

(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2015-126678

(P2015-126678A)

(43) 公開日 平成27年7月6日(2015.7.6)

(51) Int.Cl.		F I		テーマコード (参考)
HO2J 3/01	(2006.01)	HO2J	3/01	B 5G066
HO2P 29/00	(2006.01)	HO2P	7/00	L 5H501

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 39 頁)

(21) 出願番号 特願2013-271651 (P2013-271651)
 (22) 出願日 平成25年12月27日 (2013.12.27)

(71) 出願人 507418669
 株式会社志賀機能水研究所
 神奈川県相模原市南区下溝2528番地15
 (74) 代理人 110000235
 特許業務法人 天城国際特許事務所
 (72) 発明者 志賀 誠記
 神奈川県相模原市南区下溝2528番地15
 Fターム(参考) 5G066 EA03
 5H501 BB03 DD01 HA08 JJ23 LL23

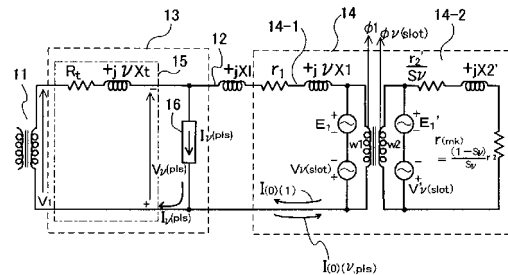
(54) 【発明の名称】 電力設備

(57) 【要約】

【課題】電動機側を改変することなく、電動機に給電する電力幹線側にて高調波抑制機能を生じさせることにより、電動機運転に伴う省電力効果を得るようにした電力設備を提供する。

【解決手段】電源変圧器 11 に接続された電力幹線 12 から給電されて運転される電動機 14 を有する電力設備であって、電動機 14 の運転時に、その固定子 14 - 1 と回転子 14 - 2 との間に発生する高調波の回転磁束のうち、回転子に対して制動力となる次数の高調波電圧に対して、この制動力となる高調波電圧と同じ次数で逆位相となる高調波電圧を発生させる高調波発生手段 13 を電力幹線 12 に設けたことを特徴とする

【選択図】 図 1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

電源変圧器に接続された電力幹線から給電される電動機を有する電力設備であって、前記電動機の運転時に、その固定子のコイル収容スロット数に基づいて前記固定子と回転子との間に発生する高調波回転磁束により生じる高調波電圧のうち、前記回転子に対して制動力となる次数の高調波電圧に対して、この制動力となる高調波電圧と同じ次数で逆位相となる高調波電圧を発生させる高調波発生手段を、前記電力幹線に設けたことを特徴とする電力設備。

【請求項 2】

前記高調波発生手段は、
前記電力幹線から供給される電源電圧と同相で、前記スロット数に基づく次数の高調波電流を発生する高調波電流発生器と、
前記電力幹線に設けられ、前記電源変圧器の漏れリアクタンス含むインピーダンスを有し、前記高調波電流が流れることにより前記回転子に対して制動力となる高調波電圧と同じ次数で前記電源電圧より 90° 遅れた高調波電圧を発生させるリアクタンス回路とを備えたことを特徴とする請求項 1 に記載の電力設備。

10

【請求項 3】

前記高調波電流発生器は、連続波の高調波電流を発生することを特徴とする請求項 2 に記載の電力設備。

20

【請求項 4】

前記高調波電流発生器は、パルス幅の中心が電源電圧のピーク点と一致するパルス波の高調波電流を発生することを特徴とする請求項 2 に記載の電力設備。

【請求項 5】

前記高調波発生手段は、
前記電力幹線から供給される電源電圧のピーク点より進んだ位相で立ち上がり、前記スロット数に基づく次数の高調波を含む幅のパルスを出力する高調波電流発生器と、
前記電力幹線に設けられ、前記電源変圧器の漏れリアクタンスと、これと並列関係となるコンデンサとで、前記パルスに含まれる所定次数の共振回路を構成し、前記高調波電流が流れることにより、前記回転子に対して制動力となる高調波電圧と同じ次数で前記電源電圧より 90° 遅れ $\pm 30^\circ$ 以内の高調波電圧を発生させるリアクタンス回路とを備えたことを特徴とする請求項 4 に記載の電力設備。

30

【請求項 6】

前記高調波電流発生器は、前記電力幹線から供給される電源電圧の正負の半波により充電されるコンデンサ及びこのコンデンサに並列接続された放電抵抗を有し、前記コンデンサの静電容量と前記放電抵抗の抵抗値により、前記出力されるパルスの立ち上がり点を前記正負の半波のピーク点より進んだ位相に設定し、かつ、そのパルス幅を決定することを特徴とする請求項 5 に記載の電力設備。

【請求項 7】

前記高調波電流発生器は、前記電力幹線から供給される電源電圧の位相を進ませる位相進み回路、この位相が進んだ波形を矩形波とするコンパレータ、この矩形波を微分する微分回路を有し、前記位相進み回路により、前記出力されるパルスの立ち上がり点の位相を調節でき、前記微分回路により前記出力パルスの幅を調節可能であることを特徴とする請求項 5 に記載の電力設備。

40

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明の実施形態は、電源変圧器に接続された電力幹線から給電される電動機を有する電力設備に関する。

【背景技術】

50

【 0 0 0 2 】

一般に、各種設備の動力源として誘導電動機が広く用いられている。この種の電動機では、電力幹線から固定子に設けられた一次巻線に電源電圧を供給して回転磁界を発生させ、これにより回転子に回転トルクを生じさせて運転している。この場合、固定子及び回転子の構造上、高調波電圧が発生する。この高調波電圧は、電動機の運転効率を低下させ、温度上昇をもたらす。

【 0 0 0 3 】

そこで、この高調波を低減するために各種の提案がなされており、例えば、電動機の主磁気回路が形成される磁性体の一部に高調波磁束抑制要素を設けたりしている（例えば、特許文献1参照）。

10

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 4 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 0 8 - 2 9 5 2 0 3 号 公 報

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 5 】

本発明が解決しようとする課題は、電動機側を改変することなく、電動機に給電する電力幹線側にて高調波抑制機能を生じさせることにより、電動機運転に伴う省電力効果を得るようにした電力設備を提供することにある。

20

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 6 】

本発明の実施の形態に係る電力設備は、電源変圧器に接続された電力幹線から給電される電動機を有する電力設備であって、前記電動機の運転時に、その固定子のコイル収容スロット数に基づいて前記固定子と回転子との間に発生する高調波回転磁束により生じる高調波電圧のうち、前記回転子に対して制動力となる次数の高調波電圧に対して、この制動力となる高調波電圧と同じ次数で逆位相となる高調波電圧を発生させる高調波発生手段を前記電力幹線に設けたことを特徴とする。

【 0 0 0 7 】

上記構成によれば、電動機の運転時に、制動力となる回転磁束を打ち消す回転磁束を生じさせる高調波電圧を加えるように構成したので、電動機の運転効率が向上し、省電力効果を得ることができる。

30

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 0 8 】

【 図 1 】 本発明の一実施の形態に係る電力設備を示す等価回路図である。

【 図 2 】 図 1 で示した等価回路の一部を書き換えた等価回路図である。

【 図 3 】 本発明の実施の形態に係る電力設備で用いられる電動機の固定子と回転子との関係を示す図で、(a) はそれらの構造を (b) はそれらの間の発生磁束を示している。

【 図 4 】 本発明の実施の形態の動作を説明するベクトル図である。

【 図 5 】 本発明の一実施の形態に用いられる高調波電流発生回路の一例を示す回路図である。

40

【 図 6 】 図 5 の一部を改良した回路図である。

【 図 7 】 本発明の一実施の形態に用いられる高調波電流発生回路の他の例を示す回路図である。

【 図 8 】 図 7 の装置から出力されるパルス波と電源電圧との位相関係を示す波形図である。

【 図 9 】 図 7 の装置の各点における波形を相互に示す波形図である。

【 図 1 0 】 図 1 で示した電動機の回転子部分に生じる基本波の誘起電圧について説明する等価回路図である。

【 図 1 1 】 図 1 で示した電動機の回転子部分に生じる高調波電圧について説明する等価回

50

路図である。

【図 1 2】本発明の実施の形態に用いられる電動機の回転速度、2 次巻線への入力電力、及びすべりとの関係を示す特性図である。

【図 1 3】本発明の他の実施の形態に係る電力設備を示す等価回路図である。

【図 1 4】図 1 3 で示した等価回路の一部を書き換えた等価回路図である。

【図 1 5】図 1 3 の装置における電源電圧とパルス波による高調波電流との関係を示す波形図である。

【図 1 6】図 1 3 の装置における電源電圧とパルス波による高調波電流との関係を示す波形図である。

【図 1 7 A】図 1 3 の装置の動作を 1 7 次の矩形波による高調波電流を用いた場合について説明するベクトル図である。

【図 1 7 B】図 1 3 の装置の動作を 1 1 次の矩形波による高調波電流を用いた場合について説明するベクトル図である。

【図 1 7 C】図 1 3 の装置の動作を 2 3 次の矩形波による高調波電流を用いた場合について説明するベクトル図である。

【図 1 8】図 1 3 の装置で用いられる矩形波をフーリエ解析した結果を表す図である。

【図 1 9 A】図 1 8 で示した解析結果を 1 1 次の場合について説明するベクトル図である。

【図 1 9 B】図 1 8 で示した解析結果を 1 7 次の場合について説明するベクトル図である。

【図 1 9 C】図 1 8 で示した解析結果を 2 3 次の場合について説明するベクトル図である。

【図 2 0】図 1 3 の装置で用いられる指数関数波をフーリエ解析した結果を表す図である。

【図 2 1 A】図 2 0 で示した解析結果を 1 1 次の場合について説明するベクトル図である。

【図 2 1 B】図 2 0 で示した解析結果を 1 7 次の場合について説明するベクトル図である。

【図 2 1 C】図 2 0 で示した解析結果を 2 3 次の場合について説明するベクトル図である。

【図 2 2】図 1 3 の装置で用いられる三角波をフーリエ解析した結果を表す図である。

【図 2 3 A】図 2 2 で示した解析結果を 1 1 次の場合について説明するベクトル図である。

【図 2 3 B】図 2 2 で示した解析結果を 1 7 次の場合について説明するベクトル図である。

【図 2 3 C】図 2 2 で示した解析結果を 2 3 次の場合について説明するベクトル図である。

【図 2 4】図 1 3 の装置で用いる高調波電流発生器の一例を示す回路図である。

【図 2 5】図 2 4 で示した回路によりパルスが生じる過程を示す波形図である。

【図 2 6】図 1 3 の装置で用いる高調波電流発生器の他の例を示す回路図である。

【図 2 7】図 2 6 の装置の各点における波形を相互に示す波形図である。

【発明を実施するための形態】

【0009】

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。

【0010】

図 1 は、電力設備を構成する電源変圧器 1 1、電力幹線 1 2、高調波発生手段 1 3、誘導電動機 1 4 の関係を表す等価回路を示している。高調波発生手段 1 3 は、リアクタンス回路 1 5 及び高調波電流発生器 1 6 からなる。高調波電流発生器 1 6 は、図示のように電源変圧器 1 1 の近傍に設けるか、又は電力幹線（低圧幹線とも呼ぶ）1 2 の末端に接続された誘導電動機 1 4 の入力端子近傍に接続する。

10

20

30

40

50

【0011】

電源変圧器11の2次巻線の両端からは、電力幹線(100V, 200V, 400V等)12が導出されている。電源変圧器11の2次巻線の両端間には電源電圧 V_1 が発生する。また、この2次巻線側には、電源変圧器11の巻線抵抗 R_t 及び巻線の漏れリアクタンス $+jX_t$ が存在し、上述したリアクタンス回路15を構成する。

【0012】

また、この電力幹線12間には、次(11次、17次、23次等)の高調波を含む高調波電流(連続波電流又はパルス電流) $I(p/s)$ の発生源となる高調波電流発生器16が接続されている。この高調波電流 $I(p/s)$ はインピーダンスの低い電源トランス11側に流れる。

10

【0013】

ここで、変圧器11及びリアクタンス回路15部分の等価回路は、図2で示すように書き換えることができる。図2において、変圧器11の1次側漏れリアクタンス11-1は、変圧器11の励磁回路のリアクタンス11-eに対して著しく小さいので、1次側漏れリアクタンス11-1はショートされたことと同じとなる。リアクタンス回路15のインピーダンスを $Z(pall)$ とする。このリアクタンス回路15部分には、高調波電流発生器16からの高調波電流 $I(p/s)$ が図示方向に流れることにより、高調波電源電圧 $V(p/s)$ が発生する。すなわち、高調波電流発生器16は、高調波電源電圧 $V(p/s)$ を発生させるための次の高調波電流 $I(p/s)$ を流す電流源となる。

【0014】

図1に戻って、電力幹線12に接続された電動機14は、固定子14-1部分、及び回転子14-2部分を有している。電動機の固定子14-1には1次巻線 w_1 が設けられ、回転子14-2には2次巻線 w_2 が設けられている。1次巻線 w_1 は、電力幹線12に線路リアクタンス分 $+jX_1$ を介して接続しており、自身は抵抗分 r_1 とリアクタンス分 $+jx_1$ を有する。また、2次巻線 w_2 は抵抗分 r_2' 及びリアクタンス分 $+jx_2'$ 及び機械的負荷に相当する抵抗 $r(mk) = (1-S)r_2' / S$ を有する。

20

【0015】

ここで、電動機14の図示しない入力端子に、電力幹線12から概略基本波の電源電圧 V_1 を印加すると、電動機14の固定子14-1に設けられた1次巻線 w_1 には、図1で示すように、電源の基本波電圧 V_1 に対して 90° 遅れの、基本波の励磁電流 $I_{(0)(1)}$ が流れる。また、固定子14-1と回転子14-2の間には、この励磁電流 $I_{(0)(1)}$ に比例して、励磁電流 $I_{(0)(1)}$ と同一位相の回転磁束 Φ_1 が発生する。そして、この回転磁束 Φ_1 に対して 90° 遅れ(電源電圧 V_1 に対しては 180° 遅れ)の逆起電力 E_1 が発生する。また、この電圧 E_1 に比例して回転子14-2の2次巻線 w_2 には電圧 E_1' が誘起される。

30

【0016】

電動機の固定子14-1には1次巻線 w_1 を収容するスロットが形成されており、このスロットに起因して磁気抵抗が規則的に分布する。すなわち、図3(a)で示すように、固定子14-1には、上述したように、3相(u, v, w)の一次巻線(コイルとも呼ぶ) w_1 を収容するスロット21が形成されている。この固定子14-1と回転子14-2との隙間では、コイルを収容しているスロット21の直下と固定子鉄心直下では磁気抵抗(パーミアンス)に差が存在する。このため、基本波による回転磁束 Φ_1 の他に、スロット21に起因し、その個数に対応する次の高調波回転磁束 Φ_k が発生する。

40

【0017】

ここで、固定子14-1の総スロット数を Z_1 、電機子上の極間隔を p 、極対数を P とすると、スロット21に起因するパーミアンスの分布波 k は、次式(1)で示される。

【数 1】

$$K = K_{av} + K_s \sin \frac{\pi}{\tau_p} \left(\frac{Z_1}{P} \right) X \quad \dots (1)$$

【0018】

なお、上式(1)において k_{av} はパーミアンスの平均値 (average) である。

【0019】

図3(b)で示す基本波回転磁束密度は B_1 を $B_1 \sin(\dots \cdot x)$ とすると、実際の回転状態における磁束密度波 B は次式(2)となる。

10

【数 2】

$$\begin{aligned} B \nu &= B_1 \sin \left(\frac{\pi}{\tau_p} X \right) \cdot \left\{ K_{av} + K_s \sin \frac{\pi}{\tau_p} \left(\frac{Z_1}{P} \right) X \right\} \\ &= B_1 K_{av} \sin \left(\frac{\pi}{\tau_p} X \right) + \frac{B_1 K_s}{2} \left\{ (-) \cos \left(1 + \frac{Z_1}{P} \right) \frac{\pi}{\tau_p} X + \cos \left(\frac{Z_1}{P} - 1 \right) \frac{\pi}{\tau_p} X \right\} \\ &\quad \dots (2) \end{aligned}$$

20

【0020】

上記式(2)から、基本波波形 B_1 に対して 90° 遅れの $(Z_1/P + 1)$ 次の高調波回転磁束 $B(Z_1/P + 1)$ 、及び基本波波形 B_1 に対して 90° 進みの $(Z_1/P - 1)$ 次の高調波回転磁束 $B(Z_1/P - 1)$ が発生することがわかる。磁束は磁気回路の面積に比例するので B_1 であり、 $(Z_1/P - 1)$ 次、及び $(Z_1/P + 1)$ 次の回転磁束が発生することを意味する。

【0021】

周知のように、 $(Z_1/P + 1)$ 次の磁束は、基本波回転磁束波 B_1 に対して正方向、かつ 90° 遅れで回転する。また、 $(Z_1/P - 1)$ 次の磁束は、基本波回転磁束波 B_1 に対して逆方向、かつ 90° 進み位相で回転する。通常、電動機の1極当りのスロット数 (Z_1/P) は、12, 18, 24個が多用されている。したがって、 $(Z_1/P - 1)$ 次としては11, 17, 23次の逆回転磁束密度波が、 $(Z_1/P + 1)$ 次としては13, 19, 25次の正回転磁束密度波がそれぞれ発生する。

30

【0022】

この次数 $(Z_1/P + 1)$ 次、及び $(Z_1/P - 1)$ 次の高調波回転磁束 (slot) によって、固定子14-1の1次巻線 w_1 には高調波電圧 V (slot) が、回転子14-2の2次巻線 w_2 には高調波電圧 V' (slot) が生じる。このうち、 $(Z_1/P - 1)$ 次 (11, 17, 23次) の高調波電圧 V' (slot) は、回転子14-2に対して制動力となる回転磁束を生じ、後述するように無駄な電力を消費することになるので、低減させる必要がある。以下、 $(Z_1/P - 1)$ 次の高調波への対応を説明する。

40

【0023】

本発明では、図1及び図2で示したように、電力幹線に高調波電流発生器16を接続して、一定の $(Z_1/P - 1)$ 次の高調波電流 I (pls) を、インピーダンス Z (pall) を有するリアクタンス回路15に流している。このことにより、高調波電圧 V (pls) = Z (pall) \cdot I (pls) を発生させ、増幅する。この高調波電圧 V (pls) により、前述したスロット21に起因する $(Z_1/P - 1)$ 次の高調波回転磁束 (slot) に対して逆位相となる高調波回転磁束 (pls) を発生させる。このことにより高調波回転磁束 (slot) を減少させ、高調波回転磁束 (slot) により発生する高調波電圧 V (slot), V' (slot) を減少させる。その結果、高調波電圧 V' (slot) により無駄に消費されている電力を低減させることができる。

50

【0024】

以下、上述した関係を、ベクトル図、図4を用いて説明する。

【0025】

図4は、相数 m が3、1極1相当たりのコイル数 q が3で、1極対あたりのスロット数 $2mq$ 、すなわち、前述した $(Z1/P)$ が18個の電動機における17次高調波について示している。

【0026】

電動機14の入力端子に電源電圧 V_1 を印加すると、固定子14-1と回転子14-2との間には、電源の基本波電圧 V_1 に対して 90° 遅れの回転磁束 ψ_1 が発生し、固定子14-1の1次巻線 w_1 には、この回転磁束 ψ_1 に対して 90° 遅れ(電源電圧 V_1 に対しては 180° 遅れ)の逆起電力 E_1 が発生する。

10

【0027】

固定子14-1と回転子14-2との隙間では、コイルを収容しているスロット21の数に対応する n 次の高調波回転磁束 ψ_n (slot)が発生する。この高調波回転磁束 ψ_n (slot)は、基本波による回転磁束 ψ_1 に対して 90° 進みである。また、この高調波回転磁束 ψ_n (slot)により1次巻線 w_1 には高調波電圧 V_n (slot)が発生する。この高調波電圧 V_n (slot)は高調波回転磁束 ψ_n (slot)に対して 90° 進みである。

【0028】

これに対し、図1及び図2で示した高調波電流発生器16から、電源電圧 V_1 に対して同相の n 次の高調波電流 I_n (pls)を、電源変圧器11の漏れリアクタンス $+jX_t$ を含むリアクタンス回路15に図示方向で流す。高調波電流 I_n (pls)は、上述したリアクタンス回路15に流れることで、そのインピーダンス Z (pall)により、リアクタンス回路15両端に高調波電流による電圧降下が生じる。その高調波電圧を V_n (pls)とすると、 V_n (pls) = $-Z$ (pall) $\cdot I_n$ (pls)となる。リアクタンス回路15のインピーダンス Z (pall)は、前述のように、電源変圧器11の漏れリアクタンス $+jX_t$ を含むので、 I_{17} (pls)が流れることにより生じる高調波電圧 V_n (pls)は、図4で示すように、電源電圧 V_1 に対して 90° 遅れの位相となる。

20

【0029】

ここで、高調波電流発生器16が低圧幹線の末端に接続された場合は、リアクタンス回路12のリアクタンスは、電源変圧器11のリアクタンス X_t と、低圧幹線12のリアクタンス X_l との合算分となり、インピーダンス Z (pall)が求まる。

30

【0030】

この高調波電圧 V_n (pls)が電動機14の1次巻線 w_1 に印加されると、図1で示したように、 n 次の励磁電流 $I_{(0)}$ (pls)が1次巻線 w_1 に流れる。この励磁電流 $I_{(0)}$ (pls)は、 V_n (pls)に対して 90° 遅れであるので、励磁電流 $I_{(0)}$ (pls)と同相の高周波回転磁束 ψ_n (pls)が図4で示すように発生する。すなわち、高調波電流発生器16に基づく高周波回転磁束 ψ_n (pls)は、スロットに起因する高周波回転磁束 ψ_n (slot)との位相角 θ (slot,pls)が 180° で、完全に逆位相となる。したがって、スロットに起因する高周波回転磁束 ψ_n (slot)は減少し、この高周波回転磁束 ψ_n (slot)によって発生する高調波電圧 V_n (slot)、及びこれによって2次巻線 w_2 に誘起される高調波電圧 V'_n (slot)が減少する。その結果、高調波電圧 V'_n (slot)により無駄に消費されている電力を低減させることができる。

40

【0031】

ここで、電力幹線12から給電される電動機14は、上述した1極対あたりのスロット数、すなわち、 $(Z1/P)$ が18個の電動機のみではなく、同じ電力幹線12に $(Z1/P)$ が12個、或いは24個の電動機も混在して用いられることが多い。すなわち、前述のように電動機14には、1極当りのスロット数 $(Z1/P)$ は12, 18, 24個が多用されている。そこで、電力幹線12に接続する高調波電流発生器16には、電動機14において逆回転トルクを発生する11次、17次、23次が混合した高調波電流を流すものを用いる。

50

【0032】

この高調波電流発生器16が流す高調波電流 I (pls)は、連続波電流又はパルス電流とする。先ず、この高調波電流 I (pls)の電流波形が、基本電源電圧 V_1 に対して11次、17次、23次の連続波電流を発生する高調波電流発生器16について図5を用いて説明する。なお、図5は1相分を示している。実際の電力幹線12は3相系統であるので、図5で示した1相分の回路を、3相を構成する各相 u 、 v 、 w の入力電圧に対応するべく3回路設ける。

【0033】

高調波電流発生器16は、図5で示すように、コンパレータ51、バンドパスフィルタ(以下、BPF)52、位相回路53、可変抵抗54、合成器55、及び出力回路56により構成される。

10

【0034】

コンパレータ51の入力側には、各相(例えば u 相)からの入力電圧、すなわち、基本電源電圧 V_1 が入力される。このコンパレータ51により、基本電源電圧 V_1 と同相の矩形波が得られ、出力される。このコンパレータ51の出力側には、11次、17次、23次のBPF521, 522, 523がそれぞれ接続されている。これらBPF521, 522, 523は、上述した矩形波電圧から11次、17次、23次の高調波電圧を得る。

【0035】

BPF521, 522, 523の出力側には対応する位相回路531, 532, 533が接続されており、これらにより、11次、17次、23次高調波電圧の位相を基本電源電圧 V_1 の位相に対して同相となるように調整する。さらに、可変抵抗541, 542, 543により電圧成分含有率を調整後、合成器55に入力する。

20

【0036】

合成器55の出力側には、幹線12の1相分を構成する線 u 、 v 間に設けられた出力回路56が接続されている。出力回路56は、ダイオード及び抵抗を介して線 u 、 v 間に逆並列に接続された最終段出力素子としての電力トランジスタ又はMOS型FET(図ではMOS型FETを示している)561、562を有する。そして、それらのベース又はゲートには、上述した合成器55の出力側が、それぞれバイアス回路563, 564を介して接続されている。このように電力トランジスタ又はMOS型FET561、562のベース又はゲートにそれぞれバイアス回路563, 564を設けたことによりアナログ増幅器として機能する。

30

【0037】

高調波電流発生器16は上述のように構成されているので、幹線12の線間(図5では u 、 v 間)には、基本電源電圧 V_1 に対して同相の11次、17次、23次を含む高調波電流 I (pls)が流れる

なお、高調波電流発生器16の回路構成としては、図6で示すように構成してもよい。すなわち、図5で示した回路にトランス565を加え、このトランス565を介して、各最終段出力素子561、562に直流電源 $+V_{00}$ 、 $-V_{00}$ を接続する。このように構成すると、基本電源電圧 V_1 が負の半サイクルにおいても、直流電源電圧が印加されることにより高調波電流を流すことが可能となる。

40

【0038】

次に、高調波電流発生器16が流す高調波電流 I (pls)が矩形のパルス波形の場合について説明する。この場合、図8で示すように、基本電源電圧 V_1 のピーク位相を基準として、対称、かつ幅の矩形波パルスを流すように構成する。このとき、含有する各高調波電流成分 I (pls)は、基本電源電圧 V_1 と同相である。このようなパルス電流の場合、最大23次の成分を含有するように、パルスデューティ： T は、 $1/23$ 以下、好ましくは $1/30$ 以下とする。なお、 T は基本波の周期である。

【0039】

この場合の高調波電流発生器16は、図7で示すように、位相進み回路71、コンパレータ72、微分回路73、及び出力回路74により構成される。

50

【 0 0 4 0 】

位相進み回路 7 1 は、図示しないが、OP アンプを使用した積分回路により構成され、並列コンデンサと位相調節用の可変抵抗器を有する。この位相進み回路 7 1 の入力点 a には、各相（例えば u 相）からの入力電圧、すなわち、基本波電源電圧 V_1 が入力される（図 9 の波形 a）。位相進み回路 7 1 は、上述した抵抗器を調節することにより、出力点 b には、基本電源電圧 V_1 に対して位相が $90^\circ - \quad / 2$ 進んだ正弦波（図 9 の波形 b）が出力される。

【 0 0 4 1 】

この正弦波はコンパレータ 7 2 に入力され、矩形波に成形される。したがって、その出力端 c には、基本電源電圧 V_1 の零点に対して位相が $90^\circ - \quad / 2$ 進み点にて立ち上がり立ち下がる矩形波（図 9 の波形 c）が得られる。

10

【 0 0 4 2 】

この矩形波は微分回路に入力され微分される。微分回路 7 3 は、周知のようにコンデンサ及び時定数調節用の可変抵抗器とで構成されており、上述した矩形波が入力されたことにより、その出力点 d には微分出力の指数関数波 $+ V g, - V g$ （図 9 の波形 d）が得られる。

【 0 0 4 3 】

この微分出力 $+ V g, - V g$ は、出力回路 7 4 に入力される。出力回路 7 4 は、ダイオード及び抵抗を介して線 u, v 間に逆並列に接続された最終段出力素子としての電力トランジスタ又は MOS 型 FET 7 4 1、7 4 2 により構成され、それらのベース又はゲートには、微分回路 7 3 の出力側がそれぞれ接続され、上述した微分出力 $+ V g, - V g$ が印加される。

20

【 0 0 4 4 】

ここで、最終段出力素子 7 4 1、7 4 2 のベース又はゲートにはバイアス回路を設けてはいないので、最終段出力素子 7 4 1、7 4 2 に流れる出力電流（図 9 の波形 e）は矩形パルス $+ I d, - I d$ となり、図 8 で説明したように、基本電源電圧 V_1 のピーク位相を基準として、対称、かつ幅 \quad の矩形波パルスとなる。この矩形波パルス $+ I d, - I d$ のパルス幅 \quad は、微分回路 7 3 の時定数を調節することにより任意の幅に調節できる。

【 0 0 4 5 】

次に、図 1 で説明した電動機 1 4 の 2 次巻線 w 2 における電力について詳細に説明する。まず、すべりについて説明する。

30

【 0 0 4 6 】

固定子 1 4 - 1 と回転子 1 4 - 2 との隙間に発生する回転磁束のうち、前述したように 1 1 次、1 7 次、2 3 次の成分は、基本波回転磁束に対して逆方向に回転する。これに対し、1 3 次、1 9 次、2 5 次の成分は正方向に回転する。ここで、固定子上の \quad 次高調波の回転磁束の速度を N とする。回転子は概略基本波の同期速度 N_0 で回転する。すべり S は次式（3）で求められる。

【 0 0 4 7 】

$$S = (N - N_0) / N \quad \cdot \cdot \cdot (3)$$

1 1 次、1 7 次、2 3 次の逆回転磁束の場合、式（3）の N に $- 1 / 1 1, - 1 / 1 7, - 1 / 2 3$ を代入すると、 S の値として、 $+ 1 2, + 1 8, + 2 4$ が得られる。この場合、電動機 1 4 は、高調波成分に対して制動機として運転する。すなわち、2 次巻線 w 2 に流入したこの次数の高調波電力は負荷の軸に出力されず、2 次巻線 w 2 で消費される。

40

【 0 0 4 8 】

1 3 次、1 9 次、2 5 次の正回転磁束の場合は、式（3）から、 S は $- 1 2, - 1 8, - 2 4$ と負の値となる。この場合、2 次巻線 w 2 に流入したこの次数の高調波電力は、同様に負荷の軸に出力されず、電源側に回生され、主として電動機 1 4 の 1 次巻線 w 1、幹線 1 1 の抵抗により消費される。

【 0 0 4 9 】

50

次に、電動機 14 の 2 次巻線 w 2 における基本波による電力についてみる。図 10 は、図 1 で示した電動機 14 の回転子 14 - 2 部分について、2 次巻線 w 2 に基本波電圧 E_1' が誘起された場合の等価回路である。

【0050】

図 10 から、基本波の 2 次入力電力 $P_{1'}$ 、すべりを S_1 とすると、2 次入力電力 $P_{1'}$ は次式 (4) で求められる。

【数 3】

$$P_{1'} = \frac{(E_1')^2 r_2}{\left(\frac{r_2}{S_1}\right)^2 + (X_2)^2} \quad \dots (4) \quad 10$$

【0051】

ここで、5.5 kW の電動機の一例として、 $r_2 = 0.3$ 、 $x_2 = 0.3$ 、 $S_1 = 0.04$ とすると、式 (4) から、 $P_{1'}$ は次式 (5) となる。

【0052】

$$P_{1'} = 0.0177 (E_1')^2 r_2 \quad \dots (5)$$

次に、逆回転磁束を発生する高調波が印加された場合の回転子 14 - 2 における高調波電圧含有率と消費電力についてみる。

20

【0053】

図 11 は、図 1 で示した電動機 14 の回転子 14 - 2 部分について、高調波電圧 V_v' (slot) が 2 次巻線 w 2 に誘起された場合の 2 次巻線 w 2 の等価回路を示している。2 次巻線 w 2 における基本波電圧 E_1' に対する v 次の高調波電圧 V_v' の含有率を K_v とすると、 K_v は $K_v = V_v' / E_1'$ で示される。2 次巻線 w 2 への高調波入力電力を $P_{v'}$ とすると、図 11 により次式 (6) が得られる。

【数 4】

$$P_{v'} = \frac{K_v^2 (E_1')^2 r_2}{\left(\frac{r_2}{S_1}\right)^2 + (X_2)^2} \quad \dots (6) \quad 30$$

【0054】

ここで、 $v = 17$ とすると、前述した式 (3) から $S_{17} = +18$ となる。5.5 kW の電動機では、前述のように $r_2 = 0.3$ 、 $x_2 = 0.3$ なので、これらを式 (6) に代入すると 17 次の高調波入力電力 $P_{17'}$ は次式 (7) となる。

【0055】

$$P_{17'} = 11.1 K_{17}^2 (E_1')^2 r_2 \quad \dots (7)$$

上記式 (7) に $K_{17} = 1.26\%$ を代入し、前述の式 (5) との関係から $P_{17'}$ を求めると、 $P_{17'} = 0.1 P_{1'}$ となる。すなわち、17 次高調波電圧の含有率が 1.26% であると、基本波の 10% 相当が 2 次巻線 w 2 の抵抗によって消費される。

40

【0056】

そこで、この実施の形態では、図 4 で説明したように、スロットに起因して生じる v 次の高調波回転磁束 Φ_v' (slot) に対して、高調波電流発生器 16 から高調波電流 I_v' (pls) によりリアクタンス回路 15 に生じた v 次の高周波電圧 V_v' (pls) に基づき逆位相となる高調波回転磁束 Φ_v' (pls) を発生させる。そして、この逆位相となる高調波回転磁束 Φ_v' (pls) により、スロットに起因して生じる v 次の高調波回転磁束 Φ_v' (slot) を低減させている。この高調波回転磁束 Φ_v' (slot) が低減することにより、高調波電圧 V_v' (slot)、及びこれによって 2 次巻線 w 2 に誘起される高調波電圧 V_v' (slot) が減少する

50

。その結果、高調波電圧 V_{slot} (slot)により2次巻線 w_2 で無駄に消費されている電力を低減させることができる。

【0057】

ここで、前述のように、2次巻線に流入する高調波電力のうち、11次、17次、23次の高調波電力は2次巻線 w_2 で消費され、13次、19次、25次の高調波電力は、電源側に回生され、電動機14の1次巻線 w_1 、幹線11の抵抗により消費されることを説明した。したがって、通常はこの高調波電力分と基本波の機械軸出力電力分とが加算された電力が、電動機14の入力電力である。

【0058】

上述した実施の形態では、図1で説明した高調波発生手段13を、電源変圧器11から導出された電力幹線12に設けて省電力設備を構成して、高調波電力分を減少させたので、この電力幹線12から給電される電動機14への入力電力が減少する。

10

【0059】

図13は電動機の回転速度又はすべりに対する電動機14の2次巻線 w_2 への入力電力の関係を示す特性図である。上述した省電力設備を投入する前は曲線aで示す特性であったが、省電力設備を投入した後は曲線bで示す特性に移行する。したがって電動機のすべりは S_a から S_b に減少し、電動機14への入力電力は減少する。

【0060】

表1は22kw電動機について省電力設備投入前と投入後について実測した結果を示している。この表1で示すように、投入後約1ヶ月で、電動機への入力電力は約10%、すべりは約7%それぞれ減少し、電動機の回転速度は滑りの減少分、上昇した。

20

【表1】

	モーター入力電力(KW)	すべり(%)	ローター回転速度(rpm)
投入前	16.5	4.1	1439
投入後	14.8	3.8	1449

30

【0061】

次に、本発明の他の実施の形態について、図13以降を参照して詳細に説明する。この実施の形態では、図1で示したリアクタンス回路15内に、図13で示すように、コンデンサ18を追加している。すなわち、電力幹線12間にコンデンサ18を接続し、上述した電源変圧器11の抵抗 R_t 及びリアクタンス $+jX_t$ と共に、図14で後述するリアクタンス回路15を構成する。すなわち、コンデンサ18は、容量性リアクタンス $-jX_c$ を有し、上述した電源変圧器11の抵抗 R_t 及びリアクタンス $+jX_t$ と共に、15次~23次(望ましくは16次~20次)に共振するリアクタンス回路15を構成する。

【0062】

また、この電力幹線12間には、11次(11次、17次、23次等)の高調波を含むパルス電流 I_{pls} の発生源となる高調波電流発生器16が接続されている。このパルス電流 I_{pls} に含まれる11次の高調波は、上述したリアクタンス回路15により増幅される。

40

【0063】

ここで、変圧器11及びリアクタンス回路15部分の等価回路は、図14で示すように書き換えることができる。図14において、変圧器11の1次側漏れリアクタンス $11-1$ は、変圧器11の励磁回路のリアクタンス $11-e$ に対して著しく小さいので、1次側漏れリアクタンス $11-1$ はショートされたことと同じとなる。したがって、コンデンサ18は、図14で示すように、抵抗 R_t 及びリアクタンス $+jX_t$ に並列接続されたこ

50

となり、このリアクタンス回路 15 は並列共振回路を構成する。また、このリアクタンス回路 15 の並列インピーダンスを Z (pall) とする。このリアクタンス回路 15 部分には、高調波電流発生器 16 からパルス電流 I (pls) が図示方向に流れることにより、高調波電源電圧 V (pls) が発生する。すなわち、高調波電流発生器 16 は、高調波電源電圧 V (pls) を発生させるための次のパルス電流 I (pls) を流す電流源となる。

【0064】

なお、コンデンサ 18 及び高調波電流発生器 16 は、図 13 で示すように電源変圧器 11 の近傍に設けるか、又は低圧幹線 12 の末端に接続された誘導電動機 14 の入力端子近傍に接続する。

【0065】

この実施の形態では、電力幹線 12 に接続された高調波電流発生器 16 から、図 15 及び図 16 で示すように、電源電圧 V_1 のピーク位置に対して ϕ 度進みの位相で立ち上がり、パルス幅 τ pls の矩形波のパルス電流 I (pls) をリアクタンス回路 15 に流す。このことにより、その並列インピーダンス Z (pall) によって高調波電圧 V (pls) = $(-j\omega L)$ Z (pall) $\cdot I$ (pls) を発生させ、増幅する。この高調波電圧 V (pls) により、前述したスロット 21 に起因する次の高調波磁束のうち、逆回転トルクを発生する 11 次、17 次、23 次の高調波回転磁束 (slot) に対して逆位相となる高調波回転磁束 (pls) を発生させる。このことにより高調波回転磁束 (slot) を減少させ、高調波回転磁束 (slot) により発生する高調波電圧 V (slot), V' (slot) を減少させる。その結果、高調波電圧 V' (slot) により無駄に消費されている電力を低減させることができる。

【0066】

以下、上述した関係を、ベクトル図、図 17 A、図 17 B、図 17 C を用いて説明する。

【0067】

上述したように、電力幹線 12 に接続された高調波電流発生器 16 から、電源電圧 V_1 のピーク位置に対して ϕ 度進みの位相で立ち上がり、パルス幅 τ pls のパルス電流 I (pls) を、コンデンサ 18 を並列接続したインピーダンス Z (pall) を有するリアクタンス回路 15 に流している。すなわち、上述した逆回転トルクを発生させる次数 n のパルス電流 I (pls) の各成分、 I_{11} (pls), I_{17} (pls), I_{23} (pls) がリアクタンス回路 15 に流れることによって高調波電圧 V (pls) = $(-j\omega L)$ Z (pall) $\cdot I$ (pls) を発生させ、増幅する。

【0068】

まず、パルス電流 I (pls) の成分 I_{17} (pls) により発生する高調波電圧 V_{17} (pls) について説明する。この高調波電圧 V_{17} (pls) が電動機 14 の 1 次巻線 w_1 に印加されると、図 13 で示したように、次の励磁電流 $I_{(0)(17, pls)}$ ($I_{(0)(17, pls)}$) が 1 次巻線 w_1 に流れる。この励磁電流 $I_{(0)(17, pls)}$ は、 V_{17} (pls) に対して 90° 遅れであるので、励磁電流 $I_{(0)(17, pls)}$ と同相の高周波回転磁束 (pls)、すなわち、 I_{17} (pls) が発生する。パルス発生器 16 に基づく高周波回転磁束 I_{17} (pls) は、スロットに起因する高周波回転磁束 I_{17} (slot) と逆位相となる。したがって、スロットに起因する高周波回転磁束 I_{17} (slot) は減少し、この高周波回転磁束 I_{17} (slot) によって発生する高調波電圧 V (slot), 及びこれによって 2 次巻線 w_2 に誘起される高調波電圧 V' (slot) が減少する。その結果、高調波電圧 V' (slot) により無駄に消費されている電力を低減させることができる。

【0069】

次に、リアクタンス回路 15 の並列インピーダンス Z について説明する。この実施の形態では、共振周波数 ω_0 を 17 次の高調波に共振するように設定している。すなわち、図 13 及び図 14 で示したコンデンサ 18 の容量性リアクタンス $-jX_c$ を、 $\omega_0 = 17$ で共振条件を満足するように決定する。

【0070】

10

20

30

40

50

ここで、変圧器 11 に負荷がかかっている場合の 17 次の電圧は、50 kV_A から 500 kV_A 変圧器の低圧幹線の実負荷に投入した場合、約 3 倍に増大したので共振回路の尖鋭度を $Q = 3$ とした。このように尖鋭度を $Q = 3$ とし、 $X_c = \omega_0^2 X_t$ 、 $Q = \omega_0 X_t / R_t$ を使用すると、並列インピーダンス $Z_{17}(\text{pall})$ は次式 (8) で求められる。
【数 5】

$$Z_{17}(\text{pall}) = \frac{X_c X_t}{R_t} - j \frac{X_c}{\omega_0} = X_t \omega_0 (Q - j) \quad \dots (8)$$

10

【0071】

上式 (8) から、インピーダンス $Z_{17}(\text{pall})$ の位相角は 18.4° 遅れとなる。

【0072】

11 次の高調波 11 の場合は、上述した $X_c = \omega_0^2 X_t = 17^2 X_t$ を代入すると、並列インピーダンス $Z_{11}(\text{pall})$ は次式 (9) で求められる。

【数 6】

$$\begin{aligned} Z_{11}(\text{pall}) &= \frac{-jX_c(R_t + j\omega X_t)}{(R_t + j\omega X_t - j\frac{X_c}{\omega})} = \frac{-jX_c(R_t + j\omega X_t)}{\omega R_t + j(\omega^2 X_t - X_c)} \\ &= (16.77 + j15.31) X_t \quad \dots (9) \end{aligned}$$

20

【0073】

上式 (9) から、共振時に対する位相角は、 $\theta_{11} = 42.4^\circ$ となる。

【0074】

23 次の高調波 23 の場合は、同様の算出方法により、並列インピーダンス $Z_{23}(\text{pall})$ は次式 (10) で求められる。

【0075】

$$Z_{23}(\text{pall}) = 8.22 - j31.4 \quad \dots (10)$$

30

上式 (10) から、共振時に対する位相角は、 $\theta_{23} = 75.3^\circ$ となる。

【0076】

次に、高調波電流発生器 16 からパルス電流 I (pls) によって、リアクタンス回路 15 において発生する高調波電圧 V (pls) について説明する。

【0077】

パルス電流 I (pls) は、図 16 及び図 17 で示すように、基本波である電源電圧 V_1 のピークのタイミングから pls 前に発生し、幅 pls の矩形波である。このパルス電流 I (pls) が矩形波で、その発生位相が pls、幅が pls である場合について、コンピュータによりフーリエ解析した結果を図 18 で示し、その数値を表 2 に示す。

40

【表 2】

矩形パルスの場合の各高調波の位相

パルス 波形	θ_{pls} (°)	$\Delta\theta_{pls}$ (°)	11次			17次			23次			総合 判定			
			スペクトル値	$\theta_{11}(pls)(^\circ)$	$\theta_{V11}(pls)(^\circ)$	スペクトル値	$\theta_{17}(pls)(^\circ)$	$\theta_{V17}(pls)(^\circ)$	スペクトル値	$\theta_{23}(pls)(^\circ)$	$\theta_{V23}(pls)(^\circ)$				
矩形	7.2	3.2	0.0702	54.4	(-83.3)	0	0.083	84.5	(-113.9)	0	0.076	113.2	(-142.1)	x	
	7.2	5.4	0.0637	43.7	(-94.0)	0	0.0596	67.3	(-131.1)	x	0.05	92.3	(-163.0)	x	
	8.1	4.5	0.0106	48.8	(-88.9)	0	0.102	87.1	(-105.5)	0	0.093	126.3	(-129.2)	x	
	8.1	5.0	0.0546	61.6	(-76.1)	0	0.0521	93.3	(-105.1)	0	0.046	124.4	(-130.9)	x	
	8.1	5.4	0.0133	55.7	(-82.0)	0	0.122	80.5	(-117.9)	x	0.098	114.0	(-141.0)	x	
	9	3.2													
	9	4	0.044	76.9	(-60.8)	0	0.041	119.1	(-79.3)	0	0.039	161.3	(-94.0)	0	
	9	5	0.053	72.6	(-65.1)	0	0.050	108.8	(-89.6)	0	0.047	149.1	(-106.3)	0	
	9	6	0.061	65.9	(-71.8)	0	0.057	102.1	(-96.3)	0	0.051	138.2	(-117.1)	0	
	9	7	0.073	60.3	(-77.4)	0	0.063	91.8	(-106.6)	0	0.054	129.0	(-129.3)	x	
10.0	5.0	0.053	82.5	(-55.2)	x	0.05	126.9	(-71.5)	0	0.046	173.8	(-81.5)	0		
10.0	6.0	0.063	61.5	(-61.5)	0	0.057	117.6	(-81.3)	0	0.051	161.9	(-93.4)	0		
10.0	7.0	0.071	71.1	(-66.6)	0	0.056	112.6	(-85.5)	0	0.053	149.6	(-105.7)	0		
10.0	8.0	0.08	65.7	(-72.0)	0	0.068	100.4	(-97.4)	0	0.053	138.8	(-116.5)	0		
10.0	9.0	0.076	59.9	(-77.8)	0	0.067	103.0	(-95.4)	0	0.054	126.7	(-126.6)	x		
10.8	5.5	0.053	82.0	(-55.4)	x	0.051	127.1	(-71.3)	0	0.046	172.6	(-82.9)	0		
10.8	6.5	0.064	77.3	(-60.4)	0	0.059	118.3	(-80.1)	0	0.052	159.8	(-95.5)	0		
10.8	7.2	0.071	72.1	(-65.6)	0	0.121	110.0	(-88.3)	0	0.056	146.3	(-105)	0		
10.8	8.2	0.082	66.3	(-71.4)	0	0.068	101	(-97.4)	0	0.049	146.6	(-108.7)	0		
10.8	9.0	0.088	60.0	(-77.7)	0	0.0731	92.4	(-106.0)	0	0.054	127.5	(-127.8)	x		
10.8	10.0	0.094	77.1	(-60.6)	0	0.0738	118.3	(-80.1)	0	0.050	172.6	(-92.7)	0		

10

20

30

40

表 2 は各 I_{pls} の位相角と、各高調波におけるリアクタンス回路 15 の位相角とを用いて計算した高調波電圧 V_{pls} の位相を示している。そして、この位相が電源電圧 V_1 に対して 90° 遅れ $\pm 30^\circ$ 以内であれば、スロットに起因する V_{slot} に対して逆位相の範囲に入り、これを低減できるものとして「良」と判定している。

【0079】

図 18 は、矩形波の発生位相： $pls = +9^\circ$ 、幅： $pls = 6^\circ$ 、刻み 0.05° としたもので、11 次については図 19 A で、17 次は図 19 B で、23 次について図 19 C でそれぞれベクトル関係を表している。

【0080】

ここで、17 次について説明すると、図 19 B 及び表 2 の該当欄で示すように、 \sin の値が 0.056 、 \cos の値が 0.012 であり、 $I_{17}(pls)$ のスペクトル値は表 2 の該当欄で示すように、 0.057 となり、電源電圧 V_1 に対しては 102.1° 進んでいる。高調波電圧 V_{pls} は、 $V_{pls} = (-) Z_{pall} \cdot I_{pls}$ であり、インピーダンス $Z_{17}(pall)$ の位相角 $z(pall)$ は 18.4° 遅れであるから、高調波電圧 $V_{17}(pls)$ の位相角は 96.3° 遅れとなる。

【0081】

表 2 は、図 18 で示したフーリエ解析結果を、互いに異なる位相及びパルス幅の各矩形波について纏めたものである。この表 2 において、例えば、パルス位相 pls が 9.0° 、パルス幅 pls が 5.0° の場合における、パルス電流 I_{pls} に含有される 17 次成分の高調波の各ベクトルを図 17 A に示す。

【0082】

フーリエ級数分解計算の結果、表 2 で示すように、矩形波パルス $I_{17}(pls)$ は、パルス幅 pls が 5.0° の場合、電源電圧 V_1 に対して $I_{17}pls = 108.8^\circ$ 進みである。また、インピーダンス $Z_{17}(pall)$ の位相角 $z(pall)$ は 18.4° であるので、高調波電圧 V_{pls} は $-I_{17}(pls)$ に対して 18.4° 遅れる。したがって、高調波電圧 $V_{17}(pls)$ の位相を $v_{17}(pls)$ とすると、

$v_{17}(pls) = (-) \{ 180^\circ - I_{17}(pls) + z(pall) \} = -89.6^\circ$ となる。すなわち、高調波電圧 $V_{17}(pls)$ は、電源電圧 V_1 に対して 89.6° 遅れており、電源電圧 V_1 に対して 90° 進みの V_{slot} に対して概略逆位相となり、高調波電圧 V_{slot} を低減させることができる。

【0083】

パルス位相 pls が 9.0° 、パルス幅 pls が 5.0° の場合、11 次の高調波の各ベクトルを図 17 B に示す。すなわち、パルス電流 I_{pls} の 11 次成分の位相は、電源電圧 V_1 に対して $I_{11}pls = 72.6^\circ$ 進みである。また、インピーダンス $Z_{11}(pall)$ の位相角 $z(pall)$ は 42.4° 進みであるので、高調波電圧 V_{pls} は $-I_{11}(pls)$ に対して 42.4° 進む。したがって、高調波電圧 $V_{11}(pls)$ の位相を $v_{11}(pls)$ とすると、

$v_{11}(pls) = (-) \{ 180^\circ - I_{11}(pls) - z(pall) \} = -65.1^\circ$ となる。すなわち、高調波電圧 $V_{11}(pls)$ は、電源電圧 V_1 に対して 65.1° 遅れており、この場合も、電源電圧 V_1 に対して 90° 進みの V_{slot} に対して概略逆位相となり、高調波電圧 V_{slot} を低減させることができる。

【0084】

パルス位相 pls が 9.0° 、パルス幅 pls が 5.0° の場合、23 次の高調波の各ベクトルを図 17 C に示す。すなわち、パルス電流 I_{pls} の 23 次成分の位相は、電源電圧 V_1 に対して $I_{23}pls = 149.1^\circ$ 進みである。また、インピーダンス $Z_{23}(pall)$ の位相角 $z(pall)$ は 75.3° 遅れであるので、高調波電圧 V_{pls} は $-I_{23}(pls)$ に対して 75.3° 遅れる。したがって、高調波電圧 $V_{23}(pls)$ の位相を $v_{23}(pls)$ とすると、

$v_{23}(pls) = (-) \{ 180^\circ - I_{23}(pls) + z(pall) \} = -106.2^\circ$ となる。すなわち、高調波電圧 $V_{23}(pls)$ は、電源電圧 V_1 に対して 106.2° 遅れており

、この場合も、電源電圧 V_1 に対して 90° 進みの V (slot) に対して概略逆位相となり、高調波電圧 V (slot) を低減させることができる。

【0085】

このように、パルス位相 pls が 9.0° 、パルス幅 pls が 5.0° の場合、11次、17次、23次の高調波電圧 $V_{11}(pls)$ 、 $V_{17}(pls)$ 、 $V_{23}(pls)$ は、いずれも電源電圧 V_1 に対して 90° 遅れ $\pm 30^\circ$ 以内に収まっている。すなわち、スロットに起因する高調波電圧 V (slot) に対して概略逆位相となり、これを有効に低減させることができ、表2では「良」と評価されている。

【0086】

すなわち、パルス電流 I (pls) が矩形波であり、パルス位相 pls が 9.0° の場合、パルス幅 pls が $4 \sim 6^\circ$ まで、パルス位相 pls が 10.0° の場合、パルス幅 pls が $6 \sim 8^\circ$ まで、パルス位相 pls が 10.8° の場合、パルス幅 pls が $6.5 \sim 8.2^\circ$ までの範囲であれば、いずれも「良」と評価される。

10

【0087】

次に、電力幹線12に接続された高調波電流発生器16からの高調波電流 I (pls) が、電源電圧 V_1 のピーク位置に対して pls 度進みの位相で立ち上がり、幅 pls の指数関数波の場合を説明する。この場合も、指数関数波 I (pls) をリアクタンス回路15に流すことにより、その並列インピーダンス Z (pall) によって高調波電圧 V (pls) = (-) Z (pall) $\cdot I$ (pls) を発生させ、増幅する。

【0088】

図20は指数関数波をコンピュータによりフーリエ解析した結果を示し、その数値を表3に示す。

20

【表 3】

指数関数パルス波形の場合の位相

パルス 波形 指 数 関 数	θ_{pls} (°)	$\Delta\theta_{pls}$ (°)	11次			17次			23次			総合 判定		
			スペクトル値	$\theta_{11}(pls)$ (°)	$\theta_{V1}(pls)$ (°)	判定	スペクトル値	$\theta_{17}(pls)$ (°)	$\theta_{V1}(pls)$ (°)	判定	スペクトル値		$\theta_{23}(pls)$ (°)	$\theta_{V23}(pls)$ (°)
7	1	0.0177	64.9	(-72.8)	(-101.5)	○	0.0166	96.9	(-101.5)	○	0.0178	141.8	(-113.5)	○
7	2	0.0266	55.7	(-82.0)	(-113.2)	○	0.024	85.2	(-113.2)	○	0.0216	123.7	(-131.6)	×
7	3	0.0332	46.2	(-91.5)	(-149.1)	○	0.0277	77.5	(-149.1)	×	0.024	106.9	(-148.4)	×
7	6	0.048	27.4	(-110.3)	(-140.7)	○	0.036	57.7	(-140.7)	×	0.027	94.2	(-161.1)	×
8	1	0.017	80.0	(-57.7)	(-81.8)	×	0.0168	116.6	(-81.8)	○	0.017	162.6	(-82.7)	×
8	2	0.027	66.3	(-71.5)	(-98.9)	○	0.024	99.5	(-98.9)	○	0.025	143.7	(-111.6)	○
8	3	0.028	57.3	(-80.4)	(-104.5)	○	0.029	93.9	(-104.5)	○	0.025	133.4	(-121.9)	×
8	4	0.040	51.1	(-86.6)	(-112.9)	○	0.032	85.5	(-112.9)	○	0.027	124.3	(-131.0)	×
8	5													
9	2	0.026	76.5	(-61.2)	(-77.6)	×	0.027	120.8	(-77.6)	○	0.025	172.2	(-83.1)	×
9	4	0.040	60.3	(-77.4)	(-99.5)	○	0.032	98.9	(-99.5)	○	0.026	147.5	(-107.8)	○
9	6	0.044	48.5	(-89.2)	(-106.8)	○	0.034	91.6	(-106.8)	○	0.027	139.4	(-115.9)	○
9	8	0.047	42.6	(-95.1)	(-113.2)	○	0.035	85.2	(-113.2)	○	0.028	132.1	(-123.2)	×
9	9	0.033	38.2	(-99.5)	(-114.7)	○	0.053	83.7	(-114.7)	○	0.046	132.1	(-123.2)	×
10	3	0.033	79.7	(-58.0)	(-71.1)	×	0.029	127.3	(-71.1)	○	0.025	176.6	(-78.7)	×
10	4	0.04	71.6	(-66.1)	(-79.8)	○	0.031	118.6	(-79.8)	○	0.026	173.4	(-81.9)	○
10	7	0.049	56.1	(-81.6)	(-94.0)	○	0.036	104.4	(-94.0)	○	0.027	158.2	(-97.1)	○
10	20	0.055	34.5	(-103.2)	(-110)	○	0.036	88.4	(-110)	○	0.029	146.9	(-108.4)	○
10.8	3	0.025	80.9	(-56.8)	(-71.8)	×	0.021	126.6	(-71.8)	○	0.019	173.0	(-78.3)	○
10.8	4	0.033	72.1	(-65.6)	(-78.9)	○	0.026	119.5	(-78.9)	○	0.022	173.5	(-81.8)	○
10.8	7	0.044	55.2	(-82.5)	(-95.7)	○	0.032	102.7	(-95.7)	○	0.024	160.8	(-94.5)	○
10.8	10.8	0.05	45.0	(-92.7)	(-104.3)	○	0.035	94.1	(-104.3)	○	0.026	152.4	(-102.9)	○
10.8	15	0.053	38.2	(-99.5)	(-106.8)	○	0.035	91.6	(-106.8)	○	0.026	147.5	(-107.7)	○
12.6	5	0.039	87.1	(-50.6)	(-49.4)	×	0.029	149	(-49.4)	×	0.025	211.8	(-43.5)	×
12.6	10	0.05	69.0	(-68.7)	(-65.7)	○	0.035	132.7	(-65.7)	○	0.026	197.7	(-67.6)	×
12.6	15	0.047	61.0	(-76.7)	(-72.1)	○	0.037	126.0	(-72.1)	○	0.027	196.1	(-69.2)	×

10

20

30

40

表3は表2と同様に、各 I_{15} (pls)の位相角と、各高調波におけるリアクタンス回路15の位相角とを用いて計算した高調波電圧 V_{15} (pls)の位相を示している。そして、この位相が電源電圧 V_1 に対して 90° 遅れ $\pm 30^\circ$ 以内であれば、スロットに起因する V (slot)に対して逆位相の範囲に入り、これを低減できるものとして「良」と判定している。

【0090】

図20は、指数関数波の発生位相： $\text{pls} = +10^\circ$ 、幅： $\text{pls} = 7^\circ$ 、刻み 0.05° としたもので、11次については図21Aで、17次は図21Bで、23次について図21Cでそれぞれベクトル関係を表している。

【0091】

ここで、17次について説明すると、 \sin の値が 0.035 、 \cos の値が 0.009 であり、 I_{17} (pls)のスペクトル値は表3の該当欄で示すように、 0.036 となり、電源電圧 V_1 に対しては 104.4° 進んでいる。高調波電圧 V_{17} (pls)は、 V_{17} (pls) = (-) Z_{17} (pall) $\cdot I_{17}$ (pls)であり、インピーダンス Z_{17} (pall)の位相角 $\angle Z_{17}$ (pall)は 18.4° 遅れであるから、高調波電圧 V_{17} (pls)の位相角は 94.0° となる。

【0092】

表3は、図20で示したフーリエ解析結果を、互いに異なる位相及び幅の各指数関数波について纏めたものである。

【0093】

フーリエ級数分解計算の結果、表3で示すように、指数関数波パルス I_{17} (pls)は、パルス位相 pls が 10.0° 、パルス幅 pls が 7.0° の場合、電源電圧 V_1 に対して $\angle I_{17}$ (pls) = 104.4° 進みである。また、インピーダンス Z_{17} (pall)の位相角 $\angle Z_{17}$ (pall)は 18.4° であるので、高調波電圧 V_{17} (pls)は $-I_{17}$ (pls)に対して 18.4° 遅れる。したがって、高調波電圧 V_{17} (pls)の位相を $\angle V_{17}$ (pls)とすると、 $\angle V_{17}$ (pls) = (-) { $180^\circ - \angle I_{17}$ (pls) + $\angle Z_{17}$ (pall) } = -94.0° となる。すなわち、高調波電圧 V_{17} (pls)は、電源電圧 V_1 に対して 94.0° 遅れ位相となる。

【0094】

11次、23次についても表3の値から同様の計算により、11次における高調波電圧 V_{11} (pls)は -81.6° 、23次における高調波電圧 V_{23} (pls)は -97.1° となる。これらの値は、いずれの次数においても $-90^\circ \pm 30^\circ$ 以内に収まっており、スロットに起因する高調波電圧 V (slot)を低減できるものとして「良」と判定している。

【0095】

したがって、高調波電流 I_{15} (pls)が指数関数波であり、位相 pls が 7.0° の場合は幅 pls が 1° 、位相 pls が 8° の場合は幅 pls が 2° 、位相 pls が 9° の場合は幅 pls が $4 \sim 6^\circ$ 、位相 pls が 9° の場合は幅 pls が $4 \sim 6^\circ$ 、位相 pls が 10° の場合は幅 pls が $4 \sim 20^\circ$ 、位相 pls が 10.8° の場合は幅 pls が $4 \sim 15^\circ$ の範囲であれば、いずれも「良」と評価される。

【0096】

次に、電力幹線12に接続された高調波電流発生器16からの高調波電流 I_{16} (pls)が、電源電圧 V_1 のピーク位置に対して pls 度進みの位相で立ち上がり、幅 pls の三角波の場合を説明する。この場合も、指数関数波 I_{16} (pls)をリアクタンス回路15に流すことにより、その並列インピーダンス Z_{15} (pall)によって高調波電圧 V_{15} (pls) = (-) Z_{15} (pall) $\cdot I_{16}$ (pls)を発生させ、増幅する。

【0097】

図22は三角波をコンピュータによりフーリエ解析した結果を示し、その数値を表4に示す。

10

20

30

40

【表 4】

三角形パルス波形の場合の位相

パルス 波形	θ_{pis} (°)	$\Delta\theta_{pis}$ (°)	11次			17次			23次			総合 判定		
			スペクトル値	$\theta_{V11}(pis)^\circ$	判定	スペクトル値	$\theta_{V17}(pis)^\circ$	判定	スペクトル値	$\theta_{V23}(pis)^\circ$	判定			
三角波	7													
	7													
	8	4												
	8	5	0.033	67.4	(-70.3)	O	0.031	101.3	(-97.1)	O	0.029	141.3	(-114.0)	O
	8	8	0.052	47.4	(-89.7)	O	0.042	88.6	(-109.8)	O	0.036	120.1	(-135.2)	x
	8	6	0.037	64.1	(-73.6)	O	0.035	98.1	(-100.3)	O	0.032	135.0	(-120.3)	O
	8													
	9													
	9	8	0.046	67.9	(-69.7)	O	0.042	74.0	(-124.4)	x	0.036	35.9	(-68.8)	O
	9	9	0.067	63.9	(-73.8)	O	0.044	82.2	(-116.2)	O	0.035	138.5	(-116.8)	O
	9	10	0.054	60.1	(-77.5)	O	0.046	93.7	(-104.7)	O	0.037	132.8	(-122.5)	x
	9	11	0.059	57.4	(-80.2)	O	0.048	91.2	(-107.2)	O	0.036	128.2	(-127.1)	x
	9	12												
	10	10	0.053	84.6	(-53.1)	x	0.046	112.1	(-86.3)	O	0.036	155.6	(-99.7)	O
	10	11	0.058	67.8	(-69.9)	O	0.047	108.4	(-90.0)	O	0.035	151.3	(-104.0)	O
	10	12												
	10	18	0.074	45.5	(-92.1)	O	0.043	83.4	(-115.0)	O	0.026	144.5	(-110.8)	O
	10	22	0.075	34.4	(-103.3)	O	0.0355	80.3	(-116.5)	O	0.028	152.5	(-102.8)	O
	10.8	9	0.043	77.9	(-59.7)	x	0.038	121.6	(-74.6)	O	0.033	169.4	(-185.9)	O
	10.8													
	10.8	10.8	0.051	71.6	(-66.0)	O	0.043	110.6	(-87.8)	O	0.034	157.2	(-98.1)	O
	10.8	10		74.5	(-63.2)	O		115.7	(-83.1)	O		159.4	(-95.9)	O
	10.8	26.0	0.070	27.3	(-110.4)	O	0.032	86.4	(-102.6)	O	0.029	149	(-106.3)	O
	10.8	30.0	0.052	21.6	(-116.0)	O	0.035	93.3	(-105.1)	O	0.028	140.7	(-114.6)	O
	12.6													
	12.6	22	0.072	58.1	(-79.5)	O	0.036	113.0	(-85.4)	O	0.026	197.7	(-57.6)	x
	12.6	25	0.071	50.7	(-86.9)	O	0.032	114.9	(-83.5)	O	0.029	195.0	(-60.3)	O
	12.6	28	0.066	45.0	(-92.7)	O	0.033	125.1	(-73.3)	O	0.030	189.5	(-65.8)	O
	12.6	30	0.062	43.7	(-93.9)	O	0.036	125.9	(-72.5)	O	0.028	186.1	(-69.2)	x

表 4 は表 2 と同様に、各 $I_{17}(pls)$ の位相角と、各高調波におけるリアクタンス回路 15 の位相角とを用いて計算した高調波電圧 $V_{17}(pls)$ の位相を示している。そして、この位相が電源電圧 V_1 に対して 90° 遅れ $\pm 30^\circ$ 以内であれば、スロットに起因する $V_{17}(slot)$ に対して逆位相の範囲に入り、これを低減できるものとして「良」と判定している。

【0099】

図 22 は、三角波の発生位相： $pls = +10^\circ$ 、幅： $pls = 16^\circ$ 、刻み 0.05° としたもので、11 次については図 23 A で、17 次は図 23 B で、23 次について図 23 C でそれぞれベクトル関係を表している。

【0100】

ここで、17 次について説明すると、 \sin の値が 0.043 、 \cos の値が 0.0175 であり、 $I_{17}(pls)$ のスペクトル値は表 4 の該当欄で示すように、 0.046 となり、電源電圧 V_1 に対しては 112.1° 進んでいる。インピーダンス $Z_{17}(pall)$ の位相角 $\phi_{17}(pall)$ は 18.4° 遅れであるから、高調波電圧 $V_{17}(pls)$ の位相角は 86.3° となる。

【0101】

表 4 は、図 22 で示したフーリエ解析結果を、互いに異なる位相及び幅の各三角波について纏めたものである。この表 4 において、上述した $pls = +10^\circ$ 、幅： $pls = 16^\circ$ の場合、17 次では、高調波電圧 $V_{17}(pls)$ の位相角は 86.3° 、23 次では 99.7° で、いずれも 90° 遅れ $\pm 30^\circ$ の範囲内に入るが、11 次では 53.1° となるので、11 次、17 次、23 次を通した全体としての評価は「良」にはならない。

【0102】

11 次、17 次、23 次を通した全体としての評価が「良」になるのは、表 4 から、位相 pls が 8.0° の場合は幅 pls が $5 \sim 6^\circ$ 、位相 pls が 9° の場合は幅 pls が 9° 、位相 pls が 10° の場合は幅 pls が 11° 以上 22° まで、位相 pls が 10.8° の場合は幅 pls が 10.8° 以上 30° まで、位相 pls が 12.6° の場合は幅 pls が $25 \sim 28^\circ$ が有効な組み合わせであり、「良」と評価される。

【0103】

このように、スロットに起因して生じ、逆回転トルクを発生する 11 次、17 次、23 次の高調波回転磁束 $V_{17}(slot)$ に対して、これと同じ次数で逆位相の高調波回転磁束 $V_{17}(pls)$ を、高調波電流 $I_{17}(pls)$ に基づいて発生させて高調波回転磁束 $V_{17}(slot)$ を減少させることにより、電動機の効率を向上させることができる。

【0104】

このようなパルス電流を、電源電圧のピーク前の位相において得る方式の一つとして図 24 で示す構成が用いられる。図 24 は CR 整流回路によって擬似矩形パルス電流を得る方式である。この方式では、電源電圧 E を有する電源 241 を全波整流回路 242 の交流入力側に接続し、出力側には、コンデンサ 243 及び抵抗 244 からなる並列回路を接続する。すなわち、この回路は、電源電圧 E の半波により充放電されるコンデンサ 243 及びこのコンデンサ 243 に並列接続された放電抵抗 244 を有し、コンデンサ 243 の静電容量 C と放電抵抗 244 の抵抗値 R からなる時定数 CR により、前記半波のピーク位相より前の位相で所定パルス幅の擬似矩形パルス電流を発生する構成である。この関係を、図 25 を用いて説明する。

【0105】

図 24 で示したコンデンサ 243 には、整流された電源電圧 E が加わっており、 t_0 のタイミングで電圧 E のピーク値 E_{p1} まで充電される。 t_0 以降の半周期では、コンデンサ 243 に充電された電荷が抵抗 244 によって時定数 CR で放電し、コンデンサの端子電圧 Cv は徐々に低下する。そして、タイミング t_1' において E_{p2} まで低下する。このとき電源電圧 E は上昇中であり、 t_1' 以降 t_0' までの間はコンデンサ 243 に充電電流が流れ、これがパルス電流 $I_{17}(pls)$ 、 $-I_{17}(pls)$ として生じる。これを図 13 の高調波電流発生器 16 として置き換えると、電源 241 が、電源電圧 V_1 の電力幹線であ

10

20

30

40

50

り、図16、図17で示したように電源電圧 V_1 のピーク前のパルス電流 I (pls)を出力する。

【0106】

この回路による波形は図25(b)で示すように、立ち上がり時間が短く、立ち下がり時間は比較的長い。そこで、図17で示したように、立ち上がりタイミングをパルス発生位相plsとし、ピーク電流値 A の33%低下点までの幅をパルス幅plsとする。50Hzにおいて、 $R = 16.4\text{ k}$ 、 $C = 27\text{ }\mu\text{F}$ 、時定数 $= 440\text{ ms}$ において 0.2 A 、 $\text{pls} = 10.8^\circ$ 、 $\text{pls} = 7 \sim 8^\circ$ が得られた。また、50Hzにおいて、 $R = 20\text{ k}$ 、 $C = 22\text{ }\mu\text{F}$ 、時定数 $= 440\text{ ms}$ において 0.15 A 、 $\text{pls} = 10.8^\circ$ 、 $\text{pls} = 7 \sim 8^\circ$ が得られた。

10

【0107】

このほか、電源電圧 V_1 のピーク前のパルス電流 I (pls)を出力する回路として、図26で示す電子回路を用いてもよい。この場合の高調波電流発生器16は、図26で示すように、位相進み回路261、コンパレータ262、微分回路263、バイアス回路264、及び出力回路265により構成される。また、これら各部の電圧、電流のタイミングを図27に示す。

【0108】

位相進み回路261は、図示しないが、OPアンプを使用する積分回路より構成され、並列コンデンサと位相調節用の可変抵抗器を有する。この位相進み回路261の入力点aには、各相(例えばu相)からの入力電圧、すなわち、基本波である電源電圧 V_1 が入力される(図27の波形a)。位相進み回路261は、上述した抵抗器を調節することにより、出力点bには、基本電源電圧 V_1 に対して位相が $90^\circ - \text{pls}$ 進んだ正弦波電圧(図27の波形b)が出力される。なお、この位相進み回路261は、デジタル計算方式のものとしてもよい。

20

【0109】

この正弦波はコンパレータ262に入力され、矩形波に成形される。したがって、その出力端cには、基本電源電圧 V_1 の零点に対して位相が $90^\circ - \text{pls}$ 進み点にて立ち上がり立ち下がる矩形波(図27の波形c)が得られる。

【0110】

この矩形波は微分回路263に入力され微分される。微分回路263は、周知のようにコンデンサ及び時定数調節用の可変抵抗器とで構成されており、上述した矩形波が入力されたことにより、その出力点dには微分出力の指数関数波 $+V_g$ 、 $-V_g$ (図27の波形d)がそれぞれ得られる。

30

【0111】

微分回路263の出力側には、幹線12の1相分を構成する線u、v間に設けられた出力回路265が接続されている。出力回路265は、ダイオード及び抵抗を介して線u、v間に逆並列に接続された最終段出力素子としての電力トランジスタ又はMOS型FET(図ではMOS型FETを示している)2651、2652を有する。そして、それらのベース又はゲートには、上述した微分回路263の出力側が、それぞれバイアス回路264を介して接続されている。このように電力トランジスタ又はMOS型FET2651、2652のベース又はゲートにそれぞれバイアス回路264を設けたことによりアナログ増幅器として機能する。

40

【0112】

上記構成により微分出力 $+V_g$ 、 $-V_g$ は、それぞれ出力回路265に入力され、最終段出力素子としての電力トランジスタ又はMOS型FET2651、2652のベース又はゲートに印加される。このため、最終段出力素子2651、2652には出力電流 $+I_d$ 、 $-I_d$ (図27の波形e)が流れ、パルス電流 I (pls)として出力される。

【0113】

ここで、パルス電流 I (pls)は、位相進み回路261の可変抵抗値を調節することにより、電源電圧 V_1 のピーク位相よりpls進みの位相でパルスを発生させることがで

50

きる。また、パルス幅 p_{ls} は、微分回路 263 の可変抵抗値を変化させることにより任意の幅に調節できる。

【0114】

表 5 は 75 kW 負荷（冷凍機モータ）に対し、本発明装置を投入し、17 次の連続波電流 $I_{17} (p_{ls}) = 0.05 A$ を印加した場合の入力電力を、未投入の場合と比較して、その変化を測定した場合を示している。効果として、表に示すように約 11% の電力低下が生じた。

【表 5】

時刻 Pm(kw)	未投入			投入		
	9:00	10:00	11:00	12:00	13:00	14:00
モータ電力(kw)	76.2	74.5	75.2	67.5	67.2	67.8
モータ平均電力(kw)	75.3			67.5		
低下率(%)	0			11%低下		

10

【0115】

表 6 は同上の負荷（冷凍機モータ）に対し、11 次の連続波電流 $I_{11} (p_{ls}) = 0.05 A$ を印加した場合の入力電力を測定した場合を示している。約 5% の電力低下が生じた。この結果から、負荷であるモータの ($Z1/P$) は 18 個である可能性がある。

【表 6】

時刻 Pm(kw)	未投入			投入		
	9:00	10:00	11:00	12:00	13:00	14:00
モータ電力(kw)	76.6	75.3	75.5	71.2	72.3	72.0
モータ平均電力(kw)	75.6			77.8		
低下率(%)	0			5%低下		

20

30

【0116】

表 7 は同上の負荷（冷凍機モータ）に対し、23 次の連続波電流 $I_{23} (p_{ls}) = 0.05 A$ を印加した場合の入力電力を測定した場合を示している。約 4% の電力低下が生じた。

【表 7】

時刻 Pm(kw)	未投入			投入		
	9:00	10:00	11:00	12:00	13:00	14:00
モータ電力(kw)	76.0	76.2	75.4	72.3	72.6	72.4
モータ平均電力(kw)	75.5			72.4		
低下率(%)	0			4%低下		

40

【0117】

表 8 は同上の負荷（冷凍機モータ）に対し、上述した 11 次、17 次、23 次の高調波電流各 0.05 A を加算した連続波電流を印加した場合の入力電力を測定した場合を示している。約 14% の電力低下が生じた。

【表 8】

時刻	9:00	10:00	11:00	12:00	13:00	14:00
	未投入			投入		
モーター電力(kw)	76.3	75.2	74.5	65.3	64.2	65.5
モーター平均電力(kw)	75.3			65.0		
低下率(%)	0			14.0		

【0118】

表 9 は同上の負荷（冷凍機モータ）に対し、電源電圧 V_1 のピーク値に対称で、幅 $\text{pls} = 7.2^\circ$ （50 Hz にて $= 0.4 \text{ ms}$ ）、1.0 A の矩形波パルス電流を印加した場合の入力電力を測定した場合を示している。約 11.2% の電力低下が生じた。

【表 9】

時刻	9:00	10:00	11:00	12:00	13:00	14:00
	未投入			投入		
モーター電力(kw)	76.0	74.7	75.5	66.8	67.3	67.5
モーター平均電力(kw)	75.4			67.2		
低下率(%)	0			11.2		

【0119】

表 10 は、17 次に共振した並列コンデンサを接続し、電源電圧 V_1 のピークのタイミングに対して $\text{pls} = 10^\circ$ （50 Hz にて $= 0.55 \text{ ms}$ ）進みで、幅 $\text{pls} = 7^\circ$ （50 Hz にて $= 0.4 \text{ ms}$ ）の矩形波パルス電流 I （pls）を 0.5 A 流した場合の、負荷（22 kW 送風機用モータ）の入力電力を測定した場合を示している。約 12.6% の電力低下が生じた。

【表 10】

経過時間	9:00	10:00	11:00	12:00	13:00	14:00
	未投入			投入		
モーター入力電力(kw)	12.5	12.7	12.4	11.2	11.0	11.2
平均電力(kw)	12.5			11.1		
低下率(%)	0			12.6		

【0120】

表 11 は、17 次に共振した並列コンデンサを接続し、電源電圧 V_1 のピークのタイミングに対して $\text{pls} = 9^\circ$ （0.5 ms）進みで、幅 $\text{pls} = 5^\circ$ （0.28 ms）の矩形波パルス電流 I （pls）を 0.5 A 流した場合の、負荷（22 kW 送風機用モータ）の入力電力を測定した場合を示している。約 11.6% の電力低下が生じた。

【表 11】

経過時間	1H	2H	3H	4H	5H	6H
	未投入			投入		
モーター入力電力(kw)	12.4	12.7	12.5	11.3	10.9	11.3
平均電力(kw)	12.5			11.2		
低下率(%)	0			11.6		

【0121】

表 12 は、17 次に共振した並列コンデンサを接続し、電源電圧 V_1 のピークのタイミングに対して $\text{pls} = 8.1^\circ$ （0.45 ms）進みで、幅 $\text{pls} = 5.4^\circ$ （0.3 ms）

)の矩形波パルス電流 I (pls)を 0.5 A流した場合の、負荷 (22 kW送風機用モータ)の入力電力を測定した場合を示している。この場合は、効果(電力低下)が 3% と少なかった。これは表2で示したように、 17 次、 23 次の高調波電圧 V_{17} (pls)、 V_{23} (pls)が、スロットに起因する高調波電圧 V (slot)に対して逆位相でないためと考えられる。

【表12】

経過時間	1H	2H	3H	4H	5H	6H
	未投入			投入		
モーター入力電力(kw)	12.5	12.7	12.4	12.0	12.1	12.3
平均電力(kw)	17.5			12.1		
低下率(%)	0			3.0		

10

【0122】

表13は、 17 次に共振した並列コンデンサを接続し、 $pls = 7^\circ$ (0.4 ms)進みで、幅 $pls = 6^\circ$ (0.33 ms)の指数関数パルス電流 I (pls)を 0.5 A流した場合の、負荷 (22 kW送風機用モータ)の入力電力を測定した場合を示している。この場合も、効果(電力低下)が 2.4% と少なかった。これは表3で示したように、 17 次、 23 次の高調波電圧 V_{17} (pls)、 V_{23} (pls)が、スロットに起因する高調波電圧 V (slot)に対して逆位相でないためと考えられる。

20

【表13】

経過時間	1H	2H	3H	4H	5H	6H
	未投入			投入		
モーター入力電力(kw)	12.3	12.7	12.5	12.0	12.3	12.3
平均電力(kw)	12.5			12.2		
低下率(%)	0			2.4		

【0123】

表14は、 17 次に共振した並列コンデンサを接続し、 $pls = 9^\circ$ (0.5 ms)進みで、幅 $pls = 5^\circ$ (0.28 ms)の指数関数パルス電流 I (pls)を 0.5 A流した場合の、負荷 (22 kW送風機用モータ)の入力電力を測定した場合を示している。 12.5% 効果(電力低下)が得られた。

30

【表14】

経過時間	1H	2H	3H	4H	5H	6H
	未投入			投入		
モーター入力電力(kw)	12.4	12.6	12.5	11.1	10.9	11.3
平均電力(kw)	12.5			11.1		
低下率(%)	0			12.5		

40

【0124】

表15は、 17 次に共振した並列コンデンサを接続し、 $pls = 10.8^\circ$ (0.6 ms)進みで、幅 $pls = 7^\circ$ (0.4 ms)の指数関数パルス電流 I (pls)を 0.5 A流した場合の、負荷 (22 kW送風機用モータ)の入力電力を測定した場合を示している。 11.7% 効果(電力低下)が得られた。

【表 15】

経過時間	1H	2H	3H	4H	5H	6H
	未投入			投入		
モーター入力電力(kw)	12.5	12.6	12.3	11.5	10.8	11.2
平均電力(kw)	12.5			11.2		
低下率(%)	0			11.7		

【0125】

表 16 は、CR 回路方式 ($R = 16 \text{ k}$ 、 $C = 27 \mu\text{F}$ 、時定数 = 440 ms 、 $I(\text{pls}) = 0.15 \text{ A}$) と、17 次に共振した並列コンデンサとを装備した場合の、負荷 (22 kW 送風機用モータ) の入力電力を測定した。その結果、12.6% 効果 (電力低下) が得られた。これは、表 2 の $\text{pls} = 10.8^\circ$ 、幅 $\text{pls} = 7.2^\circ$ の矩形波に相当する。
【表 16】

10

経過時間	1H	2H	3H	4H	5H	6H
	未投入			投入		
モーター入力電力(kw)	12.3	12.7	12.4	11.0	11.4	10.9
平均電力(kw)	12.5			11.1		
低下率(%)	0			17.6		

20

【0126】

表 17 は、CR 回路方式 ($R = 22 \text{ k}$ 、 $C = 33 \mu\text{F}$ 、時定数 = 726 ms 、 $I(\text{pls}) = 0.15 \text{ A}$) と、17 次に共振した並列コンデンサとを装備した場合の、負荷 (22 kW 送風機用モータ) の入力電力を測定した。その結果、3.3% を効果 (電力低下) がなかった。これは、表 2 の $\text{pls} = 7.2^\circ$ 、幅 $\text{pls} = 5.4^\circ$ の矩形波に相当し、17 次、23 次の高調波電圧 $V_{17}(\text{pls})$ 、 $V_{23}(\text{pls})$ が、スロットに起因する高調波電圧 $V(\text{slot})$ に対して逆位相でないためと考えられる。
【表 17】

30

経過時間	1H	2H	3H	4H	5H	6H
	未投入			投入		
モーター入力電力(kw)	12.5	12.4	12.6	12.0	11.9	12.3
平均電力(kw)	12.5			12.1		
低下率(%)	0			3.3		

【0127】

表 18 は、一般家屋の負荷 (電灯負荷の他、エアコン 1 台、扇風機 4 台等) を、時刻 2:10 から 4:20 まで連続運転し、所定時間毎に使用電力を測定した場合を示している。この例では、途中の 3:40 のタイミングで、本発明の省電力装置 (セイバー) をオンにして、電源電圧 V_1 と同相又は逆相の 17 次の高調波連側電流 0.03 A を流した場合の使用電力の推移を示している。この例では、セイバーオンへの切り換えにより平均電力が約 7% 低下した。

40

【表 1 8】

	時刻	モーター電力(kw)	平均電力(kw)	
セイバー OFF	2:10		1.430	(-)cos17 ω 1t 印加
	2:40	1365		
	3:00	1455		
	3:20	1470		
セイバー ON	3:40	1395	1.340	(+)cos17 ω 1t 印加 (7%低下)
	4:00	1320		
	4:20	1305		

10

【0 1 2 8】

表 1 9 は、同じく一般家屋の負荷を、時刻 2 : 1 0 から 4 : 2 0 まで連続運転し、所定時間毎に使用電力を測定した場合を示している。この例では、途中の 3 : 3 0 のタイミングで、セイバーをオンにして、電源電圧 V_1 と同相又は逆相の 1 1 次の高調波連側電流 0 . 0 3 A を流した場合の使用電力の推移を示している。この例では、セイバーオンへの切り換えにより平均電力が約 1 1 % 低下した。このことから一般モータの 1 極当りのスロット数 (Z_1 / P) は 1 2 個が多い可能性がある

【表 1 9】

	時刻	モーター電力(kw)	平均電力(kw)	
セイバー OFF	2:10		2.241	(-)cos11 ω 1t 印加
	2:30	2175		
	2:50	2325		
	3:10	2220		
セイバー ON	3:30	2250	2.010	(+)cos11 ω 1t 印加 (11%低下)
	3:50	1920		
	4:10	1930		
	4:20	1940		

20

【0 1 2 9】

表 2 0 は A 事業所のある特定時刻 (P M 3 : 0 0) に省電力設備を投入する実験を行い、その前後について、「高圧受電用積算電力計」「冷凍機専用の積算電力計」「補機専用の積算電力計」の各平均値を比較したものである。表 2 から、省電力設備投入後は、投入前に比べ、各積算電力計の平均値が低減している。

30

【表 2 0】

東電積算電力計(計器倍率600)					NO1冷凍機専用の積算電力計					補機動力専用の積算電力計				
日時	読み	1時間当たりの電力(KW)	平均電力(KW)	低下率(%)	日時	読み	1時間当たりの電力(KW)	平均電力(KW)	低下率(%)	日時	読み	1時間当たりの電力(KW)	平均電力(KW)	低下率(%)
AM10:00	7528.09				AM10:03	64571.5				AM10:24	55080.0			
AM11:00	7528.32	138.00	132.00		AM11:03	64578.5	70.0	61.3		AM11:24	55107.1	17.1	17.0	
AM12:00	7528.53	120.00			AM12:03	64684.0	55.0			AM12:24	56124.2	17.1		
PM1:00	7628.78	132.00			PM1:03	64590.0	60.0			PM1:24	55141.1	16.9		
PM2:00	7528.97	132.00			PM2:03	64590.0	60.0			PM2:24	55158.2	17.1		
PM3:00	7629.15	108.00	112.80	14.60	PM3:03	64600.7	47.0	48.2	21.3	PM3:24	55175.0	16.8	16.8	3.6
PM4:00	7529.35	120.00			PM4:03	64605.0	43.0			PM4:24	55192.3	17.3		
PM5:00	7529.53	108.00			PM5:03	64610.7	57.0			PM5:24	55207.1	14.8		
PM6:00	7529.72	114.00			PM6:03	64615.0	43.0			PM6:24	55223.6	16.5		
PM7:00	7529.91	114.00			PM7:03	64620.1	61.0			PM7:24				

10

【 0 1 3 0】

20

表 2 1 は、B 事業所において同様の実験を行った結果を表している。表 3 から、省電力設備を投入した 1 5 時 1 5 分以降とそれ以前とでは平均電力の低減率が 1 4 . 3 % であることがわかる。

【表 2 1】

日時	東電積算電力計の読み(KWH)	1時間当たり消費電力量(KWH):(1時間の東電メーターの差)×メーターの計器乗率(600倍)	時間修正した1時間当たり消費電力量(KWH)	平均電力	低減効果(%)
平成24年4月12日 PM13:17	6629.4				
平成24年4月12日 PM14:10	6629.49	54.0	58.9	平均59.5	
平成24年4月12日 PM15:10	6629.59	60.0	60		
平成24年4月12日 PM16:10	6629.68	54.0	54	平均51	14.3
平成24年4月12日 PM17:10	6629.76	48.0	48		

30

【 0 1 3 1】

40

表 2 2 は A 事業所における各種モータについて、省電力設備投入後 1 ヶ月の「入力電流」「入力電力」「温度変化」を計測する実験を行い、これらの値を投入前と比較して示している。表から、省電力設備投入後 1 ヶ月における各値が投入前よりそれぞれ低減されていることがわかる。

【表 2 2】

	入力電流の変化		入力電流低下率 (%)	入力電力の変化		入力電流低下率(%)	モーターフレーム温度の変化(°C)	
	投入前	投入1.5ヶ月後		投入前	投入1.5ヶ月後		投入前	投入1.5ヶ月後
ライン循環ポン プ(11KW)	41.5A	37.5	9.8	12.5KW	11.1KW	11	94	45
冷却水循環ポン プ(3.7KW)	13.6A	12.4	9	4.4KW	3.9KW	11.3	61	50
冷却塔ファン (2.2KW)	8.4A	7.5A	10.7	2.3KW	2.0KW	13		
雑排水ポン プ(0.2KW)	0.6A	0.54A	10	0.16KW	0.1KW	12.5		

10

【 0 1 3 2 】

表 2 3 は 7 5 K W 大形冷凍機を有する事業所 C における高圧受電用積算電力計の平均電力量を平成 1 8 年から平成 2 4 年 7 月まで計測した値である。この中で、平成 2 3 年 1 0 月から平成 2 4 年 1 月までは、半波整流方式によるパルス発生器を用いた省電力装置を投入し、それ以降は、全波整流方式によるパルス発生器を用いた省電力装置を投入して、実証実験を行った結果のデータである。表から、省電力装置を投入した平成 2 3 年 1 0 月からのデータが、それまでの同月のデータより低く省電力降下が生じていることがわかる。特に、全波整流方式によるパルス発生器を用いた省電力装置を投入した平成 2 4 年 2 月以降の省電力効果が顕著であることがわかる。

20

【表 2 3】

電力量	1月	2月	3月	4月	5月	6月	7月	8月	9月	10月	11月	12月
18年	72,288	68,112	69,012	61,752	69,582	77,364	87,180	101,280	102,738	100,260	83,862	78,582
19年	68,604	61,326	62,928	59,160	71,664	72,258	82,266	89,388	103,338	99,690	84,234	80,244
20年	69,108	67,056	73,137	77,934	85,248	91,512	106,272	98,442	84,696	77,028	67,968	62,976
21年	65,652	60,678	68,826	71,862	82,278	85,788	97,944	90,324	82,158	77,196	71,010	67,830
22年の電力量	66,318	59,802	66,402	70,200	82,596	98,946	111,516	110,400	86,700	77,754	72,048	65,658
20,21,22年の平均電	67,026	62,512	69,455	73,332	83,374	92,082	105,244	99,722	84,518	77,326	70,342	65,488
23年の電力量	68,904	60,030	62,184	63,516	76,242	97,182	102,072	97,050	75,924	69,468	64,698	58,608
24年の電力量	58,284	56,622	62,004	63,336	72,024	80,426	93,103					

10

20

30

40

本発明のいくつかの実施形態を説明したが、これらの実施形態は例として提示したものであり、発明の範囲を限定することは意図していない。例えば、電源電圧を商用周波数（基本周波数）の1周期内で細かくサンプリングし、電源電圧の最大値のタイミングをデジタル計算することにより発生することも可能である。これら新規な実施形態は、その他のさまざまな形態で実施されることが可能であり、発明の要旨を逸脱しない範囲で、種々の省略、置き換え、変更を行うことができる。これらの実施形態やその変形は、発明の範囲や要旨に含まれると共に、特許請求の範囲に記載された発明とその均等の範囲に含まれる。

【符号の説明】

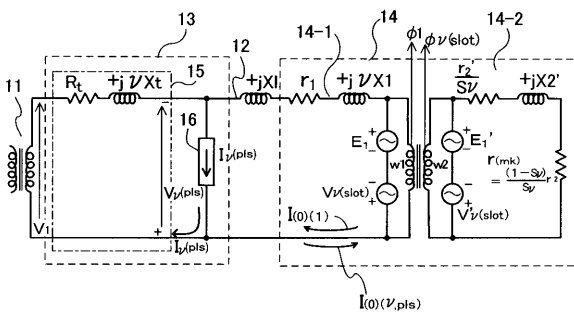
【0134】

- 11・・・電力幹線
- 12・・・変圧器
- 13・・・高調波発生手段
- 14・・・電動機
- 14-1・・・固定子
- 14-2・・・回転子
- 15・・・リアクタンス回路
- 16・・・高調波電流発生器
- 18・・・共振用のコンデンサ
- 21・・・スロット

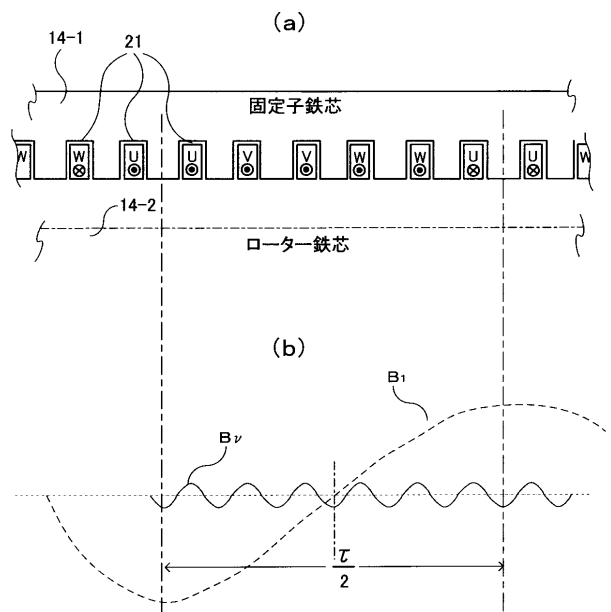
10

20

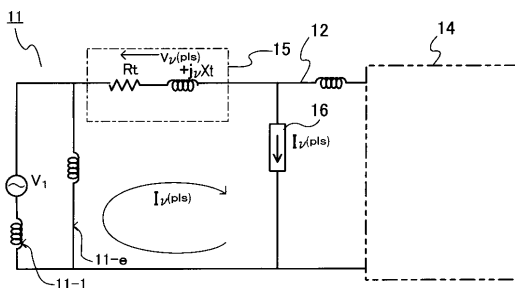
【図1】



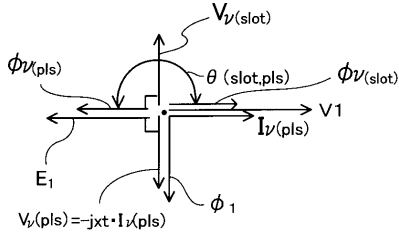
【図3】



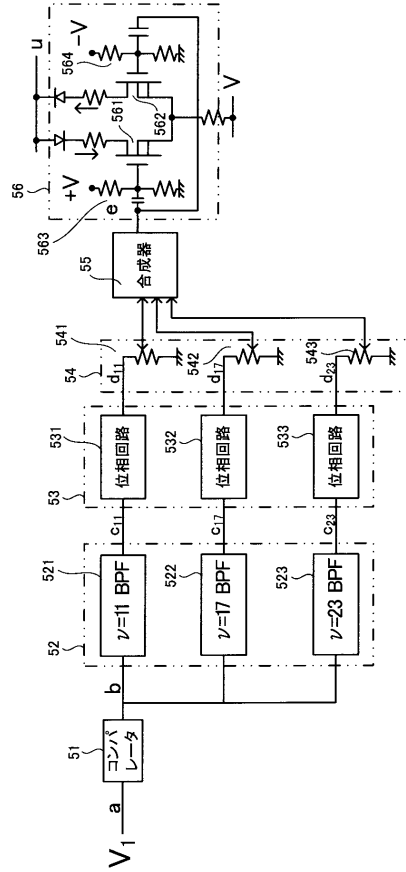
【図2】



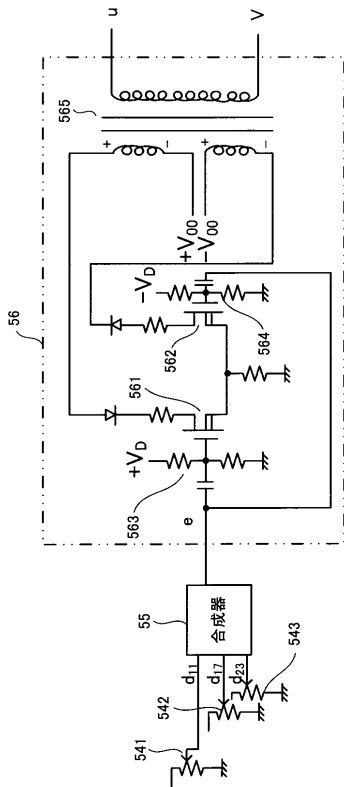
【 図 4 】



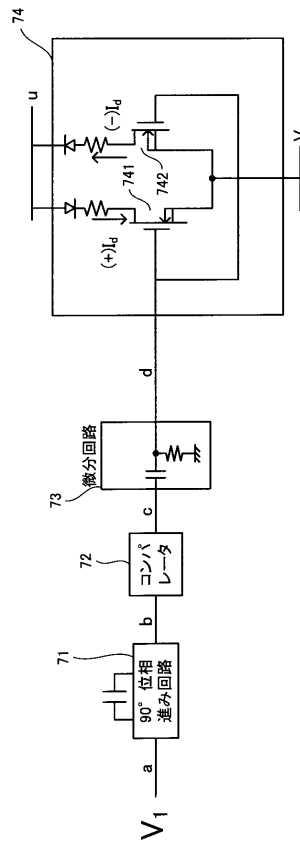
【 図 5 】



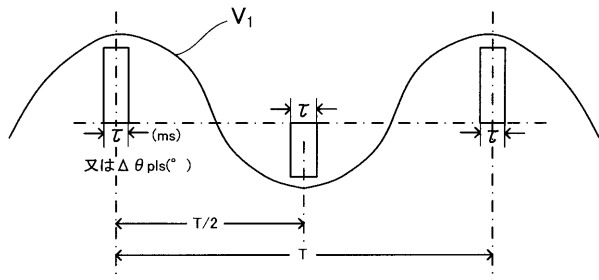
【 図 6 】



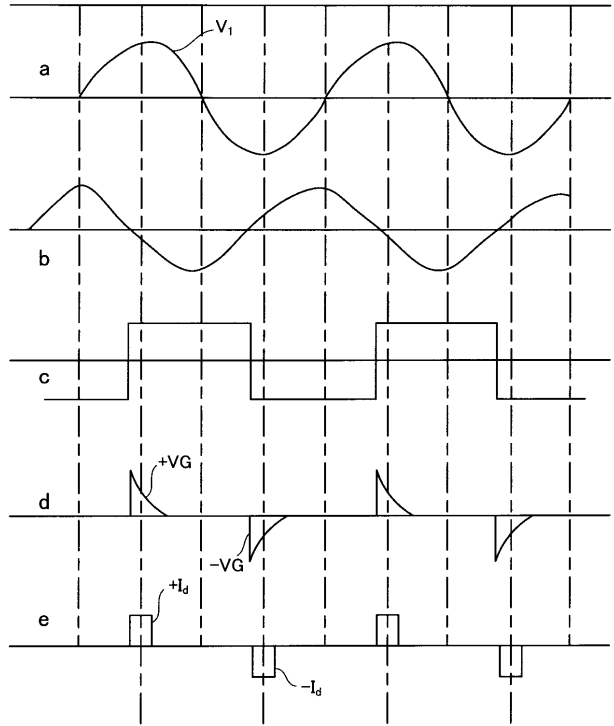
【 図 7 】



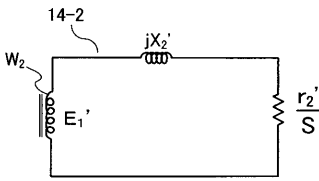
【 図 8 】



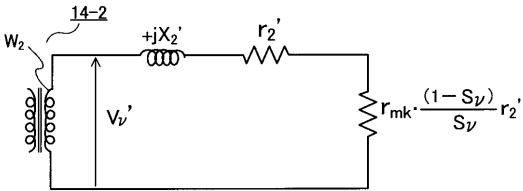
【 図 9 】



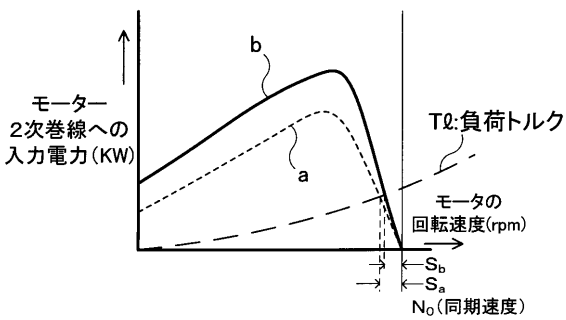
【 図 10 】



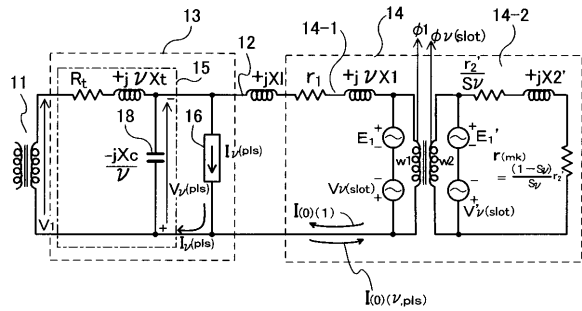
【 図 11 】



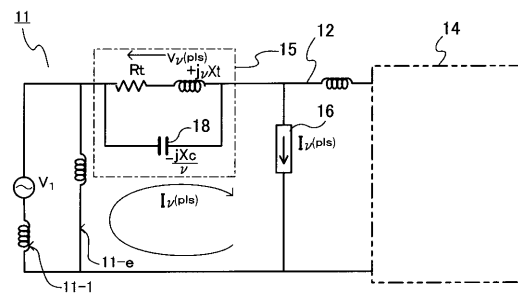
【 図 12 】



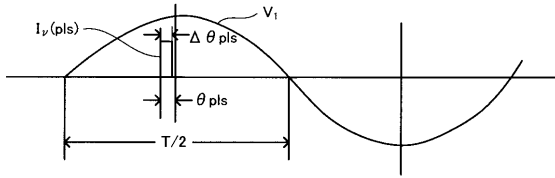
【 図 13 】



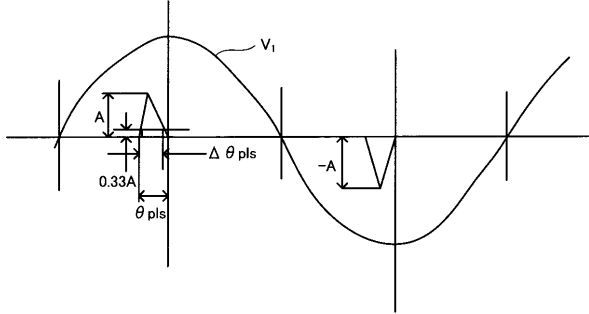
【 図 14 】



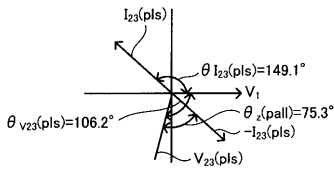
【 図 1 5 】



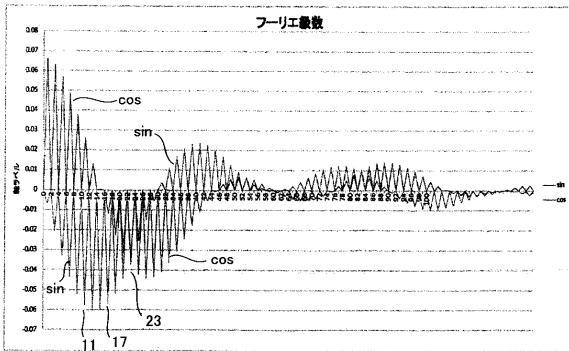
【 図 1 6 】



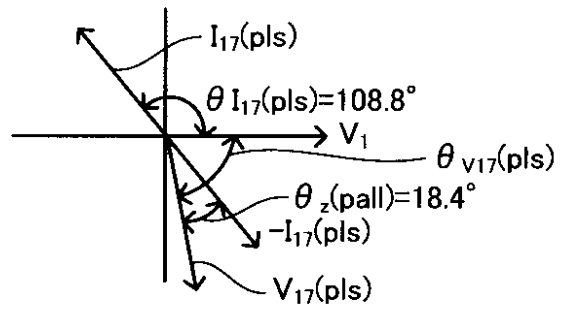
【 図 1 7 C 】



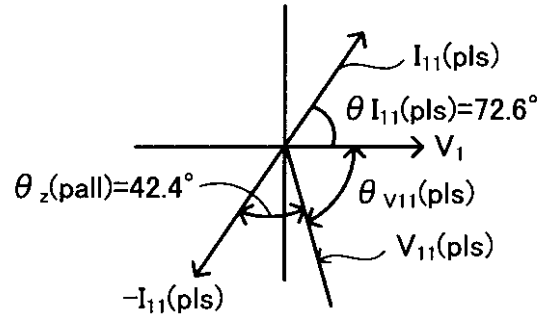
【 図 1 8 】



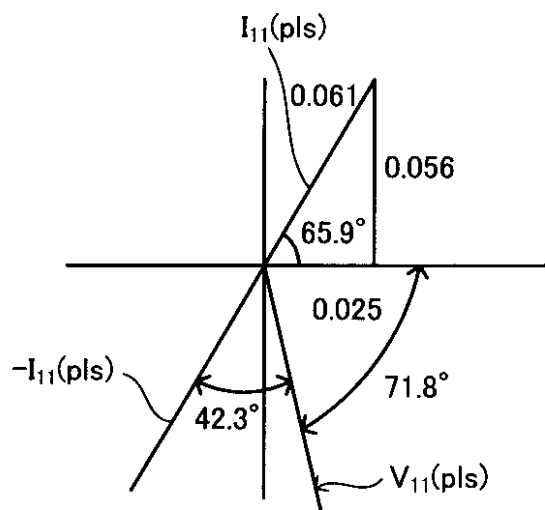
【 図 1 7 A 】



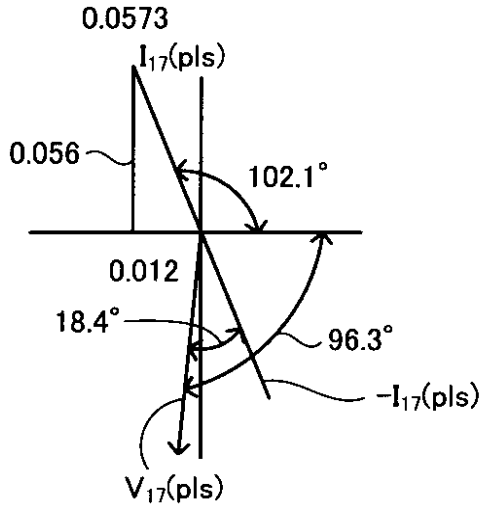
【 図 1 7 B 】



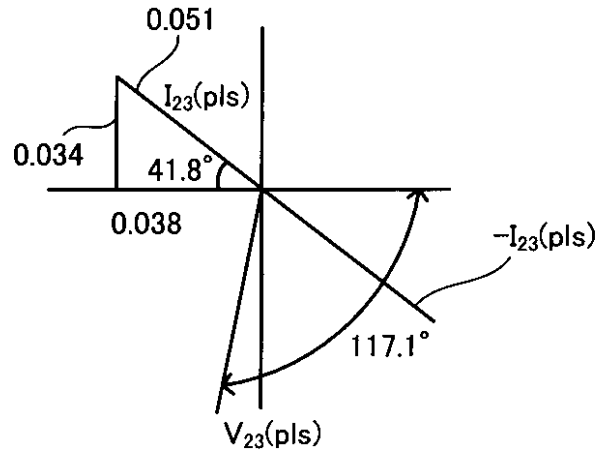
【 図 1 9 A 】



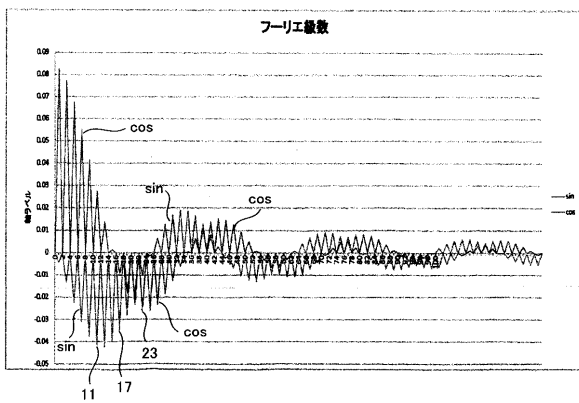
【図19B】



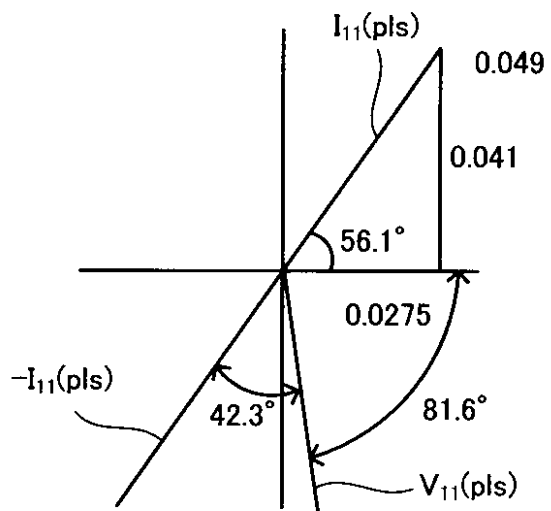
【図19C】



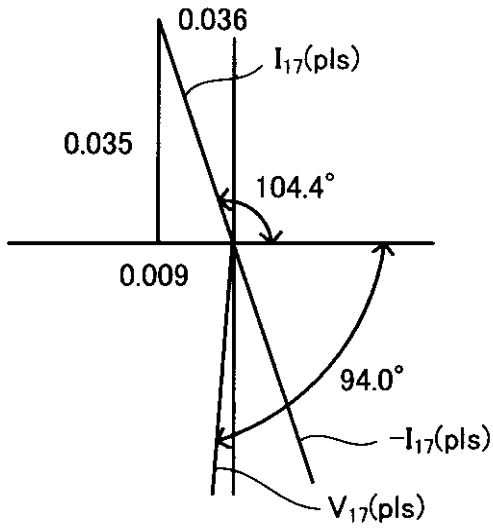
【図20】



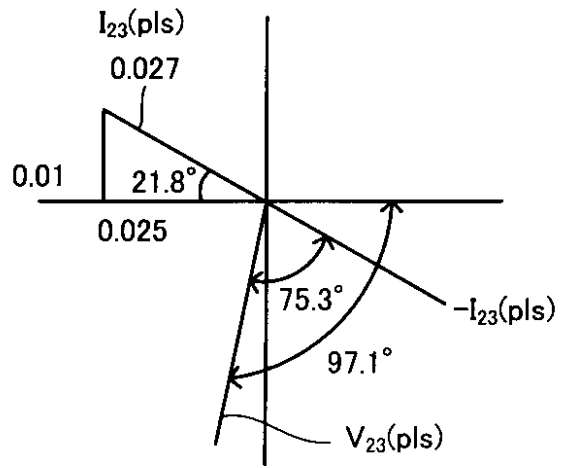
【図21A】



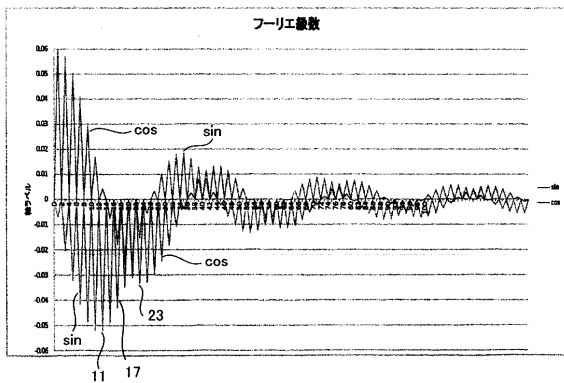
【図 2 1 B】



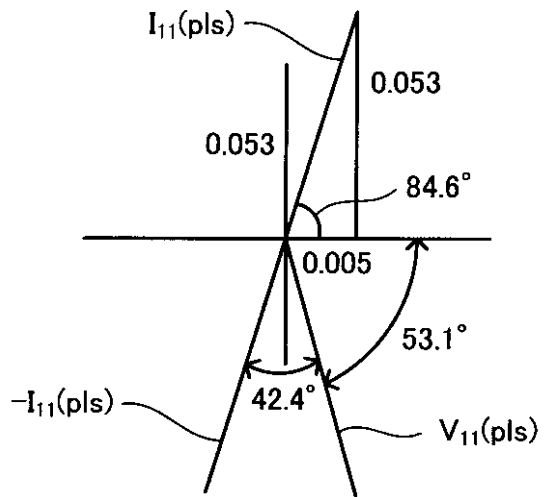
【図 2 1 C】



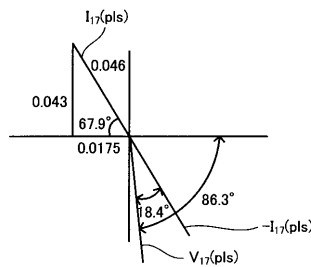
【図 2 2】



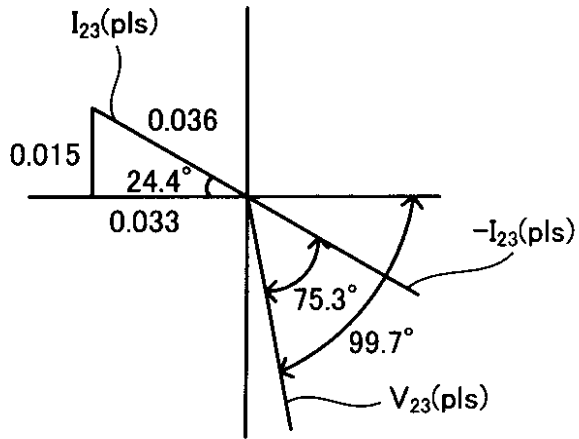
【図 2 3 A】



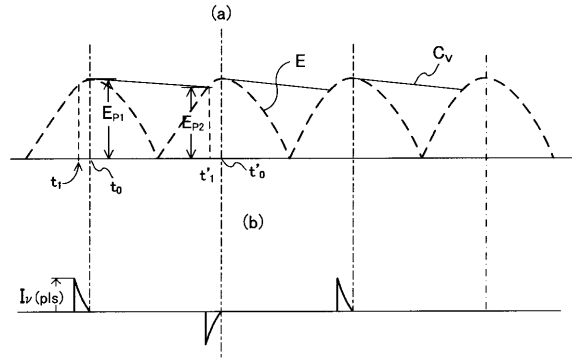
【図 2 3 B】



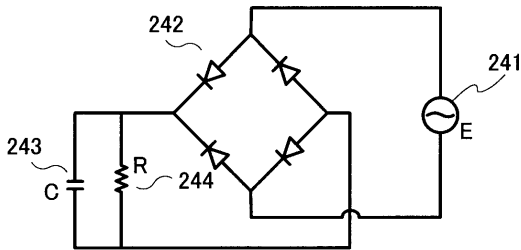
【図 2 3 C】



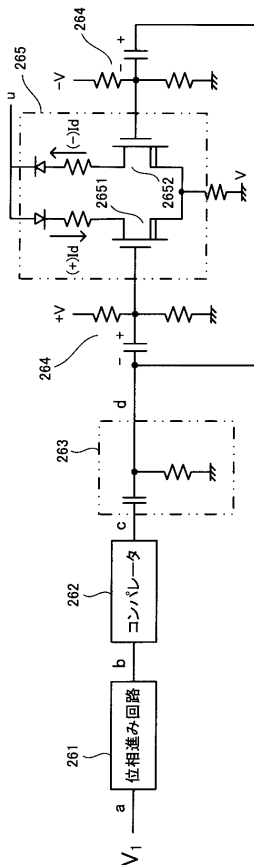
【図 2 5】



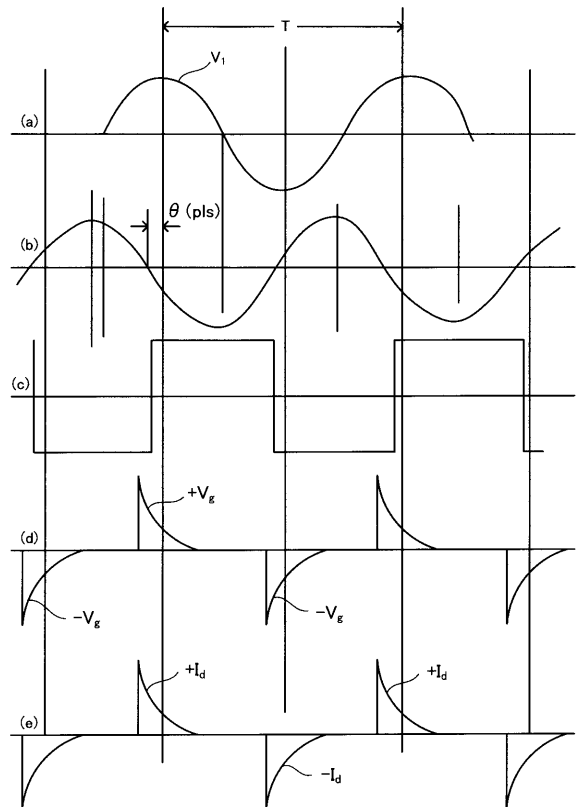
【図 2 4】



【図 2 6】



【図 2 7】



【手続補正書】

【提出日】平成26年10月10日(2014.10.10)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0053

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0053】

図11は、図1で示した電動機14の回転子14-2部分について、高調波電圧 V_{ν}' (slot)が2次巻線 w_2 に誘起された場合の2次巻線 w_2 の等価回路を示している。2次巻線 w_2 における基本波電圧 E_1' に対する ν 次の高調波電圧 V_{ν}' の含有率を K_{ν}' とすると、 K_{ν}' は $K_{\nu}' = V_{\nu}' / E_1'$ で示される。2次巻線 w_2 への高調波入力電力を P_{ν}' とすると、図11により次式(6)が得られる。

【数4】

$$P_{\nu}' = \frac{K_{\nu}'^2 (E_1')^2 r_2}{\left(\frac{r_2}{S_{\nu}}\right)^2 + (X_2)^2} \quad \dots (6)$$

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0127

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0127】

表18は、一般家屋の負荷(電灯負荷の他、エアコン1台、扇風機4台等)を、時刻2:10から4:20まで連続運転し、所定時間毎に使用電力を測定した場合を示している。この例では、途中の3:40のタイミングで、本発明の省電力装置(セイバー)をオンにして、電源電圧 V_1 と同相又は逆相の17次の高調波連側電流0.03Aを流した場合の使用電力の推移を示している。この例では、セイバーオンへの切り換えにより平均電力が約7%低下した。

【表18】

	時刻	モーター電力(kw)	平均電力(kw)	
セイバー OFF	2:10		1.430	(-)cos17 ω 1t 印加
	2:40	1.365		
	3:00	1.455		
	3:20	1.470		
セイバー ON	3:40	1.395	1.340	(+)cos17 ω 1t 印加 (7%低下)
	4:00	1.320		
	4:20	1.305		

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0128

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0128】

表 19 は、同じく一般家屋の負荷を、時刻 2:10 から 4:20 まで連続運転し、所定時間毎に使用電力を測定した場合を示している。この例では、途中の 3:30 のタイミングで、セイバーをオンにして、電源電圧 V_1 と同相又は逆相の 11 次の高調波連側電流 0.03 A を流した場合の使用電力の推移を示している。この例では、セイバーオンへの切り換えにより平均電力が約 11% 低下した。このことから一般モータの 1 極当りのスロット数 ($Z1/P$) は 12 個が多い可能性がある

【表 19】

	時刻	モーター電力(kw)	平均電力(kw)	
セイバー OFF	2:10		2.241	(-)cos11ω1t 印加
	2:30	2.175		
	2:50	2.325		
	3:10	2.220		
セイバー ON	3:30	2.250	2.010	(+)cos11ω1t 印加 (11%低下)
	3:50	1.920		
	4:10	1.930		
	4:20	1.940		

【手続補正 4】

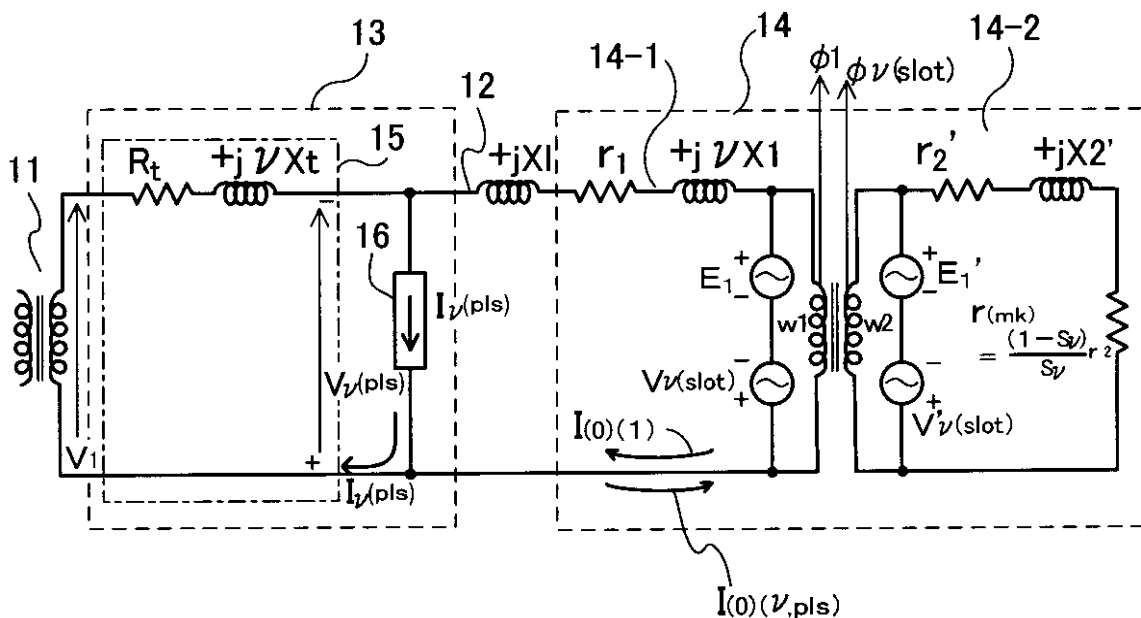
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 1

【補正方法】変更

【補正の内容】

【図 1】



【手続補正 5】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 1 3

【補正方法】変更

【補正の内容】

【 図 1 3 】

