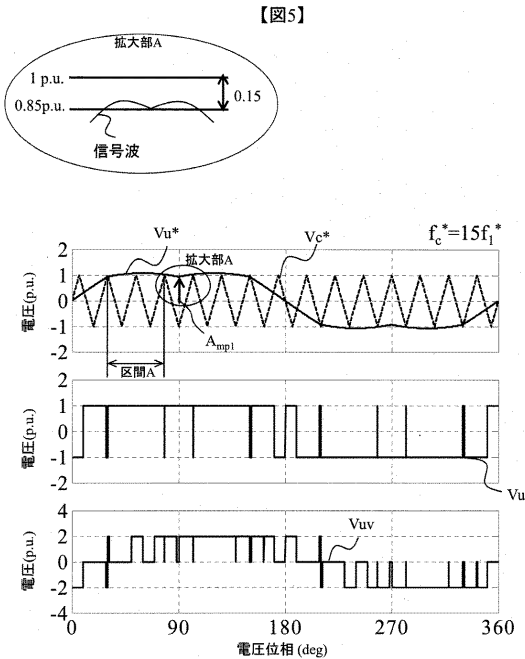
【図3】



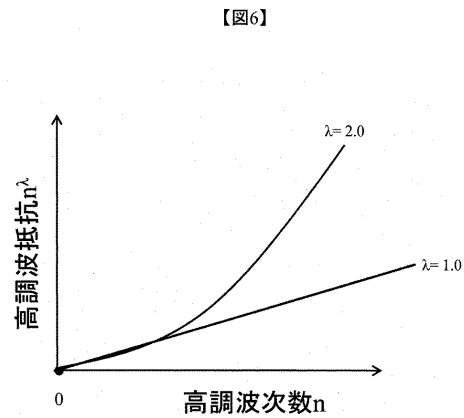
【図4】



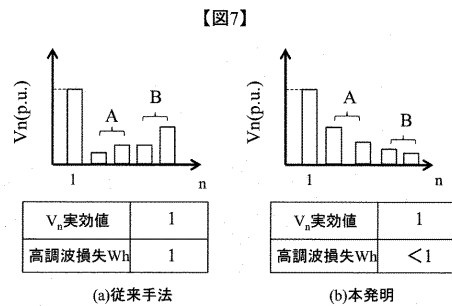
【図5】



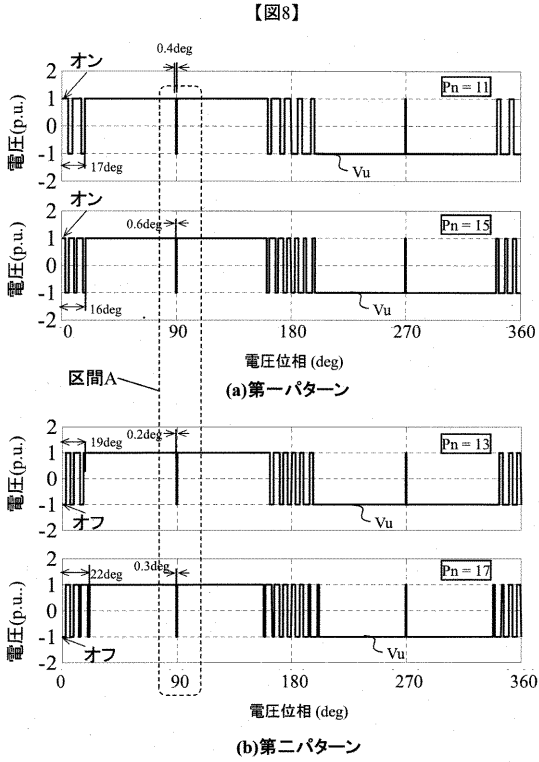
【図6】



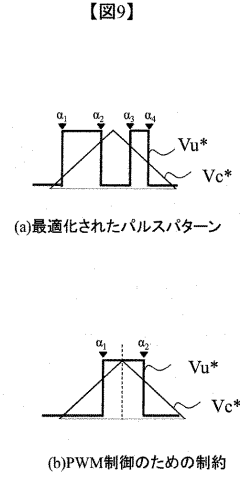
【図7】



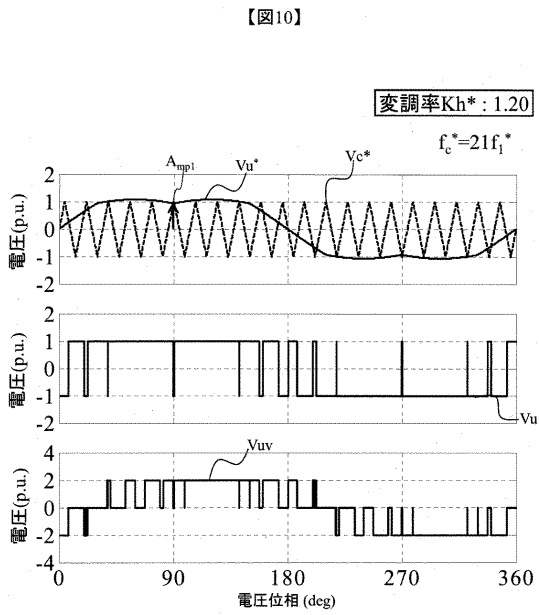
【 図 8 】



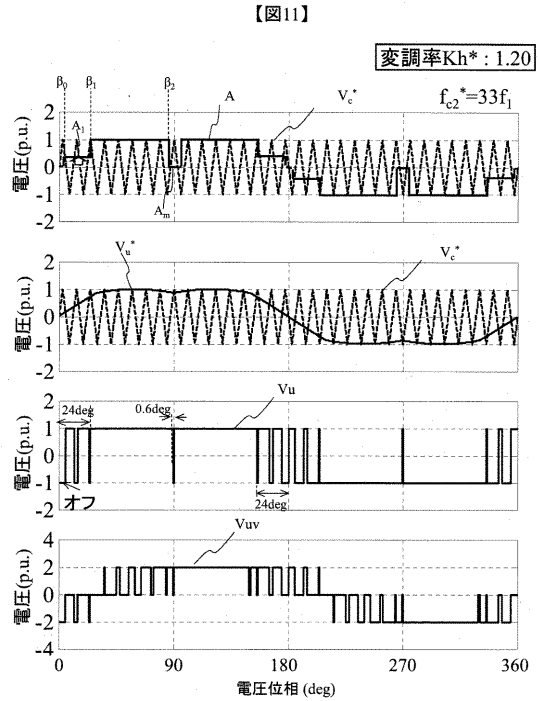
【 図 9 】



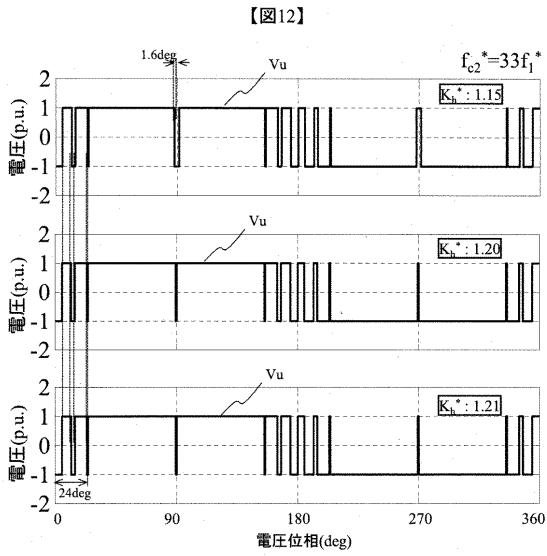
【 図 1 0 】



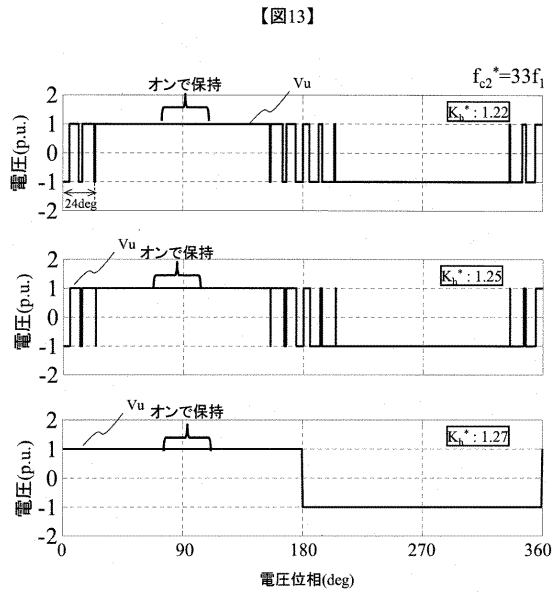
【 図 1 1 】



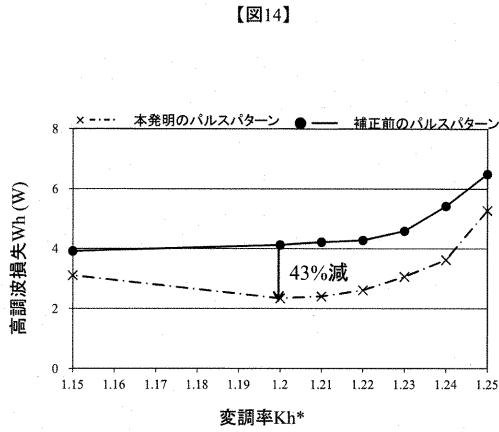
【図12】



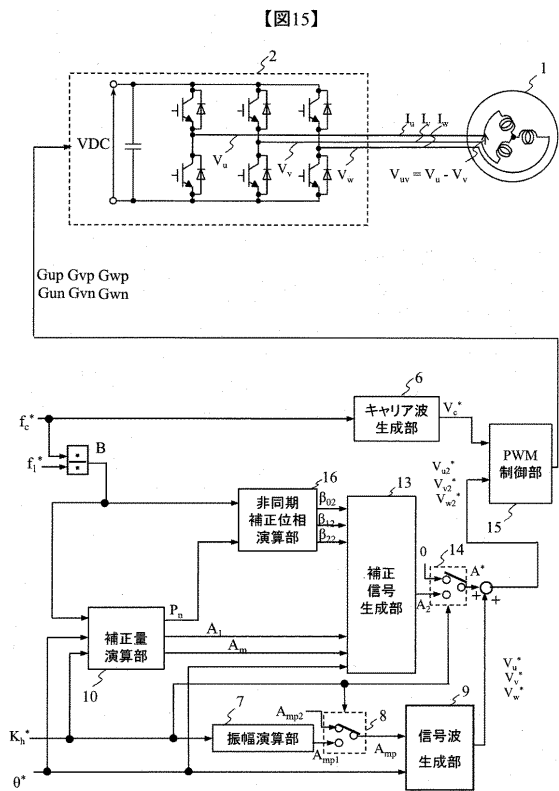
【図13】



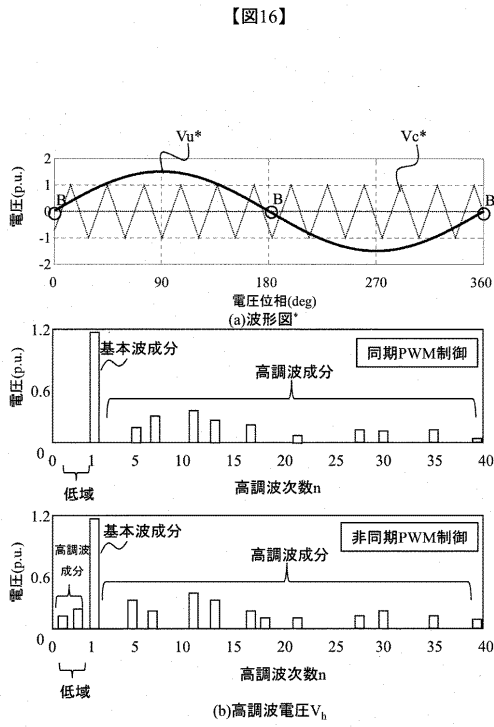
【図14】



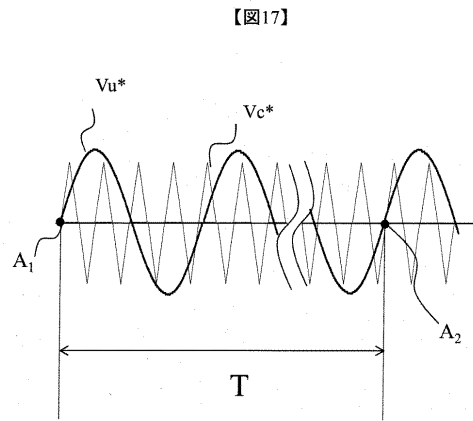
【図15】



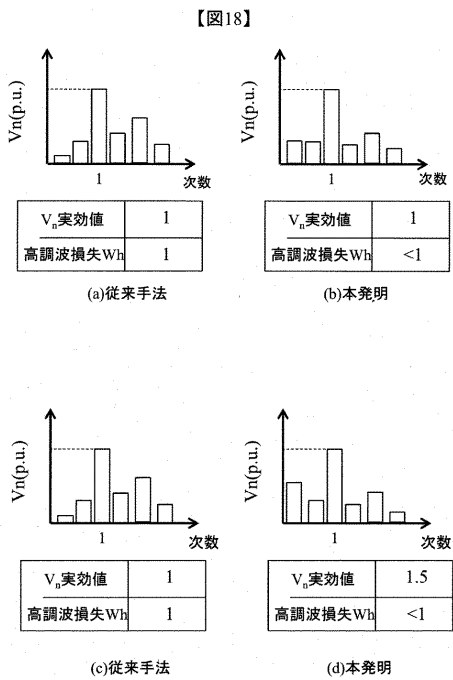
【図16】



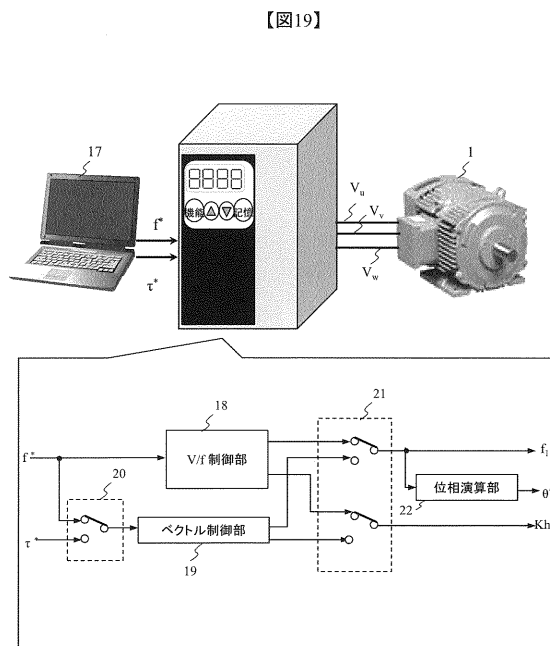
【図17】



【図18】



【図19】



【 図 2 0 】

【図20】

種類	周波数次数
電磁鋼板のヒステリシス損	1次
電磁鋼板の渦電流損	2次
磁石の渦電流損	2次

フロントページの続き

(72)発明者 小沼 雄作

東京都千代田区神田練堀町3番地 株式会社 日立産機システム内

(72)発明者 杉本 卓也

東京都千代田区神田練堀町3番地 株式会社 日立産機システム内

Fターム(参考) 5H505 AA19 BB02 CC01 DD03 EE41 EE43 EE50 EE55 HA08 HA16
HB02