

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B1)

(11) 特許番号

特許第6851554号

(P6851554)

(45) 発行日 令和3年3月31日(2021.3.31)

(24) 登録日 令和3年3月11日(2021.3.11)

(51) Int.Cl.	F I
H02M 1/44 (2007.01)	H02M 1/44
H02M 7/48 (2007.01)	H02M 7/48 Z
H02M 7/12 (2006.01)	H02M 7/12 Z
H02M 3/155 (2006.01)	H02M 3/155 E
H02M 3/28 (2006.01)	H02M 3/28 E
請求項の数 22 (全 42 頁) 最終頁に続く	

(21) 出願番号	特願2020-554913 (P2020-554913)	(73) 特許権者	000006013
(86) (22) 出願日	令和2年4月20日(2020.4.20)		三菱電機株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2020/017057		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
審査請求日	令和2年10月6日(2020.10.6)	(74) 代理人	110001195
早期審査対象出願			特許業務法人深見特許事務所
		(72) 発明者	山梶 佑介
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
			菱電機株式会社内
		(72) 発明者	菅 郁朗
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
			菱電機株式会社内
		(72) 発明者	一木 智
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
			菱電機株式会社内
		最終頁に続く	

(54) 【発明の名称】 電力変換装置および空気調和機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

少なくとも1つの外部電極と、
 スイッチング素子と、
 前記少なくとも1つの外部電極と前記スイッチング素子との間に接続されるノイズフィルタと、
 前記少なくとも1つの外部電極と前記ノイズフィルタとを接続する、少なくとも1つの第1配線と、
 前記ノイズフィルタと前記スイッチング素子とを接続する第2配線と、
 前記第2配線に取り付けられた磁性体フィルタとを備え、
 前記ノイズフィルタの減衰特性をA[dB]とし、前記少なくとも1つの第1配線と、
 前記スイッチング素子および前記磁性体フィルタ間に位置する前記第2配線との空間結合による減衰特性をB[dB]とした場合に、減衰特性Aおよび減衰特性Bは $B < A$ の関係を満足する、電力変換装置。

【請求項2】

前記少なくとも1つの外部電極と前記スイッチング素子との間に接続されるリアクトルをさらに備え、
 前記ノイズフィルタは、前記少なくとも1つの外部電極と前記リアクトルとの間に接続され、
 前記第2配線は、前記リアクトルと前記スイッチング素子との間に接続され、

10

20

前記減衰特性 B は、前記少なくとも 1 つの第 1 配線と、前記磁性体フィルタおよび前記スイッチング素子間に位置する前記第 2 配線との空間結合による減衰特性を含む、請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記減衰特性 A は、コモンモードノイズに対する前記ノイズフィルタの減衰特性である、請求項 1 または 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記減衰特性 A は、少なくとも 1 つの周波数における前記ノイズフィルタの減衰特性を含み、

前記減衰特性 B は、前記少なくとも 1 つの周波数における前記空間結合による減衰特性を含む、請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

10

【請求項 5】

前記少なくとも 1 つの外部電極は、複数の外部電極を含み、

前記少なくとも 1 つの第 1 配線は、複数の第 1 配線を含み、

前記減衰特性 B は、前記複数の第 1 配線の各々と、前記スイッチング素子および前記磁性体フィルタ間に位置する前記第 2 配線との空間結合による減衰特性のうちの最大値に相当する、請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

前記スイッチング素子および前記磁性体フィルタ間に位置する前記第 2 配線と、前記第 1 配線との間に配置された磁気シールドをさらに備える、請求項 1 から 5 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

20

【請求項 7】

第 1 の金属筐体と、

前記スイッチング素子および前記磁性体フィルタ間に位置する前記第 2 配線と、前記第 1 配線との間に配置され、前記第 1 の金属筐体に接続される導体板とをさらに備える、請求項 1 から 5 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 8】

前記磁性体フィルタは、フェライトコアを含む、請求項 1 から 7 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 9】

30

入力端子と、

出力端子と、

少なくとも前記スイッチング素子、前記ノイズフィルタ、前記入力端子および前記出力端子が実装されたプリント基板と、

前記入力端子に前記プリント基板上で接続された第 1 コネクタと、

前記出力端子に前記プリント基板上で接続された第 2 コネクタとをさらに備え、

前記第 1 コネクタおよび前記第 2 コネクタは、前記プリント基板の対角、または前記プリント基板の長辺の両端に配置される、請求項 1 から 8 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 10】

40

前記第 1 配線と、前記スイッチング素子および前記磁性体フィルタ間に位置する前記第 2 配線との少なくとも一方は、ツイストケーブルを含む、請求項 1 から 9 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 11】

前記第 1 配線および前記第 2 配線の少なくとも一方は、シールドケーブルを含む、請求項 1 から 10 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 12】

少なくとも前記スイッチング素子および前記ノイズフィルタが実装されたプリント基板と、

少なくとも前記プリント基板を収容する筐体と、

50

前記プリント基板または前記筐体に前記フェライトコアを固定するための固定部材とをさらに備える、請求項 8 に記載の電力変換装置。

【請求項 13】

前記第 2 配線には、前記フェライトコアの取り付け位置が分かる印が付けられている、請求項 8 に記載の電力変換装置。

【請求項 14】

前記第 2 配線の一部は、前記リアクトルを構成する金属配線を含む、請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 15】

前記第 2 配線の一部は、前記スイッチング素子を構成する金属配線を含む、請求項 1 から 14 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

10

【請求項 16】

前記第 1 配線と前記第 2 配線との間の距離が 0.3 m 以上離れている場合において、前記スイッチング素子と前記磁性体フィルタとの間の距離は 3 cm 以下である、請求項 1 から 15 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 17】

前記第 1 配線と前記第 2 配線との間の距離が 0.3 m 以上離れており、前記第 1 配線および前記第 2 配線の間に前記磁気シールドが配置されている場合において、前記スイッチング素子と前記磁性体フィルタとの間の距離は 10 cm 以下である、請求項 6 に記載の電力変換装置。

20

【請求項 18】

前記第 1 配線と前記第 2 配線との間の距離が 0.3 m 以上離れており、前記第 1 配線および前記第 2 配線の間に前記導体板が配置されている場合において、前記スイッチング素子と前記磁性体フィルタとの間の距離は 10 cm 以下である、請求項 7 に記載の電力変換装置。

【請求項 19】

前記第 1 配線と前記第 2 配線との間の距離は 0.2 m 以上離れており、そのうちの前記第 1 配線および前記第 2 配線の並走距離は 0.1 m 以下である、請求項 1 から 18 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 20】

30

前記第 1 配線および前記第 2 配線の周囲に第 2 の金属筐体が配置されている場合において、前記第 1 配線と前記第 2 の金属筐体との間の距離が 0.1 m 以上であり、前記第 2 配線と前記第 2 の金属筐体との間の距離が 0.1 m 以上である、請求項 1 から 19 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 21】

請求項 1 から 20 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置と、
ファンと、
圧縮機とを備え、

前記第 1 配線と、前記スイッチング素子および前記磁性体フィルタ間に位置する前記第 2 配線との間の距離は 0.1 m 以上である、空気調和機。

40

【請求項 22】

前記減衰特性 A および前記減衰特性 B は、 $B + 6 \text{ [dB]} < A \text{ [dB]}$ の関係を満足する、請求項 21 に記載の空気調和機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、電力変換装置および空気調和機に関する。

【背景技術】

【0002】

特開 2009-250521 号公報（特許文献 1）に記載される電力変換装置において

50

は、インバータのスイッチング素子とインダクタとが離れた位置に配置される場合、スイッチング素子とインダクタとの間をケーブルで接続する。その際、インバータのノイズ対策として、ケーブルにはケーブルを伝搬するノイズを抑制するためにフェライトコアが取り付けられる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開2009-250521号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0004】

しかしながら、特許文献1に記載される電力変換装置では、電力変換装置を構成するスイッチング電源に起因する電磁ノイズ（以下、「ノイズ」とも称する）が電力変換装置に設けられたノイズフィルタを通して電力変換装置外部に伝搬する以外に、空間を伝搬して電力変換装置の外部へ伝搬する経路が生じる。その結果、所望の減衰特性を出すために設計したノイズフィルタを電力変換装置に組み込むと、所望の減衰特性が劣化するといった課題があった。

【0005】

本開示はこのような課題を解決するためになされたものであって、本開示の目的は、電力変換装置の外部に伝搬するノイズを低減することである。

20

【課題を解決するための手段】

【0006】

本開示に係る電力変換装置は、少なくとも1つの外部電極と、スイッチング素子と、少なくとも1つの外部電極とスイッチング素子との間に接続されるノイズフィルタと、少なくとも1つの外部電極とノイズフィルタとを接続する、少なくとも1つの第1配線と、ノイズフィルタとスイッチング素子とを接続する第2配線と、第2配線に取り付けられた磁性体フィルタとを備える。ノイズフィルタの減衰特性をA[dB]とし、少なくとも1つの第1配線と、スイッチング素子および磁性体フィルタ間に位置する第2配線との空間結合による減衰特性をB[dB]とした場合に、減衰特性Aおよび減衰特性Bは $B < A$ の関係満足する。

30

【発明の効果】

【0007】

本開示によれば、ノイズフィルタを通して電力変換装置の外部に伝搬するノイズを増加させることができる。その結果、電力変換装置に組み込んでも設計どおりのノイズフィルタの減衰特性を出すことができるため、電力変換装置の小型および低コスト化を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】実施の形態1に従う電力変換装置の第1例を示す図である。

【図2】実施の形態1に従う電力変換装置の第2例を示す図である。

40

【図3】スイッチング素子に印加される電圧の時間波形を概略的に示す図である。

【図4】図3に示す時間波形をフーリエ変換して得られる周波数スペクトラムを概略的に示す図である。

【図5】ノイズフィルタの第1構成例を示す図である。

【図6】ノイズフィルタの第2構成例を示す図である。

【図7】実施の形態1に従う電力変換装置が適用された昇圧DC-DCコンバータの第1の構成例を示す図である。

【図8】実施の形態1に従う電力変換装置が適用された昇圧DC-DCコンバータの第2の構成例を示す図である。

【図9】実施の形態1に従う電力変換装置が適用された降圧DC-DCコンバータの構成

50

例を示す図である。

【図 1 0】実施の形態 1 に従う電力変換装置が適用された昇降圧コンバータの構成例を示す図である。

【図 1 1】実施の形態 1 に従う電力変換装置が適用された四象限コンバータの構成例を示す図である。

【図 1 2】実施の形態 1 に従う電力変換装置が適用された四象限コンバータの構成例を示す図である。

【図 1 3】実施の形態 1 に従う電力変換装置が適用されたフルブリッジコンバータの構成例を示す図である。

【図 1 4】実施の形態 1 に従う電力変換装置が適用された A C - D C コンバータの第 1 の構成例を示す図である。 10

【図 1 5】実施の形態 1 に従う電力変換装置が適用された A C - D C コンバータの第 2 の構成例を示す図である。

【図 1 6】実施の形態 1 に従う電力変換装置が適用された D C - A C コンバータの第 1 の構成例を示す図である。

【図 1 7】実施の形態 1 に従う電力変換装置が適用された D C - A C コンバータの第 2 の構成例を示す図である。

【図 1 8】実施の形態 1 に従う電力変換装置が適用された D C - A C コンバータの第 3 の構成例を示す図である。

【図 1 9】実施の形態 1 に従う電力変換装置が適用された D C - A C コンバータの第 4 の構成例を示す図である。 20

【図 2 0】実施の形態 1 に従う電力変換装置が適用された D C - A C コンバータの第 5 の構成例を示す図である。

【図 2 1】2 配線間の相互インダクタンスを説明する図である。

【図 2 2】2 本のケーブル間の磁気結合を説明する図である。

【図 2 3】ノイズフィルタが搭載された電力変換装置の構成例を示す図である。

【図 2 4】実施の形態 1 に従う電力変換装置をプリント基板上に実装した第 1 例を示す平面図である。

【図 2 5】実施の形態 1 に従う電力変換装置における雑音端子電圧の測定結果を示す図である。 30

【図 2 6】実施の形態 1 に従う電力変換装置をプリント基板上に実装した第 2 例を示す平面図である。

【図 2 7】ノイズフィルタからコモンモード成分に影響する部品を抜き出して示した回路図である。

【図 2 8】図 2 7 に示すノイズフィルタのコモンモードに対する減衰特性の測定結果を示す図である。

【図 2 9】ノイズフィルタからノーマルモード成分に影響する部品を抜き出して示した図である。

【図 3 0】図 2 9 に示すノイズフィルタのノーマルモードに対する減衰特性の測定結果を示す図である。 40

【図 3 1】相互インダクタンスとノイズフィルタのコモンモード成分に対する特性とを比較した結果を示す図である。

【図 3 2】実施の形態 4 に従う導体板を用いた電力変換装置の一例を示す斜視図である。

【図 3 3】実施の形態 5 に従う磁気シールドを用いた電力変換装置の一例を示す斜視図である。

【図 3 4】常磁性体および強磁性体におけるシールド効果の測定結果を示す図である。

【図 3 5】空気調和機の第 1 の構成例を模式的に示す図である。

【図 3 6】空気調和機の第 2 の構成例を模式的に示す図である。

【図 3 7】フェライトコアのケーブルへの取り付け位置を説明するための回路図である。

【図 3 8】空気調和機の第 3 の構成例を模式的に示す図である。 50

【図 3 9】実施の形態 9 に従うケーブルの構成例を示す断面斜視図である。

【図 4 0】2 配線の並走距離および配線間距離と相互インダクタンスとの関係を示す図である。

【図 4 1】太陽光パネルと蓄電池との間に電力変換装置を配置する構成例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0 0 0 9】

以下、本開示の実施の形態について、図面を参照しながら詳細に説明する。以下では、複数の実施の形態について説明するが、各実施の形態で説明された構成を適宜組み合わせることは出願当初から予定されている。なお、図中同一又は相当部分には同一符号を付してその説明は繰り返さない。

10

【0 0 1 0】

実施の形態 1.

図 1 は、実施の形態 1 に従う電力変換装置の第 1 例を示す図である。図 1 を参照して、第 1 例に従う電力変換装置は、外部電極 1 ～ 4 と、ノイズフィルタ 5 と、スイッチング素子 6 と、磁性体フィルタ 7 と、第 1 配線 1 0 0, 1 0 1 と、第 2 配線 1 0 3 と、第 3 配線 1 0 6, 1 0 7 とを備える。

【0 0 1 1】

第 1 配線 1 0 0 は、外部電極 1 とノイズフィルタ 5 の第 1 入力端子 5 a との間に接続される。第 1 配線 1 0 1 は、外部電極 2 とノイズフィルタ 5 の第 2 入力端子 5 b との間に接続される。

20

【0 0 1 2】

第 3 配線 1 0 6 は、ノイズフィルタ 5 の第 1 出力端子 5 c と外部電極 3 との間に接続される。第 3 配線 1 0 7 は、ノイズフィルタ 5 の第 2 出力端子 5 d と外部電極 4 との間に接続される。

【0 0 1 3】

磁性体フィルタ 7 の第 1 端子は、第 3 配線 1 0 6 に接続される。第 2 配線 1 0 3 は、磁性体フィルタ 7 の第 2 端子とスイッチング素子 6 の第 1 端子との間に接続される。スイッチング素子の第 2 端子は、第 3 配線 1 0 7 に接続される。すなわち、磁性体フィルタ 7、第 2 配線 1 0 3 およびスイッチング素子 6 は、第 3 配線 1 0 6 および第 3 配線 1 0 7 の間にこの順に直列に接続される。このとき、第 1 配線 1 0 0、第 3 配線 1 0 6 および第 2 配線 1 0 3 の間には電氣的な導通があり、かつ、第 1 配線 1 0 1 および第 3 配線 1 0 7 の間には電氣的な導通があるものとする。ここで、電氣的な導通があるとは、直流抵抗が無限大であること、現実的にはテスター等で測定したときの抵抗値が少なくとも $1\text{ M}\Omega$ よりも小さいことを意味する。

30

【0 0 1 4】

第 1 例において、ノイズフィルタ 5 の入出力間の減衰特性を A とする。第 1 配線 1 0 0 と第 2 配線 1 0 3 との磁気結合および、第 1 配線 1 0 1 と第 2 配線 1 0 3 との磁気結合のうち、磁気結合が大きい方において、配線間の空間伝搬による減衰特性を B とする。

【0 0 1 5】

40

なお、本願明細書において、フィルタの減衰特性とは、フィルタに入力される電磁ノイズ（以下、単に「ノイズ」とも称する）の電力に対する、フィルタから出力されるノイズの電力の比に比例する特性をいう。すなわち、ノイズフィルタ 5 および空間伝搬における減衰特性が大きいということは、入力されるノイズの電力に対して、出力されるノイズの電力が小さくなることを意味する。

【0 0 1 6】

一般的に、入力されるノイズの電力に対する出力されるノイズの電力の比は、入力 1 に対して出力が $1/1000$ など、非常に小さい値となるため、対数を用いて表される。具体的には、入力されるノイズの電力を $W_{in} [\text{W}]$ とし、出力されるノイズの電力を $W_{out} [\text{W}]$ とすると、 $10 \times \log_{10} (W_{out}/W_{in})$ で表現される。

50

【0017】

第1例では、減衰特性Bが減衰特性Aよりも小さくなるように ($B < A$)、第1配線100、101、第2配線103および磁性体フィルタ7を配置する。例えば、ノイズフィルタ5の減衰特性Aを $A = W_{out} / W_{in} = 0.001$ とし、空間伝搬による減衰特性Bを $B = W_{out} / W_{in} = 0.0001$ とすると、 $B < A$ の関係を満たす。減衰特性を対数で表わした場合においても、減衰特性Aは $10 \times \log_{10}(A) = -30 \text{ dB}$ となり、減衰特性Bは $10 \times \log_{10}(B) = -40 \text{ dB}$ となり、 $B < A$ の関係を満たす。

【0018】

なお、ノイズ電力は電圧の二乗または電流の二乗に比例するため、上記の関係を電圧比または電流比で表わすこともできる。この場合は、 $20 \times \log_{10}(V_{out} / V_{in})$ のように表すことができる。ただし、周波数に対する波長を考慮し、波長に対して寸法が同程度になる場合には分布定数として考える。そのような分布定数においては、測定点の位置に依存して電圧および電流の値が異なるため、一般的には、分布定数回路においても一定になる電力 (電流×電圧) で考えるのが望ましい。Sパラメータ (散乱行列、Scattering Parameterとも称する) は、この考え方に従っている。Sパラメータを測定するためには、ネットワークアナライザまたはそれを応用した手法 (例えばインピーダンスアナライザ) などが用いられる。Sパラメータ以外に、LCRメータを用いた手法または、TDR (Time Domain Reflectometry) 法を用いることも可能である。

【0019】

図2は、実施の形態1に従う電力変換装置の第2例を示す図である。図2を参照して、第2例に従う電力変換装置は、図1に示す第1例に従う電力変換装置に対して、リアクトル8を加えたものである。

【0020】

リアクトル8は、第1端子が第3配線106に接続され、第2端子が第2配線105の第1端子に接続される。第2配線105の第2端子は磁性体フィルタ7の第1端子に接続される。第2配線104は、第1端子が磁性体フィルタ7の第2端子とスイッチング素子6の第1端子との間に接続される。スイッチング素子6の第2端子は第3配線107に接続される。すなわち、リアクトル8、第2配線105、磁性体フィルタ7、第2配線104およびスイッチング素子6は、第3配線106および第3配線107の間にこの順に直列に接続される。

【0021】

第2例において、ノイズフィルタ5の減衰特性をAとする。第1配線100と第2配線104との空間結合および、第1配線101と第2配線104との空間結合のうち、空間結合が大きい方において、配線間の空間伝搬による減衰特性をBとする。第2例では、減衰特性Bが減衰特性Aよりも小さくなるように ($B < A$)、第1配線100、101、第2配線104および磁性体フィルタ7を配置する。

【0022】

次に、上述した第1例および第2例に従う電力変換装置の具体的構成および動作について説明する。

【0023】

<外部電極>

第1例および第2例に従う電力変換装置は、单相2線入力および单相2線出力の回路構成を有している。このような回路構成においては、外部電極1、2にバッテリー、商用電源または太陽光パネルなどの給電装置あるいは、後述するAC-DCコンバータのような電力変換装置が接続され得る。これらの装置によって外部電極1、2に電力が供給される。外部電極3、4は、電力変換装置により生成された電力を出力する電極 (端子) であり、直流電力または交流電力、あるいは直流電力が重畳された交流電力を出力する。

【0024】

漏洩電流あるいは、対地間コンデンサまたは電力変換装置および筐体間の寄生容量により伝搬する交流電流を除けば、キルヒホッフの法則に従い、外部電極1、2に入力された

10

20

30

40

50

電流は、外部電極 2 から逆向きに等しい電流値で出力される。外部電極 3, 4 には、回転機またはバッテリーなどの負荷、あるいは D C - D C コンバータまたは A C - D C コンバータなどの電力変換装置が接続され得る。

【0025】

第 1 例および第 2 例では、外部電極 1, 2 を单相 2 線入力とし、外部電極 3, 4 を单相 2 線出力としているが、入力および出力ともに、外部電極の数を変更することによって、一般的な单相 3 線、3 相 3 線および 3 相 4 線などに対応することも可能である。いずれの構成においても実施の形態 1 による効果を得ることができる。

【0026】

<伝導ノイズの伝搬経路>

第 2 例に従う電力変換装置において、伝導ノイズは、スイッチング素子 6 がオンまたはオフする瞬間に発生するノイズ（スイッチングノイズ）に起因する。図 2 に矢印で示すように、ノイズは、スイッチング素子 6 から第 2 配線 104、磁性体フィルタ 7、第 2 配線 105、リアクトル 8、第 3 配線 106、ノイズフィルタ 5 および第 3 配線 107 からなる第 1 伝搬経路 P1 を通ってスイッチング素子 6 に戻る。第 1 伝搬経路 P1 においてノイズフィルタ 5 で除去しきれなかったノイズは、第 2 伝搬経路 P2 を通る。第 2 伝搬経路 P2 は、スイッチング素子 6 から第 2 配線 104、磁性体フィルタ 7、第 2 配線 105、リアクトル 8、第 3 配線 106、ノイズフィルタ 5 および第 1 配線 100 を通って外部電極 1 に流れ、外部電極 2、第 1 配線 101、ノイズフィルタ 5 および第 3 配線 107 を通ってスイッチング素子 6 に戻る経路である。

【0027】

さらに、外部電極 3, 4 から負荷側に流れるノイズは、第 3 伝搬経路 P3 を通る。第 3 伝搬経路 P3 は、スイッチング素子 6 から第 2 配線 104、磁性体フィルタ 7、第 2 配線 105、リアクトル 8 および第 3 配線 106 を通って外部電極 3 に流れ、外部電極 3, 4 に接続される負荷を経由した後、外部電極 4 および第 3 配線 107 を通ってスイッチング素子 6 に戻る経路である。

【0028】

このように、伝導ノイズはノイズフィルタ 5 および配線を経由して伝搬する。他の電力変換装置においても同様に考えることができる。

【0029】

<スイッチング素子>

スイッチング素子 6 には半導体素子が用いられる。半導体素子のうち、電力変換装置に使われる半導体素子は「パワー半導体素子」とも称される。パワー半導体素子には、ダイオードのように整流作用を有するもの、アンプのように増幅作用を有するもの、または電流を導通／遮断する作用を有するものなどがある。スイッチング素子 6 は、整流作用および、電流を導通／遮断する作用を有するパワー半導体素子である。

【0030】

パワー半導体素子の材料には、Si（珪素）の他、SiC（炭化珪素）、GaN（窒化ガリウム）、SiO（酸化珪素）、C（炭素）などのワイドバンドギャップ半導体を用いることができる。また、パワー半導体素子の構造には、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）または MOSFET（Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor）などを用いることができる。

【0031】

スイッチング素子 6（パワー半導体素子）は、プリント基板上に実装される。プリント基板は、ガラス・エポキシ（FR-4: Flame Retardant Type 4）または紙フェノール（FR-1, 2）、紙エポキシ（FR-3）、ガラス・コンポジット（CEM3）などで形成された誘電体上に、銅またはアルミニウムなどの導体からなる配線を形成したものである。例えば、FR-4 とは、ガラス繊維の布にエポキシ樹脂を浸み込ませたものであり、4 程度の比誘電率を有している。

【0032】

スイッチング素子6が発生するリングングなどを低減するために、スナバ回路を用いることもできる。ただし、スナバ回路を用いると電力変換効率が低下するため注意が必要である。また、スイッチング素子6の放熱のために、放熱フィンなどの放熱機構を設けることもできる。

【0033】

次に、スイッチング素子6の動作と、その動作により発生する周波数特性との関係について説明する。

【0034】

図3は、スイッチング素子6に印加される電圧の時間波形を概略的に示す図である。

スイッチング素子6がIGBTである場合、図示しないゲート駆動回路からのゲート信号がオンされると、スイッチング素子6がターンオンされ、コレクターエミッタ間電圧が0%に下降するとともに、コレクターエミッタ間に電流が流れる。一方、ゲート信号がオフされると、スイッチング素子6がターンオフされ、電流が遮断されるとともに、コレクターエミッタ間電圧が100%まで上昇する。これにより、図3に示すような波形を作り出すことができる。スイッチング素子6がMOSFETである場合には、ゲート駆動回路から入力されるゲート信号のオンオフに応じて、ドレインソース間の電流が導通または遮断される。

【0035】

なお、パワー半導体素子の材料にSiを用いる場合には、絶縁耐圧を得るためにスイッチング素子6をIGBTで構成することができる。一方、材料にワイドバンドギャップ半導体を用いる場合には、材料特性として絶縁耐圧が高いため、スイッチング素子6を、高速駆動しやすいMOSFETで構成することができる。

【0036】

このようにパワー半導体素子は、ゲート信号をオン／オフすることによって、電流を導通／遮断させるスイッチとなるため、スイッチング素子と呼ばれる。そして、スイッチング素子を動作させることでスイッチング素子に接続されるリアクトル（コイル、インダクタまたはインダクタンスとも称する）に磁気エネルギーを蓄積し、かつ、リアクトルから磁気エネルギーを放出させることによって、所望の出力電力を生成することができる。

【0037】

スイッチング素子の動作周波数（以下、駆動周波数とも称する）は、Si半導体の場合、スイッチング損失で発生する熱と放熱との関係から、通常、約10kHz～100kHz程度に設定される。一方、ワイドバンドギャップ半導体の場合、駆動周波数は、通常、約30kHz～1MHz程度に設定される。

【0038】

ただし、電力変換装置の出力電圧または出力電流が大きい場合には、出力電圧または出力電流が小さい場合に比べてスイッチング損失が大きくなるため、駆動周波数を低下させることがある。なお、本願明細書において、出力電圧が高いとは、直流300V以上の電圧を指すものとする。

【0039】

また、本実施の形態において、スイッチング素子は、半導体と、半導体から伸びたボンディングワイヤと、ボンディングワイヤに接続するリード線との組み合わせで構成され则认为、ボンディングワイヤおよびリード線も第2配線の一部と考えても構わない。

【0040】

スイッチング素子6がIGBTである場合、コレクターエミッタ間電圧は、ターンオン時には30ns～100ns程度の時間内に500Vから0Vまで低下し、ターンオフ時には30ns～100ns程度の時間内に0Vから500Vまで増加する。一方、スイッチング素子6がMOSFETである場合には、ドレインソース間電圧は、ターンオン時には数ns～30ns程度の時間内に500Vから0Vまで低下し、ターンオフ時には数ns～30ns程度の時間内に0Vから500Vまで上昇する。

【0041】

なお、リングングを除けば、電流は、上述した電圧の時間変化とは反対の時間変化を示す。したがって、スイッチング素子6のターンオン時には、電圧が0 Vに低下するとともに、電流が0 Aから数10 Aまで増加する。このときの電圧および電流の時間波形は、図3に示すような台形波状となる。

【0042】

図3において、電圧波形の1周期 T_0 は、スイッチング素子6の駆動周波数の逆数に相当する。図3の例では、電圧の立ち上がり時間を0%から100%までの時間（時刻 $t_2/2$ から時刻 $t_1/2$ までの時間）とし、電圧の立ち下がり時間を100%から0%までの時間（時刻 $t_1/2$ から時刻 $t_2/2$ までの時間）としているが、立ち上がり時間および立ち下がり時間の定義はこれに限定されない。

10

【0043】

なお、実際のスイッチング動作においては、立ち上がり時および立ち下がり時にリングング（オーバーシュートおよびアンダーシュート）が生じるため、電圧および電流の時間波形は理想的には台形波状とはならない場合がある。リングングは、台形波に重畳した高周波成分（ノイズ）であり、配線の残留インダクタンスなどの機器の設計に専ら依存する。したがって、本実施の形態ではリングングを無視し、電圧および電流の時間波形を理想的な台形波として扱うことにする。

【0044】

図4は、図3に示す時間波形をフーリエ変換して得られる周波数スペクトラムを概略的に示す図である。図4に示す周波数スペクトラムは、横軸を周波数とし、縦軸を電圧として両対数を取ったものである。

20

【0045】

フーリエ変換は、時間波形の両端が等しい値（通常、0 Vまたは0 A）である状態で行なうものとする。時間波形の両端が等しい値ではない場合には、ハミング窓またはハニング窓などの窓関数を時間波形に施すこととする。

【0046】

図4に示す周波数スペクトラムは、周波数が0 [Hz] $\sim 1/(\pi T_0)$ [Hz] の範囲では振幅が一定となっている。周波数が $1/(\pi T_0)$ [Hz] $\sim 1/\{\pi(t_2 - t_1)\}$ [Hz] の範囲では、周波数が10倍になると振幅の包絡線が-20 dB低下している（これを-20 dB/décとも表記する）。周波数が $1/\{\pi(t_2 - t_1)\}$ [Hz] 以上の範囲では、振幅の包絡線が-40 dB/déc低下している。

30

【0047】

このように、スイッチング動作時における電圧または電流の時間波形は、低周波数成分から高周波数成分までの幅広い周波数成分を有している。このうちの $1/(\pi T_0)$ [Hz] 以上の周波数成分がノイズに該当しており、低減すべき対象となる。

【0048】

なお、ノイズを過小評価しないように、時間波形の立ち上がり時間と立ち下がり時間とが異なる場合には、より短い方の時間を用いて周波数成分を計算することが好ましい。または、包絡線ではなく、フーリエ変換後の波形を用いて評価してもよい。

【0049】

40

<リアクトル>

第2例に従う電力変換装置（図2参照）において、スイッチング素子6およびリアクトル8間の配線は、当該配線を構成するプリント基板上の配線パターンおよびケーブルの配線長ができるだけ短くなるように設計することが求められる。

【0050】

しかしながら、リアクトル8は、放熱のために放熱板または放熱フィンに近接させて配置されるため、実際には、プリント基板上に実装されたスイッチング素子6とは離れて配置されることが多い。また、リアクトル8は鉄系材料などの磁性体で形成され、その重量が大きいことから、プリント基板の変形を回避するために、プリント基板の外部にリアクトル8が配置される場合がある。本実施の形態において、リアクトル8は、磁性体に巻き

50

付けられた配線部およびその配線部から伸びたリード線によって構成されていると考え、リード線も第2配線の一部と考えても構わない。

【0051】

このような場合には、第2例に示すように、スイッチング素子6とリアクトル8との間に磁性体フィルタ7を実装することができる。具体的には、ノイズフィルタ5の減衰特性を考慮して、スイッチング素子6および磁性体フィルタ7間の第2配線104を構成する配線パターンまたはケーブルの配線長および配線の引き回しなどを設計する。

【0052】

このとき、第2配線104と第1配線100、101との磁気結合によるノイズの伝搬特性（減衰特性B）を低下させて、ノイズフィルタ5の減衰特性Aよりも小さくする（ $B < A$ ）。より好ましくは、 $B \text{ [dB]} + 6 \text{ dB} < A \text{ [dB]}$ となるように、減衰特性Bを設計する。このように6 dB以上のマージンを設けて減衰特性Bを設定することにより、ケーブルおよび配線パターンの引き回しなどの製造誤差または測定誤差を考慮した上で、減衰特性Aと減衰特性Bとの間に有意な差を生じさせることができる。

【0053】

<磁性体フィルタ>

磁性体フィルタ7の周波数特性は、一般的にその材料によって変化する。磁性体フィルタ7には、スイッチング素子6の駆動周波数に応じて、Mn-Zn系フェライトおよびNi-Zn系フェライトなどが用いられる。Mn-Zn系フェライトは、約1 kHz～1 MHz程度のノイズを低減できる。Ni-Zn系フェライトは、約1 MHz～300 MHz程度のノイズを低減できる。さらに、磁性体フィルタ7の材料または形状を最適化することにより、特定の周波数帯域において大きなインピーダンスを有する磁性体フィルタ7を形成することも可能である。

【0054】

第1例（図1参照）の第2配線103および第2例（図2参照）の第2配線104、105には、磁性体フィルタ7として、ノーマルモードチョークコイルまたはフェライトビーズなどを実装することができる。あるいは、フェライトコアのように、第2配線104および第2配線105を接続した状態でケーブルが巻き付けられることによって、磁性体フィルタ7を非接触に実装することができる。

【0055】

なお、磁性体は電流容量が増えると磁気飽和する可能性があるため、磁性体フィルタ7には、電力変換装置の最大定格電流で磁気飽和しないものが用いられる。磁性体にギャップ（空隙）を設ける、または、磁性体に比透磁率が小さいものを用いることによって、磁気飽和を回避することができる。あるいは、磁性体に放熱機構を設ける、または、磁性体の断面積が大きいものを用いることによって、磁気飽和を回避することも可能である。さらに、東芝マテリアル社製のスパイクキラー（アモルファス磁性体）のように、飽和しにくく、磁気エネルギーを保持しにくく、かつ、電流オフ時の逆起電力が小さい（ノイズが小さい）磁性体を用いることもできる。

【0056】

磁性体フィルタ7にはギャップが形成されていてもよい。配線を磁性体フィルタ7に取り付ける際の巻き方には、線間の寄生容量を考慮する必要がない場合、キャンセル巻またはバイファラ巻などを用いることができる。また、ケーブル等へ磁性体フィルタ7を後付けできるように、分割型のフェライトコアを用いてもよい。

【0057】

磁性体フィルタ7のインピーダンスの周波数特性は、目的の周波数におけるインピーダンスが大きい方が望ましい。磁性体フィルタ7のインピーダンスは、磁性体フィルタ7の自己インダクタンスをLとすると、 $2\pi fL$ （fは周波数 [Hz]）で与えられる。ただし、ケーブルの自己インダクタンスは1 nH/mm程度であり、磁性体フィルタ7の自己インダクタンスに比べて小さいため、磁性体フィルタ7のインダクタンス値によらず、磁性体フィルタ7による効果を得ることができる。

【0058】

＜ノイズフィルタ＞

ノイズフィルタ5には、少なくともコモンモードチョークコイル、ノーマルモードチョークコイル、線間コンデンサ（Xコンデンサとも称する）、対地間コンデンサ（Yコンデンサとも称する）および抵抗素子のうちの少なくとも1つを用いることができる。なお、バリスタまたはアレスタなどの誘電雷対策に用いられる部品は数0.1pF～数100pF程度の容量成分を有するため、これらの部品を線間コンデンサまたは対地間コンデンサとして用いることができる。

【0059】

図5は、ノイズフィルタ5の第1構成例を示す図である。図5に示すように、第1構成例に従うノイズフィルタ5は、入力端子9、10、出力端子11、12、線間コンデンサ13-1、13-2、13-3、対地間コンデンサ14-1、14-2、14-3、14-4、14-5、14-6および、コモンモードチョークコイル15-1、15-2を有する。以下の説明では、線間コンデンサ13-1、13-2、13-3を総称して、線間コンデンサ13とも称する。対地間コンデンサ14-1、14-2、14-3、14-4、14-5、14-6を総称して、対地間コンデンサ14とも称する。コモンモードチョークコイル15-1、15-2を総称して、コモンモードチョークコイル15とも称する。

10

【0060】

入力端子9は外部電極1に接続され、入力端子10は外部電極2に接続される。出力端子11は外部電極3に接続され、出力端子12は外部電極4に接続される。対地間コンデンサ14は電力変換装置の基準電位となるような筐体またはプリント基板内での基準電位であればよく、必ずしもアース（グラウンド、接地電位）に接続する必要はない。対地間コンデンサ14を多段に配置することによってノイズの減衰特性を向上させることができる。また、線間に対して2個の対地間コンデンサ14を直列に接続することによって、線間コンデンサの一部としても機能させることができる。

20

【0061】

図6は、ノイズフィルタ5の第2構成例を示す図である。図6に示すように、第2構成例に従うノイズフィルタ5は、入力端子9、10、出力端子11、12、線間コンデンサ13-1、13-2、対地間コンデンサ14、コモンモードチョークコイル15および、ノーマルモードチョークコイル16を有する。

30

【0062】

チョークコイルは、磁気飽和しないように、流れる電流よりも許容電流が大きいものを用いる。特にノーマルモードチョークコイルは磁気飽和してフィルタとしての特性を大幅に悪化させてしまうおそれがあるため、最大定格電流が流れても磁気飽和しないように設計することが望ましい。

【0063】

なお、図5および図6では、単相2線のノイズフィルタを示したが、単相3線、3相3線、3相4線などのノイズフィルタでも同様に設計することができる。

【0064】

＜ケーブル＞

実施の形態1に従う電力変換装置において、プリント基板の外部で部品間を接続するために用いられるケーブルについて説明する。

40

【0065】

ケーブルは、単線および、リッツ線などの撚り線のいずれであってもよい。ケーブルの材料には一般的に導電率が高い銅、アルミニウムまたは鉄が用いられるが、これらの合金または別の材料を用いてもよい。導線の線径は、最大定格電流を流すことができる線径であればよい。導線の外周を被覆する被覆部材の厚さおよび材料は限定されない。ただし、導線の絶縁破壊耐圧が約1kV/mmであることを考慮して、被覆部材の絶縁破壊耐圧がこれよりも小さくならないようにする必要がある。

50

【0066】

ケーブルとプリント基板、または、ケーブルとリアクトルとを接続するときには、ケーブルの先端にファストン端子などのコネクタが圧着、ネジ止めまたは半田付けなどで取り付けられる。2本のケーブルを接続するときには、端子台または、ボルトおよびナットなどを用いることができる。ただし、ケーブルと他の部品との接続が弱いと接触抵抗が大きくなり、熱によってケーブルまたは部品が破損する可能性がある。そのため、接触抵抗が小さくなるようにケーブルと他の部品とを接続する必要がある。具体的には、部品間の接触力を F_{tc} [N] とし、接触抵抗を R_{tc} [Ω] とすると、 R_{tc} は $1/\sqrt{F_{tc}}$ に比例する。すなわち、接触力が大きくなるに従って接触抵抗が小さくなる。

【0067】

10

<負荷>

実施の形態1に従う電力変換装置の外部電極3、4には、負荷として、別の電力変換装置、回転機（モータ、コンプレッサなど）または、2次電池が接続される。あるいは、外部電極3、4には、電力を消費して演算を実行するIC、電熱線などの電気ヒータ、光源、またはセンサ類が接続される。

【0068】

<ノイズ設計の対象>

「伝導ノイズ」は、一般に、電力変換装置が搭載される電子機器の外部に接続される電源線などのケーブルを経由して伝搬する高周波信号をいう。「放射ノイズ」は、一般に、機器の外部に空間を経由して伝搬する高周波信号をいう。伝導ノイズは、雑音端子電圧、伝導エミッション、伝導EMI、伝導妨害波、妨害電力、雑音電力などとも称される。放射ノイズは、放射エミッション、放射EMI、放射妨害波、妨害波電力などとも称される。

20

【0069】

ノイズ試験であるEMC試験に関しては、法律または法令によって、電子機器の種別ごとに測定方法および限界値についての規格が定められている。そのため、実施の形態1では代表的な規格を述べる。ただし、実施の形態1は他の規格にも有効である。

【0070】

伝導ノイズの測定では、ピーク（PK）検波、準ピーク（QP）検波、平均値（AV）検波が一般的に用いられる。疑似電源回路網（LISNまたはAMNとも称される）の出力をスペクトラムアナライザまたはEMIレシーバなどの測定器で測定することにより、伝導ノイズを測定する。

30

【0071】

放射ノイズの測定では、電子機器から1m～10mの距離を離して受信アンテナを設置し、電子機器から出力される電磁波を受信アンテナで受信する。アンテナ端電圧をピーク（PK：PEAK）検波、準ピーク（QP：QUASI PEAK）検波、平均値（AV：AVERAGE）検波に従って測定するとともに、水平偏波または垂直偏波を測定する。さらに、電波の指向性を考慮して、ターンテーブルまたは、ハイトパターン測定用の装置を用いた測定を行なう。

【0072】

40

規格としては、CISPR（Comite International Special des Perturbations Radioelectriques；国際無線障害特別委員会）11、CISPR14、CISPR15、CISPR25、CISPR32、IEC（International Electrotechnical Commission；国際電気標準会議）などがある。日本国内では、電気用品安全法がある。

【0073】

例えばIECでは、150kHz～30MHzの範囲において伝導ノイズの規格が定められている。IECでは、さらに、30MHz～1GHzの範囲において放射ノイズの規格が定められている。

【0074】

高周波ノイズは電子機器の動作を妨げるおそれがあるとともに、電子機器内部の電子回

50

路を破壊させるおそれがあるため、これらの不具合が生じないように規格が定められている。例えば空気調和機においては、電気用品安全法では500kHz以上の範囲においてスイッチングノイズの規格が定められており、CISPRでは150kHz以上の範囲においてスイッチングノイズの規格が定められている。実施の形態1に従う電力変換装置によれば、これらの周波数範囲でのノイズを低減させることができる。

【0075】

＜コンバータの種類＞

実施の形態1に従う電力変換装置は、スイッチング素子6にパワー半導体素子を用いることにより、以下に示す4種類の電力変換器を構築することができる。

【0076】

第1の電力変換器はDC-AC変換器（インバータとも称する）であり、圧縮機を含むモータまたはコイルなどの駆動電力を生成する。第2の電力変換器はAC-DCコンバータであり、商用電源から二次電池などを充電するために用いられる。第3の電力変換器はDC-DCコンバータであり、所望の直流電圧を出力するように昇圧動作および／または降圧動作を行なう。第4の電力変換器はAC-AC変換器（マトリックスコンバータとも称する）であり、所望の周波数のAC電源を生成することができる。

【0077】

なお、電力変換装置は、複数種類の電力変換器を組み合わせた構成とすることができる。例えばAC-DC変換器とDC-AC変換器とを組み合わせることによって、電力変換装置は、商用交流電源（AC）から回転機を駆動するための任意の周波数の交流電流（AC）を生成することができる。さらに、AC-DC変換器と、昇圧用DC-DC変換器と、DC-AC変換器とを用いることで、電力変換効率の高い変換器を構成することができる。

【0078】

上記電力変換器に含まれるスイッチング素子のオンオフを制御するために、一般的に、ゲート駆動ICが用いられる。ゲート駆動ICは、スイッチング素子のゲート電圧またはゲート電流を制御するように構成される。

【0079】

上記4種類の電力変換器には、入力と出力とが非絶縁であるものと、入力と出力とが絶縁されているものがある。実施の形態1では明記しない限り、非絶縁型の電力変換器を用いるものとする。なお、絶縁型の電力変換器を用いても、実施の形態1による効果を得ることができる。

【0080】

（1）DC-DCコンバータ

DC-DCコンバータのうち、小型で電子機器の電源などに用いられるものは、スイッチングレギュレータとも称される。実施の形態1に従う電力変換装置は、スイッチングレギュレータに適用することができる。なお、スイッチングレギュレータの制御は、電流連続モード、電流不連続モードおよび電流臨界モードのいずれであってもよい。

【0081】

以下では、実施の形態1に従う電力変換装置の適用例として、昇圧DC-DCコンバータ、降圧DC-DCコンバータ、昇降圧DC-DCコンバータおよび4象限チョップ回路の各々について順番に説明する。

【0082】

（1-1）昇圧DC-DCコンバータ

図7は、実施の形態1に従う電力変換装置が適用された昇圧DC-DCコンバータの第1の構成例を示す図である。図7に示す昇圧DC-DCコンバータは、第2例に従う電力変換装置（図2参照）に対して、ダイオード17および平滑コンデンサ18を追加したものである。ダイオード17は、アノードが第2配線105に接続され、カソードが第3配線106に接続される。平滑コンデンサ18は、第3配線106および第3配線107の間に接続される。

【0083】

リアクトル8は、スイッチング素子6のターンオンに応じて、外部電極1を経由して供給される直流電源のエネルギーを磁気エネルギーとして蓄積する。スイッチング素子6がターンオフされると、リアクトル8は、蓄積される磁気エネルギーを放出する。放出された磁気エネルギーは直流電源の出力電圧に重畳されるため、昇圧DC-DCコンバータは、直流電源の出力電圧よりも高い電圧を出力することができる。

【0084】

電圧の出力時には、平滑コンデンサ18の両端にも電圧が印加されるため、平滑コンデンサ18に電気エネルギーが蓄積される。出力電圧が低下すると、平滑コンデンサ18は蓄積されている電気エネルギーを放出する。これにより、出力電圧を安定化させることができる。平滑コンデンサ18には数100nF～数10mF程度の容量を有するコンデンサを用いることができる。

10

【0085】

ダイオード17は、スイッチング素子6がオフ状態のときに、平滑コンデンサ18から入力側に電流が流れることを防止するために設けられている。これにより、出力電圧の低下を抑制することができる。ダイオード17は還流ダイオードとも称される。

【0086】

図7の例では、第2配線104を介してスイッチング素子6と直列に磁性体フィルタ7が接続される。磁性体フィルタ7は、第2配線105を介してリアクトル8およびダイオード17に接続される。この構成において、磁性体フィルタ7、ダイオード17およびリアクトル8は、同一基板上に近接して配置されることが望ましい。ただし、上述したように、放熱および重量を考慮してリアクトル8を、スイッチング素子6およびダイオード17が実装されたプリント基板の外部に配置する場合には、リアクトル8と磁性体フィルタ7およびダイオード17とはケーブルにより接続されることになる。したがって、磁性体フィルタ7は必ずしもプリント基板上に実装されていなくてもよい。

20

【0087】

図7の例では、リアクトル8はノイズフィルタ5を介して外部電極1に接続されるため、リアクトル8およびノイズフィルタ5を合わせた減衰特性を、ノイズフィルタ5の減衰特性とみなすことができる。ただし、リアクトル8の周囲には強い磁場が形成されるため、リアクトル8とノイズフィルタ5とを数mm～数cm程度に近接させる場合には、ノイズフィルタ5単体の減衰特性と、ノイズフィルタ5とリアクトル8との磁気結合を含めた空間結合による減衰特性とを比較する必要がある。後者の減衰特性における減衰量に、ノイズフィルタ5単体の減衰量に対する有意差が得られない場合には、シールド等を設けることが必要となる。

30

【0088】

このように、第2配線105の一部としてリアクトル8を構成する配線、第2配線105の一部としてダイオード17を構成する配線、第2配線104の一部としてスイッチング素子6を構成する配線を考慮しても構わない。特に、リアクトル8はノイズフィルタ5を構成する磁性体との磁気結合がしやすいため、上述したように磁気結合しやすい箇所に関しては、本実施の形態に係る減衰特性に従って、磁性体フィルタ等の設計する必要がある。

40

【0089】

図8は、実施の形態1に従う電力変換装置が適用された昇圧DC-DCコンバータの第2の構成例を示す図である。

【0090】

図8に示す第2の構成例は、図7に示す第1の構成例と比較して、磁性体フィルタ7の位置が異なっている。第2の構成例では、磁性体フィルタ7は、第2配線104を介してスイッチング素子6およびダイオード17に接続される。

【0091】

第2の構成例は、スイッチング素子6およびダイオード17を接続する第2配線104

50

の長さに比べて、スイッチング素子6およびリアクトル8を接続する第2配線104および第2配線104の合計長さが長くなる場合に適用することができる。

【0092】

特に、リアクトル8がスイッチング素子6と同一基板上に配置されず、ケーブルによってリアクトル8とスイッチング素子6とが接続される場合には、当該ケーブルにフェライトコアなどの磁性体フィルタ7が設けられる。

【0093】

また、図7では、第2配線104を流れる電流が大きいため、抵抗成分が大きい磁性体フィルタ7を用いると、磁性体フィルタ7の発熱によって電力変換効率が低下する。一方、抵抗成分を小さくしつつインピーダンス成分を大きくするために、インダクタンス成分が大きい磁性体フィルタ7を用いると、スイッチング素子6がオフした瞬間に、磁性体フィルタ7に蓄積した磁気エネルギーが電圧源となる。その結果、スイッチング素子6の両端に逆起電力がかかるとともに、スイッチング素子6の両端の寄生容量によるノイズの伝搬経路が形成されるため、スイッチングノイズを発生させやすくなる。そのため、磁性体フィルタ7には、抵抗成分が小さく、かつ磁気エネルギーを保持しにくいものが望ましい。

10

【0094】

一方、図8のようにリアクトル8と直列に磁性体フィルタ7を配置する場合、磁性体フィルタ7に蓄積した磁気エネルギーが流れる電流経路においては、スイッチング素子6の両端のインピーダンスおよび外部電極3、4に接続される負荷回路のインピーダンスよりも、ダイオード17および平滑コンデンサ18の直列回路のインピーダンスの方が小さくなるため、スイッチング素子6の両端に逆起電力が発生しにくい。すなわち、スイッチングノイズを発生させにくくすることができる。したがって、第2配線104と第1配線100、101との磁気結合を許容できるのであれば、図8のように磁性体フィルタ7を配置することが望ましい。

20

【0095】

(1-2) 降圧DC-DCコンバータ

図9は、実施の形態1に従う電力変換装置が適用された降圧DC-DCコンバータの構成例を示す図である。

【0096】

図9に示す降圧DC-DCコンバータにおいても、上述した昇圧コンバータと同様、スイッチング素子6のオン状態においてリアクトル8に磁気エネルギーが蓄積される。このとき、ダイオード17（還流ダイオード）の逆流防止作用により、リアクトル8にのみ電流が流れる。スイッチング素子6をターンオフすると、リアクトル8に蓄えられた磁気エネルギーが負荷に放出される。ただし、昇圧時とは異なり、電源側の電圧および電流がスイッチング素子6によって遮断されているため、スイッチング素子6のオンデューティに応じた任意の電圧に降圧された電圧を出力することができる。

30

【0097】

図9に示す降圧DC-DCコンバータにおいては、スイッチング素子6とノイズフィルタ5との間にリアクトル8が接続されないため、ノイズフィルタ5の減衰特性と、第2配線104と第1配線100または101との空間結合による減衰特性とを比較する。空間結合の減衰特性がノイズフィルタ5の減衰特性よりも小さくなるように必要がある。

40

【0098】

図9の例では、スイッチング素子6とリアクトル8との間に磁性体フィルタ7を実装することにより、空間結合による減衰特性をノイズフィルタ5の減衰特性よりも小さくすることができる。これにより、ノイズフィルタ5の見かけ上の減衰特性を高めることが可能となる。

【0099】

(1-3) 昇降圧DC-DCコンバータ

図10は、実施の形態1に従う電力変換装置が適用された昇降圧コンバータの構成例を

50

示す図である。

【0100】

図10に示す昇降圧コンバータは、図7に示した昇圧コンバータと類似しているが、リアクトル8に蓄積された磁気エネルギーの放出時に外部電極1, 2間に電源が接続されていない点が、昇圧コンバータとは異なる。このような構成とすることにより、昇降圧コンバータは、出力電圧を0以上に制御することができるため、昇圧回路および降圧回路のいずれにも用いることができる。ただし、リアクトル8に、インダクタンス値の大きいものを用いる必要がある。

【0101】

昇降圧DC-DCコンバータにおいても、第2配線104に磁性体フィルタ7を接続する。磁性体フィルタ7を、第2配線105を介してダイオード17およびリアクトル8に接続する。ただし、昇圧DC-DCコンバータと同様に、リアクトル8がスイッチング素子6と同一基板上に配置されず、ケーブルによってリアクトル8とスイッチング素子6とが接続される場合には、当該ケーブルにフェライトコアなどの磁性体フィルタ7が設けられる。

10

【0102】

(1-4) 四象限コンバータ

図11は、実施の形態1に従う電力変換装置が適用された四象限コンバータの構成例を示す図である。四象限コンバータは、直流出力電圧の正（出力）および負（入力）、ならびに、出力電流の正負のいずれの組合せでも出力できる回路である。

20

【0103】

図11に示す四象限コンバータは、複数のスイッチング素子のオンオフを制御することによって、正方向（外部電極3から外部電極4の向きに電流が流れる方向）の力行および回生、ならびに負方向（外部電極4から外部電極3の向きに電流が流れる方向）の力行および回生の4種類の動作を実行可能に構成される。

【0104】

図11の例では、四象限コンバータは、4個のスイッチング素子6-1~6-4と、リアクトル8と、4個の磁性体フィルタ7-1~7-4と、ノイズフィルタ5とを有する。四象限コンバータは、第1配線100, 101と、第2配線104, 105, 109~112と、第3配線106, 107とを有する。

30

【0105】

磁性体フィルタ7-1は、第2配線104を介してスイッチング素子6-1に接続され、第2配線111を介してリアクトル8に接続される。磁性体フィルタ7-2は、第2配線105を介してスイッチング素子6-2に接続され、第2配線111を介してリアクトル8に接続される。磁性体フィルタ7-3は、第2配線109を介してスイッチング素子6-3に接続され、第2配線112を介してリアクトル8に接続される。磁性体フィルタ7-4は、第2配線110を介してスイッチング素子6-4に接続され、第2配線112を介してリアクトル8に接続される。

【0106】

上記構成とすることにより、第2配線104、第2配線105、第2配線109および第2配線110の各々と、第1配線100, 101との空間結合を低減することができる。これにより、空間結合による減衰特性をノイズフィルタ5の減衰特性よりも小さくすることができるため、実質的にノイズフィルタ5の減衰特性を高めることができる。

40

【0107】

このような構成は、磁性体フィルタ7-1~7-4を接続する位置とともに、第1配線100, 101および第2配線104, 105, 109, 110の引き回しによって、これを実現することができる。ただし、4個のスイッチング素子6-1~6-4の全てに対して磁性体フィルタ7を設ける必要がない。例えば第1配線100, 101と第2配線104, 105, 109, 110のいずれかとの間の配線距離を離すことができる場合には空間結合を低減させることができるため、一部のスイッチング素子にのみ磁性体フィルタ

50

7を設ける構成とすることができる。

【0108】

さらに、第2配線104、105および第1配線100、101間の空間結合ならびに、第2配線110、112および第1配線100、101間の空間結合が、本実施の形態の条件を満たす場合においては、図12のように、第2配線104、105とリアクトル8との間の第2配線111の間に磁性体フィルタ7-1を取り付けるとともに、第2配線110、112と外部電極4との間に磁性体フィルタ7-2を取り付けても構わない。

【0109】

それに加えて、第3配線106、107および第1配線100、101間の空間結合が本実施の形態の条件を満たす場合においては、第2配線106、107に磁性体フィルタ7-3、7-4を取り付けても構わない。

10

【0110】

また、図12では第2配線106、107の各々に磁性体フィルタを取り付ける構成を示しているが、1つの磁性体部品（例えば、リング状コア）に対して、第2配線106、107を巻き付ける構成、すなわち、コモンモードフィルタとする構成としてもよい。同様に、第2配線110、112においても、1つの磁性体部品に対して第2配線110、112を巻き付ける構成としてもよい。

【0111】

（1-5）フルブリッジコンバータ

図13は、実施の形態1に従う電力変換装置が適用されたフルブリッジコンバータの構成例を示す図である。

20

【0112】

図13に示すフルブリッジコンバータでは、図11に示した四象限コンバータと同様に、4つのスイッチング素子6-1～6-4の各々に対して磁性体フィルタ7-1～7-4が設けられる。フルブリッジコンバータは、四象限コンバータと比較して、変圧器19、平滑コンデンサ18およびダイオードブリッジ20を有する点が異なる。

【0113】

変圧器19は、第2配線111と第2配線112との間に接続される。変圧器19の1次巻線はリアクトルとみなすことができるため、実施の形態1に従う電力変換装置を適用することができる。変圧器19の二次巻線にはダイオードブリッジ20が接続されている。ダイオードブリッジ20により全波整流された電圧は、リアクトル8および平滑コンデンサ18を通ることによって直流電圧に変換される。フルブリッジコンバータを使うことによって、容易に数kV程度の直流電圧を作り出すことができる。

30

【0114】

図示は省略するが、他の絶縁型DC-DCコンバータである、フライバックコンバータ、フォワードコンバータなどにも、スイッチング素子とリアクトルとの間に磁性体フィルタを設けることによって、空間結合により伝搬するノイズを低減することができる。この結果、ノイズフィルタ5の減衰特性の低下を抑制することができる。

【0115】

<AC-DCコンバータ>

40

図14は、実施の形態1に従う電力変換装置が適用されたAC-DCコンバータの第1の構成例を示す図である。

【0116】

図14参照して、AC-DCコンバータは、4つのスイッチング素子6-1～6-4を有する。4つのスイッチング素子6-1～6-4に対応して、4つの磁性体フィルタ7-1～7-4が設けられている。

【0117】

磁性体フィルタ7-1～7-4によって第1配線100、101と第2配線104、105、109、110との空間結合により伝搬するノイズを低減することができる。特に、スイッチング素子6とこれに対応する磁性体フィルタ7との距離が数cm程度と短い場

50

合において、効率よく空間結合を低減させることができる。

【0118】

AC-DCコンバータは、スイッチング素子の代わりに、ダイオードブリッジにより構成される場合がある。ただし、大電流が流れるスイッチング回路には、ダイオードの閾値電圧（抵抗成分）による損失が大きいため、ダイオードブリッジは不向きである。そのため、スイッチング素子の一部にダイオードを用いる場合、またはダイオードブリッジの一部にスイッチング素子を用いる場合（例えば、トータムポール型AC-DCコンバータ）においては、実施の形態1に従う電力変換装置を適用することができる。

【0119】

図15は、実施の形態1に従う電力変換装置が適用されたAC-DCコンバータの第2の構成例である昇圧チョッパ複合整流回路を示す図である。

10

【0120】

図15に示すように、昇圧チョッパ複合整流回路は、4つのダイオード17-1～17-4からなるダイオードブリッジにより交流電圧を全波整流した後、リアクトル8によって直流電圧に変換する。さらに、直流電圧を、スイッチング素子6、ダイオード17および平滑コンデンサ18からなる昇圧回路によって昇圧させる。

【0121】

図15の例においても、スイッチング素子6とリアクトル8との間に磁性体フィルタ7を設けることにより、第2配線104と第1配線100、101との間の空間結合を低減することができる。これにより、外部電極1、2間に流れるノイズを低減させることができるため、ノイズフィルタ5の減衰特性の低下を抑制することができる。

20

【0122】

<DC-ACコンバータ>

図16は、実施の形態1に従う電力変換装置が適用されたDC-ACコンバータの第1の構成例を示す図である。図17は、実施の形態1に従う電力変換装置が適用されたDC-ACコンバータの第2の構成例を示す図である。

【0123】

図16は、単相インバータに実施の形態1に従う電力変換装置を適用した構成例であり、図17は三相インバータに実施の形態1に従う電力変換装置適用した構成例である。単相インバータと三相インバータとの間で磁性体フィルタ7の取り付け方に違いがないことから、以下では、図16に示す第1の構成例について説明する。

30

【0124】

単相インバータにおいても、上記のDC-DCコンバータと同様、第2配線104、105、109、110の各々と第1配線100、101との空間結合を低減するために磁性体フィルタ7-1～7-4が設けられる。

【0125】

磁性体フィルタ7がない場合、スイッチング素子6-1のノイズは第2配線104を通過して外部電極3に伝搬され、外部電極3、4間に接続される負荷を経由して外部電極4から戻ってくる。このようにノイズの伝搬経路が長くなるため、第1配線100、101との間に多くの空間結合を発生させることになる。その結果、ノイズフィルタ5単体の減衰特性に比べて、ノイズフィルタ5をスイッチング素子6-1～6-4に接続した場合の減衰特性を悪化させることになる。

40

【0126】

本実施の形態では、図16に示すように、スイッチング素子6-1～6-4に対して磁性体フィルタ7-1～7-4をそれぞれ設けることにより、ノイズフィルタ5の減衰特性の悪化を抑制することができる。

【0127】

この場合においても、昇圧DC-DCコンバータで記載したとおり、抵抗成分が大きい磁性体フィルタ7-1～7-4を用いると、変換効率の低下が起こる。また、インダクタンス成分が大きい磁性体フィルタ7-1～7-4を用いると、スイッチング素子6-1～

50

6-4のオフ時に、磁性体フィルタ7-1~7-4に蓄積した磁気エネルギーが電圧源となる。その結果、スイッチング素子6-1~6-4の各々の両端に逆起電力がかかるとともに、スイッチング素子6-1~6-4の各々の両端の寄生容量によるノイズの伝搬経路が形成されるため、スイッチングノイズを発生させやすくなる。したがって、磁性体フィルタ7-1~7-4には抵抗成分が小さく、かつ磁気エネルギーを保持しにくいものが望ましい。

【0128】

また、各スイッチング素子の近傍に磁性体フィルタを取り付ける構成に代えて、図18に示すように、本実施の形態における空間結合を満たすのであれば、第2配線111, 112に磁性体フィルタ7-1, 7-2をそれぞれ取り付ける構成としてもよい。これにより、磁性体フィルタの個数を減らすことができる。

10

【0129】

さらに、図19に示すように、図18に示した磁性体フィルタ7-1, 7-2に代えて、第2配線111, 112を1つの磁性体フィルタ7-1に巻き付けた構成としてもよい。

【0130】

または、図20に示すように、図19に示した磁性体フィルタ7-1に加えて、スイッチング素子6-1~6-4とノイズフィルタ5との間に本実施の形態における空間結合を満たすように、磁性体フィルタ7-2を設ける構成としてもよい。磁性体フィルタ7-2は、1つの磁性体フィルタに対して第3配線106, 107を通したコモンモードフィルタとして記載しているが、他の例と同様、磁性体フィルタを分割して、第3配線106, 107の各々にノーマルモードフィルタとして取り付ける構成としてもよい。

20

【0131】

<AC-ACコンバータ>

図示は省略するが、AC-ACコンバータに対しても、実施の形態1に従う電力変換装置を適用することができる。AC-ACコンバータには、サイクロコンバータ、マトリクスコンバータなどがある。これらのコンバータにもスイッチング素子を用いることから、スイッチング素子に近接して磁性体フィルタを設けることによって、空間結合を低減することができる。結果的にノイズフィルタ5の減衰特性を改善することができる。

【0132】

<相互インダクタンス>

次に、2配線間の磁界結合による空間結合について説明する。

30

【0133】

配線に電流が流れると、ビオ・サバルの法則に従い、配線の周囲に電流の振幅に比例する磁場が形成される。配線に流れる電流Iがノイズを含む交流電流である場合、時間変化により電磁誘導により磁場が発生する。そして、この磁場は、レンツの法則に従い、配線に起電力Vを誘導する。電流Iが流れる配線に起電力Vを生じさせる現象は自己誘導と称される。電流Iが流れる配線の周囲の配線に起電力Vを生じさせる現象は相互誘導と称される。自己誘導によるインダクタンスは自己インダクタンスと称され、相互誘導によるインダクタンスは相互インダクタンスと称される。

40

【0134】

実施の形態1では、相互インダクタンスが引き起こすノイズの空間伝搬を低減する方法を示す。図21を用いて、2つの閉磁路（閉回路）22-1および22-2間の磁気結合による相互インダクタンスを説明する。なお、本実施の形態における磁気結合とは相互インダクタンスを意味する。

【0135】

相互インダクタンスの導出にはノイマンの公式を利用する。相互インダクタンスをMとすると、相互インダクタンスMは次式(1)で表わされる。

【0136】

【数 1】

$$M = \frac{\mu_r \mu_0}{4\pi} \oint_{c_1} \oint_{c_2} \frac{\cos\theta \, ds_1 ds_2}{r} \quad \cdots(1)$$

【0137】

相互インダクタンスMが求められることにより、配線22-1に流れる電流をI1とすると、相互誘導により配線22-2に生じる誘導起電力Vは次式(2)で表わすことができる。

【0138】

【数 2】

$$V = M \frac{dI_1}{dt} \quad \cdots(2)$$

【0139】

式(2)において、dは微小量を示しており、dtは微小時間を示しており、dI1/dtは微小時間における電流の変化を示している。この電流の変化は、ノイズ電流の時間変化と考えることができる。

【0140】

図22は、2本のケーブル26-1、26-2間の磁気結合を説明する図である。ケーブル26-1、26-2の磁気結合による相互インダクタンスMは、上記式(1)によって導出することができる。ケーブル26-1、26-2は、実施の形態1に従う電力変換装置における第1配線100、101および第2配線103をそれぞれ表している。

【0141】

ケーブル26-1、26-2の中心間距離28をg[m]とし、各ケーブルの長さ27をL[m]とすると、相互インダクタンスMは次式(3)にて表わすことができる。

【0142】

【数 3】

$$M = \frac{\mu_r \mu_0}{4\pi} \left\{ L \times \log \frac{L + \sqrt{g^2 + L^2}}{g} - \sqrt{g^2 + L^2} + g \right\} \quad \cdots(3)$$

【0143】

<磁界結合による誘導電圧>

自己誘導による誘導起電力Vは、配線に流れる電流をIとし、自己インダクタンスをLとすると、V=L・dI/dtで表わすことができる。また、相互誘導による誘導起電力Vは、相互インダクタンスをMとすると、V=M・dI/dtで表わすことができる。

【0144】

このように配線に流れる電流(ノイズ成分を含む)の時間変化dI/dtが0ではない場合、一方の配線に流れるノイズ電流によって、周囲の配線を含む導体にノイズ電圧を発生させる。このノイズ電圧はさらに、導体または空間を経由して回路を形成し、当該回路のインピーダンスによりノイズ電流を発生させる。

【0145】

実施の形態1では、スイッチング素子6およびリアクトル8間の第2配線103と、外部電極1、2およびノイズフィルタ5間の第1配線100、101との磁界結合を低減させることにより、第2配線に流れるノイズ電流が、第1配線に混入しないようにする。このように配線間の磁界結合を考慮してノイズフィルタ5および磁性体フィルタ7の位置、ならびに配線の引き回しを設計することは、従来技術にはない概念である。

【0146】

磁界結合を低減するため、実施の形態1に従う電力変換装置では、スイッチング素子6とリアクトル8とを接続する第2配線103に対して、スイッチング素子6に近接するように磁性体フィルタ7を設ける構成とする。さらに、第2配線103と、外部電極1、2およびノイズフィルタ5を接続する第1配線100、101との配線間距離を離す構成と

10

20

30

40

50

する。

【0147】

理論的には配線間距離を離すことによって、磁界結合によるノイズの伝搬量が低減するが、実際の設計では、ノイズフィルタ5の減衰特性に比べて、磁界結合により空間を伝搬するノイズの減衰特性が小さくなるように、相互インダクタンスMを設計する。

【0148】

＜寄生容量および浮遊容量＞

2以上の導体間には必ず寄生容量（浮遊容量とも称する）が発生する。本実施の形態では、簡単のため2つの導体を考える。

【0149】

2導体間に発生する寄生容量はコンデンサと同じ原理により発生する。すなわち、寄生容量をCとすると、 $C = \epsilon S / d$ で与えられる。ただし、 ϵ は誘電率、Sは2導体の対向面積、dは2導体間の距離である。

【0150】

2導体間に生じる電位差をVとすると、寄生容量Cによって導体間の空間に蓄えられる電荷Qは $Q = CV$ となる。第1の導体にQ成分が発生し、第2の導体に $-Q$ 成分が発生する。導体にノイズが重畳している場合には、電位差Vが時間とともに変化するため、電位差Vの一次微分 dV/dt は0ではない値を持つことになる。Cが一定である条件の下では、 $dQ/dt = C \cdot dV/dt$ が成り立つ。 $dQ/dt = I$ であるため、 $I = C \cdot dV/dt$ で表わされるノイズ電流が第1の導体から第2の導体に流れることが分かる。

【0151】

なお、寄生容量Cについては、各導体の形状または誘電率が変化しない限り変化しない、あるいは、変化してもその変化量は dQ/dt に比べて十分に小さいため、無視することができる。よって、Cは一定と考えることができる。

【0152】

負荷によって2導体間に大きな電圧が印加される場合には、電界結合の影響を無視できなくなる。大きな電圧がかかる系においては、コネクタも大きくなる。その結果、スイッチング素子6またはリアクトル8と、コネクタとの距離が近づく場合がある。このような系においては、磁界結合だけでなく、電界結合に関しても考慮する必要がある。その対策としては、コネクタを、スイッチング素子6またはリアクトル8との空間的な距離が離れた位置に配置する。これにより、コネクタとスイッチング素子6またはリアクトル8との電界結合によるノイズ電流の混入量を低減する。

【0153】

＜実機での説明＞

次に、実施の形態1に従う電力変換装置の効果を、実機にて検証した結果を説明する。

【0154】

図23は、図5に示すノイズフィルタ5が搭載された電力変換装置の構成例を示す図である。図23の例では、ノイズフィルタ5は、線間コンデンサ、対地間コンデンサ、共通モードチョークコイル、ノーマルモードチョークコイル、ダイオード、抵抗および、バリスタまたはアレスタなどの静電気対策部品を複数組み合わせで構成される。対地間コンデンサは、電力変換装置の筐体に取り付けられる。筐体がない場合、対地間コンデンサは基準電位になる箇所に取り付けられる。

【0155】

図24は、実施の形態1に従う電力変換装置をプリント基板上に実装した第1例を示す平面図である。図24の例では、プリント基板43上には、ノイズフィルタ5、コンバータ回路40、リアクトル8、インバータ回路31および制御回路41が実装される。コンバータ回路40には、スイッチング素子6が実装される。リアクトル8とプリント基板43とは第2配線104によって接続される。第2配線104上には、磁性体フィルタ7としてフェライトコア30が実装されている。

【0156】

プリント基板 4 3 には、外部電源を外部電極 9, 1 0 に接続するための第 1 配線 1 0 0, 1 0 1 が実装されている。この第 1 配線 1 0 0, 1 0 1 と第 2 配線 1 0 4 との磁界結合を低減するために、フェライトコア 3 0 の位置および／または、第 1 配線 1 0 0, 1 0 1 および第 2 配線 1 0 4 の引き回しが設計される。

【0 1 5 7】

インバータ回路 3 1 の出力端子 1 1, 1 2 には、第 3 配線 1 1 4, 1 1 5 がそれぞれ接続される。第 3 配線 1 1 4, 1 1 5 には負荷（図示せず）が接続される。

【0 1 5 8】

図 2 5 は、図 2 3 および図 2 4 に示す実施の形態 1 に従う電力変換装置における雑音端子電圧の測定結果を示す図である。図 2 5 の横軸は周波数を示し、縦軸は雑音端子電圧を示す。なお、試験条件は C I S P R 1 4 に従っている。なお、磁性体フィルタ 7 としてフェライトコア 3 0 が用いられる。

10

【0 1 5 9】

実施の形態 1 による効果を確認するため、図 2 4 の例では、第 1 配線 1 0 0, 1 0 1 の各々と第 2 配線 1 0 4 との距離を初期値である 3 0 c m から 5 0 c m に広げている。さらに、フェライトコア 3 0 と、コンバータ回路 4 0 のスイッチング素子 6 との距離を初期値である 3 0 c m から 1 0 c m に縮めている。

【0 1 6 0】

フェライトコア 3 0 には、非分割トロイダルタイプのフェライトを用いている。当該フェライトのインピーダンス Z は、3 0 H z にて $Z = 1 3 9 \Omega$ 、5 0 M H z にて $Z = 1 6 4 \Omega$ 、1 0 0 M H z にて $Z = 1 9 7 \Omega$ である。フェライトは、第 2 配線 1 0 4 に対してバイファラ巻で 2 巻されている。

20

【0 1 6 1】

図 2 5 中の波形 3 3 は、実施の形態 1 に従う電力変換装置の雑音端子電圧の測定結果を示し、波形 3 4 は初期状態の電力変換装置の雑音端子電圧の測定結果を示す。波形 3 2 は、C I S P R 1 4 にて定められている規格の限界値を示す。

【0 1 6 2】

図 2 5 の測定結果によれば、7 M H z ～ 2 0 M H z の範囲において 1 0 d B 以上の効果が現れていることが分かる。一方、0. 1 M H z ～ 7 M H z、2 0 M H z ～ 3 0 M H z の範囲では効果がみられないが、この周波数範囲では電力変換装置以外の機器が発生するノイズ成分が測定されることによる。

30

【0 1 6 3】

図 2 4 の例では、スイッチング素子 6 に G a N パワー半導体素子を用いている。そのため、筐体の大きさ、リアクトル 8 のインダクタンスおよび、リアクトル 8 と筐体との間の寄生容量等の影響により 1 0 M H z 付近に共振が発生している。

【0 1 6 4】

近年、スイッチング素子 6 の高速化に伴い、1 0 M H z 帯域のノイズが発生しやすくなっている。この 1 0 M H z 帯域のノイズに対しては、ノイズフィルタを複数組み合わせた従来の多段回路あるいは、コモンモードチョークコイルまたはノーマルモードチョークコイルを用いても、ノイズ低減効果を得ることが難しくなっている。これは、空間結合によってノイズフィルタを経由せずに電力変換装置の外部に伝搬するノイズが多く発生するためである。実施の形態 1 では、上述したように、磁性体フィルタ 7 の設置および配線間距離の設計によって空間結合を低減したことにより、ノイズフィルタ 5 を経由せずに電力変換装置の外部へ伝搬するノイズを低減することができる。

40

【0 1 6 5】

図 2 6 は、実施の形態 1 に従う電力変換装置をプリント基板上に実装した第 2 例を示す平面図である。図 2 6 の例では、プリント基板 4 3 上には、ノイズフィルタ 5、インバータ回路 3 1、コンバータ回路 4 0、リアクトル 8 および平滑コンデンサ 1 8 が実装されている。第 1 配線 1 0 0, 1 0 1 は外部の交流電源とノイズフィルタ 5 との間に接続される。交流電源からの電力はノイズフィルタ 5 を経由してインバータ回路 3 1 に供給される。

50

インバータ回路 31 は交流電力を直流電力に変換して出力する。コンバータ回路 40 は、この直流電力を任意の周波数の交流電力に変換し、第 3 配線 114, 115 を経由して負荷に供給する。

【0166】

図 26 の構成において、リアクトル 8 および平滑コンデンサ 18 はその重量および発熱を考慮して、プリント基板 43 とは別のプリント基板に搭載されている。コンバータ回路 40 は、第 2 配線 104, 119 によってリアクトル 8 に接続されるとともに、配線によって平滑コンデンサ 18 が搭載された基板に接続される。このような配線においても、磁性体フィルタ 7 であるフェライトコア 30 をコンバータ回路 40 に近づけることにより、磁気結合を制御することが可能である。

10

【0167】

なお、ノイズフィルタ 5 およびコンバータ回路 40 はプリント基板 43 の上面に搭載され、リアクトル 8 および平滑コンデンサ 18 はプリント基板 43 の下側に配置されている。これは、温かい空気は上方に流動するため、熱に弱いリアクトル 8 や平滑コンデンサ 18 を温めないようにし、熱によるリアクトル 8 のインダクタンス値の低下または、平滑コンデンサ長寿命化を目的としている。そのため、これらの部品を第 1 配線 100, 101 から離して配置するのは困難である。

【0168】

また、第 1 配線 100, 101 に関しては、通常、端子台を経由して接続するが、雨などの水滴がかかると短絡または腐食する可能性が増加するため、直接雨がかけにくい大地に近い側に配置される。そのため、第 1 配線 100, 101 をリアクトル 8 および平滑コンデンサ 18 から離して配置することが困難である。

20

【0169】

そのため、実施の形態 1 では、第 2 配線 104 にフェライトコア 30 を取り付け、磁気結合によるノイズを除去することにより、ノイズフィルタ 5 の見かけ上の特性を改善させている。なお、図 26 の例では、フェライトコア 30 を第 2 配線 104 のみに取り付ける構成としているが、第 2 配線 104 および第 2 配線 119 を 1 つのフェライトコア 30 に対して巻き付けても構わない。周波数が 100 MHz 以下である場合には、1 ターンだけでなく、複数ターン巻くことによって、フェライトコア 30 の効果を高めることができる。一方、周波数が 100 MHz 以上である場合には、フェライトコア 30 に対して配線を複数回巻くことにより、巻き付けた配線間の電界結合が増え、フェライトコア 30 の見かけ上の特性が劣化したようになるため、1 ターン～3 ターン程度とすることが望ましい。

30

【0170】

実施の形態 2.

実施の形態 2 では、ノーマルモードノイズおよびコモンモードノイズについて説明する。

【0171】

<ノーマルモード>

ノーマルモードノイズとは、ノイズ源であるスイッチング素子が電源線に対して直列に接続され、電源電流と同じ方向に沿ってノイズが電流として流れる状態のノイズをいう。電流の往きと戻りが逆相（位相が 180 度異なる）ことから、ノーマルモードまたはデ

40

【0172】

<コモンモード>

コモンモードノイズとは、電源線に対して同じ方向に流れる電流が同相（位相が一致する）ことから、コモンモードとも呼ばれる。

【0173】

単相の電源線の場合、同相に流れるノイズ源起因の電流であり、そのコモンモードノイズの戻りは筐体とプリント基板との間、筐体と回転機との間の浮遊容量、または対地コンデンサなどを經由して、ノイズ源に戻ってくる。

50

【0174】

＜ノーマルモード、コモンモードに対するノイズフィルタの特性＞

実施の形態2では、実施の形態1で示した空間結合によるノイズの伝搬、すなわち空間を伝搬することにより減衰特性をBとし、コモンモードに対するノイズフィルタ5の減衰特性をCとすると、 $B < C$ となるように、Bの値を構造設計によって決定する。

【0175】

図27は、図5に示したノイズフィルタ5から、コモンモード成分に影響する部品を抜き出して示した回路図である。線間コンデンサおよびノーマルモードチョークコイルなどのコモンモード成分に影響のない部品については除去して考えることができる。

【0176】

図28は、図27に示すノイズフィルタのコモンモードに対する減衰特性の測定結果を示す図である。図28の横軸は周波数を示し、縦軸は減衰特性を示す。図28の波形35に示すように、例えば1MHzにおいて、 -75 dB のコモンモードノイズに対する減衰特性が得られている。

【0177】

なお、ノイズフィルタの測定には、ベクトルネットワークアナライザまたはインピーダンスアナライザを用いることができる。図28の測定では、ベクトルネットワークアナライザ（製品名：E5061B、Keysight社製）を用いた。

【0178】

図29は、図5のノイズフィルタ5から、ノーマルモード成分に影響する部品を抜き出して示した図である。線間コンデンサおよびノーマルモードチョークコイルはノーマルモードに効果があるが、それ以外にも、コモンモードチョークコイルの漏れインダクタンス成分および対地間コンデンサは直列コンデンサとなるため、線間コンデンサとみなすことができる。

【0179】

図30は、図29に示すノイズフィルタのノーマルモードに対する減衰特性の測定結果を示す図である。図30の横軸は周波数を示し、縦軸は減衰特性を示す。図30の波形37に示すように、例えば1MHzにおいて、 -82 dB のノーマルモードノイズに対する減衰特性が得られている。

【0180】

＜空間結合によるノイズの伝搬＞

第1配線100と第1配線101とは、通常、数cm以内に近接して伴走されることが多い。これは、製造しやすさのために第1配線100、101を束ねて機器内に配置すること、および、機器内に設けた突起部に第1配線100、100を固定することが多いためである。

【0181】

しかし、実施の形態1で示したように空間結合によってノイズが伝搬する場合、第1配線100および第1配線101が近接して伴走している状態と同じ磁気結合が得られやすい。特に、磁気結合が2つの配線間で互いに等しい場合には、2つの配線に対して均等に誘導電圧が発生するため、同相成分であるコモンモード成分が支配的となる。そのため、空間結合によるノイズの伝搬はコモンモードノイズを発生させやすい。

【0182】

一方、ノーマルモードノイズが発生するのは、ケーブルの配線長の違いまたは、第1配線100と第1配線101との両端のインピーダンス（例えばノイズフィルタ5のインピーダンス）の違いに起因する。第1配線100および第1配線101の位相がずれることにより、コモンモードノイズからノーマルモードノイズに変化することによっても、ノーマルモードノイズが起り得る。その他にも、第1配線100および第2配線104間の距離が、第1配線101および第2配線104間の距離と異なる場合、または、第1配線100および第2配線104の向きが第1配線101および第2配線104の向きと異なる場合において、ノーマルモードノイズが増加する。

【0183】

図31は、実施の形態1で示した相互インダクタンス M （式（3））と、図28に示したノイズフィルタのコモンモード成分に対する特性とを比較した結果を示す図である。

【0184】

図28に示したノイズフィルタの場合、相互インダクタンス M が $M=0.01\text{ nH}$ であれば、ノイズフィルタのコモンモード成分よりも磁気結合によるノイズの伝搬時の減衰特性を小さくすることができる。

【0185】

相互インダクタンス M を表す式（3）によれば、例えばスイッチング素子6と磁性体フィルタ7と間の距離を 1 cm とし、第1配線100、101と第2配線104との間の距離を 0.5 m 以上離して配置することで、 $M<0.01\text{ nH}$ とすることができる。逆に、 $M=0.01\text{ nH}$ を得ようとする場合には、スイッチング素子6と磁性体フィルタ7との距離を 1 cm 以下にして、第1配線100、101と第2配線104との間の距離を 0.5 m 以上離す必要がある。

【0186】

なお、2つの配線の向きが平行でない場合または、2つの配線がねじれの関係にある場合においては、相互インダクタンス M は、式（3）から得られる M よりも小さくなる。ただし、その場合には両者間の最接近している距離における相互インダクタンス M_0 に対して、2つの配線の向きがなす角を θ とすると、 $M_0 \cdot \cos \theta$ を近似値として相互インダクタンス M を算出することができる。

【0187】

実施の形態3.

実施の形態3ではノイズフィルタ5の周波数特性を考慮した設計について説明する。

【0188】

ノイズフィルタ5は、図25に示した伝導ノイズの測定結果のように周波数特性を有している。また、実施の形態1で示したとおり、ノイズの規格で決められている限度値（例えば、図25のCISPR14に対する限度値32）には周波数特性がある。

【0189】

ここで、ノイズフィルタ5の周波数特性と、限界値の周波数特性とを比較すると、ノイズの規格を上回る周波数帯域に対してのみ、実施の形態1で示す第1配線および第2配線間の相互インダクタンスならびに寄生容量による空間結合による減衰特性 B が、ノイズフィルタ5の減衰特性 A に対して、 $B<A$ となることを示している。

【0190】

例えば図25においては、 $7\sim 10\text{ MHz}$ の周波数帯域におけるノイズが規格に対して厳しく、 $7\sim 10\text{ MHz}$ の周波数帯域のノイズを積極的に低減するようにノイズフィルタ5の設計を行なっている。すなわち、そのような周波数帯域に対してのみ、ノイズフィルタ5の減衰特性 A よりも、第1配線100、101と第2配線103間の空間結合によるノイズの減衰特性 B が $B<A$ となるように、第1配線100、101および第2配線103の引き回しと、磁性体フィルタ7の配置を決定するものである。

【0191】

なお、上記のように単一の周波数帯域（ $7\sim 10\text{ MHz}$ ）だけでなく、複数の周波数帯域（例えば、 $7\sim 10\text{ MHz}$ と $500\text{ kHz}\sim 1\text{ MHz}$ との両方の周波数帯域）になっても構わない。

【0192】

このような概念は、試作をする前の設計段階で設計に組み込むのが望ましい。そのため、以下に、試作をする前の設計段階で共振周波数を予測する手法について説明する。

【0193】

共振周波数を予測するには、ノイズ源となるスイッチング素子6の周波数特性、ノイズの伝搬経路の周波数特性、受信ポート（伝導ノイズの場合はLISNの周波数特性、放射ノイズの場合はアンテナ自体の周波数特性）を把握する必要がある。

【0194】

ノイズ源となるスイッチング素子6の周波数特性は、実施の形態1の図3および図4で示したとおり、設計段階で見積もることができる。受信ポートは、L I S Nなどの決まった測定器を用いるため、周波数特性を把握することができる。

【0195】

一方、課題となるのは、ノイズの伝搬経路の周波数特性である。ノイズは、基本的には回路図の伝搬経路を伝搬するが、それ以外にも寄生成分を考慮する必要がある。この寄生成分に関しては、例えば、等価回路算出ソフトウェア（製品名：Q3D、Ansys社製）を用いることにより、ノイズの伝搬経路のインピーダンスを算出することができる。ノイズ伝搬経路の周波数特性は、Q3D以外にも、電磁界シミュレータ（例えば、製品名：H F S S、Ansys社製、製品名：M W s t u d i o、C S T社製、製品名：F E M T E T、ムラタソフトウェア社製など）を用いても予測することができる。

10

【0196】

そして、スイッチング素子6の持つ周波数成分と、ノイズの伝搬経路の周波数特性と、受信ポートでの周波数特性とを組み合わせることで、測定点である疑似電源回路網（A M N : Artificial Mains Networkまたは、L I S N : Line Impedance Stabilization Networkとも呼ばれる）に生じるノイズを見積もることができる。

【0197】

なお、寄生成分を算出する際、シミュレータを用いなくても、配線および筐体などの物理的な長さに起因する自己インダクタンスを、理論式から概算することができる。具体的には、算出方法に関しては、自己インダクタンスも相互インダクタンスと同様に、ノイマンの公式から概算値を算出することができる。

20

【0198】

筐体および基板上の配線またはI C間の寄生容量、筐体および配線間の寄生容量、筐体および負荷間の寄生容量、ノイズフィルタ5のコンデンサが持つキャパシタンス、および合成容量として測定対象の持つキャパシタンスを算出することができる。その結果、上記のインダクタンス成分とキャパシタンス成分とが組み合わせられ、ノイズ源であるスイッチング素子6から見たとき、直列または並列に接続されることになる。

【0199】

直列に接続される場合には、直列共振の周波数帯域ではインピーダンスが0に近づいて見える。並列に接続される場合には並列共振の周波数帯域ではインピーダンスが無限大に近づいて見える。そのような直列共振と並列共振とが複数組み合わせられることにより、ノイズの伝搬経路は、複数の周波数帯域で共振を持つインピーダンス特性を持つことになる。その結果から、これらの周波数帯域における空間結合による減衰量を、ノイズフィルタ5の減衰量よりも小さくすることで、ノイズ測定箇所に混入するノイズを低減することができる。これにより、設計段階で共振周波数を予測できるため、本実施の形態で低減すべき周波数帯域を把握することができる。その結果、空間結合を減らすための配線の制約を減らすことができるため、より低コストで小型な電力変換装置を提供することができる。

30

【0200】

実施の形態4.

40

図32は、実施の形態4に従う導体板45を用いた電力変換装置の一例を示す斜視図である。図32に示すように、プリント基板43には、コンバータ回路40、インバータ回路31、制御回路41、コネクタ39-1、39-2、39-3および、導体板45が実装されている。

【0201】

コネクタ39-1は、商用電源44（図示せず）に接続されるケーブル38-1とプリント基板43とを接続する。ケーブル38-1は、図1に示す第1配線100、101に相当する。

【0202】

ノイズフィルタ5はコネクタ39-1に接続され、コンバータ回路40はノイズフィル

50

タ5に接続される。インバータ回路31は、コンバータ回路40から出力される直流電力を交流電力に変換する。制御回路41は、コンバータ回路40およびインバータ回路31を制御する。

【0203】

コネクタ39-2は、プリント基板43の外部に実装されているリアクトル8（図示せず）に接続されるケーブル38-2と、コンバータ回路40とを接続する。ケーブル38-2は、図1に示す第2配線103に相当する。コネクタ39-3は、回転機等の負荷に接続されるケーブル38-3とインバータ回路31とを接続する。

【0204】

導体板45は、プリント基板43上のグラウンド、または、プリント基板43の周囲の金属筐体（図示せず）に接続される。あるいは、導体板45は、プリント基板43上のグラウンドに接続され、かつ、別のケーブルを用いて金属筐体に接続される構成としてもよい。

10

【0205】

導体板45とグラウンドとは多点で接続することが望ましい。導体板45とグラウンドとは、はんだ付け、ネジ、バネ、ボルトおよびナット、圧着またはコネクタ等を用いて接続することができる。

【0206】

なお、導体板45は、1枚の平面板に限定されず、曲がっていてもよく、複数枚で構成されていてもよい。また、導体板45は、プリント基板43に対して垂直に取り付けなくとも構わない。

20

【0207】

導体板45は、少なくとも、第2配線103において、スイッチング素子6と、フェライトコアを含む磁性体フィルタ7との間に設けられる。図32の例では、導体板45をスイッチング素子6と磁性体フィルタ7とを接続する第2配線103側に設けているが、ノイズフィルタ5と外部端子とを接続する第1配線100、101側に導体板45を接続しても構わない。

【0208】

導体板45の厚さは限定されるものではない。導体板45が振動等で意図せずして外れた場合に短絡しないようにするため、導体板45の表面を誘電体で覆うのが望ましい。

30

【0209】

なお、図32の例では、コネクタ39-2、39-3とコンバータ回路40およびインバータ回路31との間に導体板45を実装しているが、コンバータ回路40およびインバータ回路31と、ノイズフィルタ5および制御回路41との間に導体板45を実装しても構わない。

【0210】

また、図32の例のように、コネクタ39-1と、コネクタ39-2、39-3とは、プリント基板43上の対角、またはプリント基板43の長辺の両端に取り付けるのが望ましい。これにより、ケーブル38-1（図1での第1配線100、101に相当）とケーブル38-2（図1での第2配線103に相当）との間の距離を離すことができるとともに、導体板45を配置するスペースを確保することができる。

40

【0211】

実施の形態5.

図33は、実施の形態5に従う磁気シールド47を用いた電力変換装置の一例を示す斜視図である。図33の構成例は、図32に示した実施の形態4に従う導体板45に、強磁性体からなる磁気シールド47を用いたものである。強磁性体には、鉄、コバルト、ニッケル等を含んだ合金がある。

【0212】

図33の例では、プリント基板43上のグラウンドまたは金属筐体が強磁性体である場合には、磁気シールド47は磁石にくっつくという特徴を利用して、磁気シールド47を

50

プリント基板 4 3 上のグラウンドまたは金属筐体（図示せず）に対して取り付けても構わない。

【0 2 1 3】

磁気シールド 4 7 は、プリント基板 4 3 上のグラウンドまたは金属筐体と導通してなくてもよい。すなわち、グラウンドおよび金属筐体から磁気シールド 4 7 が絶縁（すなわち、直流抵抗が十分に大きいことを意味する）されていても構わない。

【0 2 1 4】

図 3 4 は、常磁性体（銅、アルミ等）および強磁性体におけるシールド効果の測定結果を示す図である。図 3 4 の測定では、常磁性体と強磁性体とをグラウンドから絶縁した状態とし、各々が直径 5 0 mm で 1 0 巻された 2 つのループプローブを、5 mm の距離を離してループ面を対向させて配置する。この状態で、2 つのループプローブ間の空間結合を測定する。測定では、（1）2 つのループプローブ間に導体板を配置しない場合、（2）2 つのループプローブ間に常磁性体を配置する場合、（3）2 つのループプローブ間に強磁性体を配置する場合の各々について、減衰特性を測定した。なお、常磁性体は、厚さ 1 mm のアルミ板である。強磁性体は厚さ 1 mm の鉄板である。

10

【0 2 1 5】

図 3 4 のグラフにおいて、波形 4 8 は（1）導体板を配置しない場合の減衰特性を示し、波形 4 9 は（2）常磁性体を配置する場合の減衰特性を示し、波形 5 0 は（3）強磁性体を配置する場合の減衰特性を示している。

【0 2 1 6】

20

図 3 4 に示すように、1 0 M H z よりも低い周波数帯域では、常磁性体の方が強磁性体よりも空間結合を低減できることがわかる。特に、低速で動作させる I G B T など 1 M H z 以下のノイズが問題となることが多い。そのような場合においては、常磁性体でできたシールド板金を用いることで、配線間の空間結合を低減させることができる。

【0 2 1 7】

なお、磁気シールド 4 7 の場合、必ずしもグラウンドに接続する必要があるため、振動等で磁気シールドが意図せず外れかけても短絡の可能性を減らすことができる。また、金属筐体がない電力変換装置に対してもシールドを設けることができるため、磁気結合を低減させることができる。さらに、磁気シールド 4 7 によれば、配置の自由度を上げられるとともに、はんだ付けまたはネジ締め工程を減らすことができるため、安価にノイズフ

30

【0 2 1 8】

また、実施の形態 4 と同様に、図 3 3 の構成例において、磁気シールド 4 7 の取り付け位置は、第 2 配線 1 0 3 側に近接していても第 1 配線 1 0 0 , 1 0 1 側に近接していても構わない。

【0 2 1 9】

実施の形態 6 .

実施の形態 6 および 7 では、実施の形態 4 で示した電力変換装置の適用例について説明する。

【0 2 2 0】

40

図 3 5 は、図 3 2 に示した電力変換装置を搭載した空気調和機の第 1 の構成例を模式的に示す図である。

【0 2 2 1】

図 3 5 に示すように、空気調和機の室外機 5 1 は、ファン 5 2 と、仕切り板 5 3 と、圧縮機 5 4 と、プリント基板 4 3 とを有する。ファン 5 2 が配置される空間と、圧縮機 5 4 およびプリント基板 4 3 が配置される空間とは、仕切り板 5 3 によって分離されている。コンバータ用のリアクトル 8 は、放熱のために、仕切り板 5 3 の導体部分に取り付けられている。なお、リアクトル 8 の取り付け位置はこれに限定されるものではない。

【0 2 2 2】

圧縮機 5 4 は、室外機 5 1 の底面に配置されている。圧縮機 5 4 は、ケーブル 3 8 - 3

50

を介してプリント基板 4 3 に接続される。プリント基板 4 3 は、ケーブル 3 8 - 2 を介してリアクトル 8 に接続される。

【0 2 2 3】

ケーブル 3 8 - 2 には、磁性体フィルタ 7 としてフェライトコア 3 0 が設置されている。フェライトコア 3 0 は、プリント基板 4 3 上のスイッチング素子 6 (図示せず) に近接して配置される。ケーブル 3 8 - 3 は、ケーブル 3 8 - 2 に対し、図中の奥行き方向に離間して配置される。ケーブル 3 8 - 1 は、プリント基板 4 3 から室外機 5 1 の商用電源 4 4 (図示せず) に接続されている。

【0 2 2 4】

図 3 5 の例では、伝導ノイズを測定する際には、室外機 5 1 を L I S N に接続した後に、室外機 5 1 を商用電源に接続するように構成される。

10

【0 2 2 5】

導体板 4 5 (または磁気シールド 4 7) は、ケーブル 3 8 - 2 とケーブル 3 8 - 1 との間および、ケーブル 3 8 - 3 とケーブル 3 8 - 1 との間に設けられる。これにより、ケーブル 3 8 - 2 およびケーブル 3 8 - 1 間の空間結合を低減するとともに、ケーブル 3 8 - 3 およびケーブル 3 8 - 1 間の空間結合を低減している。

【0 2 2 6】

図 3 5 のような構成とすることにより、商用電源 4 4 から見てケーブル 3 8 - 1 の先に取り付けられるノイズフィルタ 5 のノイズ減衰特性を改善することができる。なお、一般的な空気調和機においては、ケーブル 3 8 - 1 とケーブル 3 8 - 2 との間の距離は 0 . 3 m 以上であることが望ましい。また、プリント基板 4 3 上のスイッチング素子 6 とフェライトコア 3 0 の間の配線間距離は 3 c m 以下が望ましく、導体板 4 5 (または磁気シールド 4 7) がある場合には、当該配線間距離は 1 0 c m 以下になることが望ましい。

20

【0 2 2 7】

実施の形態 7 .

図 3 6 は、図 3 2 に示した電力変換装置を搭載した空気調和機の第 2 の構成例を模式的に示す図である。

【0 2 2 8】

図 3 6 に示すように、第 2 の構成例においても、図 3 5 に示した第 1 の構成例と同様に、ファン 5 2 が配置される空間と、プリント基板 4 3 および圧縮機 5 4 が配置される空間とは仕切り板 5 3 によって分離されている。

30

【0 2 2 9】

リアクトル 8 は、仕切り板 5 3 に取り付けられている。第 2 の構成例では、プリント基板 4 3 と商用電源 4 4 とを接続するケーブルに、ツイストケーブル 5 5 - 1 が用いられている。また、プリント基板 4 3 上のスイッチング素子 6 (図示せず) とリアクトル 8 とを接続するケーブルに、ツイストケーブル 5 5 - 2 が用いられている。

【0 2 3 0】

一方、プリント基板 4 3 上のインバータ回路 (図示せず) と圧縮機 5 4 とを接続するケーブル 3 8 - 3 は、ツイストケーブルでなくてもよい。これは、一般的な室外機 5 1 では、インバータはリアクトル 8 を使うコンバータよりも低速であることが多いことによる。

40

【0 2 3 1】

プリント基板 4 3 と各ケーブルとは端子台を用いて接続することができる。この場合、室外機 5 1 内に配設されるケーブルにのみツイストケーブルを用いてもよい。ツイストケーブルのツイストピッチは、通常、1 0 m m ~ 5 0 m m 程度が望ましい。

【0 2 3 2】

このような構成とすることにより、ツイストケーブル 5 5 - 2 からツイストケーブル 5 5 - 1 に混入するノイズのうち、ノーマルモード成分を低減することができる。これは、ツイストケーブルを構成する 2 本以上の導線に等しくノイズが混入するため、コモンモード成分が支配的になるためである。

【0 2 3 3】

50

スイッチング素子 6 は通常、ノーマルモードで動作している。コモンモードは、ノーマルモード電流が流れる配線または部品が非対称な伝搬経路になることによって生じる。そのため、スイッチング素子 6 が出力するノイズ成分としてはノーマルモード成分が支配的である。本構成例によれば、ノイズのノーマルモード成分の空間伝搬をツイストケーブルによって低減させることができる。

【0234】

実施の形態 8.

実施の形態 8 では、磁性体フィルタ 7 を構成するフェライトコア 30 のケーブルへの取り付け位置について説明する。

【0235】

図 37 は、フェライトコアのケーブルへの取り付け位置を説明するための回路図である。実施の形態 8 では、ケーブルに対し、フェライトコア 30 の取り付け位置を示す印を付する構成とする。具体的には、ノイズ源であるスイッチング素子 6 からフェライトコア 30 までの距離を一定にするために、ケーブルにフェライトコア 30 の取り付け位置を記す印を設ける。図 37 の例では、ケーブルにフェライトコア 30 を巻き始める開始位置を記した印 56 を設ける。そして、フェライトコア 30 に対してケーブルを 2 巻以上することで、ケーブルに対してフェライトコア 30 が移動しにくくする。

【0236】

なお、印 56 としてクリップなどの付け外し可能な部材を用いることにより、ケーブルを巻き付けた後に印 56 を取り外してもよい。また、印 56 の形状についても限定されない。フェライトコア 30 に対するケーブルの巻き付けは、手作業であってもよく、ロボットアームなど機械を用いても構わない。

【0237】

実施の形態 9.

実施の形態 9 では、図 38 を用いて、フェライトコアを固定する方法を説明する。

【0238】

図 38 は、図 32 に示した電力変換装置を搭載した空気調和機の第 3 の構成例を模式的に示す図である。図 38 に示す空気調和機の室外機は、図 35 に示した空気調和機の第 1 の構成例における室外機と基本的構成が同じである。

【0239】

室外機に取り付けるフェライトコア 30 は、5～200 g のものを用いることができる。重量のあるフェライトコア 30 をケーブルに取り付けることによって、フェライトコア 30 がプリント基板 43 にぶら下がる構造となる場合がある。このような場合には、プリント基板 43 またはプリント基板 43 上のコネクタに対して力が加わるため、プリント基板 43 から部品が剥がれる、またはプリント基板 43 からケーブルが外れてしまう可能性がある。

【0240】

このような不具合を回避するために、フェライトコア 30 を固定する。図 38 の例では、仕切り板 53 に孔を形成し、この孔を貫通して延びる固定部材 57 を用いて、フェライトコア 30 を仕切り板 53 に固定する。フェライトコア 30 は、仕切り板 53 に代えて、プリント基板 43 に固定する構成としてもよい。

【0241】

なお、固定部材 57 は、短絡等を防ぐために誘電体が望ましいが、どのような材質であっても構わない。また、図 35、図 36 および図 38 の例では、フェライトコア 30 をプリント基板 43 からぶら下げる構造になっているが、別の空気調和機または電力変換装置においては、プリント基板 43 の上方にフェライトコア 30 を離間して配置する構造にする必要がある場合がある。その場合は、固定部材 57 を、筐体またはプリント基板 43 から起立させて、フェライトコア 30 を固定する構造を採用することができる。

【0242】

実施の形態 10.

図39は、実施の形態9に従うケーブルの構成例を示す断面斜視図である。実施の形態9に従うケーブルは、ノーマルモードのノイズを低減するためのシールド構造を有する。

【0243】

図39に示すように、電源が単相2線の電源である場合、ケーブルは、2つの芯線58の外周が、導体で形成された外導体59によって囲まれた構造となっている。この芯線58は、上記の実施の形態で述べたコネクタまたは端子台に取り付けられる。

【0244】

外導体59は、第1の端部が電力変換装置の金属筐体に接続されるとともに、第2の端部がプリント基板上のグラウンドに接続される。なお、プリント基板上のグラウンドは、基準電位であり、通常、金属筐体と導通されている。

【0245】

実施の形態9に従うケーブルは、図1の第1配線100、101および第2配線103の少なくともいずれかの配線に対して適用される。これにより、ノーマルモード成分およびコモンモード成分のノイズが、空間伝搬を介して授受されることを抑制することができる。

【0246】

さらに、芯線58が2本以上の場合には、図36に示した実施の形態7と組み合わせることにより、ツイストケーブル55-1、55-2に対してシールド構造を設ける構成とすることができる。

【0247】

ただし、本実施の形態に従うプリント基板43には、両面基板が使われることが多く、その場合においては、電流のリターン経路となるグラウンド（基準電位）が面ではなく、Yコンデンサが取り付けられたグラウンド配線である場合がある。そのような場合、グラウンド配線にケーブルの外導体59を接続することになる。この構造は、一般的にはピグテール構造と呼ばれており、ケーブルのシールド特性を劣化させるものである。この場合には、プリント基板43を多層基板にすることが望ましい。あるいは、プリント基板43の外側を導体（シールド）で覆い、そのシールドに対してケーブルの外導体59を接続することが望ましい。

【0248】

ただし、実施の形態1で説明したとおり、各製品のノイズの規格によるため、ピグテール構造であってもシールドケーブルを用いるだけで、特性の改善は期待できるため、ピグテール構造であってもシールドを設けるのが望ましい。

【0249】

実施の形態11.

図40は、上記式(3)を用いて、2つの配線の並走距離および配線間距離による相互インダクタンスの概算値を算出した結果を示す図である。図40のグラフの横軸は2つの配線の並走距離を示し、縦軸は相互インダクタンスを示す。

【0250】

図40に示すように、相互インダクタンスは、配線間距離gapによらず、並走距離が長くなるほど大きくなる。一方、相互インダクタンスは、配線間距離gapを大きくするほど小さくなる。

【0251】

例えばノイズの減衰特性を、1MHzにて-20dB~-60dB程度にしたい場合を想定する。この場合、ノーマルモードおよびコモンモードの各々について、上述した設計が行なわれる。なお、筐体の大きさによっては2つの配線の距離を離すことができない場合がある。このような場合であっても、配線間距離は0.2m~0.5m程度離すことが望ましい。また並走距離は0.1m以下にすることが望ましい。

【0252】

さらに、2つの配線が並走しないように、図1に示す第1配線100、101と第2配線103とが同一の金属筐体に近接する場合には、第1配線100と金属筐体との間の距

10

20

30

40

50

離を0.1m以上とし、第2配線103と金属筐体との間の距離を0.1m以上とすることが望ましい。

【0253】

実施の形態12.

上述した実施の形態では、伝導ノイズを低減する方法について説明したが、本実施の形態に従うと、放射ノイズも低減することができる。例えば、図35、図36および図38に示した空気調和機の構成例においては、空気調和機の外部は金属筐体で覆われている。また、導体板45（または磁気シールド47）によって放射ノイズが発生しにくい構造となっている。

【0254】

空間伝搬によって金属筐体の外部に接続されるケーブルにノイズが重畳した場合には、室外機51の外部にノイズが放出されることになる。一般に、放射ノイズの規格は、120kHzにて0dBμVのように非常に小さい。なお、この規格は、EMIレシーバを用いて、120kHzのバンドパスフィルタを通過するノイズを測定したときの電力に相当する。放射ノイズの規格が非常に小さいため、そのような2次放射によるノイズが問題となることもある。また、空気調和機およびその他の電子機器においては、金属筐体の一部に樹脂が用いられることが多くなっている。そのため、筐体のシールド効果が得られないことがある。

【0255】

本実施の形態によれば、外部電源に接続するケーブルにノイズを混入させにくくできるため、雑音端子電圧だけでなく放射ノイズもあわせて低減させることが可能となる。

【0256】

実施の形態13.

図41は、太陽光パネルと蓄電池との間に電力変換装置を配置する構成例を示す図である。図41の構成例では、太陽光パネル60により生成される直流電力を蓄電池等の電力貯蔵装置に充電するためには、直流電力の電圧値を適正な電圧値に昇圧／降圧する必要がある。また、スマートグリッドなどの電力の授受を行なうシステムにおいては、多くの場合、交流電流に変換してから電力を出力する必要があるため、直流電力から交流電力にインバータ（DC-ACコンバータ）で変換する必要がある。

【0257】

このように空気調和機や太陽光発電装置だけでなく、電力変換装置とノイズフィルタを有する全ての電力機器に対して本実施の形態に従う電力変換装置を適用することができる。

【0258】

今回開示された各実施の形態は、技術的に矛盾しない範囲で適宜組み合わせることも予定されている。そして、今回開示された実施の形態は、全ての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本開示の範囲は、上記した実施の形態の説明ではなくて請求の範囲によって示され、請求の範囲と均等の意味および範囲内での全ての変更が含まれることが意図される。

【符号の説明】

【0259】

1～4 外部電極、5 ノイズフィルタ、6 スイッチング素子、7 磁性体フィルタ、8 リアクトル、9, 10 入力端子、11, 12 出力端子、13 線間コンデンサ、14 対地間コンデンサ、15 コモンモードチョークコイル、16 ノーマルモードチョークコイル、17 ダイオード、18 平滑コンデンサ、19 変圧器、20 ブリッジ整流回路、21 外部電極、30 フェライトコア、31 インバータ回路、38 ケーブル、39 コネクタ、40 コンバータ回路、41 制御回路、42 負荷、43 プリント基板、44 商用電源、45 導体板、47 磁気シールド、51 室外機、57 固定部材、58 芯線、59 外導体、100, 101 第1配線、103～105, 109～112, 116～119 第2配線、106～108, 113～115 第

10

20

30

40

50

3 配線。

【要約】

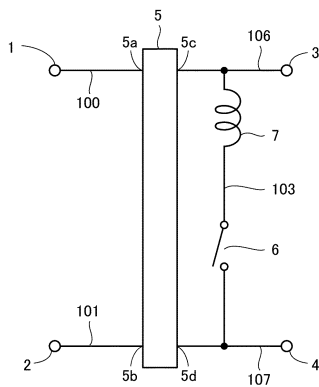
電力変換装置の外部に伝搬するノイズを低減する。

電力変換装置は、少なくとも1つの外部電極（1－4）と、スイッチング素子（6）と、少なくとも1つの外部電極（1－2）とスイッチング素子（6）との間に接続されるノイズフィルタ（5）と、少なくとも1つの外部電極（1－2）とノイズフィルタ（5）とを接続する、少なくとも1つの第1配線（100－101）と、ノイズフィルタ（5）とスイッチング素子（6）とを接続する第2配線（103）と、第2配線（103）に取り付けられた磁性体フィルタ（7）とを備える。ノイズフィルタ（5）の減衰特性をA [dB] とし、少なくとも1つの第1配線（100－101）と、スイッチング素子（6）および磁性体フィルタ（7）間に位置する第2配線（103）との空間結合による減衰特性をB [dB] とした場合に、減衰特性Aおよび減衰特性Bは $B < A$ の関係を満足する。

10

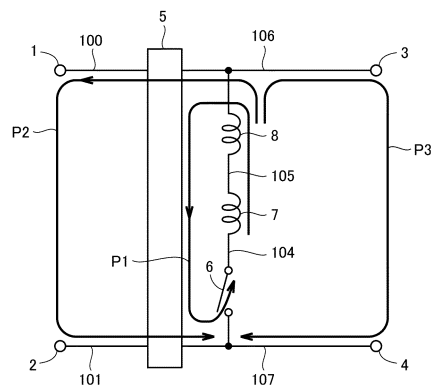
【図 1】

図1



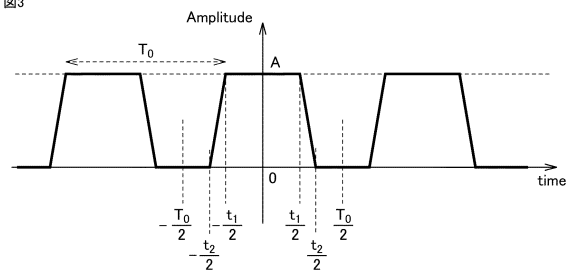
【図 2】

図2



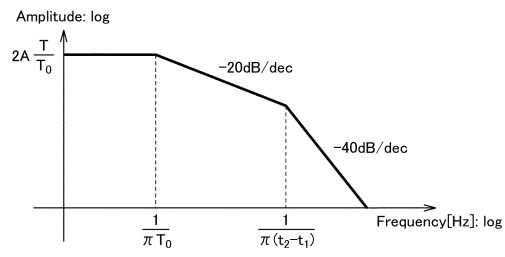
【図 3】

図3



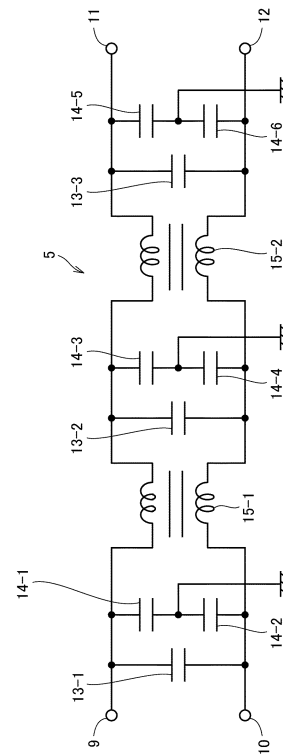
【図 4】

図4



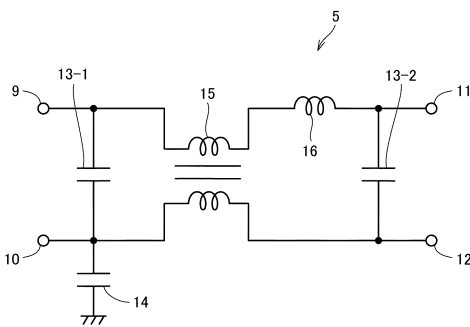
【図 5】

図5



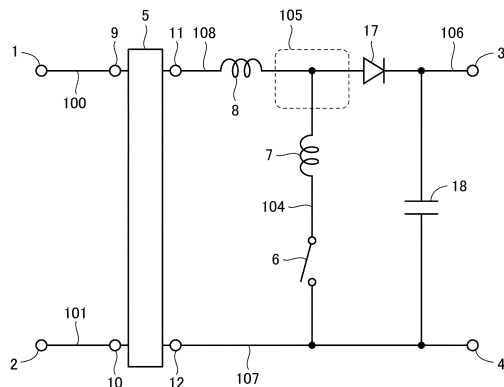
【図 6】

図6



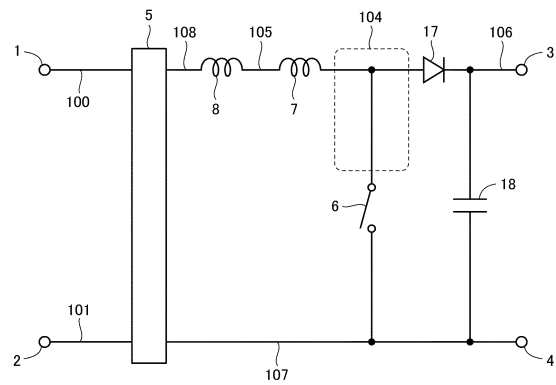
【図 7】

図7



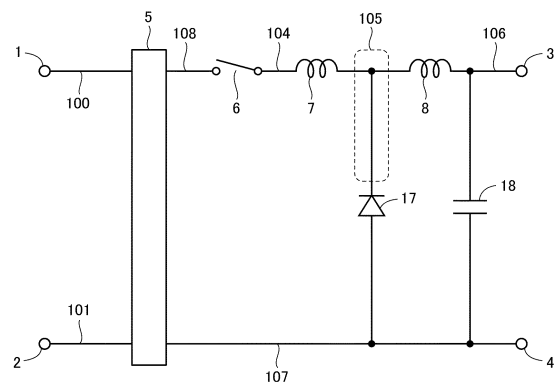
【図 8】

図8



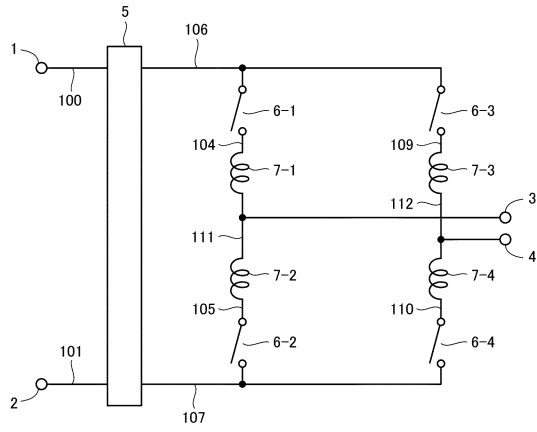
【図 9】

図9



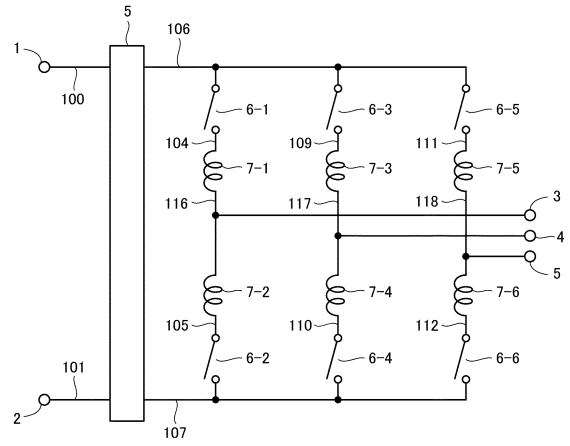
【図 16】

図16



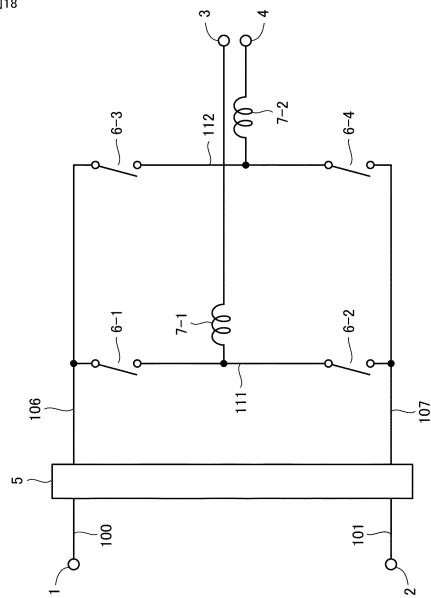
【図 17】

図17



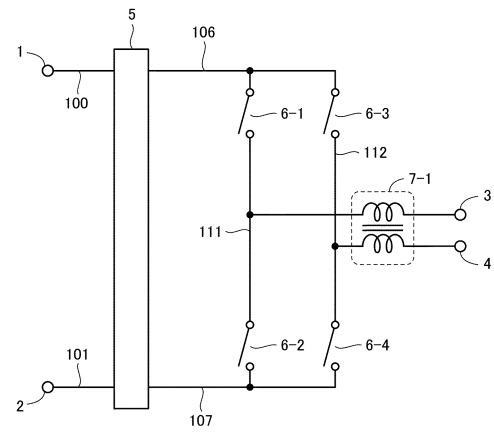
【図 18】

図18



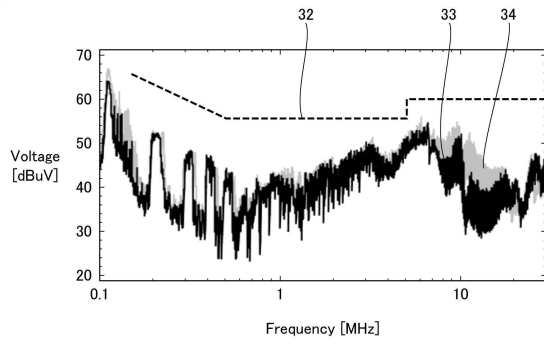
【図 19】

図19



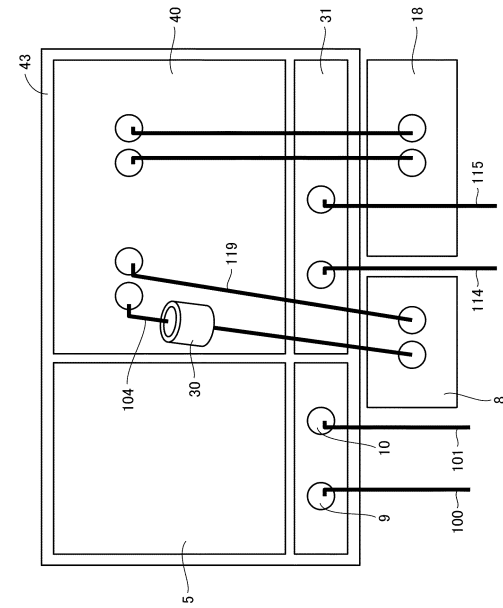
【図 2 5】

図25



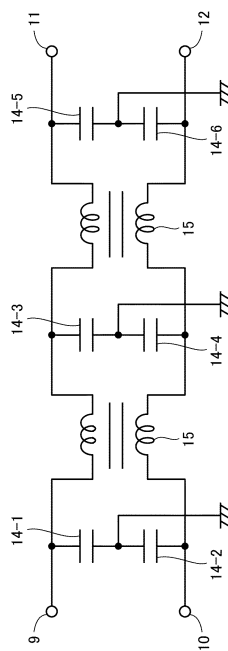
【図 2 6】

図26



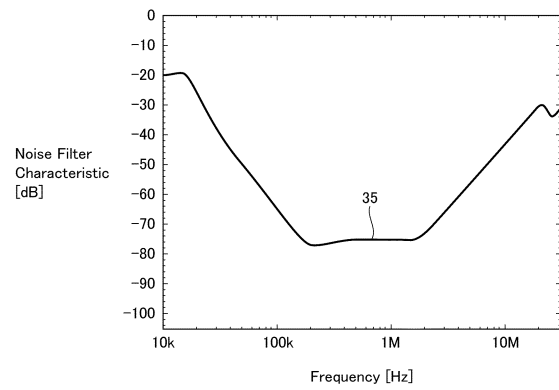
【図 2 7】

図27



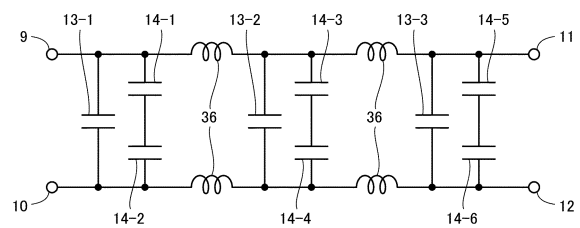
【図 2 8】

図28



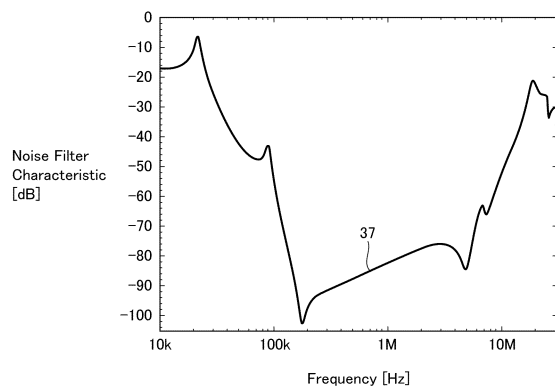
【図 2 9】

図29



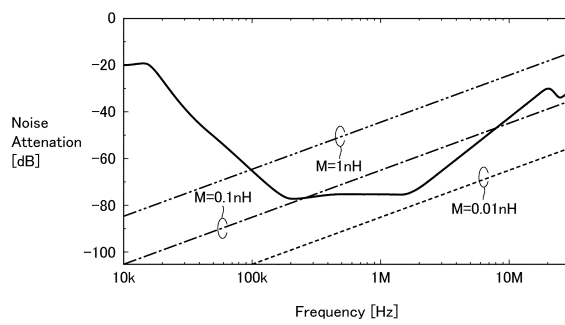
【図 30】

図30



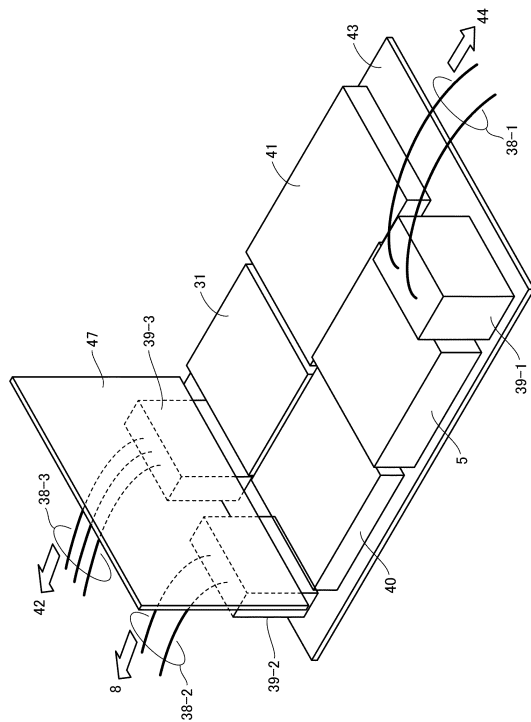
【図 31】

図31



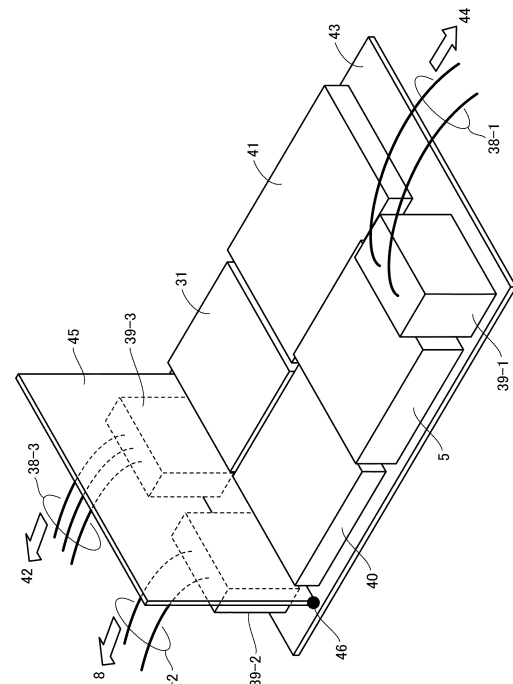
【図 33】

図33



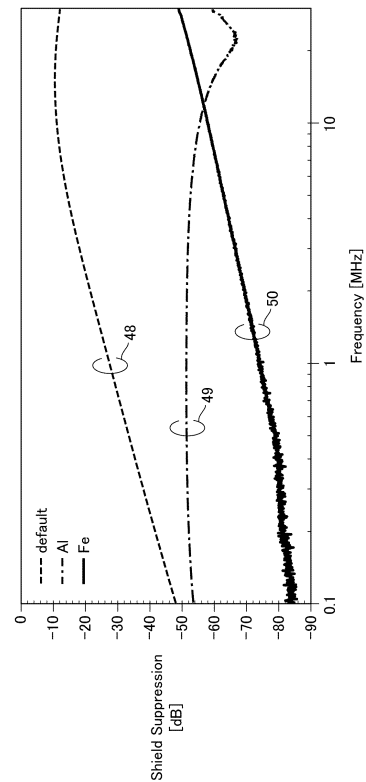
【図 32】

図32



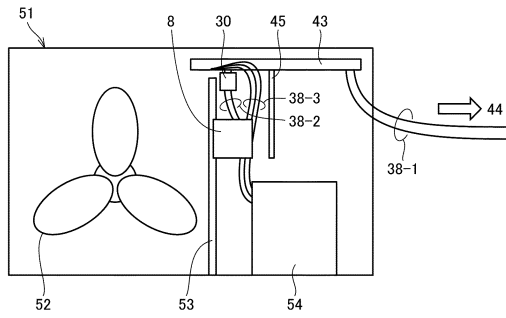
【図 34】

図34



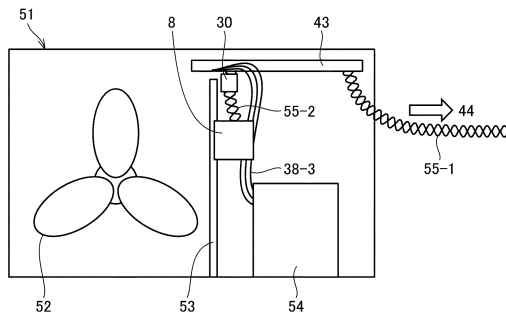
【図 3 5】

図35



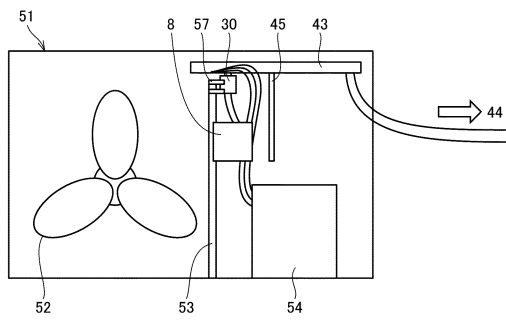
【図 3 6】

図36



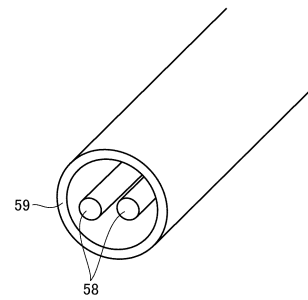
【図 3 8】

図38



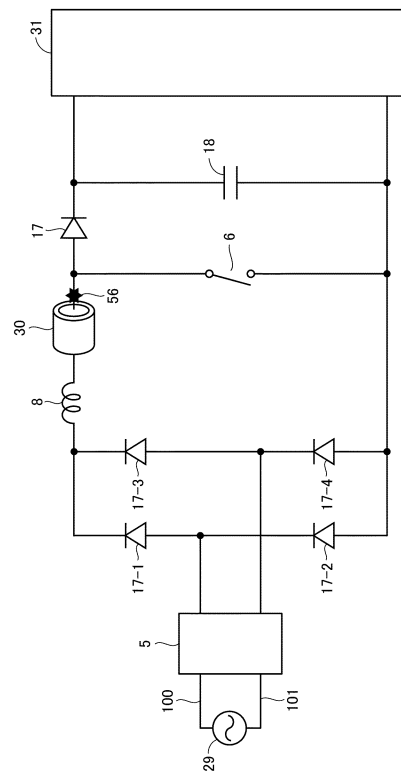
【図 3 9】

図39



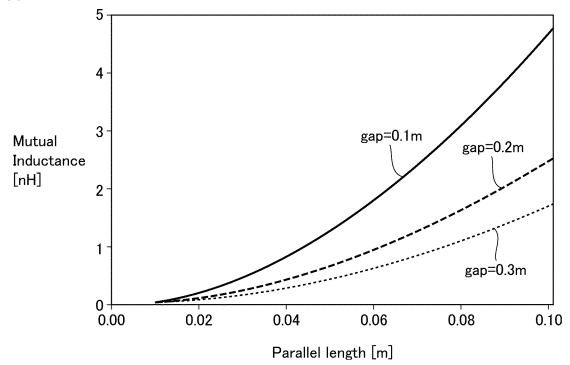
【図 3 7】

図37



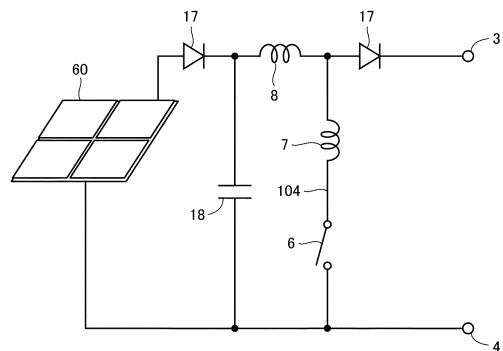
【図 4 0】

図40



【図 4 1】

図41



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
F 2 4 F 11/88 (2018.01) F 2 4 F 11/88

(72)発明者 有澤 浩一
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

(72)発明者 山中 辰也
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 柳下 勝幸

(56)参考文献 特開2009-060723 (JP, A)
特開2013-138552 (JP, A)
特開2013-150369 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H 0 2 M 1 / 0 0 - 1 1 / 0 0
F 2 4 F 1 1 / 8 8