



パッシブおよびアクティブなフィルタによる電力変換装置のノイズ低減手法に関する研究

メタデータ	言語: Japanese 出版者: 公開日: 2020-07-07 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 東, 聖 メールアドレス: 所属:
URL	https://doi.org/10.24729/00016952

大阪府立大学博士論文

パッシブおよびアクティブなフィルタによる
電力変換装置のノイズ低減手法に関する研究

2020年 1月

東 聖

目次	
第1章 緒論	1
第2章 二重直列共振フィルタによる交流車両の高周波帰線電流ノイズ低減	5
2.1 緒言	5
2.2 フィルタ回路の構成と設計	7
2.2.1 直列共振フィルタ	7
2.2.2 二重直列共振フィルタ	8
2.3 二重直列共振フィルタによる実機検証	10
2.3.1 二重直列共振フィルタ単体の特性	10
2.3.2 コンバータ動作でのノイズ低減効果	11
2.4 結言	16
第3章 電気車用VVVFインバータのAMラジオノイズ対策およびノイズ電流シミュレーションモデル	18
3.1 緒言	18
3.2 主回路構成及びフィン接地線による対策	19
3.2.1 主回路構成	19
3.2.2 インバータシステム単体での評価	20
3.2.3 現車試験による評価	23
3.3 モータ接地線による対策	24
3.3.1 インバータシステム単体での評価	24
3.3.2 現車試験による評価	28
3.3.3 対策のまとめ	30
3.4 電流シミュレーションモデルの構築と検証	31
3.4.1 電流シミュレーションモデルの構築	31
3.4.2 電流シミュレーションモデルの妥当性検証	33
3.5 結言	34
第4章 エネルギー補償形アクティブ制御による電気車インバータの帰線電流ノイズ低減	36
4.1 緒言	36
4.2 制御構成とゲイン設計	37
4.2.1 コンデンサエネルギーとモータ瞬時パワーの関係	37
4.2.2 エネルギー補償形アクティブ制御の構成と設計	38
4.3 実機試験による検証	43
4.3.1 実機試験条件	43
4.3.2 エネルギー補償形アクティブ制御による効果検証	44

4.3.3	エネルギー補償形アクティブ制御の安定限界検証	47
4.4	結言	49
第5章	ノーマルモードとコモンモードの伝導ノイズを低減するアクティブノイズフィルタ	50
5.1	緒言	50
5.2	アクティブノイズフィルタの動作原理	51
5.3	回路構成と制御設計	52
5.3.1	回路構成概略	52
5.3.2	ハイパスフィルタ HPF	53
5.3.3	注入点フィルタ $C_{in} \cdot R_{in}$	53
5.3.4	V-I 変換	55
5.3.5	開ループボード線図と実測結果	56
5.4	インバータが発生するノイズの低減効果検証	58
5.4.1	試験セットアップ	58
5.4.2	タイムドメイン測定結果	59
5.4.3	周波数ドメイン測定結果	61
5.5	結言	64
第6章	結論	65
参考文献		67
謝辞		71

主要記号

L_{se}	直列共振フィルタにおけるリアクトルのインダクタンス値
C_{se}	直列共振フィルタにおけるコンデンサのキャパシタンス値
R_{se}	直列共振フィルタにおける抵抗の抵抗値
L_1	コンバータと直列共振フィルタ間に挿入されるリアクトルのインダクタンス値
L_p	二重直列共振フィルタにおけるリアクトルのインダクタンス値
C_p	二重直列共振フィルタにおけるコンデンサのキャパシタンス値
I_1	片側のレールに流れる電流
I_2	他方側のレールに流れる電流
a	ループコイル辺長（レールと垂直側）
b	ループコイル辺長（レールと並行側）
d_1	レールからループコイルまでの距離
d_2	他方側のレールからループコイルまでの距離
μ_0	真空の透磁率
N	ループコイルのターン数
F	ループアンテナのアンテナファクタ
H	磁界
x	ループアンテナおよびスペクトラムアナライザによる電力測定値
y	x の電力換算値
z	y の電圧換算値
v	z の dB_μV 単位換算値
P_m	極対数
M	相互インダクタンス
R_s	1次抵抗
R_r	2次抵抗
L_r	2次インダクタンス
T_r	2次時定数
φ_{dr}	d軸磁束
i_{ds}	d軸電流
i_{qs}	q軸電流
ω_{rm}	モータ角速度
p	モータ瞬時パワー
C_{fl}	フィルタコンデンサ C_f のキャパシタンス値
L_{fl}	フィルタリアクトル L_f のインダクタンス値

R_{fl}	L_f に存在する直列抵抗成分
u_C	フィルタコンデンサ C_f の蓄積エネルギー
u_L	フィルタリアクトル L_f の蓄積エネルギー
v_{cf}	フィルタコンデンサ C_f の電圧
v_{dc}	v_{cf} の直流成分
v_{ac}	v_{cf} の交流成分
u_{Cac}	u_C の交流成分
i_q^*	q 軸電流指令
ℓ_s	1次漏れインダクタンス
ℓ_r	2次漏れインダクタンス
ω_{c1}	ハイパスフィルタ遮断角周波数
ω_{c2}	ローパスフィルタ遮断角周波数
d_{f1}	ハイパスフィルタダンピングファクタ
d_{f2}	ローパスフィルタダンピングファクタ
K_{ac}	エネルギー補償アクティブ制御ゲイン
i_n	ノーマルモード電流
i_c	コモンモード電流
v_{noise}	伝導ノイズ
C_y	浮遊容量
v_{Cy}	C_y に現れる高周波電圧
i_{com}	電圧-電流変換回路から出力する電流
i_{com}^*	電圧-電流変換回路から出力する電流指令信号 (回路上では電圧値として処理)
C_{in}	注入点フィルタにおけるコンデンサ
R_{in}	注入点フィルタにおける抵抗
v_{11}	ハイパスフィルタ (HPF) 出力信号
v_{22}	系統電源電圧
v_{33}	R_{in} の両端電圧
i_{cy}	C_y に流れる電流
C'	C_{in} と C_y の直列容量
R_{fl}	エミッタフォロワ出力フィードバック抵抗
C_{fl}	エミッタフォロワ出力フィードバックコンデンサ
L_{line}	i_{com} 注入経路の浮遊インダクタンス+コンデンサ C_{in} のリード線インダクタンス
i_{dis}	インバータにより発生するノイズ電流
C_1	ハイパスフィルタ部コンデンサ
R_1	ハイパスフィルタ部抵抗
R_{22}	ハイパスフィルタ部抵抗

v_{ANF} アクティブノイズフィルタの出力電圧

C_m モータ浮遊容量

第1章 緒論

近年の電力用半導体素子のさらなる高速化に伴い、スイッチング周波数の高周波化が進み、インバータが発生する EMI(Electro-magnetic Interference)ノイズは大きな問題となっている。EMI ノイズは電線を伝わる伝導ノイズや空中を伝わる放射ノイズに代表され、これらの発生量に対して国際的な法規制が発効されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。

同じく鉄道車両においても、電気車用駆動システムとして VVVF インバータ搭載機器が一般的となり、インバータが発生する電磁ノイズによる障害がないよう設計が求められている⁽⁴⁾⁻⁽⁸⁾。例として、電気車駆動のための負荷電流に重畳し、架線と軌道に伝導して流れる帰線電流ノイズが所定のレベルを超えると、軌道信号回路の軌道リレーなどに影響を及ぼすことが指摘されている⁽⁴⁾⁽⁹⁾。さて、ノイズとして問題となる周波数や許容レベルは信号回路により多様であり、電気車が発生する帰線電流ノイズに対して評価上注意を要する信号が複数存在する⁽⁷⁾⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。これまでの報告においても、例えば国内において実施されている代表的な車両での誘導障害対策とその課題が示されている⁽⁷⁾。鉄道車両の誘導障害試験において、誤動作が頻発する許容値の厳しい信号機器を周波数帯別に列挙し、その主な車両側のノイズ発生要因、ならびにノイズ抑制対策による車両性能や車体側への影響が示されている⁽⁷⁾。

さて、鉄道車両において、高周波のノイズを低減する場合には、パッシブフィルタによる対策が有効な手段となる。高周波を扱う信号回路の例として、一部の在来交流線に設置されている速度照査用の ATS(Automatic Train Stop)ループ (105 kHz) があり、ループコイルの誘起電圧が 11 mV を超えないレベルであることが評価される。すなわち電気車が発生する当該周波数のノイズが評価対象となる。また交流線であることから、電気車では主変圧器を介して 1 次側の高電圧を 2 次側に降圧してコンバータ回路が接続されるため、コンバータ及びインバータが発生するノイズ電流は主変圧器を介してレールに流出し帰線電流ノイズとなる。一方、主変圧器は巻線間浮遊容量の影響により高周波において複雑なインピーダンス特性をもつ⁽¹²⁾。主変圧器のインピーダンス特性の例として、100 kHz 帯にも共振点が存在し、当該共振点が 105 kHz に一致する場合には大きな共振電流が発生し、その結果、帰線電流ノイズを増長するという課題がある。

さらに、他の障害の例として AM ラジオノイズがあり⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾、当該ノイズの低減は、車内における乗客の AM ラジオ聴講を良好にするという旅客サービスの一環としても重要視される。従来報告では、直流電気車両が発生する 500 Hz 以下の帰線電流を対象とし、そのスペクトル形状と波高値を評価している⁽¹⁵⁾。また別の報告では、新幹線における ATC 装置に対する 2 kHz 以下の誘導障害を対象とし、その予測計算の高度化について報告されている⁽¹⁶⁾。しかしながら、AM ラジオ帯域を含む 500 k~1.5 MHz に着目したノイズ対策手法、並びにラジオノイズに起因する電流を対象とした回路シミュレーション手法に関する報告はこれまでない。したがって、上記ノイズ対策手法ならびに回路シミュレーション手法の確

立が課題である。

また、数 10Hz 等比較的低周波の帰線電流ノイズの発生要因として、インバータやセンサが完全に理想状態と成り得ず誤差を発生する点が挙げられ⁽¹⁷⁾、このような外乱によりインバータ基本周波数成分のパワーリップルが発生し、フィルタコンデンサとフィルタリアクトルを介して帰線電流ノイズが現れる。直流架線で電力供給される電気車において帰線電流ノイズを低減するには、一般にフィルタにより帰線電流ノイズに対する減衰を強化する方式がとられる。しかし減衰対象とする帰線電流ノイズが 25 Hz 等の低周波軌道回路に適用されるような帯域の場合、フィルタ定数を充分大きくする必要があり、電気車装置が大型化するという課題がある。また帰線電流ノイズを低減するために、フィルタリアクトル電流を検出する方式や⁽¹⁷⁾、別途設けたインバータとトランスにより高調波電圧を注入して帰線電流ノイズを低減する方式が報告されているが⁽¹⁸⁾、いずれも付加的なセンサや機器が必要になるという課題がある。

さて、鉄道車両に限らず一般論として、EMI ノイズを低減する手法としてはパッシブフィルタを接続することが挙げられるが、インバータシステム全体の体積及びコストのアップは避けられない。また、パッシブフィルタを構成するリアクトルとコンデンサの共振や、リアクトルの鉄芯における磁気飽和の問題があり、多様なインバータの運転モードを考慮した設計が求められる⁽¹⁹⁾。パッシブフィルタ以外による対策としては、能動素子を適用した「アクティブコモンノイズキャンセラ」⁽²⁰⁾⁽³²⁾や「アクティブ EMI フィルタ」⁽³³⁾⁽³⁴⁾が提案されている。アクティブコモンノイズキャンセラはインバータが発生するコモンモード電圧をトランジスタとコモンモードトランスにより除去し、モータ等の負荷を介して流れるコモンモード電流（漏れ電流）を抑制する。しかしながらコモンモードトランスによりコモンモード電圧を注入する必要があり、インバータの定格が比較的大きな機種に適用する場合、コモンモードトランスの体積・重量が課題となる。一方、アクティブ EMI フィルタはインバータの入力となる系統側のコモンモード電流を検出して当該電流をゼロとするようにトランジスタが動作する。コモンモード電流検出用のトランスも比較的小さなものでよいが、トランジスタは少なくともインバータの母線電圧以上の耐圧を必要とし、トランジスタにおける損失が課題となる。さらに、欧州 EN 規格⁽³⁵⁾が低減を要求する伝導ノイズは擬似電源回路網（LISN）により測定されるが、ノーマルモードとコモンモードの両者のノイズを同時に測定する。従来提案されている方式ではコモンモード電流のみの低減を目的とするため、ノーマルモードによる伝導ノイズが残留し、対策が不十分となる課題がある。

以上に述べた課題を鑑み、本論文では、はじめに鉄道車両向け電気車に搭載されるインバータ等の電力変換装置が発生する 3 つのノイズ種類、すなわち交流車両の帰線電流ノイズ、直流車両の AM ラジオノイズ、直流車両の帰線電流ノイズを対象に、それぞれ低減手法を提案し、具体的な設計例を提示するとともに、提案するノイズ低減手法の有効性を実証することを目的とする。次に、鉄道車両に限らずファン・ポンプ駆動を例とした一般産業に用いられるインバータなどへの適用を目指し、150 kHz 以上の伝導ノイズの低減を実現する「ア

クティブノイズフィルタ」を提案し、その具体的な設計例を提示するとともに、ノイズ低減手法の有効性を実証することを目的とする。

本論文の第2章以降の概要は以下の通りである。なお、本論文にて対象とするノイズ周波数範囲と各章の関係を図1.1に示す。

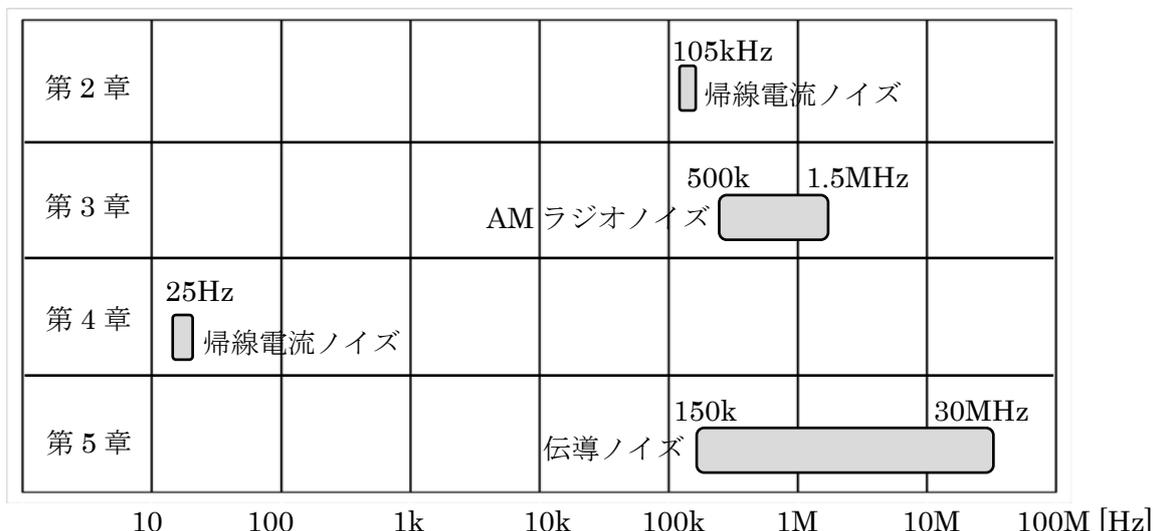


図 1.1 本論文にて対象とするノイズ周波数範囲と各章の関係

第2章では、105 kHzの帰線電流ノイズをパッシブフィルタで効果的に対策可能とする二重直列共振フィルタを提案する⁽³⁶⁾。本フィルタは主変圧器とコンバータの間に接続され、コンバータが発生する105 kHzのノイズ電流をバイパスし、主変圧器に流出しないように動作する。またリアクトルとコンデンサからなる並列回路の作用により、バイパスしたい周波数でのフィルタインピーダンスを下げるると共に、フィルタの反共振でのダンピング特性を併せ持ち、不要な電流流出を抑制する。本フィルタの回路構成を示し、コンバータ発生電圧に対する伝達特性について述べる。次に試作した二重直列共振フィルタ単体を対象に伝達特性の測定結果を示し、所望の減衰特性が得られることを示す。更にコンバータ実動作でのフィルタ減衰量を確認するために、AC 20 kV受電の検証システムにて帰線電流ノイズを測定し、フィルタ接続により約5 dBの低減効果が得られることを確認する。最後に当該帰線電流ノイズにより発生するATSループコイル出力電圧を無限長電流近似により求め、測定した帰線電流ノイズが規制値に対してクリアできることを確認する。

第3章では、電気車に搭載するVVVFインバータシステムを対象に、インバータが発生するAMラジオノイズ、及びこのノイズに起因する電流に着目し、具体的な低減対策方式を提案する⁽³⁷⁾⁽³⁸⁾。はじめにVVVFインバータを冷却するフィンの接地線の接続先変更による特定共振周波数の対策について提案する。次にモータ接地経路を含むコモンモード電流を低減するために、モータ接地線の接続先変更による妨害波低減方法について提案する。これらの対策による効果をVVVFインバータシステム単体で確認すると共に、車両にVVVF

インバータを搭載し、現車にて機械式ブレーキをかけながら極低いトルクでインバータを起動する試験、並びに走行試験により上記対策の効果を確認する。本対策においては別途新規のコモンモードコアを用いずに既設のコモンモードコアを流用することから、簡便で効果的な対策が実現できる。最後に AM ラジオ帯の妨害波に起因する電流を対象としたシミュレーションモデルについて提案する。AM ラジオ帯を対象に VVVF インバータや周辺機器の浮遊インピーダンス、各部品端子間インピーダンスを反映させた回路モデルとする。当該シミュレーションモデルを用いて上記各対策を模擬して得られた電流波形は、電流ピークの共振周波数が概ね一致すること、並びにその電流ピーク値が 6 dB（実測値の半分）の誤差範囲内で一致するなど、実測結果と同様の傾向が得られることを示す。

第 4 章では、モータ（誘導電動機）のトルク電流と励磁電流を独立に制御するベクトル制御においてトルク電流指令の補正を行い、モータ瞬時パワーを用いてフィルタコンデンサのエネルギーの交流ノイズ成分、ひいては帰線電流ノイズを低減するエネルギー補償形アクティブ制御を提案する⁽³⁹⁾。はじめにフィルタコンデンサエネルギーとモータ瞬時パワーの関係について述べる。次に本制御方式の制御構成及びゲイン設計について示し、開ループボード線図による制御安定性の評価方法を示す。また実機試験により帰線電流ノイズの低減効果を検証し、制御ゲインを 0.25 に設定した例において帰線電流ノイズの 25 Hz 成分が約 10 dB 低減することを確認する。更に制御系の安定限界ゲインを実機検証し、開ループボード線図による制御設計の有効性を述べる。

第 5 章では、伝導ノイズの原因となるコモンモード及びノーマルモードいずれも低減可能で、コモンモードトランスを必要とせず、トランジスタの耐圧を低減することを特長とするアクティブノイズフィルタを提案する⁽⁴⁰⁾。始めに動作原理を述べ、具体的な回路構成と制御設計手法を示す。次に試作回路をインバータに接続して誘導電動機を運転したときの、疑似電源回路網（LISN）に流れ込むノーマルモード電流及びコモンモード電流の抑制効果を示す。また、LISN で測定される伝導ノイズの抑制効果を実験により示し、1 MHz 以下の帯域にて最大 20 dB の抑制効果が得られることを確認する。

第 6 章では、結論として以上の章の総括を行う。

第2章 二重直列共振フィルタによる交流車両の高周波帰線電流ノイズ低減

2.1 緒言

第1章で述べたように、電気車に電力を供給するシステムにおいて、電気車駆動のための負荷電流に重畳して、架線と軌道に伝導して流れる帰線電流ノイズが所定のレベルを超えると、軌道信号回路の軌道リレーなどに影響を及ぼすことが指摘されている⁽⁴⁾。またノイズとして問題となる周波数や許容レベルは信号回路により多様であり、電気車が発生する帰線電流ノイズに対して評価上注意を要する信号が複数存在する⁽⁷⁾⁽¹⁰⁾。さらに、対象とする帰線電流ノイズが高周波となる場合には制御で抑制することが困難となるため、パッシブフィルタによる対策が有効な手段となる。

高周波を扱う信号回路の例として、一部の在来交流線に設置されている速度照査用のATSループ（105 kHz）があり、ループコイルの誘起電圧が11 mVを超えないレベルであることが評価される。すなわち電気車が発生する当該周波数のノイズが評価対象となる。また交流線であることから、電気車では図2.1のように主変圧器を介して1次側の高電圧を2次側に降圧してコンバータ回路が接続されるため、コンバータ及びインバータが発生するノイズ電流は主変圧器を介してレールに流出する。一方、主変圧器は巻線間浮遊容量の影響により高周波において複雑なインピーダンス特性をもつ⁽¹²⁾。図2.2はコンバータ側から見た主変圧器のインピーダンス特性の例であるが、100 kHz帯にも共振点が存在し、当該共振点が105 kHzに一致する場合には大きな共振電流が発生するという課題がある。これを回避するために主変圧器のインピーダンス特性を事前に設計・管理することも考えられるが、主変圧器の仕様の制約上、選択可能な手段は限られるのが現状である。

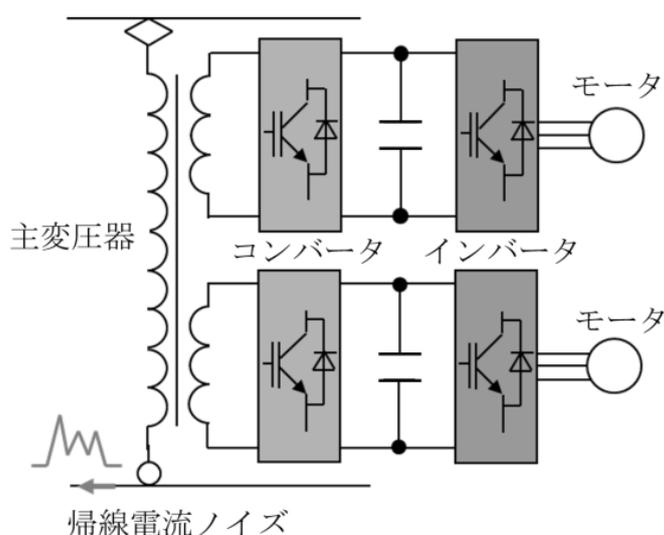


図 2.1 交流車両の主回路構成

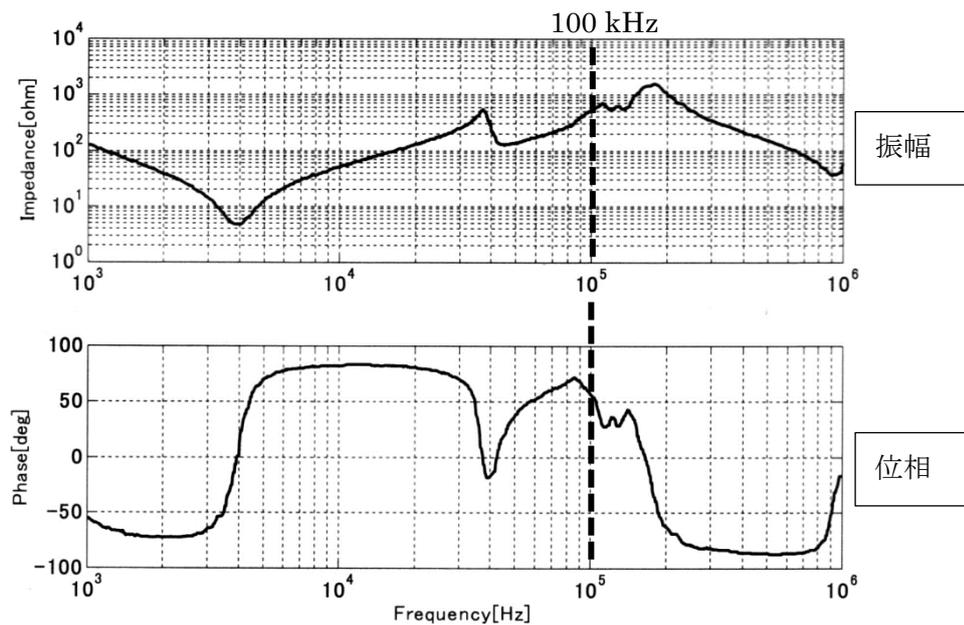


図 2.2 主変圧器のインピーダンス特性の例

さて従来の対策例として、き電系統にフィルタ回路を接続する方式が提案されている。これらフィルタはコンデンサと抵抗を直列に接続、もしくは更にリアクトルを抵抗に並列接続する回路構成となっている⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾。しかしながらその目的は、き電系統インピーダンスの共振により発生する高調波電流の抑制であり、電気車そのものが発生する帰線電流ノイズの抑制を目的とするものではない。また、複数のコンバータの PWM 信号に位相差を与えることによる、交流架線に流れる電流の高調波低減結果が報告されているが⁽⁴³⁾、対象周波数は 2.7 kHz 以下であり、105 kHz などの高周波での効果については示されていない。

そこで本章では、電気車が発生する 105 kHz の帰線電流ノイズをパッシブフィルタで効果的に対策可能とする二重直列共振フィルタを提案する⁽³⁶⁾。本フィルタは主変圧器とコンバータの間に接続され、コンバータが発生する 105 kHz のノイズ電流をバイパスし、主変圧器に流出しないように動作する。またリアクトルとコンデンサからなる並列回路の作用により、バイパスしたい周波数でのフィルタインピーダンスを下げると共に、フィルタの反共振点でのダンピング特性を併せ持ち、不要な電流流出を抑制する。更にコンバータとフィルタ間のハーネスに存在するインダクタンス成分を利用することから、主電流が流れる経路にフィルタ用部品が存在しないため、小型・軽量なフィルタの実現が可能となる。はじめに本フィルタの回路構成について述べる。次に実機試験にて本フィルタによる帰線電流ノイズの低減効果を検証し、本フィルタの有効性について述べる。

なお本章では 105 kHz の帰線電流ノイズ低減を対象とするが、105 kHz よりも低域側や高域側のノイズについても同様に適用できる。また単一の周波数を対象とするため、特定の周波数成分の低減に好適なフィルタである。

2.2 フィルタ回路の構成と設計

2.2.1 直列共振フィルタ

単一の周波数に対して効果が得られる直列共振フィルタの例として図 2.3 の回路構成がある。 L_{se} 、 C_{se} 、 R_{se} からなる直列共振フィルタの共振周波数を抑制したいノイズ周波数成分（例：105 kHz）に一致させ、コンバータにより発生する当該ノイズ成分の電流が主変圧器及び帰線に流出しないようにする。なお L_1 はコンバータと直列共振フィルタ間に挿入されるリアクトルであり、本リアクトルにて電圧降下を持たせることにより直列共振フィルタの効果が得られる。また図 2.3 に示すように、主変圧器側の電圧を v_1 、コンバータ側の電圧を v_2 と表記する。これらの表記はラプラス領域での電圧表現であるものとして、以降のラプラス変換された諸式展開に適用する。

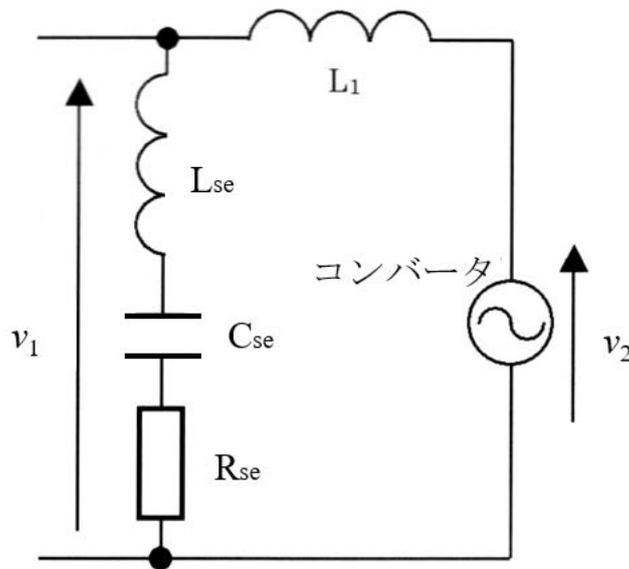


図 2.3 直列共振フィルタの回路構成

コンバータから主変圧器側への電圧の伝達特性は(2.1)式で表され、図 2.4 に示すような特性となる。これより共振周波数 f_2 (105 kHz) では伝達特性は低くなるが、反共振周波数 f_1 では逆に高くなる。 f_2 での伝達特性を下げるために抵抗 R_{se} を小さく選ぶと f_1 での伝達特性が上昇し、コンバータが発生する高調波成分を拡大する恐れがある。

$$v_1 = \sqrt{\frac{R_{se}^2 + \left(\omega L_{se} - \frac{1}{\omega C_{se}}\right)^2}{R_{se}^2 + \left(\omega(L_{se} + L_1) - \frac{1}{\omega C_{se}}\right)^2}} v_2 \quad (2.1)$$

ただし、 $\omega = 2\pi f$ (f : 周波数)

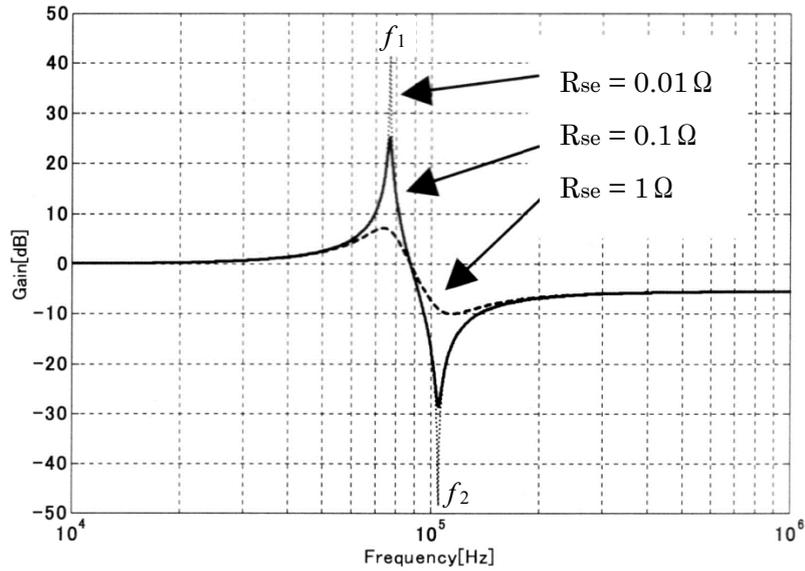


図 2.4 直列共振フィルタの伝達特性

反共振周波数 f_1 と共振周波数 f_2 での、上述の伝達特性のトレードオフについては、(2.1)式より、共振周波数では分子が最小となり、反共振周波数では分母が最小となる。また、そのときの分子または分母の値は共に R_{se} となるため、抵抗 R_{se} の選択により共振・反共振の様子が共に変化することがトレードオフの要因である。

2.2.2 二重直列共振フィルタ

提案の二重直列共振フィルタの回路構成を図 2.5 に示す。抵抗 R_{se} に並列に L_p と C_p からなる直列共振回路を設け、その共振周波数も同様に抑制したいノイズ周波数成分に一致させる。コンバータから主変圧器側への電圧の伝達特性は(2.2)式で表され、図 2.6 に示すような特性となる。

$$v_1 = \sqrt{\frac{(\omega L_{se} - \frac{1}{\omega C_{se}})^2 (\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p})^2 + \{R_{se}(\omega L_{se} - \frac{1}{\omega C_{se}}) + R_{se}(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p})\}^2}{\{- (\omega L_{se} - \frac{1}{\omega C_{se}})(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}) - \omega L_1(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p})\}^2 + \{R_{se}(\omega L_{se} - \frac{1}{\omega C_{se}}) + R_{se}(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}) + \omega L_1 R_{se}\}^2}} v_2 \quad (2.2)$$

これにより 105 kHz ではフィルタでのインピーダンスが十分に下がり、逆に反共振点では抵抗 R_{se} の効果により伝達特性の上昇が抑制される。なお反共振点では伝達特性が上昇するため、当該帯域において信号周波数が存在する場合は、帰線電流ノイズが規制値を満たすことを別途確認する必要がある。また、図 2.5 のフィルタは主変圧器とコンバータの間に接

続されるが、主変圧器の2次側から見た漏れインダクタンスを含むインピーダンスは、主変圧器の1次側を短絡した状態にて 100 kHz 近傍で約 600 Ω となり、主変圧器に並列に接続されるフィルタ回路の 105 kHz のインピーダンスに対して充分高い。従って図 2.6 のコンバータから主変圧器側への電圧の伝達特性は損なわれず、主変圧器が接続されても 105 kHz での帰線電流ノイズの低減効果が期待できる。

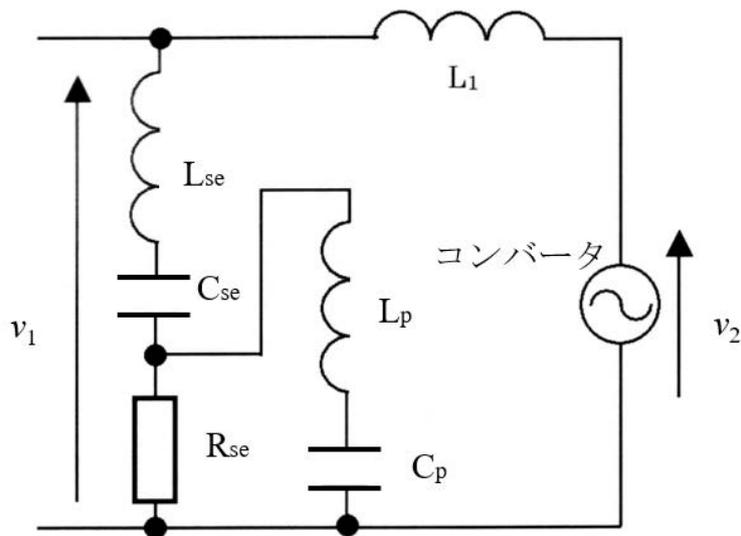


図 2.5 二重直列共振フィルタの回路構成

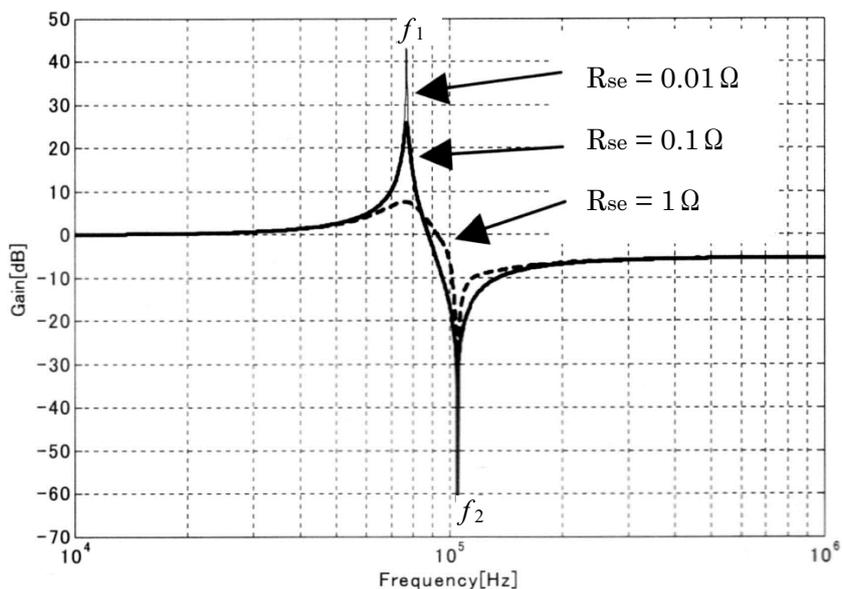


図 2.6 二重直列共振フィルタの伝達特性

回路定数の選定条件は以下の通りである。対象周波数が比較的高周波の 100 kHz 帯を扱

うため、リアクトル値を μH オーダーとする。同時に共振周波数 105 kHz を確保するために、コンデンサを μF オーダーに選定して、フィルムコンデンサを適用する。抵抗については反共振での伝達特性の抵抗値による依存性を(2.2)式を元に解析により選定する。なお(2.2)式は複雑であるため、実際にはパラメトリック解析により実現性のある回路定数を選択する。例えばリアクトル L_{se} を μH オーダーに、抵抗 R_{se} を数 Ω オーダーに変化させたときの伝達特性の様子を図 2.7 に示す。コンデンサ C_{se} 及び C_p の値は、それぞれリアクトル L_{se} 及び L_p との共振周波数が 105 kHz となるように設定する。この結果をもとに、図 2.7 にて太線を例とする反共振点のゲインが小さいものを選択する。

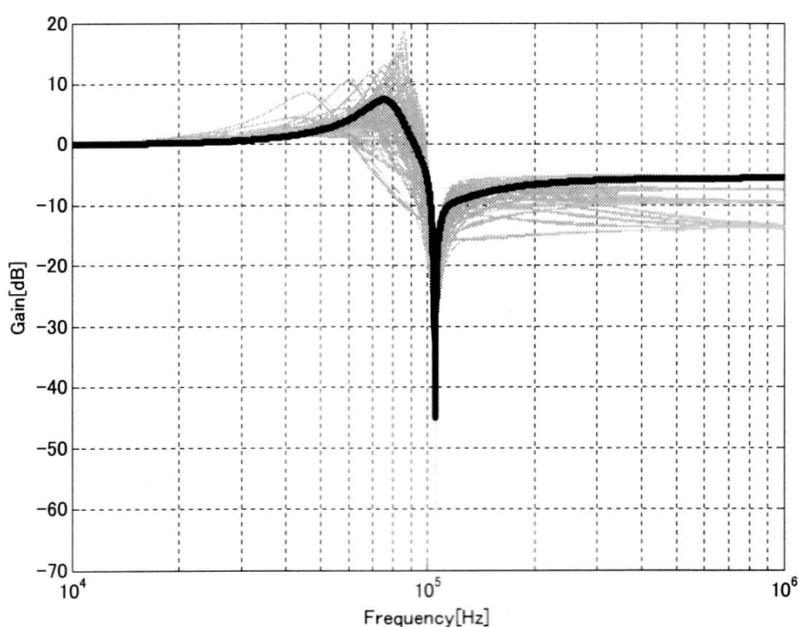


図 2.7 二重直列共振フィルタの伝達特性のパラメトリック解析

2.3 二重直列共振フィルタによる実機検証

2.3.1 二重直列共振フィルタ単体の特性

本章にて、試作した二重直列共振フィルタは図 2.5 に示すものと同一である。なおコンバータは図 2.1 に示すように 2 群あるため、各群に対応させるためフィルタ回路は 2 つ存在する。ここで L_{se} 、 C_{se} 、 R_{se} 、 L_p 、 C_p が理想的な電気特性であれば(2.2)式に従ったフィルタ回路特性が得られるが、実際には各々の素子が高周波まで理想的となることは補償されない。そこで、フィルタを構成する L_{se} 、 C_{se} 、 R_{se} 、 L_p 、 C_p の各インピーダンスを実測で確認した。

まず、リアクトル L_{se} のインピーダンスを測定し、 100 kHz 帯も含め高域までインダクタンスとして作用することを確認した。次に、コンデンサ C_{se} のインピーダンスを測定し、コ

ンデンサについても概ね理想的なインピーダンス特性が得られることを確認した。抵抗 R_{se} については LR 測定値を確認し、所望の値となることを確認した。なお他のフィルタ構成部品 (L_p , C_p) についても同様の結果が得られ、全ての構成部品が所望の値となることを確認した。

次に試作した二重直列共振フィルタ単体での伝達特性の測定結果を図 2.8 に示す。このとき、コンバータとフィルタ間のインピーダンス（リアクトル L_1 に相当）として、実際に車両実装するときの状態を想定した長さのハーネスを接続した。図 2.8 より 105 kHz の伝達特性が低減されると共に、反共振点での不要な伝達が抑制されるという、図 2.6 で示したような特性が得られることを確認した。なお図 2.6 での伝達特性に対して図 2.8 の共振点 105 kHz での特性が劣化しているが、これはフィルタを構成する各回路部品が実際には浮遊インピーダンスを含むためであり、特にリアクトルにおける抵抗成分が共振点における特性を劣化させる。従って図 2.8 のように伝達特性を実測・確認することは重要である。

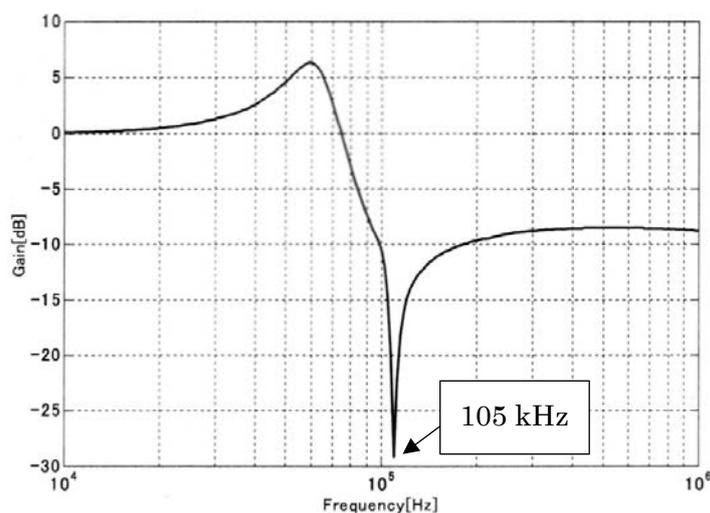


図 2.8 二重直列共振フィルタの伝達特性の実測結果

2.3.2 コンバータ動作でのノイズ低減効果

図 2.5 の二重直列共振フィルタをコンバータ／インバータシステムに接続したときの帰線電流ノイズの低減効果を検証した。図 2.9 に検証システムの全体構成を示す。AC 20 kV を主変圧器の 1 次側で受電し、2 次側の各群出力端子に二重直列共振フィルタをそれぞれ接続するとともに、実装上決まる所定の配線を介して 3 レベルコンバータに接続される。コンバータ出力にはインバータ及びモータが接続される。また、帰線電流をカレントプローブにより実測し、フィルタ有無での電流低減効果をスペクトラムアナライザで検証した。検証システムの定格を表 2.1 に示す。

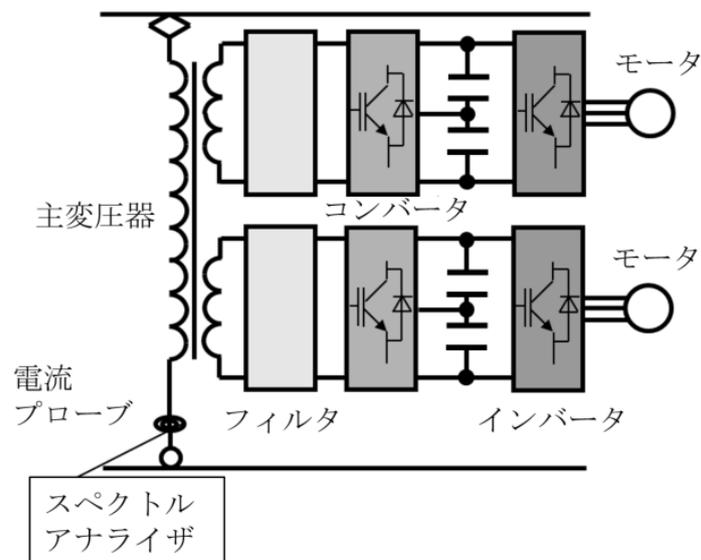
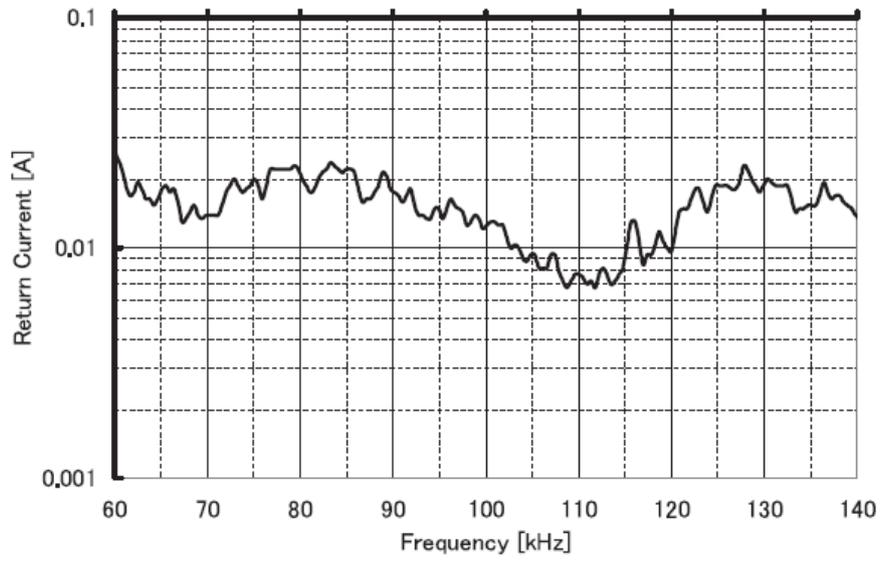


図 2.9 検証システムの全体構成

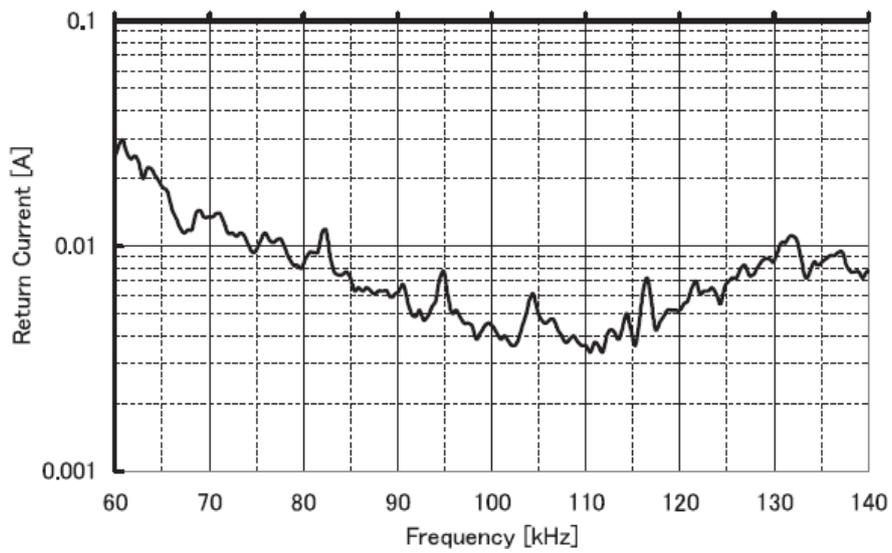
表 2.1 検証システムの定格値

主変圧器の 1 次側電圧	AC 20 kV
主変圧器の 2 次側電圧	AC 850 V
コンバータ出力の直流電圧	DC 1,650 V

図 2.10 にインバータが 1 ノッチ動作相当，すなわち車両運転台から指令するモータへの印加トルク指令が最小単位となる運転扱いにおける帰線電流のスペクトル測定結果を，図 2.11 に 105 kHz の中心周波数に設定したゼロスパンモードによる測定結果を示す。いずれのケースもフィルタ接続により約 5 dB の低減効果が得られることが確認できる。また，図 2.10 より反共振点 (60 kHz) による不要な成分の増長がないことも併せて確認できる。なお 130 kHz 成分が元々高い理由は図 2.2 の主変圧器が持つ共振によるものであり，当該成分に対してもフィルタによる減衰効果が確認できる。

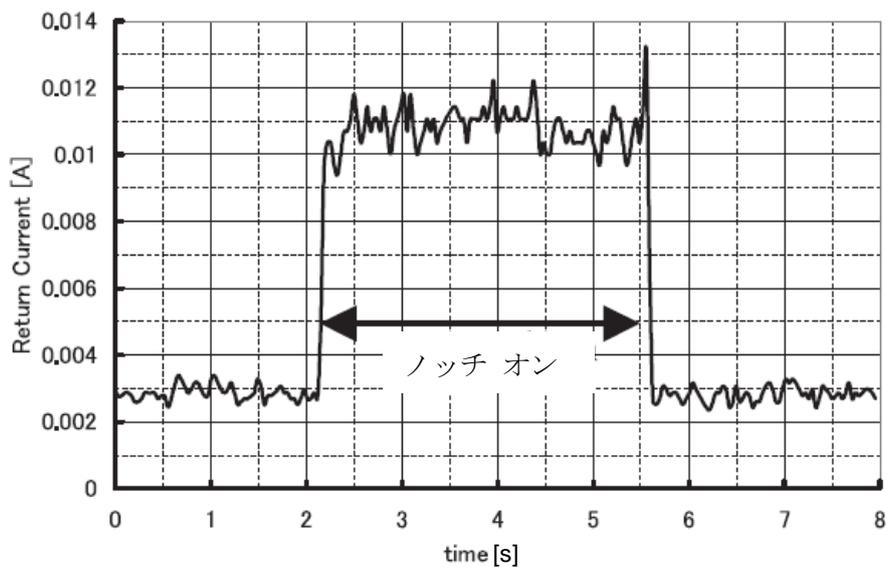


(a)フィルタ無し

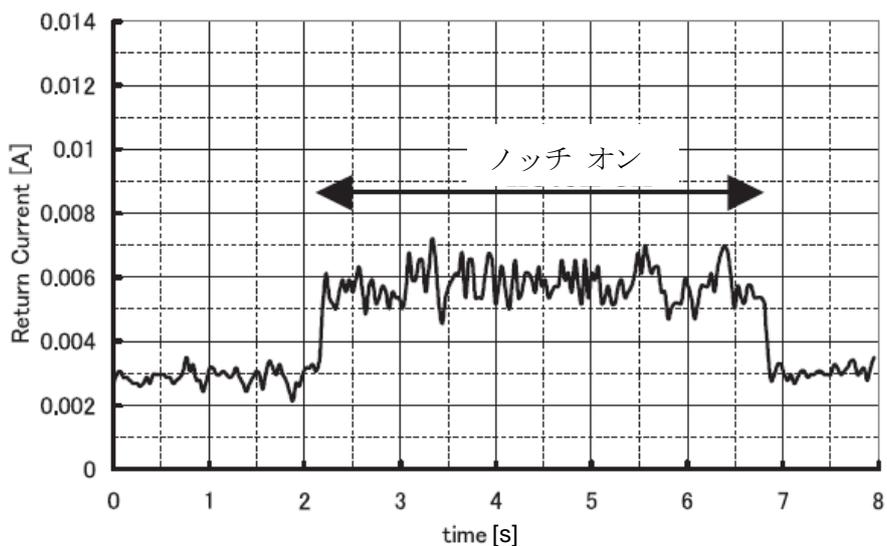


(b)フィルタ有り

図 2.10 帰線電流のスペクトル測定結果



(a)フィルタ無し



(b)フィルタ有り

図 2.11 帰線電流のスペクトル測定結果 (105kHz ゼロスパンモード)

次に、図 2.10 や図 2.11 より帰線電流の低減効果は約 5 dB 程度となっており、図 2.8 で示したフィルタ単体での効果 (約 25 dB) まで低減されない点につき考察する。提案の二重直列共振フィルタは、コンバータが変圧器を介してき電側に発生するディファレンシャルモードに対するノイズを抑制する。一方、実システムにおいてはディファレンシャルモードのほかにコモンモードノイズも存在する。これは主変圧器やコンバータ・インバータを収納する箱体の接地線を経由して箱体内に存在する浮遊コンデンサを介する経路が存在するため

である。このため帰線電流ノイズはディファレンシャルモードとコモンモードの両モードのノイズを含む。したがって、上記フィルタ接続による効果の相違はコモンモードノイズの残留が原因であると類推する。なお実際の適用にあたっては帰線電流に影響を及ぼすコモンモードとノーマルモードのノイズ割合の予測が困難なため、これら両モードに対する対策、例えば二重直列共振フィルタとコモンモードリアクトルの併用などを行い、帰線電流ノイズの減衰効果を確認する必要がある。

さて、図 2.10 及び図 2.11 は帰線電流の測定結果であるが、当該帰線電流が、最終的な評価対象となる ATS ループコイル出力としての誘導障害電圧に、いかなる係数で換算されるかを考察する。図 2.12 に ATS ループコイルの設置状況を示す。レールの片側にループコイルを寄せて設置し、ループコイルの出力電圧を妨害波測定器で評価する。



図 2.12 ATS ループコイルの設置状況

ここで、2本のレールにそれぞれ I_1 及び I_2 の電流が流れるものと仮定すると、図 2.12 のモデルに対して図 2.13 のような無限長電流近似が適用できる。電流 I_1 及び I_2 により発生するコイル内の磁束は(2.3)式となる。

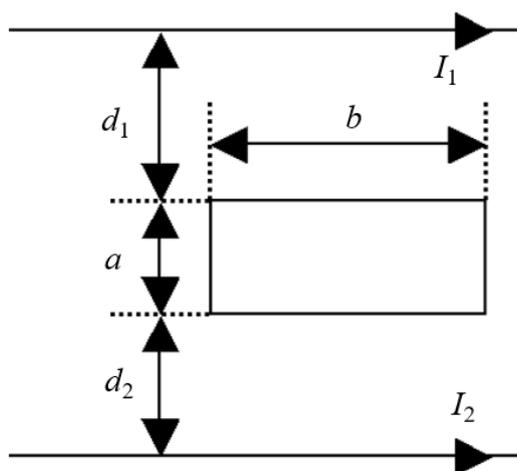


図 2.13 ループコイルの無限長電流近似

$$\phi = \frac{\mu_0 b}{2\pi} \left(I_1 \log \frac{d_1+a}{d_1} - I_2 \log \frac{d_2+a}{d_2} \right) \quad (2.3)$$

ここで I_1 の任意の周波数成分 f の実効値を i_1 とし、 $I_1 = I_2$ として電流が 2 つのレールに均等に流れるものと仮定し、コイルのターン数を N とすると、ループコイルに発生する起電力 v は (2.4) 式となる。

$$v = N\mu_0 b f i_1 \left(\log \frac{d_1+a}{d_1} - \log \frac{d_2+a}{d_2} \right) \quad (2.4)$$

(2.4)式に図 2.12 で決まる定数を代入すると帰線電流に対するループコイル出力電圧が求まるが、この際にレールとコイル間の距離がパラメータとなる。これはレール形状自体が理想的な線状ではなく、レール断面に電流がどのように分布するかに依存するためである。そこで実際に試験用レール 2 本の間を図 2.12 の状態となるようにループコイルを設置して模擬実験を行った。その結果、2 本のレールにそれぞれ同振幅の電流を流すときの、トータル電流からループコイル出力電圧への換算係数として 0.65 V/A が得られた。これよりレールとループコイル間の距離 d_2 は (2.4) 式より約 10 cm と類推される。

次に得られた帰線電流値から、ループコイル出力電圧を前述の換算係数をもとに評価する。図 2.10 における 105 kHz 成分の帰線電流測定結果とループコイル出力電圧をまとめると表 2.2 のようになる。今回の測定結果では二重直列共振フィルタ有り無しでも、ループコイル出力電圧は規制値 (11 mV) 以下となることを確認した。なおフィルタが有る場合には帰線電流が概ね半減され、更に余裕をもって規制値がクリアできることを確認した。

表 2.2 帰線電流測定結果とループコイル出力電圧計算結果

	帰線電流	ループコイル出力電圧
二重直列共振フィルタ無し	12 mA	7.8 mV
二重直列共振フィルタ有り	7.0 mA	4.6 mV

2.4 結言

本章では、105 kHz の帰線電流ノイズをパッシブフィルタで効果的に対策可能とする二重直列共振フィルタを提案した。本フィルタは主変圧器とコンバータの間に接続され、コンバータが発生する 105 kHz のノイズ電流をバイパスし、主変圧器に流出しないように動作する。またリアクトルとコンデンサからなる並列回路の作用により、バイパスしたい周波数でのフィルタインピーダンスを下げると共に、フィルタの反共振でのダンピング特性を併せ持ち、不要な電流流出を抑制する。

はじめに本フィルタの回路構成を示し、コンバータ発生電圧に対する伝達特性について述べた。次に試作した二重直列共振フィルタの単体特性につき、所望の減衰特性が得られることを示した。更にコンバータ実動作でのフィルタ減衰量を確認するために、AC 20 kV 受

電の検証システムにて帰線電流ノイズを測定し、フィルタ接続により約 5 dB の低減効果が得られることを確認した。最後に当該帰線電流ノイズにより発生する ATS ループコイル出力電圧を無限長電流近似により求め、測定した帰線電流ノイズが規制値に対してクリアできることを確認した。

提案の二重直列共振フィルタはコンバータとフィルタ間のハーネスに存在するインダクタンス成分を利用することから、主電流が流れる経路にフィルタ部品が存在しないため、帰線電流ノイズを効果的に低減できる小型・軽量のフィルタの実現が可能となる。

第3章 電気車用VVVFインバータのAMラジオノイズ対策およびノイズ電流シミュレーションモデル

3.1 緒言

第1章で述べたように、電気車用駆動システムとしてVVVFインバータ搭載機器が一般的となる一方、インバータが発生する電磁ノイズによる障害がないよう設計が求められている⁽⁴⁾⁽⁶⁾⁽⁸⁾⁽⁴⁴⁾⁻⁽⁴⁶⁾。例として誘導障害への対策が挙げられ、レールに流れる帰線電流に含まれる低周波成分を定量的に予測する方法が報告されている⁽¹⁵⁾。また列車制御のためのATC (Automatic Train Control) 装置への誘導妨害を低減させる設備を設計するにあたり、誘導妨害を予測計算する方法が報告されている⁽¹⁶⁾。

更に他の障害の例としてAMラジオノイズがあり⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾⁽⁴⁷⁾、当該ノイズの低減は、車内における乗客のAMラジオ聴講を良好にするという旅客サービスの一環としても重要とされる。将来的にAMラジオ停波に向けた動きはあるものの、まだ停波スケジュール検討中の国内放送局も存在する。またAMラジオ停波議論中の諸外国も存在することから、AMラジオノイズの対策は依然重要とされる。なおAMラジオ帯域の対象として、本章における周波数は500k~1.5MHzとする。AMラジオ帯は日本国内では1.602MHzまで存在するが、一般的にインバータ動作による妨害波は、より低い周波数帯域で顕著になるため、対策対象の周波数を1.5MHzまでに限定しても大きな支障はないものとする。

さて、従来の報告では、直流電気車両が発生する500Hz以下の帰線電流を対象とし、そのスペクトル形状と波高値を評価している⁽¹⁵⁾。また別の報告では、新幹線におけるATC装置に対する2kHz以下の誘導障害を対象とし、その予測計算の高度化について報告されている⁽¹⁶⁾。さらにまた、AMラジオ波と妨害波の関連情報をもとに、当該妨害波に信号を重畳して放送波の聴感特性を改善する解析結果が示されている⁽⁴⁸⁾。しかしながら、AMラジオ帯域を含む500k~1.5MHzに着目したノイズ対策手法、並びにラジオノイズに起因する電流を対象とした回路シミュレーション手法に関しては、これまで報告はなされていない。

そこで、本章では電気車に搭載するVVVFインバータシステムを対象に、インバータが発生するAMラジオノイズ、及びこのノイズに起因する電流に着目し、具体的な低減対策方式を提案する⁽³⁷⁾⁽³⁸⁾。はじめにVVVFインバータを冷却するフィンの接地線の接続先変更による特定共振周波数成分の低減対策方式を提案する。次にモータ接地経路を含むコモンモード電流を低減させることを目的に、モータ接地線の接続先変更によるノイズの低減対策方式を提案する。これらの対策による効果をVVVFインバータシステム単体で確認すると共に、車両にVVVFインバータを搭載し、現車を用いた試験により効果を確認した結果について報告する。

最後にAMラジオ帯の妨害波に起因する電流を対象とした回路シミュレーションモデルを提案する。AMラジオ帯を対象にVVVFインバータや周辺機器の浮遊インピーダンス、

各部品の端子間インピーダンスを反映させたモデルとし、当該シミュレーションモデルを用いて上記各対策を模擬して得られた電流波形につき実測結果と比較評価を行いモデルの妥当性を検証する。

3.2 主回路構成及びフィン接地線による対策

3.2.1 主回路構成

図 3.1 に測定対象とする主回路構成を示す。また、表 3.1 に回路定数、モータ (IM) の概略仕様、並びに VVVF インバータのキャリア周波数を示す。はじめにフィルタリアクトル (FL)・インバータ・モータ (IM) を個別に設置して組合せた VVVF インバータシステム単体を対象とする。図 3.1 において、入力電圧は直流 1,500 V である。なお図示しないが、実際の車両では入力電圧のアース側は台車におけるアースブラシを介してレールに接地される。インバータの箱枠はハーネスにより入力電圧のアース側に接続されている。また、モータ筐体は絶縁されている。さらに、FL とフィルタコンデンサ (FC) の間には複数個の入力側コモンモードコアが接続されている。同様にインバータとモータ間にも複数個の出力側コモンモードコアが接続されている。これらのコモンモードコアはインバータが発生するコモンモード電流が系統側、またはモータ側に流出するのを抑制する目的で接続される。なお、モータを介して流れる残留コモンモード電流を車体に流さないようにするために、モータの筐体とフィルタコンデンサ FC の間にコンデンサ CE1 が接続されている。同様にインバータ主回路から浮遊容量を介してインバータの箱枠に流出するコモンモード電流が車体を迷走ないようにコンデンサ CE2 が接続されている。またフィンの接地線①はフィルタコンデンサ FC の接地側に接続されており、入力側コモンモードコア、及びハーネスを介してインバータ箱枠と接続されている。

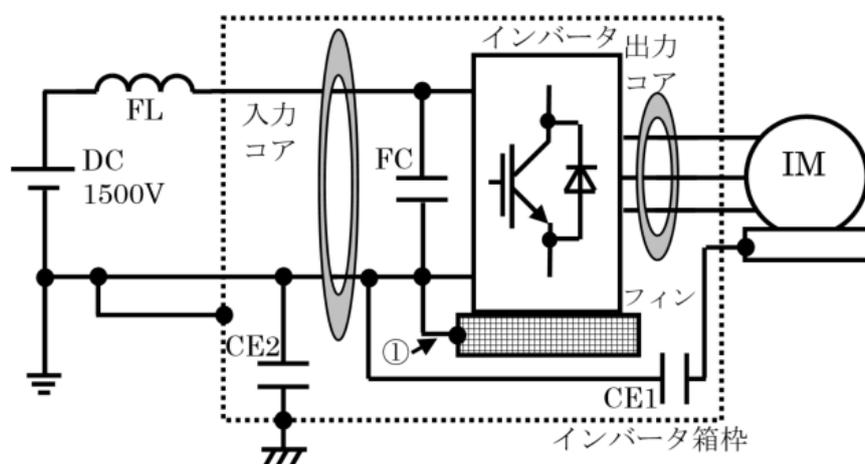


図 3.1 測定対象とする主回路構成

表 3.1 回路定数並びに IM とキャリアの仕様

フィルタリアクトル FL	8 mH
フィルタコンデンサ FC	10 mF
コンデンサ CE1, CE2	22 μ F
入力コモンモードコア (1 個あたり)	100 μ H
出力コモンモードコア (1 個あたり)	100 μ H
IM 定格電圧	1,100 V
IM 定格電力	140 kW
インバータキャリア周波数 (非同期モード)	700 Hz

3.2.2 インバータシステム単体での評価

図 3.1 のシステムにおいて直流電圧 1,500 V を受電し、極低速運転で VVVF インバータによりモータを駆動したときの AM ラジオ帯を含む 500 kHz~1.5 MHz の妨害波を測定した。また、AM ラジオの妨害波に最も影響を及ぼしうる運転条件として、キャリア周波数が 700 Hz となる運転モード、すなわち、インバータの周波数が概ね 5 Hz 程度以下となるように、インバータの運転指令を設定した。なお妨害波測定にアクティブループ磁界アンテナ (EMCO 製 MODEL-6502) を使用し、図 3.2 に示すように、その設置位置はインバータ本体から 1.5 m 離すと共に、高さ方向はインバータ本体と同じ位置とした。アンテナのループ面はインバータ箱枠の長手方向と同一の面 (x-y 面) とした。また、測定サイトは電波暗室を用いて外界からの妨害波がない状態で測定を実施した。

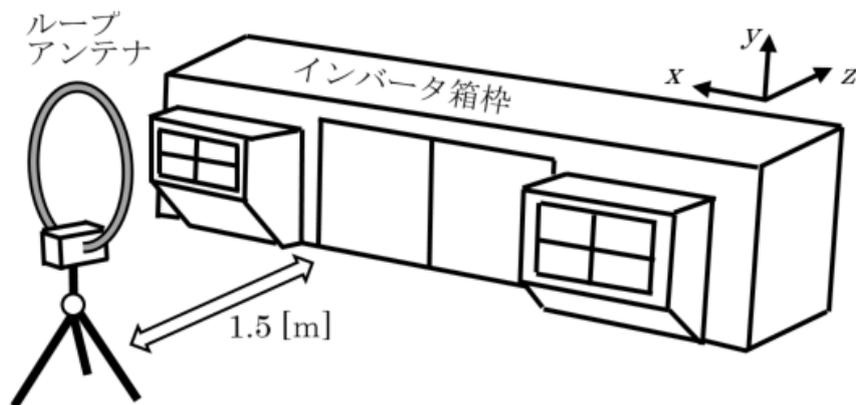


図 3.2 インバータシステム単体での測定セットアップ

図 3.3 にループアンテナ出力をスペクトルアナライザ (アジレント・テクノロジー製 E4401B) で測定した結果を示す。AM ラジオ帯を含む 500 kHz~1.5 MHz を対象に測定した結果であり、1.26 MHz 近傍に共振点が発生することを確認した。なお、図 3.3 以降の妨害波測定結果はすべて dBm 表示であり、磁界 A/m への換算は次の通りである。

ループアンテナおよびスペクトルアナライザによる電力測定値を x [dBm] としたときの電力値 y [W] は(3.1)式で求まる。

$$y = 10^{\left(\frac{x}{10}\right)} \times 0.001 \quad [\text{W}] \quad (3.1)$$

本章では 50Ω 系測定での電力値を示すことから、その電圧値 z [V] は(3.2)式で求まる。

$$z = \sqrt{50y} \quad [\text{V}] \quad (3.2)$$

これを dB_μV 単位に換算すると、 v [dB_μV] は(3.3)式で求まる。

$$v = 20\log_{10}\left(\frac{z}{1e^{-6}}\right) \quad [\text{dB}_\mu\text{V}] \quad (3.3)$$

電圧から磁界へのアンテナファクタを F とすると、求める磁界 H [A/m] は(3.4)式に変換される。なお F は本章が対象とする周波数領域 $500 \text{ kHz} \sim 1.5 \text{ MHz}$ にて、 -40 dB である。

$$H = v + F \quad [\text{A/m}] \quad (3.4)$$

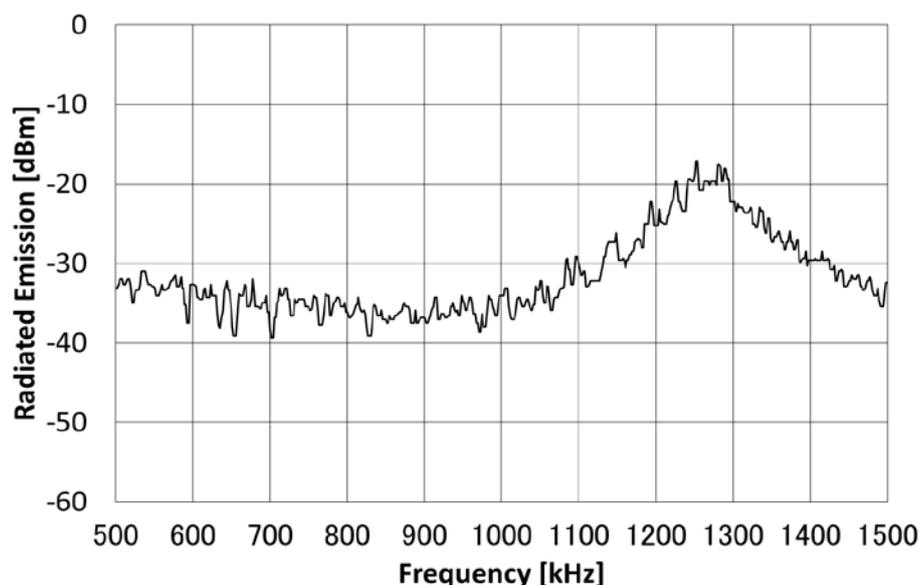


図 3.3 初期状態におけるインバータシステム単体での妨害波測定結果

次に当該共振が抑制可能となる対策を実施する上で、フィン接地線①を流れる電流に上記共振成分が多く発生することを確認した。そこで図 3.1 における①のフィン接地線を、図 3.4 の②のように入力コアの系統側に接続変更することにより、図 3.5 に示すように 1.26 MHz の共振にダンピング効果が得られ、共振のないスペクトルを得ることができた。

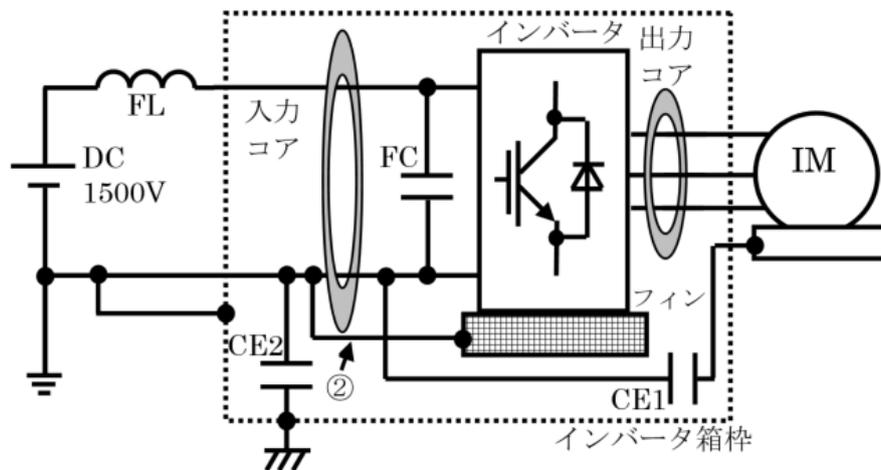


図 3.4 フィン接地線の接続位置変更

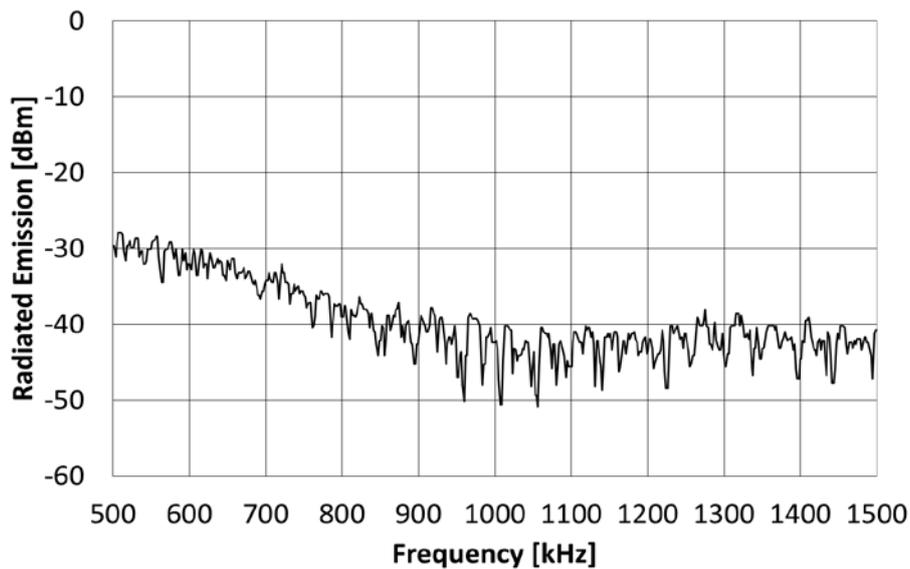


図 3.5 フィン接地線の接続位置変更によるインバータシステム単体での妨害波測定結果

対策前後でのフィン接地線に流れる電流測定結果の比較を図 3.6 に示す。フィン接地線電流における 1.26 MHz の成分が減少しており、これに伴い妨害波も減少したものとする。共振に対するダンピングが得られた理由は次のとおりである。インバータを構成するパワーモジュールに内在する静電容量、すなわちパワー系チップ部品とパワーモジュールのベースプレート間に存在する静電容量、さらにはパワーモジュールのフィンへの取り付け部分に介在するグリースにおける静電容量を介して、フィンおよびフィン接地線を通してインバータに戻る電流経路が存在し、これに対して入力側コモンモードコアのインピーダンスが挿入され、これが共振電流の低減に有効に作用したためである。

なお図 3.6 より、フィン接地線変更後において、電流に含まれる高調波成分の形状が変化している。その理由として、フィン接地線を介する電流ループに入力コアのインピーダンスが新たに加わったことにより、当該ループに関する低周波の電流ピークが約 44 kHz から約 24 kHz に低下していることを確認しており、その高調波成分が約 24 kHz 毎にてスペクトルに現れたものと類推する。同様の理由により、フィン接地線変更前では、その高調波成分が約 44 kHz 毎にてスペクトルに現れている。

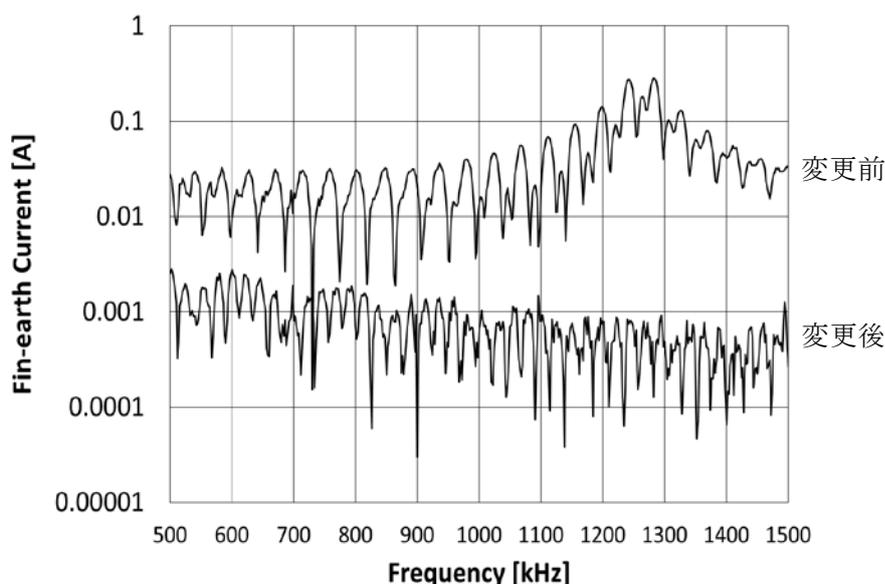


図 3.6 フィン接地線の接続位置変更有無でのフィン接地線電流

3.2.3 現車試験による評価

次に車両に VVVF インバータを搭載し、上記対策効果を確認するために現車試験を実施した。車両運転扱いとしては、機械式ブレーキをかけながら極低いトルクでインバータを起動した。したがって、アンテナ位置は固定であり、前項と同様の位置に設置した。図 3.7 に車両とアンテナ位置関係の概略図を示す。インバータシステム単体での評価と同様に、アンテナのループ面はインバータ箱枠の長手方向と同一の面 (x - y 面) とした。また、インバータ単体システムでの評価と同様に、AM ラジオの妨害波に最も影響を及ぼしうる運転条件として、キャリア周波数が 700 Hz となる運転モード、すなわち、インバータの周波数が概ね 5 Hz 程度以下となる領域を選定した。図 3.8 にフィン接地線接続先変更後における妨害波測定結果を示す。前項のインバータシステム単体試験と同様に、1.26 MHz 帯における共振のないスペクトルが再現できた。

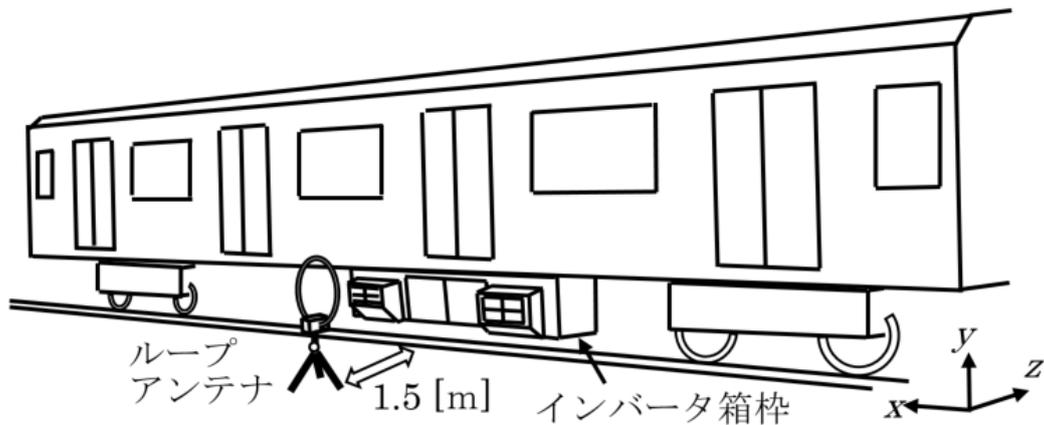


図 3.7 車両とアンテナ位置関係の概略図

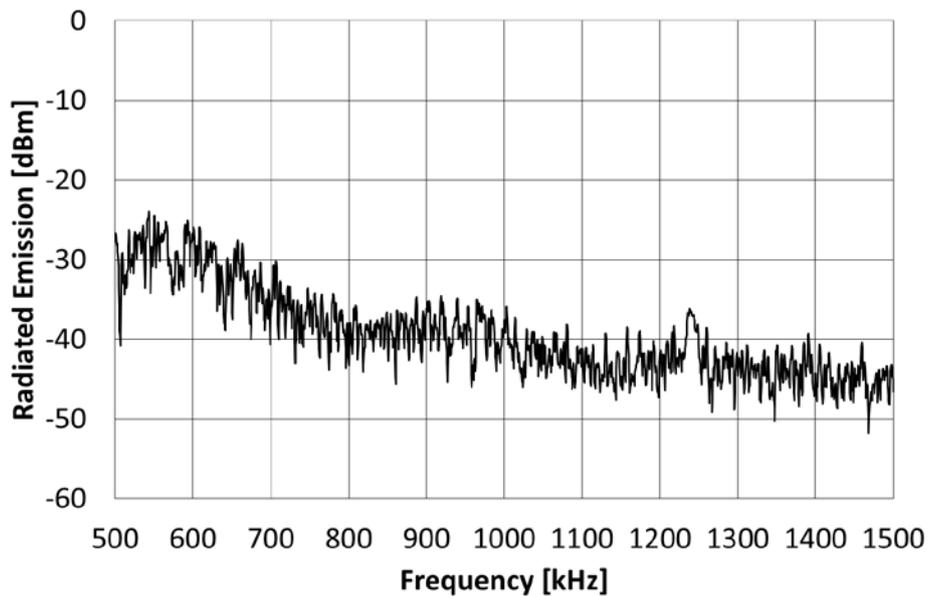


図 3.8 フィン接地線接続先変更後における現車での妨害波測定結果

3.3 モータ接地線による対策

3.3.1 インバータシステム単体での評価

前節の対策により 1.26 MHz の共振は十分に抑制された。しかしながら車内にて AM ラジオを試聴したところ、VVVF インバータの動作に伴い、特に 500～600 kHz 帯の低域において雑音が残留することが判明した。そこで更なる対策方法を検討するために、インバータシステム単体の試験において現車状態をよりよく模擬することを目的として、図 3.9 に示すように新たにモータ枠に車体の代替としての接地線③を設けてこれをインバータ箱枠に接

続した⁽⁴⁹⁾。現車ではモータ枠は車体にネジ接続され接地状態となっており、このモデル化をインバータシステム単体試験にて試みた評価方法である。なおフィン接地線は前節での対策後の位置に接続している。

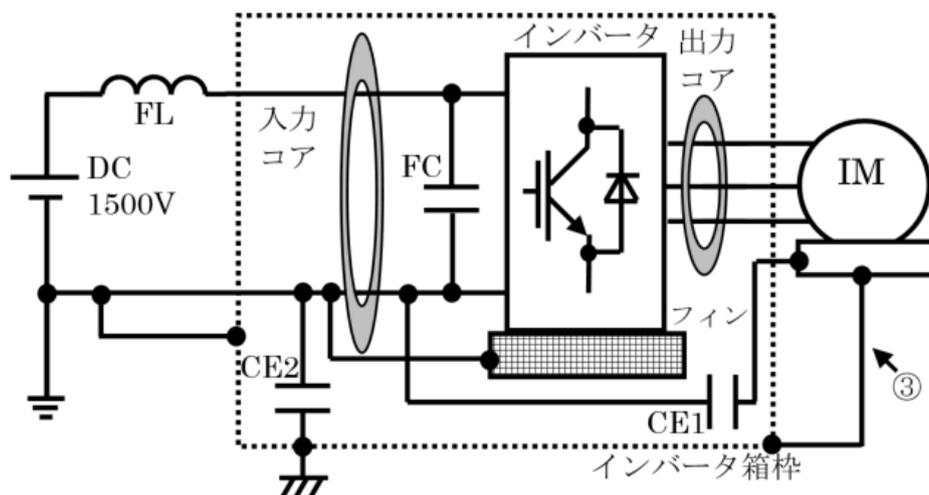


図 3.9 モータ枠接地線の追加

図 3.10 に図 3.9 の状態での妨害波測定結果を示す。図 3.5 と比較して特に低域の妨害波レベルが増加している。また、500 kHz 帯のピーク値などレベルの差はあるものの、同様の傾向が図 3.8 の現車試験結果にもあてはまる。したがって、モータ枠接地の模擬は現車により近い状態を再現できる。なおノイズ増加分はモータ枠接地線③（車体に相当）に流れる電流によるものと考えられるため、当該電流の流れる経路として図 3.11 のループが類推される。図において太線部分がモータ枠接地線を介して流れる電流経路である。インバータのスイッチング動作により、インバータを構成するパワーモジュールに内在する静電容量、すなわちパワー系チップ部品とパワーモジュールのベースプレート間に存在する静電容量、さらにはパワーモジュールのフィンへの取り付け部分に介在するグリースにおける静電容量を介して、高周波の電流がフィンおよびフィン接地線を通る。次に、コンデンサ CE2 を流れ、インバータ箱枠に流れ込む。インバータ箱枠とモータ枠は共に同電位に接地されているため、インバータ箱枠に流れ込んだ電流はモータ枠及びコンデンサ CE1 を介してインバータに帰還する。

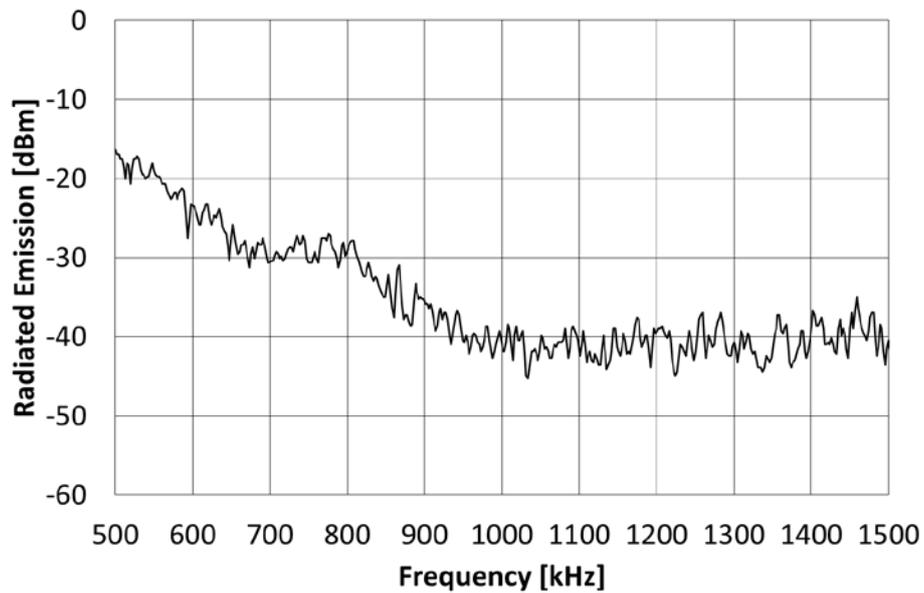


図 3.10 モータ枠接地線追加におけるインバータシステム単体での妨害波測定結果

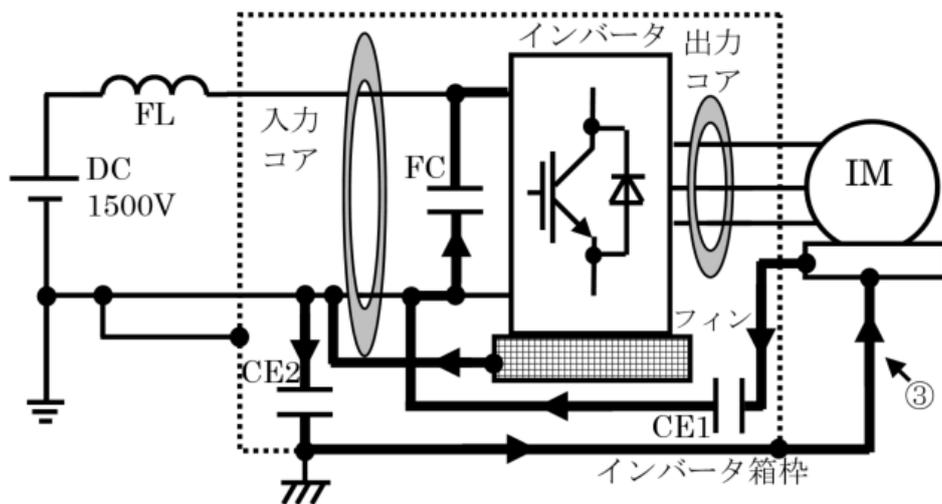


図 3.11 モータ枠接地線を介する電流ループ

そこで当該電流を減少させることを目的に、図 3.12 に示すようにコンデンサ CE1 の接続先を入力側コモンモードコアの外側に変更した。これによりインバータから発生したノイズ電流が帰還する全ての経路に入力側または出力側コモンモードコアが介入することとなり、当該コアのインピーダンスによりノイズ電流ならびに妨害波を減少させることが期待できる。

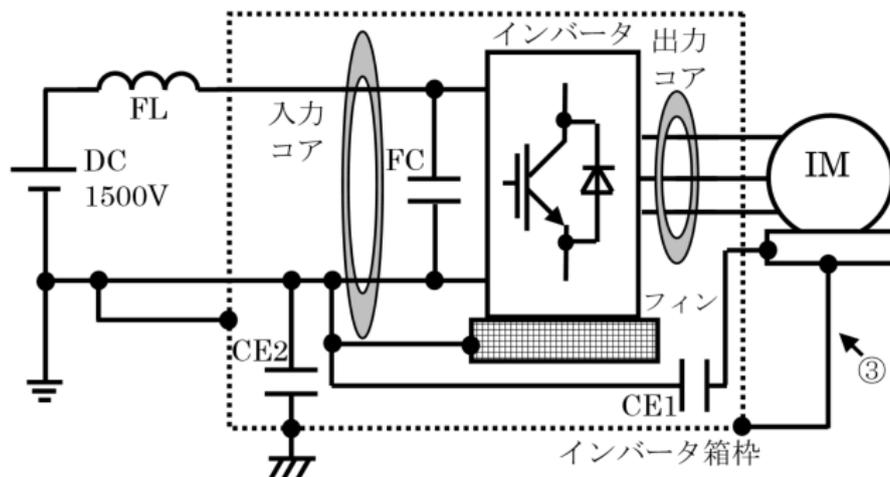


図 3.12 コンデンサ CE1 の接続先変更

ところで、CE1 はモータ IM から流出するコモンモード電流をなるべく車体に流さないようにする役割をもつ。また、CE2 はインバータ主回路から浮遊容量を介してインバータの箱枠に流出するコモンモード電流をなるべく車体に流さないようにする役割をもつ。図 3.12 において、回路図上は CE1 と CE2 は並列接続の関係にある。ここで CE2 を省略すると車体を介する電流が増え、電流ループが大きくなり、結果として放射ノイズが大きくなる可能性があることから、CE2 の接続はそのままとした。図 3.13 に対策前後のインバータシステム単体での妨害波測定結果を示す。コンデンサ CE1 の接続先変更により AM ラジオ帯における低域から中域にかけて妨害波の低減効果が得られた。また対策後に対して対策前では図 3.11 の太線経路における電流が大きいことを確認した。図 3.14 にコンデンサ CE1 の接続先変更前後でのコンデンサ CE1 に流れる電流測定結果を示す。CE1 の接続先変更により、図 3.11 の太線部分で示したインピーダンスの低い経路がなくなることから、コンデンサ CE1 に流れる電流が低下していることがわかる。また接地線③を流れるコモンモード電流も同様に低下することを確認している。以上より図 3.11 の電流経路推定は妥当性があるものと考えられる。

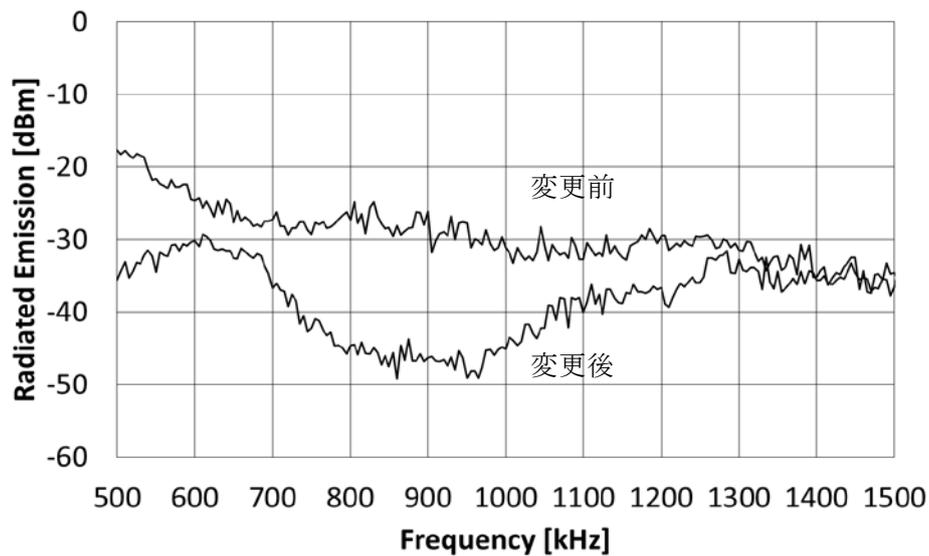


図 3.13 コンデンサ CE1 の接続先変更有無におけるインバータシステム単体での妨害波測定結果

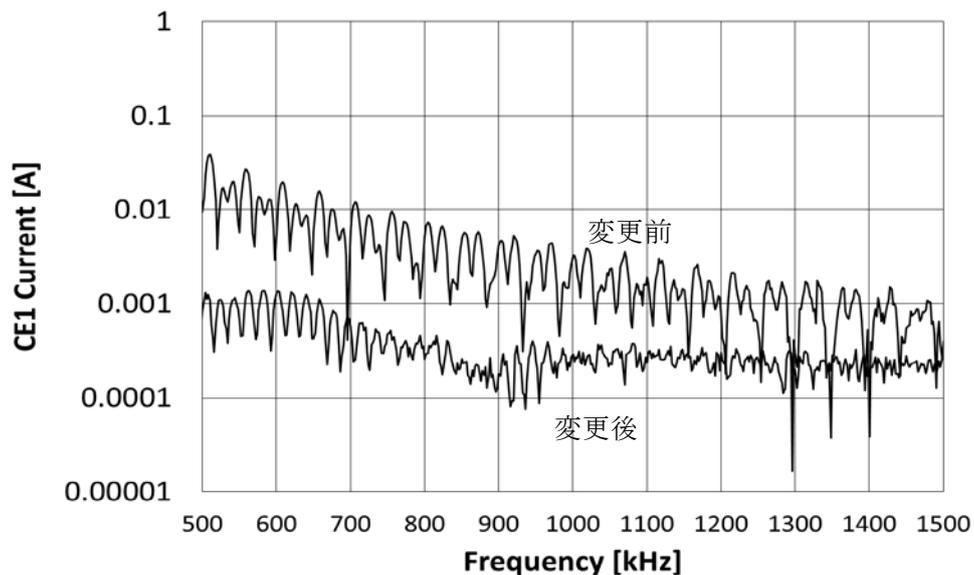


図 3.14 コンデンサ CE1 の接続先変更有無におけるインバータシステム単体でのコンデンサ CE1 に流れる電流測定結果

3.3.2 現車試験による評価

前項の結果をもとに、図 3.12 の対策を行った上で再度現車試験を実施した。試験方法は前節と同様の車両運転扱いである。図 3.15 にコンデンサ CE1 接続先変更前後の妨害波測定結果を示す。接続先変更により妨害波低減効果が得られることを確認した。また、上記車両

運転扱いにて車内にて AM ラジオ試聴を行った結果、対策により VVVF インバータが動作してもノイズがほぼ混入しないことが確認できた。図 3.16 に AM ラジオを録音した音声データを時間軸でプロットした結果を示す。対策前と比較して対策後では音声データと暗ノイズがはっきりと分離できていることがわかる。なお、これまで記載の試験条件は力行となるが、別途実施した加減速モードを含む走行試験の結果、回生においても同等のノイズ低減効果が得られている。以上より、図 3.12 の接続方法を対象車両における最終対策とした。

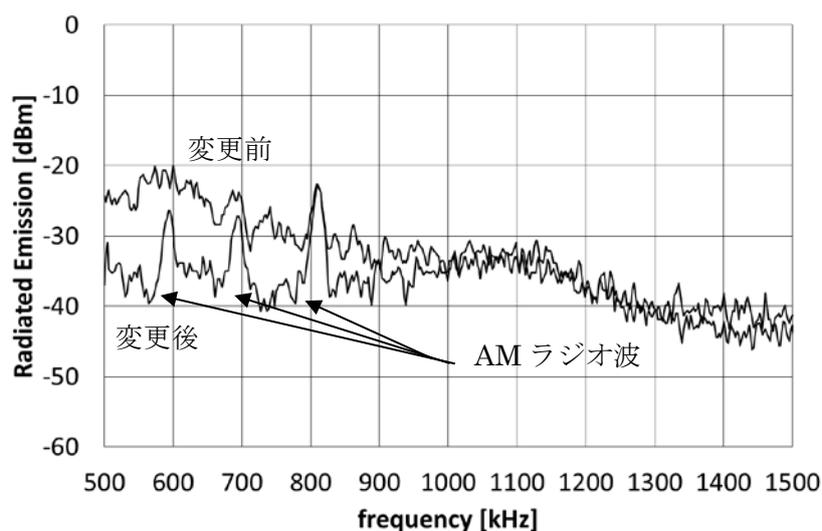
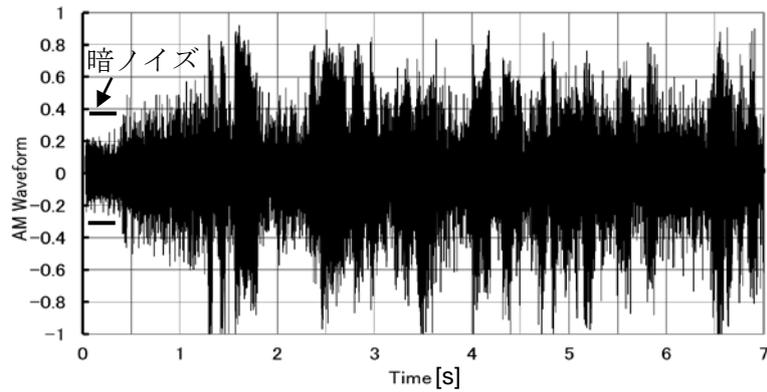
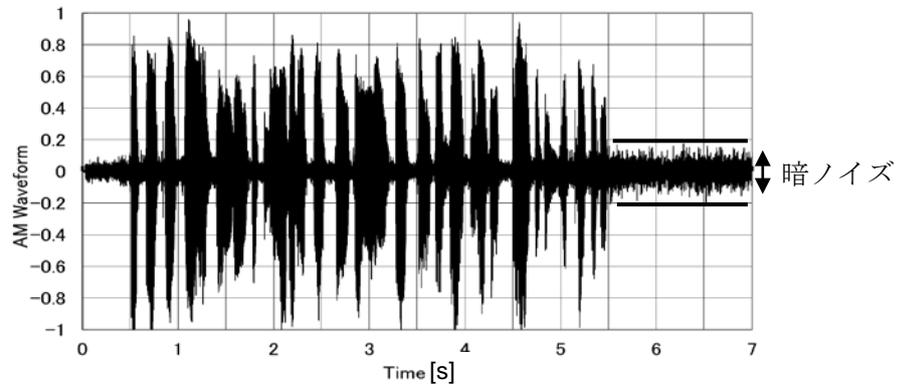


図 3.15 コンデンサ CE1 接続先変更有無における現車での妨害波測定結果



(a) 対策無し



(b) 対策有り

図 3.16 AM ラジオの音声データの時間軸プロット波形

3.3.3 対策のまとめ

これまでの対策結果をまとめると以下ようになる。

- (1)フィン接地線の接続先変更により 1.26 MHz の共振を抑制。フィン接地線とインバータを介するループに入力側コモンモードコアを介するように変更。
- (2)モータ接地用コンデンサ CE1 の接続先変更により低～中域のノイズを抑制。フィン接地線と車体を介するループが生じないように変更。

結果としてインバータにより発生しフィン接地線を介して流れるコモンモード電流が再びインバータに帰還する経路に必ずコモンモードコアを存在させることにより、妨害波低減が達成できた。なお上記(1)(2)の対策においては、別途新規のコモンモードコアを用いずに既設のコモンモードコアを流用することから、簡便で効果的な対策であると言える。

3.4 電流シミュレーションモデルの構築と検証

3.4.1 電流シミュレーションモデルの構築

前節までは実際のハードウェアに基づいた実験ベースで対策を実施したが、一般的に対策には時間や場所が必要になるという課題がある。一方、妨害波は高周波電流の存在によるものであることから、VVVF インバータシステムの各部電流波形をあらかじめ求め、対策による低減効果を見積もることができれば効率的に対策の立案が可能となる。そこで妨害波に起因するインバータ各部における電流を求めるためのシミュレーションモデルを構築した。なお、モデルの対象はインバータシステム単体である。

前節の最終対策状態を対象にしたときの電流シミュレーションモデルを図 3.17 に示す。入力電圧として直流 1,500 V を印加している。VVVF インバータを構成するスイッチング素子と冷却フィン間、直流母線と冷却フィン間、インバータの交流出力端子とフィン間の浮遊容量を実測してインバータ部の浮遊容量モデルとした。またフィルタコンデンサ FC の箱枠と FC 端子間の浮遊容量を実測して反映させた。また IM の接地線も含め、各部品を接続するブスバやハーネスの浮遊インピーダンスを実測して反映させた。フィルタリアクトル FL の箱枠も同様に接地されるため、FL の箱枠と FL 端子間の浮遊容量を実測して反映させた。これらの浮遊インピーダンスを図 3.17 の太線で示している。いずれも μH や nF オーダーの L, C 値となる。なお図 3.17 におけるコンデンサ FC, CE1, CE2, リアクトル FL, モータ IM, 入力側コア, 出力側コアそれぞれの端子間インピーダンスも実測し, AM ラジオ帯でのインピーダンスが実測値と同様となるよう L, C, R からなる等価回路でモデル化した。また, 前節の IM の接地線③を模擬するためのインダクタンスを設定した。

また, 図 3.18 に図 3.17 におけるモータ IM 部分に対応する等価回路モデルを示す⁽³⁸⁾。モータ IM は機械負荷印加にて回転している状態でのインピーダンス測定が困難であること, また, AM ラジオ帯等の高周波における特性は浮遊キャパシタンスと浮遊インダクタンスが主成分であり, 当該周波数帯におけるモータ IM の運転動作条件には大きく依存しないものとされるため⁽⁵⁰⁾, モータ IM 単体を対象として, モータ IM の U, V, W の端子, およびモータフレームアースとの間をインピーダンスアナライザで測定した結果を反映させた。

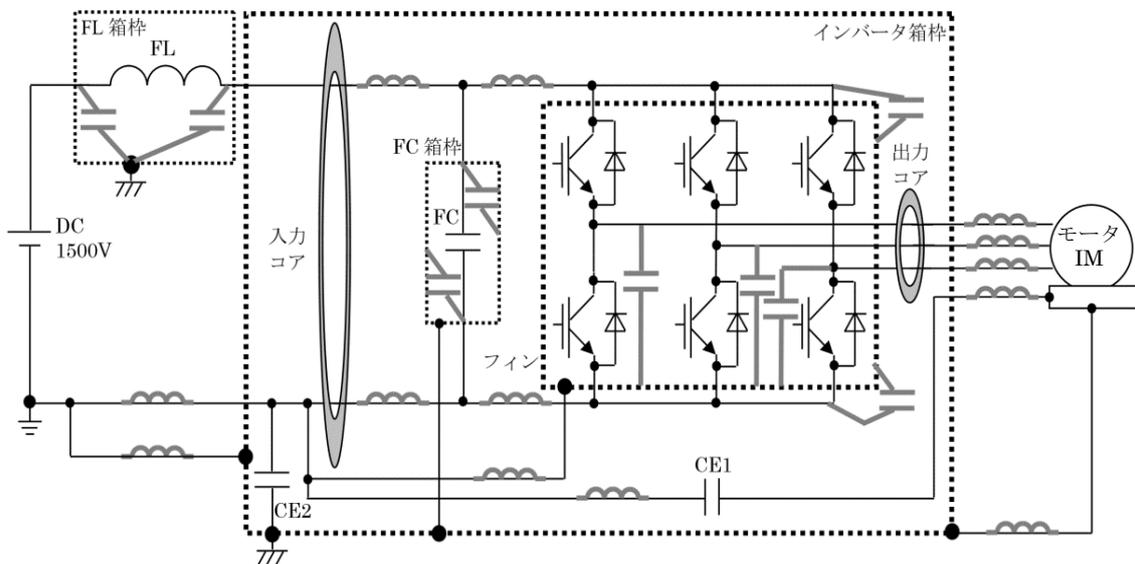


図 3.17 最終対策状態を対象にしたときの AM ラジオ帯の電流シミュレーションモデル

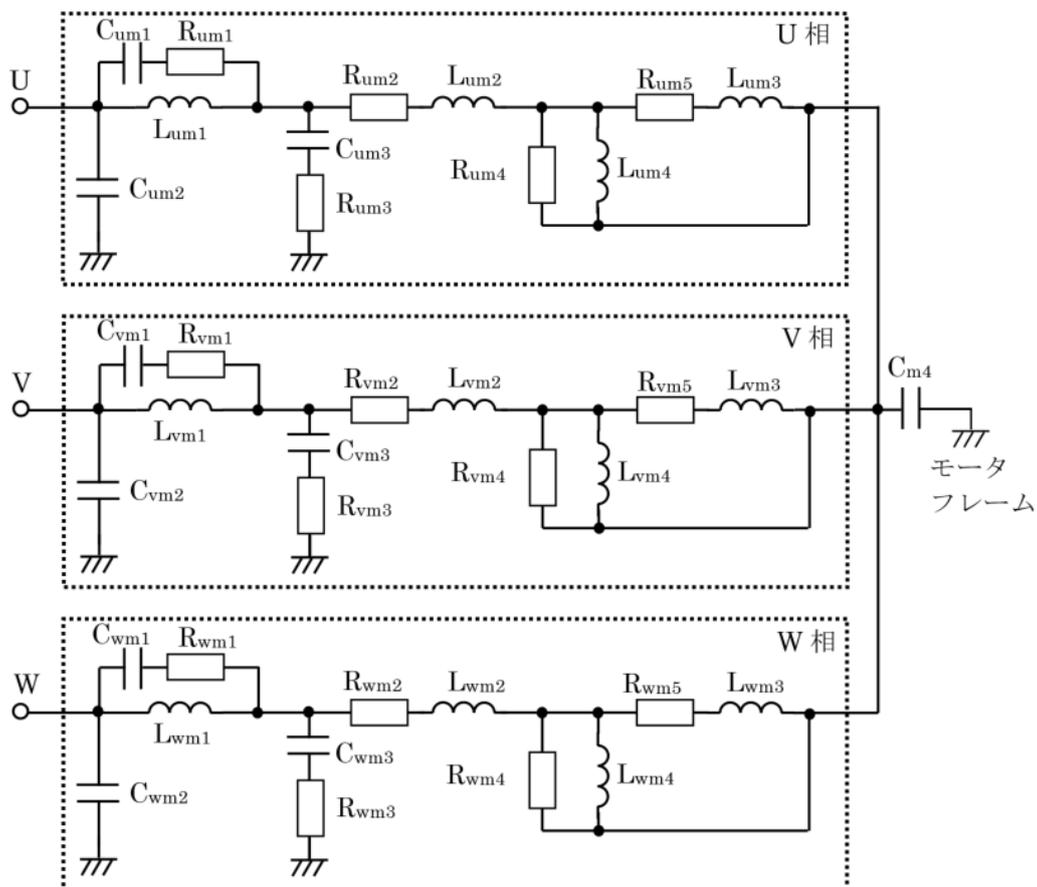


図 3.18 モータ IM の等価回路モデル

3.4.2 電流シミュレーションモデルの妥当性検証

はじめに 3.2.2 項でのフィン接地線による対策を電流シミュレーションモデルに反映させて、AM ラジオ帯におけるフィン接地線電流をシミュレーションした結果を図 3.19 に示す。なお、電流シミュレーションについては、実測での評価と同様に、インバータのスイッチング動作毎に流れる各部電流波形を対象に周波数分析を実施した。したがって、シミュレーションモデルにおいては任意のスイッチング指令を与えた。また、シミュレーション時間刻みは 10 ns に設定した。図 3.6 の実験結果と比較して、対策前における電流ピーク発生 の共振周波数が互いに 1.26 MHz 近傍に一致し、電流ピーク値については 6 dB（実測値の半分）の誤差範囲内で一致した。更にフィン接続線による対策後では、全帯域での電流レベルが減少する傾向となり、500 kHz のピークレベルは約 1 mA 以下となった。

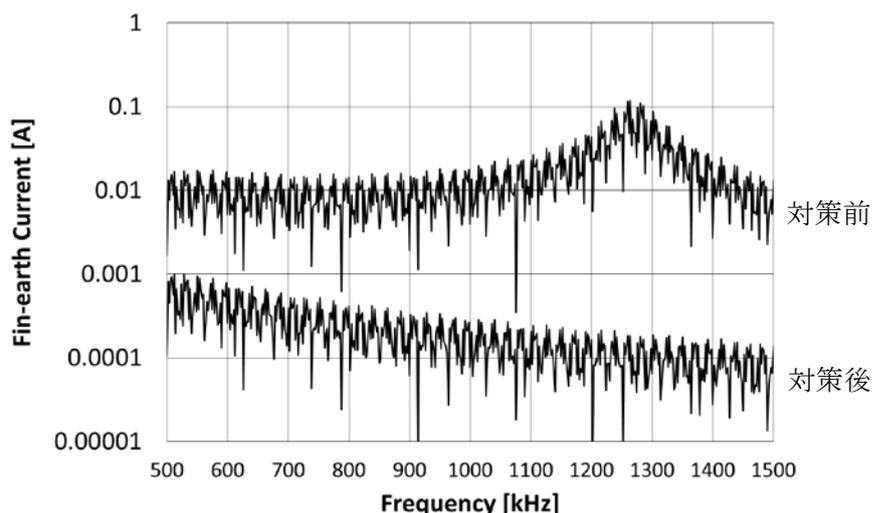


図 3.19 フィン接地線による対策の有無におけるフィン接地線電流シミュレーション結果

次に前節での最終対策状態を対象として、コンデンサ CE1 の接続先変更有無による CE1 電流をシミュレーションした結果を図 3.20 に示す。図 3.14 の実験結果と比較して、対策前における電流ピークは 500 kHz が最も高く 6 dB（実測値の半分）の誤差範囲内に、対策後では、全帯域での電流レベルが減少すると共に、500 kHz のピークレベルは互いに約 1 mA 以下となった。これらの結果から、提案する電流シミュレーションモデルは実機の傾向を再現しており、各種対策による AM ラジオ帯での電流増減の予測が可能となったものと考えられる。

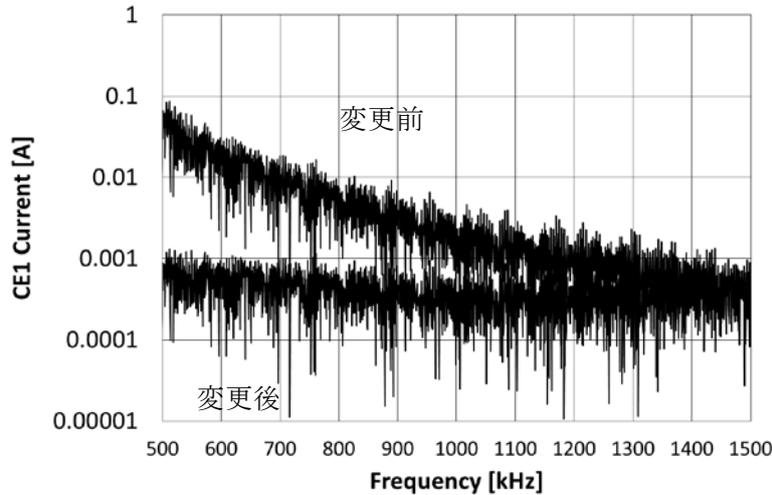


図 3.20 コンデンサ CE1 の接続先変更有無による CE 1 電流シミュレーション結果

3.5 結言

本章では電気車に搭載する VVVF インバータシステムを対象に、インバータが発生する AM ラジオノイズ、及びこのノイズに起因する電流に着目し、具体的な低減対策方式を提案した。

はじめに VVVF インバータを冷却するフィン接地線の接続先変更による特定共振周波数の対策について提案した。次にモータ接地経路を含むコモンモード電流を低減するために、モータ接地線の接続先変更による妨害波低減方法について提案した。これらの対策による効果を VVVF インバータシステム単体で確認すると共に、車両に VVVF インバータを搭載し、現車にて機械式ブレーキをかけながら極低いトルクでインバータを起動する試験、並びに走行試験により上記対策の効果を確認した。

対策の要点としてインバータにより発生しフィン接地線を介して流れるコモンモード電流が再びインバータに帰還する経路に必ずコモンモードコアを存在させることにより、妨害波低減が達成できることがわかった。なお上記対策においては別途新規のコモンモードコアを用いずに既設のコモンモードコアを流用することから、簡便で効果的な対策が実現できた。

なお提案の対策方法は、AM ラジオノイズに起因する電流を VVVF インバータ近傍に閉じ込め、更にもその電流を低減するように接続変更すると共に、車体側へコモンモード電流を流さない回路構成となる。したがって、VVVF インバータ部以外の車体側のインピーダンスによる影響等により、対策によるノイズ低減効果が低下するリスクをより回避しやすいことが特長である。

最後に AM ラジオ帯の妨害波に起因する電流を対象としたシミュレーションモデルについて提案した。AM ラジオ帯を対象に VVVF インバータや周辺機器の浮遊インピーダンス、

各部品端子間インピーダンスを反映させた回路モデルとした。当該シミュレーションモデルを用いて上記各対策を模擬して得られた電流波形は、電流ピークの共振周波数が概ね一致すること、並びにその電流ピーク値が 6 dB（実測値の半分）の誤差範囲内で一致するなど、実測結果と同様の傾向が得られた。これらの結果から、提案する電流シミュレーションモデルは実機の傾向を再現しており、各種対策による AM ラジオ帯での電流増減の予測が可能になったものとする。

4.1 緒言

第1章に述べたように、電気車に電力を供給するシステムにおいて、図4.1に示すように電気車駆動のための負荷電流に重畳して、架線と軌道に伝導して流れる帰線電流ノイズが所定のレベルを超えると、軌道信号回路の軌道リレーなどに影響を及ぼすことが指摘されている⁽⁴⁾。直流架線における帰線電流については、例えば欧州での規格や限度値も示されているが⁽⁵⁾、同様に日本国内でも限度値の厳しい信号機器が存在するため、車両側でのノイズ対策が必要とされる⁽⁷⁾。帰線電流ノイズの発生要因として、インバータやセンサが完全に理想状態と成り得ず誤差を発生する点が挙げられ⁽⁷⁾、このような外乱によりインバータ基本周波数成分のパワーリップルが発生し、フィルタコンデンサとフィルタリアクトルを介して帰線電流ノイズが現れる。直流架線で電力供給される電気車において帰線電流ノイズを低減するには、一般にフィルタにより帰線電流ノイズに対する減衰を強化する方式がとられる。しかし減衰対象とする帰線電流ノイズが25 Hz等の低周波軌道回路に適用されるような帯域の場合、フィルタ定数を充分大きくする必要があり、電気車装置が大型化するという課題がある。また帰線電流ノイズを低減するために、フィルタリアクトル電流を検出する方式や⁽⁷⁾、別途設けたインバータとトランスにより高調波電圧を注入して帰線電流ノイズを低減する方式が報告されているが⁽⁸⁾、いずれも付加的なセンサや機器が必要になるという課題がある。他にフィルタコンデンサ電圧に基づくモータトルク指令の補正⁽⁵²⁾、あるいはインバータ出力周波数の補正⁽⁵³⁾による、電気車制御系の安定化に関する報告がなされているが、帰線電流ノイズについては示されていない。さらには、PWM信号にランダム要素を入れることにより帰線電流の高調波を低減する手法が示されているが、25 Hzといった低周波に対する効果は示されていない⁽⁵⁴⁾。

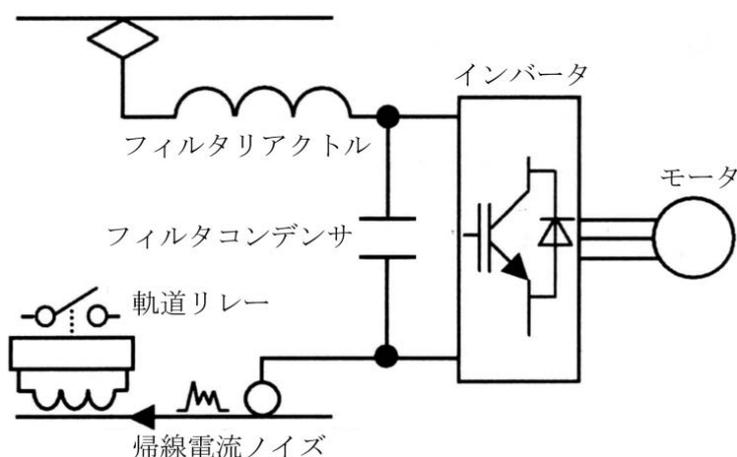


図4.1 インバータにより発生する帰線電流ノイズ

そこで本章では、フィルタコンデンサのエネルギーの交流ノイズ成分、ひいては帰線電流ノイズを低減するエネルギー補償形アクティブ制御を提案する⁽³⁹⁾。本制御はモータ（誘導電動機）のトルク電流と励磁電流を独立に制御するベクトル制御において、フィルタコンデンサのエネルギーの交流ノイズ成分に基づきトルク電流指令の補正を行い、モータ瞬時パワーを用いて特に低周波帯域の帰線電流ノイズの低減を実現する。また別途センサ等を設置する必要がないという特長がある。はじめに本方式の制御構成とゲイン設計方法について述べる。次に実機試験にて本制御による帰線電流ノイズの低減効果を検証し、本制御の有効性について述べる。更に制御系のモデル化と開ループボード線図による評価方法の妥当性検証を目的に、制御系の安定限界ゲインを実機試験にて検証する。

4.2 制御構成とゲイン設計

4.2.1 コンデンサエネルギーとモータ瞬時パワーの関係

はじめにエネルギー補償形アクティブ制御を構成するために必要なフィルタコンデンサエネルギーと誘導モータの瞬時パワー、及び帰線電流ノイズの関係について述べる。ベクトル制御では q 軸電流 i_{qs} とモータトルク τ_m の関係は(4.1)式で示される。ここで 2 次時定数 T_r は帰線電流ノイズの周波数に対して充分大きく、 ϕ_{dr} は直流一定値であるとみなすと τ_m は q 軸電流に比例する。

$$\tau_m = P_m \frac{M}{L_r} i_{qs} \phi_{dr} = P_m \frac{M}{L_r} i_{qs} \frac{M}{1+s \cdot T_r} i_{ds} \quad (4.1)$$

P_m : 極対数, M : 相互インダクタンス, R_r : 2 次抵抗, L_r : 2 次インダクタンス,
 $T_r = L_r/R_r$: 2 次時定数, ϕ_{dr} : d 軸磁束, i_{ds} : d 軸電流, i_{qs} : q 軸電流

更にモータ負荷のイナーシャが充分大きく、フィルタコンデンサのエネルギー制御に対してモータ角速度 ω_{rm} が一定であるとみなすと、モータ瞬時パワー p は(4.2)式で示され、q 軸電流 i_{qs} とモータ瞬時パワー p は線形の関係に近似できる。

$$p = P_m \frac{M}{L_r} \phi_{dr} i_{qs} \omega_{rm} \quad (4.2)$$

ここでフィルタコンデンサのエネルギーはフィルタコンデンサに注入されるパワーの積分であることを鑑み、エネルギーの交流ノイズ成分を低減するべくモータパワー p を q 軸電流 i_{qs} で制御する。このようにパワーの次元を適用してフィルタコンデンサのエネルギーを制御対象とすることが本制御の特徴である。なおフィルタコンデンサのエネルギーは既設のフィルタコンデンサ電圧検出器の出力から容易に演算可能である。

次に交流ノイズ成分に着目した制御対象を図 4.2 に示す。フィルタコンデンサ C_f と直流系統電源の間にはフィルタリアクトル L_f が接続されるため、これを考慮した上でモータの

パワーからフィルタコンデンサのエネルギーへの伝達関数を表す必要がある。ここでパワー p は直流系統電源側からモータへの向きを正とし、 C_f と L_f の蓄積エネルギーをそれぞれ u_C 、 u_L と表す。 C_f の容量を C_{f1} 、 L_f の容量を L_{f1} 、 L_f に存在する等価直列抵抗 R_f の抵抗成分を R_{f1} とすると、モータパワー p からフィルタコンデンサのエネルギー u_C の伝達関数は(4.3)式のようになる。なおここでは、後述するエネルギー補償形アクティブ制御に対して外乱となるインバータならびにモータにおける損失は無視している。また、モータパワー p の向きは図4.2の矢印の向きが正であるため、(4.3)式の右辺はマイナスとなる。

$$u_C(s) = -\frac{sC_{f1}L_{f1}+R_{f1}C_{f1}}{s^2C_{f1}L_{f1}+sR_{f1}C_{f1}+1}p(s) \quad (4.3)$$

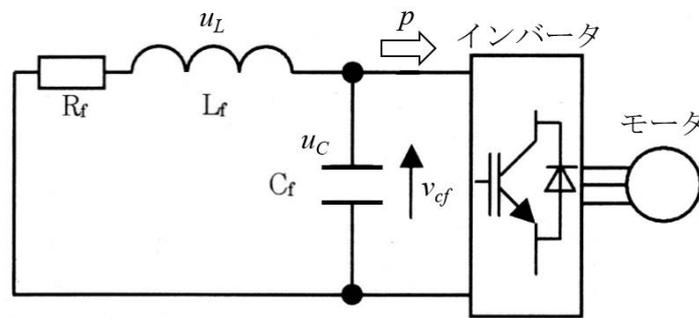


図 4.2 交流成分に着目した制御対象

次にフィルタコンデンサエネルギー u_C とフィルタコンデンサ電圧 v_{cf} の関係について述べる。 v_{cf} を直流成分 v_{dc} と交流成分 v_{ac} に分ける。このときフィルタコンデンサエネルギー u_C は(4.4)式となり、その交流成分 u_{Cac} は(4.5)式となる。

$$u_C = \frac{1}{2}C_{f1}v_{cf}^2 = \frac{1}{2}C_{f1}(v_{dc} + v_{ac})^2 = \frac{1}{2}C_{f1}(v_{dc}^2 + 2v_{dc}v_{ac} + v_{ac}^2) \quad (4.4)$$

$$u_{Cac} = \frac{1}{2}C_{f1}(2v_{dc}v_{ac} + v_{ac}^2) = \frac{1}{2}C_{f1}(2v_{dc} + v_{ac})v_{ac} \quad (4.5)$$

直流架線により駆動される電気車では一般に $v_{ac} \ll v_{dc}$ となるため、(4.5)式は(4.6)式のように近似可能である。これよりフィルタコンデンサのエネルギー u_C の交流成分 u_{Cac} とフィルタコンデンサ電圧 v_{cf} の交流成分 v_{ac} は v_{dc} が一定の場合は比例関係となる。すなわちフィルタコンデンサエネルギー u_C の交流ノイズ成分の減衰はそのままフィルタコンデンサ電圧 v_{cf} の交流ノイズ成分の減衰となり、ひいては帰線電流ノイズも同様に減衰する。

$$u_{Cac} \approx \frac{1}{2}C_{f1}2v_{dc}v_{ac} = C_{f1}v_{dc}v_{ac} \quad (4.6)$$

4.2.2 エネルギー補償形アクティブ制御の構成と設計

前項で示したフィルタコンデンサエネルギーとモータ瞬時パワーの関係を適用したエネ

ルギー補償形アクティブ制御の構成を図 4.3 に示す。モータ制御のために存在する q 軸電流指令 i_q^* に追従するための q 軸電流制御系に対して、フィルタコンデンサのエネルギー u_c の制御系が付加される。ハイパスフィルタとローパスフィルタを介して抽出する u_c に含まれる交流成分 u_{cac} がゼロとなるように q 軸電流指令を補正する。すなわちフィルタコンデンサのエネルギー u_c が上昇したときは q 軸電流を上昇させモータで消費するエネルギーを上昇させるようなフィードバック構成となる。なおローパスフィルタはインバータの PWM 動作に起因するリップル電流による影響を除去するために接続している。

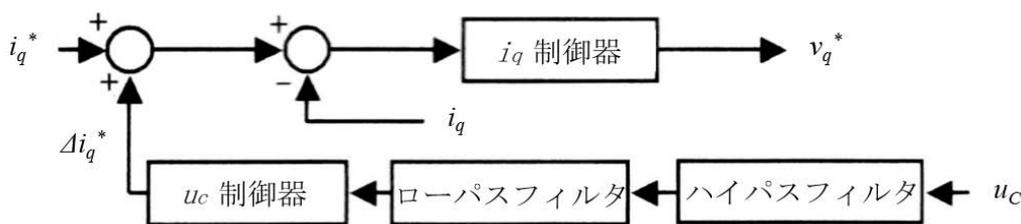


図 4.3 エネルギー補償形アクティブ制御の構成

提案するエネルギー補償形アクティブ制御ではフィルタコンデンサのエネルギーを制御対象とし、パワーの次元を適用することにより制御系の線形化を図るため、開ループボード線図を用いた制御設計と評価が実現できる。図 4.3 の制御構成の評価を実施するにあたり、フィルタコンデンサエネルギー制御系を比例制御、ローパスフィルタ及びハイパスフィルタを 2 次のフィルタ、q 軸電流制御系を比例積分制御としたときの制御ブロックを図 4.4 に示す。なおベクトル制御にてパワーの向きはフィルタコンデンサからモータの向きが正の符号となる。かつ図 4.4 においてハイパスフィルタとローパスフィルタを介して抽出する u_c に含まれる交流成分 u_{cac} がゼロとなるためには、例えば u_{cac} が正の符号のときには、 Δi_q^* は正の符号となるべきことから、エネルギー補償アクティブ制御ゲイン K_{ac} に「-1」をかけている。また、図 4.4 の制御構成においてはモータ角速度の影響を受けることがわかる。例えば制御器が比例制御で構成されるような一定値の場合、モータ角速度がアップするほどフィードバックループの開ループボード線図のゲインがアップする。よってゲイン設計にあたってはモータ角速度 ω_{rm} の影響を考慮する必要がある。

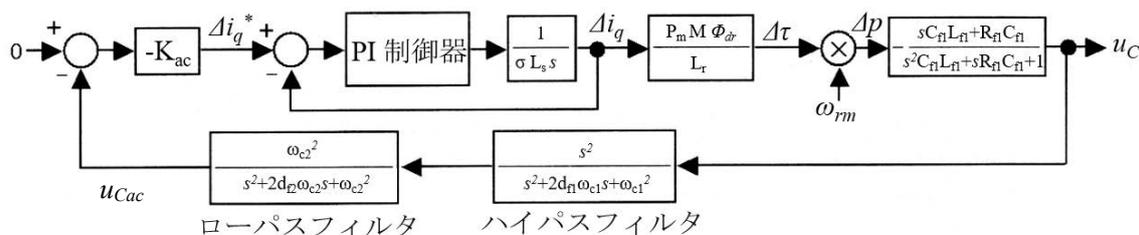


図 4.4 エネルギー補償形アクティブ制御の閉ループ構成

表 4.1 に設計にて適用したモータ定数を、表 4.2 に回路・制御定数を示す。また、q 軸電流制御系にてデジタル制御を前提にサンプリングと演算無駄時間の影響を反映するにあたり、2 次の Pade 近似による s 領域での有利関数化を実施した。図 4.4 における各ブロックについて、図 4.5 にハイパスフィルタ、図 4.6 にローパスフィルタ、図 4.7 にサンプリングと演算無駄時間、図 4.8 にモータパワーからフィルタコンデンサエネルギーへの伝達特性を示す。また、開ループボード線図を図 4.9 に示す。ここではインバータ出力周波数を 25 Hz ($\omega_{rm} \doteq 25 \text{ Hz} (\div \text{極対数 } 2) \times 2\pi = 78.5 \text{ rad/s}$)、及び 50 Hz ($\omega_{rm} \doteq 157 \text{ rad/s}$) に設定した。インバータ出力周波数に比例して制御ゲインが変化する様子が見られる。

表 4.1 モータ定数

極対数 P_m	2
1 次抵抗 R_s	54.2 m Ω
2 次抵抗 R_r	57.7 m Ω
1 次漏れインダクタンス ℓ_s	1.21 mH
2 次漏れインダクタンス ℓ_r	1.21 mH
相互インダクタンス M	26.9 mH
2 次時定数 T_r	0.487 s

表 4.2 回路・制御定数

フィルタコンデンサ C_{f1}	3.7 mF
フィルタリアクトル L_{f1}	9.7 mH
フィルタリアクトル内部直列等価抵抗 R_{f1}	0.36 Ω
直流架線電圧	1,500 V
2 次磁束 ϕ_{dr}	2.33 Wb
ハイパスフィルタ遮断周波数 ($= \omega_{c1} / 2\pi$)	10 Hz
ハイパスフィルタダンピングファクタ d_{f1}	0.7
ローパスフィルタ遮断周波数 ($= \omega_{c2} / 2\pi$)	300 Hz
ローパスフィルタダンピングファクタ d_{f2}	0.7
エネルギー補償アクティブ制御ゲイン K_{ac}	0.25

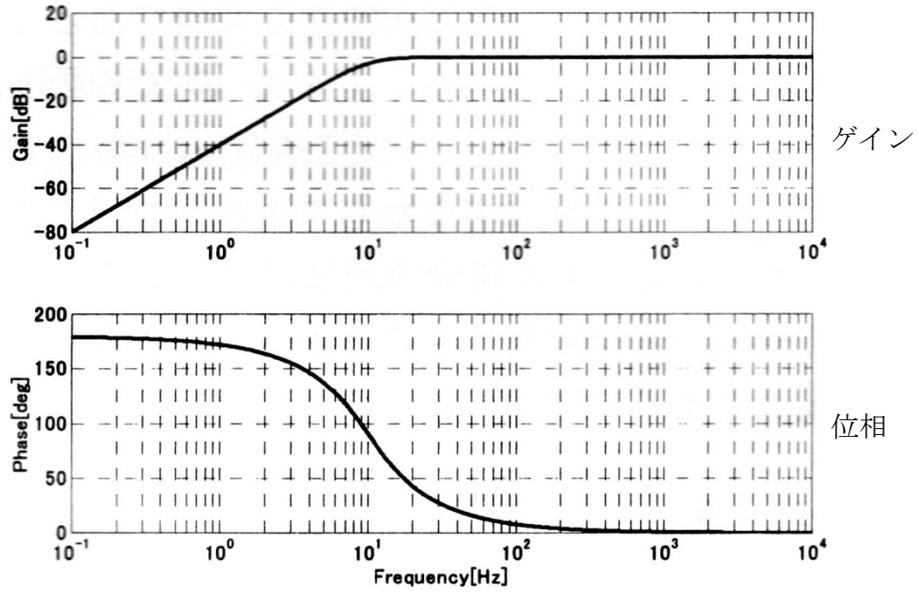


図 4.5 ハイパスフィルタの伝達特性

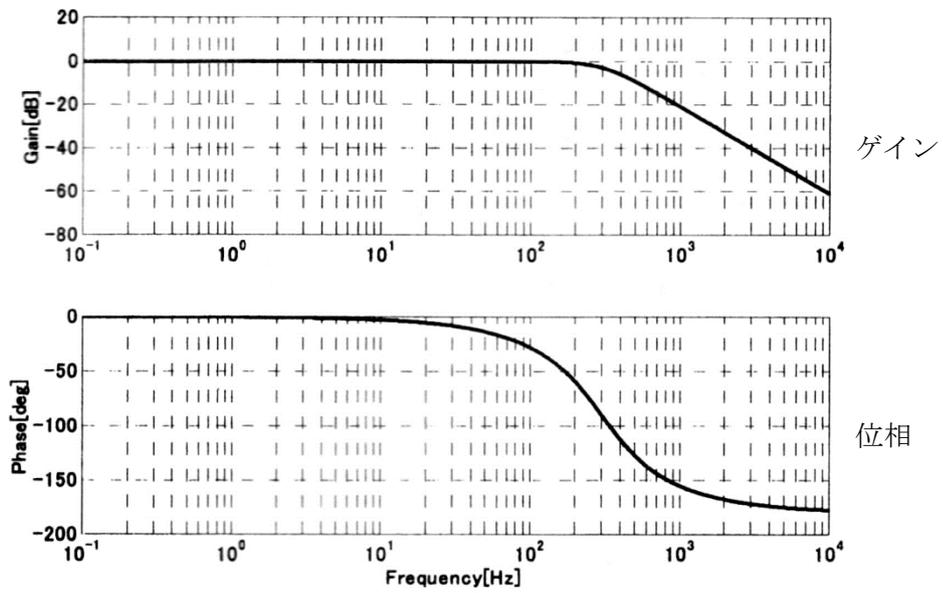


図 4.6 ローパスフィルタの伝達特性

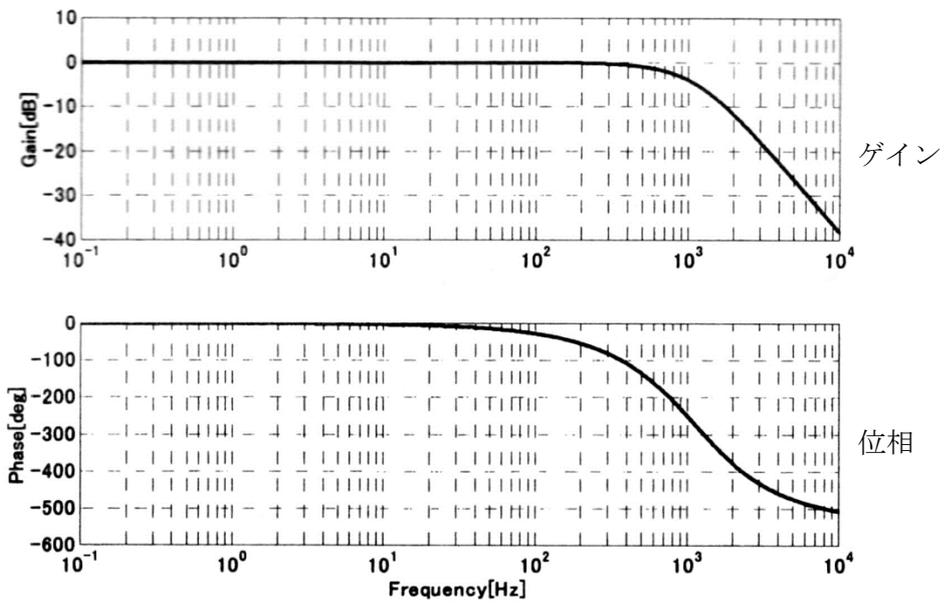


図 4.7 サンプルングと演算無駄時間の伝達特性

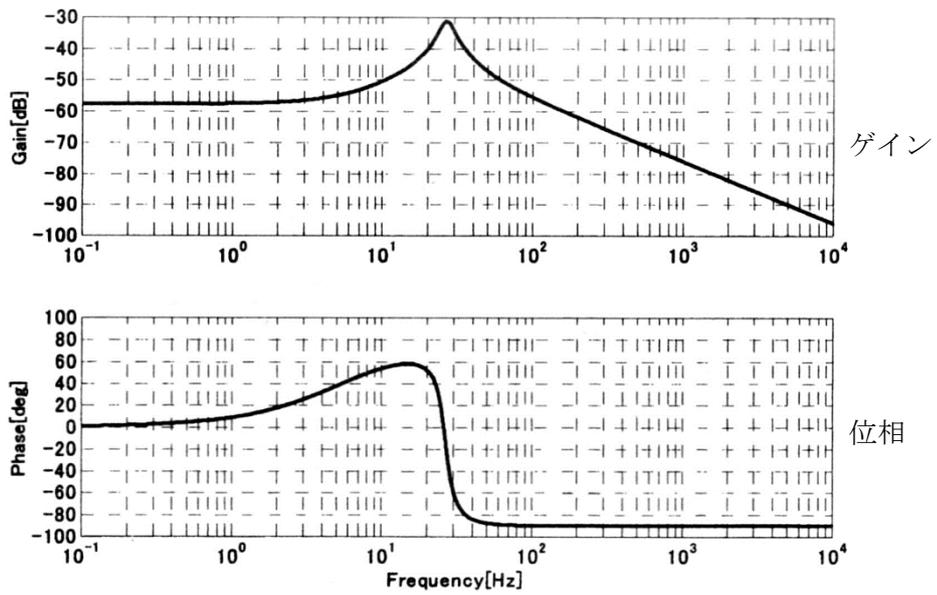


図 4.8 モータパワーからフィルタコンデンサエネルギーの伝達特性

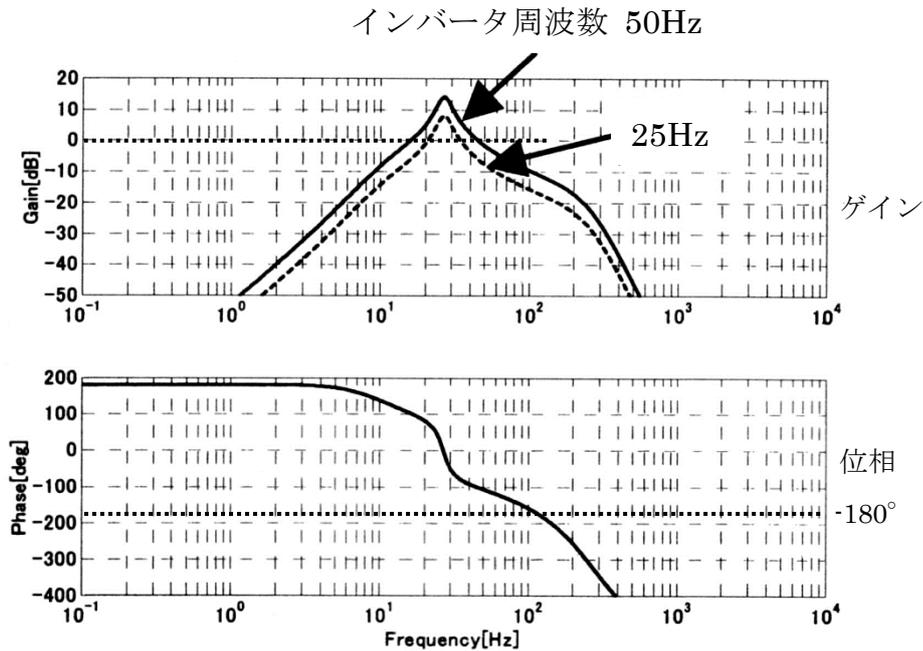


図 4.9 エネルギー補償制御の開ループボード線図

なお提案の制御においては帰線電流ノイズを低減するために q 軸電流，すなわちトルクを変化させる。しかしながら図 4.9 の開ループボード線図に示すように直流（周波数＝ゼロ）でのゲインはない。従って本制御により直流的なトルクが変動することはなく，制御対象の帰線電流ノイズによる交流成分がもとの直流トルクに重畳するのみである。また上記交流成分のトルク変化が電気車の仕様を逸脱しないよう，補償量 Δi_q^* に制限値を設け，電気車の性能に影響を及ぼさないように配慮している。

4.3 実機試験による検証

4.3.1 実機試験条件

図 4.10 に実機試験条件の概略構成を示す。モータ定数と回路・制御定数は表 4.1 及び表 4.2 に示した通りである。モータ負荷としてフライホイールを接続した。帰線電流ノイズの測定箇所は 1,500 V 高圧側とし，カレントプローブの出力に FFT アナライザを接続した。なお FFT アナライザのサンプリング仕様を鑑み，帰線電流ノイズの変化を詳細に観測できるようにトルク指令を下げて運転した。また，本章での帰線電流ノイズの抑制対象周波数は 25 Hz 及び 50 Hz であるため，インバータ周波数が 50 Hz 近傍までの運転を評価対象の条件とする。

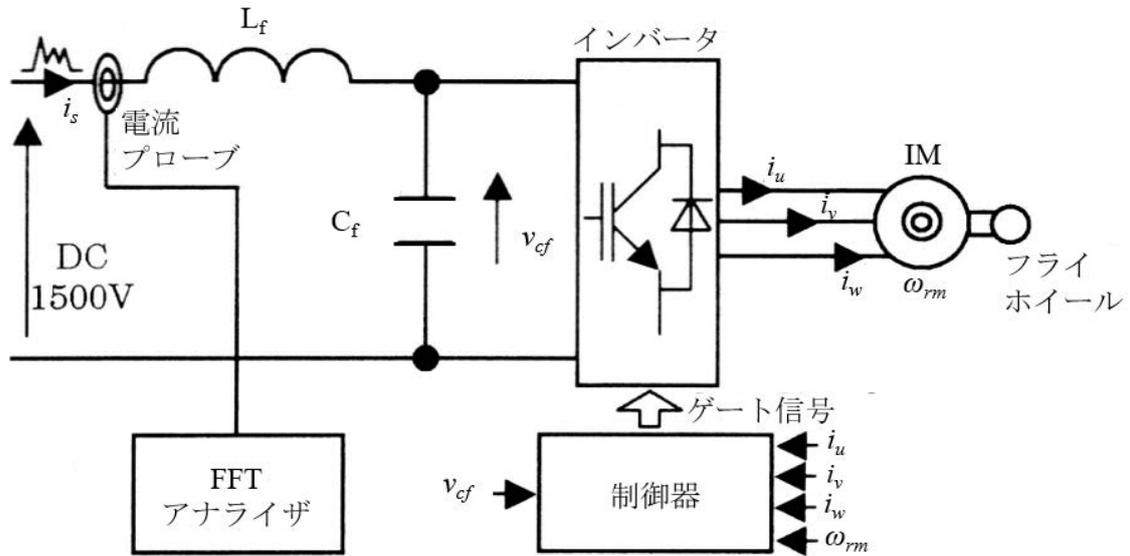


図 4.10 実機試験条件の概略構成

4.3.2 エネルギー補償形アクティブ制御による効果検証

実機試験方法を示す全体的な波形例として、まずエネルギー補償形アクティブ制御がない場合におけるモータ加速時の各部波形の試験結果チャートを図 4.11 に示す。加速スタートから約 40 秒後にインバータ周波数が 50 Hz に到達する。このときの 25 Hz 及び 50 Hz 成分の帰線電流ノイズの時間変化測定結果を図 4.12 に、帰線電流ノイズのスペクトルの時間変化を図 4.13 に示す。インバータ周波数が 0 Hz から 50 Hz 近傍まで上昇する過程において、インバータ周波数の基本波成分が帰線電流ノイズとして発生しており、これらに対するエネルギー補償形アクティブ制御による低減効果を検証する。

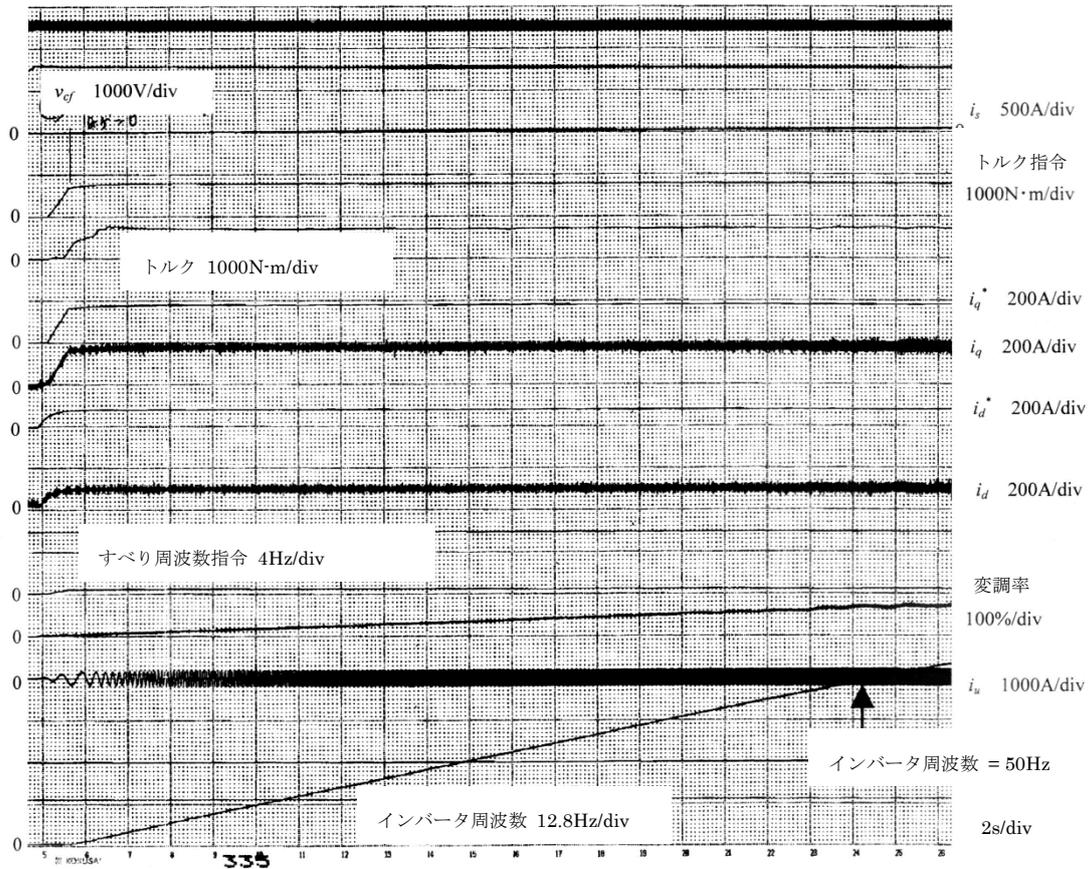


図 4.11 モータ加速時の各部波形の試験結果チャート

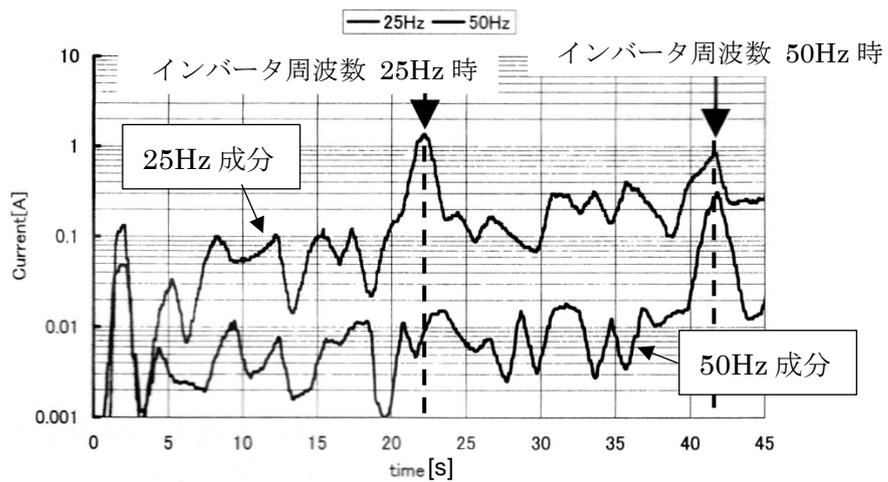


図 4.12 帰線電流ノイズの時間変化の測定結果

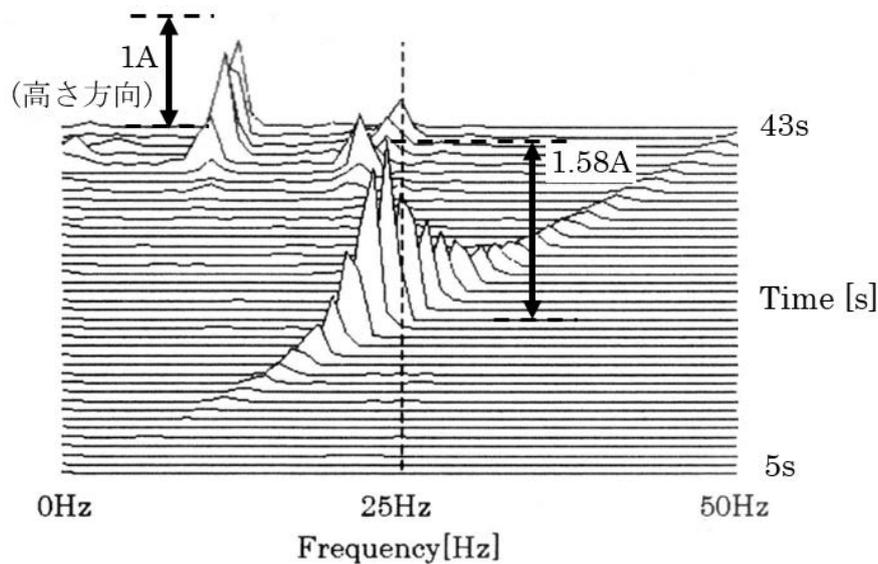


図 4.13 帰線電流ノイズのスペクトルの時間変化

図 4.14 にエネルギー補償形アクティブ制御のゲイン K_{ac} の変化に対する、帰線ノイズ電流の 25 Hz 及び 50 Hz 成分のピーク値測定結果を示す。ここでは $K_{ac}=0$ (制御無し) での値を 0 dB と規格化している。25 Hz 成分についてはゲイン上昇によりピーク値が低減され、 $K_{ac}=0.25$ にて約 10 dB の低減効果が得られる。一方、50 Hz 成分については 25 Hz 成分と比較して低減効果が少ない。これは $K_{ac}=0.25$ では図 4.9 に示すボード線図となり、50 Hz に対するゲインが十分に確保されていないためである。なお K_{ac} を 0.25 よりも上昇させると、これらのノイズ成分は更に低減される。また、 $K_{ac}=0.15$ にてその前後のゲイン設定よりも低減効果が得られ、低減効果がゲイン K_{ac} の多寡により線形の様子を呈しない理由は明白ではない。要因として、測定時におけるサンプリング動作の時間軸密度によるものとも類推され、測定における上記サンプリング動作の向上が望まれる。

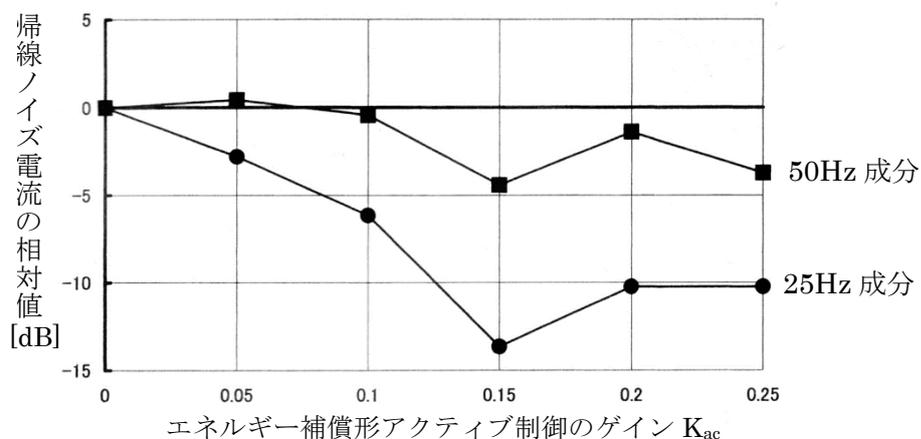


図 4.14 ゲイン設定変化に対する帰線電流ノイズ測定結果

4.3.3 エネルギー補償形アクティブ制御の安定限界検証

4.2 節で述べたエネルギー補償形アクティブ制御のモデル化と開ループボード線図による評価方法の妥当性検証を目的に、制御ゲイン上昇による安定限界を実機にて検証した。図 4.15 にゲイン設定値変化に対する安定限界でのインバータ周波数の測定結果を示す。制御ゲインの上昇に伴い安定限界でのインバータ周波数が下がる傾向が見られる。

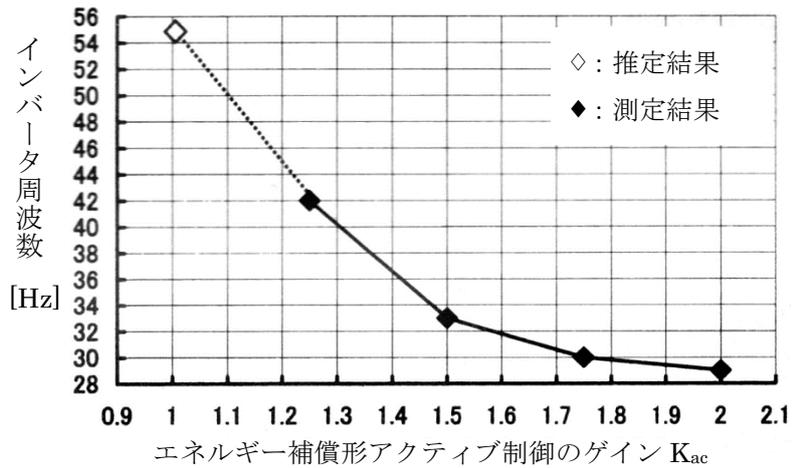


図 4.15 ゲイン設定値変化に対する安定限界でのインバータ周波数測定結果

この安定限界を定量的に評価するために、図 4.15 に示した中で 4 通りのインバータ周波数及び安定限界ゲインに基づき、エネルギー補償形アクティブ制御の開ループボード線図を描くと図 4.16 のボード線図上に全て重なり、かつ安定限界となる。なお、(4.2)式ならびに図 4.4 の閉ループ構成にて示されるように、モータ角速度 ω_m が乗算されることから、図 4.15 のインバータ周波数と安定限界の制御ゲインは反比例の関係となる。従ってインバータ周波数が 55 Hz 近傍での安定限界ゲインは約 1.0 と類推される。

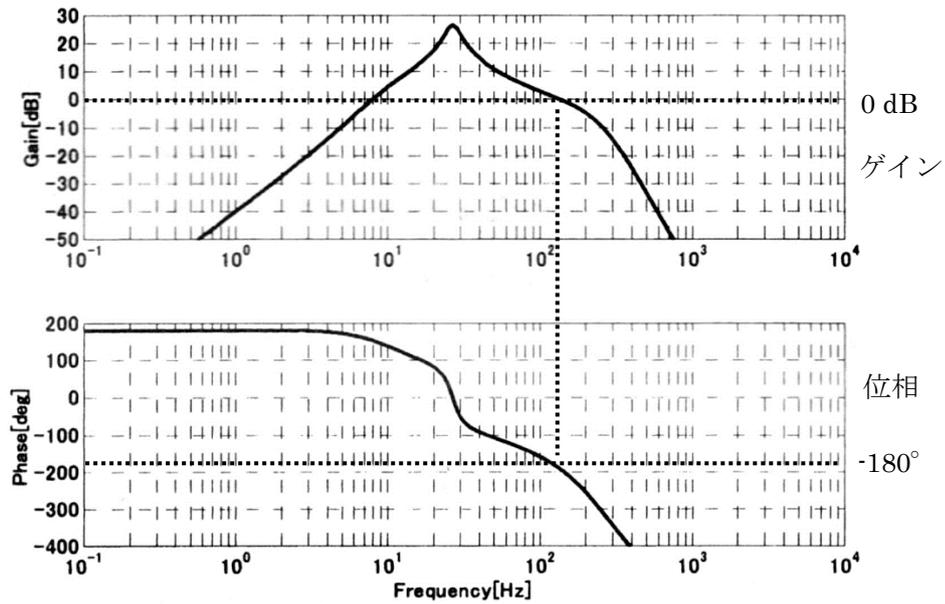
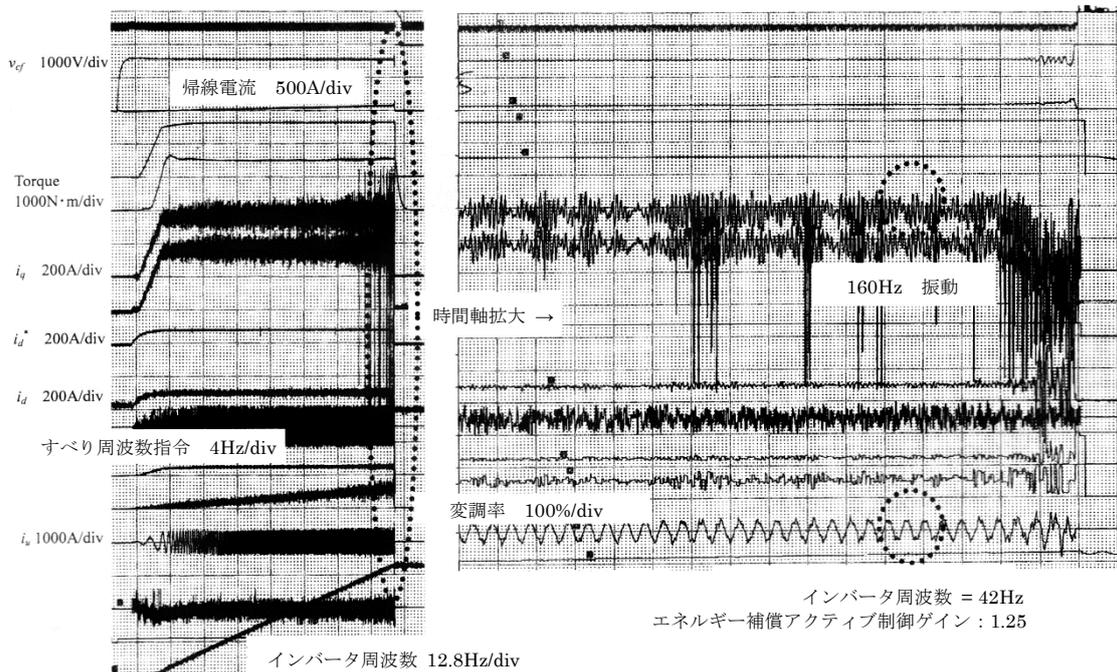


図 4.16 安定限界時の開ループボード線図

また、制御ゲイン K_{ac} を 1.25 に設定した時（インバータ周波数 42Hz）の不安定化発生時の試験結果チャートを図 4.17 に示す。フィルタコンデンサ電圧に現れる振動周波数は約 160Hz となり、これは図 4.16 において不安定化する周波数近傍にある。以上より、4.2.2 項で述べたエネルギー補償形アクティブ制御のモデル化、及び開ループボード線図による評価方法は、実機での制御系特性把握に対しても十分な精度が得られるものと考ええる。



(a)全体波形 (2s/div) (b)拡大波形 (50 ms/div)

図 4.17 実測での不安定化発生時の試験結果チャート ($K_{ac} = 1.25$)

4.4 結言

本章ではベクトル制御においてトルク電流指令の補正を行い、モータ瞬時パワーを用いてフィルタコンデンサのエネルギーの交流ノイズ成分、ひいては帰線電流ノイズを低減するエネルギー補償形アクティブ制御を提案した。はじめにフィルタコンデンサエネルギーとモータ瞬時パワーの関係について述べた。次に本制御方式の制御構成及びゲイン設計について示し、開ループボード線図による制御安定性の評価方法を示した。また実機試験により帰線電流ノイズの低減効果を検証し、制御ゲインを 0.25 に設定した例において帰線電流ノイズの 25 Hz 成分が約 10 dB 低減することを確認した。更に制御系の安定限界ゲインを実機検証し、開ループボード線図による制御設計の有効性を述べた。

提案の制御方式は別途センサ等を設ける必要がないという特長があり、電気車に既設のフィルタコンデンサ電圧検出器の出力をもとにフィルタコンデンサエネルギーを演算すればよく、フィルタ容量の増加を伴わない帰線電流ノイズ低減対策の実現が期待できる。

第5章 ノーマルモードとコモンモードの伝導ノイズを低減するアクティブノイズフィルタ

5.1 緒言

第1章で述べたように、近年の電力用半導体素子の高速化に伴いスイッチング周波数の高周波化が進み、インバータが発生する EMI ノイズは大きな問題となっている。EMI ノイズは電線を伝わる伝導ノイズや空中を伝わる放射ノイズに代表され、これらの発生量に対して国際的な法規制が発効されている⁽¹⁾。

EMI ノイズを低減する手法としては、一般的に受動フィルタを接続することが挙げられるが、インバータシステム全体の体積及びコストのアップは避けられない。また受動フィルタを構成するリアクトルとコンデンサの共振や、リアクトルの鉄芯における磁気飽和の問題があり、多様なインバータの運転モードを考慮した設計が求められる⁽¹⁹⁾。

ところで、受動フィルタ以外による対策として、能動素子を適用した「アクティブコモンノイズキャンセラ」⁽²⁰⁾⁻⁽³²⁾や「アクティブ EMI フィルタ」⁽³³⁾⁽³⁴⁾が提案されている。アクティブコモンノイズキャンセラはインバータが発生するコモンモード電圧をトランジスタとコモンモードトランスにより除去し、モータ等の負荷を介して流れるコモンモード電流（漏れ電流）を抑制する。しかしながらコモンモードトランスによりコモンモード電圧を注入する必要があり、インバータの定格が比較的大きな機種に適用する場合、コモンモードトランスの体積・重量が問題となりうる。

一方、アクティブ EMI フィルタはインバータの入力となる系統側のコモンモード電流を検出して当該電流をゼロとするようにトランジスタが動作する。コモンモード電流検出用のトランスも比較的小さなものでよいが、トランジスタは少なくともインバータの母線電圧以上の耐圧を必要とし、トランジスタにおける損失が問題となりうる。

さて、欧州 EN 規格⁽³⁵⁾が低減を要求する伝導ノイズは擬似電源回路網（LISN）により測定される。図 5.1 は三相 LISN の等価回路を示しており、LCR からなる回路網にて、抵抗 50 Ω に発生する電圧を伝導ノイズとして測定する。R, S, T は系統電源、L1, L2, L3 はインバータ等の供試器が接続される端子である。また、PE はアース、FG は供試器のアース接続点である。(a) ではノイズ源となるノーマルモード電流 i_n が伝導ノイズ v_{noise} となり、(b) ではコモンモード電流 i_c が伝導ノイズ v_{noise} となる。すなわち、ノーマルモードとコモンモードの両者のノイズを測定する。従来提案されている方式ではコモンモード電流のみの低減を目的とするため、ノーマルモードによる伝導ノイズが残留し、対策が不十分となりうるという課題がある。



図 5.1 LISN による伝導ノイズ測定

そこで本章では、ノーマルモード及びコモンモードいずれも低減可能なこと、コモンモードトランスを必要としないこと、及び能動素子であるトランジスタの耐圧を低減することを特長とする「アクティブノイズフィルタ」を提案する⁽⁴⁰⁾。本フィルタは伝導ノイズを直接検出し、上記伝導ノイズがゼロとなるようにトランジスタで出力される電流を、各相において個別にフィードバック制御するものである。はじめに動作原理を述べ、具体的回路構成と制御設計手法を示す。次に、本フィルタを、誘導電動機を駆動するインバータに接続したときの、LISN に流れ込むコモンモード電流、及びノーマルモード電流の抑制効果、並びに伝導ノイズの抑制効果を実験により示し、その有効性について述べる。

5.2 アクティブノイズフィルタの動作原理

提案するアクティブノイズフィルタの 1 相分の機能ブロックを図 5.2 に示す。図において CNV は整流器、INV はインバータ、IM は誘導電動機である。ここで系統ケーブル等に存在する浮遊容量 C_y に現れる高周波電圧 v_{Cy} が LISN で観測される伝導ノイズに相当する。従って高周波電圧 v_{Cy} を抑制するために、アクティブノイズフィルタは以下の機能を持つ。

- ① C_y の電圧 v_{Cy} を検出
- ② ハイパスフィルタ (HPF) により伝導ノイズ抑制対象の高周波電圧成分 (例: 150 kHz 以上の成分) を抽出
- ③ 上記高周波電圧成分がゼロとなるように比例ゲイン K により電流指令信号 i_{com}^* (回路上では電圧値として処理) を作成
- ④ 電流指令信号 i_{com}^* を ± 15 V 系の電圧-電流変換回路 (V-I 変換, V-to-I Conv.) により電流 i_{com} に変換し、コンデンサ C_{in} を介して i_{com} を C_y に注入

本構成により、図 5.1 に示したコモンモード及びノーマルモードノイズいずれも低減可能なこと、コモンモードトランスを必要としないこと、及び能動素子であるトランジスタの耐圧を低減することが可能となる。

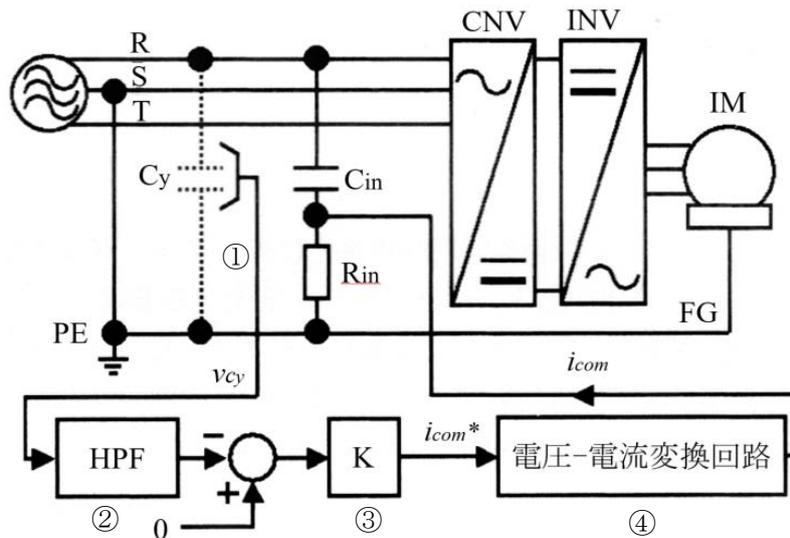


図 5.2 アクティブノイズフィルタの 1 相分機能ブロック

5.3 回路構成と制御設計

5.3.1 回路構成概略

図 5.2 に示したアクティブノイズフィルタの機能ブロックを回路で実現した例を図 5.3 に示す。HPF は CR 回路 2 段で構成し、その出力をオペアンプ (OP1) によるバッファで受ける (②に相当)。検出した高周波電圧成分をゼロにするために、オペアンプ (OP2) により反転ゲイン回路を通し、OP2 が i_{com}^* を出力する (③に相当)。 i_{com}^* としての電圧信号がそのまま出力電流となるように、オペアンプ (OP4) によるバッファと共に、電圧-電流変換回路におけるオペアンプ (OP3) により差動増幅を行う。なお OP3 の差動増幅出力段ではトランジスタ (TR1, TR2) によるプッシュプルエミッタフォロワ回路を接続して電流増幅を行い、 C_{in} を介して i_{com} を出力する (④に相当)。

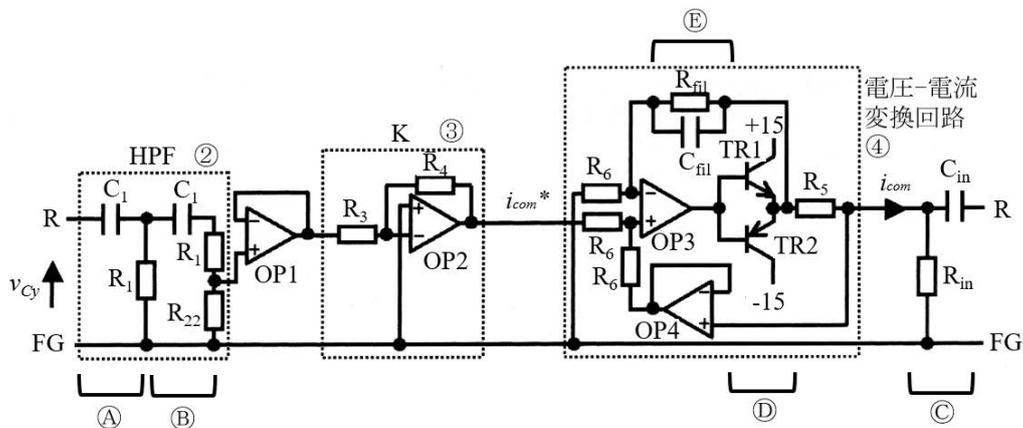


図 5.3 アクティブノイズフィルタの実現回路例

5.3.2 ハイパスフィルタ HPF

系統側のアース電位 (PE) の接続方法によっては、 C_y には商用周波数成分の電圧が印加されるが (例 : AC 200 V), 規格に基づく伝導ノイズの規制対象帯域を鑑み, 浮遊容量 C_y の電圧 v_{Cy} を直接検出した後 150 kHz 以上の成分のみを抽出する。

ここでは, 図 5.3 にてⒶに示すように, 1,000 pF のセラミックコンデンサ (C_1) と 10 k Ω の抵抗 (R_1) による 1 段ハイパスフィルタを 2 段カスケード接続とし, 150 kHz 以上の伝導ノイズを検出できるよう折点周波数を 15.9 kHz とした。なお同図Ⓑに示すように, HPF のうち後段にあるフィルタでは 1 k Ω の抵抗 (R_{22}) を 10 k Ω の抵抗 (R_1) と直列に接続し, ゲインを 1/11 にして後段の OP1 によるバッファへ入力している。これは浮遊容量 C_y における高周波電圧の振幅に対して OP1 の入力限界 (± 15 V) を超えないようにするためである。ここではインバータを駆動させたときの電圧波形を実測した上でゲインを設定した。HPF の伝達関数を(5.1)式に, その伝達特性を図 5.4 に示す。

$$v_{11} = \frac{R_{22}}{R_1 + R_{22}} \frac{s^2 C_1^2 R_1 (R_1 + R_{22})}{s^2 C_1^2 R_1 (R_1 + R_{22}) + s C_1 (3R_1 + R_{22}) + 1} v_{Cy} \quad (5.1)$$

v_{Cy} : HPF 入力信号, v_{11} : HPF 出力信号, R_1 : 10 k Ω , R_{22} : 1 k Ω , C_1 : 1,000 pF

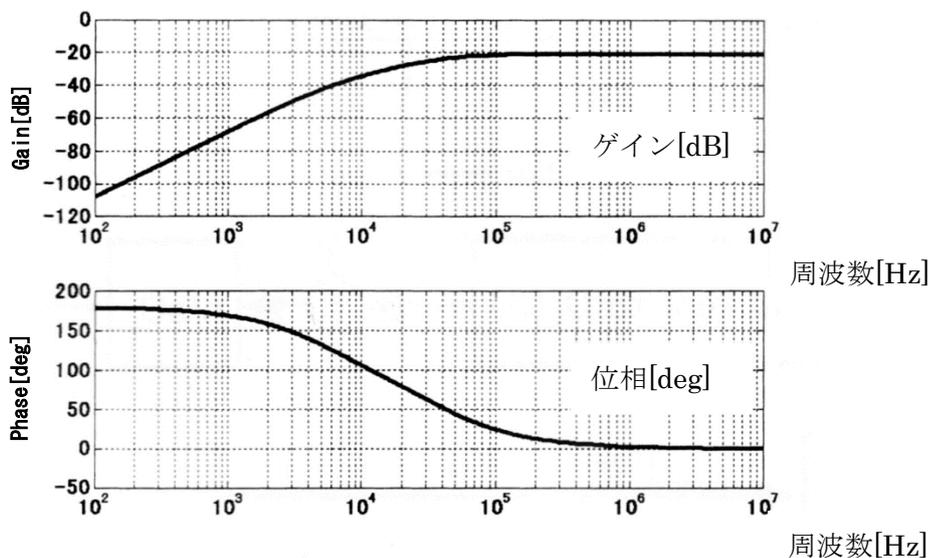


図 5.4 HPF の伝達特性

5.3.3 注入点フィルタ $C_{in} \cdot R_{in}$

FG から見た系統電圧 R 相に存在する低周波成分 (主に直流や商用周波数成分) の電圧を C_{in} でもたせるように, 図 5.3 にてⒸに示すように, 220 nF のコンデンサ (C_{in}) と 50 Ω の抵抗 (R_{in}) を接続し, i_{com} を注入するための V-I 変換を低耐圧化する。また同時に, 150 kHz

以上の高周波成分からなる i_{com} は高周波で低インピーダンスとなる C_{in} に流れるようにする。系統電源から見た R_{in} に発生する電圧の伝達関数を(5.2)式に、図 5.5 にその伝達特性を示す。60 Hz で約 48 dB の減衰となる。

$$v_{33} = \frac{sC_{in}R_{in}}{1+sC_{in}R_{in}} v_{22} \quad (5.2)$$

v_{22} : 系統電源電圧, v_{33} : R_{in} の両端電圧, C_{in} : 220 nF, R_{in} : 50 Ω

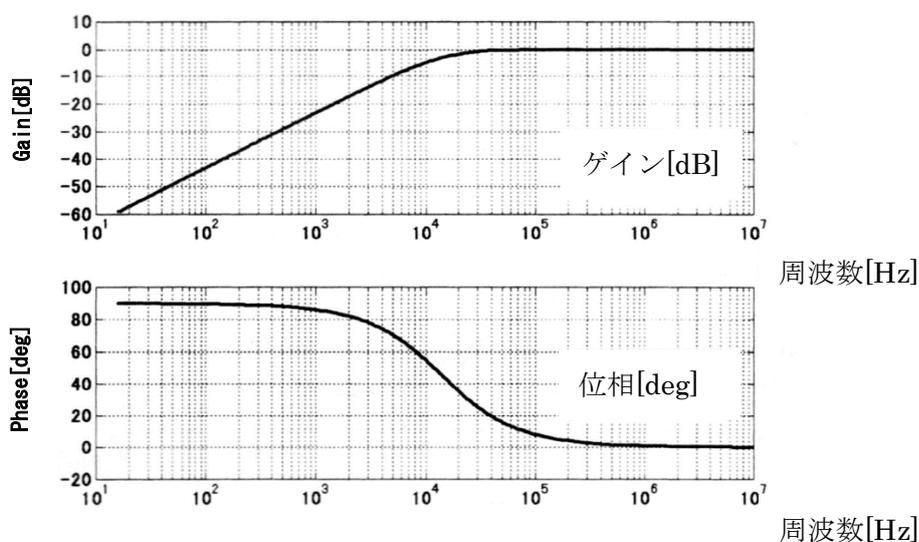


図 5.5 系統電源が R_{in} に発生する電圧の伝達特性

またこのとき, V-I変換から出力された電流 i_{com} が C_y へ流れる電流の伝達関数を(5.3)式に、図 5.6 にその伝達特性を示す。実測による浮遊容量 C_y の値は 1,100 pF であり、これを(5.3)式に適用した。ここで L_{line} は実測で得られた i_{com} 注入経路の浮遊インダクタンス及びコンデンサ C_{in} のリード線インダクタンスの和である。

$$i_{cy} = \frac{C'R_{in}s}{C'L_{line}s^2 + C'R_{in}s + 1} i_{com} \quad (5.3)$$

i_{cy} : C_y に流れる電流, C' : C_{in} と C_y の直列容量

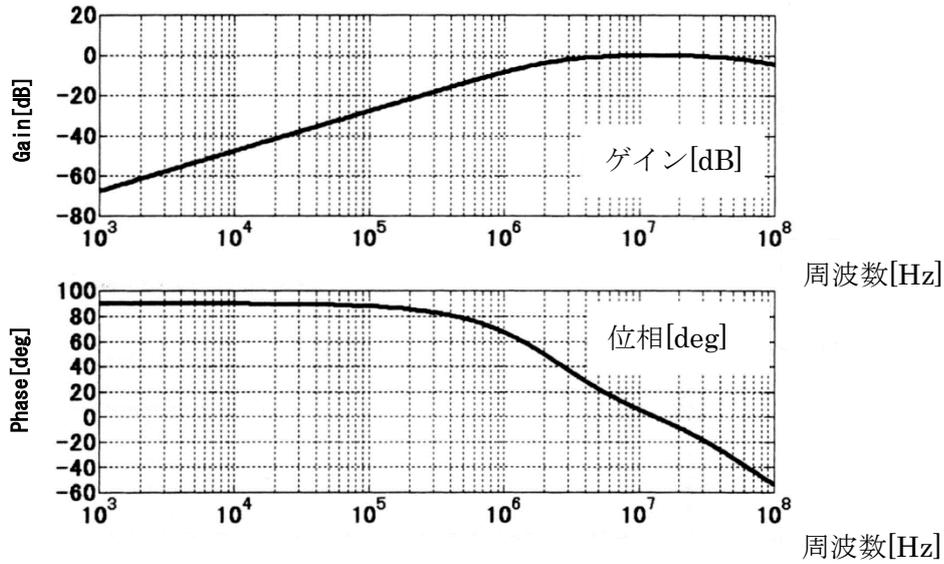


図 5.6 i_{com} が C_y に流れる電流の伝達特性

5.3.4 V-I 変換

図 5.3 にて④に示すように、OP2 が出力する i_{com}^* を電流指令とし、これに追従するよう OP3 を差動増幅動作させる。V-I 変換の出カインピーダンス ($R_5 : 1 \Omega$) に発生する電圧値 (すなわち電流値) をオペアンプ OP4 によるバッファを用いてフィードバックし、 i_{com}^* と R_5 に発生する電圧が等しくなるよう制御する。また、同図⑤に示すように、OP3 の出力側ではトランジスタ TR1, TR2 によるプッシュプルエミッタフォロワにより電流増幅を行い、OP3 の出力電流負担を軽減している。

トランジスタを駆動する電圧はオペアンプと同様に $\pm 15 \text{ V}$ の低圧電源である。V-I 変換では電圧と電流が高周波領域まで 1:1 に変換されるのが望ましいが、実装状態での配線インダクタンスや、オペアンプ・トランジスタの高周波応答の限界から、同図⑥に示すように、エミッタフォロワ出力のフィードバックを $3.9 \text{ k}\Omega$ の抵抗 (R_{fil})、 47 pF のコンデンサ (C_{fil}) からなる 1 次遅れフィルタを介することにより、高周波領域でのアクティブノイズフィルタの制御安定化を図る。V-I 変換の伝達関数を(5.4)式に示す。また(5.4)式の伝達特性は図 5.7 のようになる。 R_{fil} 、 C_{fil} からなる 1 次遅れ要素により高周波での伝達特性を制限する。また 10 MHz 帯に浮遊容量 C_y と L からなる共振点が現れる。

$$i_{com} = \frac{s^3 \frac{C' L_{line} C_{fil} R_{fil}}{2} + s^2 (C' L_{line} + \frac{1}{2} C' R_{in} C_{fil} R_{fil}) + s (C' R_{in} + \frac{1}{2} C_{fil} R_{fil}) + 1}{s^3 (C_{fil} C' R_{fil} L_{line} + \frac{1}{2} C_{fil} R_{fil} C' L_{line} R_{in}) + s^2 (C' L_{line} + C_{fil} R_{fil} C' R_{in}) + s (C' R_{in} + C_{fil} R_{fil} + \frac{1}{2} C_{fil} R_{fil} R_{in}) + 1} i_{com}^* \quad (5.4)$$

L_{line} : i_{com} 注入経路の浮遊インダクタンス + コンデンサ C_{in} のリード線インダクタンス (計 130 nH)

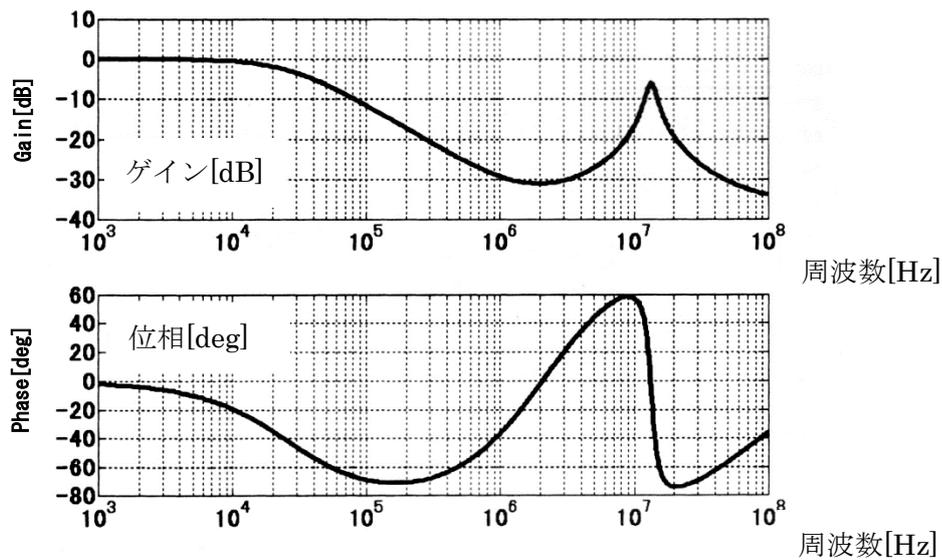


図 5.7 i_{com}^* が i_{com} に変換される伝達特性

5.3.5 開ループボード線図と実測結果

以上の伝達関数(5.1), (5.3), (5.4)式, 及び比例制御ゲイン K を反映させたアクティブノイズフィルタのブロック線図を図 5.8 に示す。 C_y に発生する電圧 v_{cy} が制御対象であり, インバータにより発生するノイズ電流 i_{dis} が外乱として印加される。開ループボード線図を図 5.9 に示す。これより 200 kHz で約 20 dB のゲインがあるため, 伝導ノイズも約 20 dB の減衰となることが設計値として得られる。

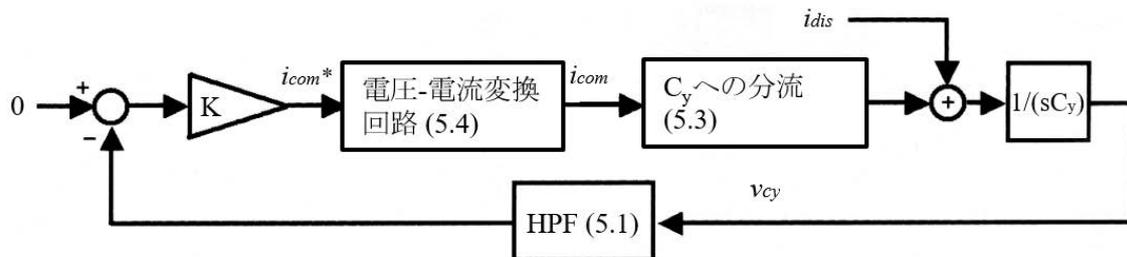


図 5.8 アクティブノイズフィルタのブロック線図

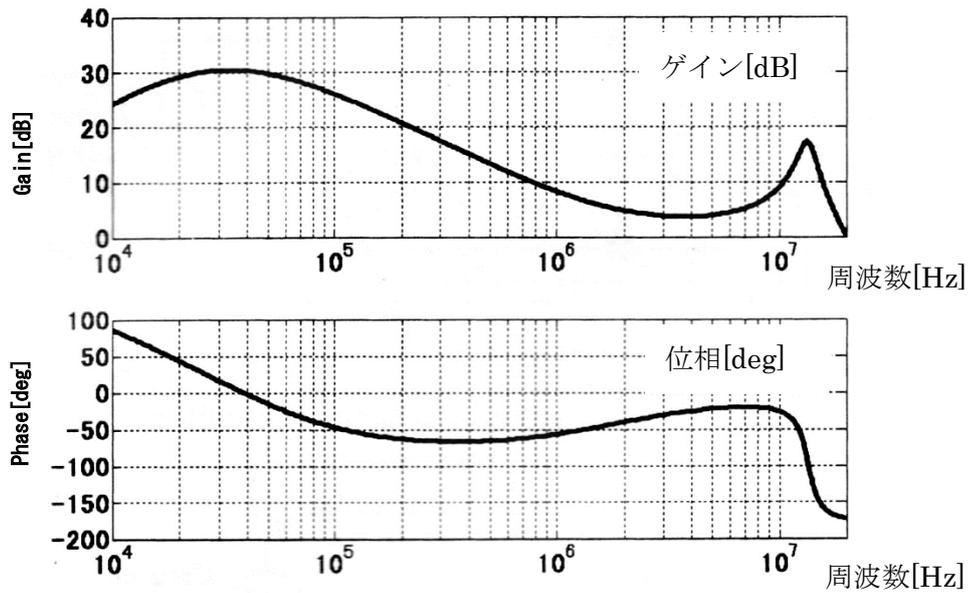


図 5.9 アクティブノイズフィルタの開ループボード線図

次に試作したアクティブノイズフィルタのボード線図を測定した。図 5.10 に測定結果を示す。図 5.9 と比較して高周波では実装上の意図しない浮遊容量やオペアンプ・トランジスタの応答限界により特性に差異があるものの、低周波領域では概ね同様の特性が得られることがわかる。

以上の制御設計における回路定数を表 5.1 にまとめる。

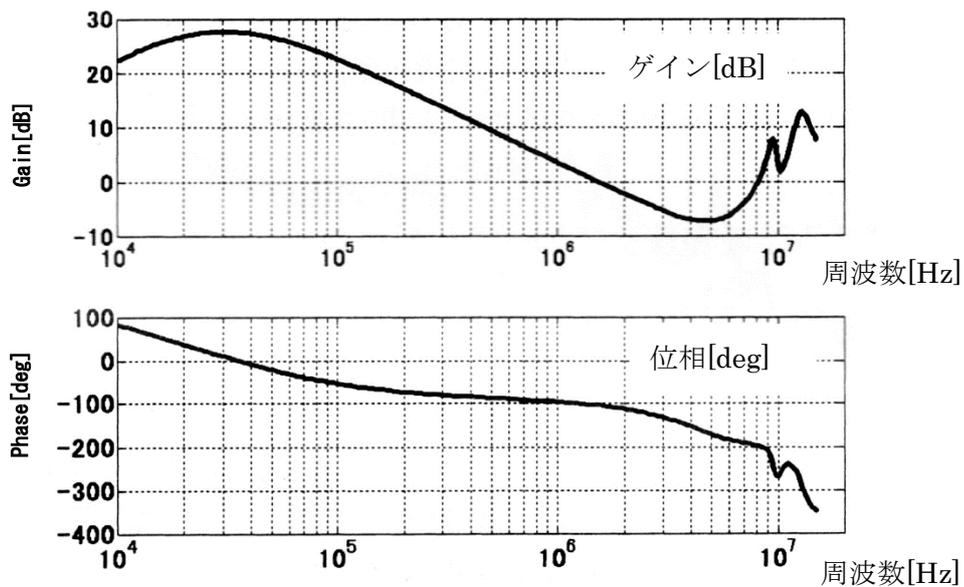


図 5.10 アクティブノイズフィルタの開ループボード線図 (試作機による実測結果)

表 5.1 回路定数

浮遊容量 C_y	1,100 pF
入力フィルタ部 C_{in}	220 nF
入力フィルタ部 R_{in}	50 Ω
ハイパスフィルタ部 C_1	1,000 pF
ハイパスフィルタ部 R_1	10 k Ω
ハイパスフィルタ部 R_{22}	1 k Ω
ゲイン K 部 R_3	1 k Ω
ゲイン K 部 R_4	15 k Ω
V-I 変換部 R_{fil}, R_6	3.9 k Ω
V-I 変換部 C_{fil}	47 pF
V-I 変換部 R_5	1 Ω
アクティブノイズフィルタ部の浮遊インピーダンス L_{line}	130 nH

5.4 インバータが発生するノイズの低減効果検証

5.4.1 試験セットアップ

図 5.11 に試験セットアップの概略を示す。LISN は図 5.1 に示したものと同一である。LISN の出力 L1~L3 各相の PE から見た浮遊容量 C_y に発生する電圧 v_{Cy} を各相毎に検出し電流 i_{com} を注入する。伝導ノイズ発生源としてダイオードブリッジからなる整流器 (CNV) と定格 3.7 kW の IGBT インバータ (INV), 及び定格 3.7 kW 誘導電動機 (IM) を接続した。IM には機械負荷は接続していない。CNV と INV 共通の放熱フィン (FIN) 及び IM のフレームを FG に共通接続し, これを PE にてアース接地した。またインバータのキャリア周波数を 2 kHz に, 出力周波数を 10 Hz に設定した。なお, LISN とアクティブノイズフィルタ間の配線長は片道 3.3 m で, 高周波では 1 相分あたり図 5.12 の等価回路となる。LISN 出力 v_{noise} と C_y に発生する電圧 v_{Cy} は同様の波形が得られるため, セットアップにおける LISN とアクティブノイズフィルタ間の配線インダクタンスの影響は無視できる。

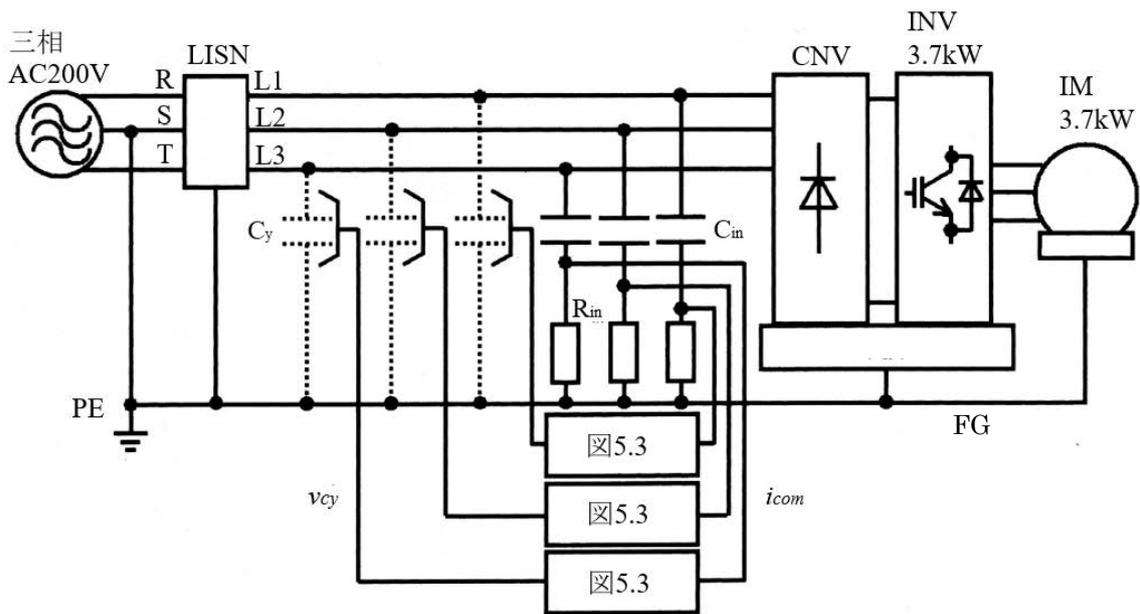


図 5.11 アクティブノイズフィルタ試験セットアップ

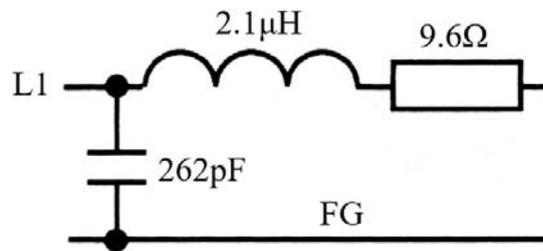


図 5.12 配線のインピーダンス等価回路

5.4.2 タイムドメイン測定結果

インバータを運転したときの LISN により測定される伝導ノイズのタイムドメイン波形を図 5.13 に示す。(a)がアクティブノイズフィルタ無しの場合、(b)がアクティブノイズフィルタ有りの場合、(c)がその拡大波形である。なお(c)の拡大波形は(b)とは異なるトリガタイミングで取得した波形である。特に(c)にて縦軸を拡大している理由は、(b)などで観測されるような伝導ノイズに含まれる比較的低周波の成分に着目できるようにするためである。

(a)で見られる約 172 kHz の低周波振動のノイズ電圧 v_{noise} が (b)では軽減されていることがわかる。また上記低周波振動電圧をゼロとするために、(c)に示すようにアクティブノイズフィルタは、高周波 (3MHz) の振動を無視すると、ピークで 85 mA 程度の電流を発生させている。なお 3 MHz の高周波振動が完全に消えずに残留しているが、これはモータにおける浮遊容量及びケーブル配線のインダクタンスとの共振により発生する⁽⁵⁵⁾。

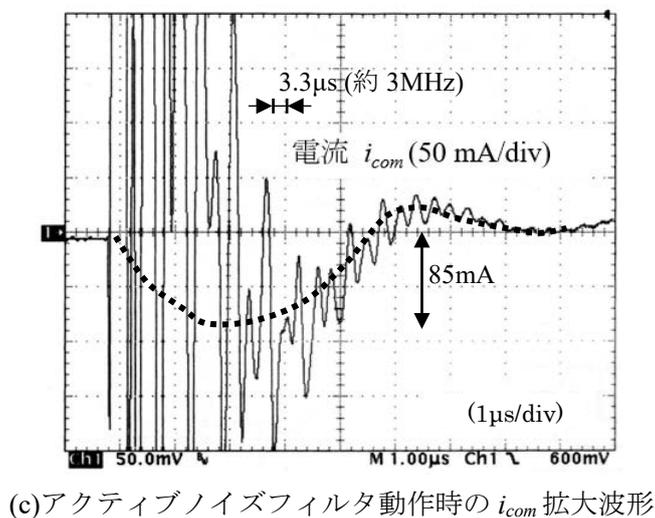
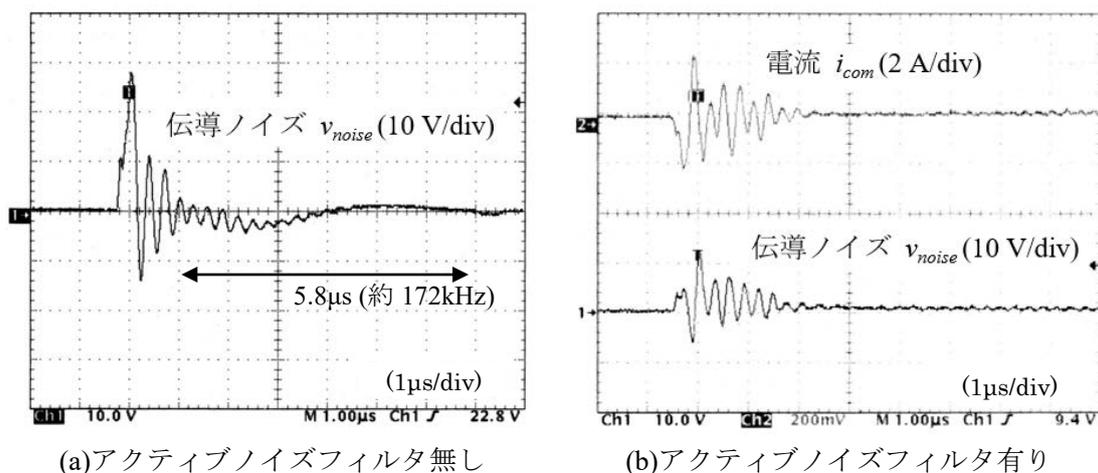


図 5.13 伝導ノイズタイムドメイン波形

ところで、図 5.14 に示すように、伝導ノイズ v_{noise} をゼロとするには、コモンモードに着目するとインバータのコモンモード電位変動によりモータ浮遊容量 C_m を介して LISN に流れ込む高周波電流 i_2 をゼロとすればよく、電流源動作となるアクティブノイズフィルタは理想的には i_2 と逆位相の電流 i_{com} を流す。このときアクティブノイズフィルタの出力電圧 v_{ANF} は電流 i_{com} により C_{in} (220 nF) に発生する電圧降下となる。図 5.13 の点線図よりアクティブノイズフィルタは約 172 kHz の周波数成分で 85 mA のピーク電流を出力するものと類推されるため、このときの v_{ANF} は(5.5)式のように計算できる。したがって、電源電圧 ± 15 V でアクティブノイズフィルタを駆動すれば上記成分に対して設計通りの抑制効果が得られる。

$$v_{ANF} = \frac{1}{2\pi \times 172\text{k} \times 220\text{n}} \times 85\text{m} = 0.36\text{V} \quad (5.5)$$

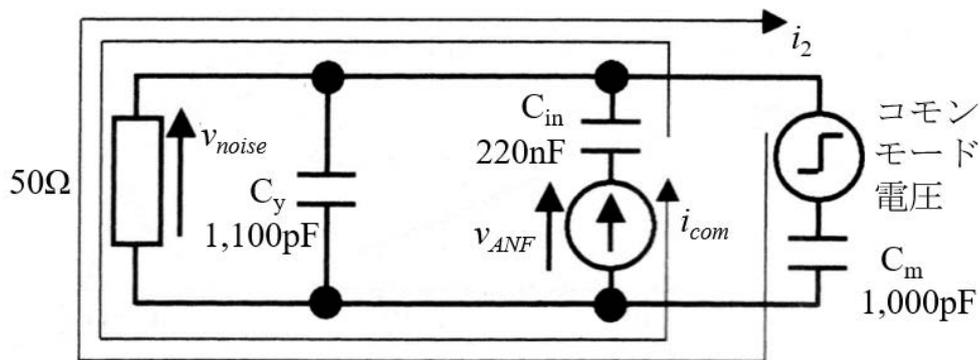


図 5.14 アクティブノイズフィルタの i_{com} と v_{ANF}

また、図 5.15 にアクティブノイズフィルタがない場合のコモンモードにおけるノイズ電流経路を示す。伝導ノイズに起因するコモンモードのノイズ電流は、インバータが発生するコモンモード電圧によりモータの接地容量 C_m (実測値で 1,000 pF) を介して流れる。また、LISN で 50Ω 終端されているため C_y (1,100pF) のインピーダンスは無視できる。したがって、モータの接地容量 C_m によりコモンモードの電流値が決まる。例えばアクティブノイズフィルタを $\pm 10\text{ V}$ まで出力させる設計とし、低周波伝導ノイズの主要成分である 172 kHz 成分に着目すると、(5.5)式の結果より $10\text{ V}/0.36\text{ V}=28$ 倍のピーク電流を発生させることができるため、対応可能な最大容量 C_m の値は 28 nF と類推される。

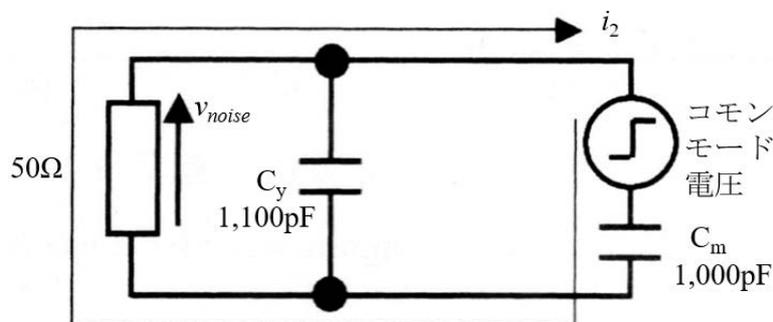
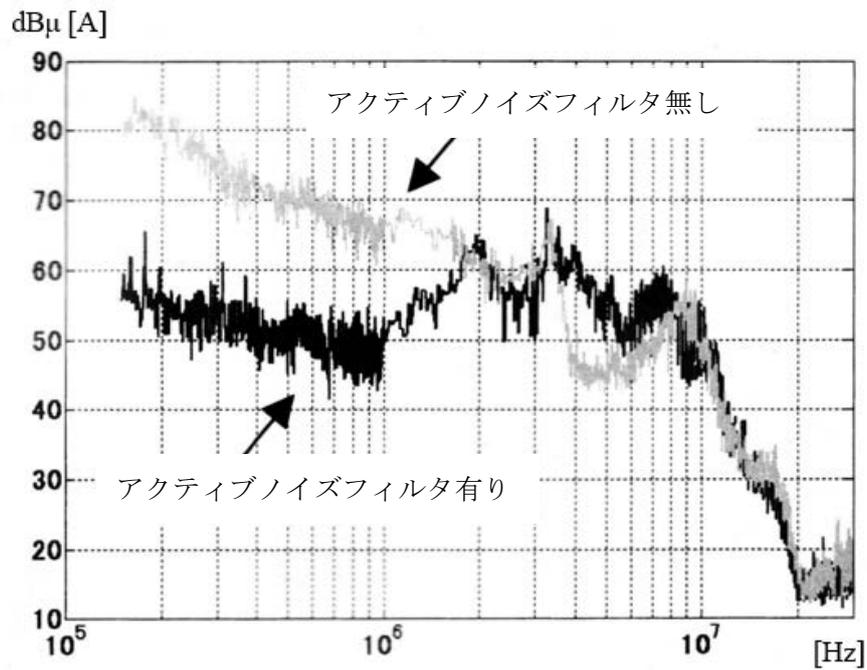


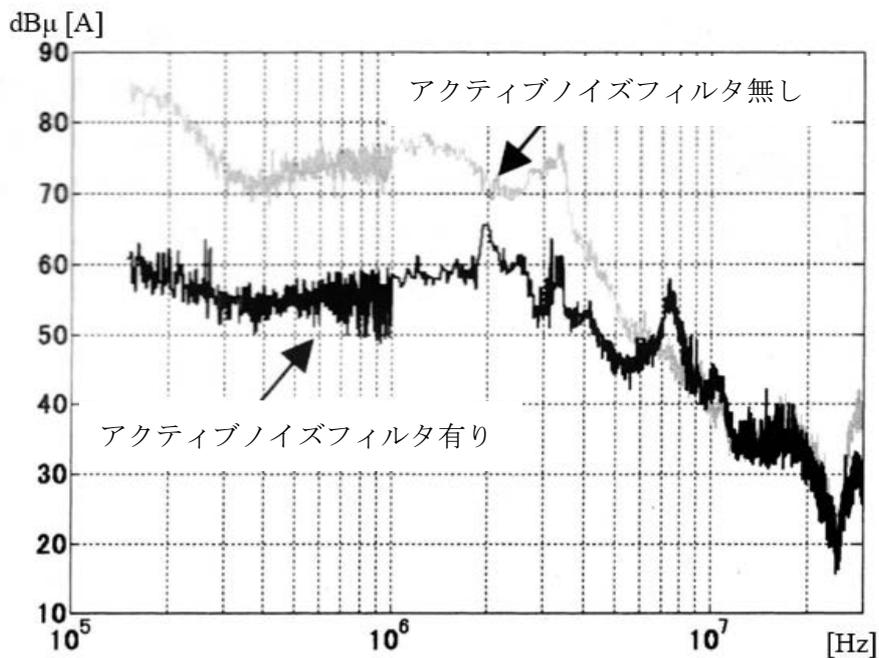
図 5.15 アクティブノイズフィルタがない場合のノイズ電流経路

5.4.3 周波数ドメイン測定結果

インバータを運転したときの LISN に流入するノーマルモード電流 (LISN の L1 端子電流から L2 端子電流を差し引いた電流) 及びコモンモード電流 (LISN の L1~L3 の端子電流を足し合わせた電流) の測定結果を図 5.16 に示す。アクティブノイズフィルタにより数 MHz の帯域まで抑制できていることがわかる。



(a) ノーマルモード電流



(b) コモンモード電流

図 5.16 ノイズ電流測定結果

次に LISN による伝導ノイズ測定結果を図 5.17 に示す。ピーク検波かつ MaxHold モードでの測定結果である。アクティブノイズフィルタにより 1 MHz 以下の帯域にて最大 20 dB の減衰が得られる。なお図 5.16(a)より、ノーマルモード電流の数 MHz 帯での減衰が少

ないため、LISN とアクティブノイズフィルタとの間の系統ケーブルに、線間コンデンサ（各線間 $2.2\mu\text{F}$ 、合計 3 個）を接続した。測定結果を図 5.18 に示す。アクティブノイズフィルタ単体による結果と比較して、数 MHz 帯のノイズが抑制される。アクティブノイズフィルタでは、FG と L1, L2, L3 間の浮遊容量 C_y の電圧のみを検出対象として電流 i_{com} を流すため、容量の大きい線間コンデンサを接続してもアクティブノイズフィルタの出力電流は増加せず安定に動作できる。なおアクティブノイズフィルタの動作を止めて注入点フィルタ C_{in} , R_{in} を接続したのみでは 150 kHz 帯の伝導ノイズは抑制されない。アクティブノイズフィルタにより能動的に電流 i_{com} を注入することにより伝導ノイズの低減効果が得られる。

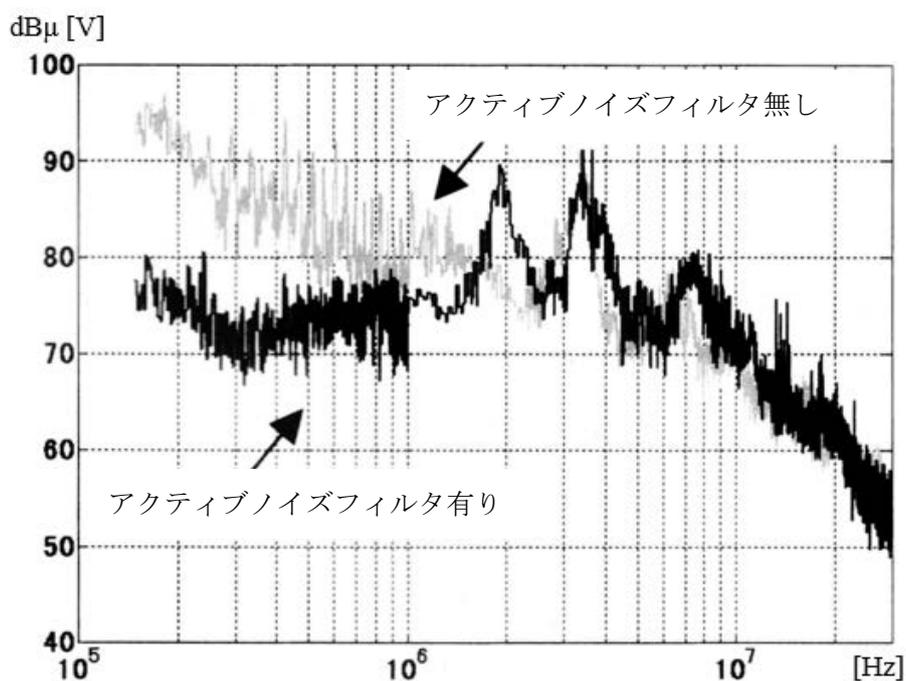


図 5.17 LISN による伝導ノイズ測定結果

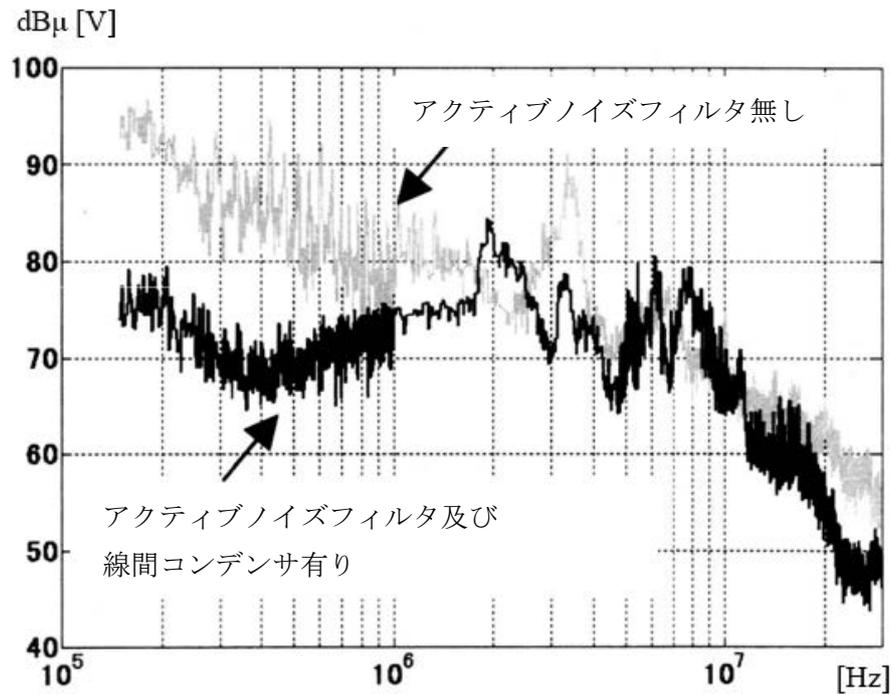


図 5.18 アクティブノイズフィルタ及び線間コンデンサ接続による伝導ノイズ測定結果

5.5 結言

本章では、伝導ノイズの原因となるコモンモード及びノーマルモードいずれも低減可能で、コモンモードトランスを必要とせず、トランジスタの耐圧を低減することを特長とするアクティブノイズフィルタを示した。始めに動作原理を述べ、具体的な回路構成と制御設計手法を示した。次に試作回路をインバータに接続して誘導電動機を運転したときの、LISNに流れ込むノーマルモード電流及びコモンモード電流の抑制効果、並びに LISN で測定される伝導ノイズの抑制効果を実験により示し、1 MHz 以下の帯域にて最大 20 dB の抑制効果が得られることを確認した。よって EMI 抑制用リアクトル無しでノーマルモードとコモンモードを抑制するノイズフィルタを構成することが可能となり、リアクトルの共振や鉄芯における磁気飽和の問題を本質的に解決すると共に、ノイズフィルタの小型化が期待できるものとする。

第6章 結論

本論文では、はじめに鉄道車両向け電気車に搭載されるインバータ等の電力変換装置が発生する3つのノイズ種類、すなわち交流車両の帰線電流ノイズ、直流車両のAMラジオノイズ、直流車両の帰線電流ノイズを対象に、それぞれ低減手法を提案し、具体的な設計例を提示するとともに、提案するノイズ低減手法の有効性を検討した。次に、ファン・ポンプ駆動を例とした一般産業に用いられるインバータなどへの適用を目指し、150 kHz以上の伝導ノイズの低減を実現する「アクティブノイズフィルタ」を提案し、その具体的な設計例を提示するとともに、ノイズ低減手法の有効性を検討した。内容を以下にまとめる。

第2章では、105 kHzの帰線電流ノイズをパッシブフィルタで効果的に対策可能とする二重直列共振フィルタを提案した。本フィルタは主変圧器とコンバータの間に接続され、コンバータが発生する105 kHzのノイズ電流をバイパスし、主変圧器に流出しないように動作する。またリアクトルとコンデンサからなる並列回路の作用により、バイパスしたい周波数でのフィルタインピーダンスを下げると共に、フィルタの反共振でのダンピング特性を併せ持ち、不要な電流流出を抑制する。本フィルタの回路構成を示し、コンバータ発生電圧に対する伝達特性を示した。次に試作した二重直列共振フィルタ単体を対象に伝達特性の測定結果を示し、所望の減衰特性が得られることを示した。更にコンバータ実動作でのフィルタ減衰量を確認するために、AC 20 kV受電の検証システムにて帰線電流ノイズを測定し、フィルタ接続により約5 dBの低減効果が得られることを確認した。最後に当該帰線電流ノイズにより発生するATSループコイル出力電圧を無限長電流近似により求め、測定した帰線電流ノイズが規制値に対してクリアできることを確認した。

第3章では、電気車に搭載するVVVFインバータシステムを対象に、インバータが発生するAMラジオノイズ、及びこのノイズに起因する電流に着目し、具体的な低減対策方式を提案した。はじめにVVVFインバータを冷却するフィンの接地線の接続先変更による特定共振周波数の対策について提案した。次にモータ接地経路を含むコモンモード電流を低減するために、モータ接地線の接続先変更による妨害波低減方法について提案した。これらの対策による効果をVVVFインバータシステム単体で確認すると共に、車両にVVVFインバータを搭載し、現車にて機械式ブレーキをかけながら極低いトルクでインバータを起動する試験、並びに走行試験により上記対策の効果を確認した。本対策においては別途新規のコモンモードコアを用いずに既設のコモンモードコアを流用することから、簡便で効果的な対策が実現できた。最後にAMラジオ帯の妨害波に起因する電流を対象としたシミュレーションモデルについて提案した。AMラジオ帯を対象にVVVFインバータや周辺機器の浮遊インピーダンス、各部品の端子間インピーダンスを反映させた回路モデルとした。当該シミュレーションモデルを用いて上記各対策を模擬して得られた電流波形は、電流ピークの共振周波数が概ね一致すること、並びにその電流ピーク値が6 dB（実測値の半分）の誤

差範囲内で一致するなど、実測結果と同様の傾向が得られた。

第4章では、モータ（誘導電動機）のトルク電流と励磁電流を独立に制御するベクトル制御においてトルク電流指令の補正を行い、モータ瞬時パワーを用いてフィルタコンデンサのエネルギーの交流ノイズ成分、ひいては帰線電流ノイズを低減するエネルギー補償形アクティブ制御を提案した。はじめにフィルタコンデンサエネルギーとモータ瞬時パワーの関係について述べた。次に本制御方式の制御構成及びゲイン設計について示し、開ループボード線図による制御安定性の評価方法を示した。また実機試験により帰線電流ノイズの低減効果を検証し、制御ゲインを0.25に設定した例において帰線電流ノイズの25 Hz成分が約10 dB低減することを確認した。更に制御系の安定限界ゲインを実機検証し、開ループボード線図による制御設計の有効性を述べた。

第5章では、伝導ノイズの原因となるコモンモード及びノーマルモードいずれも低減可能で、コモンモードトランスを必要とせず、トランジスタの耐圧を低減することを特長とするアクティブノイズフィルタを示した。はじめに動作原理を述べ、具体的な回路構成と制御設計手法を示した。次に試作回路をインバータに接続して誘導電動機を運転したときの、LISNに流れ込むノーマルモード電流及びコモンモード電流の抑制効果、並びにLISNで測定される伝導ノイズの抑制効果を実験により示し、1 MHz以下の帯域にて最大20 dBの抑制効果が得られることを確認した。

電力変換装置の高効率化を目的に、これらに適用されるスイッチング素子はますます高速化されるものとする。一方、鉄道車両のほか自動車など一般車両の電動化を例に、電力変換装置が適用される領域が拡大していくにつれ、本装置が発生するノイズの低減がより重要視される。本論文で提案した各種ノイズ低減手法により、各種電力変換装置のノイズが低減され、かつ小型・軽量・低コストを同時に実現することが期待される。以上を本論文の総括とする。

参考文献

- (1) 大澤 千春：「パワードライブシステムにおける EMC」, 平成 13 年電気学会産業応用部門大会, S8-3, pp.191-194 (2001)
- (2) 井上 博史：「パワーエレクトロニクス機器の EMC 規格」, 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, I-S1-2, pp.I-5-I-8 (2010)
- (3) 吉岡 康哉：「EMC 新規制の動きと影響 (150 kHz 以下規制)」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, I-OS2-5, pp.I-75-I-80 (2017)
- (4) 飯田 秀樹・加我 敦：「VVVF インバータ制御電車概論 -21- 7 章 インバータと環境対策」, 鉄道車両と技術, pp.28-41 (1999)
- (5) 佐川 哲・小澤 寛之：「鉄道車両用電力変換器の EMC 対策－通勤電車」, 電学研資, TER-06-34, SPC-06-81, pp.37-40 (2006)
- (6) 廿日出 悟・佐川 哲：「車両からの EMC に対するアプローチ」, 平成 20 年電気学会産業応用部門大会, 3-S9-2, III-33-III-36 (2008)
- (7) 伊藤 大介・道場 俊文：「鉄道車両側から見た信号設備との EMC」, 平成 17 年電気学会産業応用部門大会, pp.III-9-III-12 (2005)
- (8) P. Wong, R. Fung, “EMC environmental survey of railway systems”, EMC/APEMC, pp.41-44 (2018)
- (9) 廿日出 悟・寺田 夏樹：「車両主回路からの誘導障害」, 鉄道と電気技術, vol.24, No.10, pp.18-22 (2013)
- (10) 水間 毅：「鉄道と EMC」, 電磁環境工学情報 EMC, No.231, pp.21-33 (2007)
- (11) 廿日出 悟：「誘導障害の理論的解明に対する取り組み」, 電磁環境工学情報 EMC, Vol.27, No.315, pp.21-29 (2014)
- (12) 大嶋 大輔・祖山 真哉・尾崎 英二：「FRA による変圧器の故障診断法の適用」, 電学研資, SA-01-61, pp.29-33 (2001)
- (13) 碓氷 哲之：「ノイズ対策と対策事例」, 平成 19 年電気学会全国大会, S18(11)-S18(14) (2007)
- (14) 廿日出 悟：「列車内伝送系の EMC」, 鉄道車両と技術, pp.16-21 (2010)
- (15) 廿日出 悟：「直流電車帰線電流の低周波成分推定方法」, 電学論 D, Vol.131, No.2, pp.187-193 (2011)
- (16) 山口 大介・寺田 夏樹・柴田 朋一・横田 倫一・山口 祐太・稲田 聡・奥谷 民雄：「北陸新幹線 ATC 装置に対する異周波妨害対策における誘導予測計算の高度化」, 電学論 D, Vol.137, No.2, pp.129-140 (2017)
- (17) K. Wurflinger, C. Foerth, and A. Steimel, “Reduction of Interference Currents in DC Traction Inverter Drives Using the Highly Dynamic Torque Control”, 10th European Power Electronic Conference (EPE), Toulouse (2003)

- (18)C. Broche, J. Lobry, P. Colignon, and A. Labart, “Harmonic Reduction in DC Link Current of a PWM Induction Motor Drive by Active Filtering”, IEEE Trans. PE, Vol.7, No.4, pp.633-643 (1992)
- (19)長谷川 博司・堂元 貴史・赤木 泰文:「コモンモード電圧を発生しない三相正弦波出力電圧 PWM インバータシステム—パッシブ EMI フィルタの設計と特性—」,電学論 D, Vol.122, No.8, pp.845-852 (2002)
- (20)小笠原 悟司・綾野 秀樹・赤木 泰文:「電圧形 PWM インバータが発生するコモンモード電圧のアクティブキャンセレーション」,電学論 D, Vol.117, No.5, pp.565-571 (1997)
- (21)小川 将司・小笠原 悟司・竹本 真紹:「100kHz 高周波 PWM インバータ用アクティブコモンノイズキャンセラの開発—トランスの小型化と動作確認—」,平成 25 年電気学会産業応用部門大会, No.1-42, pp.I.203-I.204 (2013)
- (22)小川 将司・小笠原 悟司・竹本 真紹:「100kHz SVPWM インバータに適用可能なアクティブコモンノイズキャンセラの開発」,平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No.1-52, pp.I.241-I.244 (2014)
- (23)C. Zhu, T. H. Hubing, “An active cancellation circuit for reducing electrical noise from three-phase AC motor drivers”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.56, No.1, pp.60-66 (2014)
- (24)小原 峻介・小笠原 悟司・竹本 真紹・折川 幸司・山本 融真:「SVPWM インバータに適応可能な改良型アクティブコモンノイズキャンセラの実験的検証」,平成 28 年電気学会全国大会, No.4-133 (2016)
- (25)小原 峻介・小笠原 悟司・竹本 真紹・山本 融真:「インバータのコモンモードノイズを抑制するアクティブコモンノイズキャンセラの高性能化」,信学技報, vol.116, No.26(EMCJ 2016 9-18), pp.29-34 (2016)
- (26)小原 峻介・小笠原 悟司・竹本 真紹・折川 幸司・山本 融真:「アクティブコモンノイズキャンセラとコモンモードチョークの減衰特性の比較」,平成 29 年電気学会全国大会, No.4-137 (2017)
- (27)高橋 翔太郎・小原 峻介・小笠原 悟司・竹本 真紹・折川 幸司・玉手 道雄:「アクティブコモンモードフィルタの三相 PWM インバータへの適用—コモンモード電圧減衰特性—」,電学研資, EMC-17-2, pp.7-12 (2017)
- (28)白川 和博・大林 和良・瀧 浩志・藤綱 雅己・清水 敏久:「インピーダンスマッチ型アクティブコモンモードキャンセラによるインバータノイズ抑制」,電学論 D, Vol.138, No.6, pp.481-490 (2018)
- (29)小原 峻介・小笠原 悟司・竹本 真紹・折川 幸司・山本 融真:「ヒートシンクが接地されたインバータにおけるアクティブコモンノイズキャンセラの特性改善」,平成 30 年電気学会全国大会, No.4-105 (2018)

- (30)益子 大輝・清水 敏久：「9kHz～150kHz を対象としたアクティブノイズキャンセラの位相補償」，平成 30 年電気学会全国大会，No.4-104 (2018)
- (31)小原 峻介・小笠原 悟司・竹本 真紹・折川 幸司：「アクティブコモンノイズキャンセラに対するインバータ寄生容量の影響と対策」，電学研資，SPC-18-125, pp.25-30 (2018)
- (32)S. Takahashi, S. Ogasawara, M. Takemoto, K. Orikiawa, M. Tamate, “A study on reduction techniques of a wideband common-mode voltage produced by a PWM inverter”, IPEC Niigata 2018 - ECCE Asia, pp.3315-3322 (2018)
- (33)小形 秋弘・高橋 勲・金澤 秀俊・蛭間 淳之：「アクティブ EMI フィルタのエアコンへの応用」，平 9 電気学会産業応用部門大会，No.80, pp.181-182 (1997)
- (34)高久 拓・Chen Shuangching・五十嵐 征輝・小笠原 悟司・赤木 泰文：「インバータの伝導性 EMI ノイズを低減するアクティブノイズフィルタの小型化」，平成 21 年電気学会産業応用部門大会，No.1-O2-4, pp.I.169-I.174 (2009)
- (35)“Adjustable speed electrical power drive systems—Part3: EMC requirements and specific test methods”, EN61800-3:2007 (2007)
- (36)東 聖・伊藤 大介・菅原 賢悟：「二重直列共振フィルタによる交流車両の高周波帰線電流ノイズ低減」，電学論 D, Vol.129, No.4, pp.399-405 (2009)
- (37)東 聖・伊藤 大介・石田 貴仁・岩田 明彦・菅原 賢悟・森本 茂雄：「電気車用 VVVF インバータの AM ラジオノイズ対策およびノイズ電流シミュレーションモデル」，電学論 D, Vol.139, No.5, pp.495-502 (2019)
- (38) S. Azuma, D. Itoh, T. Ishida, K. Sugahara, S. Morimoto, “Reduction of AM Radio Noise of a VVVF Inverter for an Electric Railway Car and a Simulation Model of Noise Current”, ECCE 2019, pp.6328-6332.
- (39)東 聖・山崎 尚徳・伊藤 大介・丸山 高史：「エネルギー補償形アクティブ制御による電気車インバータの帰線電流ノイズ低減」，電学論 D, Vol.126, No.10, pp.1392-1398 (2006)
- (40)東 聖・木全 政弘：「ノーマルモードとコモンモードの伝導ノイズを低減するアクティブノイズフィルタ」，電学論 D, Vol.124, No.9, pp.893-900 (2004)
- (41)持永 芳文・久水 泰司・吉田 順重・中野 明良・松橋 登喜雄：「AT き電回路における高調波共振と抑制対策」，電学論 D, Vol.114, No.10, pp.978-986 (1994)
- (42)久水 泰司・奥井 明伸・日野 政巳・浜田 博徳・安田 政夫・浅野 雅彦：「新幹線用高調波抑制装置の容量低減に関する検討」，平成 15 電気学会全国大会，No.5-226, pp.319-320 (2003)
- (43)K. Jia, D. Ribbenfjard, “Prediction of the Conducted Emission Generated by the Electrified Railway Traction System”, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Vol.1, pp.134-137 (2015)

- (44)S. Brillante., R. J. Hill, A. Pozzobon, I' Pozzobon, G. Scitutto, “Modelling for electromagnetic interference assessment in electric railway traction system”, International Conference on Electric Railway in a United Europe, pp.148-152 (1995)
- (45)M. Youssef, J. Abu-Qahouq, “The electromagnetic compatibility design considerations of the input filter of a 3-phase inverter in a railway traction system”, ECCE 2010, pp.4210-4216 (2010)
- (46)B. Toon Loi, R. Yong, “Electromagnetic compatibility - railway radiated electromagnetic emission to environment and the control methodologies”, IP EMC 2016, pp.224-228 (2016)
- (47)K. Kawasaki, “Method to calculate fluctuations in the strength of radio noise emitted from electric railway system”, QR of RTRI, Vol.50, No.3, pp.158-161 (2009)
- (48)松岡 健人・藤元 美俊・堀 俊和・田端 隆伸・堀 智：「アクティブキャンセラによるインバータノイズ低減」, 2011 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, No.B-1-228, P.228 (2011)
- (49)廿日出 悟・山中 章広：「鉄道車両用インバータの直達ノイズ事前確認試験の構築」, 電学論 D, Vol.138, No.10, pp.766-776 (2018)
- (50)J. Sun and L. Xing, “Parameterization of Three-Phase Electric Machine Models for EMI Simulation”, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.29, No.1, pp.36-41 (2014)
- (51)廿日出 悟：「直流電車の帰線電流評価に関する欧州の動向」, 平成 21 年電気学会産業応用部門大会, No.3 pp.III.359-III.362 (2009)
- (52)H. Mosskull, “DC-Link Stabilization of an Induction Machine Drive”, 10th European Power Electronic Conference (EPE), Toulouse (2003)
- (53)木村 彰・中村 清：「誘導電動機駆動電気車制御系の安定化に関する考察」, 電学論 D, Vol.110, No.3, pp.291-299 (1990)
- (54)本間 俊宏・谷口 峻・小川 知行・若尾 真治・近藤 圭一郎・米山 崇：「ランダム PWM 法による帰線電流高調波低減効果に関する実験検証」, 平成 20 年電気学会全国大会, No.5 pp.139-140 (2008)
- (55)小笠原 悟司・藤田 英明・赤木 泰文：「電圧形 PWM インバータが発生する高周波漏れ電流のモデリングと理論解析」, 電学論 D, Vol.115, No.1, pp.77-83 (1995)

謝辞

本論文は、鉄道車両向け電気車に搭載されるインバータ等の電力変換装置が発生するノイズを対象とした低減手法、具体的な設計例、その有効性に関する研究成果、ならびに、ファン・ポンプ駆動を例とした一般産業に用いられるインバータなどへの適用を目指し、150 kHz以上の伝導ノイズの低減を実現する「アクティブノイズフィルタ」、その具体的な設計例、その有効性に関する研究成果をまとめたものです。稿を終えるにあたり、終始種々のご指導とご鞭撻を賜った大阪府立大学大学院工学研究科 森本茂雄教授に厚く感謝の意を表します。

また、本論文をまとめるにあたり、有益なご助言とご指導を賜りました大阪府立大学大学院工学研究科 石亀篤司教授ならびに小西啓治教授に深甚なる謝意を表します。

本研究を遂行するにあたり、種々の面で熱心にご指導を頂きました元三菱電機(株) 現(株) エムテック専務取締役 木全政弘氏、元三菱電機(株) 現大阪産業大学工学部電子情報通信工学科 岩田明彦教授、元三菱電機(株) 現近畿大学理工学部総合理工学研究科 菅原賢悟准教授、元三菱電機(株) 丸山高央氏、三菱電機(株) 先端技術総合研究所 山崎尚徳氏、三菱電機(株) 伊丹製作所 伊藤大介氏、石田貴仁氏に心より感謝の意を表します。

本研究論文をとりまとめるにあたりご理解とご配慮を頂きました、三菱電機(株) 開発本部 水落隆司博士、三菱電機(株) 先端技術総合研究所 田中博文博士、浦壁隆浩博士、三菱電機(株) 伊丹製作所 松本武郎氏に心より感謝の意を表します。

最後に、学位取得活動について理解を示しご協力いただいた、職場の先輩、同僚、後輩の皆様、ならびに本論文執筆にあたっての家族の理解と協力に心より感謝いたします。