

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6208089号
(P6208089)

(45) 発行日 平成29年10月4日(2017.10.4)

(24) 登録日 平成29年9月15日(2017.9.15)

(51) Int.Cl.

F 1

H02M 7/487 (2007.01)
H02M 7/48 (2007.01)H02M 7/487
H02M 7/487/487
7/48

F

請求項の数 5 (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2014-154236 (P2014-154236)
 (22) 出願日 平成26年7月29日 (2014.7.29)
 (65) 公開番号 特開2016-32373 (P2016-32373A)
 (43) 公開日 平成28年3月7日 (2016.3.7)
 審査請求日 平成28年8月19日 (2016.8.19)

(73) 特許権者 000005108
 株式会社日立製作所
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
 (74) 代理人 110000062
 特許業務法人第一国際特許事務所
 (72) 発明者 児島 徹郎
 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 立原 周一
 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

審査官 北嶋 賢二

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 3 レベル三相インバータの駆動制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

3 レベル三相インバータの出力周波数に応じた変調波信号の1 / 4 周期 (0 ~ 90°)
を 3 区間に等分割し、

三相の内の 1 相は、前記変調波信号の 1 / 4 周期 (0 ~ 90°) の内、位相 0 ~ 30° の区間は出力電位をゼロに保持し、少なくとも位相 30 ~ 60° の区間は正で一定の出力電位に保持し、位相 60 ~ 90° の区間内ではスイッチングを行うと共に、前記区間の境界でのみ、各区間の出力電位をゼロまたは正で一定のいずれかの状態に変化させ保持するためには必要なスイッチングを行い、

前記変調波信号の残りの 3 / 4 周期 (90 ~ 360°) は、各 1 / 4 周期毎に前記位相 0 ~ 90° の出力波形と上下対称および前後対称の少なくともいずれかの波形となるようにスイッチングを行い、

前記三相の他の 2 相は、前記 1 相とはそれぞれ 120° および 240° 位相のずれた対称波形となるようにスイッチングを行うことを特徴とする 3 レベル三相インバータの駆動制御装置。

【請求項 2】

3 レベル三相インバータの出力周波数に応じた変調波信号の1 / 4 周期 (0 ~ 90°)
を 3 区間に等分割し、

三相の内の 1 相は、前記変調波信号の 1 / 4 周期 (0 ~ 90°) の内、少なくとも位相 0 ~ 30° の区間は出力電位をゼロに保持し、位相 30 ~ 60° の区間内ではスイッチン

グを行い、少なくとも位相 60° ~ 90° の区間は正で一定の出力電位を保持し、

前記変調波信号の残りの $3/4$ 周期 (90° ~ 360°) は、各 $1/4$ 周期毎に前記位相 0° ~ 90° の出力波形と上下対称および前後対称の少なくともいずれかの波形となるようスイッチングを行い、

前記三相の他の二相は、前記一相とはそれぞれ 120° および 240° 位相のずれた対称波形となるようにスイッチングを行う

ことを特徴とする 3 レベル三相インバータの駆動制御装置。

【請求項 3】

3 レベル三相インバータの出力周波数に応じた変調波信号の $1/4$ 周期 (0° ~ 90°) を 6 区間に等分割し、

三相の内の一相は、前記変調波信号の $1/4$ 周期 (0° ~ 90°) の内、位相 0° ~ 15° の区間は出力電位をゼロに保持し、少なくとも位相 15° ~ 60° の区間は正で一定の出力電位に保持し、位相 60° ~ 90° の区間内ではスイッチングを行うと共に、前記区間の境界でのみ、各区間の出力電位をゼロまたは正で一定のいずれかの状態に変化させ保持するために必要なスイッチングを行い、

前記変調波信号の残りの $3/4$ 周期 (90° ~ 360°) は、各 $1/4$ 周期毎に前記位相 0° ~ 90° の出力波形と上下対称および前後対称の少なくともいずれかの波形となるようスイッチングを行い、

前記三相の他の二相は、前記一相とはそれぞれ 120° および 240° 位相のずれた対称波形となるようにスイッチングを行う

ことを特徴とする 3 レベル三相インバータの駆動制御装置。

【請求項 4】

3 レベル三相インバータの出力周波数に応じた変調波信号の $1/4$ 周期 (0° ~ 90°) を 6 区間に等分割し、

三相の内の一相は、前記変調波信号の $1/4$ 周期 (0° ~ 90°) の内、位相 0° ~ 15° の区間は出力電位をゼロに保持し、位相 15° ~ 45° の区間は正で一定の出力電位に保持し、位相 45° ~ 60° の区間内ではスイッチングを行い、少なくとも位相 60° ~ 75° の区間は正で一定の出力電位に保持し、位相 75° ~ 90° の区間内ではスイッチングを行うと共に、前記区間の境界でのみ、各区間の出力電位をゼロまたは正で一定のいずれかの状態に変化させ保持するために必要なスイッチングを行い、

前記変調波信号の残りの $3/4$ 周期 (90° ~ 360°) は、各 $1/4$ 周期毎に前記位相 0° ~ 90° の出力波形と上下対称および前後対称の少なくともいずれかの波形となるようスイッチングを行い、

前記三相の他の二相は、前記一相とはそれぞれ 120° および 240° 位相のずれた対称波形となるようにスイッチングを行う

ことを特徴とする 3 レベル三相インバータの駆動制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の 3 レベル三相インバータの駆動制御装置であつて、

当該駆動制御装置の同期 PWM モードをユニポーラ変調とする

ことを特徴とする 3 レベル三相インバータの駆動制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電圧を三相交流電圧に変換する電力変換装置（インバータ装置）に関し、とくに 3 レベル式 PWM 制御型の電力変換装置（インバータ装置）に関する。

【背景技術】

【0002】

可变速運転する交流電動機（モータ）を駆動するためには、直流電源の供給する直流電力を任意の周波数と電圧の交流電力に変換する必要がある。一般に、直流電力を交流電力

10

20

30

40

50

に変換する電力変換装置（インバータ装置）は、半導体スイッチング素子を用いた主回路および前記半導体スイッチング素子を制御する制御装置から構成され、前記半導体スイッチング素子を任意のスイッチング周波数でパルス幅変調制御（P W M制御）することによって任意の周波数と電圧を生成している。

【0003】

鉄道車両の分野においても半導体スイッチング素子を用いた電力変換装置（インバータ装置）を用いて交流電動機（モータ）を駆動しているが、高耐圧素子を使用しているため、実現できるスイッチング周波数には上限がある。このため、一般的に、交流電動機（モータ）の駆動周波数に応じて、低速域では駆動周波数（インバータ周波数）とスイッチング周波数が非同期である非同期 P W Mモードで駆動し、高速域になると駆動周波数（インバータ周波数）とスイッチング周波数を同期させる同期 P W Mモードに切り替える方式を採用している。10

【0004】

また、直流電源電圧が高い場合や、接続する交流電動機（モータ）や交流電源などの交流負荷に与える高調波成分を低減させたい場合には、直流電圧を2組の平滑コンデンサで分圧し、正、負、中間電位の3種類の電位を出力できる3レベル式（中性点クランプ式、N P C式とも呼ぶ）の電力変換装置（インバータ装置）が用いられる。

【0005】

3レベル式の電力変換装置（インバータ装置）の場合、特許文献1に記載されているように、駆動周波数（インバータ周波数）に応じて、低速域では非同期 P W Mによるダイポーラ変調モードで駆動し、高速域になると非同期 P W Mによるユニポーラ変調モードに切り替え、その後、さらに非同期 P W Mの過変調モード、同期1パルスモードに切り替えていく方式が知られている。20

【0006】

3レベル式の電力変換装置（インバータ装置）の低損失化、高効率化のためには、2レベル式のように非同期 P W Mモードから同期 P W Mモードに切り替えることでスイッチング周波数を落とし、半導体スイッチング素子のスイッチング損失を低減させる手段が考えられる。しかし、単にスイッチング周波数を落とせば、スイッチングリップル（電流高調波）が増加し、駆動している交流電動機の損失（高調波損失）が増えてしまう。

【先行技術文献】

30

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特開2003-180084号公報

【特許文献2】特開平8-256483号公報

【特許文献3】特開2000-125570号公報

【特許文献4】特開2002-78346号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

3レベル式の電力変換装置（インバータ装置）においてスイッチング周波数を上げずに高調波を低減させる技術としては、特許文献2～4記載の技術が知られている。しかしながら、特許文献2に記載の技術は、特定の電圧高調波を低減させるものであり、電流高調波全体を低減させることを意図したものではない。特許文献3に記載の技術は、いわゆる空間ベクトル変調制御（S V M制御）に属するもので、キャリア周波数一定の三角波 P W M制御と比較すると不要なスイッチングを低減させることが期待されるが、電圧ベクトル誤差を最小とするように動作する原理上、電圧高調波を低減できても電流高調波を低減できるとは限らない。特許文献4に記載の技術は、電流高調波を低減することを意図しているが、肝心のパルスパターンが開示されておらず、電流高調波を低減させる手段の詳細と効果が不明である。40

本発明の目的は、3レベル式の電力変換装置（インバータ装置）が、同期 P W Mモード

50

を用いて少ないスイッチング周波数で駆動することにより、電力変換装置（インバータ装置）のスイッチング損失を低減させると同時に、電流高調波全体（O V E R A L L）を低減させて駆動している交流電動機の損失（高調波損失）を低減させることである。

【課題を解決するための手段】

【0 0 0 9】

上記の課題を解決するために、本発明に係る3レベル式の電力変換装置の駆動制御装置は、3レベル三相インバータの出力周波数に応じた変調波信号の一周期を $12 \times n$ 個（nは自然数）の区間に等分割し、分割した各区間内では、三相のうち一相のみがスイッチングを行い他の二相はイッティングを行わずに出力電位をゼロ、正で一定または負で一定のいずれかに保持し、等分割した各区間の境界でのみ、三相の各相は等分割した各区間の出力電位をゼロ、正で一定または負で一定のいずれかの状態に変化させ保持するために必要なスイッチングを行う。10

【発明の効果】

【0 0 1 0】

本発明は、3レベル式の電力変換装置（インバータ装置）を、同期PWMモードを用いて少ないスイッチング周波数で駆動させることにより、電力変換装置（インバータ装置）のスイッチング損失を低減させると同時に、電流高調波全体（O V E R A L L）を低減させる。これによって、駆動している交流電動機の損失（高調波損失）を低減させることができる。20

【図面の簡単な説明】

【0 0 1 1】

【図1】本発明の実施例1（同期8パルス）の相電圧および線間電圧の波形を示す。

【図2】本発明の実施例1（同期8パルス）のスイッチング位相を示す。

【図3】本発明の実施例2（同期4パルス）の相電圧および線間電圧の波形を示す。

【図4】本発明の実施例2（同期4パルス）のスイッチング位相を示す。

【図5】本発明の適用対象である3レベル式の電力変換装置（インバータ装置）の構成を示す。

【図6】3レベル式の電力変換装置（インバータ装置）におけるインバータ周波数に対するPWMモードの適用例を示す。

【図7】非同期PWMによるダイポーラ変調モード（従来技術）の相電圧波形を示す。30

【図8】非同期PWMによるユニポーラ変調モード（従来技術）の相電圧波形を示す。

【図9】同期PWM10パルスモード（従来技術）の相電圧波形を示す。

【図10】同期1パルスモード（従来技術）の相電圧波形を示す。

【図11】同期PWM10パルスモード（従来技術）の線間電圧波形を示す。

【図12】同期PWMによるユニポーラ変調モード（従来技術）の相電圧波形と線間電圧波形との関係を示す。

【図13】本発明の第1の例（1/4周期を3分割した場合）による線間電圧波形の概要を示す。

【図14】本発明の第2の例（1/4周期を3分割した場合）による線間電圧波形の概要を示す。40

【図15】本発明の第3の例（1/4周期を6分割した場合）による線間電圧波形の概要を示す。

【図16】本発明の第4の例（1/4周期を6分割した場合）による線間電圧波形の概要を示す。

【図17】本発明の実施例1および実施例2において、高調波次数に対する電圧高調波を示す。

【図18】本発明の実施例1および実施例2において、高調波次数に対する電流高調波を示す。

【図19】本発明の実施例1および実施例2において、変調率に対する電流高調波（O V E R A L L）を示す。50

【発明を実施するための形態】

【0012】

以下、本発明の実施形態について図面を用いて説明する。

【0013】

図5は、本発明が適用対象とする3レベル式の三相電力変換装置（インバータ）による交流電動機（モータ）駆動システムの構成例を示す図である。

図5において、直流電圧源の供給する直流電圧を二組の平滑コンデンサ1および2で分圧する。平滑コンデンサ1および2には、U相インバータ回路3、V相インバータ回路4およびW相インバータ回路5が並列接続される。

【0014】

U相インバータ回路3は、4つのスイッチング素子6～9とクランプダイオード10、11から構成される。V相インバータ回路4は、4つのスイッチング素子12～15とクランプダイオード16、17から構成される。W相インバータ回路5は、4つのスイッチング素子18～21とクランプダイオード22、23から構成される。

インバータ駆動制御装置24は、U～W相インバータ回路3～5のスイッチング素子を駆動するゲートパルス信号GPU1～4、GPV1～4およびGPW1～4を出力する。交流電動機（モータ）25は、U～W相インバータ回路3～5の交流出力端子側に接続される。

【0015】

直流電圧源の供給する直流電圧は、二組の平滑コンデンサ1および2によってコンデンサ電圧EdpおよびEdnに分圧される。中性点電位をゼロとすると、U～W相インバータ回路3～5の出力電位E_u、E_vおよびE_wは、正電位Edp、負電位(-Edn)、中性点電位ゼロの3種類の値を取り得る。ここで、中性点電圧制御が適切に行われているものと仮定して、平滑コンデンサ1および2の電圧は等しい(Edp = Edn)とする。そして、以下の議論を簡単にするために、インバータの相電圧は、±1、0の3種類の値を取るものとする。

【0016】

図6は、3レベル式の三相電力変換装置（インバータ）におけるインバータ周波数に対するPWMモードの適用例を示す図である。

低速域では、非同期PWMによるダイポーラ変調モードを用い、インバータ周波数が高くなると非同期PWMによるユニポーラ変調モードに移行する。さらにインバータ周波数が高くなると、同期PWMによるユニポーラ変調モードに移行し、最終的には同期1パルスモードに移行する。非同期PWMと同期PWMの切り替え前後では、非同期PWMのスイッチング周波数に比べて同期PWMのスイッチング周波数のほうが低い。

本発明は、同期PWMによるユニポーラ変調モードにおいて、少ないスイッチング周波数で電流高調波を低減し、駆動するモータの損失を低減することを目的とする。

【0017】

図7は、3レベル式の三相電力変換装置（インバータ）における非同期PWMによるダイポーラ変調モードの相電圧波形を示す図である。

ダイポーラ変調モードにおいては、スイッチング素子の最小オンパルス幅の制約を受けないように、+1の電位と-1の電位を交互に出力する（差し引く）ことによって、ゼロ電圧を含む微小電圧を高精度に出力する。変調波振幅A、基本波位相 ϕ とすると、変調波 $y_m = A \cdot \sin(\omega_m t + \phi)$ を、バイアスBを用いて上下2つの変調波 y_{m1} 、 y_{m2} に分割する。2つの変調波 y_{m1} 、 y_{m2} は以下の式で表される。

$$y_{m1} = (A/2) \sin(\omega_m t + B)$$

$$y_{m2} = (A/2) \sin(\omega_m t - B)$$

上下2つの変調波 y_{m1} 、 y_{m2} をそれぞれ上下の三角波のキャリア波形と比較することにより得られるパルス幅で、+1の電位側および-1の電位側をスイッチングしてPWM制御を行う。

【0018】

10

20

30

40

50

図 8 は、3 レベル式の三相電力変換装置（インバータ）における非同期 PWM によるユニポーラ変調モードの相電圧波形を示す図である。

ユニポーラ変調モードにおいては、変調波振幅 A、基本波位相 γ とすると、変調波 $y_m = A \cdot \sin(\gamma)$ と上下の三角波のキャリア波形とを比較することで PWM 制御を行う。 $y_m > 0$ の領域では、上側のキャリア波形と比較することで電位 +1、0 のみでスイッチングを行う。 $y_m < 0$ の領域では、下側のキャリア波形と比較することで電位 -1、0 のみでスイッチングを行う。同じインバータ周波数、同じキャリア周波数の場合、ユニポーラ変調モードのスイッチング回数は、ダイポーラ変調モードの 1/2 であることが分かる。このことから、ユニポーラ変調モードは、ダイポーラ変調モードよりもスイッチング周波数を高くとることができる。

10

【0019】

図 9 は、従来の同期 PWM（同期 10 パルス）によるユニポーラ変調モードの相電圧波形を示す図である。

非同期 PWM では、図 8 に示すキャリア波形のままスイッチング回数を減らしていくと出力電圧波形の上下非対称が目立つようになり、出力電圧に含まれる直流成分および偶数次高調波が無視できなくなる。同期 PWM では、出力電圧に直流成分および偶数次高調波が含まれないようにするために、相電圧波形が上下対称となるように上下のキャリア波形を反転させている。

【0020】

図 10 は、3 レベル式の三相電力変換装置（インバータ）における同期 1 パルスモードの相電圧波形を示す図である。同期 1 パルスモードにおいては、変調波と三角波のキャリア波形との比較はせず、基本波位相に応じてパルスを出力している。

20

【0021】

図 11 は、従来の同期 PWM（同期 10 パルス）によるユニポーラ変調モードの相電圧波形および線間電圧波形を示す図である。図 11 の U 相、V 相各相の電圧波形のみを見る限りにおいて、電圧高調波が多く含まれているように見えない。しかし、両者の差電圧である U - V 線間電圧の波形を見ると、多くの電圧高調波が含まれていることが理解できる。特に、図 1 に示す本発明の実施例 1（同期 8 パルス）の波形と比べると、電圧高調波が多いことは明らかである。

【0022】

30

図 12 は、従来の同期 PWM によるユニポーラ変調モードにおいて、電圧高調波が多い原理を説明する概要図である。ユニポーラ変調モードの場合、変調波が正の半周期では +1、0 の 2 種類の電位をとり、変調波が負の半周期では -1、0 の 2 種類の電位をとる。図 12 では、電位の取りうる範囲をハッティングで示した。

【0023】

U 相と V 相が互いに独立してスイッチングを行った場合、U - V 線間電圧は、確率的に位相 0 ~ 120° の範囲では +2、+1 および 0 の 3 種類の電位、位相 120 ~ 180° の範囲では ±1 および 0 の 3 種類の電位、位相 180 ~ 300° の範囲では -2、-1 および 0 の 3 種類の電位、位相 300 ~ 360° の範囲では ±1 および 0 の 3 種類の電位を取りうることが理解できる。すなわち、各相が互いに独立してスイッチングを行った場合、線間電圧は常に 3 種類の電位を取りうことになる。

40

【0024】

特に、U 相出力電位が上がる (-1 0 または 0 +1) タイミングと V 相出力電位が下がる (+1 0 または 0 -1) タイミングが近接した場合、あるいはその逆で、U 相出力電位が下がる (+1 0 または 0 -1) タイミングと V 相出力電位が上がる (-1 0 または 0 +1) タイミングが近接した場合、U - V 線間電圧は短時間のうちに 2 段階に電位が変わることになる。これでは 2 レベル式の PWM と大差なく、これが電圧高調波の多い理由である。

【0025】

図 13 は、本発明が電圧高調波を低減できる原理を説明する第 1 の例の概要図である。

50

従来の同期 PWM によるユニポーラ変調モードにおいて電圧高調波が多い理由は、前記のとおり、各相が互いに独立してスイッチングを行った結果として、二相のスイッチングタイミングが近接する場合があるためである。そうすると、電圧高調波を低減するためには、二相のスイッチングタイミングが重ならないようにすればよい。

【0026】

一例として、基本波周期の $1/4$ の範囲（位相 $0 \sim 90^\circ$ ）を 3 分割し、3 分割した区間を、図 13 に示すように順に (1) ~ (3) と番号付けする。U 相は、3 つの区間の内、区間 (3) の範囲内でのみスイッチングを行い、区間 (1) は電位 0 に固定、区間 (2) は電位 +1 に固定とする。残りの $3/4$ 周期（位相 $90 \sim 360^\circ$ ）は、相電圧波形が上下対称、前後対称となるように出力電位を定める。V 相の電圧波形は、U 相に対して 120° 遅れの対称波形とする。W 相の電圧波形は図示していないが、V 相に対してさらに 120° 遅れの対称波形とする。この結果、分割した区間内でスイッチングを行っているのは三相のうち一相のみとなる。これにより、U - V 線間電圧は、どの位相においても最大で 2 種類の電位しか取りえない。

【0027】

図 14 は、本発明が電圧高調波を低減できる原理を説明する第 2 の例の概要図である。図 13 と同様に、基本波周期の $1/4$ （位相 $0 \sim 90^\circ$ ）の範囲を 3 分割し、3 分割した区間を、図 14 に示すように順に (1) ~ (3) と番号付けする。図 13 と異なり、U 相は、区間 (2) の範囲内でのみスイッチングを行い、区間 (1) は電位 0 に固定、区間 (3) は電位 +1 に固定とする。残りの $3/4$ 周期（位相 $90 \sim 360^\circ$ ）は、相電圧波形が上下対称、前後対称となるように出力電位を定める。V 相の電圧波形は、U 相に対して 120° 遅れの対称波形とする。W 相の電圧波形は図示していないが、V 相に対してさらに 120° 遅れの対称波形とする。この結果、第 1 の例と同様に、分割した区間内でスイッチングを行っているのは三相のうち一相のみとなる。これにより、U - V 線間電圧は、どの位相においても最大で 2 種類の電位しか取りえない。

【0028】

図 13 の第 1 の例と図 14 の第 2 の例を比べると、図 14 の方が線間電圧のゼロクロス付近でスイッチングできるため、より電圧高調波を少なくできる。

【0029】

図 15 は、本発明が電圧高調波を低減できる原理を説明する第 3 の例の概要図である。第 1 および第 2 の例と異なり、基本波周期の $1/4$ （位相 $0 \sim 90^\circ$ ）の範囲を 6 分割し、6 分割した区間を、図 15 に示すように順に (1) ~ (6) と番号付けする。さらに、図 15 の下部に示すように、分割区間 (1)、(4) および (5) をグループ A、分割区間 (2)、(3) および (6) をグループ B とする。

【0030】

U 相は、グループ A のうち分割区間 (5)、グループ B のうち分割区間 (6) の範囲内のみでスイッチングを行い、区間 (1) は電位 0 に固定、区間 (2) ~ (4) は電位 +1 に固定とする。残りの $3/4$ 周期（位相 $90 \sim 360^\circ$ ）は、相電圧波形が上下対称、前後対称となるように出力電位を定める。V 相の電圧波形は、U 相に対して 120° 遅れの対称波形とする。W 相の電圧波形は図示していないが、V 相に対してさらに 120° 遅れの対称波形とする。この結果、分割した区間内でスイッチングを行っているのは三相のうち一相のみとなる。これにより、U - V 線間電圧は、どの位相においても最大で 2 種類の電位しか取りえない。

【0031】

図 16 は、本発明が電圧高調波を低減できる原理を説明する第 4 の例の概要図である。第 3 の例と同様に、基本波周期の $1/4$ （位相 $0 \sim 90^\circ$ ）の範囲を 6 分割し、6 分割した区間を、図 16 に示すように順に (1) ~ (6) と番号付けする。さらに、図 16 の下部に示すように、分割区間 (1)、(4) および (5) をグループ A、分割区間 (2)、(3) および (6) をグループ B とする。

【0032】

10

20

30

40

50

U相は、グループAのうち分割区間(4)、グループBのうち分割区間(6)の範囲内のみでスイッチングを行い、区間(1)は電位0に固定、区間(2)(3)(5)は電位+1に固定とする。残りの3/4周期(位相90~360°)は、相電圧波形が上下対称、前後対称となるように出力電位を定める。V相の電圧波形は、U相に対して120°遅れの対称波形とする。W相の電圧波形は図示していないが、V相に対してさらに120°遅れの対称波形とする。この結果、分割した区間内でスイッチングを行っているのは三相のうち一相のみとなる。これにより、U-V線間電圧は、どの位相においても最大で2種類の電位しか取れない。

【0033】

図15の第3の例と図16の第4の例を比べると、図16のほうが線間電圧のゼロクロス付近でスイッチングできるため、より電圧高調波を少なくできる。 10

【0034】

ここにおいて、線間電圧がどの位相においても最大で2種類の電位しか取らないようにするために、すなわち分割した区間内で三相のうち一相のみスイッチングするための一般的な手法を説明する。基本波周期の1/4(位相0~90°)の範囲を $3 \times n$ 個(n は自然数)に等分割する。 $3 \times n$ 個に等分割した区間を、順に(1)~($3 \times n$)と番号付けする。そこで、自然数*i*(1~*i*~ n)につき、分割区間(*i*)、($2 \times n + 1 - i$)および($2 \times n + i$)を同一グループとして*n*個のグループを構成する。その上で、各グループの中から一つの分割区間の範囲内でのみスイッチングを行うようにすればよい。残りの二つの分割区間は、出力電位を固定にするためにスイッチングは行わない。ただし、分割区間の境界では、出力電位固定のためのオンまたはオフ変化(オン時:0+1または0-1、オフ時:+10または-10)に応じたスイッチングのみを行う。 20

【実施例1】

【0035】

図1は、本発明の実施例1(同期8パルス)による電圧波形を示す図である。図16に示す本発明の第4の例の概要図を具体化したものである。

例えば、U相の電圧波形は、位相0~15°まで(分割区間(1))は電位0、位相15~45°まで(分割区間(2)(3))は電位+1、位相45~45+°まで(分割区間(4)の前半部)は電位0、位相45+~90-°まで(分割区間(4)の後半部~分割区間(6)の前半部)は電位+1、位相90-~90°まで(分割区間(6)の後半部)は電位0とする。位相15°および45°でのスイッチングは、変調率によらず固定されるため、図1では目印としてパルスエッジにをつける。位相45+°、90-°でのスイッチングは、変調率に応じて変動するため、図1ではパルスエッジに矢印(または)をつけた。なお矢印の方向は、変調率が増加するにつれてスイッチング位相のずれる方向を示す。 30

【0036】

以上のように、位相0~90°までを6分割し、U相は、分割区間(4)(6)の範囲内でのみスイッチングを行っている。位相90~360°は、U相の電圧波形が上下対称、前後対称となるように定める。V相の電圧波形は、U相に対して120°遅れの対称波形とする。この結果、U、V相のスイッチングタイミングが近接することを避けることができ、U-V線間電圧に含まれる電圧高調波を大幅に低減することができる。 40

【0037】

本発明の同期8パルスは、U-V線間電圧波形が図11に示す従来技術の同期10パルスに比べてパルス数が少ないことから、主回路のスイッチング損失を低減できる。その上、出力電圧に含まれる電圧高調波を大幅に低減できることから、駆動する交流電動機の損失(高調波損失)の低減も実現できる。

【0038】

図2は、本発明の実施例1(同期8パルス)のスイッチング位相を示す図である。同期PWM波形は、その対称性から位相0~90°内における4回のスイッチング位相1、2、3および4で定義できる。スイッチング位相1~4を、パルス幅を用い 50

て以下に示す。

$$\begin{aligned}1 &= 15^\circ \\2 &= 45^\circ \\3 &= 45^\circ + \\4 &= 90^\circ -\end{aligned}$$

変調率 Y_m に対して、パルス幅 Δ を算出すると以下のようになる（パルス波形を \sin でフーリエ積分したものから算出。なお、その算出過程については省略。）。

$$\Delta = 22.5^\circ - \arcsin((Y_m - \cos 15^\circ + \cos 45^\circ) / (2 \cdot \sin 67.5^\circ))$$

【0039】

10

本発明の実施例 1（同期 8 パルス）における変調率 Y_m の定義域（上限値）は、パルス幅 $\Delta = 0$ という条件より、以下となる。

$$Y_m = 96.6\%$$

また、スイッチング位相が区間 (4) および区間 (6) の範囲内で行う、すなわち位相 $45^\circ \sim 60^\circ$ および位相 $75^\circ \sim 90^\circ$ の範囲内に収まるためには、パルス幅 $\Delta = 15^\circ$ という条件より、変調率 Y_m の定義域（下限値）は以下となる。

$$Y_m = 50\%$$

ただし、パルス幅 $\Delta > 15^\circ$ となっても、スイッチング位相が区間 (4) (6) から区間 (5) に移動するだけなので、本発明の条件（三相のうち一相のみがスイッチングすること）が成立していることには変わりない。

20

【実施例 2】

【0040】

図 3 は、本発明の実施例 2（同期 4 パルス）による電圧波形を示す図である。図 1-5 に示す本発明の概要図を具体化したものである。

例えば、U 相の電圧波形は、位相 $0^\circ \sim 15^\circ$ まで（分割区間 (1)）は電位 0、位相 $15^\circ \sim 90^\circ$ まで（分割区間 (2) ~ 分割区間 (5) の前半部または分割区間 (6) の前半部）は電位 +1、位相 $90^\circ \sim 90^\circ$ まで（分割区間 (5) の後半部 ~ 分割区間 (6)）、または分割区間 (6) の後半部）は電位 0 とする。位相 15° でのスイッチングは、変調率によらず固定されるため、目印としてパルスエッジに矢印をつける。位相 90° でのスイッチングは、変調率に応じて変動するため、パルスエッジに矢印（または）をつけた。なお矢印の方向は、変調率が増加するにつれてスイッチング位相のずれる方向を示す。

30

【0041】

以上のように、位相 $0^\circ \sim 90^\circ$ までを 6 分割し、U 相の波形は分割区間 (5) (6) の範囲内でのみスイッチングを行っている。位相 $90^\circ \sim 360^\circ$ は、U 相の電圧波形が上下対称、前後対称となるように定める。V 相の電圧波形は U 相に対して 120° 遅れの対称波形とする。この結果、U、V 相のスイッチングタイミングが近接することを避けることができ、U - V 線間電圧に含まれる電圧高調波を低減することができる。

【0042】

40

本発明の同期 4 パルスは、U - V 線間電圧波形は、図 1-1 に示す従来技術の同期 10 パルスに比べてパルス数が少ないことから主回路のスイッチング損失を低減できる。その上、出力電圧に含まれる電圧高調波を低減できることから、駆動する交流電動機の損失（高調波損失）の低減も実現できる。

【0043】

図 4 は、本発明の実施例 2（同期 4 パルス）のスイッチング位相を示す。同期 PWM 波形はその対称性から位相 $0^\circ \sim 90^\circ$ 内における 2 回のスイッチング位相 1 および 2 で定義できる。スイッチング位相 1 および 2 を、パルス幅 Δ を用いて以下に示す。

$$\begin{aligned}1 &= 15^\circ \\2 &= 90^\circ -\end{aligned}$$

変調率 Y_m に対して、パルス幅 Δ を算出すると以下のようになる（パルス波形を \sin でフーリエ積分したものから算出。なお、その算出過程については省略。）。

50

でフーリエ積分したものから算出。なお、その算出過程については省略。)。

$$= \arcsin(\cos 15^\circ - Y_m)$$

【0044】

本発明の実施例2(同期4パルス)における変調率 Y_m の定義域(上限値)は、パルス幅0という条件より、以下となる。

$$Y_m = 96.6\%$$

また、スイッチング位相が区間(5)(6)の範囲内で行う、すなわち位相60~90°の範囲内に収まるためには、パルス幅30°という条件より、変調率 Y_m の定義域(下限値)は以下となる。

$$Y_m = 46.6\%$$

ただし、パルス幅 $> 30^\circ$ となってもスイッチング位相が区間(5)から区間(4)に移動するだけなので、本発明の条件(三相のうち一相のみがスイッチングすること)が成立していることには変わりない。

【0045】

図17は、従来の同期10パルス(点線のグラフ)、実施例1(同期8パルス:実線のグラフ)および実施例2(同期4パルス:破線のグラフ)において、高調波次数に対する線間電圧の電圧高調波を比較したものである。従来の同期10パルスは11次の電圧高調波が大きいところ、実施例1の同期8パルスおよび実施例2の同期4パルスはほぼ全領域にわたって電圧高調波を低減できることが分かる。

【0046】

図18は、従来の同期10パルス(点線のグラフ)、実施例1(同期8パルス:実線のグラフ)および実施例2(同期4パルス:破線のグラフ)において、高調波次数に対する電流高調波を比較したものである。従来の同期10パルスは11次の電流高調波が大きいところ、実施例1の同期8パルスおよび実施例2の同期4パルスはほぼ全領域にわたって電流高調波を低減できることが分かる。

【0047】

図19は、従来の同期10パルス(点線のグラフ)、実施例1(同期8パルス:実線のグラフ)および実施例2(同期4パルス:破線のグラフ)において、変調率に対する電流高調波のOVER ALLを比較したものである。従来の同期10パルスに対して、実施例2の同期4パルスは全領域にわたって電流高調波(OVER ALL)を低減できる。実施例2の同期4パルスは、従来の同期10パルスに比べてパルス数が少ないと主回路のスイッチング損失を大幅に低減できる。その上、電流高調波(OVER ALL)も同等以下に低減できることから、駆動する交流電動機の損失(高調波損失)の低減も実現できる。

【0048】

また、従来の同期10パルスに対して、実施例1の同期8パルスの場合は、全領域にわたって電流高調波(OVER ALL)をほぼ1/2に低減している。交流電動機(モータ)の高調波損失は電流高調波(OVER ALL)の二乗に比例すると仮定すると、駆動する交流電動機(モータ)の高調波損失は1/4程度に低減していると考えられる。実施例1の同期8パルスは、従来の同期10パルスに比べてパルス数が少ないと主回路のスイッチング損失を低減できる。その上、電流高調波(OVER ALL)を大幅に低減できることから、駆動する交流電動機の損失(高調波損失)の低減も実現できる。

【0049】

なお、上記の実施例1および実施例2を始めとして、本発明に係るスイッチング位相について、特に固定期間、電位を+1、-1または0のいずれかに保持するためのオンまたはオフのスイッチング位相(例として、U相の位相0~90°までを取り上げると、実施例1では、15°および45°、実施例2では、15°)に関しては、厳密に各位相角度に沿うことを求められるものではなく、1ないし2°程度ずれたとしても本発明の効果が失効するものではない。

【符号の説明】

10

20

30

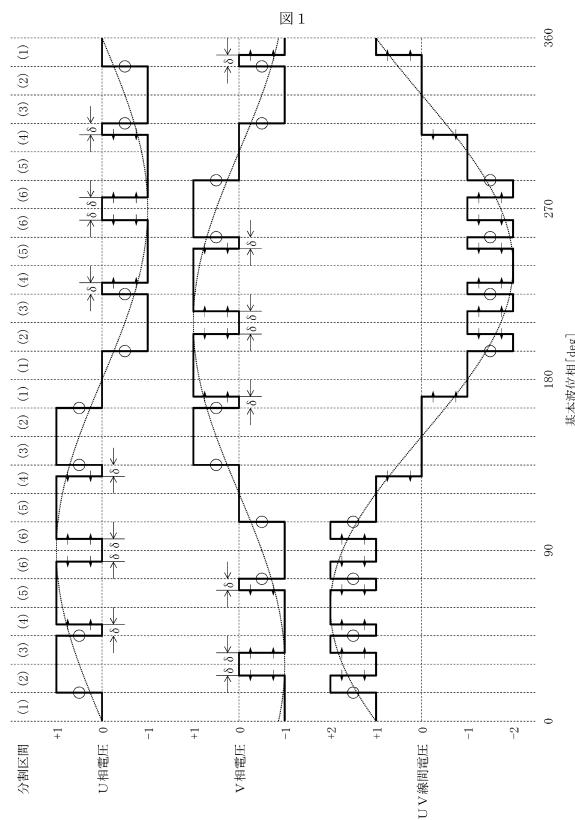
40

50

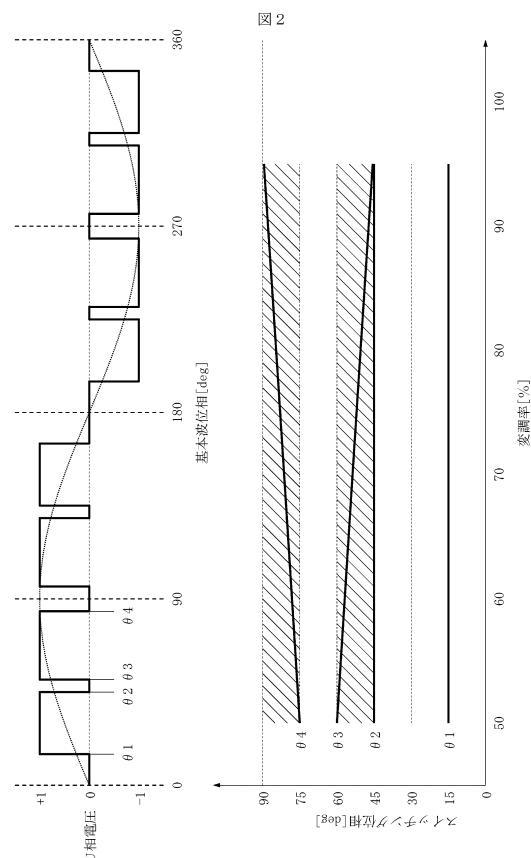
【0050】

| | | |
|-------------|-----------------|----|
| 1 | P側平滑コンデンサ | |
| 2 | N側平滑コンデンサ | |
| 3 | U相インバータ回路 | |
| 4 | V相インバータ回路 | |
| 5 | W相インバータ回路 | |
| 6 ~ 9 | U相インバータスイッチング素子 | |
| 10、11 | U相クランプダイオード | |
| 12 ~ 15 | V相インバータスイッチング素子 | 10 |
| 16、17 | V相クランプダイオード | |
| 18 ~ 21 | W相インバータスイッチング素子 | |
| 22、23 | W相クランプダイオード | |
| 24 | インバータ駆動制御装置 | |
| 25 | 交流電動機(モータ) | |
| E d p | P側平滑コンデンサ電圧 | |
| E d n | N側平滑コンデンサ電圧 | |
| E u | U相インバータ電圧 | |
| E v | V相インバータ電圧 | |
| E w | W相インバータ電圧 | |
| G P U 1 ~ 4 | U相インバータゲートパルス | 20 |
| G P V 1 ~ 4 | V相インバータゲートパルス | |
| G P W 1 ~ 4 | W相インバータゲートパルス | |

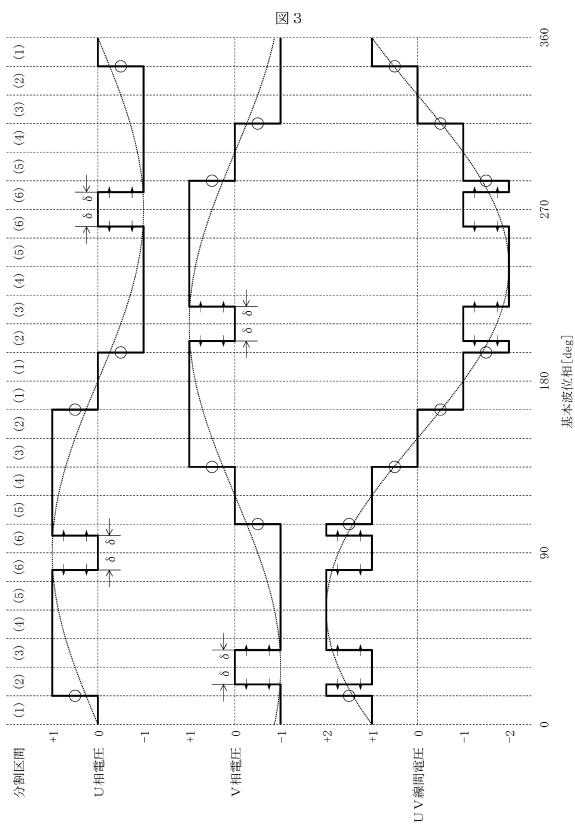
【図1】



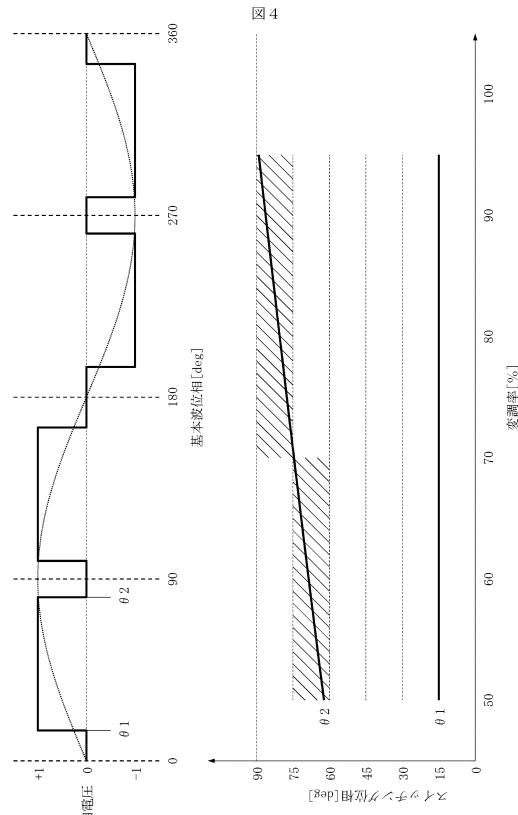
【図2】



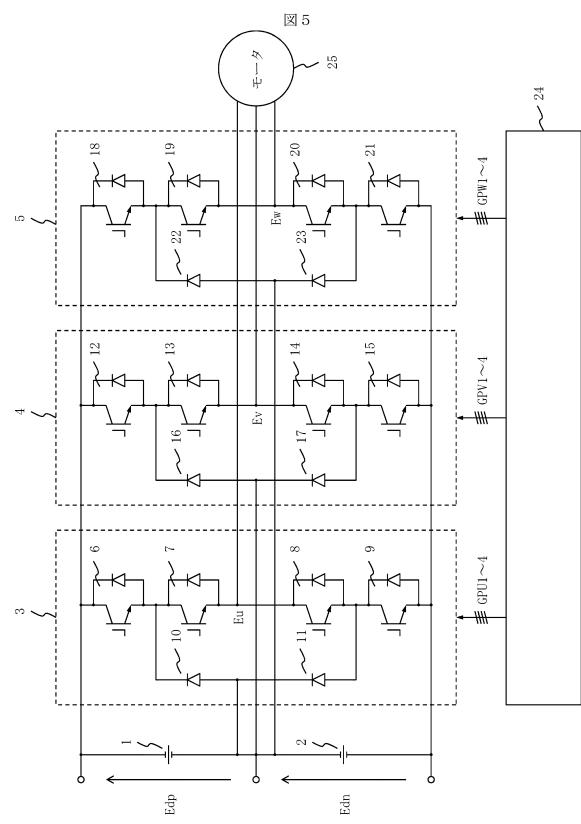
【図3】



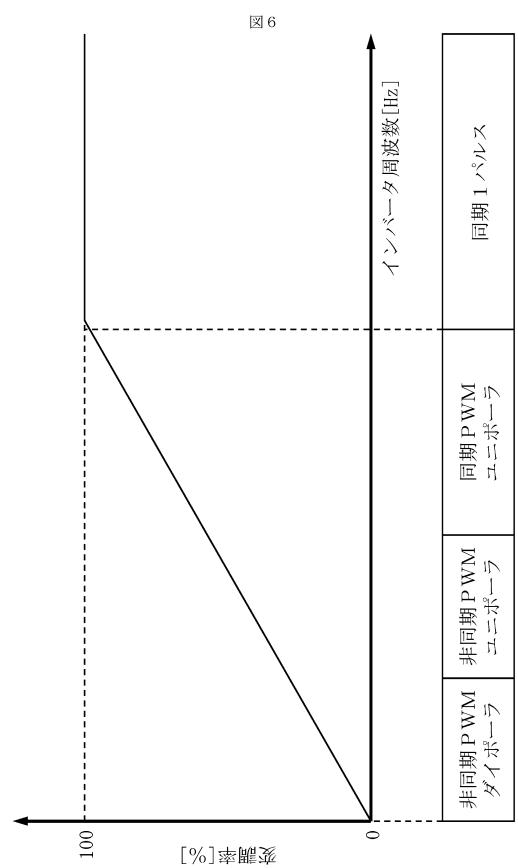
【図4】



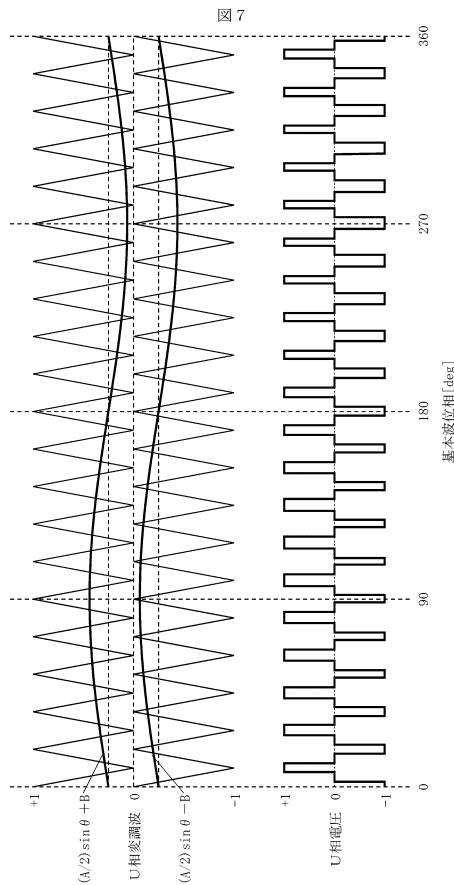
【図5】



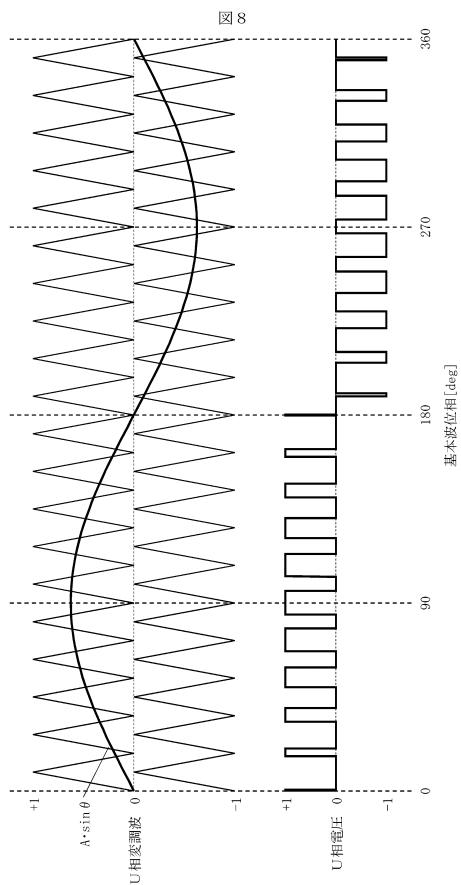
【図6】



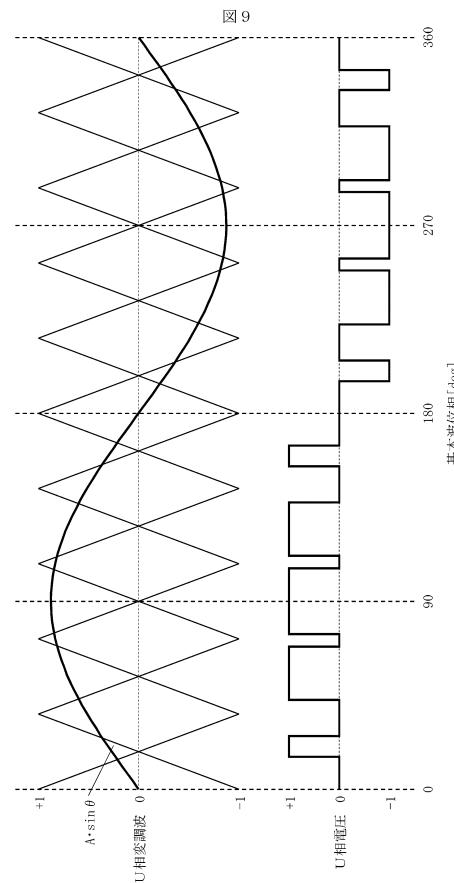
【図7】



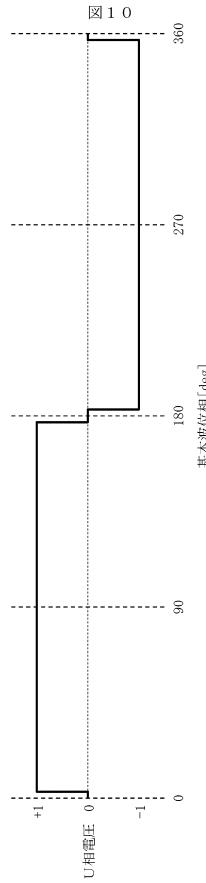
【図8】



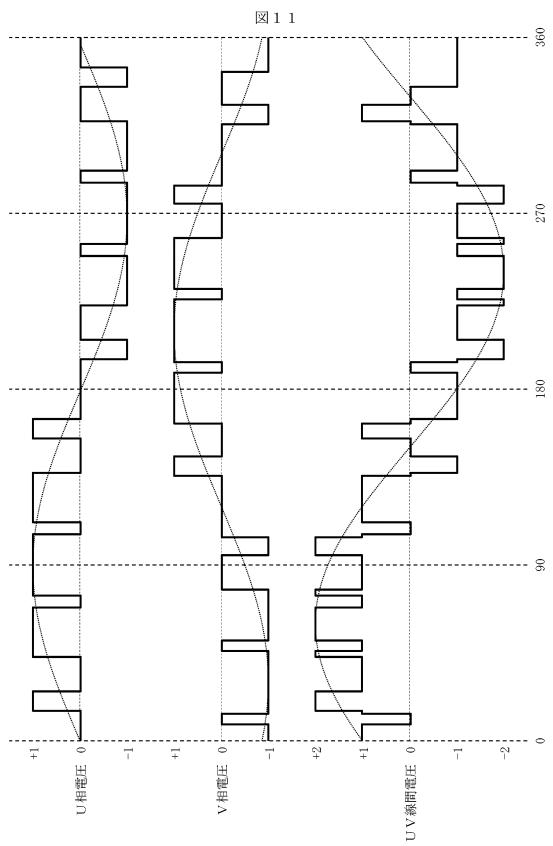
【図9】



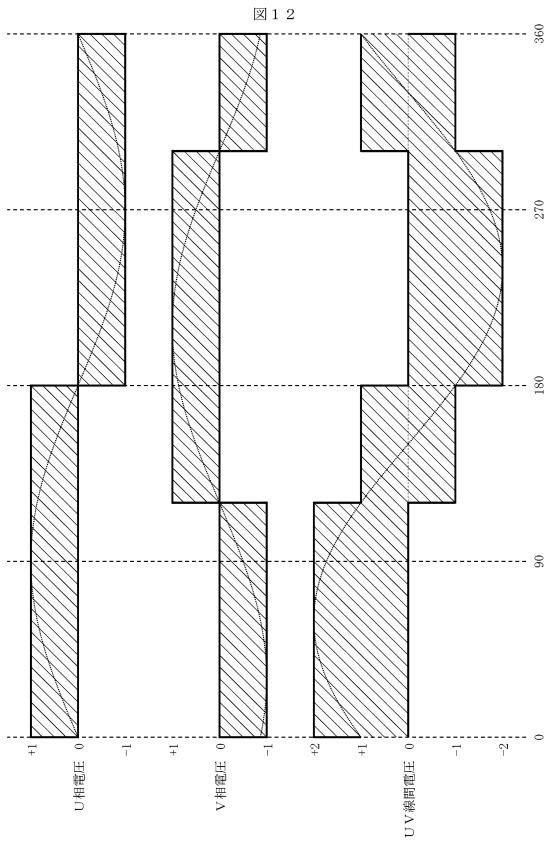
【図10】



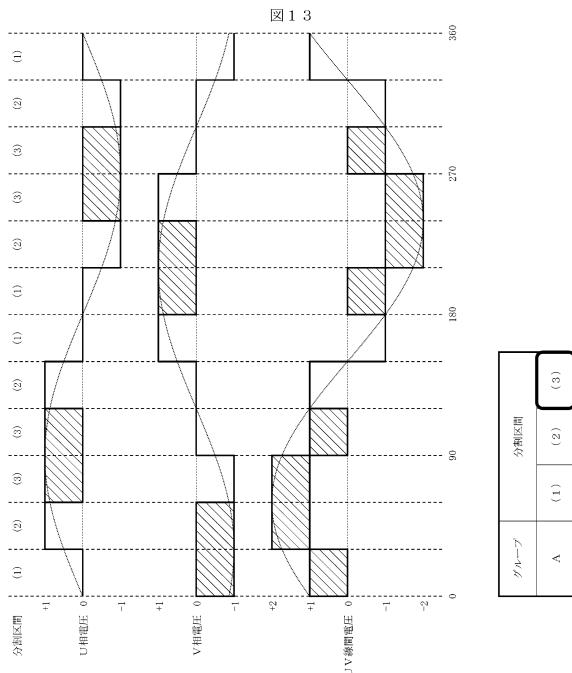
【図 1 1】



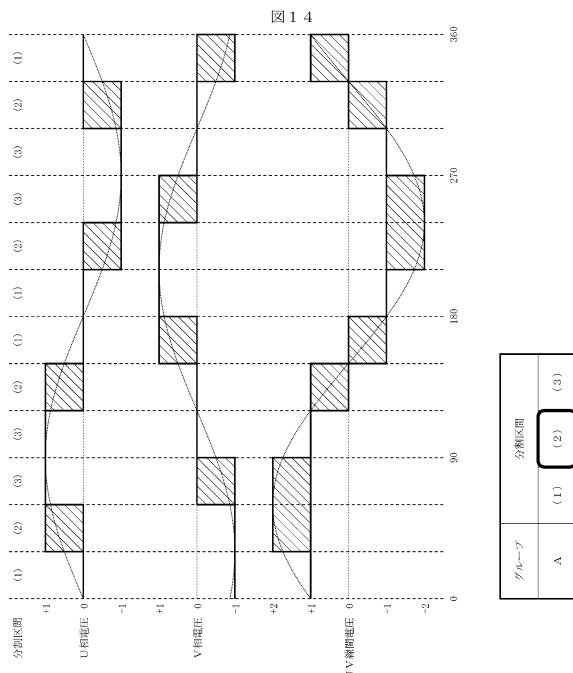
【図 1 2】



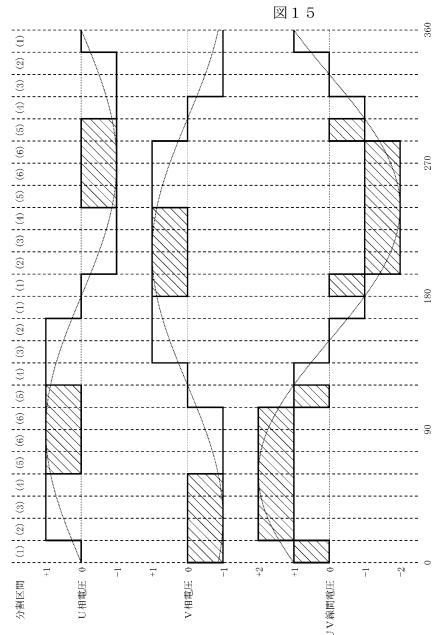
【図 1 3】



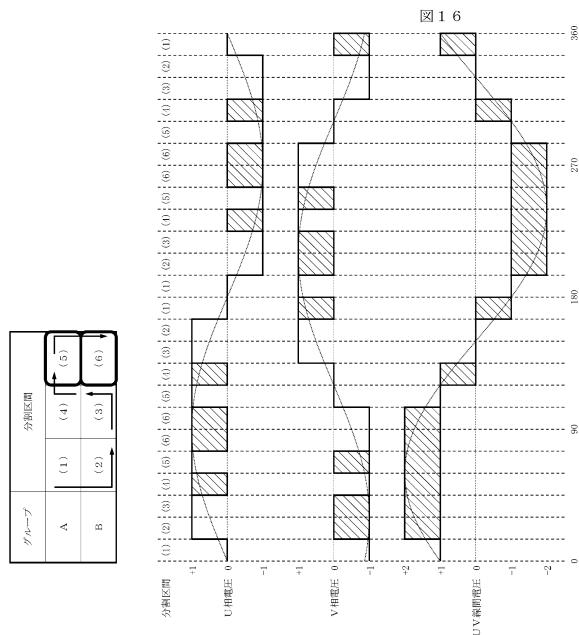
【図 1 4】



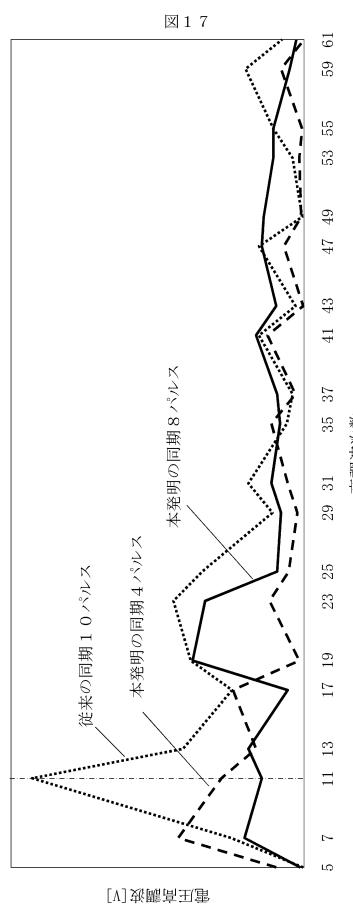
【図 15】



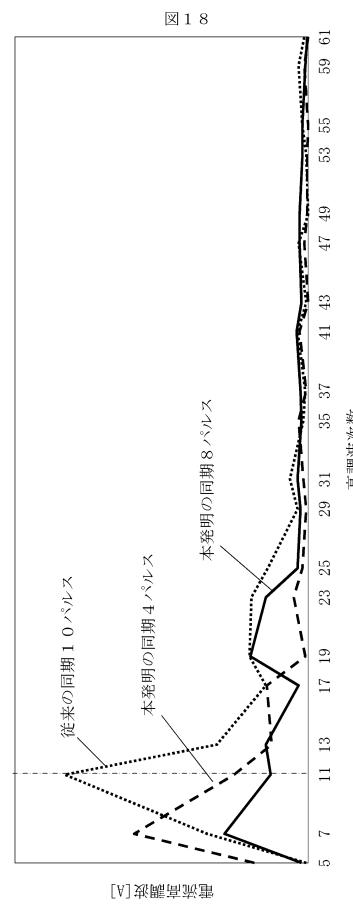
【図 16】



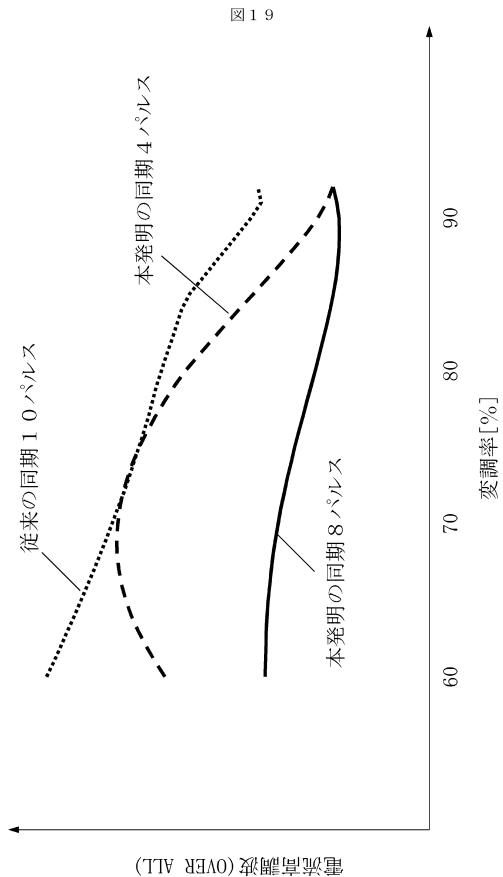
【図 17】



【図 18】



【図 19】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2008-312367(JP,A)
特開平09-331683(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 02 M 7 / 487

H 02 M 7 / 48