

(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2011-45191

(P2011-45191A)

(43) 公開日 平成23年3月3日(2011.3.3)

(51) Int.Cl.
H02M 1/12 (2006.01)

F I
H02M 1/12

テーマコード(参考)
5H740

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願2009-191701 (P2009-191701)
(22) 出願日 平成21年8月21日 (2009.8.21)

(71) 出願人 000004260
株式会社デンソー
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(74) 代理人 100081776
弁理士 大川 宏
(72) 発明者 白川 和博
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内
(72) 発明者 瀧 浩志
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内
(72) 発明者 藤網 雅己
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内
Fターム(参考) 5H740 AA02 BA18 BB04 BB08 KK01
NN02 NN17

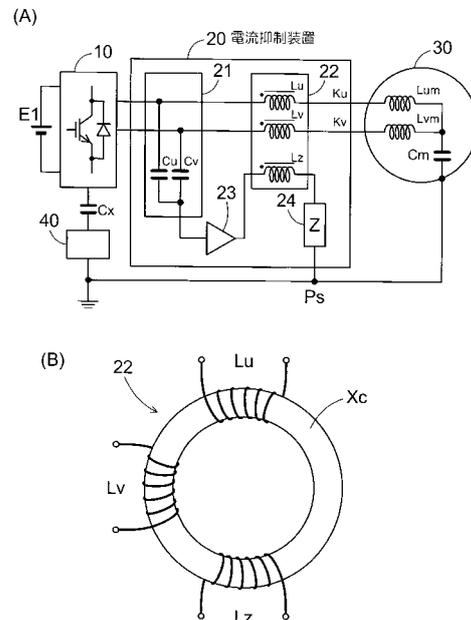
(54) 【発明の名称】 電流抑制装置

(57) 【要約】

【課題】 キャンセル効果の周波数帯域を広げながらも、磁気結合する媒体を小型化できる電流抑制装置を提供する。

【解決手段】 インバータ10(電力変換器)と電動機30(対象物)との間に接続され、インバータ10に備えるスイッチング素子の作動に起因する電流の変化を抑制する電流抑制装置20において、インバータ10と電動機30とを接続する線路Kuの途中に介在させるインダクタLuと、線路Kvの途中に介在させてインダクタLvと磁気結合するインダクタLvと、一方端に直流電源E1を接続してインダクタLu, Lvの双方と磁気結合するインダクタLzと、インダクタLzの他方端と基準点Psとの間に接続してコモンインピーダンスと整合させるインピーダンス整合器24とを有する。この構成では、電動機30に流れる電流の一部はインダクタLzを経てインピーダンス整合器24に流れる。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電力変換器と対象物との間に接続され、前記電力変換器に備えるスイッチング素子の作動に起因するコモンモード電流を抑制する電流抑制装置において、

前記電力変換器と前記対象物とを接続する第 1 線路の途中に介在させる第 1 インダクタと、

前記電力変換器と前記対象物とを接続する第 2 線路の途中に介在させ、前記第 1 インダクタと磁気結合する第 2 インダクタと、

一方端を前記電力変換器に接続し、前記第 1 インダクタおよび前記第 2 インダクタの双方と磁気結合する第 3 インダクタと、

前記第 3 インダクタの他方端と基準点との間に接続し、前記対象物と前記基準点との間のコモンインピーダンスと整合させるインピーダンス整合器と、

を有することを特徴とする電流抑制装置。

【請求項 2】

前記基準点は、前記コモンインピーダンスを特定する際に基準となる接続点であることを特徴とする請求項 1 に記載の電流抑制装置。

【請求項 3】

前記電力変換器と前記第 3 インダクタの一方端との間に介在させ、前記対象物に印加される電圧値を検出する電圧検出器を有することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の電流抑制装置。

【請求項 4】

前記電圧検出器は、前記第 1 線路に一方端を接続する第 1 回路素子と、前記第 2 線路に一方端を接続する第 2 回路素子とを有し、

前記第 1 回路素子および前記第 2 回路素子の各他方端を接続してスター結線することを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載の電流抑制装置。

【請求項 5】

前記第 1 回路素子および前記第 2 回路素子には、キャパシタまたは抵抗器を用いることを特徴とする請求項 4 に記載の電流抑制装置。

【請求項 6】

前記インピーダンス整合器は、前記コモンインピーダンスに対して、周波数特性が同位相で大きさが $1/a$ (a は任意の数字) となるようにインピーダンスを設定することを特徴とする請求項 1 から 5 のいずれか一項に記載の電流抑制装置。

【請求項 7】

前記インピーダンス整合器は、前記対象物のコモンインピーダンスがインダクタ、キャパシタおよび抵抗器の組み合わせからなる等価回路で表されるとき、前記インダクタのインダクタンスを $1/a$ 倍し、前記キャパシタのキャパシタンスを a 倍し、前記抵抗器の抵抗値を $1/a$ 倍にした回路で構成することを特徴とする請求項 6 に記載の電流抑制装置。

【請求項 8】

前記第 1 インダクタ、前記第 2 インダクタおよび前記第 3 インダクタは、一のコアを共用することにより磁気結合することを特徴とする請求項 1 から 7 のいずれか一項に記載の電流抑制装置。

【請求項 9】

対象物と負荷との間に接続され、前記負荷に起因するコモンモード電流を抑制する電流抑制装置において、

前記対象物と前記負荷とを接続する第 1 線路の途中に介在させる第 1 インダクタと、

前記対象物と前記負荷とを接続する第 2 線路の途中に介在させ、前記第 1 インダクタと磁気結合する第 2 インダクタと、

一方端を前記負荷に接続し、前記第 1 インダクタおよび前記第 2 インダクタの双方と磁気結合する第 3 インダクタと、

前記第 3 インダクタの他方端と基準点との間に接続し、前記対象物と前記基準点との間

10

20

30

40

50

のコモンインピーダンスと整合させるインピーダンス整合器と、
を有することを特徴とする電流抑制装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電源と対象物との間に接続される電力変換器に備えるスイッチング素子の作動に起因する電流の変化を抑制する電流抑制装置に関する。

【背景技術】

【0002】

回転機（例えば電動機や発電機等）の駆動に電力変換器（例えば電圧形PWMインバータ等）を使用すると、スイッチング素子の作動時に生じる電圧（いわゆるコモンモード電圧）が電圧源となり、回転機及び電力変換器の浮遊容量を経路とした電流（いわゆるコモンモード電流）が流れる。高周波であるコモンモード電流は電磁障害の原因となるため、規格（例えばCISPR）で抑制が義務付けられている。

【0003】

高周波電流を抑制する従来技術として、コモンチョークを線路の途中に挿入する方式がある。この方式は、コモンチョークの励磁インダクタを高周波電流経路に直列に挿入することと等価である。高周波数に対して励磁インダクタは高インピーダンスとなるため、コモンチョークを挿入することでコモンモード電流を抑制することが可能である。

【0004】

また、スイッチング素子の作動に起因し発生するコモンモード電圧（零相電圧）を相殺する技術の一例が開示されている（例えば特許文献1を参照）。特許文献1に記載されたアクティブコモンモードキャンセラは、三相コモンチョークに追加巻線を設け、コモンモードトランスとして機能させる。スイッチング素子の作動時に変化するコモンモード電圧をインバータの交流出力端にスター結線したコンデンサ（Co）で検出し、これと同じ大きさで逆位相の電圧をコモンモードトランス（11）を介してインバータ出力に印加する。浮遊容量に印加されるコモンモード電圧が相殺されるため、コモンモード電流が流れなくなる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開平10-094244号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかし、上記の従来技術（特許文献1）では、キャンセル効果がみられる周波数帯域は数百[KHz]までと限定的である。これは、インバータ出力にコモンモード電圧と逆位相で同じ大きさの電圧を印加することが困難であり、完全にコモンモード電圧をキャンセルすることが出来ないことに起因する。

【0007】

また、アクティブコモンモードキャンセラに用いるコモンモードトランスにはコモンモード電圧を印加するため、高電圧のアプリケーションではコモンモードトランスを飽和をさせないために断面積や巻数が大きくなる傾向がある。

【0008】

本発明はこのような点に鑑みてなしたものであり、キャンセル効果の周波数帯域を広げながらも、磁気結合する媒体（上記した例ではコモンモードトランス）を小型化できる電流抑制装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記課題を解決するためになされた請求項1に記載の発明は、電力変換器と対象物との

10

20

30

40

50

間に接続され、前記電力変換器に備えるスイッチング素子の作動に起因するコモンモード電流を抑制する電流抑制装置において、前記電力変換器と前記対象物とを接続する第1線路の途中に介在させる第1インダクタと、前記電力変換器と前記対象物とを接続する第2線路の途中に介在させ、前記第1インダクタと磁気結合する第2インダクタと、一方端を前記電力変換器に接続し、前記第1インダクタおよび前記第2インダクタの双方と磁気結合する第3インダクタと、前記第3インダクタの他方端と基準点との間に接続し、前記対象物と前記基準点との間のコモンインピーダンスと整合させるインピーダンス整合器と、を有することを特徴とする。

【0010】

なお、「電力変換器」は、スイッチング素子によって電力を変換する機能を有するものが該当する。「対象物」には、電力変換器から出力される電力を受けて作動（単に供給を含む）可能な任意の機器を適用できる。例えば、回転機（例えば電動機、発電機、発電電動機等）、負荷、電源、制御装置（例えばECU等）、計測装置などが該当する。「コモンインピーダンス」は、対象物と基準点（例えば共通電位を示す部位）との間に生じるインピーダンスである。「第1インダクタ」、「第2インダクタ」および「第3インダクタ」には、磁気結合が可能な回路素子（例えば巻線、コイル、トランス等）を適用できる。

10

【0011】

この構成によれば、第1インダクタ、第2インダクタおよび第3インダクタはそれぞれ相互に磁気結合する。インピーダンス整合器は、第3インダクタと基準点との間に接続し、コモンインピーダンスと整合する。この接続によって、第1線路および第2線路から対象物に流れる電流の一部は、第1インダクタおよび第2インダクタと磁気結合する第3インダクタを経てインピーダンス整合器に流れる。特に、コモンインピーダンスとインピーダンス整合器との位相特性を合致させ、インピーダンスの大きさの比を調整することにより、対象物に流す電流の大きさを抑制することができる。すなわち、コモンインピーダンスとインピーダンス整合器との位相特性が合致している周波数帯域においては、コモンチョークのみと同等に電流を抑制するのに必要なインダクタのインダクタンスは小さくて済む。よって、巻数が減るためにインダクタは小型化でき、線間容量が減少するため抑制効果の向上が実現できる。また、インピーダンスに用いるキャパシタは、特許文献1の図1（A）に示すキャパシタ（C1）より小さく、コモンモードトランスにかかる電圧時間積ETは小さくなり、巻数と断面積を減らすことができるため、コモンモードトランス22を小型化することが可能となる。したがって、キャンセル効果の周波数帯域を広げながらも、磁気結合する媒体を小型化することができる。

20

30

【0012】

請求項2に記載の発明は、前記基準点は、前記コモンインピーダンスを特定する際に基準となる接続点であることを特徴とする。この構成によれば、基準点を基準としてコモンインピーダンスが特定され、当該特定されたインピーダンスと整合するインピーダンス整合器を接続することができる。したがって、対象物に流れる電流の大きさを確実に抑制することができるので、キャンセル効果の周波数帯域を広げながらも、磁気結合する媒体を小型化することができる。

40

【0013】

請求項3に記載の発明は、前記電力変換器と前記第3インダクタの一方端との間に介在させ、前記対象物に印加される電圧値を検出する電圧検出器を有することを特徴とする。この構成によれば、インピーダンス整合器に流す電流の基準となる電圧値を電圧検出器によって検出する。電圧検出器は対象物に印加される電圧値（すなわち第1線路および第2線路の電圧値）を検出するので、第3インダクタを経てインピーダンス整合器に流す電流の大きさを適切に設定できる。なお、「電圧検出器」は第1線路および第2線路の電圧値を検出できれば任意であり、例えばキャパシタをスター結線する回路等が該当する。

【0014】

請求項4に記載の発明は、前記電圧検出器は、前記第1線路に一方端を接続する第1回路素子と、前記第2線路に一方端を接続する第2回路素子とを有し、前記第1回路素子お

50

よび前記第2回路素子の各他方端を接続してスター結線することを特徴とする。この構成によれば、第1回路素子および第2回路素子の一方端を線路に接続し、他方端をスター結線すればよい。したがって、簡単な回路で電圧検出器を実現できるので、コストを低く抑えることができる。

【0015】

請求項5に記載の発明は、前記第1回路素子および前記第2回路素子には、キャパシタまたは抵抗器を用いることを特徴とする。この構成によれば、第1回路素子および第2回路素子としてキャパシタまたは抵抗器を用いるので、低コストで簡易に構成できる。なお、抵抗器は電圧検出を可能とするだけの高い抵抗値を必要とする。

【0016】

請求項6に記載の発明は、前記インピーダンス整合器は、前記コモンインピーダンスに対して、周波数特性が同位相で大きさが $1/a$ (a は任意の数字)となるようにインピーダンスを設定することを特徴とする。この構成によれば、対象物を流れる電流は、インピーダンス整合器に流れる電流の $1/a$ になる。

【0017】

請求項7に記載の発明は、前記インピーダンス整合器は、前記対象物のコモンインピーダンスがインダクタ、キャパシタおよび抵抗器の組み合わせからなる等価回路で表される時、前記インダクタのインダクタンスを $1/a$ 倍し、前記キャパシタのキャパシタンスを a 倍し、前記抵抗器の抵抗値を $1/a$ 倍にした回路で構成することを特徴とする。この構成によれば、電流経路と同位相で大きさが $1/a$ の周波数特性が得られる。

【0018】

請求項8に記載の発明は、前記第1インダクタ、前記第2インダクタおよび前記第3インダクタは、一のコアを共用することにより磁気結合することを特徴とする。この構成によれば、一のコアを共用するので、コストを低く抑えることができる。なお磁気結合するにあたっては、第1インダクタ、第2インダクタおよび第3インダクタを新たに一のコアに巻き付ける構成としてもよく、既に第1インダクタおよび第2インダクタが巻き付けられた一のコアに対して第3インダクタを追加して巻き付ける構成としてもよい。

【0019】

請求項9に記載の発明は、対象物と負荷との間に接続され、前記負荷に起因するコモンモード電流を抑制する電流抑制装置において、前記対象物と前記負荷とを接続する第1線路の途中に介在させる第1インダクタと、前記対象物と前記負荷とを接続する第2線路の途中に介在させ、前記第1インダクタと磁気結合する第2インダクタと、一方端を前記負荷に接続し、前記第1インダクタおよび前記第2インダクタの双方と磁気結合する第3インダクタと、前記第3インダクタの他方端と基準点との間に接続し、前記対象物と前記基準点との間のコモンインピーダンスと整合させるインピーダンス整合器と、を有することを特徴とする。請求項9は請求項1と比較すると、請求項1の電力変換器に代えて負荷を適用した点が異なるのみである。負荷の中には電力変換器と同様にスイッチング素子(あるいは同等の素子)の作動に起因するコモンモード電流を生じるものがあり、このような負荷を対象とする。この構成によれば、請求項1と同様の作用効果が得られる。すなわち、コモンインピーダンスとインピーダンス整合器との位相特性を合致させ、インピーダンスの大きさの比を調整することにより、対象物に流す電流の大きさを抑制することができる。また、キャンセル効果の周波数帯域を広げながらも、磁気結合する媒体を小型化することができる。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1】電流抑制装置の第1構成例を模式的に示す接続図である。

【図2】電流抑制装置の原理を説明する図である。

【図3】電流抑制装置の原理を説明する図である。

【図4】インピーダンス整合器の等価回路を示す回路図である。

【図5】大きさと位相の周波数特性を示すグラフ図である。

10

20

30

40

50

- 【図 6】対象物（電動機）の等価回路を示す回路図である。
 【図 7】モータコモン電流の周波数スペクトラムのグラフ図である。
 【図 8】電流抑制装置の第 2 構成例を模式的に示す接続図である。
 【図 9】電流抑制装置の第 3 構成例を模式的に示す接続図である。
 【図 10】電流抑制装置の第 4 構成例を模式的に示す接続図である。
 【図 11】電流抑制装置の第 5 構成例を模式的に示す接続図である。
 【図 12】電流抑制装置の第 6 構成例を模式的に示す接続図である。
 【図 13】電流抑制装置の第 7 構成例を模式的に示す接続図である。
 【図 14】電流抑制装置の第 8 構成例を模式的に示す接続図である。
 【図 15】電流抑制装置の第 9 構成例を模式的に示す接続図である。
 【図 16】電流抑制装置の第 10 構成例を模式的に示す接続図である。
 【図 17】電流抑制装置の第 11 構成例を模式的に示す接続図である。
 【図 18】電流抑制装置の第 12 構成例を模式的に示す接続図である。
 【図 19】複数の電流抑制装置を組み合わせる例を示す接続図である。
 【発明を実施するための形態】

10

【0021】

以下、本発明を実施するための形態について、図面に基づいて説明する。

【0022】

〔実施の形態 1〕

実施の形態 1 は、インバータと電動機（モータ）との間に電流抑制装置を介在させる例であって、図 1 ~ 図 8 を参照しながら説明する。図 1 および図 8 には、電流抑制装置の構成例を模式的に示す。具体的には、接続図を図 1 (A) に示し、コモンモードトランスの構成例を図 1 (B) に示す。図 2, 図 3 には、電流抑制装置の原理を図示する。図 4 には、インピーダンス整合器の等価回路を回路図で示す。図 5 には、大きさと位相の周波数特性をグラフ図で示す。図 6 には、対象物（電動機）の等価回路を回路図で示す。図 7 には、モータコモン電流の周波数スペクトラムのグラフ図を示す。

20

【0023】

図 1 (A) に示す電流抑制装置 20 は、二相の電動機 30 に対応して構成され、インバータ 10 と電動機 30 との間を接続する線路 K_u , K_v の途中に介在させる。線路 K_u , K_v にはコモンモード電流が流れる。電流抑制装置 20 の具体的な構成例については後述する。インバータ 10 は、直流電源 E_1 (バッテリー) の直流電圧を入力し、電動機 30 の回転制御を行うための電圧波形（例えばパルス幅変調波形等）に変換して出力する。ここで、直流電源 E_1 は「電源」に相当し、インバータ 10 は「電力変換器」に相当し、電動機 30 は「対象物」に相当する。

30

【0024】

図 1 (A) では、インバータ 10 内に備えるスイッチング素子（例えば IGBT やパワー MOSFET 等の半導体素子を含む。）の作動を制御する制御装置は図示を省略している。制御装置の図示省略は、実施の形態 2 以降も同様とする。

【0025】

インバータ 10 は、浮遊容量 C_x およびヒートシンク 40 を通じて接地する（基準点 P_s ）。浮遊容量 C_x は、インバータ 10 内に備えるスイッチング素子の例えば IGBT モジュールの絶縁基板容量である。ヒートシンク 40 はインバータ 10 を冷却する機能を有する。

40

【0026】

電動機 30 は二相電動機であって、インダクタ L_{um} , L_{vm} および浮遊容量 C_m を有しており、その筐体を接地する（基準点 P_s ）。インダクタ L_{um} , L_{vm} について、各一方端はそれぞれ線路 K_u , K_v に接続し、各他方端は浮遊容量 C_m の一方端とともにスター結線する。浮遊容量 C_m は、電動機 30 の筐体と巻線間の容量である。

【0027】

電流抑制装置 20 は、電圧検出器 21, コモンモードトランス 22, 電流増幅器 23,

50

インピーダンス整合器 24 などをも有する。電圧検出器 21 は線路 K_u , K_v の電圧を検出する機能を有し、具体的にはキャパシタ C_u , C_v を有する。キャパシタ C_u , C_v について、各一方端はそれぞれ線路 K_u , K_v に接続し、各他方端はスター結線したうえで電流増幅器 23 の入力端に接続する。当該電流増幅器 23 の入力端と基準点 P_s (あるいは接地) との電位差を「 V_i 」とする。電流増幅器 23 は電流を増幅し、インダクタ L_z を通じてインピーダンス整合器 24 に流す。

【0028】

コモンモードトランス 22 は線路 K_u , K_v の途中に介在され、図 1 (A) および図 1 (B) に示すようにインダクタ L_u , L_v , L_z を有する。インダクタ L_u , L_v とインダクタ L_z とは磁気結合されている。言い換えれば、インダクタ L_u , L_v , L_z はそれぞれ相互に磁気結合する。図 1 (B) に示す例は、一のコア X_c を共用することにより磁気結合する例である。インダクタ L_u 、インダクタ L_v およびインダクタ L_z を新たにコア X_c に巻き付ける構成としてもよく、既にインダクタ L_u およびインダクタ L_v が巻き付けられたコア X_c に対してインダクタ L_z を追加して巻き付ける構成としてもよい。

10

【0029】

図 1 (A) に戻り、インダクタ L_z は、電流増幅器 23 (出力端) とインピーダンス整合器 24 との間に接続される。電流増幅器 23 の出力端と基準点 P_s (あるいは接地) との電位差を「 V_o 」とする。インピーダンス整合器 24 は、電動機 30 と基準点 P_s との間に生じるコモンインピーダンスと整合するように構成される。なお、インピーダンス整合器 24 の具体的な構成例については後述する。

20

【0030】

ここで、図 1 (A) の接続図における等価回路について、図 2 , 図 3 を参照しながら説明する。まず、図 1 (A) の接続図にかかる等価回路は図 2 (A) のようになる。この等価回路は、コモンモード電圧源 50 , 絶縁基板容量インピーダンス 51 , 電流増幅器 52 , コモンモードトランス 53 , インピーダンス整合器 54 , 電流経路インピーダンス 55 などをも有する。コモンモードトランス 53 はコモンモードトランス 22 に相当し、磁気結合するインダクタ L_a , L_b を有する。インピーダンス整合器 54 はインピーダンス整合器 24 に相当する。電流経路インピーダンス 55 は、電流が流れる経路、すなわち電動機 30 および線路 K_u , K_v 等 (以下では単に「コモンモード電流経路」と呼ぶ。) のインピーダンスである。

30

【0031】

上述した図 2 (A) の等価回路において、電流増幅器 52 の増幅率が十分大きければ当該電流増幅器 52 を無視できるので、図 2 (B) に示す等価回路になる。また、コモンモードトランス 53 を構成するインダクタ L_a とインダクタ L_b とについて、励磁インダクタンス L_c と漏れインダクタンス L_d , L_e とに分離すると、図 2 (C) に示す等価回路になる。さらに、漏れインダクタンス L_d , L_e が小さければ当該漏れインダクタンス L_d , L_e を無視できるので、図 2 (D) に示す等価回路のように簡略化できる。

【0032】

ここで、インピーダンス整合器 54 のインピーダンス「 Z 」と、電流経路インピーダンス 55 のインピーダンス「 Z_m 」との位相が合致している場合は、図 2 (D) に示す等価回路から電動機 30 に流れる電流 I_{com_z} は次の式 (1) で表される。当該式 (1) によれば、励磁インダクタンス L_c によって回路インピーダンスが増加し、電流経路の分流によって電動機 30 に流れるコモンモード電流を抑制していることが分かる。なお、電圧検出器 21 によって検出される電圧を「 V_{com} 」とし、絶縁基板容量インピーダンス 51 のインピーダンスを「 Z_c 」とし、コモンモードトランスの励磁インダクタのインピーダンスを「 Z_{ch} 」とする。

40

【0033】

【数 1】

$$I_{com_Z} = \frac{V_{com}}{Z_{ch} + \frac{ZZ_m}{Z + Z_m} + Z_c} \frac{Z}{Z + Z_m} \dots (1)$$

【0034】

また、抑制要素のない場合の等価回路を図3に示す。この等価回路は、コモンモード電圧源50，絶縁基板容量インピーダンス51，電流経路インピーダンス55などを有する。図2(D)と比べると、抑制要素としての電流増幅器52，コモンモードトランス53，インピーダンス整合器54が無い。図3に示す等価回路から電動機30に流れる電流 I_{com} は次の式(2)で表される。

【0035】

【数 2】

$$I_{com} = \frac{V_{com}}{Z_m + Z_c} \dots (2)$$

【0036】

上述した式(1)および式(2)によれば、電動機30に流れる電流の抑制効果は、次の式(3)で表される。

【0037】

【数 3】

$$20\log\left(\frac{I_{com_z}}{I_{com}}\right) = 20\log\left(\frac{Z(Z_c + Z_m)}{Z_c(Z + Z_m) + Z_{ch}(Z + Z_m) + ZZ_m}\right) \dots (3)$$

【0038】

次に、図1(A)に示すインピーダンス整合器24の構成例について、図4を参照しながら説明する。図4に示す回路例は、抵抗器R10，R11，R12，インダクタL10，L11，キャパシタC10，C11を有する。両端子間には、インダクタL10，抵抗器R11，キャパシタC10を直列接続する。抵抗器R11およびキャパシタC10の直列接続に対して、インダクタL11，抵抗器R12，キャパシタC11の直列接続を並列に接続する。さらに、インダクタL11に対して抵抗器R10を並列に接続する。各素子の設定例を括弧内に図示する。括弧内の数値は後述する図6の各素子の値に対して1/10の値である。この1/10は、請求項6，7に示す「1/a」のaに10を当てはめた例である。aはインダクタ，抵抗器，キャパシタを用いて回路構成できる回路に対し、任意の数値を適用できるので、1/10に限らず、1/2，1/5，1/100等に対応した数値を設定できる。

【0039】

図5には、電流経路インピーダンス55とインピーダンス整合器54の周波数特性を示す。具体的には、大きさの周波数特性を図5(A)に示し、位相の周波数特性を図5(B)に示す。図中には、電流経路インピーダンス55の特性を実線で示し、インピーダンス整合器54の特性を破線で示す。電流経路インピーダンス55は、線路Ku，Kv等の配線を含むインピーダンスである。よって低周波領域では、電動機30の浮遊容量Cmが支配的であるためにキャパシタと同様な特性が表れる。また高周波領域では、巻線インダクタおよび配線インダクタと直列・並列共振を起こし、4.5[MHz]付近で極小になる特性

10

20

30

40

50

が表れる。

【 0 0 4 0 】

図 6 には、電流経路インピーダンス 5 5 の周波数特性を実現するための等価回路を示す。図 6 に示す等価回路は、抵抗器 R 2 0 , R 2 1 , R 2 2、インダクタ L 2 0 , L 2 1、キャパシタ C 2 0 , C 2 1 を有する。この等価回路は周波数特性を同位相とするため、図 4 に示した等価回路と同様である。言い換えれば、図 4 に示した等価回路を設定する際の基準となる。具体的には、両端子間にインダクタ L 2 0 , 抵抗器 R 2 1 , キャパシタ C 2 0 を直列接続する。抵抗器 R 2 1 およびキャパシタ C 2 0 の直列接続に対して、インダクタ L 2 1 , 抵抗器 R 2 2 , キャパシタ C 2 1 の直列接続を並列に接続する。さらに、インダクタ L 2 1 に対して抵抗器 R 2 0 を並列に接続する。なお、等価回路を同定するにあたって、直列・並列共振周波数及びインピーダンス値を用いた。各素子について、符号とともに、同定した数値の一例を括弧内に図示する。

10

【 0 0 4 1 】

図 1 (A) において、上述した電流経路インピーダンス 5 5 の等価回路と同等の特性を有する電動機 3 0 と、インピーダンス整合器 5 4 の等価回路と同等の回路構成を有するインピーダンス整合器 2 4 とを用いると仮定する。この仮定の下で電動機 3 0 を作動させたとき、線路 K u , K v を流れる電流 (コモンモード電流) の周波数特性 (スペクトラム波形) は図 7 に実線で示すように変化する。なお図 7 では、高周波電流を抑制する要素を有しない場合の周波数特性 (一点鎖線)、特許文献 1 に記載されたアクティブコモンモードキャンセラを用いた場合の周波数特性 (破線) を併せて示す。

20

【 0 0 4 2 】

図 7 に示す周波数特性によれば、5 0 0 [KHz] の周波数帯域で抑制効果が高くなっている。この抑制効果は、コモンモード電流経路とインピーダンス整合器 2 4 の位相を高周波域まで合致させたことで、電流の分流効果を得たことに起因する。なお、2 [MHz] 以上の周波数帯域で抑制効果が低くなっているのは、電流増幅器 2 3 の周波数特性が要因である。したがって、電流増幅器 2 3 の周波数特性を高周波帯域に拡大するように改善すれば、2 [MHz] 以上の周波数帯域でも抑制効果が得られる。

【 0 0 4 3 】

次に、コモンモードトランス 2 2 の断面積について説明する。コモンモードトランス 2 2 は磁気飽和が生じないようにするには、電圧時間積 E T が式 { $E T \leq n s B$ } を満足する必要がある。ただし、コモンモードトランス 2 2 に印加する電圧を「 E」、印加する時間を「 T」、巻数を「 n」、断面積を「 S」、飽和磁束密度を「 B」とする。

30

【 0 0 4 4 】

特許文献 1 に記載されたアクティブコモンモードキャンセラでは、コモンモード電圧をスイッチング周期の期間中は保持するため、当該特許文献 1 の図 1 (A) に示すキャパシタ (C 1) に大きなキャパシタンスのものを用いている。そのため、特許文献 1 のコモンモードトランス (1 1) にかかる電圧時間積 E T は大きくなる。このように電圧時間積 E T が大きくなると、上記の式を満足させるために巻数と断面積を増やす必要がある。コモンモードトランスを小型化するには、断面積を小さくし、巻数を増加する必要がある。ところが、負荷電流が大きいアプリケーションでは線径を大きくしなければならず、かえって大型化するだけでなく、巻線間容量が増加するためにコモンチョークの高周波特性が悪化する。したがって、コモンモード電流の抑制効果が低下するという問題がある。

40

【 0 0 4 5 】

これに対して、インピーダンス整合器 2 4 に用いるキャパシタ (すなわち図 4 に示すキャパシタ C 1 0 , C 1 1) は、コモンモード電流経路の等価回路 (すなわち図 6 に示すキャパシタ C 2 0 , C 2 1) の 1 0 倍程度に過ぎず、特許文献 1 の図 1 (A) に示すキャパシタ (C 1) よりは小さい。よって、インピーダンス整合器 2 4 とコモンモード電流経路とに流れる電流により、それぞれの経路のキャパシタが充電される。電圧を保持するためコモンモードトランス 2 2 に印加される電圧は、コモン電圧からキャパシタの電圧を引いた電圧となる。よって、従来技術 (特許文献 1) と比較してコモンモードトランス 2 2 に

50

かかる電圧時間積 ET は小さくなり、巻数と断面積を減らすことができるため、コモンモードトランス 22 を小型化することが可能となる。

【0046】

上述した形態では、二相（例えば U 相， V 相）の電動機 30 に対応して二相の電流抑制装置 20 を構成したが（図 1 を参照）、三相以上の電動機 30 に対応する相数の電流抑制装置 20 を構成してもよい。例えば、三相（例えば U 相， V 相， W 相）の電動機 30 に対応して三相で構成した電流抑制装置 20 の構成例を図 8 に示す。具体的には、接続図を図 8 (A) に示し、コモンモードトランスの構成例を図 8 (B) に示す。なお、インバータ 10 もまた当然に電動機 30 に対応する相数となる。

【0047】

図 8 (A) に示す電流抑制装置 20 は、図 1 に示す電流抑制装置 20 と比べて、 W 相に関する要素が増えている。具体的には、線路 K_w 、電圧検出器 21 内のキャパシタ C_w 、コモンモードトランス 22 内のインダクタ L_w 、電動機 30 内のインダクタ L_{wm} である。線路 K_w には線路 K_u ， K_v と同様にコモンモード電流が流れる。キャパシタ C_w はキャパシタ C_u ， C_v と同様に構成され、一方端を線路 K_w に接続し、他方端をキャパシタ C_u ， C_v とスター結線したうえで電流増幅器 23 の入力端に接続する。インダクタ L_w は線路 K_w の途中に介在され、インダクタ L_u ， L_v ， L_z と相互に磁気結合されている。インダクタ L_{wm} は、一方端を線路 K_w に接続し、他方端をインダクタ L_{um} ， L_{vm} および浮遊容量 C_m の一方端とともにスター結線する。

【0048】

図 8 (B) に示す例は、一のコア X_c を共用することにより磁気結合する例である。インダクタ L_u ， L_v ， L_w およびインダクタ L_z を新たにコア X_c に巻き付ける構成としてもよく、既にインダクタ L_u ， L_v ， L_w が巻き付けられたコア X_c に対してインダクタ L_z を追加して巻き付ける構成としてもよい。

【0049】

図 8 のように構成した電流抑制装置 20 は、 W 相の要素が増えたに過ぎないので、図 1 のように構成した電流抑制装置 20 と同様の作用効果を得ることができる。四相以上の電動機 30 に対応する相数の電流抑制装置 20 を構成する場合も同様である。

【0050】

上述した実施の形態 1 によれば、以下に示す各効果を得ることができる。

【0051】

請求項 1 に対応し、直流電源 E_1 と電動機 30 とを接続する線路 K_u （第 1 線路）の途中に介在させるインダクタ L_u （第 1 インダクタ）と、直流電源 E_1 と電動機 30 とを接続する線路 K_v （第 2 線路）の途中に介在させてインダクタ L_u と磁気結合するインダクタ L_v （第 2 インダクタ）と、一方端に直流電源 E_1 を接続し、インダクタ L_u およびインダクタ L_v の双方と磁気結合するインダクタ L_z （第 3 インダクタ）と、インダクタ L_z の他方端と基準点 P_s との間に接続し、電動機 30 のインピーダンスと整合させるインピーダンス整合器 24 とを備える構成とした（図 1 (A)，図 2，図 8 (A) を参照）。

【0052】

この構成によれば、インバータ 10 から線路 K_u および線路 K_v を経て電動機 30 に流れる電流（コモンモード電流）の一部は、インダクタ L_u およびインダクタ L_v と磁気結合するインダクタ L_z を経てインピーダンス整合器 24 に流れる。特に、電動機 30 とインピーダンス整合器 24 とのインピーダンス比（例えば 1 : 1 等）を調整することにより、電動機 30 に流す電流の大きさを抑制することができる。すなわち、コモンインピーダンスとインピーダンス整合器との位相特性が合致している周波数帯域においては、コモンチョークのみと同等に電流を抑制するのに必要なインダクタ L_z のインダクタンスは小さくて済む。よって、巻数が減るためにインダクタ L_z は小型化でき、線間容量が減少するため抑制効果の向上が実現できる。また、インピーダンスに用いるキャパシタは、特許文献 1 の図 1 (A) に示すキャパシタ (C_1) より小さく、コモンモードトランスにかかる電圧時間積 ET は小さくなり、巻数と断面積を減らすことができるため、コモンモードト

10

20

30

40

50

ランス 22 を小型化することが可能となる。

【0053】

請求項 2 に対応し、基準点 P_s は電動機 30 のインピーダンスを特定する際に基準となる接続点とした (図 1 (A), 図 8 (A) を参照)。この構成によれば、基準点 P_s と電動機 30 との間のインピーダンス「 Z_m 」が特定され (図 5 を参照)、当該特定されたインピーダンス「 Z_m 」と整合するインピーダンス整合器 24 を接続することができる (図 4 を参照)。したがって、電動機 30 に流れる電流の大きさを確実に抑制することができるので、キャンセル効果の周波数帯域を広げながらも、磁気結合する媒体を小型化することができる。

【0054】

請求項 3 に対応し、直流電源 E_1 とインダクタ L_z の一方端との間に介在させ、電動機 30 に印加される電圧値 (コモンモード電圧) を検出する電圧検出器 21 を備える構成とした (図 1 (A), 図 8 (A) を参照)。この構成によれば、インダクタ L_z を経てインピーダンス整合器 24 に流す電流の大きさを適切に設定できる。

【0055】

請求項 4, 5 に対応し、電圧検出器 21 は、線路 K_u に一方端を接続するキャパシタ C_u (第 1 回路素子) と、線路 K_v に一方端を接続するキャパシタ C_v (第 2 回路素子) とを有し、キャパシタ C_u (第 1 回路素子) およびキャパシタ C_v (第 2 回路素子) の各他方端を接続してスター結線する構成とした (図 1 (A), 図 8 (A) を参照)。この構成によれば、簡単な回路で電圧検出器 21 を実現できるので、コストを低く抑えることができる。なお、上記の例では、キャパシタ C_u を第 1 回路素子とし、キャパシタ C_v を第 2 回路素子としたが、キャパシタ C_u, C_v のうちの一のキャパシタを第 1 回路素子とし、他の一のキャパシタを第 2 回路素子としても同様である。

【0056】

請求項 6 に対応し、インピーダンス整合器 24 は、電動機 30 のインピーダンスに対して、周波数特性が同位相で大きさが $1/a$ となるようにインピーダンス Z を設定する構成とした (図 4, 図 6 を参照)。この構成によれば、電動機 30 を流れる電流はインピーダンス整合器 24 に流れる電流の $1/a$ になるので、キャンセル効果の周波数帯域を確実に広げられ、磁気結合する媒体を小型化することができる。

【0057】

請求項 7 に対応し、インピーダンス整合器 24 は、電動機 30 のインピーダンスがインダクタ L_{20}, L_{21} 、キャパシタ C_{20}, C_{21} および抵抗器 (抵抗器 R_{20}, R_{21}, R_{22}) の組み合わせからなる等価回路で表されるので (図 6 を参照)、インダクタのインダクタンスを $1/a$ 倍し、キャパシタのキャパシタンスを a 倍し、抵抗器の抵抗値を $1/a$ 倍にした回路で構成した (図 4 を参照)。この構成によれば、電流経路と同位相で大きさが $1/a$ の周波数特性が得られる。 a の数値を大きく設定することで、キャンセル効果の周波数帯域を広げることができる。

【0058】

請求項 8 に対応し、インダクタ L_u 、インダクタ L_v およびインダクタ L_z は、一のコア X_c を共用することにより磁気結合する構成とした (図 1 (B) を参照)。この構成によれば、必要なコアの数を抑えて、コストを低く抑えることができる。

【0059】

コモンモード電流を抑制するためにコモンチョークを用いるアプリケーションにおいては、コモンチョークに追加巻線 (上述したインダクタ L_z に対応する巻線) を配置し、追加巻線の一方端にコモンモード電圧を入力し、他方端にインピーダンス整合器 24 の一方端を接続し、インピーダンス整合器 24 の他方端を基準点 P_s (コモンモード電流を抑制する経路に並列接続として作用する箇所) に接続することで、同じコモンチョークを用いた場合においてコモンモード電流の抑制効果を向上させることができる。したがって、コモンチョークのみと同等のコモンモード電流の抑制効果を得るのに励磁インダクタンスは小さくてすむ。よって、巻数が減るためコモンチョークは小型化、線間容量が減少するた

10

20

30

40

50

め抑制効果の向上が実現できる。

【0060】

〔実施の形態2〕

実施の形態2は、実施の形態1と同様にインバータと電動機との間に電流抑制装置を介在させる例であって、図9を参照しながら説明する。なお図示および説明を簡単にするために、実施の形態2では実施の形態1と異なる点について説明し、実施の形態1で用いた要素と同一の要素には同一の符号を付して説明を省略する。

【0061】

図9には、図1に示すインバータ10に代えて、ハーフブリッジインバータ10aを用いたモータ駆動回路を示す。

【0062】

ハーフブリッジインバータ10aは、キャパシタ C_{au} 、 C_{av} 、スイッチング素子 Q_{au} 、 Q_{av} などを有する。キャパシタ C_{au} 、 C_{av} の直列接続は、直流電源E1のプラス極とマイナス極に接続する。スイッチング素子 Q_{au} のコレクタ端子を直流電源E1のプラス極に接続し、スイッチング素子 Q_{au} のエミッタ端子をスイッチング素子 Q_{av} コレクタ端子に接続し、スイッチング素子 Q_{av} のエミッタ端子を直流電源E1のマイナス極に接続する。キャパシタ C_{au} 、 C_{av} 間の接続点は線路 K_u に接続し、スイッチング素子 Q_{au} のエミッタ端子とスイッチング素子 Q_{av} コレクタ端子との間の接続点は線路 K_v に接続する。なお、スイッチング素子 Q_{au} 、 Q_{av} には、それぞれ還流ダイオードが並列接続される。スイッチング素子 Q_{au} のコレクタ端子と接地との間には絶縁基板容量 $C \times 1$ が生じ、スイッチング素子 Q_{av} のエミッタ端子と接地との間には絶縁基板容量 $C \times 2$ が生じている。

【0063】

電動機30aに流れるコモンモード電流を抑制するため、コモンモードトランス22aにインダクタ L_z を備える。インダクタ L_z の一方端には電圧検出器21aによって検出するコモンモード電圧を電流増幅器23を介して入力し、他方端にはインピーダンス整合器24の一方端を接続する。インピーダンス整合器24の他方端を基準点 P_s に接続する。この構成によれば、実施の形態1で示す三相のインバータ10と同様に、コモンモード電流が浮遊容量 C_m とインピーダンス整合器24のインピーダンス比で分流するため、電動機30aに流れるコモンモード電流が抑制される。したがって、実施の形態1と同様の作用効果を得ることができる。

【0064】

〔実施の形態3〕

実施の形態3は、実施の形態1、2と同様にインバータと電動機との間に電流抑制装置を介在させる例であって、図10を参照しながら説明する。なお図示および説明を簡単にするために、実施の形態3では実施の形態1、2と異なる点について説明し、実施の形態1、2で用いた要素と同一の要素には同一の符号を付して説明を省略する。

【0065】

図10には、フルブリッジインバータを用いたモータ駆動回路の構成例を示す。実施の形態3では、図9に示すハーフブリッジインバータ10aに代えて、フルブリッジインバータ10bを用いたモータ駆動回路を示す。その他は、実施の形態2と同様の構成である。フルブリッジインバータ10bは、U相のスイッチング素子 Q_{ua} 、 Q_{ub} 、V相のスイッチング素子 Q_{va} 、 Q_{vb} などを有する。スイッチング素子 Q_{ua} 、 Q_{va} は上アームに相当し、スイッチング素子 Q_{ub} 、 Q_{vb} は下アームに相当する。各スイッチング素子にはそれぞれ還流ダイオードが並列接続される。U相のスイッチング素子 Q_{ua} 、 Q_{ub} と、V相のスイッチング素子 Q_{va} 、 Q_{vb} とは、いずれも実施の形態2に示すハーフブリッジインバータ10aのスイッチング素子 Q_{au} 、 Q_{av} と同様に接続する。スイッチング素子 Q_{ua} のエミッタ端子とスイッチング素子 Q_{ub} のコレクタ端子との間の接続点は線路 K_u に接続し、スイッチング素子 Q_{va} のエミッタ端子とスイッチング素子 Q_{vb} のコレクタ端子との間の接続点は線路 K_v に接続する。スイッチング素子 Q_{ua} 、 Q_{v}

10

20

30

40

50

aのコレクタ端子と接地との間には絶縁基板容量 $C \times 4$ が生じ、スイッチング素子 Q_{ub} 、 Q_{vb} のエミッタ端子と接地との間には絶縁基板容量 $C \times 3$ が生じている。

【0066】

電動機30aに流れるコモンモード電流を抑制するため、コモンモードトランス22aにインダクタ L_z を備える。インダクタ L_z の一方端には電圧検出器21aによって検出するコモンモード電圧を電流増幅器23を介して入力し、他方端にはインピーダンス整合器24の一方端を接続する。インピーダンス整合器24の他方端を基準点 P_s に接続する。この構成によれば、実施の形態2で示す単相のハーフブリッジインバータ10aと同様に、コモンモード電流が浮遊容量 C_m とインピーダンス整合器24のインピーダンス比で分流するため、電動機30aに流れるコモンモード電流が抑制される。したがって、実施の形態1、2と同様の作用効果を得ることができる。

10

【0067】

〔実施の形態4〕

実施の形態4は、電源とインバータとの間に電流抑制装置を介在させる例であって、図11を参照しながら説明する。なお図示および説明を簡単にするために、実施の形態4では実施の形態1～3と異なる点について説明し、実施の形態1～3で用いた要素と同一の要素には同一の符号を付して説明を省略する。

【0068】

図11には、フルブリッジインバータを用いたモータ駆動回路の構成例を示す。実施の形態4では、実施の形態3で備えた電流抑制装置20aに代えて、電流抑制装置20bを備える。この電流抑制装置20bは、直流電源 E_1 とフルブリッジインバータ10bとの間に接続する。電流抑制装置20bは、電圧検出器21b、コモンモードトランス22b、電流増幅器23、インピーダンス整合器24などを有する。電圧検出器21bは、実施の形態2、3に示す電圧検出器21aと同様の構成である。コモンモードトランス22bは、実施の形態2、3に示すコモンモードトランス22aと同様の構成である。

20

【0069】

実施の形態4が実施の形態2、3と異なるのは、電圧検出器21bとコモンモードトランス22bとの接続位置を入れ替えた点である。すなわち、電圧検出器21bをフルブリッジインバータ10bに近い側(図面右側)に接続し、コモンモードトランス22bを直流電源 E_1 に近い側(図面左側)に接続する。よって、実施の形態4では直流電源 E_1 が「対象物」となる。なお、直流電源 E_1 のプラス極と接地との間にはバッテリー浮遊容量 $C \times 5$ が生じ、直流電源 E_1 のマイナス極と接地との間にはバッテリー浮遊容量 $C \times 6$ が生じている。

30

【0070】

例えば電動機30aとフルブリッジインバータ10bとを一体化する等のように、電動機30aとフルブリッジインバータ10bとの距離が近い場合は、電動機30aに流れるコモンモード電流から放射される電磁界は少なくなる。このため、相対的に直流電源 E_1 とフルブリッジインバータ10bとの間を流れるコモンモード電流が問題となる可能性がある。そこで、上述した構成とすれば、コモンモード電流は浮遊容量 C_m とインピーダンス整合器24のインピーダンス比で分流される。このため、例えば電動機30aの回生時に直流電源 E_1 に流れ込むコモンモード電流が抑制される。したがって、実施の形態1～3と同様の作用効果を得ることができる。

40

【0071】

〔実施の形態5〕

実施の形態5は、実施の形態1と同様にインバータと電動機との間に電流抑制装置を介在させる例であって、図12を参照しながら説明する。なお図示および説明を簡単にするために、実施の形態5では実施の形態1と異なる点について説明し、実施の形態1で用いた要素と同一の要素には同一の符号を付して説明を省略する。

【0072】

図12には、三相系統を電源とした三相インバータを用いたモータ駆動回路の構成例を

50

示す。実施の形態 5 では、電力の供給を受ける電源として交流電源 E 2（三相電力系統）を用いる。供給される交流電力を直流電力に変換する必要があるために整流平滑回路 6 0 を備え、三相（U 相，V 相，W 相）の電動機 3 0 に対応するために三相のインバータ 1 0 c を備える。整流平滑回路 6 0 は、U 相のダイオード D u a，D u b、V 相のダイオード D v a，D v b、W 相のダイオード D w a，D w b、平滑用のキャパシタ C d などを有する。インバータ 1 0 c は、U 相のスイッチング素子 Q u a，Q u b、V 相のスイッチング素子 Q v a，Q v b、W 相のスイッチング素子 Q w a，Q w b などを有する。

【0073】

これらのスイッチング素子は、実施の形態 3 に示すフルブリッジインバータ 1 0 b と同様に構成する。スイッチング素子 Q u a，Q v a，Q w a は上アームに相当し、スイッチング素子 Q u b，Q v b，Q w b は下アームに相当する。各スイッチング素子にはそれぞれ逆流ダイオードが並列接続される。スイッチング素子 Q u a のエミッタ端子とスイッチング素子 Q u b のコレクタ端子との間の接続点は線路 K u に接続し、スイッチング素子 Q v a のエミッタ端子とスイッチング素子 Q v b のコレクタ端子との間の接続点は線路 K v に接続し、スイッチング素子 Q w a のエミッタ端子とスイッチング素子 Q w b のコレクタ端子との間の接続点は線路 K w に接続する。

10

【0074】

電動機 3 0 に流れるコモンモード電流を抑制するため、コモンモードトランス 2 2 a にインダクタ L z を備える。インダクタ L z の一方端には電圧検出器 2 1 a によって検出するコモンモード電圧を電流増幅器 2 3 を介して入力し、他方端にはインピーダンス整合器 2 4 の一方端を接続する。インピーダンス整合器 2 4 の他方端を基準点 P s に接続する。この構成によれば、実施の形態 1 で示す三相のインバータ 1 0 と同様に、コモンモード電流が浮遊容量 C m とインピーダンス整合器 2 4 のインピーダンス比で分流するため、電動機 3 0 a に流れるコモンモード電流が抑制される。したがって、実施の形態 1 と同様の作用効果を得ることができる。

20

【0075】

〔実施の形態 6〕

実施の形態 6 は、インバータと系統との間に電流抑制装置を介在させる例であって、図 1 3 を参照しながら説明する。なお図示および説明を簡単にするために、実施の形態 6 では実施の形態 3 と異なる点について説明し、実施の形態 3 で用いた要素と同一の要素には同一の符号を付して説明を省略する。

30

【0076】

図 1 3 には系統連系インバータの構成例を示す。実施の形態 6 では、電力の供給を受ける電源として直流電源 E 3 を用いる点は実施の形態 1 と同じであるが、太陽光発電装置や燃料電池等を用いる点で異なる。昇圧回路 6 1（コンバータ）は、トランジスタ T r 3，T r 4、インダクタ L 5、ダイオード D 5、平滑用のキャパシタ C e などを有する。この昇圧回路 6 1 は、フルブリッジインバータ 1 0 b からみれば「電源」に相当する。言い換えれば、直流電源 E 3 と昇圧回路 6 1 とを合わせて「電源」とみることができる。

【0077】

また、電動機 3 0 a に代えて、「対象物」として交流電源 E 4（単相電力系統）を適用する。交流電源 E 4 との系統連系を行うため、電流抑制装置 2 0 a と交流電源 E 4 との間に、Y コンデンサ 6 2 およびローパスフィルタ 6 3 を介在させる。Y コンデンサ 6 2 は、キャパシタ C 4，C 5 を有する。キャパシタ C 4 は線路 K u と基準点 P s との間に接続し、キャパシタ C 5 は線路 K v と基準点 P s との間に接続する。ローパスフィルタ 6 3 は、インダクタ L 6 とキャパシタ C 6 とを有する LC 回路である。

40

【0078】

上述した構成におけるフルブリッジインバータ 1 0 b の出力線（すなわち線路 K u，K v）を流れるコモンモード電流は、通常ではコモンチョークおよび Y コンデンサ 6 2 を用いて高周波を抑制する。こうした抑制効果を向上させるには Y コンデンサ 6 2 を大きくすればよいが、ノーマル電流が増えてしまう背反がある。そこで、コモンチョークに追加巻

50

線（すなわちインダクタ L_z ）を配置したコモンモードトランス22aを用いる。

【0079】

インダクタ L_z の一方端には電圧検出器21aによって検出するコモンモード電圧を電流増幅器23を介して入力し、他方端にはインピーダンス整合器24の一方端を接続する。インピーダンス整合器24の他方端を基準点 P_s に接続する。この構成によれば、線路 K_u 、 K_v を流れるコモンモード電流は、交流電源E4側のコモン電流インピーダンス（Yコンデンサ62含む）と、インピーダンス整合器24のインピーダンスとの比で分流する。こうして交流電源E4に流れるコモンモード電流を抑制することができるので、実施の形態3と同様の作用効果を得ることができる。

【0080】

〔実施の形態7〕

実施の形態7は、系統の相互間に電流抑制装置を介在させる例であって、図14を参照しながら説明する。なお図示および説明を簡単にするために、実施の形態7では実施の形態5と異なる点について説明し、実施の形態5で用いた要素と同一の要素には同一の符号を付して説明を省略する。

【0081】

図14には無停電電源装置の構成例を示す。実施の形態7では、実施の形態5の交流電源E2（三相電力系統）に代えて、電力の供給を受ける電源として交流電源E5（単相電力系統）を用いる。そのため、整流平滑回路60aでは、整流平滑回路60に備えるW相のダイオード D_{wa} 、 D_{wb} が無くなっている。なお、この構成では交流電源E4が「対象物」に相当する。

【0082】

線路 K_u 、 K_v から交流電源E4に向かって流れるコモンモード電流を抑制するため、コモンモードトランス22aにインダクタ L_z を備える。インダクタ L_z の一方端には電圧検出器21aによって検出するコモンモード電圧を電流増幅器23を介して入力し、他方端にはインピーダンス整合器24の一方端を接続する。インピーダンス整合器24の他方端を基準点 P_s に接続する。この構成によれば、コモンモード電流が交流電源E4側のコモン電流インピーダンスと、インピーダンス整合器24のインピーダンスとの比で分流する。こうして交流電源E4に流れるコモンモード電流を抑制することができるので、実施の形態5と同様の作用効果を得ることができる。

【0083】

〔実施の形態8〕

実施の形態8は、インバータと電動機との間に電流抑制装置を介在させる例であって、図15を参照しながら説明する。なお図示および説明を簡単にするために、実施の形態8では実施の形態5と異なる点について説明し、実施の形態5で用いた要素と同一の要素には同一の符号を付して説明を省略する。

【0084】

図15にはマトリクスコンバータを用いたモータ駆動回路の構成例を示す。実施の形態8では、交流電源E2と電流抑制装置20との間にローパスフィルタ64およびマトリクスコンバータ10u、10v、10wを接続した点で実施の形態5と異なる。ローパスフィルタ64は、インダクタ L_{7u} 、 L_{7v} 、 L_{7w} とキャパシタ C_{7u} 、 C_{7v} 、 C_{7w} とを有するLC回路である。マトリクスコンバータ10uは、交流電源E2からローパスフィルタ64を介して供給される三相（U相、V相、W相）の電力を受けて、電動機30の回転制御を行うためのU相電圧波形（例えばパルス幅変調波形等）に変換して線路 K_u に出力する。同様にして、マトリクスコンバータ10v、10wはそれぞれ交流電源E2からローパスフィルタ64を介して供給される三相の電力を受けて、電動機30の回転制御を行うためのV相電圧波形、W相電圧波形に変換して線路 K_v 、 K_w に出力する。

【0085】

電動機30に流れるコモンモード電流を抑制するため、コモンモードトランス22にインダクタ L_z を備える。インダクタ L_z の一方端には電圧検出器21によって検出するコ

10

20

30

40

50

モンモード電圧を電流増幅器 23 を介して入力し、他方端にはインピーダンス整合器 24 の一方端を接続する。インピーダンス整合器 24 の他方端を基準点 P_s に接続する。この構成によれば、実施の形態 1 で示す三相のインバータ 10 と同様に、コモンモード電流が浮遊容量 C_m とインピーダンス整合器 24 のインピーダンス比で分流するため、電動機 30 a に流れるコモンモード電流が抑制される。したがって、実施の形態 5 と同様の作用効果を得ることができる。

【0086】

〔実施の形態 9〕

実施の形態 9 は、インバータと負荷との間に電流抑制装置を介在させる例であって、図 16 を参照しながら説明する。なお図示および説明を簡単にするために、実施の形態 9 では実施の形態 1 と異なる点について説明し、実施の形態 1 で用いた要素と同一の要素には同一の符号を付して説明を省略する。

10

【0087】

図 16 には差動通信回路の構成例を示す。実施の形態 9 では差動通信を行うために、実施の形態 1 ~ 8 で示したインバータ 10, ハーフブリッジインバータ 10 a, フルブリッジインバータ 10 b 等のインバータ (図示せず) と、電流抑制装置 20 c との間に NOT 回路 70 を備える。電流抑制装置 20 c は、実施の形態 4 に示す電流抑制装置 20 b と比べて電流増幅器 23 が無い点で相違するのみである。よって、電圧検出器 21 c (キャパシタ C_u, C_v) をスター結線した接続点 (すなわち線路 K_u, K_v の検出電圧) を、コモンモードトランス 22 c (インダクタ L_z) の一方端に接続する。なお、負荷 31 と接地との間には浮遊容量 C_z が生じている。

20

【0088】

NOT 回路 70 を経て線路 K_u, K_v から負荷 31 に向かって流れるコモンモード電流を抑制するため、コモンモードトランス 22 c にインダクタ L_z を備える。インダクタ L_z の一方端には電圧検出器 21 c によって検出するコモンモード電圧を入力し、他方端にはインピーダンス整合器 24 の一方端を接続する。インピーダンス整合器 24 の他方端を基準点 P_s に接続する。この構成によれば、コモンモード電流が負荷 31 側のコモン電流インピーダンス (浮遊容量 C_z を含む) と、インピーダンス整合器 24 のインピーダンスとの比で分流する。こうして負荷 31 に流れるコモンモード電流を抑制することができるので、実施の形態 1 と同様の作用効果を得ることができる。

30

【0089】

〔実施の形態 10〕

実施の形態 10 は、電源と負荷との間に電流抑制装置を介在させる例であって、図 17, 図 18 を参照しながら説明する。なお図示および説明を簡単にするために、実施の形態 10 では実施の形態 4 と異なる点について説明し、実施の形態 4 で用いた要素と同一の要素には同一の符号を付して説明を省略する。

【0090】

図 17 には電源に直流電源 E_1 を用いたアプリケーションを示し、図 18 は電源に交流電源 E_2 を用いたアプリケーションを示す。実施の形態 10 では、実施の形態 4 と比べて、フルブリッジインバータ 10 b を無くした点と、電動機 30 a に代えて負荷 32, 33 を接続した点とが相違する。図 17, 図 18 に示すアプリケーションでは、負荷 32, 33 から電源 (図 17 では直流電源 E_1 であり、図 18 では交流電源 E_2 である。以下この形態において同じ。) に向かって電流 (コモンモード電流) が恒常的 (一時的であってもよい) に流れる状態を仮定する。したがって、電源は「対象物」に相当する。

40

【0091】

線路 K_u, K_v から電源に向かって流れるコモンモード電流を抑制するため、コモンモードトランス 22 b にインダクタ L_z を備える。インダクタ L_z の一方端には電圧検出器 21 b によって検出するコモンモード電圧を入力し、他方端にはインピーダンス整合器 24 の一方端を接続する。インピーダンス整合器 24 の他方端を基準点 P_s に接続する。この構成によれば、コモンモード電流が電源側のコモン電流インピーダンスと、インピーダ

50

ンス整合器 24 のインピーダンスとの比で分流する。こうして電源に流れる共通モード電流を抑制することができる。

【0092】

上述した実施の形態 10 によれば、請求項 9 に対応し、負荷 32, 33 と電源（直流電源 E1 または交流電源 E2 ; 対象物）とを接続する線路 Ku（第 1 線路）の途中に介在させるインダクタ Lu（第 1 インダクタ）と、負荷 32, 33 と電源とを接続する線路 Kv（第 2 線路）の途中に介在させてインダクタ Lu と磁気結合するインダクタ Lv（第 2 インダクタ）と、一方端を負荷 32, 33 に接続し、インダクタ Lu およびインダクタ Lv の双方と磁気結合するインダクタ Lz（第 3 インダクタ）と、インダクタ Lz の他方端と基準点 Ps との間に接続し、電動機 30 のインピーダンスと整合させるインピーダンス整合器 24 とを備える構成とした（図 17, 図 18 を参照）。この構成によれば、負荷 32, 33 から共通モード電流が流れても、共通インピーダンスとインピーダンス整合器 24 との位相特性を合致させ、インピーダンスの大きさの比を調整することにより、直流電源 E1 または交流電源 E2 に流す電流の大きさを抑制することができる。また、キャンセル効果の周波数帯域を広げながらも、磁気結合する媒体を小型化することができる。なお、本形態では負荷 32, 33 に起因して共通モード電流が発生する例を示したが、当該共通モード電流の発生源となる他の要素（例えば電力変換器や、系統などの電力源等）についても同様に適用することができる。

10

【0093】

〔他の実施の形態〕

以上では本発明を実施するための形態について実施の形態 1 ~ 10 に従って説明したが、本発明は当該形態に何ら限定されるものではない。言い換えれば、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において、種々なる形態で実施することもできる。例えば、次に示す各形態を実現してもよい。

20

【0094】

実施の形態 1 ~ 10 では、電力変換回路としてスイッチング素子を備えたインバータを適用した（図 1, 図 9 ~ 図 15 を参照）。この形態に代えて、スイッチング素子を備えたコンバータを適用してもよく、スイッチング素子を備えた他の回路や装置を適用してもよい。いずれを適用するにせよ、スイッチング素子の作動時に生じる電圧によって対象物等の浮遊容量を経路とした共通モード電流が対象物に流れるのを抑えることができる。従って、実施の形態 1 ~ 10 と同様の作用効果を得ることができる。

30

【0095】

実施の形態 1 ~ 10 では、対象物として電動機、負荷、電源を適用した（図 1, 図 9 ~ 図 15 を参照）。この形態に代えて、電力変換器によって制御される電力（特に電圧）によって作動（単に供給を含む）する他の対象物を適用してもよい。他の対象物としては、電動機を除く回転機（例えば発電機や発電電動機等）、制御装置（例えば ECU 等）、計測装置などが該当する。いずれの対象物にせよ、共通モード電流の一部をインピーダンス整合器に分流することによって対象物に流れるのを抑えることができる。従って、実施の形態 1 ~ 10 と同様の作用効果を得ることができる。

40

【0096】

実施の形態 1 ~ 10 では、第 1 インダクタ、第 2 インダクタおよび第 3 インダクタとして、インダクタからなるインダクタ Lu, Lv, Lw, Lz を適用した（図 1, 図 8 ~ 図 18 を参照）。この形態に代えて、磁気結合が可能な他の回路素子（例えば巻線やトランス等）を適用してもよい。巻線やトランス等でも確実に磁気結合できるので、実施の形態 1 ~ 10 と同様の作用効果を得ることができる。

【0097】

実施の形態 1 ~ 10 では、第 1 回路素子および第 2 回路素子として、キャパシタ Cu, Cv, Cw を適用した（図 1, 図 8 ~ 図 18 を参照）。この形態に代えて、電圧検出を可能とするだけの高い抵抗値（例えば数 [M] 以上）を有する抵抗器を適用してもよい。抵抗器を適用しても線路 Ku, Kv, Kw の電圧を検出できるので、実施の形態 1 ~ 10 と

50

同様の作用効果を得ることができる。

【0098】

実施の形態1～10では、線路の相数(本数)として三相または单相を適用した(図1, 図9～図15を参照)。この形態に代えて、接続しようとする対象物の相数(例えば四相や六相等)に合わせた相数を適用してもよい。単に相数が相違するだけであるので、実施の形態1～10と同様の作用効果を得ることができる。

【0099】

実施の形態1では、インピーダンス整合器24の回路例を図4に示し、対象物(電動機30)にかかる等価回路の回路例を図6に示した。これらの回路例は実施の形態2～10にも適用するが、他の回路で構成してもよい。ただし、インピーダンス整合器24は対象物のインピーダンスと整合する必要がある。回路素子は、図4, 図6に示した抵抗器, インダクタ, キャパシタに示した回路素子に限られず、他の回路素子のみで構成してもよく、これらを混在して構成してもよい。他の回路素子としては、トランス, オペアンプ, 水晶振動子, 半導体素子(トランジスタやIC等)などが該当する。他の回路素子を用いた場合でも、コモンモード電流の一部をインピーダンス整合器に分流することによって対象物に流れるのを抑えることができる。従って、実施の形態1～10と同様の作用効果を得ることができる。

【0100】

実施の形態1, 2, 3, 5, 8はインバータと電動機との間に電流抑制装置を介在させる構成とし(図1, 図9, 図10, 図12, 図15を参照)、実施の形態4は電源とインバータとの間に電流抑制装置を介在させる構成とし(図11を参照)、実施の形態6はインバータと系統との間に電流抑制装置を介在させる構成とし(図13を参照)、実施の形態7は系統の相互間に電流抑制装置を介在させる構成とし(図14を参照)、実施の形態9はインバータと負荷との間に電流抑制装置を介在させる構成とし(図16を参照)、実施の形態10は電源と負荷との間に電流抑制装置を介在させる構成とした(図17, 図18を参照)。これらうち二以上の形態を任意に選択して組み合わせる構成としてもよい。例えば図19に示す接続例では、直流電源E1と発電電動機30bとの間に電流抑制装置20aおよび電流抑制装置20bを介在させている。電流抑制装置20aと電流抑制装置20bの間にはフルブリッジインバータ10bを接続している。この構成によれば、発電電動機30bを「対象物」とした場合でも、直流電源E1を「対象物」とした場合でも、いずれもコモンモード電流の一部をインピーダンス整合器24に分流することによって対象物に流れるのを抑えることができる。他の組み合わせでも同様である。従って、実施の形態1～10と同様の作用効果を得ることができる。

【符号の説明】

【0101】

- 10, 10a, 10b, 10c インバータ(電力変換回路)
- 20, 20a, 20b 電流抑制装置
- 21, 21a, 21b 電圧検出器
- 22, 22a, 22b, 53 コモンモードトランス(インダクタ)
- 23, 52 電流増幅器
- 24, 54 インピーダンス整合器
- 30, 30a 電動機(対象物)
- 30b 発電電動機(対象物)
- 31, 32, 33 負荷
- 40 ヒートシンク
- 50 コモンモード電圧源
- 51 絶縁基板容量インピーダンス
- 55 電流経路インピーダンス
- 60, 60a 整流平滑回路
- 61 昇圧回路(コンバータ)

10

20

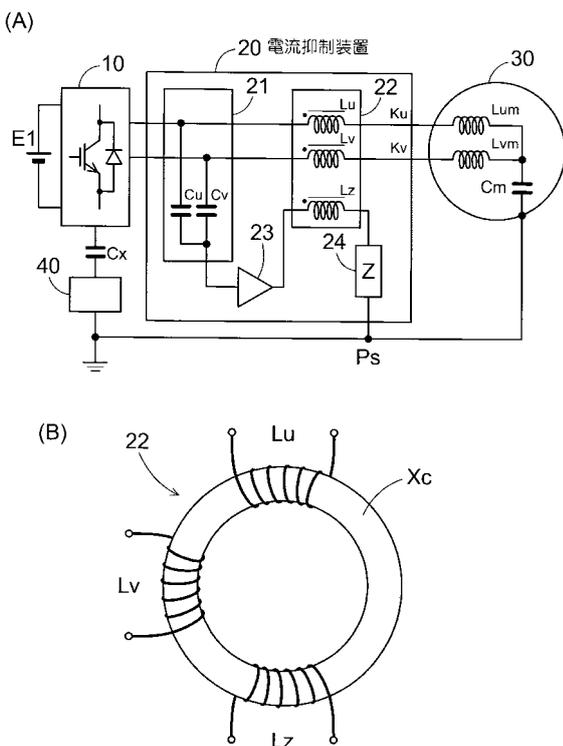
30

40

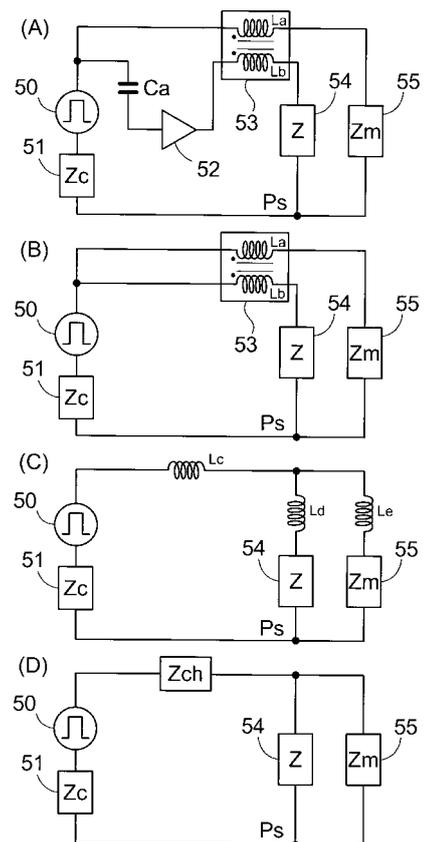
50

C_u, C_v, C_w キャパシタ (回路素子)
 E_1, E_3 直流電源 (対象物)
 E_2, E_4 交流電源 (対象物)
 K_u, K_v, K_w 線路
 L_u, L_v, L_w, L_z インダクタ

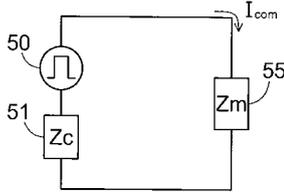
【 図 1 】



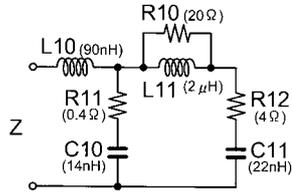
【 図 2 】



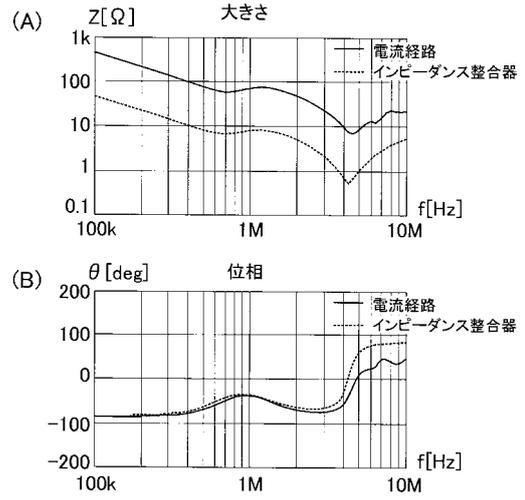
【 図 3 】



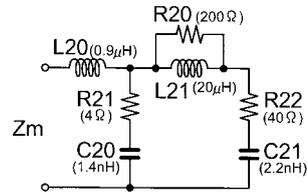
【 図 4 】



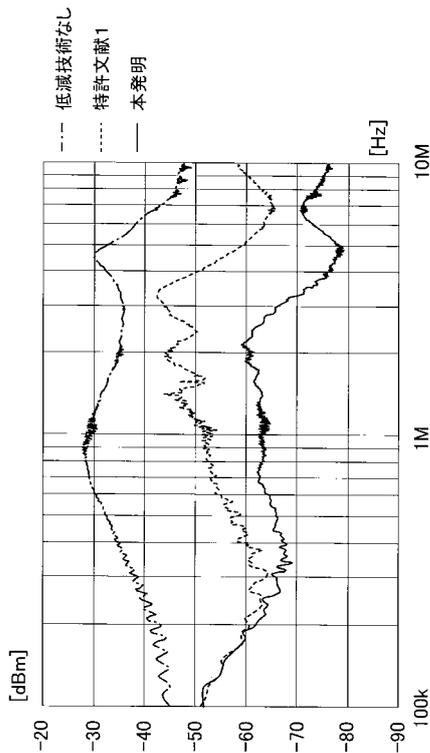
【 図 5 】



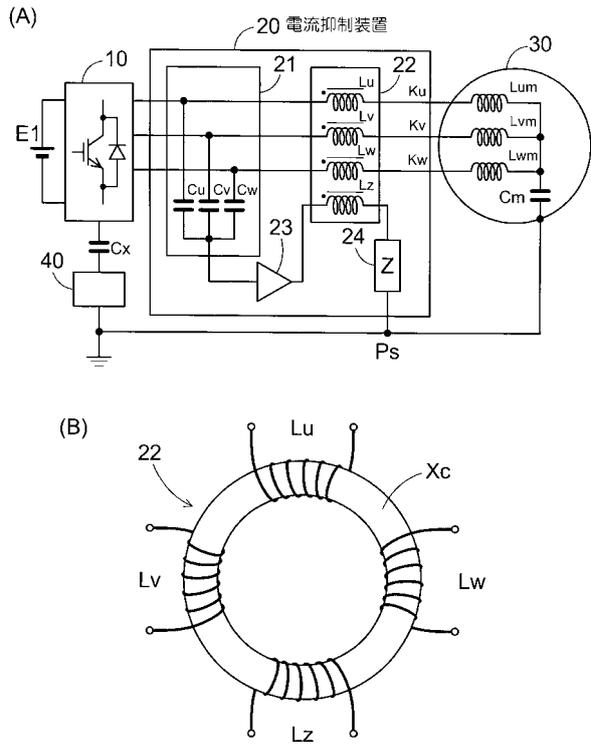
【 図 6 】



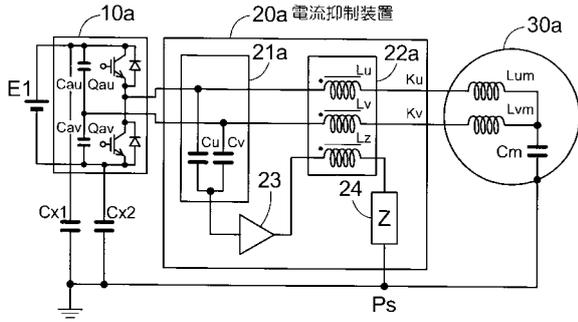
【 図 7 】



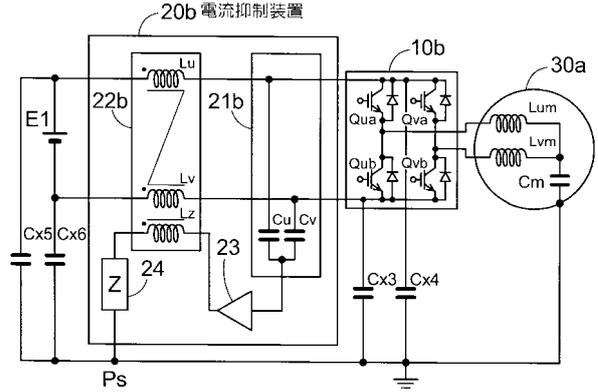
【 図 8 】



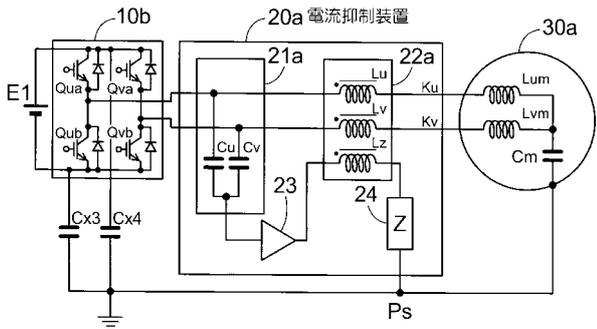
【 図 9 】



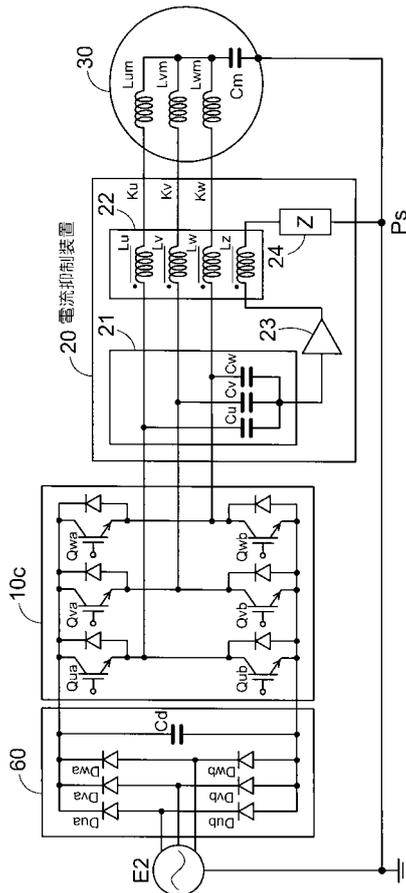
【 図 1 1 】



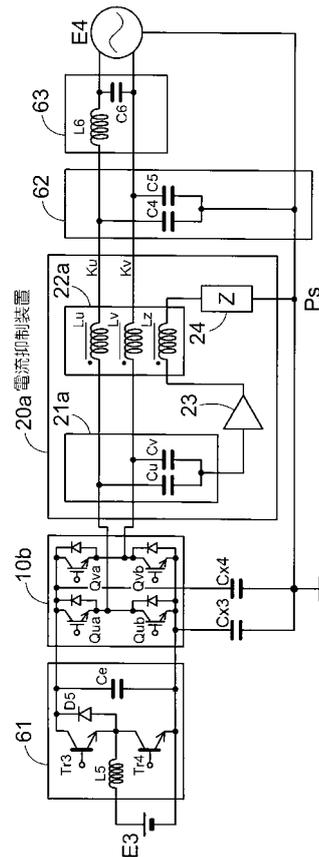
【 図 1 0 】



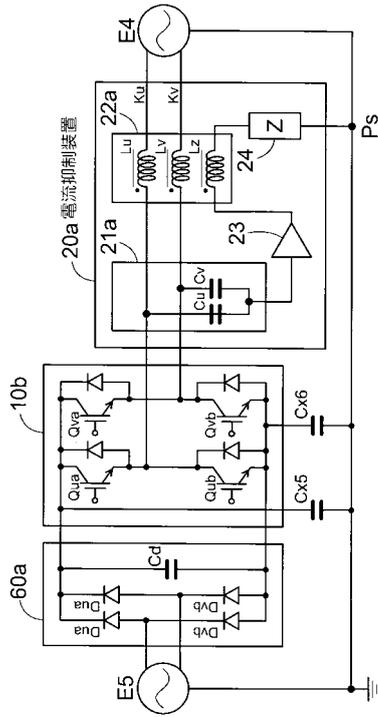
【 図 1 2 】



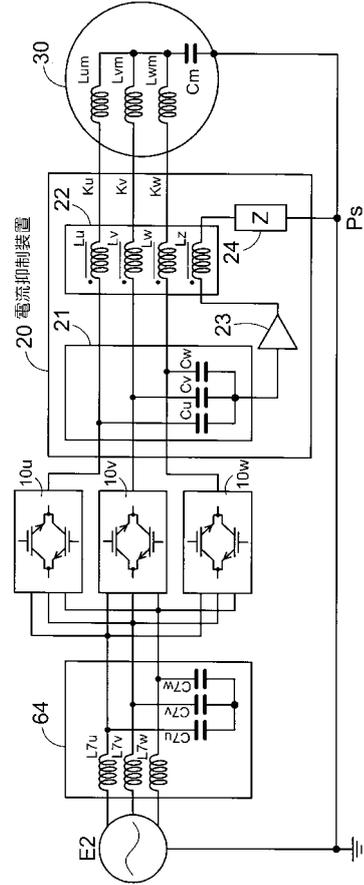
【 図 1 3 】



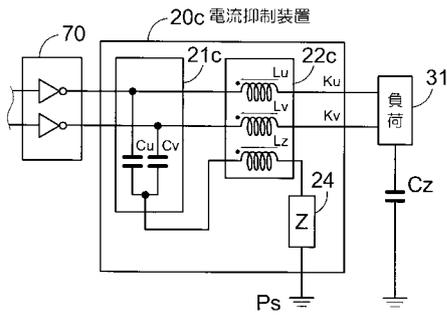
【 図 1 4 】



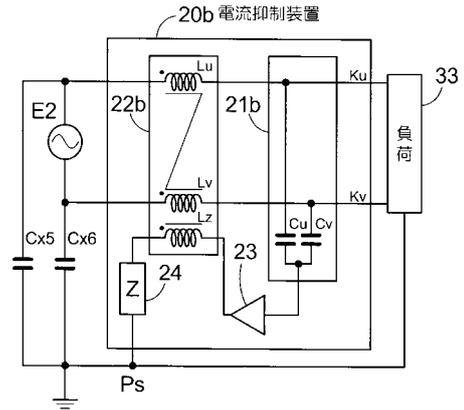
【 図 1 5 】



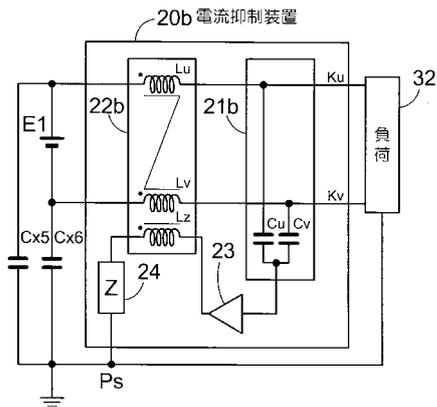
【 図 1 6 】



【 図 1 8 】



【 図 1 7 】



【 図 1 9 】

