

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2013年5月16日(16.05.2013)



(10) 国際公開番号

WO 2013/069747 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 27/06 (2006.01) H02P 6/08 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/079030
- (22) 国際出願日: 2012年11月8日(08.11.2012)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2011-246652 2011年11月10日(10.11.2011) JP
- (71) 出願人: 三菱重工業オートモーティブサーマルシステムズ株式会社 (Mitsubishi Heavy Industries Automotive Thermal Systems Co., Ltd.) [JP/JP]; 〒4528561 愛知県清須市西枇杷島町旭三丁目1番地 Aichi (JP).
- (72) 発明者: 相場 謙一(AIBA, Kenichi); 〒1088215 東京都港区港南二丁目1番5号 三菱重工業株式会社内 Tokyo (JP). 渡邊 恭平(WATANABE,

Kyohei); 〒1088215 東京都港区港南二丁目1番5号 三菱重工業株式会社内 Tokyo (JP). 鷹繁 貴之(TAKASHIGE, Takayuki); 〒1088215 東京都港区港南二丁目1番5号 三菱重工業株式会社内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 藤田 考晴, 外(FUJITA, Takaharu et al.); 〒2208137 神奈川県横浜市西区みなとみらい2-2-1 横浜ランドマークタワー37F Kanagawa (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL,

[続葉有]

(54) Title: MOTOR DRIVE DEVICE

(54) 発明の名称: モータ駆動装置

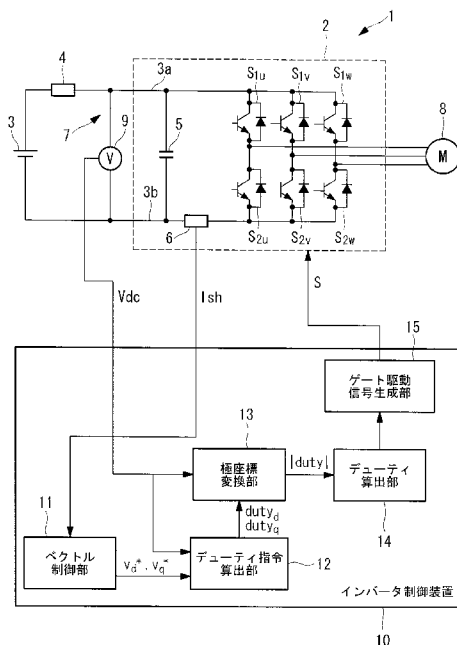


FIG. 24:
10 Inverter control device
11 Vector control unit
12 Duty instruction calculation unit
13 Polar coordinate transform unit
14 Duty calculation unit
15 Gate drive signal generation unit

(57) Abstract: The purpose of the present invention, in a motor drive device that receives power provided from a DC power source, is to reduce ripples contained in the current flowing in a DC power source during execution of single pulse control. A motor drive device (1) is provided with an inverter control device (10) having a single pulse control mode that, during a single cycle of an electrical angle, applies a square wave voltage of single positive and negative pulses to switching elements corresponding to each phase, as a gate drive signal. The inverter control device (10), in a case where the single pulse control mode is executed, causes the duty to gradually increase or decrease at a prescribed phase angle width when a square wave voltage rises and falls.

(57) 要約: 直流電源から電力供給を受けるモータ駆動装置において、1パルス制御の実行中に、直流電源に流れる電流に含まれるリップルを抑制することを目的とする。モータ駆動装置1は、電気角1周期の間に、各相に対応するスイッチング素子に対して正負1パルスの矩形波電圧をゲート駆動信号として印加する1パルス制御モードを有するインバータ制御装置(10)を備える。インバータ制御装置(10)は、1パルス制御モードを実行する場合に、矩形波電圧の立ち上がり時および立ち下がり時において、所定の位相角幅でデューティを徐々に増加または減少させる。



SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG,
US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR),
OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML,
MR, NE, SN, TD, TG).

- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーロ
シア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK,

添付公開書類:

- 国際調査報告 (条約第 21 条(3))
- 補正された請求の範囲 (条約第 19 条(1))

明 細 書

発明の名称 : モータ駆動装置

技術分野

[0001] 本発明は、モータ駆動装置に係り、特に、直流電源から供給される直流電力を交流電力に変換してモータに供給するモータ駆動装置に関するものである。

背景技術

[0002] 従来、交流電源からの交流電力を整流器によって直流電力に変換し、更に、この直流電力をインバータにより三相交流電力に変換して交流モータに供給するモータ駆動装置が知られている（例えば、特許文献1参照）。

[0003] また、その一方で、直流電源とインバータとを接続し、直流電源からの直流電力を三相交流電力に変換して交流モータに供給するモータ駆動装置が知られている。このようなモータ駆動装置は、例えば、エンジンを搭載していない電気自動車等に搭載される車載空調機の圧縮機モータを駆動する場合等に採用される。

[0004] また、従来、インバータの電圧利用率を高める制御方法の一つとして、1パルス制御が知られている。1パルス制御は、電気角1周期の間に、各相に対応するスイッチング素子に対して正負1パルスの矩形波電圧をゲート駆動信号として印加する制御方法である（例えば、特許文献2参照）。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献1：特開平5－161364号公報

特許文献2：特開2005－137200号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] ところで、特許文献2に開示されているような1パルス制御を行う場合、直流母線には比較的大きな高調波電流が流れることとなる。しかしながら、

交流電源から電力供給を受けるモータ駆動装置では、整流を行う必要があることから、比較的大きな容量（一般的には、 $1,000\mu\text{F}$ オーダー）の平滑コンデンサが設けられている。高調波は、この平滑コンデンサにより低減され、交流電源へ流れる電流に含まれるリップル（脈流）はそれほど大きくない。

[0007] しかしながら、直流電源から電力供給を受けるモータ駆動装置では、整流の必要がない。従って、コスト低減および装置の小型化の目的から、かなり小さな容量（一般的には、 $10\mu\text{F}$ から $100\mu\text{F}$ オーダー）の平滑コンデンサが採用される。このため、1パルス制御によって発生した高調波成分を平滑コンデンサによって効果的に低減することができず、直流電源に流れる電流に比較的大きなリップルが含まれることとなる。そして、このリップルが直流電源と接続される周辺機器にノイズとして影響を及ぼすことが懸念されていた。

[0008] 本発明は、直流電源から電力供給を受けるモータ駆動装置において、1パルス制御の実行中に、直流電源に流れる電流に含まれるリップルを抑制することのできるモータ駆動装置を提供する。

課題を解決するための手段

[0009] 本発明の第1態様は、直流電源から直流母線を介して入力される直流電力を三相交流電力に変換してモータに出力するインバータと、電気角1周期の間に、各相に対応するスイッチング素子に対して正負1パルスの矩形波電圧をゲート駆動信号として印加する1パルス制御モードを有するインバータ制御手段とを備え、前記インバータ制御手段は、前記1パルス制御モードを実行する場合に、前記矩形波電圧の立ち上がり時および立ち下がり時において、所定の位相角幅でデューティを徐々に増加または減少させるモータ駆動装置である。

[0010] 本態様によれば、電気角1周期の間に、各相に対応するスイッチング素子に対して正負1パルスの矩形波電圧をゲート駆動信号として印加する1パルス制御モードを実行する際に、矩形波電圧の立ち上がり時及び立下り時にお

いて所定の位相角幅でデューティを徐々に増加または減少させる。従って、インバータのスイッチング素子のオンオフ切替時に伴い発生する電圧の変動量を低減させることができる。これにより、直流電源に流れる電流に含まれるリップルを低減させることが可能となる。

[0011] 上記モータ駆動装置において、前記所定の位相角幅は、力率角に応じて設定されることが好ましい。

[0012] 発明者らは、力率角が直流母線に流れる電流に含まれる高調波成分に関係していることを新たな知見として取得し、力率角に応じて所定の位相角幅を設定することとした。これにより、直流電源に流れる電流に含まれるリップルを効果的に低減させることが可能となる。

[0013] 上記モータ駆動装置において、前記所定の位相角幅は、最大モータ回転速度及び最大モータトルクを用いて推定される力率角の最大値の2倍以上の値に設定されることが好ましい。

[0014] このような構成によれば、例えば、最大モータ回転速度及び最大モータトルクを用いて力率角の最大値がシミュレーションによって予め推定され、この力率角の最大値の2倍以上に所定の位相角幅が設定される。このように、所定の位相角幅を力率角の最大値の2倍以上に設定することで、力率角が最も大きな運転領域であっても直流電源に流れる電流に含まれる高調波成分（リップル）を効果的に低減させることができる。換言すると、1パルス制御中においては、力率角の変化の全域において直流電源に流れる電流に含まれる高調波成分を低減させることができる。

発明の効果

[0015] 本発明によれば、1パルス制御の実行中において、直流電源に流れる電流に含まれるリップルを抑制することができるという効果を奏する。

図面の簡単な説明

[0016] [図1]直流電源に接続されるモータ駆動装置の一般的な構成を概略的に示した回路図である。

[図2]従来の1パルス制御に基づくゲート駆動信号のデューティ波形を示した

図である。

[図3]従来の1パルス制御に基づくゲート駆動信号を与えたときのバス電流及び直流電流のシミュレーション結果を示した図である。

[図4]図3に示したバス電流及び直流電流の周波数分析結果を示した図である。

[図5]本発明の一実施形態に係るデューティ波形の一例を示した図である。

[図6]本発明の一実施形態に係るデューティ波形の他の例を示した図である。

[図7]ゲート駆動信号のデューティ波形における立ち上がり時の波形を20 [deg]の位相角幅で一次関数的に増加させた場合を例示した図である。

[図8]バス電流に表れる本発明の一実施形態に係るモータ駆動装置の効果を説明するための図である。

[図9]進み力率の状態において、従来の1パルス制御を行った場合におけるバス電流及び直流電流のシミュレーション結果を示した図である。

[図10]力率1の状態において、従来の1パルス制御を行った場合におけるバス電流及び直流電流のシミュレーション結果を示した図である。

[図11]遅れ力率の状態において、従来の1パルス制御を行った場合におけるバス電流及び直流電流のシミュレーション結果を示した図である。

[図12]進み力率の状態において、従来の1パルス制御を行った場合におけるU相、V相、W相電流（正負）と、バス電流 I_{sh} との関係を模式的に示した図である。

[図13]力率1の状態において、従来の1パルス制御を行った場合におけるU相、V相、W相電流（正負）と、バス電流 I_{sh} との関係を模式的に示した図である。

[図14]遅れ力率の状態において、従来の1パルス制御を行った場合におけるU相、V相、W相電流（正負）と、バス電流 I_{sh} との関係を模式的に示した図である。

[図15]モータ電圧の大きさと誘起電圧の大きさとの比を1 : 0.8とし、 α の値をそれぞれ0, 0.1, 0.2, 0.3に変化させたときの重ね位相角

と直流電流に含まれるリップルとの関係を示した図である。

[図16]モータ電圧の大きさと誘起電圧の大きさとの比を1 : 1とし、 α の値をそれぞれ0, 0.1, 0.2, 0.3に変化させたときの重ね位相角と直流電流に含まれるリップルとの関係を示した図である。

[図17]モータ電圧の大きさと誘起電圧の大きさとの比を1 : 1.2とし、 α の値をそれぞれ0, 0.1, 0.2, 0.3に変化させたときの重ね位相角と直流電流に含まれるリップルとの関係を示した図である。

[図18]図15から図17に示したシミュレーション結果におけるモータ電圧、誘起電圧、角度 α 、モータ電流、及び力率角の関係を説明するための図である。

[図19]ある力率角 ϕ における重ね位相角 θ_α 、リップル、及び電圧利用率の関係を示した図である。

[図20]重ね位相角を10 [deg]としたときのU相、V相、W相の上アームのデューティ波形、直流電流 I_{dc} 、バス電流 I_{sh} 、およびモータ電流のシミュレーション結果を示した図である。

[図21]図20に示した直流電流 I_{dc} 及びバス電流 I_{sh} の周波数分析結果を示した図である。

[図22]重ね位相角を30 [deg]としたときのU相、V相、W相の上アームのデューティ波形、直流電流 I_{dc} 、バス電流 I_{sh} 、およびモータ電流のシミュレーション結果を示した図である。

[図23]図22に示した直流電流 I_{dc} 及びバス電流 I_{sh} の周波数分析結果を示した図である。

[図24]本発明の一実施形態に係るモータ駆動装置の概略構成を示したブロック図である。

[図25]極座標とd軸及びq軸との関係を示した図である。

発明を実施するための形態

[0017] 以下、本発明の一実施形態に係るモータ駆動装置について、図面を参照して説明する。

まず、本実施形態に係るモータ駆動装置について説明する前に、直流電源とインバータとを接続する直流母線に発生するリップルについて検討するために行ったシミュレーションについて説明する。

[0018] 図1は、直流電源に接続されるモータ駆動装置の一般的な構成を概略的に示した回路図である。図1において、インバータ2は、P極およびN極の直流母線3a、3bによって直流電源3と接続されている。P極の直流母線3aには、コイル4が接続されている。P極の直流母線3aとN極の直流母線3bとの間には、平滑コンデンサ5が接続されている。コイル4及び平滑コンデンサ5により、ローパスフィルタ7が形成されている。

[0019] インバータ2は各相に対応して設けられた上アームのスイッチング素子 S_{1u} 、 S_{1v} 、 S_{1w} と下アームのスイッチング素子 S_{2u} 、 S_{2v} 、 S_{2w} とを備えており、これらのスイッチング素子が図示しないインバータ制御装置により制御されることにより、直流電力からIPMモータ（Interior Permanent Magnet Motor）8に供給される3相交流電力が生成される。

[0020] このようなモータ駆動装置において、従来の1パルス制御に基づく矩形波電圧をゲート駆動信号としてインバータ2の各スイッチング素子に与え、そのときにN極の直流母線3bに流れる電流をシミュレーションにより得た。

図2に、従来の1パルス制御に基づくゲート駆動信号のデューティ波形を示す。図2では、U相、V相の上アームのスイッチング素子に与えるゲート駆動信号のオンデューティ波形を示している。図示しないW相の上アームについては、V相のオンデューティ波形に対して位相が 120° ずれた波形となる。また、下アームは、上アームの相補で動作させるため、上アームのオンデューティが下アームのオフデューティに相当する。

[0021] また、本シミュレーションにおいては、コイル4のインダクタンスと平滑コンデンサ5の容量を共振周波数が $9.589[\text{kHz}]$ となるように設定し、モータ回転数の指令値設定をローパスフィルタ7の共振周波数 $9.589[\text{kHz}]$ の $1/72$ 倍である $133[\text{rpm}]$ に設定した。

[0022] 図3は、シミュレーション結果を示した図である。図3において、デュー

ティは、インバータ2のU相、V相、W相の上アームのスイッチング素子に与えられるゲート駆動信号の基となるデューティ波形、直流電流 I_{dc} は、N極の直流母線3bにおいて平滑コンデンサ5との接続点Saよりも電源側を流れる電流、バス電流 I_{sh} は接続点Saよりもインバータ側を流れる電流、モータ電流はインバータ2からIPMモータ8に出力される各相電流である。

図3から直流電流 I_{dc} 及びバス電流 I_{sh} が共振しているのがわかる。この共振状態を分析するため、高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform) を行い、周波数分析を行った。

[0023] 図4(a)は、図3に示した直流電流 I_{dc} の周波数分析結果、図4(b)は図3に示したバス電流 I_{sh} の周波数分析結果である。図4から直流電流 I_{dc} において、基本波周波数 f_n の n 次高調波成分が発生していることがわかり、更に、4次高調波成分が特に大きな値を示していることがわかった。ここで、基本周波数 f_n は、以下の(1)式の通りである。

$$[0024] \quad f_n = \text{回転数} \times \text{極対数} \times a = 133[\text{rps}] \times 3 \times 6 = 2.394[\text{kHz}] \quad (1)$$

[0025] 上記(1)式において、 a はモータ1周期のうちでゲート駆動信号を変化させる回数であり、本実施形態では、電気角 $60[\text{deg}]$ 毎にパターンを変化させていることから、 $a=6$ としている。

ここで、基本周波数 f_n の4次高調波成分は、ローパスフィルタ7の共振周波数 $9.589[\text{kHz}]$ と略一致しており、ローパスフィルタ7と共振することで特に大きなリップル成分が発生していることが分析により判明した。

[0026] 上記のような分析結果から、直流電流 I_{dc} 及びバス電流 I_{sh} に生じる高調波成分を低減するために、本実施形態におけるモータ駆動装置では、図2に示したように、従来はステップ関数的に与えていたゲート駆動信号のデューティ波形を、図5に示すように、その立ち上がりおよび立下りにおいて、所定の位相角幅で徐々に増加または減少させることとした。なお、図5で

は、所定の位相角幅においてデューティを１次関数的に増加または減少させた場合の波形を例示しているが、増加時および減少時の波形については任意に選定することが可能である。例えば、図６に示すように、正弦波の一部を切り取るような増加波形および減少波形としてもよい。

[0027] 図７は、ゲート駆動信号の立ち上がり時におけるデューティ波形を $20[\text{deg}]$ の位相角幅で一次関数的に増加させた場合を例示している。図７において、従来の１パルス制御におけるオンデューティ波形を比較のために破線で示している。また、本実施形態においては、位相角幅の $1/2$ を重ね位相角 θ_α と定義する。

[0028] 図５から図７に一例を示したように、デューティ波形において重ね位相角 θ_α を持たせることで、図８（ｂ）に示すように、バス電流 I_{sh} の波形を変化させることが可能となり、バス電流 I_{sh} に含まれる高調波成分を低減させることが可能となる。

[0029] 図８（ａ）は、図２に示したような従来の１ステップ制御における矩形波電圧をインバータ２に与えた時のバス電流波形を模式的に示した図、図８（ｂ）は図５から図７に示すように重ね位相角 θ_α を持たせた場合のバス電流波形を模式的に示した図である。

図８（ｂ）からわかるように、ある一定の位相幅を持たせて徐々にデューティを $0[\%]$ から $100[\%]$ に、または、 $100[\%]$ から $0[\%]$ に変化させることにより、２相間のモータ電流を連続的に切り替えることができる。これにより、バス電流 I_{sh} の高調波成分を低減させることが可能となる。また、デューティを徐々に変化させる所定の位相幅の期間においては、例えば、キャリア周波数でスイッチングを行うことにより、高調波のエネルギーを分散させることが可能となり、この効果としても、高調波の低減を図ることが可能となる。

[0030] 次に、発明者らは、どの程度の重ね位相角 θ_α を持たせた場合に、最も効果的に高調波を低減することができるか検討を行った。ここで、発明者らは、力率に着目し、力率と重ね位相角 θ_α との関係について検討した。

[0031] まず、デューティをステップ関数的に与える従来の1パルス制御において、力率を1、進み力率(=0.94)、遅れ力率(=0.98)の3パターンに変化させ、それぞれの場合において、モータ端子電圧(U相)、モータ電流(U相)、バス電流 I_{sh} 、直流電流 I_{dc} をシミュレーションした。シミュレーション結果を図9から図11に示す。図9は進み力率の場合、図10は力率1の場合、図11は遅れ力率の場合を示している。

[0032] 図9～図11から、図10に示した力率1の場合は直流電流 I_{dc} に含まれるリップルは小さいが、図9及び図11に示した進み力率および遅れ力率の場合には、相対的に大きなリップルが直流電流 I_{dc} に発生していることがわかる。これは、図9～図11において、期間Aとして示した波形からもわかるように、力率が変わると、モータ電流からバス電流 I_{sh} として切り出される位相(位置)が変わり、インバータ2の相が切り替わったときに大きな電流変化が生じるためである。バス電流 I_{sh} の変化が大きくなると、バス電流 I_{sh} に含まれる高調波成分が増え、直流電流 I_{dc} のリップルも大きくなるということがわかった。

[0033] 図12～図14は、図9～図11に示した各力率のときのU相、V相、W相電流(正負)と、バス電流 I_{sh} との関係を模式的に示した図である。図12は進み力率の場合、図13は力率1の場合、図14は遅れ力率の場合を示している。図12～図14からわかるように、スイッチングによりバス電流 I_{sh} が切り替わるタイミングと隣接する相の負のモータ電流が等しくなるタイミングの差がおおむね力率角となり、この期間を重ね位相角 θ_α として徐々にデューティを変化させれば、バス電流 I_{sh} の変動を抑制でき、高調波成分の低減が期待できることがわかった。

[0034] そこで、力率条件と重ね位相角 θ_α とを変化させたときのリップルの変化についてシミュレーションを行った。シミュレーション結果を図15から図17に示す。ここで、シミュレーションに際して、力率角 ϕ は直接的に制御できないため、図18に示すように、モータ電圧Vの大きさと誘起電圧Eの大きさとの比率及びモータ電圧Vと誘起電圧Eとのなす角度 $\alpha \times \pi$ [rad]

の α の値を変化させることにより、間接的に力率角 ϕ を変化させた。

[0035] すなわち、図18に示すように、誘起電圧 E の向きに対して $\alpha \times \pi$ [rad]の角度でモータ電圧 V をとり、モータ電圧 V のベクトルと誘起電圧 E のベクトルを直線で結ぶ。この直線に直交し、原点 O を通るベクトルが抵抗成分を無視すれば電流 I のベクトルとなり、よって、モータ電圧 V と電流 I とが成す角が力率角 ϕ となる。図18は、モータ電圧 V の大きさと誘起電圧 E の大きさとが1:1の場合を例示している。図18から、モータ電圧 V の大きさと誘起電圧 E の大きさ、または、モータ電圧 V と誘起電圧 E とが成す角 α を変化させれば、力率角 ϕ を変化させられることがわかる。

[0036] 図15は、モータ電圧 V のベクトルの大きさと誘起電圧 E のベクトルの大きさととの比を1:0.8とし、 α の値をそれぞれ0, 0.1, 0.2, 0.3に変化させたときの重ね位相角 θ_α と直流電流 I_{dc} に含まれるリップルとの関係を示した図である。同様に、図16はモータ電圧 V のベクトルの大きさと誘起電圧 E のベクトルの大きさととの比を1:1とした場合、図17はモータ電圧 V のベクトルの大きさと誘起電圧 E のベクトルの大きさととの比を1:1.2とした場合の重ね位相角 θ_α と直流電流 I_{dc} に含まれるリップルとの関係をそれぞれ示している。

[0037] ここで、リップル（歪み電流）は、全ての次数高調波を対象として以下の式で計算した。

[0038] [数1]

$$\text{リップル} = \sqrt{(\text{直流電流の実効値})^2 - (\text{直流電流の基本波成分の平均値})^2}$$

[0039] 図15～図17に示されるように、リップルの低減に効果が現れる重ね位相角 θ_α の値は、力率角 ϕ に応じて異なるものの、概ね10 [deg]以上でリップル低減の効果が表れていることがわかった。

このように、図15～図17により、重ね位相角 θ_α を持たせることにより、直流電流 I_{dc} に含まれる高調波成分を低減させることができることが検

証された。

[0040] 次に、ある力率角 ϕ における重ね位相角 θ_α 、リップル、及び電圧利用率の関係を分析した。図19は、横軸に重ね位相角 [deg]、縦軸にリップル及び電圧利用率を示したグラフを示した図である。図19に示すように、重ね位相角 [deg] が大きくなるほど電圧利用率が低下し、また、重ね位相角が約10 [deg] 以上の範囲において、リップル電流が効果的に低減できていることがわかる。

[0041] また、図20に重ね位相角を10 [deg] としたときのU相、V相、W相の上アームのデューティ波形、直流電流 I_{dc} 、バス電流 I_{sh} 、およびモータ電流を示す。図21 (a) に図20に示した直流電流 I_{dc} の周波数分析結果を、図21 (b) に図20に示したバス電流 I_{sh} の周波数分析結果を示す。図22に重ね位相角を30 [deg] としたときのU相、V相、W相の上アームのデューティ波形、直流電流 I_{dc} 、バス電流 I_{sh} 、およびモータ電流を示す。図23 (a) に図22に示した直流電流 I_{dc} の周波数分析結果を、図23 (b) に図22に示したバス電流 I_{sh} の周波数分析結果を示す。

[0042] 図20～図23からわかるように、重ね位相角 θ_α を持たせた場合には、基本波成分 f_n の n 次高調波成分だけでなく、キャリア周波数 f_c に由来する高調波に対してもエネルギーが分散され、高調波成分が減少していることがわかった。

また、図4では顕著に表れていたローパスフィルタ7 (図1参照) に由来する基本波成分の4次高調波成分についても、図21及び図23では、他の周波数成分の信号レベルと同等程度になっていることがわかった。

[0043] 以上の分析結果から1パルス制御におけるデューティ波形の立ち上がり及び立ち下がり時において、所定の位相角幅、換言すると、重ね位相角を用いて徐々にデューティを変化させることにより、直流電流 I_{dc} に含まれる高調波成分を低減させることができることが検証された。また、この重ね位相角 θ_α については、力率角 ϕ に応じて設定することが好ましいことがわかった。

。

[0044] 本実施形態では、予め出力可能な最大モータ回転数や最大モータトルクなどを用いてモータ電流が大きい状態での力率角の最大値を求め、この力率角の最大値を重ね位相角 θ_α として設定し、この重ね位相角 θ_α を用いて1パルス制御におけるデューティ波形を生成することとした。

[0045] まず、モータ駆動装置における最大力率角 $\phi_{\max}$ は、例えば、以下の手順によって求めることができる。

まず、定常状態でのIPMモータの電圧方程式は以下の(2)式で与えられる。

[0046] [数2]

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -n\omega_m L_q \\ n\omega_m L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Lambda_d n\omega_m \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0047] 上記(2)式において、 R は巻線抵抗 $[\Omega]$ 、 L_d はd軸インダクタンス $[H]$ 、 L_q はq軸インダクタンス $[H]$ 、 Λ_d は誘起電圧係数 $[V/(rad/s)]$ 、 n は極対数、 v_d はd軸電圧 $[V]$ 、 v_q はq軸電圧 $[V]$ 、 i_d はd軸電流 $[A]$ 、 i_q はq軸電流 $[A]$ 、 ω_m は回転速度 $[rad/s]$ である。

[0048] このとき、モータの発生トルク τ は、以下の(3)式で表わされる。

$$\tau = n \Lambda_d i_q + n (L_d - L_q) i_d i_q \quad (3)$$

[0050] インバータから出力できる最大電圧 $V_{\max}$ で動作している場合を想定するとモータ電圧は以下の(4)式で表わされる。

$$V_{\max}^2 = v_d^2 + v_q^2 \quad (4)$$

[0052] (4)式において、 $V_{\max}$ はインバータ出力電圧最大値である。

最大負荷トルク $\tau_{\max}$ 、最大回転速度 $\omega_{m_{\max}}$ で動作しているときの電圧 $v_{d_{\max}}$ 、 $v_{q_{\max}}$ 、電流 $i_{d_{\max}}$ 、 $i_{q_{\max}}$ は上記(2)～(4)式を連立して解くことで得る

ことができ、これらの電圧 v_{d_max} 、 v_{q_max} 、電流 i_{d_max} 、 i_{q_max} から最大力率角 ϕ_{max} は以下の (5) 式により求めることができる。

[0053]
$$\phi_{max} = \tan^{-1} (v_{d_max} / v_{q_max}) - \tan^{-1} (i_{d_max} / i_{q_max}) \quad (5)$$

[0054] 次に、本発明の一実施形態に係るモータ駆動装置の構成について説明する。

図 24 は本実施形態に係るモータ駆動装置の概略構成を示したブロック図である。図 24 において、図 1 に示したモータ駆動装置と同一の構成については、同一の符号を付し、説明を省略する。図 24 に示すように、インバータ装置 1 は、N 極の直流母線 3 b に流れるバス電流 I_{sh} を検出するための電流センサ 6 及びインバータ 2 の入力直流電圧 V_{dc} を検出する電圧センサ 9 を備えている。

[0055] 電流センサ 6 により検出された直流電流 I_{sh} 及び電圧センサ 9 により検出された入力直流電圧 V_{dc} はインバータ制御装置 10 に入力される。ここで、電流センサ 6 の一例としては、シャント抵抗が挙げられる。なお、図 24 では、電流センサ 6 を直流電源 3 の負極側に設けているが、正極側に設けることとしてもよい。

[0056] インバータ制御装置 10 は、例えば、MPU (Micro Processing Unit) であり、以下に記載する各処理を実行するためのプログラムが記録されたコンピュータ読み取り可能な記録媒体を有しており、CPU がこの記録媒体に記録されたプログラムを RAM 等の主記憶装置に読み出して実行することにより、以下の各処理が実現される。コンピュータ読み取り可能な記録媒体としては、例えば、磁気ディスク、光磁気ディスク、半導体メモリ等が挙げられる。

[0057] インバータ制御装置 10 は、IPM モータ 8 の回転速度が上位の制御装置 (図示略) から与えられるモータ速度指令に一致させるようなゲート駆動信号 S を相毎に生成し、これらをインバータ 2 の各相に対応するスイッチング素子に与えることでインバータ 2 を制御し、所望の 3 相交流電流を IPM モータ 8 に供給する。

[0058] 図24では、インバータ制御装置10が備える機能を展開して示した機能ブロックを示している。インバータ制御装置10は、ベクトル制御部11、デューティ指令算出部12、極座標変換部13、デューティ算出部14、ゲート駆動信号生成部15を主な構成として備えている。

[0059] ベクトル制御部11は、公知のベクトル制御に基づき、d軸電圧指令 v_d^* 、q軸電圧指令 v_q^* を算出し、これらの値をデューティ指令算出部に出力する。

デューティ指令算出部12は、以下の(6)、(7)式により、電圧センサ9によって検出された入力直流電圧 V_{dc} を用いて、ベクトル制御部11からの電圧指令 v_d^* 、 v_q^* からd軸デューティ $duty_d$ 及びq軸デューティ $duty_q$ をそれぞれ算出する。

$$[0060] \quad duty_d = v_d^* / (V_{dc} / 2^{1/2}) \quad (6)$$

$$duty_q = v_q^* / (V_{dc} / 2^{1/2}) \quad (7)$$

[0061] 極座標変換部13は、以下の(8)式、(9)式により、上記d軸デューティ $duty_d$ 及びq軸デューティ $duty_q$ を極座標（固定座標）に変換する。ここで、図25に、極座標とd軸及びq軸との関係を示す。

[0062] [数3]

$$|duty| = \sqrt{duty_d^2 + duty_q^2} \quad (8)$$

$$\theta_v = \theta - \tan^{-1}(duty_d / duty_q) \quad (9)$$

[0063] デューティ算出部14は、極座標変換部13によって得られた極座標の角度 θ_v と長さ $|duty|$ から各相のゲート駆動信号Sのデューティを算出する。具体的には、デューティ算出部14は、極座標変換部13によって得られた $|duty|$ から変調パターンを決める。

[0064] 例えば、 $|duty|$ が1未満であれば通常の正弦波PWM制御によるPWM信号を出力し、 $|duty|$ が1以上所定の閾値 M_x 未満の場合にはPWM過変調制御によるPWM信号を出力し、 $|duty|$ が M_x 以上の場合

には、本実施形態に係る 1 パルス制御、すなわち、デューティの立ち上がり時および立下り時において、予め設定されている位相角幅（ $2 \times$ 重ね位相角 θ_α ）で徐々にデューティが変化するデューティ波形を生成する。

ここで、重ね位相角 θ_α は予め上記（2）式～（5）式を用いて算出された最大力率角 $\phi_{\max}$ に設定されており、閾値 $M \times$ は、重ね位相角 $\theta_\alpha =$ 最大力率角 $\phi_{\max}$ に設定して 1 パルス制御を行った場合の電圧利用率を予め得ておき、この値に設定されている。例えば、図 19 に示した例において、重ね位相角 θ_α を $10 [deg]$ に設定した場合、電圧利用率は約 1.10 であり、よって、閾値 $M \times$ は、例えば、 1.10 に設定される。

[0065] デューティ算出部 14 によって生成されたデューティ波形は、ゲート駆動信号生成部 15 に出力され、このデューティ波形に基づいてゲート駆動信号 S が生成される。なお、このとき、デューティが徐々に変化する位相角幅（ $2 \theta_\alpha$ ）の期間においては、例えば、キャリア周波数でスイッチングを行うように設定される。このようにして生成されたゲート駆動信号 S は、インバータ 2 の各スイッチング素子に与えられ、このゲート駆動信号 S に基づいてオンオフが制御される。

[0066] 以上説明してきたように、本実施形態に係るモータ駆動装置 1 によれば、 $|duty|$ の値が予め設定されている $M \times$ 以上の場合には、1 パルス制御における矩形波電圧の立ち上がり及び立下り時に、所定の位相角幅でデューティが徐々に増加または減少するようなゲート駆動信号 S が生成されて、インバータ 2 の各スイッチング素子に与えられる。これにより、1 パルス制御中におけるバス電流 I_{sh} 及び直流電流 I_{dc} に含まれるリップル（高調波成分）を低減させることができる。

符号の説明

- [0067] 1 モータ駆動装置
2 インバータ
3 直流電源
3 a P 極の直流母線

- 3 b N極の直流母線
- 4 コイル
- 5 平滑コンデンサ
- 7 ローパスフィルタ
- 8 I P Mモータ
- 1 0 インバータ制御装置
- 1 1 ベクトル制御部
- 1 2 デューティ指令算出部
- 1 3 極座標変換部
- 1 4 デューティ算出部
- 1 5 ゲート駆動信号生成部

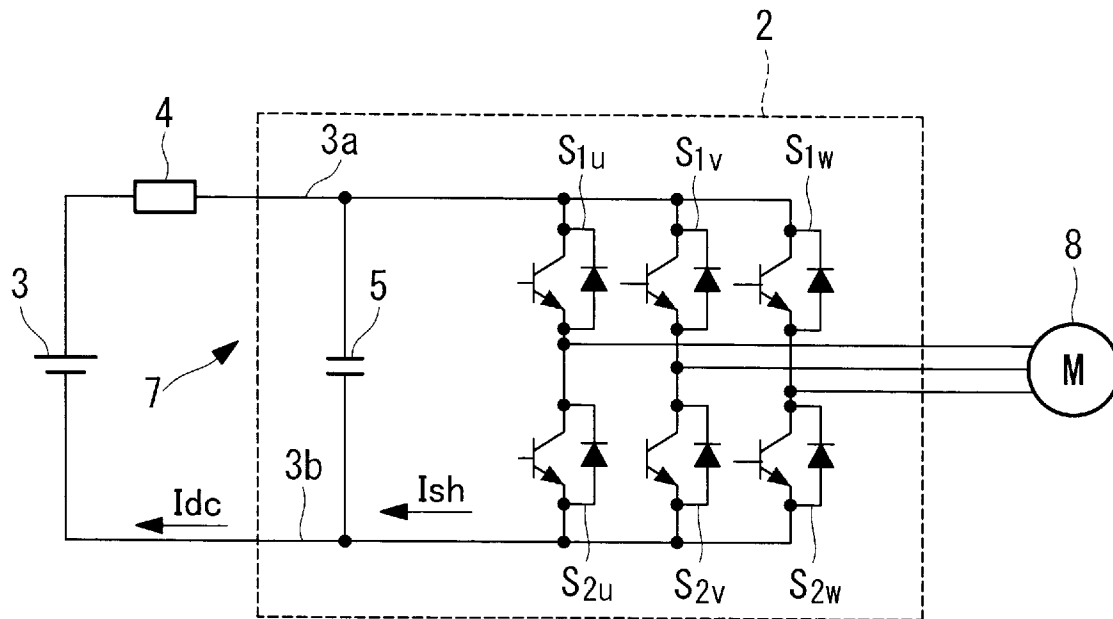
請求の範囲

- [請求項1] 直流電源から直流母線を介して入力される直流電力を三相交流電力に変換してモータに出力するインバータと、
- 電気角 1 周期の間に、各相に対応するスイッチング素子に対して正負 1 パルスの矩形波電圧をゲート駆動信号として印加する 1 パルス制御モードを有するインバータ制御手段と
- を備え、
- 前記インバータ制御手段は、
- 前記 1 パルス制御モードを実行する場合に、前記矩形波電圧の立ち上がり時および立ち下がり時において、所定の位相角幅でデューティを徐々に増加または減少させるモータ駆動装置。
- [請求項2] 前記所定の位相角幅は、力率角に応じて設定される請求項 1 に記載のモータ駆動装置。
- [請求項3] 前記所定の位相角幅は、最大モータ回転速度及び最大モータトルクを用いて推定される力率角の最大値の 2 倍以上の値に設定されている請求項 1 または請求項 2 に記載のモータ駆動装置。

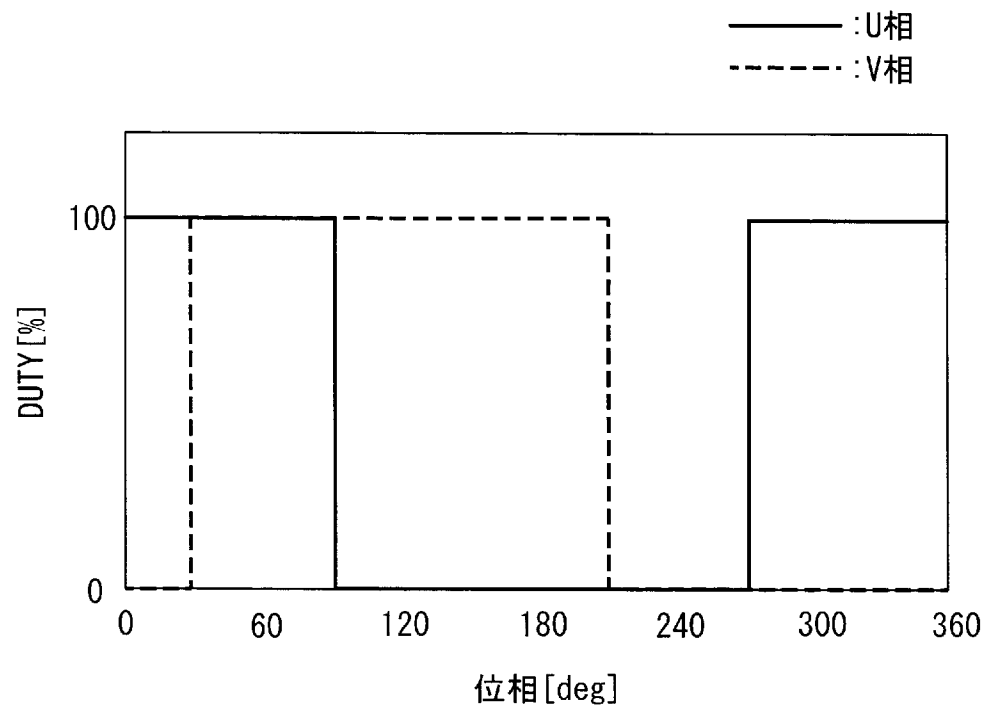
補正された請求の範囲
[2013年4月2日(02.04.2013)国際事務局受理]

- [1] (補正後) 直流電源から直流母線を介して入力される直流電力を三相交流電力に変換してモータに出力するインバータと、
電気角1周期の間に、各相に対応するスイッチング素子に対して正負1パルスの矩形波電圧をゲート駆動信号として印加する1パルス制御モードを有するインバータ制御手段と
を備え、
前記インバータ制御手段は、
前記1パルス制御モードを実行する場合に、前記矩形波電圧の立ち上がり時および立ち下がり時において、所定の位相角幅でデューティを徐々に増加または減少させ、
前記所定の位相角幅は、力率角に応じて設定されるモータ駆動装置。
- [2] (削除)
- [3] (補正後) 前記所定の位相角幅は、最大モータ回転速度及び最大モータトルクを用いて推定される力率角の最大値の2倍以上の値に設定されている請求項1に記載のモータ駆動装置。

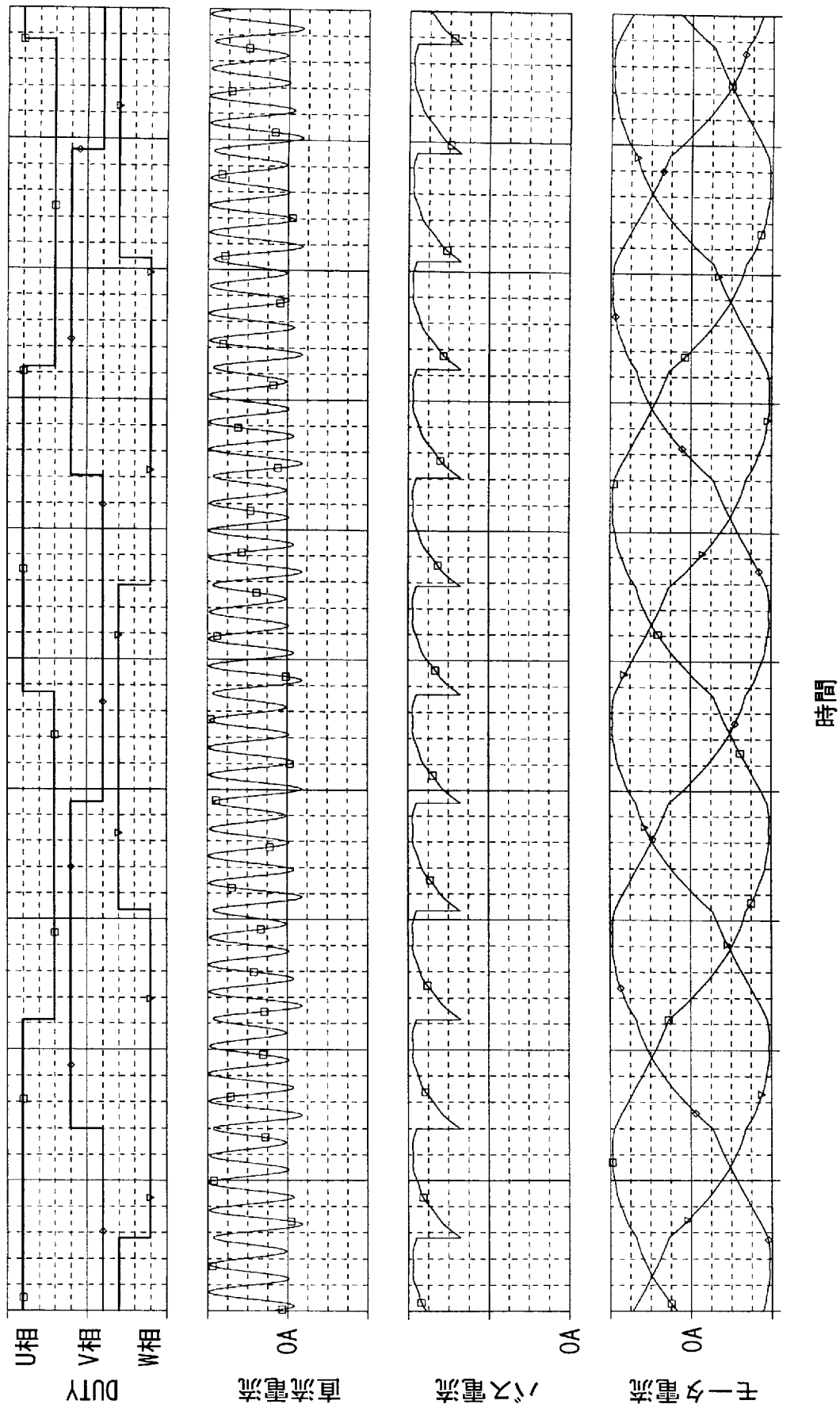
[図1]



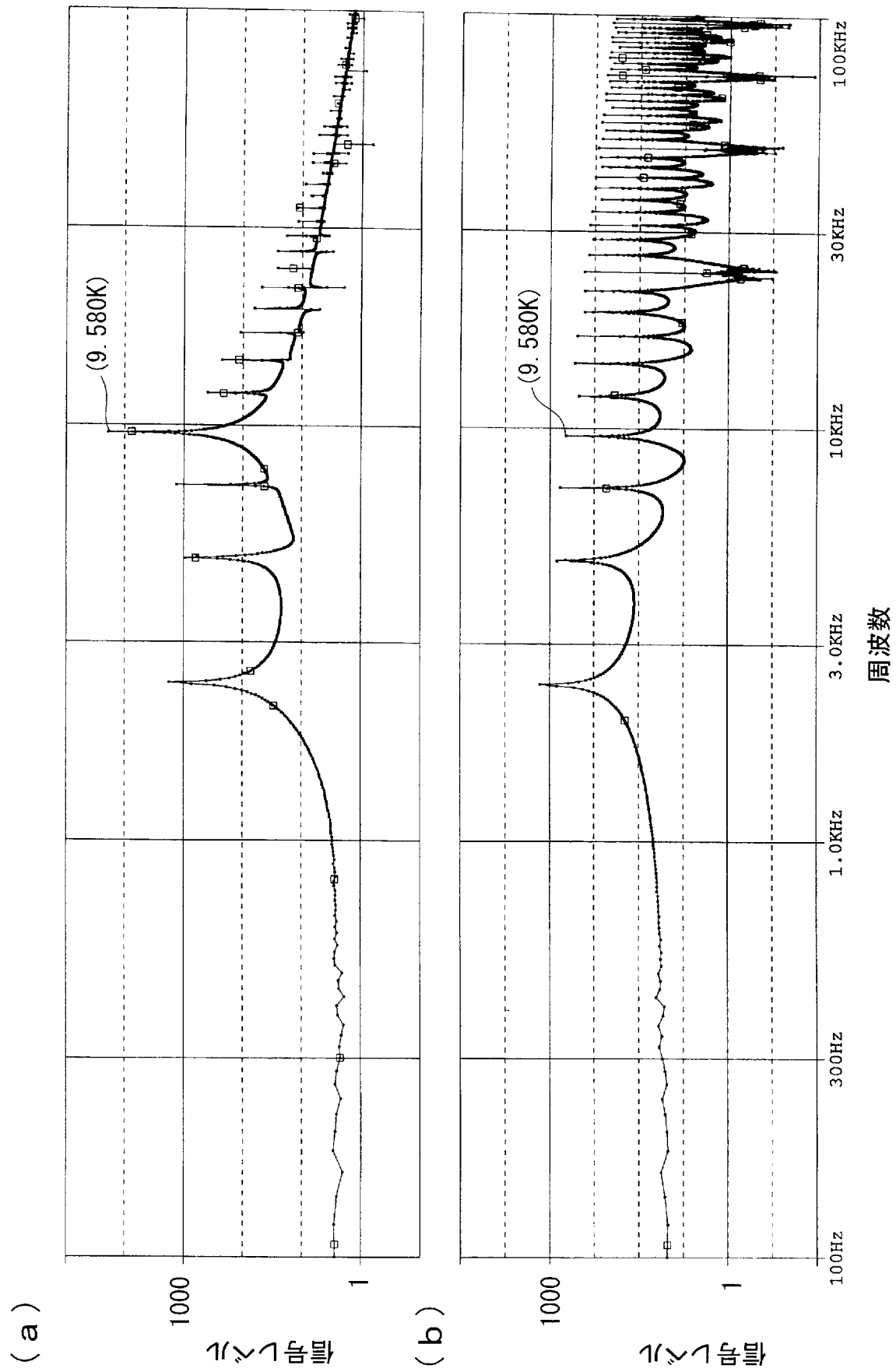
[図2]



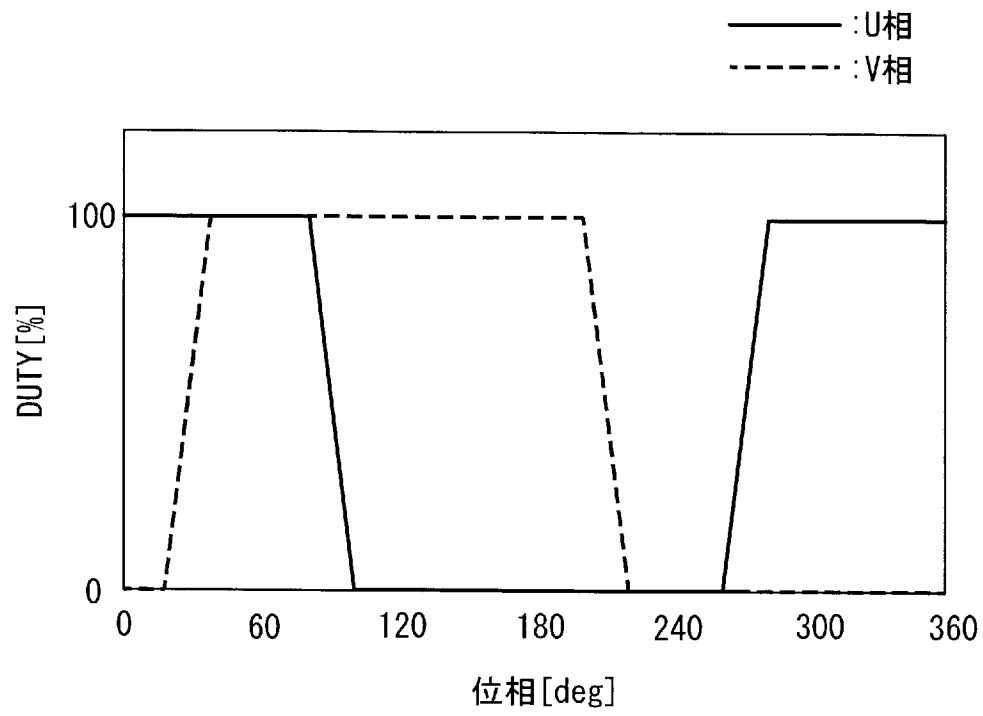
[図3]



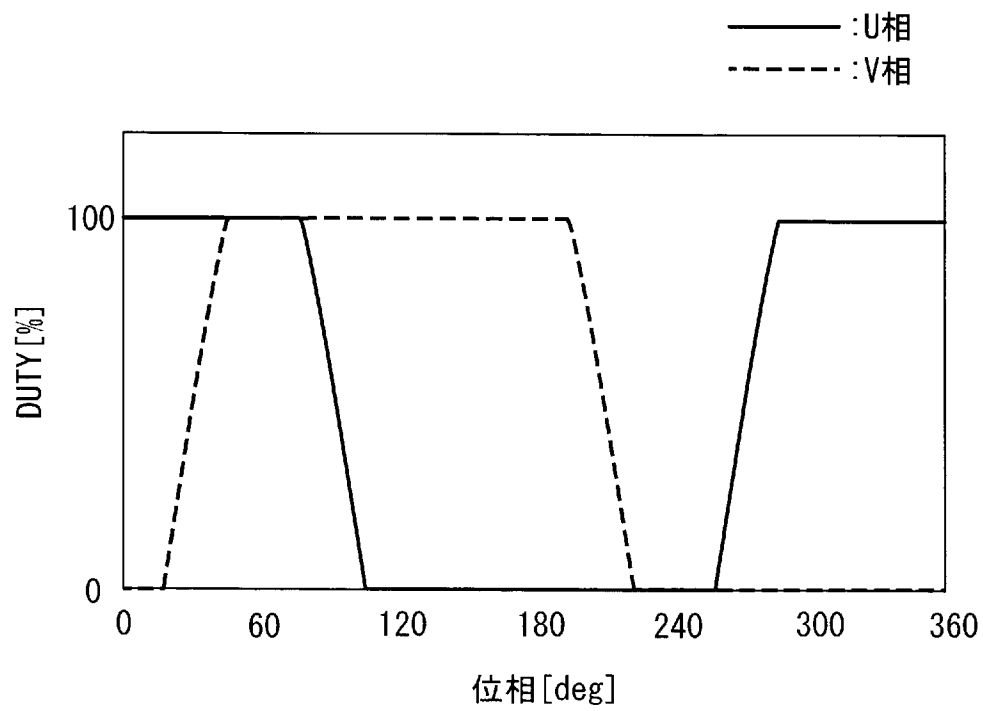
[図4]



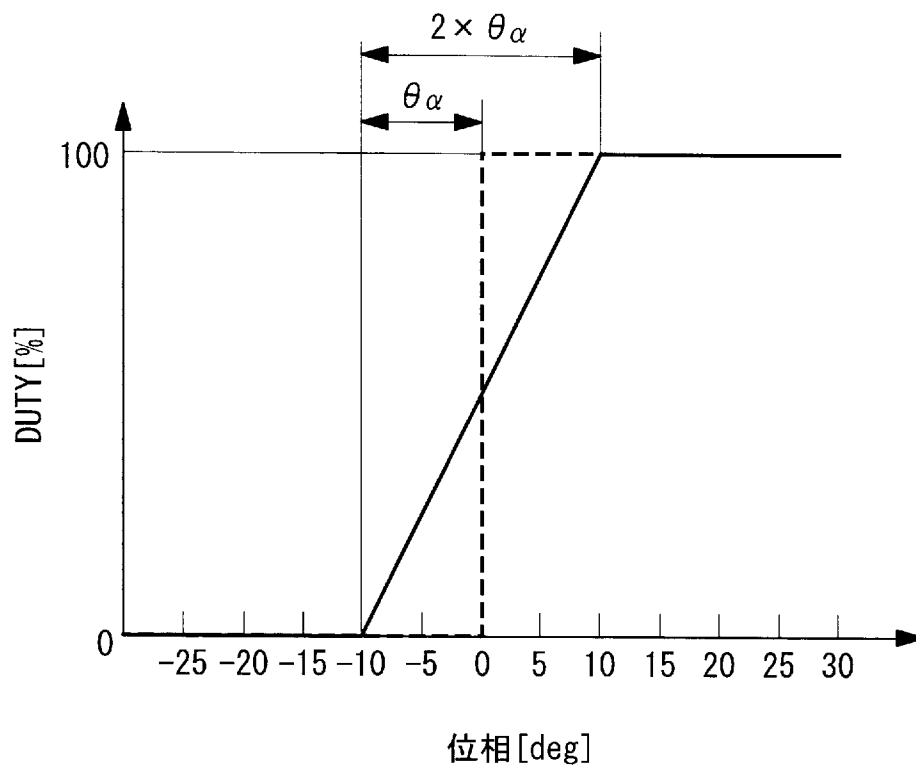
[図5]



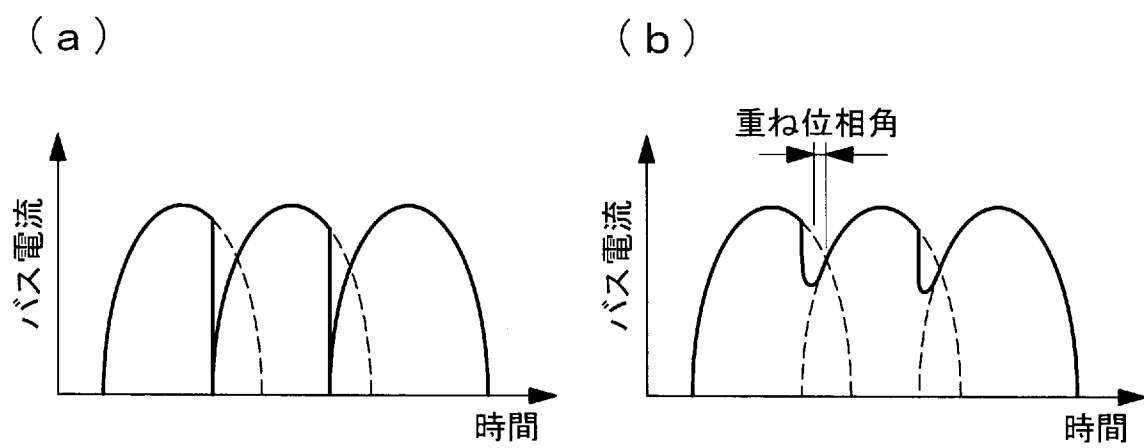
[図6]



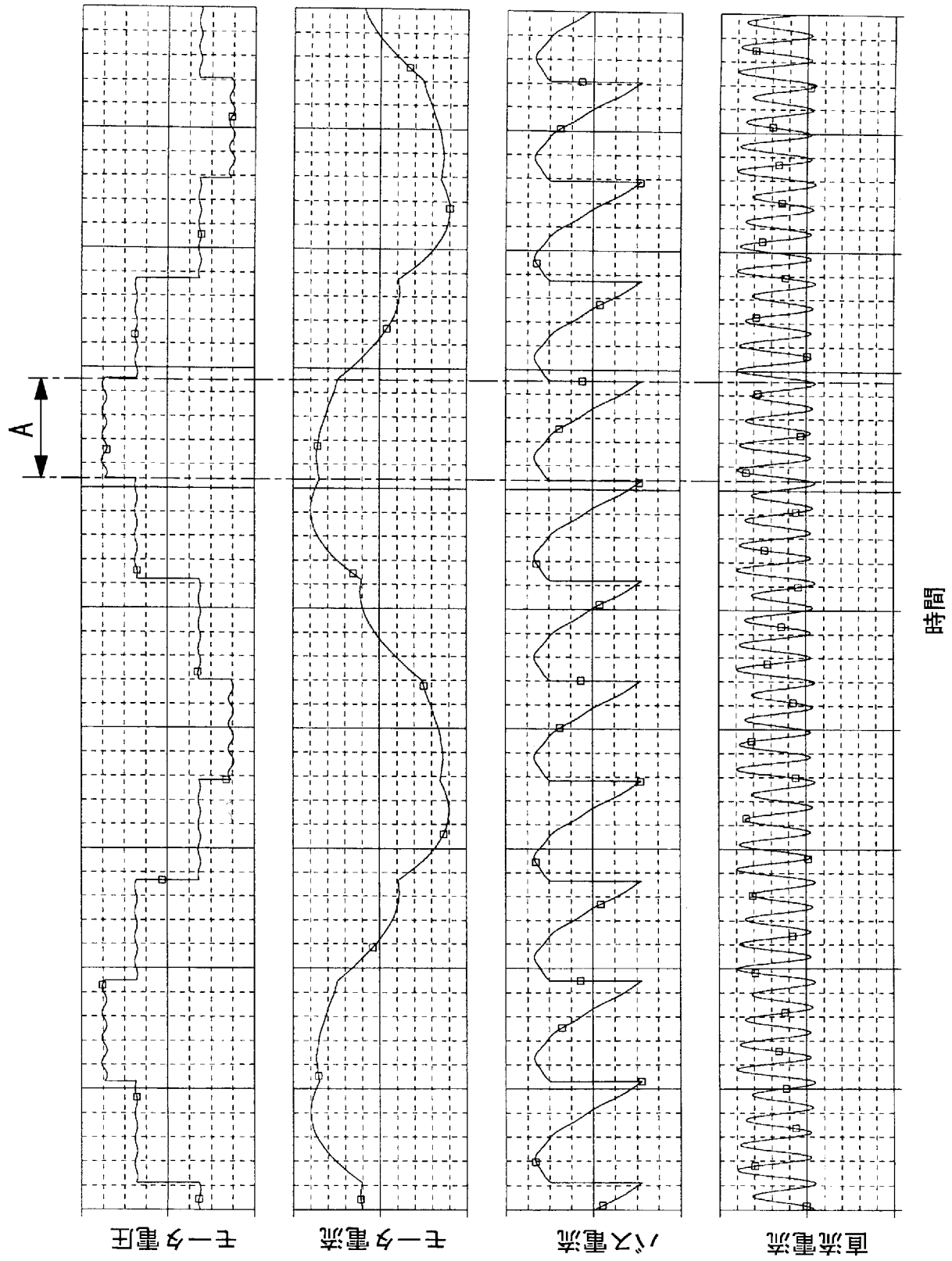
[図7]



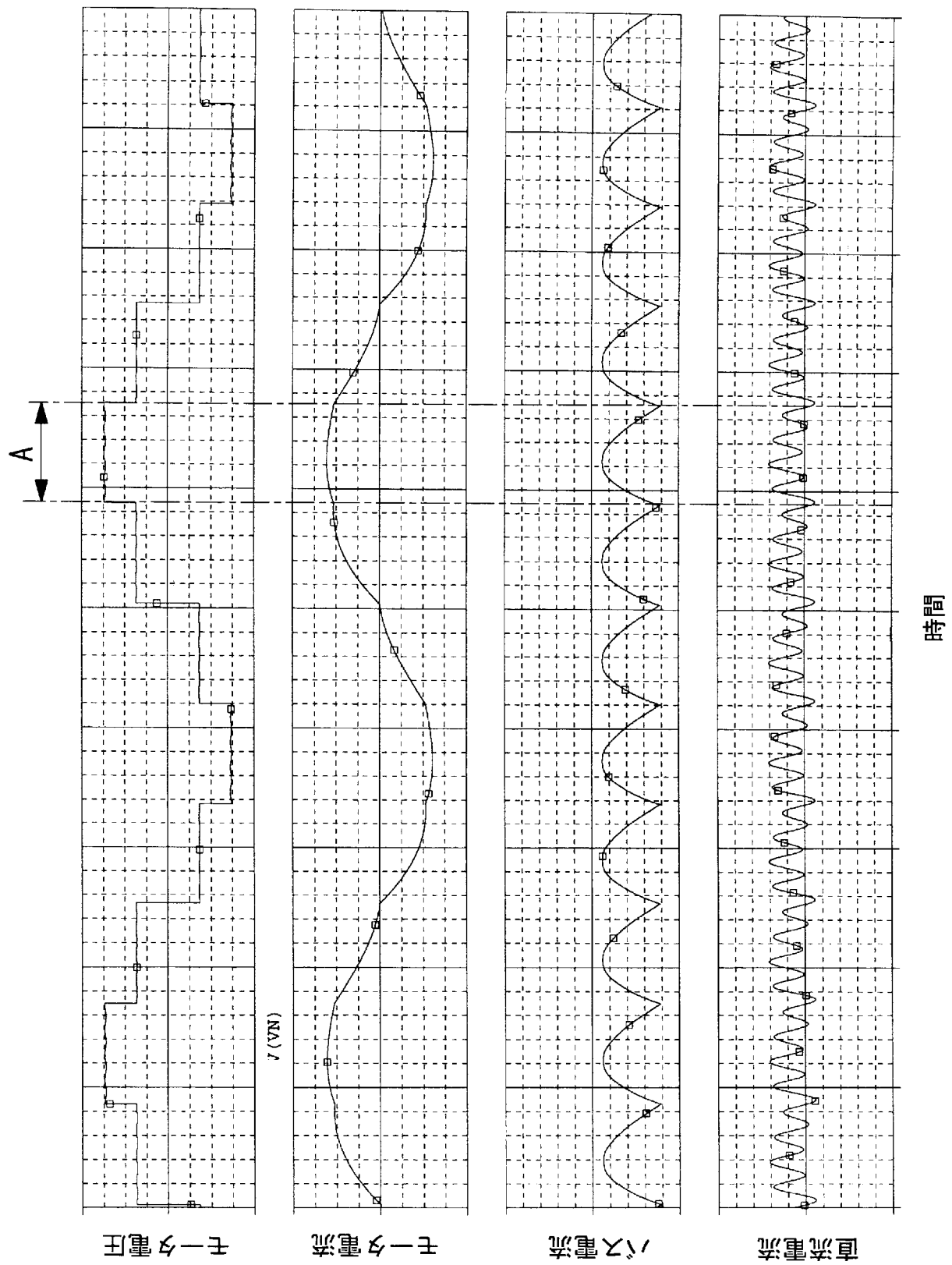
[図8]



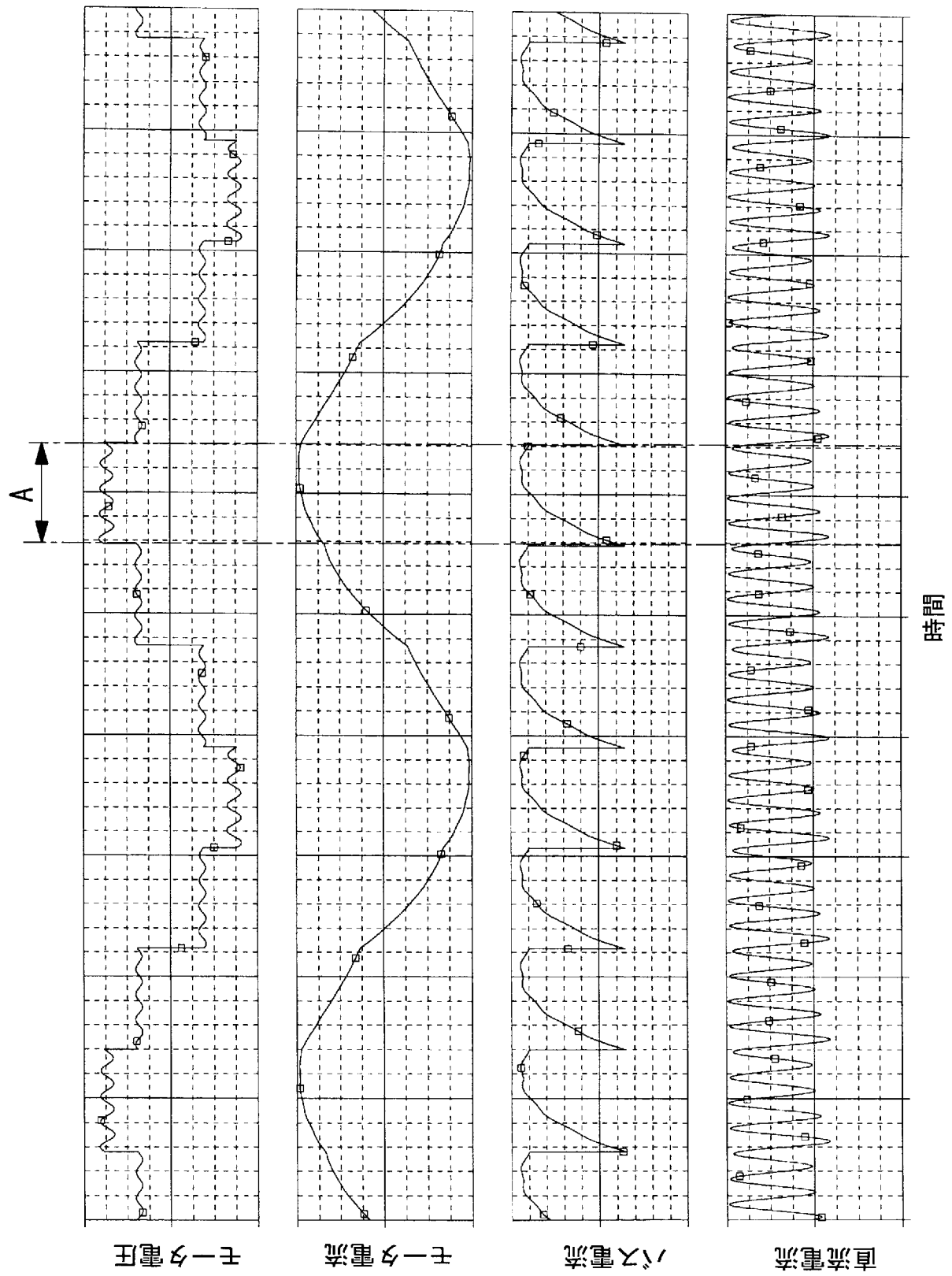
[図9]



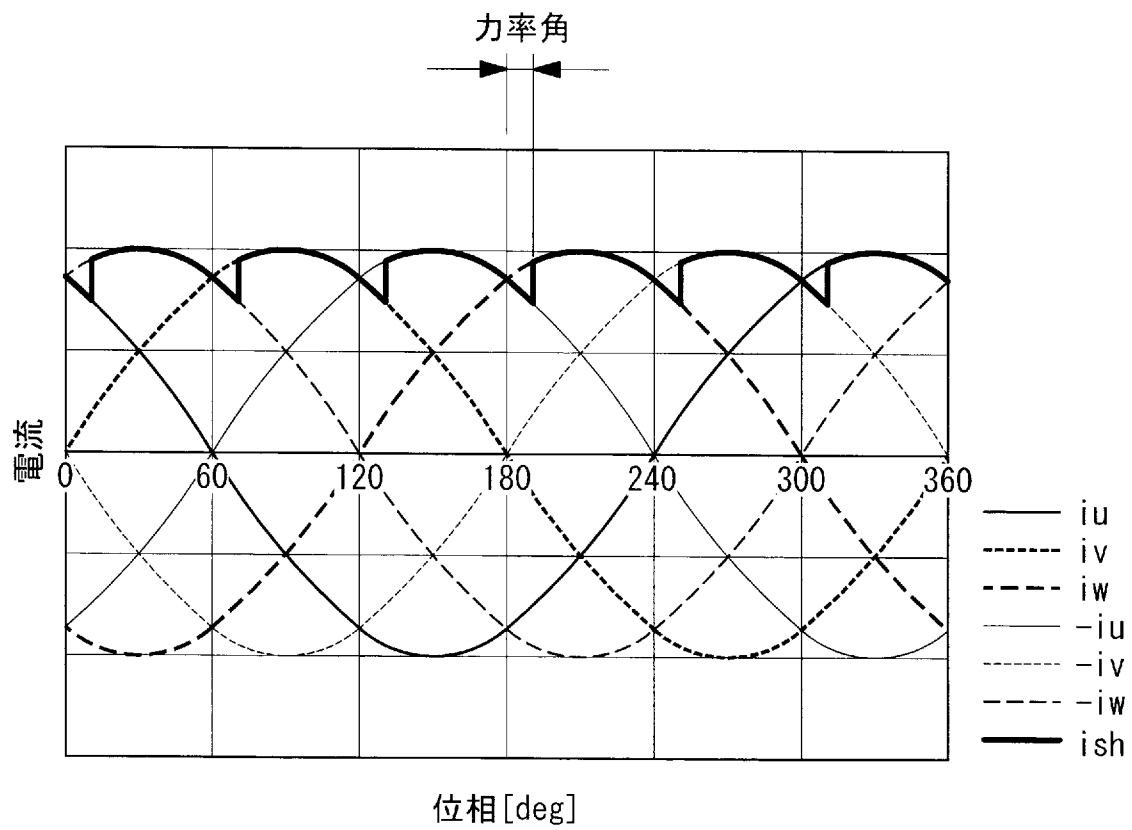
[図10]



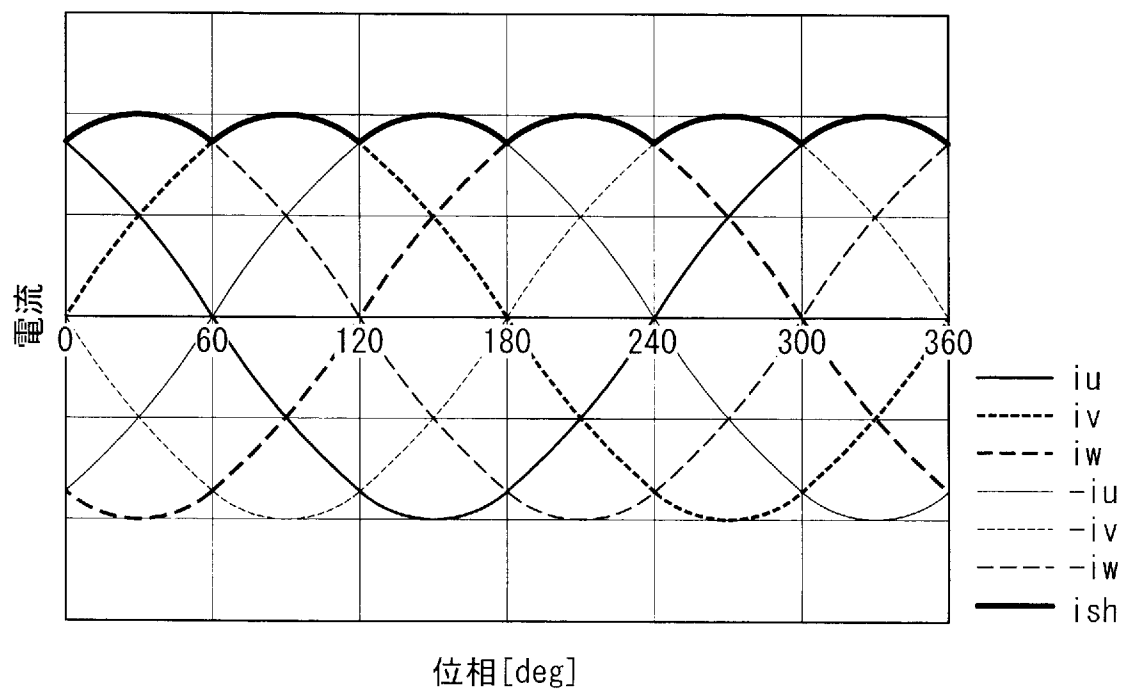
[図11]



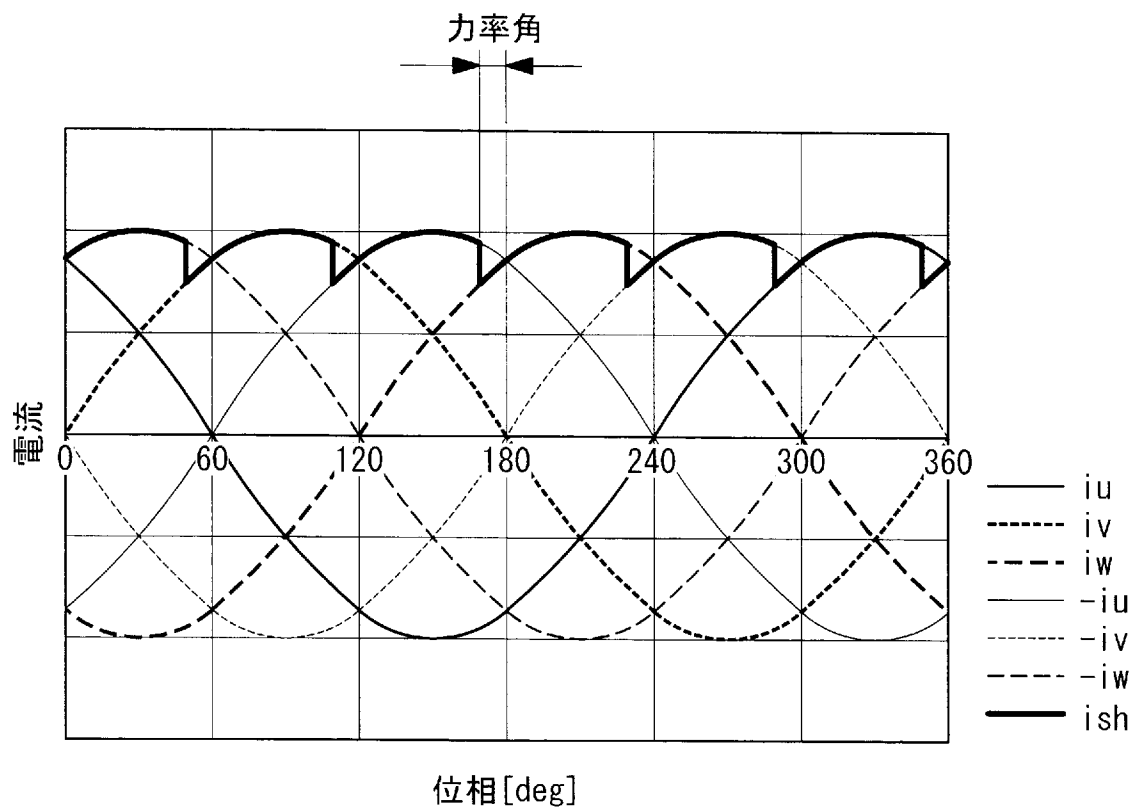
[図12]



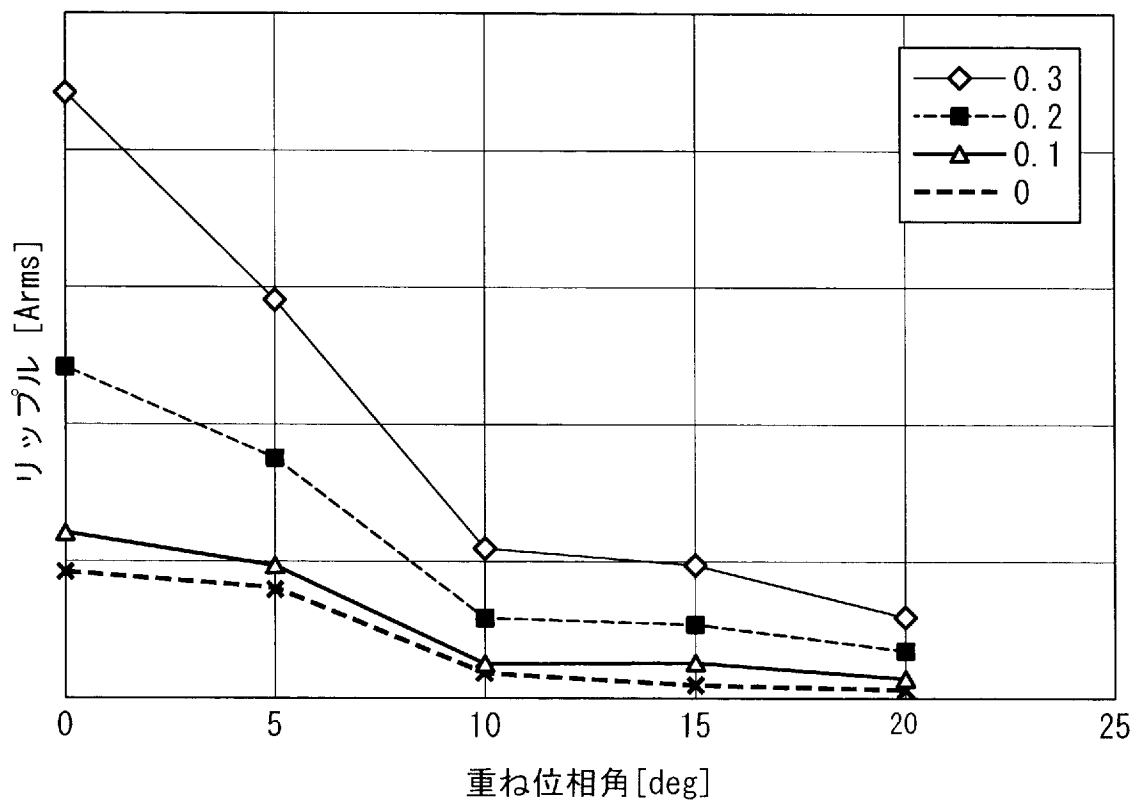
[図13]



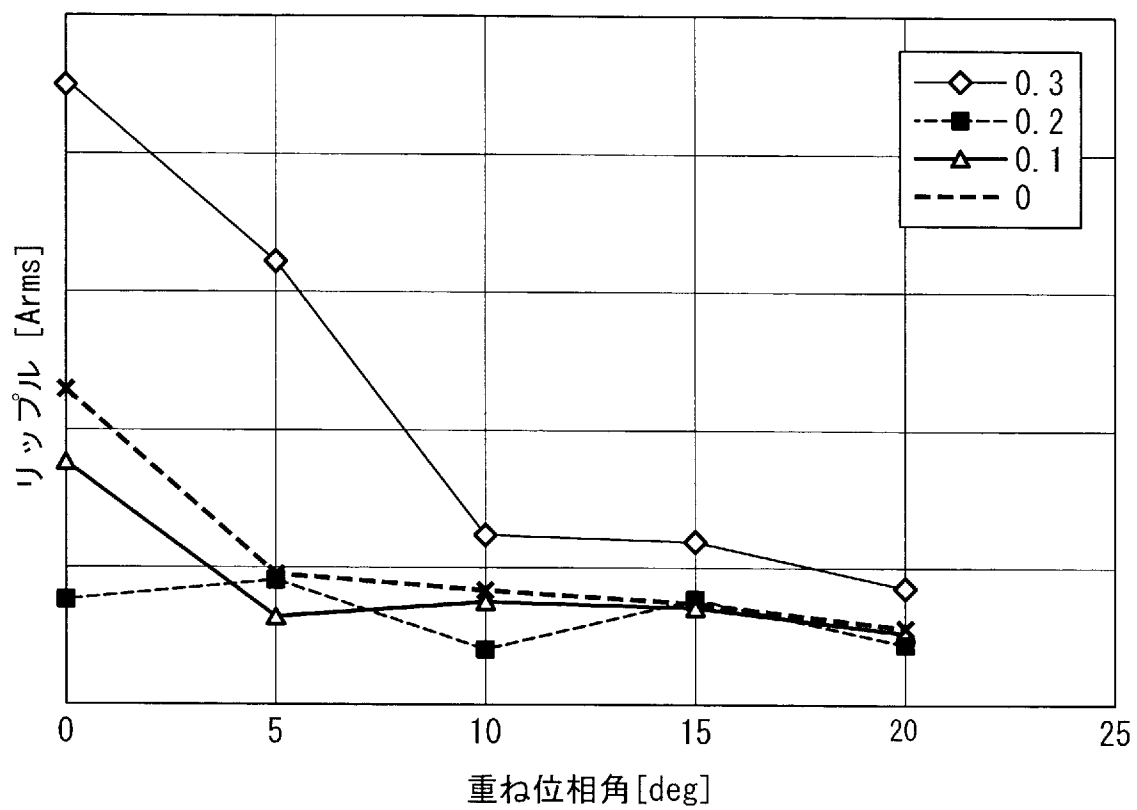
[図14]



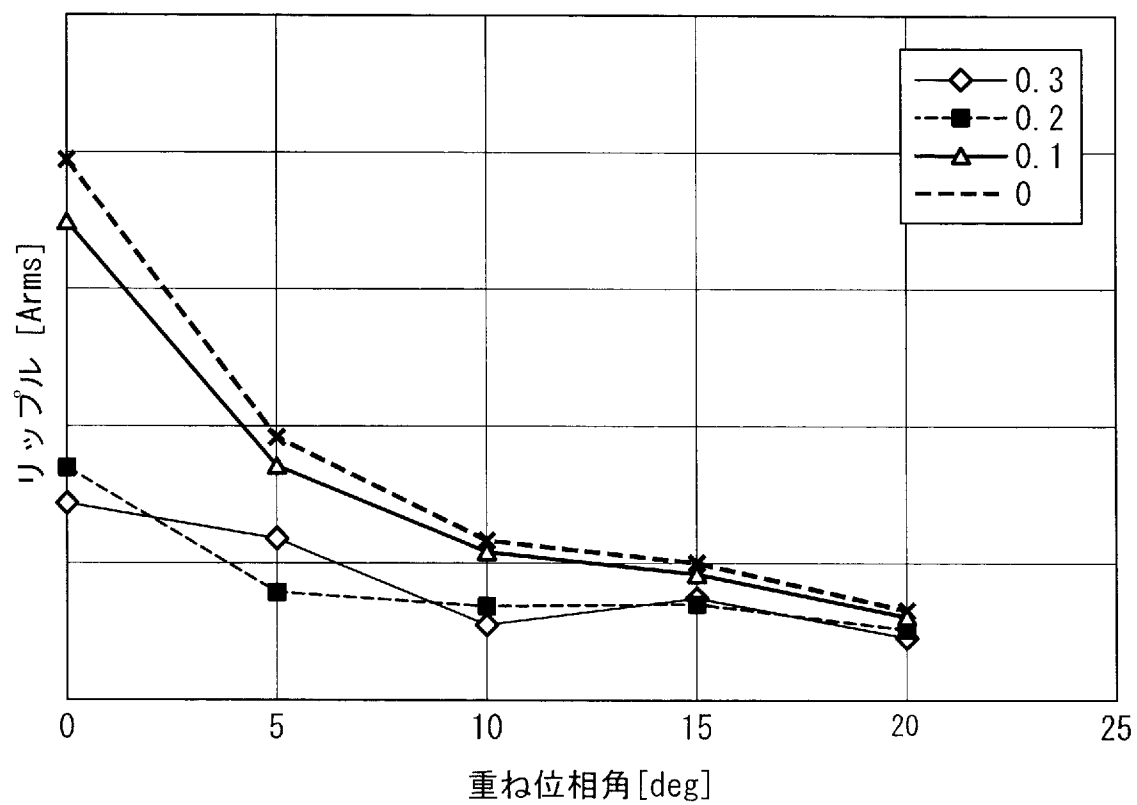
[図15]



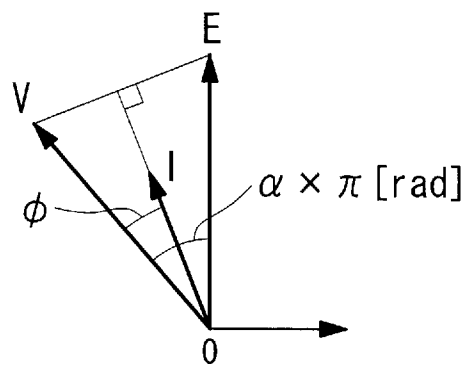
[図16]



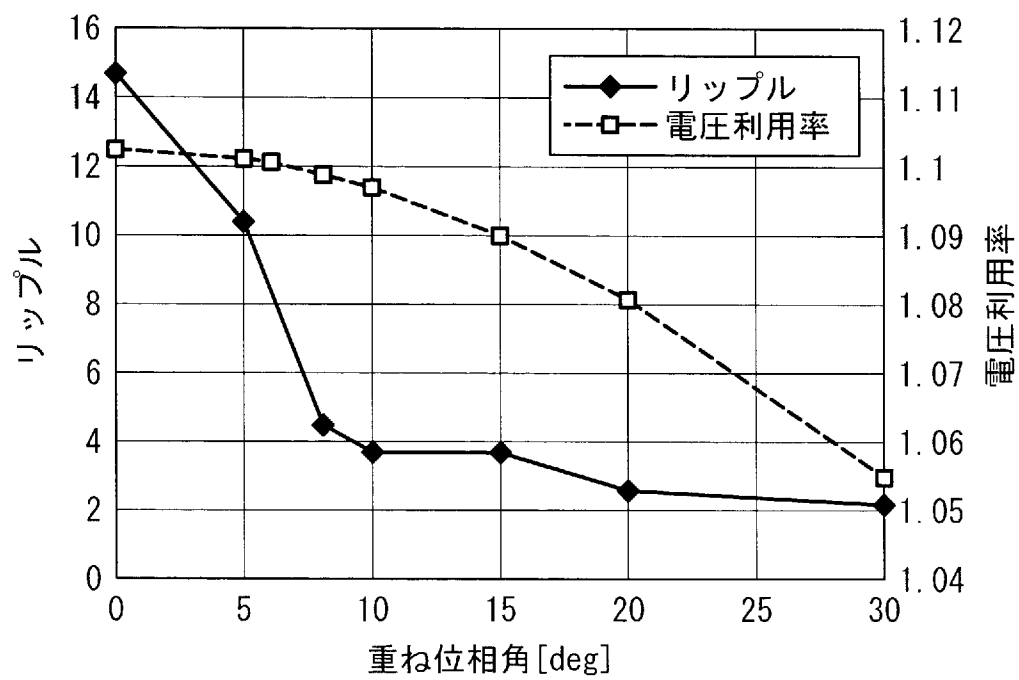
[図17]



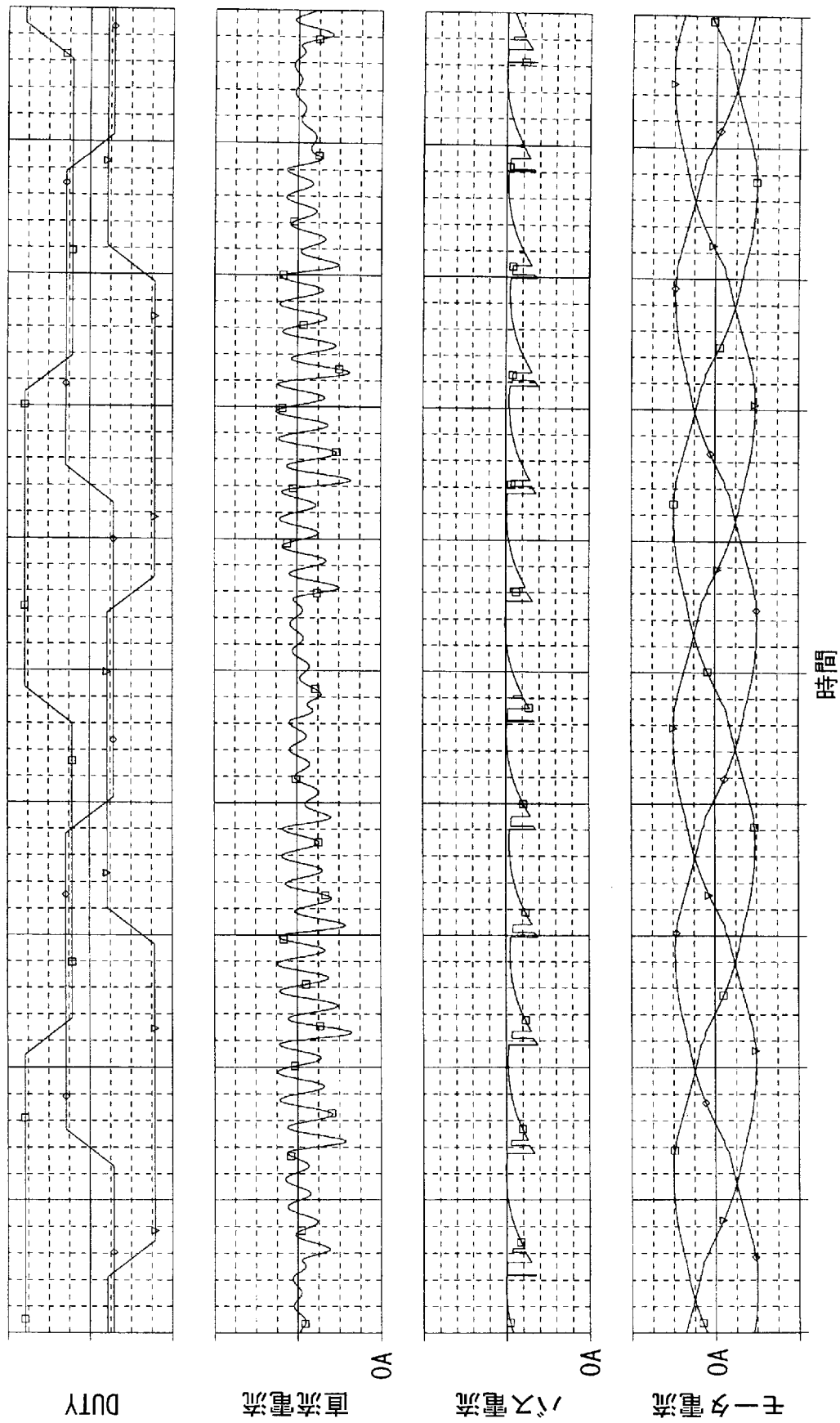
[図18]



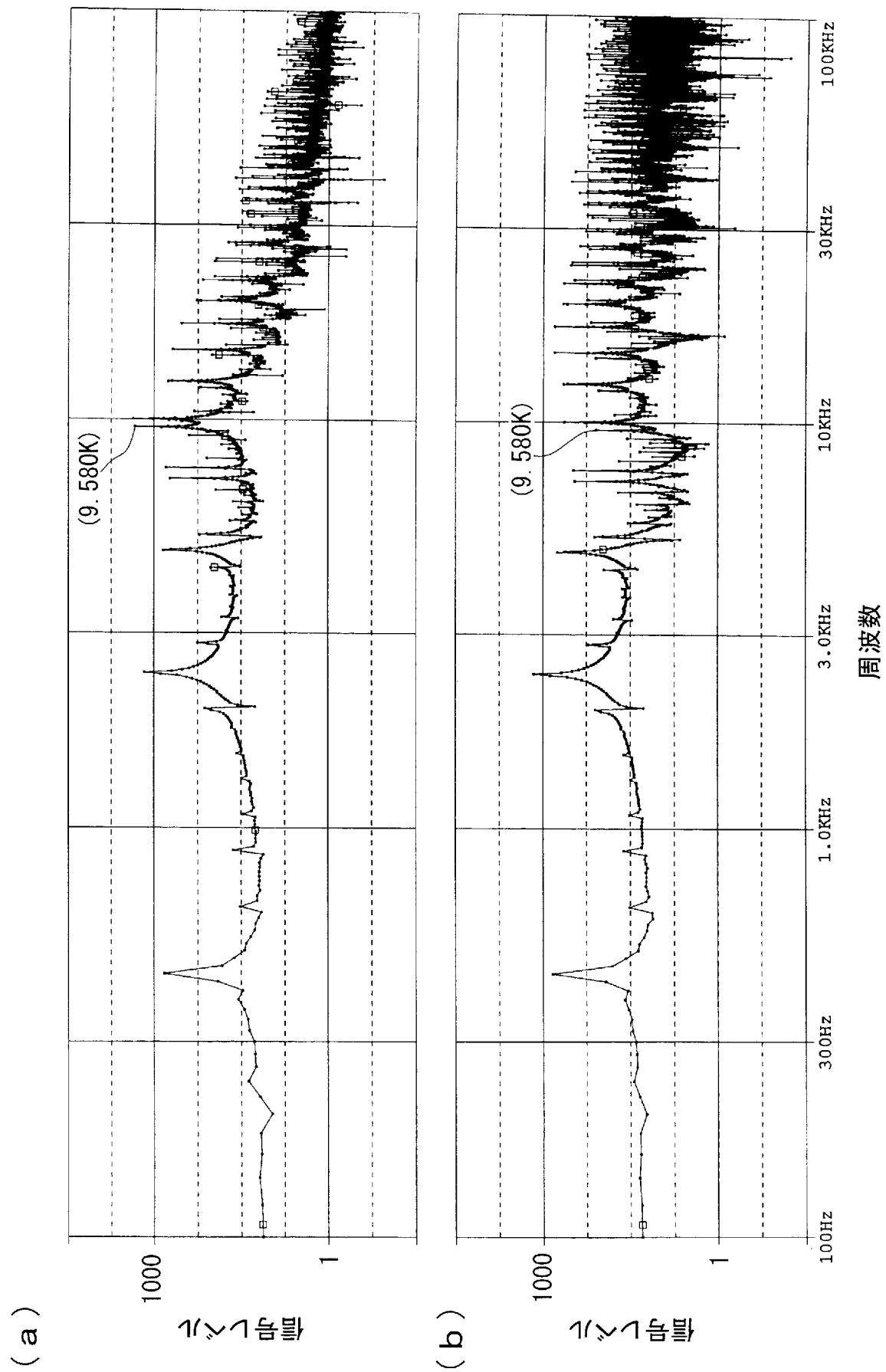
[図19]



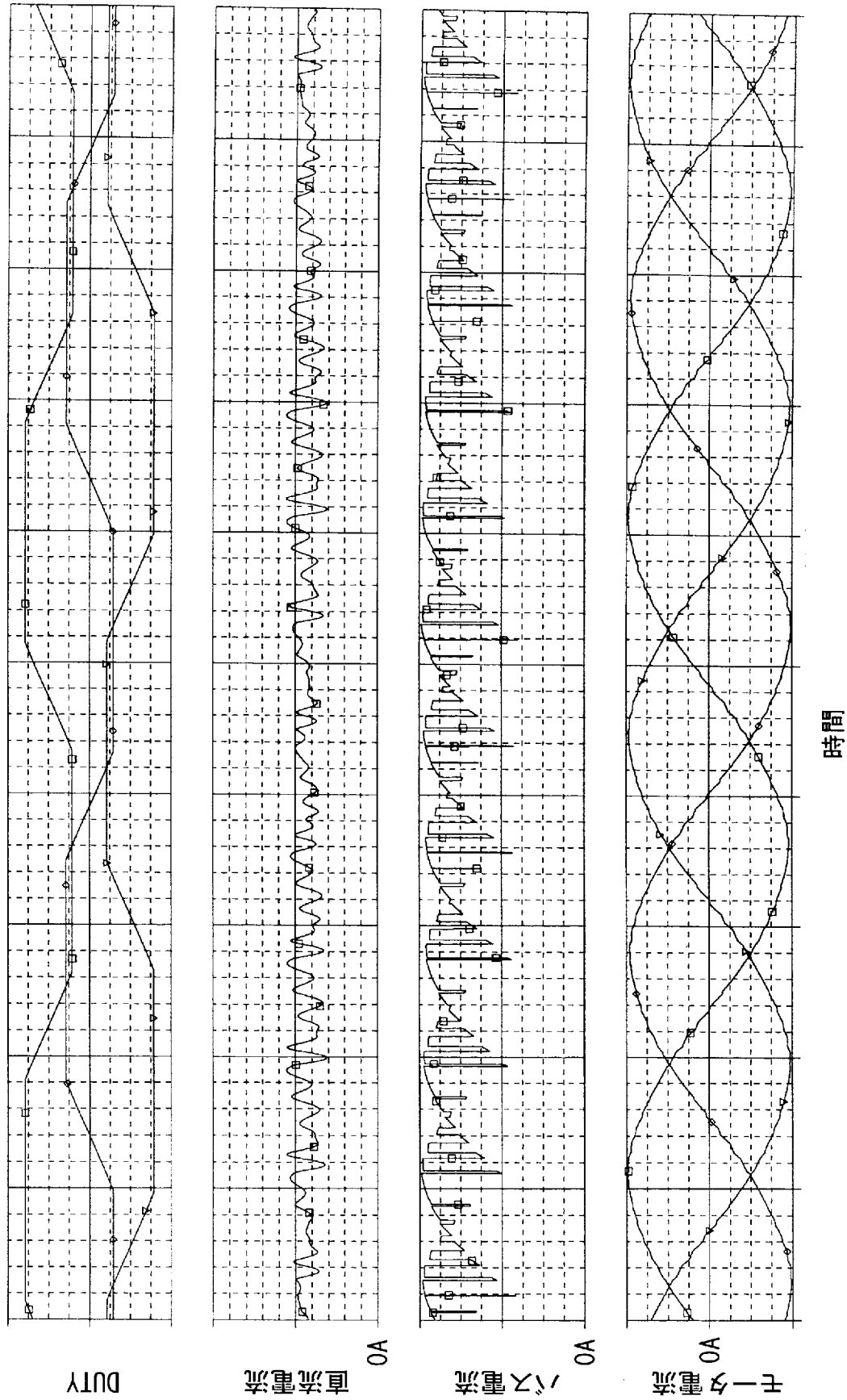
[図20]



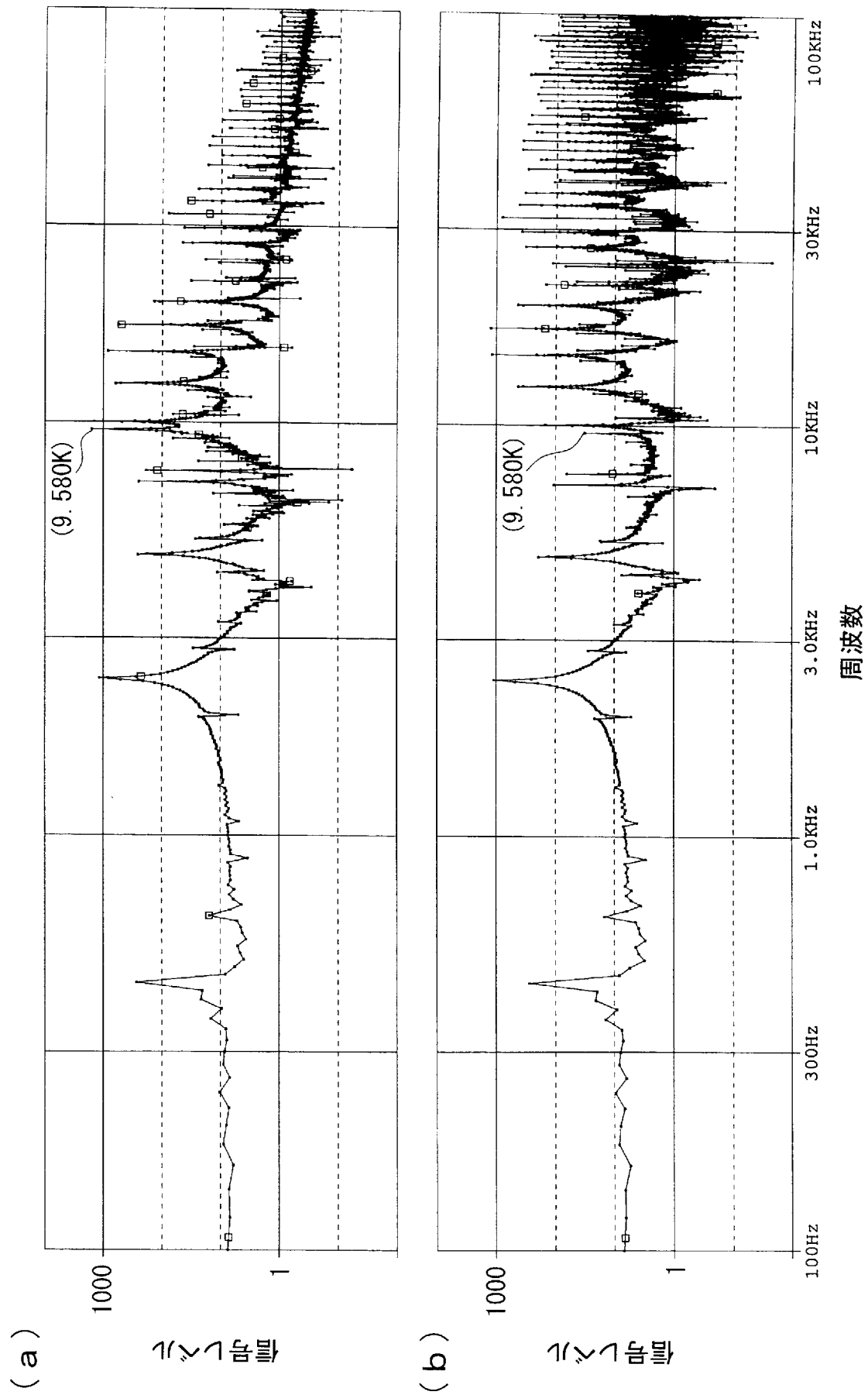
[図21]



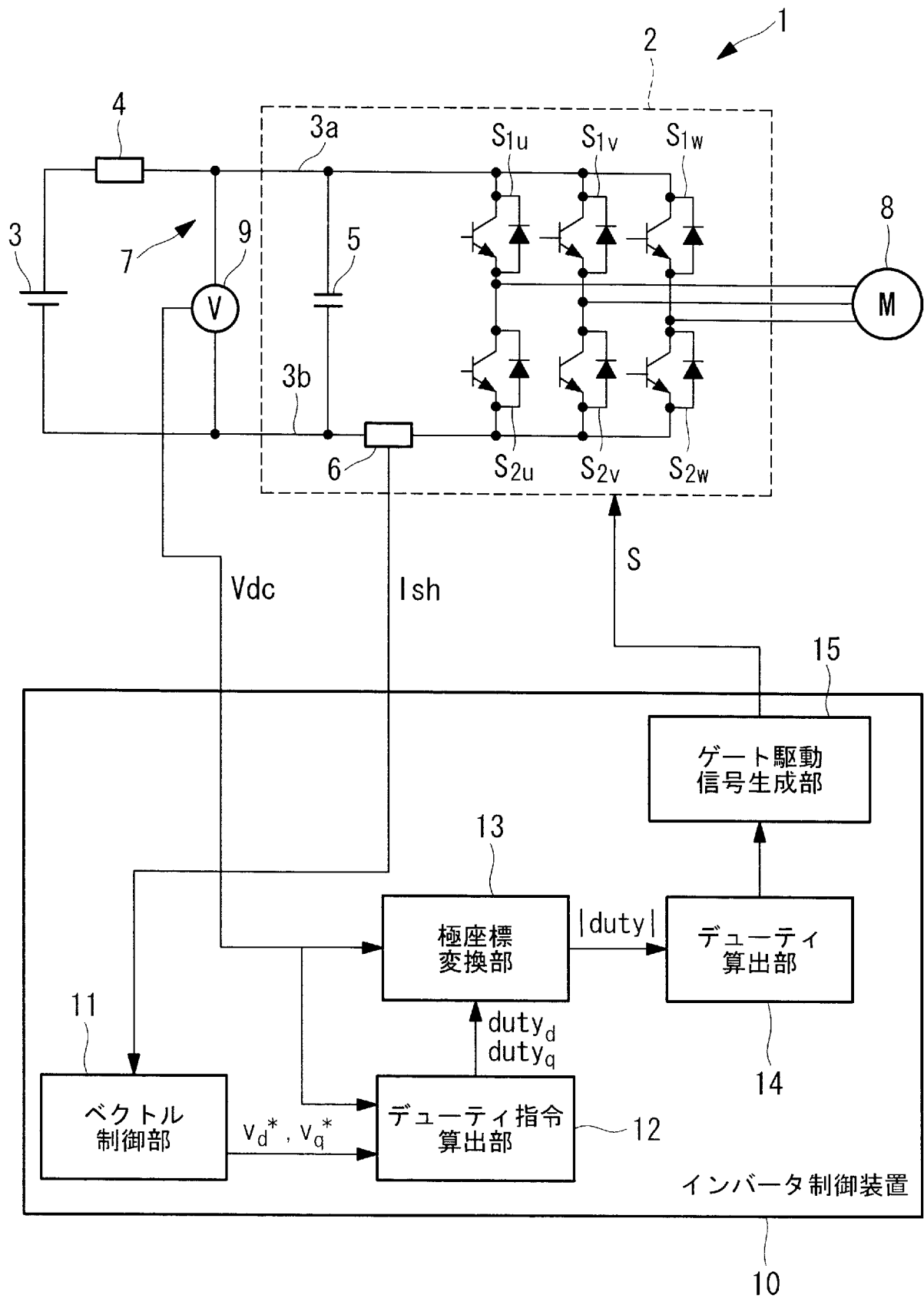
[図22]



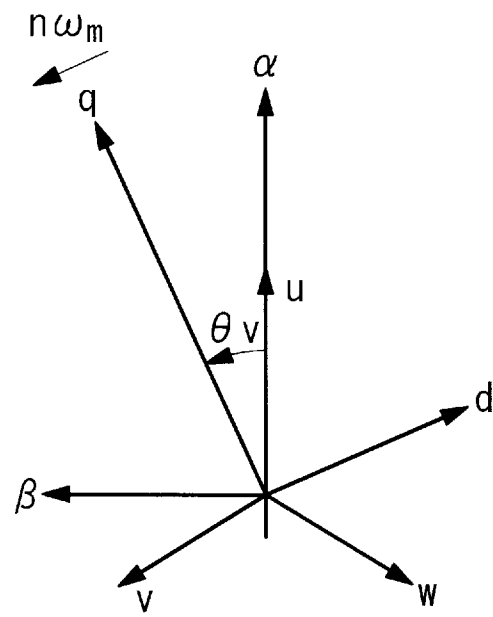
[図23]



[図24]



[図25]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/079030

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P27/06(2006.01) i, H02P6/08(2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02P27/06, H02P6/08

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2013
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2013	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2013

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	JP 2003-18878 A (Mitsubishi Electric Corp.), 17 January 2003 (17.01.2003), paragraphs [0032] to [0048]; fig. 1 to 8 (Family: none)	1-3
X	JP 2005-27390 A (Mitsuba Corp.), 27 January 2005 (27.01.2005), paragraphs [0022] to [0039]; fig. 1 to 4 (Family: none)	1-3
A	JP 2011-211832 A (Renesas Electronics Corp.), 20 October 2011 (20.10.2011), paragraphs [0040] to [0048]; fig. 2, 7 to 8 (Family: none)	1-3

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
22 January, 2013 (22.01.13)

Date of mailing of the international search report
05 February, 2013 (05.02.13)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/079030

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2007-28891 A (Delta Electronics, Inc.), 01 February 2007 (01.02.2007), paragraphs [0014] to [0016]; fig. 4B & US 2007/0013339 A1 & DE 102006031402 A1 & TW I308000 B	1-3
A	WO 2010/104008 A1 (Meidensha Corp.), 16 September 2010 (16.09.2010), paragraphs [0025] to [0055]; fig. 1 to 5 & DE 112010000462 T5 & CN 102349228 A	1-3
A	JP 4-325894 A (Toshiba Corp.), 16 November 1992 (16.11.1992), paragraphs [0013] to [0019]; fig. 1, 3 (Family: none)	1-3

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H02P27/06 (2006.01)i, H02P6/08 (2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H02P27/06, H02P6/08

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2013年
日本国実用新案登録公報	1996-2013年
日本国登録実用新案公報	1994-2013年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
X	JP 2003-18878 A (三菱電機株式会社) 2003.01.17, 【0032】 - 【0048】, 図 1-8 (ファミリーなし)	1 - 3
X	JP 2005-27390 A (株式会社ミツバ) 2005.01.27, 【0022】 - 【0039】, 図 1-4 (ファミリーなし)	1 - 3

☒ C 欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

22.01.2013

国際調査報告の発送日

05.02.2013

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (I S A / J P)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

櫻田 正紀

3 V

2917

電話番号 03-3581-1101 内線 3357

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2011-211832 A (ルネサスエレクトロニクス株式会社) 2011.10.20, 【0040】－【0048】, 図2, 7-8 (ファミリーなし)	1－3
A	JP 2007-28891 A (台達電子工業股▲ふん▼有限公司) 2007.02.01, 【0014】－【0016】, 図4B & US 2007/0013339 A1 & DE 102006031402 A1 & TW I308000 B	1－3
A	WO 2010/104008 A1 (株式会社明電舎) 2010.09.16, [0025]－[0055], 図1-5 & DE 112010000462 T5 & CN 102349228 A	1－3
A	JP 4-325894 A (株式会社東芝) 1992.11.16, 【0013】－【0019】, 図1, 3 (ファミリーなし)	1－3