

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2015-146603

(P2015-146603A)

(43) 公開日 平成27年8月13日(2015.8.13)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H03H 7/09 (2006.01)	H03H 7/09 A	5H125
H03H 7/075 (2006.01)	H03H 7/075 A	5H770
B60L 3/00 (2006.01)	B60L 3/00 J	5J024
B60L 9/18 (2006.01)	B60L 9/18 A	
H02M 7/48 (2007.01)	H02M 7/48 M	

審査請求 有 請求項の数 13 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2015-48433 (P2015-48433)	(71) 出願人	000006013 三菱電機株式会社
(22) 出願日	平成27年3月11日 (2015.3.11)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(62) 分割の表示	特願2014-525210 (P2014-525210) の分割	(74) 代理人	100089118 弁理士 酒井 宏明
原出願日	平成25年2月6日 (2013.2.6)	(72) 発明者	横堤 良 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	村端 章浩 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	地道 拓志 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

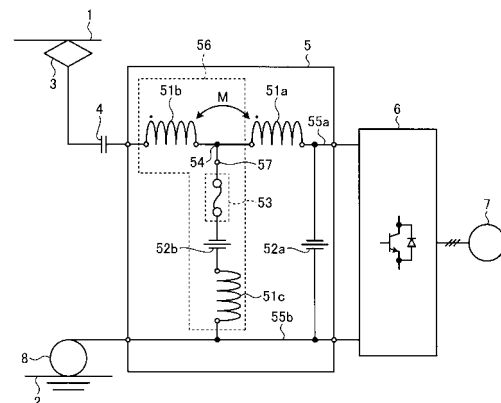
(54) 【発明の名称】 フィルタ装置および電気車駆動制御装置

(57) 【要約】

【課題】故障を速やかに除去し、故障除去後にインバータを動作させることを可能とするフィルタ装置を得ること。

【解決手段】インバータ6が発生するノイズ電流を除去するフィルタ装置5は、インバータ6の直流部と並列に設けられた第1のフィルタコンデンサ52aと、第1のフィルタコンデンサ52aの高電位側と直流電力の電力供給源である架線1との間に設けられた第1のフィルタリアクトル51aと、電流定格より大きい電流が流れると切になる回路切断部としてのヒューズ53、インダクタンス要素である第2のフィルタリアクトル51bおよびキャパシタンス要素である第2のフィルタコンデンサ52bとを直列に接続した直列回路部であって、その一端が第1のフィルタコンデンサ52aの低電位側に接続され、第1のフィルタリアクトル51aの一端が接続される直列回路部56と、を備える。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

架線と前記架線から受電するインバータとの間に設けられ、前記架線よりも上位系統の遮断器に電氣的に接続するフィルタ装置であって、

前記インバータの直流部の高電位側母線と前記インバータの直流部の低電位側母線との間で、前記インバータの直流部と並列に設けられた第 1 のフィルタコンデンサと、

前記第 1 のフィルタコンデンサよりも前記架線側に、前記高電位側母線と前記低電位側母線との間に前記第 1 のフィルタコンデンサと並列に設けられた第 2 のフィルタコンデンサと、

前記第 1 のフィルタコンデンサおよび前記第 2 のフィルタコンデンサとの間で、前記高電位側母線上に設けられた第 1 のフィルタリアクトルと、

前記第 2 のフィルタコンデンサと前記架線との間で前記高電位側母線上に設けられ、前記第 1 のフィルタリアクトルと磁気結合した第 2 のフィルタリアクトルと、

磁気結合された前記第 1 のフィルタリアクトルと前記第 2 のフィルタリアクトルとの接続点と、前記低電位側母線との間において、前記第 2 のフィルタコンデンサに直列に接続された回路切断部と、

を備えたことを特徴とするフィルタ装置。

【請求項 2】

前記架線と前記第 2 のフィルタリアクトルとの間に設けられた遮断器に接続されるフィルタ装置であって、

前記回路切断部の電流定格は、前記架線と第 2 のフィルタリアクトルとの間に設けられた遮断器の電流定格よりも小さいことを特徴とする請求項 1 に記載のフィルタ装置。

【請求項 3】

前記回路切断部は、前記第 2 のフィルタコンデンサの高電位側に設けられたことを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載のフィルタ装置。

【請求項 4】

前記第 1 のフィルタリアクトルと前記第 2 のフィルタリアクトルのインダクタンスが略同等の値になることを特徴とする請求項 1 から請求項 3 の何れか 1 項に記載のフィルタ装置。

【請求項 5】

前記高電位側母線と前記低電位側母線との間に、前記第 1 のフィルタコンデンサと並列に、かつ前記第 2 のフィルタコンデンサおよび前記回路切断部に直列に接続された結合補償インダクタンス要素を有することを特徴とする請求項 1 から請求項 4 の何れか 1 項に記載のフィルタ装置。

【請求項 6】

前記結合補償インダクタンス要素のインダクタンスが、前記第 1 のフィルタリアクトルと前記第 2 のフィルタリアクトルとの間の相互インダクタンスに略等しいことを特徴とする請求項 5 に記載のフィルタ装置。

【請求項 7】

中間タップを有する中間タップ付きリアクトルの前記中間タップよりも前記インバータ側が前記第 1 のフィルタリアクトルであり、

前記中間タップ付きリアクトルの前記中間タップよりも前記架線側が前記第 2 のフィルタリアクトルであることを特徴とする請求項 1 から請求項 6 の何れか 1 項に記載のフィルタ装置。

【請求項 8】

前記回路切断部の前記電流定格は、前記遮断器を流れる最大電流の $1/20$ 以上、かつ、 $1/10$ 以下であることを特徴とする請求項 1 から請求項 7 の何れか 1 項に記載のフィルタ装置。

【請求項 9】

前記インバータと、請求項 1 から請求項 8 の何れか 1 項に記載のフィルタ装置と、前記

10

20

30

40

50

インバータによって駆動されるモータと、を備えたことを特徴とする電気車駆動制御装置。

【請求項 10】

前記回路切断部が動作したことを検知した場合であっても、前記インバータによって前記モータを駆動して電気車を推進制御することを特徴とする請求項 9 に記載の電気車駆動制御装置。

【請求項 11】

前記回路切断部が動作したことを検知した場合には、前記遮断器を開放することを特徴とする請求項 9 に記載の電気車駆動制御装置。

【請求項 12】

前記インバータのスイッチング素子がワイドバンドギャップ半導体にて形成されていることを特徴とする請求項 9 から請求項 11 の何れか 1 項に記載の電気車駆動制御装置。

【請求項 13】

前記ワイドバンドギャップ半導体は、炭化ケイ素、窒化ガリウム系材料または、ダイヤモンドを用いた半導体であることを特徴とする請求項 12 に記載の電気車駆動制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、フィルタ装置および電気車駆動制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来の電気車駆動制御装置として、例えば下記特許文献 1 では、インバータがモータを駆動する際に発生するノイズ電流が直流架線側に流出するのを抑制するため、インバータの入力側（直流架線側）に、フィルタリアクトルとフィルタコンデンサとで構成されるフィルタ装置を備える構成としている。

【0003】

一方、インバータが発生するノイズ電流が大きい場合、あるいはノイズ電流規制値が低い場合（すなわちノイズ電流への耐量が小さい場合）には、ノイズ電流の流出阻止をより強固にするため、例えば下記特許文献 2 のように 2 段フィルタを構築する場合がある。

【0004】

この特許文献 2 に開示されるフィルタ装置では、特許文献 1 のフィルタ装置よりもノイズ電流の抑制効果（流出阻止効果）を高めるための 2 段フィルタを磁氣的に結合したフィルタリアクトルを使用して構築した上で、第 1 段のフィルタを構成する第 1 のフィルタリアクトルと、第 2 段のフィルタを構成する第 2 のフィルタリアクトルとの接続点から引き出された中間タップに第 3 のフィルタリアクトルを電氣的に接続する構成としている。第 3 のフィルタリアクトルは、第 1 および第 2 のフィルタリアクトル間の磁気結合によって生ずる負の等価インダクタンスを打ち消すためのものである。第 3 のフィルタリアクトルを設けることで、本来の 2 段フィルタとすることができる。そのため、第 3 のフィルタリアクトルがない場合に悪化する高周波域でのノイズ電流の減衰特性を、2 段フィルタ本来のものにすることができる。磁氣的に結合したフィルタリアクトルを使用することで、フィルタリアクトルを小型化できる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献 1】特開平 02 - 151202 号公報

【特許文献 2】特開 2002 - 315101 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、上記特許文献 2 のフィルタ装置において、中間タップに接続される第 2

10

20

30

40

50

のフィルタコンデンサが短絡故障を起こした場合、架線からの短絡電流は第 1 のフィルタリアクトルには流れずに第 2 のフィルタリアクトルのみを通じて流れるため、短絡故障を起こした第 3 のフィルタコンデンサに流れる故障電流が大きくなり、架線とフィルタ装置との間に設けられる遮断器よりも上位系統の遮断器を動作させてしまう可能性がある。上位系統の遮断器を動作させてしまった場合、他の電気車に対する給電も停止してしまうので、鉄道事業者全体の車両運行に大きな支障を来すという問題があった。

【 0 0 0 7 】

また、上位系統の遮断器は動作させず、自車両の遮断器を動作させた場合でも、第 2 のフィルタコンデンサが故障したのか、インバータが故障したのかの判別が困難となるので、インバータを動作させることができない。このため、車両基地等までの自力走行ができ

10

【 0 0 0 8 】

また、第 2 のフィルタコンデンサが短絡故障を起こした場合、フィルタ特性が大きく変化してしまうので、ノイズ電流の抑制効果が悪化してしまうという問題もあった。

【 0 0 0 9 】

特定周波数領域のノイズ電流の減衰率を改善するためのインダクタンス要素とキャパシタンス要素とを有する特定周波数バイパス用フィルタが、電力供給源との間に十分な大きさのインダクタンス要素を有さないで接続される場合において、特定周波数バイパス用フィルタに短絡故障が発生した場合でも同様である。

【 0 0 1 0 】

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、電力供給源との間に十分な大きさのインダクタンス要素を有さないで接続されるキャパシタンス要素が短絡故障を起こした場合であっても、故障を速やかに除去し、故障除去後にインバータを動作させることを可能とするフィルタ装置を得ることを目的とする。

20

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 1 】

本発明に係るフィルタ装置は、架線と前記架線から受電するインバータとの間に設けられ、前記架線よりも上位系統の遮断器に電氣的に接続するフィルタ装置であって、前記インバータの直流部の高電位側母線と前記インバータの直流部の低電位側母線との間で、前記インバータの直流部と並列に設けられた第 1 のフィルタコンデンサと、前記第 1 のフィルタコンデンサよりも前記架線側に、前記高電位側母線と前記低電位側母線との間に前記第 1 のフィルタコンデンサと並列に設けられた第 2 のフィルタコンデンサと、前記第 1 のフィルタコンデンサおよび前記第 2 のフィルタコンデンサとの間で、前記高電位側母線上に設けられた第 1 のフィルタリアクトルと、前記第 2 のフィルタコンデンサと前記架線との間で前記高電位側母線上に設けられ、前記第 1 のフィルタリアクトルと磁氣的に結合した第 2 のフィルタリアクトルと、磁気結合された前記第 1 のフィルタリアクトルと前記第 2 のフィルタリアクトルとの接続点と、前記低電位側母線との間において、前記第 2 のフィルタコンデンサに直列に接続された回路切断部とを備えたものである。

30

【発明の効果】

【 0 0 1 2 】

この発明によれば、電力供給源との間に十分な大きさのリアクトルを有さないで接続されるキャパシタンス要素が短絡故障を起こした場合であっても、故障を確実に除去し、故障除去後にインバータを動作させることができるという効果を奏する。

40

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 3 】

【図 1】図 1 は、本発明の実施の形態 1 に係る電気車駆動制御装置の一構成例を示す図である。

【図 2】図 2 は、図 1 に示すフィルタ回路部分の等価回路を示す図である。

【図 3】図 3 は、図 2 の等価回路によるシミュレーション結果を示す図である。

【図 4】図 4 は、特許文献 1 などに開示されている電気車駆動制御装置の構成を示す図で

50

ある。

【図 5】図 5 は、特許文献 2 に開示されている電気車駆動制御装置の構成を示す図である。

【図 6】図 6 は、図 5 に示したフィルタ装置のフィルタ特性を説明する図である。

【図 7】図 7 は、図 4 に示す電気車駆動制御装置においてコンデンサに短絡故障が発生して短絡電流が流れる場合を説明するための図である。

【図 8】図 8 は、図 5 に示す電気車駆動制御装置において架線側のコンデンサに短絡故障が発生して短絡電流が流れる場合を説明するための図である。

【図 9】図 9 は、本発明の実施の形態 2 に係る電気車駆動制御装置の一構成例を示す図である。

10

【図 10】図 10 は、1 段構成のフィルタ装置において、フィルタリアクトルよりも架線側に特定周波数バイパス用フィルタを挿入した場合の一例を示す図である。

【図 11】図 11 は、1 段構成のフィルタ装置において、フィルタリアクトルよりも負荷側に特定周波数バイパス用フィルタを挿入した場合の一例を示す図である。

【図 12】図 12 は、磁気結合したフィルタリアクトルを使用した 2 段構成のフィルタ装置において、第 2 のフィルタリアクトルよりも架線側に特定周波数バイパス用フィルタを挿入した場合の一例を示す図である。

【図 13】図 13 は、磁気結合したフィルタリアクトルを使用した 2 段構成のフィルタ装置において、第 1 のフィルタリアクトルよりも負荷側に特定周波数バイパス用フィルタを挿入した場合の一例を示す図である。

20

【図 14】図 14 は、磁気結合していないフィルタリアクトルを使用した 2 段構成のフィルタ装置において、第 2 のフィルタリアクトルよりも架線側に特定周波数バイパス用フィルタを挿入した場合の一例を示す図である。

【図 15】図 15 は、磁気結合していないフィルタリアクトルを使用した 2 段構成のフィルタ装置において、第 1 のフィルタリアクトルよりも負荷側に特定周波数バイパス用フィルタを挿入した場合の一例を示す図である。

【図 16】図 16 は、図 12 に示すフィルタ構成装置において、25 Hz 付近の減衰率を改善したフィルタ特性を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0014】

30

以下に添付図面を参照し、本発明の実施の形態にかかるフィルタ装置および電気車駆動制御装置について説明する。なお、以下に示す実施の形態により本発明が限定されるものではない。

【0015】

実施の形態 1 .

図 1 は、本発明の実施の形態 1 に係る電気車駆動制御装置の一構成例を示す図である。実施の形態 1 に係る電気車駆動制御装置は、主要な構成部として、フィルタ装置 5、インバータ 6、モータ（誘導電動機または同期電動機）7 を備えて構成される。フィルタ装置 5 は、直流電力の電力供給源側に設けられた遮断器 4 とインバータ 6 との間に配置され、第 1 ～ 第 3 のフィルタリアクトル（51a ～ 51c）、第 1 および第 2 のフィルタコンデンサ（52a, 52b）および、回路切断部としてのヒューズ 53 を備えて構成される。ヒューズ 53 は、定格電流より大きい電流が流れると溶けて、回路を切る。回路切断部としては、定格電流より大きい電流が流れた場合に回路を切るものであれば、ヒューズでなくともよい。

40

【0016】

図 1 において、直流電力の電力供給源である架線 1 とレール 2 との間に印加された直流電圧は、直流電圧の高電位側に集電器 3 が接触して、遮断器 4 およびフィルタ装置 5 を介して、インバータ 6 の直流部の高電位側母線 55a に印加される。インバータ 6 の直流部の低電位側母線 55b が車輪 8 を介してレール 2 に接続される。インバータ 6 は、受電する直流電力を可変電圧可変周波数制御（VVVF 制御）または固定電圧可変周波数制御（

50

C V V F 制御)された交流電力に変換し、車両駆動用のモータ 7 に供給する。フィルタ装置 5 は、インバータ 6 が発生するノイズ電流を除去し、架線 1 にノイズ電流が流れ出ることを防止するものである。

【0017】

図 1 に示す第 1 および第 2 のフィルタリアクトル (5 1 a , 5 1 b) は、中間タップ付きのリアクトルによって構成され、中間タップ位置によって、2 つのインダクタンス要素、すなわち第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a および第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b に分割される。中間タップ付きのリアクトルの中間タップよりもインバータ側が第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a であり、中間タップよりも電力供給源側が第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b である。なお、第 1 のフィルタリアクトルと第 2 のフィルタリアクトルを別のリアクトルとして構成してもよい。2 個の別のリアクトルで構成する場合には、互いに磁氣的に結合させてもよいし、磁氣的に結合させなくてもよい。

10

【0018】

第 1 および第 2 のフィルタリアクトル (5 1 a , 5 1 b) は、インバータ 6 の直流部の高電位側母線 5 5 a に接続される。中間タップ付きリアクトルなので、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a および第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b は磁氣的に結合されている。

【0019】

第 1 のフィルタコンデンサ 5 2 a の一端は、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a の一端が接続するインバータ 6 の直流部の高電位側母線 5 5 a に接続され、第 1 のフィルタコンデンサ 5 2 a の他端はインバータ 6 の直流部の低電位側母線 5 5 b に接続される。つまり、第 1 のフィルタコンデンサ 5 2 a はインバータ 6 の直流部に並列に設けられる。この第 1 のフィルタコンデンサ 5 2 a は、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a と共に第 1 段目のフィルタ回路 (Low Pass Filter: L P F 回路) を構成する。第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a を単にフィルタリアクトルとも呼び、第 1 のフィルタコンデンサ 5 2 a を単にフィルタコンデンサとも呼ぶ。

20

【0020】

ヒューズ 5 3 の一端は第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a と第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b との接続点 5 4 から引き出された中間タップ 5 7 に接続され、ヒューズ 5 3 の他端は第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b の一端に接続され、第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b の他端は第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c の一端に接続され、第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c の他端は低電位側母線 5 5 b に接続される。すなわち、第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b 、ヒューズ 5 3 、第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b および第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c が直列に接続した直列回路部 5 6 は、中間タップ 5 7 を介して架線 1 と低電位側母線 5 5 b との間に接続されるように構成される。

30

【0021】

第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b 、ヒューズ 5 3 、第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b および第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c による直列回路部 5 6 は、第 2 段目のフィルタ回路 (L P F 回路) を構成する。第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b は直列回路部を構成するインダクタンス要素であり、ヒューズ 5 3 は回路切断部であり、第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b はキャパシタンス要素である。第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a と第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b との接続点 5 4 で、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a の直流電力の電力供給源側の一端が直列回路部 5 6 に接続する。

40

【0022】

なお、図 1 では、直列回路部 5 6 に含まれるヒューズ 5 3 、第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b および第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c の夫々がこの順で直列接続している。そして、これらを直列接続したものが中間タップ 5 7 と低電位側母線 5 5 b との間に接続されるように配置している。これら各要素の接続順序を入れ替えてもよい。例えば、高電位側からヒューズ 5 3 、第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c 、第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b の順序で配置するようにしてもよい。ただし、後述する第 2 のフィルタコンデンサの短絡故障後に修理する際などには、ヒューズが切れているので、第 2 のフィルタコンデンサが

50

アース電位になり、作業が容易になる。そのため、ヒューズは、図 1 のように高電位側に配置することが好ましい。

【 0 0 2 3 】

図 2 は、図 1 に示すフィルタ装置 5 の等価回路を示す図である。図 2 において、 L_1 、 L_2 は第 1 および第 2 のフィルタリアクトル (5 1 a , 5 1 b) の自己インダクタンスであり、 M は第 1 および第 2 のフィルタリアクトル (5 1 a , 5 1 b) 間の相互インダクタンスであり、 L_3 は、第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c の自己インダクタンスであり、 C_1 、 C_2 は第 1 および第 2 のフィルタコンデンサ (5 2 a , 5 2 b) の静電容量である。なお、 R_3 はヒューズ 5 3、第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b と第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c を有する回路の抵抗成分である。

10

【 0 0 2 4 】

つぎに、図 2 の等価回路によるシミュレーション結果について説明する。図 3 は、図 2 の等価回路によるシミュレーション結果を示す図 (グラフ) である。図 3 において、実線は L_1 、 L_2 を均等にしなかった場合の減衰率波形であり、破線は L_1 、 L_2 を均等にできなかった場合の位相波形であり、一点鎖線は L_1 、 L_2 を均等にした場合の減衰率波形であり、二点鎖線は L_1 、 L_2 を均等にした場合の位相波形である。なお、以後の説明では、直列回路部の抵抗成分 R_3 の値は非常に小さいためこれを無視することにする。また、第 1 および第 2 のフィルタリアクトル (5 1 a , 5 1 b) の磁気結合によって中間タップ 5 7 に流れる電流に対して生ずる負のインダクタンス成分 ($-M$) は、第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c のインダクタンス成分 (M) によって打ち消され、中間タップ 5 7 と低電位側母線 5 5 b の間の回路のインダクタンス値はゼロまたは十分に小さくなると仮定する。つまり、第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c は、第 1 および第 2 のフィルタリアクトル (5 1 a , 5 1 b) の磁気結合によって中間タップ 5 7 に流れる電流に対して生ずる負の等価インダクタンス成分を補償する結合補償インダクタンス要素である。

20

【 0 0 2 5 】

まず、インバータ 6 側からフィルタ装置 5 に流入する電流を I_{in} とし、フィルタ装置 5 から架線 1 側に流出する電流を I_{out} とするとき、出力電流 I_{out} と入力電流 I_{in} との比で表せるノイズ電流抑制比 (I_{out} / I_{in}) は、次式で表すことができる。抑制比を減衰率とも呼ぶ。

【 0 0 2 6 】

30

【 数 1 】

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{\omega^4 L_{1M} L_{2M} C_1 C_2 - \omega^2 \{ L C_1 + L_{1M} C_2 \} + 1} \quad \dots(1)$$

【 0 0 2 7 】

上式において、 L_{1M} および L_{2M} は、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a の等価インダクタンスおよび、第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b の等価インダクタンスであり、 $L_{1M} = L_1 + M$ 、 $L_{2M} = L_2 + M$ で表される。なお、 L は第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a の等価インダクタンス L_{1M} と、第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b の等価インダクタンス L_{2M} との和を意味する。この L と L_{1M} と L_{2M} との間、もしくは、 L_1 と L_2 との間には、 $L = L_{1M} + L_{2M} = L_1 + L_2 + 2M$ の関係がある。

40

【 0 0 2 8 】

ノイズ電流の減衰率を大きくするためには、上記 (1) 式の分母を大きくする必要があるが、2つの共振周波数を境界とする周波数領域によって、支配的となる項が異なる。ここで、上記 (1) 式の分母が零となる周波数、すなわち共振周波数 ω_R は、次式で表すことができる。

【 0 0 2 9 】

【数 2】

$$\omega_R = \sqrt{\frac{(LC_1 + L_{1M}C_S) \pm \sqrt{(LC_1 + L_{1M}C_S)^2 - 4L_{1M}L_{2M}C_1C_S}}{2L_{1M}L_{2M}C_1C_S}} \quad \dots(2)$$

【0030】

上記(2)式において、マイナス(−)符号を選択したときの周波数が低域側の共振周波数(ω_{R_LOW} とする)であり、プラス(+)符号を選択したときの周波数が高域側の共振周波数(ω_{R_HIGH} とする)である。これら、低域側もしくは高域側の共振周波数 ω_{R_LOW} , ω_{R_HIGH} の存在は、下記表1のように、減衰率に最も影響を与える項を異ならせ、また、減衰率を極大にする方法をも異ならせる。

10

【0031】

【表 1】

	周波数領域	減衰率に最も影響を与える項	減衰率を極大にする方法
領域(1)	0Hz $\sim\omega_{R_LOW}$	$\omega^4 L_{1M} L_{2M} C_1 C_S$	$L_{1M} = L_{2M}, C_1 = C_S$
領域(2)	$\omega_{R_LOW} \sim \omega_{R_HIGH}$	$-\omega^2 \{LC_1 + L_{1M}C_S\}$	$L_{1M} \ll L_{2M}, C_1 \ll C_S$
領域(3)	$\omega_{R_HIGH} \sim$	$\omega^4 L_{1M} L_{2M} C_1 C_S$	$L_{1M} = L_{2M}, C_1 = C_S$

20

【0032】

表1において、領域(1), (3)では、(1)式における周波数 ω の4次の項の係数が2次の項の係数に対して大きい場合に、減衰率が大きくなる。逆に、領域(2)では、4次の項の係数が2次の項の係数に対して小さい場合に、減衰率が大きくなる。このように、領域(1), (3)と領域(2)とでは、それぞれが相反する要求であり、全ての領域において減衰率を極大にするような解は存在しない。しかしながら、表1および図3を考察すれば、以下の事項が明らかである。

【0033】

30

・ $L_{1M} = L_{2M}$ ($L_1 = L_2$ と同じ意味)、かつ、 $C_1 = C_S$ とすれば、2つの共振周波数 ω_{R_LOW} , ω_{R_HIGH} は互いに近づくため、領域(2)を狭くすることができる。

・ 領域(3)の方が領域(2)に比べて、周波数帯域が広い。

・ 領域(2)の減衰率は制御による減衰が可能な領域である。

【0034】

よって、領域(3)において、減衰率が極大となる条件、すなわち $L_1 = L_2$ 、かつ、 $C_1 = C_S$ とすれば、実用上、ノイズ電流の減衰率を極大化することが可能となる。なお、図3のシミュレーション結果にも、 $L_1 = L_2$ とすることによる領域(3)における減衰率の改善効果が示されている。

【0035】

40

ところで、第1および第2のフィルタリアクトル(51a, 51b)のインダクタンスを均等化することは、別の観点の問題を生じさせる。この問題については、図4から図8の図面を参照して説明する。

【0036】

図4は、上記特許文献1などに開示されている電気車駆動制御装置の構成を示す図である。図4に示す電気車駆動制御装置は、フィルタリアクトル51Xとフィルタコンデンサ52Xとによる1段構成のフィルタ装置5Xを有する構成である。

【0037】

図5は、上記特許文献2に開示されている電気車駆動制御装置の構成を示す図である。図5に示す電気車駆動制御装置のフィルタ装置5Yにおいて、符号を同じくする構成部は

50

、上述してきた実施の形態 1 に係るフィルタ装置 5 と同一である。実施の形態 1 に係るフィルタ装置 5 との相違点は、回路切断部としてのヒューズ 5 3 を備えていない点にある。

【 0 0 3 8 】

図 6 は、図 5 に示したフィルタ装置 5 Y のフィルタ特性を説明する図であり、インバータで発生するノイズ電流がどれだけ直流架線電流に残留するかのゲイン（減衰率）を示した図（グラフ）である。図 4 に示すような 1 段構成のフィルタでは、破線 5 6 のような特性であるが、磁気結合されたフィルタリアクトルを使用してフィルタを 2 段構成とするだけでは、磁気結合により発生する負の等価インダクタンスのために、実線 5 7 に示すように高周波数域でのゲイン特性が悪化する。そこで、本願発明や図 5 のように負の等価インダクタンスを打ち消す第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c を接続すれば、一点鎖線 5 8 に示すように高周波数域でのゲイン特性が 2 段フィルタの本来の性能に改善される。

10

【 0 0 3 9 】

図 7 は、図 4 に示す電気車駆動制御装置においてコンデンサに短絡故障が発生して短絡電流が流れる場合を説明するための図である。図 8 は、図 5 に示す電気車駆動制御装置において架線側のコンデンサに短絡故障が発生して短絡電流が流れる場合を説明するための図である。1 段構成であるフィルタ装置 5 X の場合、図 7 に示すように、インバータ 6 もしくはフィルタコンデンサ 5 2 X が短絡故障した場合でも、フィルタリアクトル 5 1 X が十分に大きいため、故障時に発生する短絡電流の上昇速度を抑制することができる。それ故に、遮断器 4 は短絡電流がより上位の遮断器が動作する大きさになる前に、短絡電流を遮断することができる。

20

【 0 0 4 0 】

図 5 に示す 2 段構成のフィルタ装置 5 Y でも、第 1 のフィルタコンデンサ 5 2 a が短絡故障を起こした場合であれば、短絡故障を起こした第 1 のフィルタコンデンサ 5 2 a を流れる電流は、第 1 および第 2 のフィルタリアクトル（5 1 a , 5 1 b）の双方を流れるので、図 4 に示す 1 段構成のフィルタ装置 5 X と同様な状況になり、大きな問題は生じない。

【 0 0 4 1 】

一方、第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b が短絡故障した場合に流れる短絡電流は、図 8 に示すように、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a を通らないで流れることになる。したがって、この短絡電流を抑制する働きは、第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b および第 3 のフィルタリアクトル 5 1 c が担うことになる。

30

【 0 0 4 2 】

ところが、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a と第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b の巻数を同じにし、磁気回路の結合係数が 1 に十分近いとすると、 $L_1 = L_2 = M$ が成立する。したがって、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a と第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b のインダクタンスの和 L は、以下となる。

【 0 0 4 3 】

$$L = L_{1M} + L_{2M} = L_1 + L_2 + 2M = 4L_1 = 4L_2 = 4M$$

【 0 0 4 4 】

また、上式を変形すると、以下となる。

40

【 0 0 4 5 】

$$L_1 = L_2 = M = L / 4$$

【 0 0 4 6 】

つまり、インダクタンスの和 L が、1 段構成のリアクトルのインダクタンスと同じとすると、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a の自己インダクタンス L_1 、第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b の自己インダクタンス L_2 および相互インダクタンス M は、1 段構成の場合のインダクタンス L の $1/4$ となる。これは、以下のように考えてもよい。1 段構成と同じインダクタンスを得るためには、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 a と第 2 のフィルタリアクトル 5 1 b の巻数を 1 段構成の場合の半分にすればよく、インダクタンスは巻数比の 2 乗に比例するので、自己インダクタンスおよび相互インダクタンスは $1/4$ になる。

50

【 0 0 4 7 】

第3のフィルタリアクトル5 1 cのインダクタンスは、相互インダクタンスMと同程度（略等しい）の値に設定されているため、 $1/4$ 程度となる。よって、第2のフィルタリアクトル5 1 bのインダクタンスと第3のフィルタリアクトル5 1 cのインダクタンスの合計は、1段構成の場合の $1/2$ 程度である。よって、短絡故障を起こした第2のフィルタコンデンサ5 2 bに流れる電流の上昇率が、第1のフィルタコンデンサ5 2 aが短絡故障を起こした場合の2倍程度になる。そのため、遮断器4よりも上位系統側にある遮断器を動作させてしまう可能性が、第1のフィルタコンデンサ5 2 aが短絡故障の場合よりも高くなる。上位系統側にある遮断器を動作させてしまった場合には、他の電気車に対する給電も停止させてしまうので、鉄道事業者全体の車両運行に大きな支障を来す。

10

【 0 0 4 8 】

したがって、図5に示すような2段構成のフィルタを採用する場合、従来の考え方では、第2のフィルタリアクトル5 1 bのインダクタンスを第1のフィルタリアクトル5 1 aのインダクタンスよりも十分に大きくすることが必要になる。しかしながら、第2のフィルタリアクトル5 1 bのインダクタンスを第1のフィルタリアクトル5 1 aのインダクタンスよりも大きくすることでは、最適なノイズ電流抑制効果が得られない。

【 0 0 4 9 】

よって、第2のフィルタコンデンサ5 2 bの短絡故障を想定しつつ、最適なノイズ電流抑制効果を得るためには、第3のフィルタリアクトル5 1 cとして電容量の大きなものを採用し、かつ、第1および第2のフィルタリアクトル（5 1 a, 5 1 b）の双方共にインダクタンスの大きなものを採用することが考えられる。しかしながら、このような考えでは、フィルタリアクトルやフィルタコンデンサが大型化してしまい、望ましくない。

20

【 0 0 5 0 】

これに対し、実施の形態1のフィルタ装置では、中間タップ5 7と低電位側母線5 5 bとの間に第2のフィルタコンデンサ5 2 bに直列接続される回路切断部としてのヒューズ5 3を接続することとしたので、電力供給源である架線1との間に十分な大きさのインダクタンス要素を有しないで接続されるキャパシタンス要素である第2のフィルタコンデンサ5 2 bが短絡故障した場合でも、第2のフィルタコンデンサ5 2 bを通じて流れる短絡電流をヒューズ5 3にて速やかに遮断できるという効果がある。

【 0 0 5 1 】

電気車の場合、一般的に、インバータの主回路電流は定格で数百Aに達する。一方、中間タップ5 7からの電流は数Aから大きくても数十A（定格の $1/10$ 以下）であるので、ヒューズ5 3の電流定格は十分に小さくできる。このため、ヒューズ5 3の電流定格を、例えば遮断器4に流れる最大電流の概略 $1/20$ 以上、かつ、 $1/10$ 以下に設定しておけばよい。この場合、ヒューズ5 3は、短絡電流が発生するや否や、即座に自身が溶断して、短絡電流を遮断することができるので、インバータ6やモータ7などに与える回路動作上の影響を小さくでき、電気車システムとしての信頼性を高めることができる。

30

【 0 0 5 2 】

また、ヒューズ5 3が溶断した場合、インバータ6やモータ7の故障ではなく、第2のフィルタコンデンサ5 2 bの短絡故障であることが速やかに判別できるので、装置の復旧を速やかに行うことができるという効果がある。なお、ヒューズ5 3が溶断したか否かの判定は容易であり、例えばヒューズ5 3の両端電圧をモニタすることで実現できる。

40

【 0 0 5 3 】

また、実施の形態1のフィルタ装置では、2段構成のフィルタ装置とする場合であっても、第1および第2のフィルタリアクトル（5 1 a, 5 1 b）のインダクタンスを大きな値にせず、かつ、これらの値を均等に設定することができるので、所要のフィルタ特性を確保しつつ、フィルタ装置の小型化が可能になる。

【 0 0 5 4 】

また、実施の形態1のフィルタ装置では、第1のフィルタリアクトルと第2のフィルタリアクトルが磁氣的に結合しているので、同じインダクタンス値を得るために必要な巻き

50

数を磁気結合させない場合よりも小さくでき、第 1 および第 2 のフィルタリアクトルを小型化できる。磁気結合させることにより必要になる第 3 のフィルタリアクトルのサイズは、第 1 のフィルタリアクトルおよび第 2 のフィルタリアクトルよりもかなり小さい。したがって、第 1 および第 2 のフィルタリアクトルの小型化の効果の方が大きく、全体としてフィルタ装置を小型化できる。なお、第 3 のフィルタリアクトルのサイズが小さい理由は、流れる電流が $1/10$ 以下なので、巻線の線径を小さくできるからである。

【0055】

なお、ヒューズ 53 が溶断しても、ノイズ減衰特性は 1 段構成のフィルタと同等になる。このため、ノイズの影響が小さい時間帯を選ぶなどの対策を取れば、自力走行が可能となり、鉄道事業者の車両運行に与える影響を小さくすることが可能となる。

10

【0056】

また、ヒューズ 53 を溶断したことを検知したときに、溶断したヒューズを含む電気車駆動制御装置（もしくは当該電気車駆動制御装置が搭載された車両）に電力を供給する経路上にある遮断器 4 を開放しておけば、故障していない他の電気車駆動制御装置を動作させて車両を走行させることができ、鉄道事業者の車両運行に与える影響を局限することが可能となる。

【0057】

2 段構成のフィルタ装置だけでなく、特定周波数領域のノイズ電流の減衰率を改善するためのインダクタンス要素とキャパシタンス要素とを有する特定周波数バイパス用フィルタが、電力供給源との間に十分な大きさのインダクタンス要素を有さないで接続される場合にも適用でき、同様な効果がある。以上のことは、他の実施の形態でも同様である。

20

【0058】

実施の形態 2 .

実施の形態 1 では、第 1 のフィルタリアクトルと第 2 のフィルタリアクトルが磁気的に結合した 2 段構成のフィルタ装置を使用した電気車駆動制御装置を示した。この実施の形態 2 では、磁気的に結合していない第 1 のフィルタリアクトルと第 2 のフィルタリアクトルを有する 2 段構成のフィルタ装置を使用する場合である。

【0059】

図 9 は、本発明の実施の形態 2 に係る電気車駆動制御装置の一構成例を示す図である。実施の形態 1 の場合の図 1 と異なる点だけを説明する。フィルタ装置 5 F は、磁気的に結合していない第 1 のフィルタリアクトル 5 1 f と第 2 のフィルタリアクトル 5 1 g とを有する。第 1 のフィルタリアクトル 5 1 f と第 2 のフィルタリアクトル 5 1 g のインダクタンス値は、同じである。第 1 のフィルタリアクトル 5 1 f と第 2 のフィルタリアクトル 5 1 g とが接続する接続点 5 4 F と低電位側母線 5 5 b との間に、ヒューズ 5 3 と第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b が直列に接続される。第 1 のフィルタリアクトル 5 1 f と第 2 のフィルタリアクトル 5 1 g とが磁気結合されていないので、フィルタ装置 5 F は、磁気結合による負の等価インダクタンス成分を補償する結合補償インダクタンス要素を有しない。

30

【0060】

直列回路部 5 6 F は、直列に接続された、第 2 のフィルタリアクトル 5 1 g（インダクタンス要素）、ヒューズ 5 3（回路切断部）および第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b（キャパシタンス要素）を有する。第 1 のフィルタリアクトル 5 1 f と第 2 のフィルタリアクトル 5 1 g との接続点 5 4 F で、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 f の直流電力の電力供給源側の一端が直列回路部 5 6 F に接続する。

40

【0061】

この実施の形態 2 でも、実施の形態 1 と同様に動作する。中間タップ 5 7 と低電位側母線 5 5 b との間に第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b に直列接続される回路切断部としてのヒューズ 5 3 を接続することとしたので、第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b が短絡故障した場合でも、第 2 のフィルタコンデンサ 5 2 b を通じて流れる短絡電流をヒューズ 5 3 により速やかに遮断できるという効果がある。そのため、第 1 のフィルタリアクトル 5 1 f

50

と第2のフィルタリアクトル51gのインダクタンス値を同じにして、高周波域での減衰特性を大きくすることができる。

【0062】

実施の形態3.

フィルタ装置では、特定周波数領域のノイズ電流の減衰率を改善するため、例えば、図10～図15に示すような特定周波数バイパス用フィルタ50を接続することがある。この場合、特定周波数のノイズ電流をバイパスして除去する特定周波数バイパス用フィルタ50を構成するコンデンサ、リアクトルを適切に選択することにより、減衰させる周波数を特定周波数に合わせ、かつ所望の減衰量を得ることが可能となる。ここで、図10に示すフィルタ装置5Hは、1段構成のフィルタ装置において、フィルタリアクトル51Xよりも架線側に特定周波数バイパス用フィルタ50を挿入した場合の一例である。図11に示すフィルタ装置5Jは、フィルタリアクトル51Xよりも負荷側に特定周波数バイパス用フィルタ50を挿入した場合の一例である。また、図12に示すフィルタ装置5Kは、磁気結合したフィルタリアクトルを使用した2段構成のフィルタ装置において、第2のフィルタリアクトル51bよりも架線（系統）側に特定周波数バイパス用フィルタ50を挿入した場合の一例である。図12に示すフィルタ装置5Nは、第1のフィルタリアクトル51aよりも負荷側に特定周波数バイパス用フィルタ50を挿入した場合の一例である。さらに、図14に示すフィルタ装置5Pは、磁気結合していないフィルタリアクトルを使用した2段構成のフィルタ装置において、第2のフィルタリアクトル51gよりも架線（系統）側に特定周波数バイパス用フィルタ50を挿入した場合の一例である。図15に示すフィルタ装置5Qは、第1のフィルタリアクトル51fよりも負荷側に特定周波数バイパス用フィルタ50を挿入した場合の一例である。

【0063】

特定周波数バイパス用フィルタ50は、バイパス回路切断部であるヒューズ53Z、バイパス用キャパシタンス要素であるバイパス用コンデンサ52Z、バイパス用インダクタンス要素であるバイパス用リアクトル51Z、特定周波数のノイズ電流が流れすぎること防止する限流抵抗58を直列に接続したものである。バイパス用リアクトル51Zのインダクタンス値とバイパス用コンデンサ52Zの静電容量値は、特定周波数および流れるノイズ電流の大きさから決める。

【0064】

図10に示すフィルタ装置5Hでは、特定周波数バイパス用フィルタ50が直列回路部56Hでもある。ヒューズ53Zが回路切断部であり、バイパス用リアクトル51Zが直列回路部のインダクタンス要素でもあり、バイパス用コンデンサ52Zがキャパシタンス要素でもある。第1のフィルタリアクトル51Xの電力供給源側の一端が直列回路部56Hの一端に接続する接続点54Hは、ヒューズ53Zの一端と第1のフィルタリアクトル51Xとが接続する点である。

【0065】

ヒューズ53Zが切れた際にバイパス用コンデンサ52Z、バイパス用リアクトル51Zが低電位側になり作業しやすいので、ヒューズ53Zは高電位側に設けることが望ましい。

【0066】

例えば、図3で示したように2段構成のフィルタにて L_1 と L_2 を均等にすると、高域側のノイズ電流は減衰できるが、低域側（図3の例では、15Hz～60Hz付近）では逆に増加してしまう。例えば25Hz付近のノイズで誤動作を起こす信号機などが存在する場合は、25Hz付近の減衰率が大きいフィルタ装置が望まれる。このような場合において、例えば図12のように特定周波数バイパス用フィルタ50を接続すると、そのフィルタ特性は、図16に一点鎖線で示すように25Hz付近における所要の減衰率を確保することができる。

【0067】

なお、特定周波数バイパス用フィルタ50も用途によっては、フィルタリアクトル51

10

20

30

40

50

Xあるいは、第1および第2のフィルタリアクトル(51a, 51b)よりも系統側に接続する場合がある(図10、図12および図14の例)。そのような場合に、上述したコンデンサ故障時の短絡電流の問題を解決するため、ヒューズをコンデンサに直列に接続する必要がある。ヒューズ53Zをバイパス用コンデンサ52Zに直列に接続することにより、バイパス用コンデンサ52Zが短絡故障した場合でも、バイパス用コンデンサ52Zを通じて流れる短絡電流をヒューズ53Zにより速やかに遮断できるという効果がある。

【0068】

また、フィルタリアクトル51Xあるいは、第1および第2のフィルタリアクトル(51a, 51b)よりも負荷側に接続する場合でも(図11、図13および図15の例)、ヒューズを接続する構成が好ましい。特定周波数バイパス用フィルタ50にヒューズを設ける構成としておけば、特定周波数バイパス用フィルタ50のフィルタ要素の故障とインバータ6の故障とを切り分けることができ、電気車システムとしての信頼性を高めることができ、また、車両運行に与える影響を小さくすることができるという効果がある。

【0069】

実施の形態4.

実施の形態4では、インバータ6に用いられるスイッチング素子の素材とフィルタ特性との関係について説明する。インバータ6に用いられるスイッチング素子としては、珪素(Si)を素材とする素子(Si素子)が一般的であるが、最近では、このSi素子に替えて、炭化珪素(SiC)を素材とするスイッチング素子(SiC素子)が注目されている。

【0070】

SiC素子は、Si素子と比較して、熱伝達率が大きい、高温での動作が可能、スイッチング周波数を高めてもスイッチング損失が小さいといった優れた特性を有している。しかし、その反面、SiC素子を使用すると高周波ノイズが増えるとも言われている。

【0071】

一方、上述してきた2段構成のフィルタは、1段構成のフィルタに比べて高周波側のノイズ減衰率は小さいが、低周波側のノイズ減衰率が大きいという特性がある。よって、SiC素子を使用することによるスイッチング周波数の増加は、2段構成のフィルタを採用する本実施の形態のフィルタ装置の重要性をより大きくする。

【0072】

また、本実施の形態のような電気車駆動制御装置用のフィルタ装置にとって、高周波ノイズの増加は、信号機器や保安機器に与える影響が大きいため、非常に重要な問題である。しかしながら、本実施の形態のような2段構成のフィルタは、高周波側の減衰特性に優れているため、SiC素子を採用する最近の技術動向に合致する。

【0073】

以上のように、2段構成のフィルタを採用する本実施の形態のフィルタ装置にとって、インバータ6のスイッチング素子としてSiC素子を用いれば、SiC素子の特徴を活用するのに好適であり、SiC素子の恩恵を受けることができる。

【0074】

なお、SiCは、Siよりもバンドギャップが大きいという特性を捉えて、ワイドバンドギャップ半導体と称される半導体の一例である。このSiC以外にも、例えば窒化ガリウム系材料または、ダイヤモンドを用いて形成される半導体もワイドバンドギャップ半導体に属しており、SiC以外の他のワイドバンドギャップ半導体を用いてもよい。

【0075】

なお、上記の実施の形態1~3に示した構成は、本発明の構成の一例であり、別の公知の技術と組み合わせることも可能であるし、本発明の要旨を逸脱しない範囲で、一部を省略する等、変更して構成することも可能であることは言うまでもない。

【0076】

さらに、上記の実施の形態では、電気車駆動制御装置への適用を想定したフィルタ装置を対象として発明内容の説明を実施しているが、適用分野はこれに限られるものではなく

10

20

30

40

50

、電力供給源からの直流電力を受電する際に高圧側の直流母線に配置される遮断器とインバータとの間に介在し、インバータから電力供給源側に向かうノイズ電流の流出を抑止するように動作するフィルタ装置を有する構成に広く適用することが可能である。

【産業上の利用可能性】

【0077】

以上のように、本発明は、電気車駆動制御装置用のフィルタ装置として有用である。

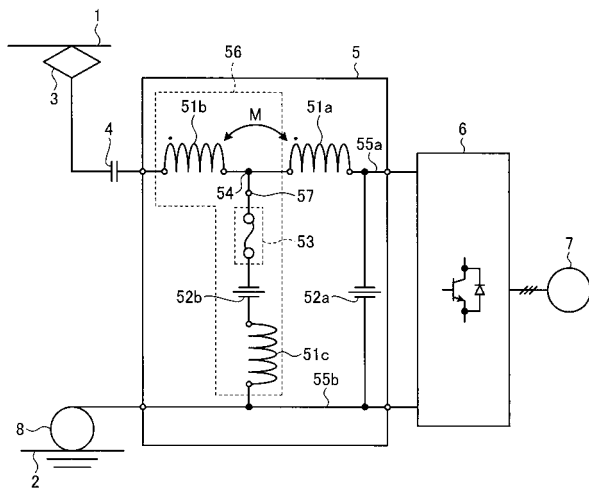
【符号の説明】

【0078】

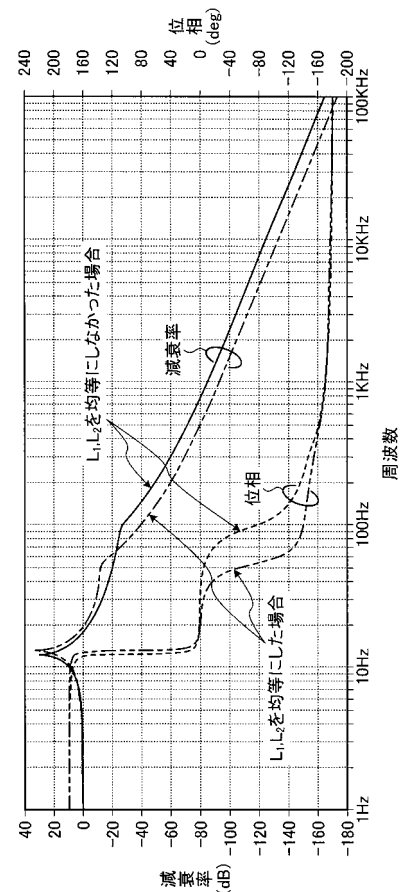
1 架線、2 レール、3 集電器、4 遮断器、5, 5X, 5Y, 5F, 5H, 5J, 5K, 5N, 5P, 5Q フィルタ装置、6 インバータ、7 モータ、50 特定周波数バイパス用フィルタ、51a 第1のフィルタリアクトル、51b 第2のフィルタリアクトル、51c 第3のフィルタリアクトル、51X フィルタリアクトル、51Z バイパス用リアクトル、52a 第1のフィルタコンデンサ、52b 第2のフィルタコンデンサ、52X フィルタコンデンサ、52Z バイパス用コンデンサ、53, 53Z ヒューズ、54, 54F, 54H 接続点、55a 高電位側母線、55b 低電位側母線、56, 56F, 56H 直列回路部、57 中間タップ、58 限流抵抗。

10

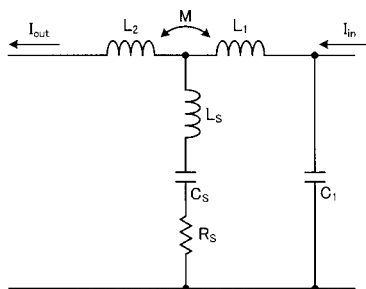
【図1】



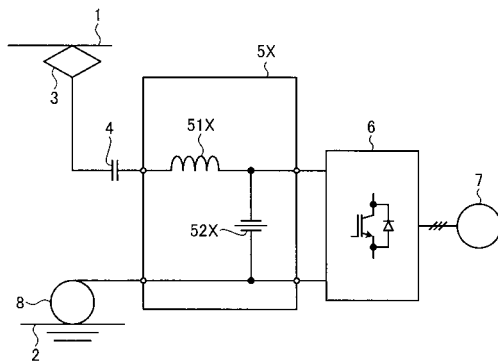
【図3】



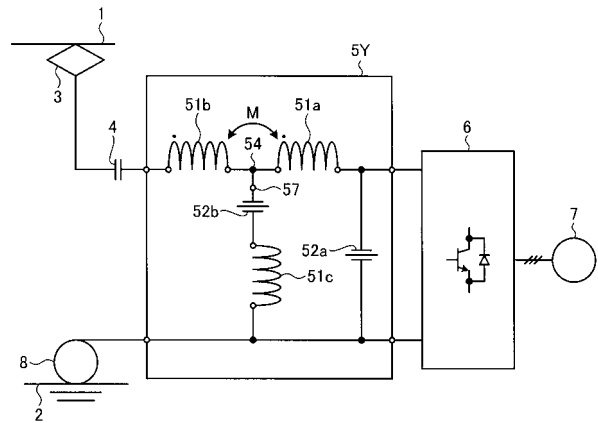
【図2】



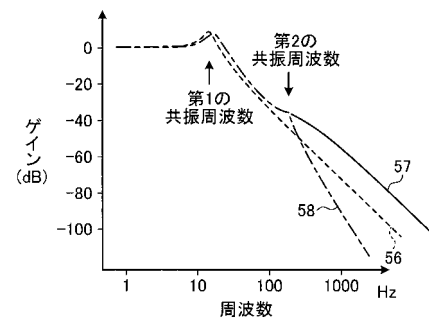
【図 4】



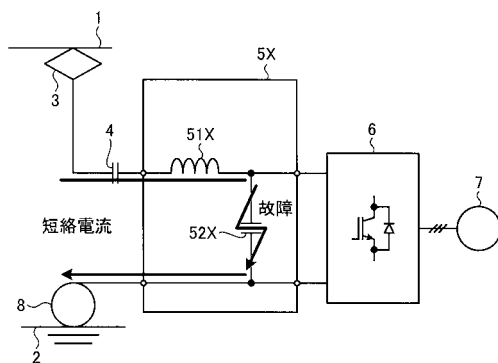
【図 5】



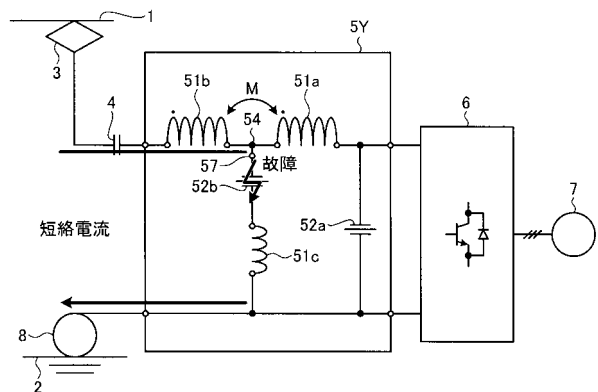
【図 6】



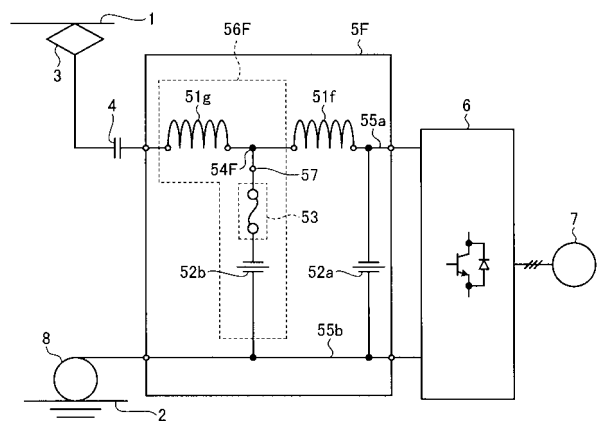
【図 7】



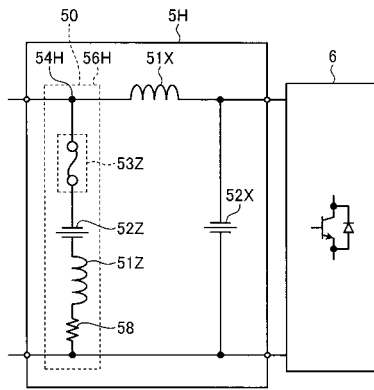
【図 8】



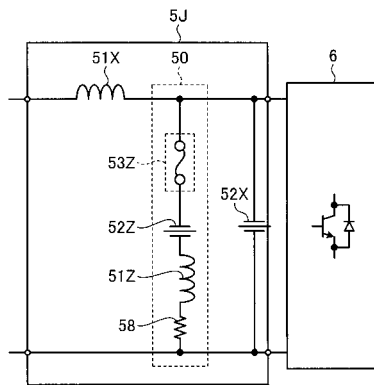
【図 9】



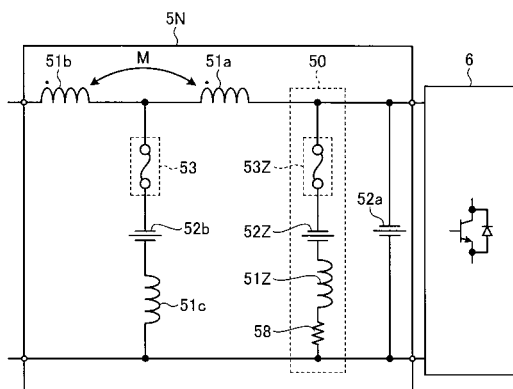
【図 10】



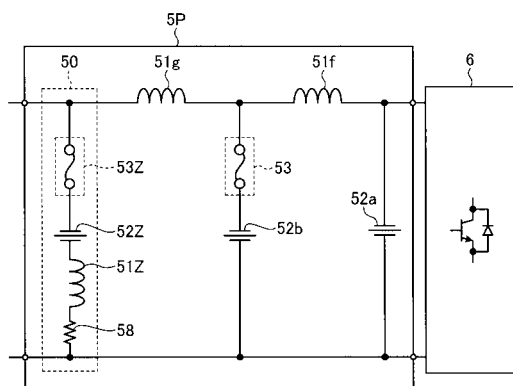
【図 11】



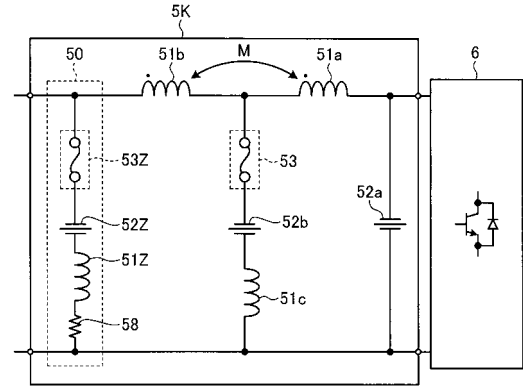
【図 13】



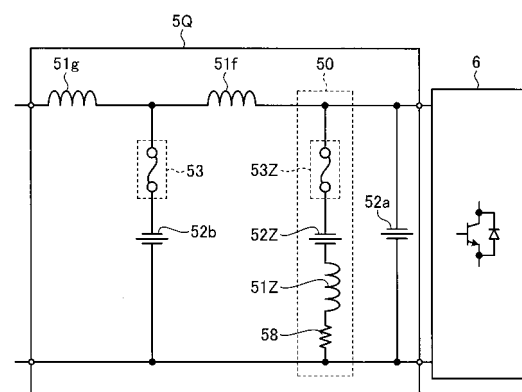
【図 14】



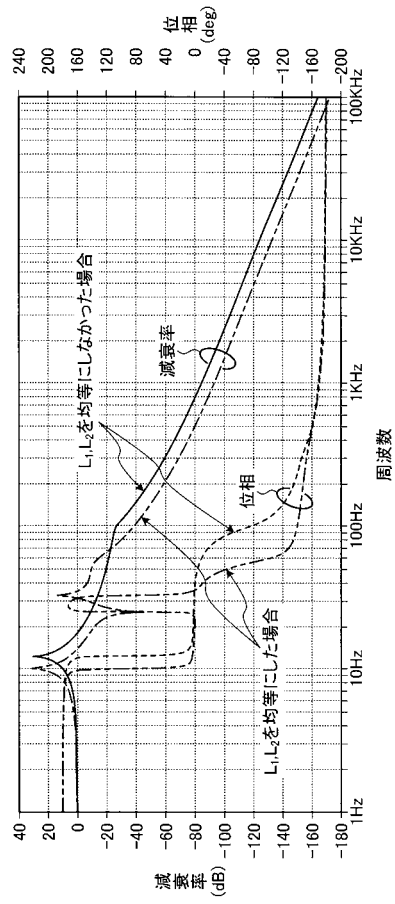
【図 12】



【図 15】



【図 16】



フロントページの続き

(72)発明者 宅野 嗣大

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 米岡 雄大

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

Fターム(参考) 5H125 AA05 AC02 BB00 CA00 CD04 DD10 EE16 FF03

5H770 AA04 BA03 DA03 JA10X JA11W JA13W JA17W KA01W LA05W

5J024 AA01 BA02 BA11 BA18 CA02 CA06 DA01 DA25 DA34 DA35

EA01 EA09 FA04 GA02 KA01