

富士 IGBT モジュール 第10章 IGBTモジュールのEMC設計

Application Manual

 **注意**

本資料の内容(製品の仕様、特性、データ、材料、構造など)は2022年3月現在のものです。
この内容は製品の仕様変更のため、または他の理由により事前の予告なく変更されることがあります。

このマニュアルに記載されている製品を使用される場合には、その製品の最新版の仕様書を入手して、データを確認して下さい。

富士電機は絶えず製品の品質と信頼性の向上に努めています。しかし、半導体製品はまれに故障、誤動作が発生する場合があります。富士電機製半導体製品の故障または誤動作が、結果として人身事故・火災などによる財産に対する損害や社会的な損害を起こさないように冗長設計・延焼防止設計・誤動作防止設計など安全確保のための手段を講じて下さい。

本資料の記載内容は工業所有権、その他権利の実施に対する保障または実施権の許諾を行なうものではありません。

本資料に記載された製品は、人命にかかわるような状況下で使用される機器あるいはシステムに用いられることを目的として設計・製造されたものではありません。本資料の製品を車両機器、船舶、航空宇宙、医療機器、原子力制御、海底中継機器あるいはシステムなど、特殊用途への使用に対して弊社は一切の責任を負いません。

本資料には製品を保証する項目が記載されていますが、製品が顧客装置に組み込まれた際の特性及び品質に対して保証するものではありません。製品を使用される際は、製品が使用されるアプリケーションにて評価いただいた上で、適用側の責任において適用可否を判断して下さい。

富士電機は、適用可否に対する責任は負いません。

第10章 IGBTモジュールのEMC設計

1. パワーエレクトロニクス機器のEMC概説	10-2
2. インバータにおけるEMI対策設計	10-5
3. IGBTモジュールの適用におけるEMI対策	10-12

本章では、IGBTモジュールを適用する際のEMC対策指針について説明します。

1. パワーエレクトロニクス機器のEMC概説

近年では、IGBTモジュールを使用したインバータ・UPSなどのパワーエレクトロニクス機器において、欧州のCEマーキングや国内のVCCI規格への対応など、EMC対策が必要不可欠となってきています。

EMCとは、Electro Magnetic Compatibility(電磁両立性)であり、これはEMI(Electro Magnetic Interference)と、EMS(Electro Magnetic Susceptibility)に分類されます。EMIとは電子機器が周辺機器に及ぼす悪影響であり、エミッションともいわれます。EMIIには電源に漏洩する伝導性ノイズと、電磁波として放射される放射性ノイズがあります。また、EMSとは周囲からの電磁妨害に対する電子機器の耐量・性能のことで、イミュニティともいわれています。これには電磁波、静電気、雷サージなどの評価項目が挙げられます。これを簡単にあらわすと、図10-1のように整理できます。

IGBTモジュールとその周辺回路、及びパワーエレクトロニクス機器に対し、EMC性能という観点から考えると、IGBTモジュールは、数百V・数百A単位の高電圧・大電流を500ns以下という高速でスイッチングすることが特徴ですので、伝導性・放射性EMIの低減が特にIGBTモジュールのアプリケーションにとっては重要となります。

本章では、IGBTモジュールの適用においてトラブルとなりやすいスイッチングによる他への影響、すなわちEMI特性について説明するとともに、対策方法などについて解説します。

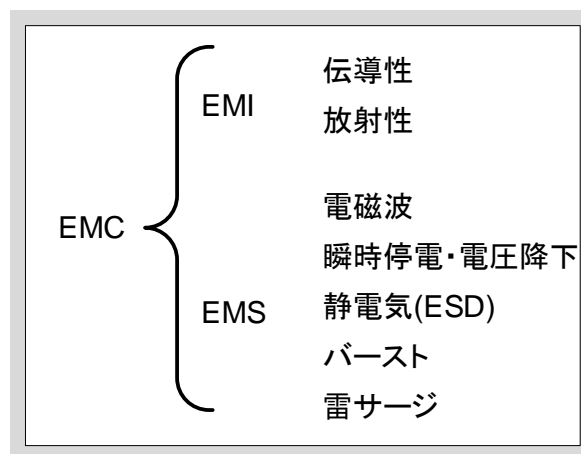


図10-1 EMCとEMI/EMS

1.1 EMI性能

IGBTモジュールは一般産業用をはじめエアコン・冷蔵庫などの家電用機器、自動車、車両駆動システムなど幅広い分野・容量の機器に適用されています。ここではIGBTモジュールの主要用途である汎用インバータなど、電動機の変速駆動システムに関する規格について紹介します。

(1)伝導性エミッション(雑音端子電圧)

IEC61800-3において、汎用インバータが対象となるPDS(Power Drive System)では、雑音端子電圧の限度値(QP値)は、図10-2のように規定しています。

規格における限度値には、商業地域での用途に適用されるカテゴリ(C1)、工業地域で使用される機器に適用されるカテゴリ(C2、C3)があります。産業向けインバータはカテゴリC3をクリアするよう設計されています。

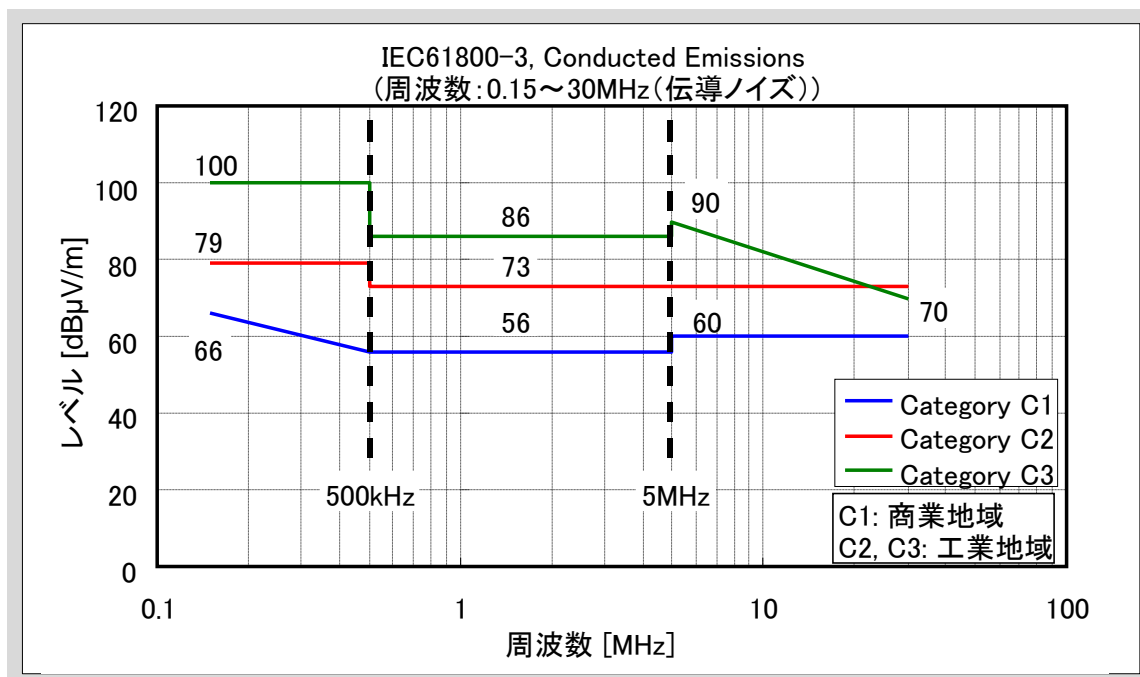


図10-2 IEC61800-3における雑音端子電圧規制値

(2) 放射性エミッション

放射性エミッション(放射ノイズ)に関する規格値を図10-3に示します。

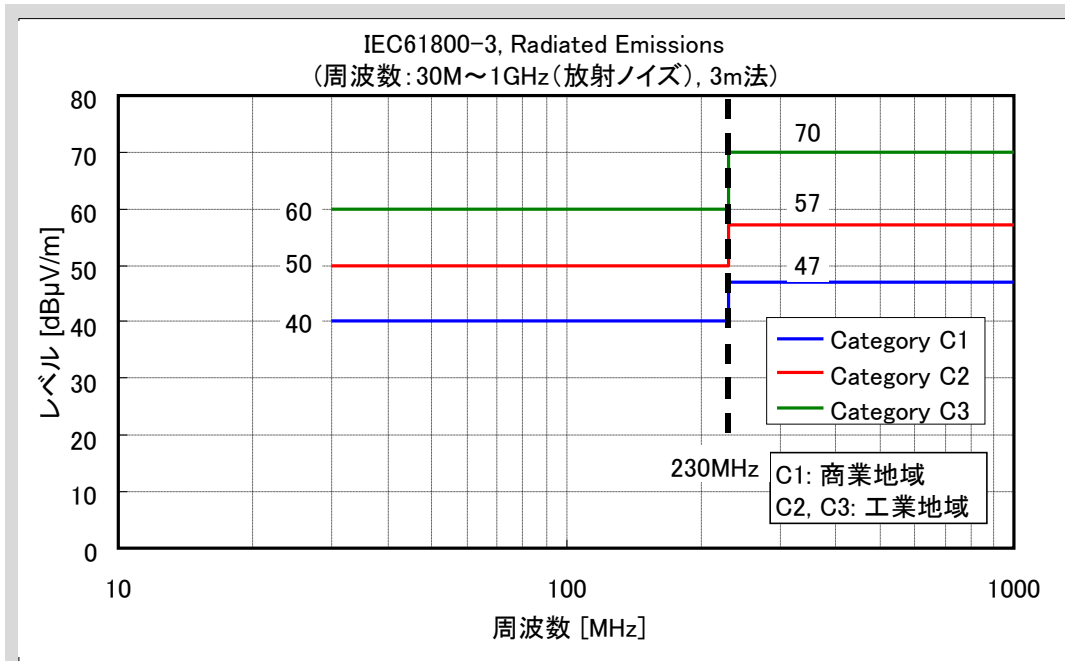


図10-3 IEC61800-3における放射ノイズ規制値

なお、カテゴリ区分は次の図10-4のように定義されています。

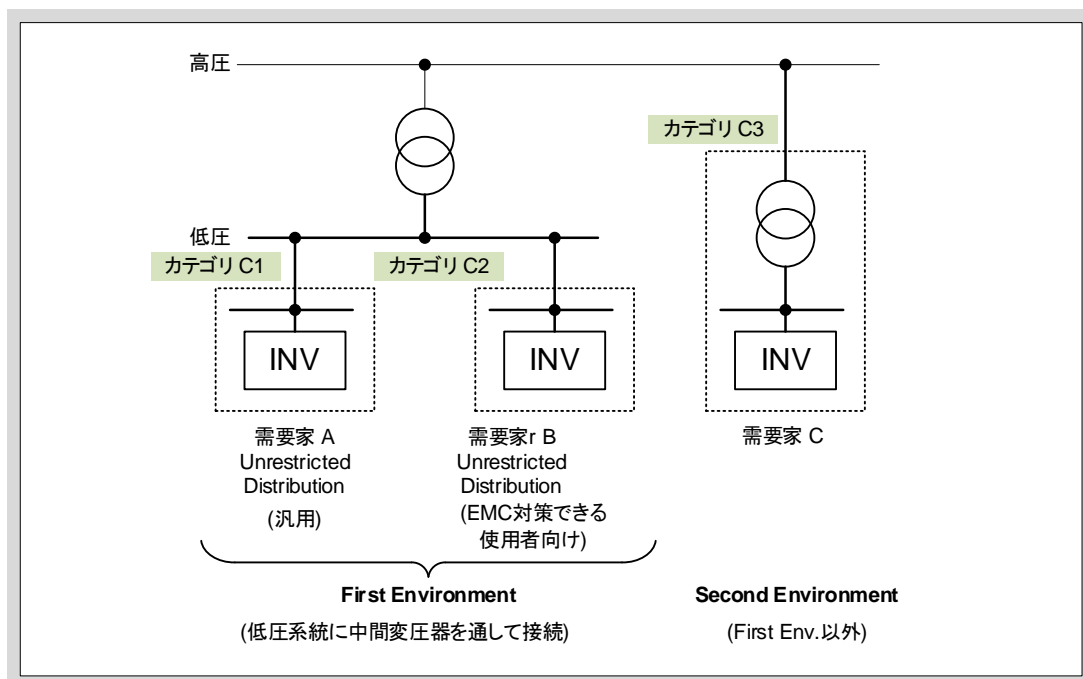


図10-4 IEC61800-3におけるカテゴリ区分

2. インバータにおけるEMI対策設計

2.1 コモンモードノイズとノルマルモードノイズ

ノイズの伝播経路には、主にノルマルモードとコモンモードの二種類があります。

ノルマルモードノイズは、正相雑音とも呼ばれ、IGBTのスイッチングに伴う急峻な電圧・電流変化が主回路内で伝播し、交流入力端子や出力端子に現れてくるノイズです。ノルマルモードノイズの経路を図10-5に示します。

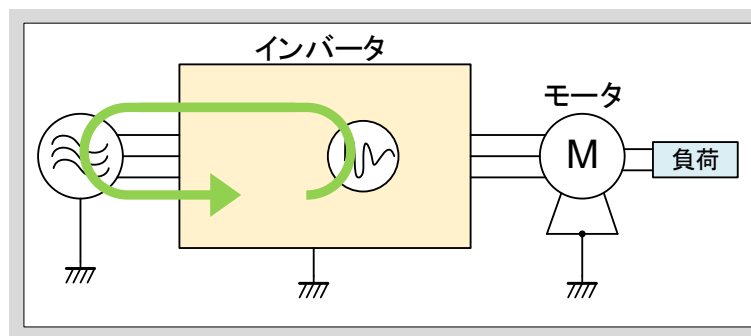


図10-5 ノルマルモードノイズの経路

一方、コモンモードノイズは同相雑音とも呼ばれ、スイッチングに伴いアースに対する電位変動が主回路とアース間やトランスなどに存在する浮遊容量を充放電させることにより、アース線を経路としてノイズ電流が伝播します。この様子を図10-6に示します。

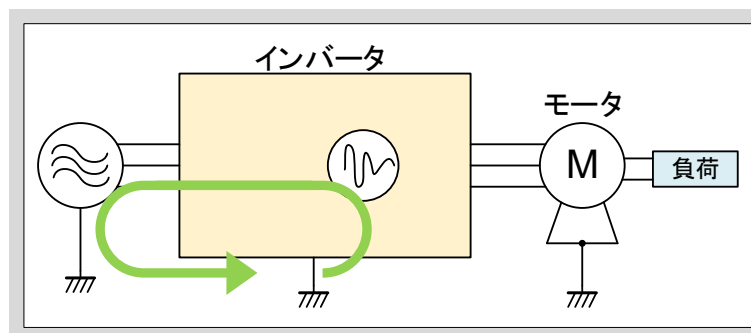


図10-6 コモンモードノイズの経路

実際の装置では、各相(例えばR/S/T相)の配線にインピーダンスのアンバランスがあるため、ノルマルモードノイズがアース線を介したコモンモードノイズへの転化が生じたり(図10-7)、逆にコモンモードノイズがノルマルモードノイズに変換されたりします。このため、実際のノイズスペクトルにおいてノルマルモード経路によるノイズとコモンモード経路によるノイズを分離することは非常に困難です。一般的な注意事項としては、各相の配線はできるだけアンバランスさせない配慮が必要です。

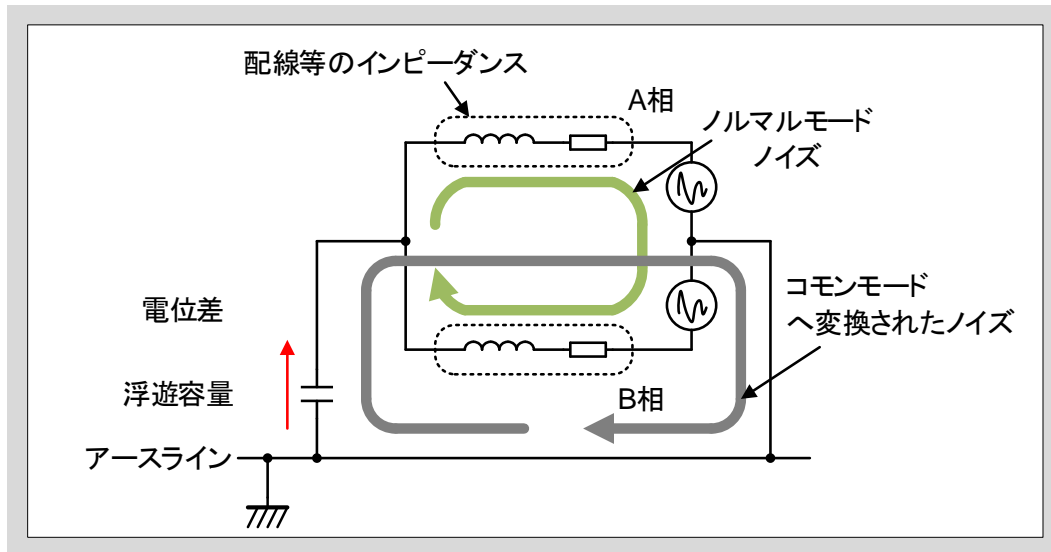


図10-7 ノルマルモードからコモンモードノイズへの変換

2.2 インバータのノイズ対策

インバータシステムにおける一般的なノイズ対策例を図10-8に示します。市販のノイズフィルタやリアクトルなど対策部品を各部に挿入することによって、インバータシステムが発生するノイズ(主に高調波電流や雑音端子電圧)を抑制することができます。

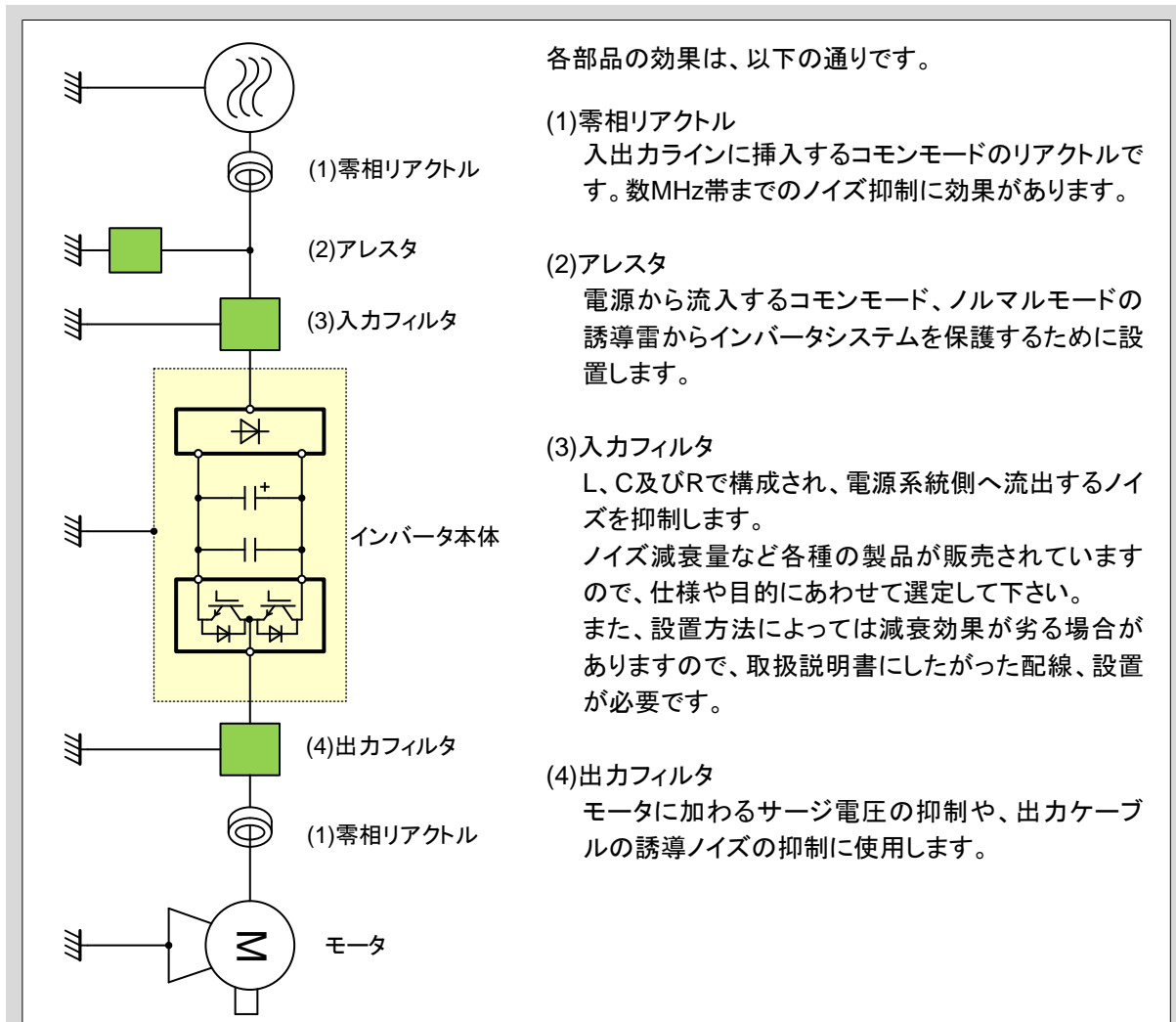


図10-8 インバータのノイズ対策例

上述のようなインバータ外部に設置するフィルタなどは一般に100kHz～数MHz帯でのノイズ抑制に効果がありますが、それ以上の帯域(10MHz以上の雑音端子電圧や30MHz以上の放射ノイズ)に対しては抑制効果が小さく、効果が期待できない場合があります。これは、後述するようにフィルタの周波数特性に限界があるためで、広い周波数全体にわたりノイズを効果的に抑制するためには、それぞれの周波数帯に合わせた最適なフィルタを導入する必要があります。

10MHz～50MHz付近に発生するノイズ要因のひとつは、インバータ本体内のIGBTモジュール周辺部のインダクタンスや寄生容量が原因となって、スイッチングに伴う共振が発生するためと考えられています。

以下の項では、IGBT周辺で発生するノイズのメカニズムと、その対策方法について説明します。

2.3 IGBTモジュール特性に起因するノイズの発生メカニズム

典型的なモータドライブシステムのブロック図を図10-9に示します。交流電源を整流ダイオードにより、一旦直流に整流した後、インバータ部のIGBTを高周波でスイッチングすることにより交流に変換し、モータを可変速駆動します。IGBTモジュールや整流ダイオードはヒートシンクに取り付けますが、このヒートシンクはインバータの本体をかねるケースもあり、安全上グランドに接地するのが一般的です。

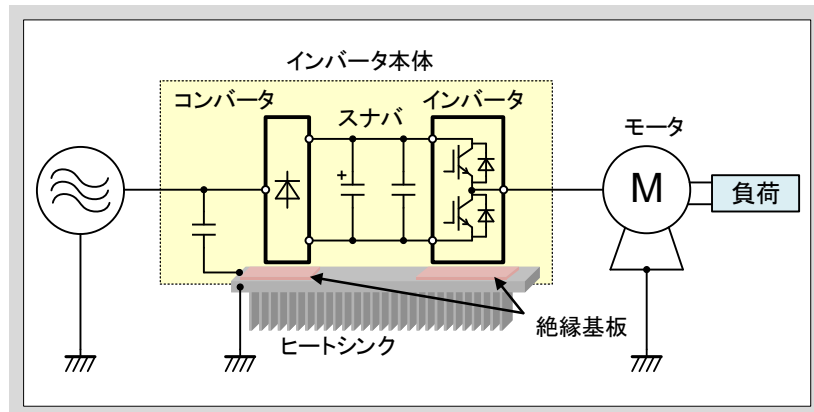


図10-9 モータドライブシステム例

このシステム図において、ヒートシンクに取付けた金属ベース面とIGBTチップなどの電気回路側とは、高熱伝導性の絶縁基板によって絶縁していることを示しています(IGBTモジュール内部の詳細な構造については、第1章を参照して下さい)。また、インバータ部IGBT回路にはサージ電圧抑制を目的としたスナバコンデンサが接続されています。

特に、放射ノイズや雑音端子電圧のようなMHzオーダーの高周波帯域では、IGBTモジュールや電気部品に存在する浮遊容量・浮遊インダクタンスが大きな影響を及ぼす場合があります。図10-10は、数100kHz～数10MHzという高周波帯域におけるインバータシステムの概略図を示しています。IGBTモジュール周囲の配線上には数10nH～数100nHの浮遊インダクタンスが存在し、上述の絶縁基板には数100pFの浮遊容量が存在しています。また、IGBTチップ自身のPN接合部には接合容量が存在します。

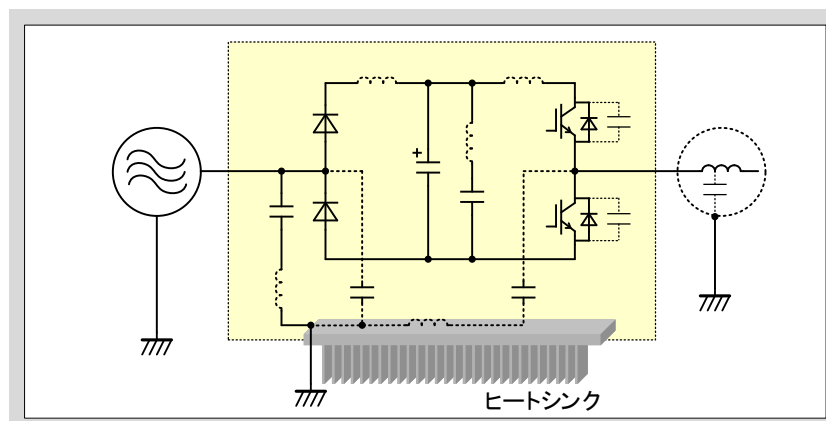


図10-10 寄生のL、Cを考慮した等価回路

例えば、配線の浮遊インダクタンスが200nH、基板の浮遊容量が500pFであったとし、これがループ状になっていれば、そのループの共振周波数 f_0 は、

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{200\text{nH} \times 500\text{pF}}} \approx 16\text{MHz}$$

となります(図10-11)。

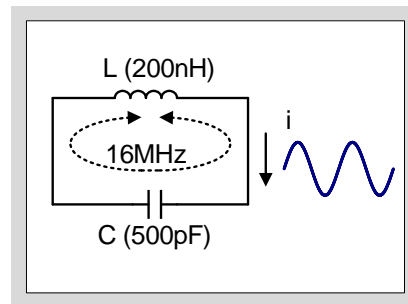


図10-11 寄生インダクタンスと容量との共振現象

IGBTのスイッチングがトリガとなって、このループに16MHzの共振電流が流れると、その影響が雑音端子電圧や放射ノイズとなって現れます。上の例では、IGBTモジュールの絶縁基板を介した16MHzのコモンモードノイズ電流が接地線に流出しますので、これが電源側に伝播し雑音端子電圧のピークとなって現れます。この共振周波数が30MHz以上になると、放射ノイズのピークとなって観測されることとなります。

各回路部品の浮遊容量・浮遊インダクタンスの例を表10-1に示します。

表10-1 主回路構成部品の寄生L、C値の例

回路部品名称	浮遊C	浮遊L	備考
IGBTモジュール PN端子間	—	20 ~ 40nH	
IGBTチップ単体	100 ~ 200pF	—	電圧依存性が大きい
スナバコンデンサ		20 ~ 40nH	
内部絶縁基板	500 ~ 1,000pF	—	
電解コンデンサ	100pF	—	内部電極-取付け金属バンド間
鉄心入りリアクトル	50 ~ 200pF	—	数MHz以上はC成分
バリスタ	100 ~ 200pF	—	高耐圧品ほどCは小
モータ	13,000pF	—	3φ15kWモータの例
シールド付4芯ケーブル	数100pF	数100n ~ 数μH	1m当たり
配線バー	—	数100nH	1cm当たり概略100nH

実際のシステムではこれらの要素が複雑に接続されており、意図しない寄生のLC共振回路が構成されることがあります。IGBTのスイッチングに伴い、これらのLC回路において共振が発生し、雑音端子電圧や放射ノイズのピークとなって測定されます。

一般的に雑音端子電圧・放射ノイズそれぞれにおいてピークを発生させやすい共振ループを表10-2、図10-12に示します。

表10-2 インバータシステムにおける共振周波数とループの例

No.	周波数	雑音端子/放射	ノルマル/コモン	経路
(1)	1 ~ 4MHz	雑音端子	コモン	モータ容量～配線インダクタンス
(2)	5 ~ 8MHz	雑音端子	コモン	DCB基板容量と配線インダクタンス
(3)	10 ~ 20MHz	雑音端子	コモン	DCB基板容量と配線インダクタンス
(4)	30 ~ 40MHz	放射	ノルマル	デバイス容量～スナバコンデンサ

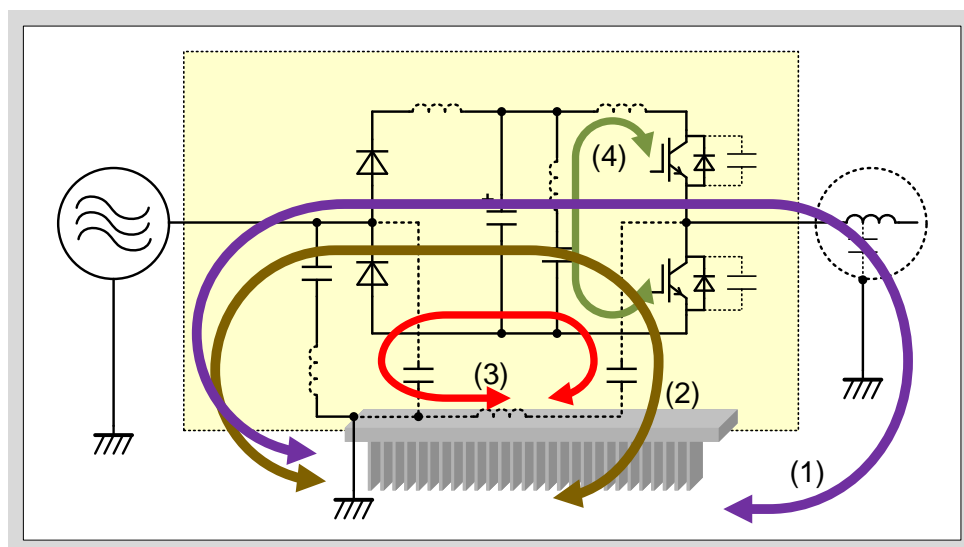


図10-12 表10-2における経路の例

システムの構成により配線長(インダクタンス)や浮遊容量は様々ですが、対象となるシステムに対する固有の浮遊L/Cを概算すると、おおよその共振周波数が推定できます。

2.4 IGBTモジュールの特性が影響する周波数帯

前述したように、汎用インバータなどのモータ駆動システムで対象となる伝導性ノイズの周波数帯域は、150kHz～30MHzです。図10-13にインバータの雑音端子電圧測定例を示します。図10-13の波形からわかるように、雑音端子電圧は150kHz付近が一番高く、周波数が高くなるほどなだらかに減衰する特性となります。

この雑音端子電圧スペクトルは、矩形波状のノイズ源(IGBTのスイッチング)におけるキャリア周波数(数千kHz～20kHz程度)の高調波成分が現れているため、IGBTモジュール自身のスイッチング特性にはほとんど影響されません。これは図10-14に示すようにIGBTモジュールスイッチング時の電圧の立上り・立下り時間はおよそ50～200ns程度で、これを周波数に換算すると2～6MHzとなり、これ以下の周波数帯域では立上り・立下り時間の差には依存しないためです。

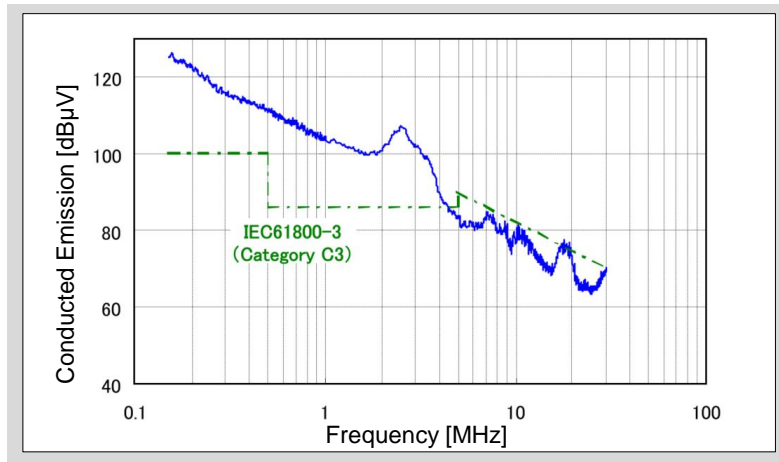


図10-13 汎用インバータの雑音端子電圧例

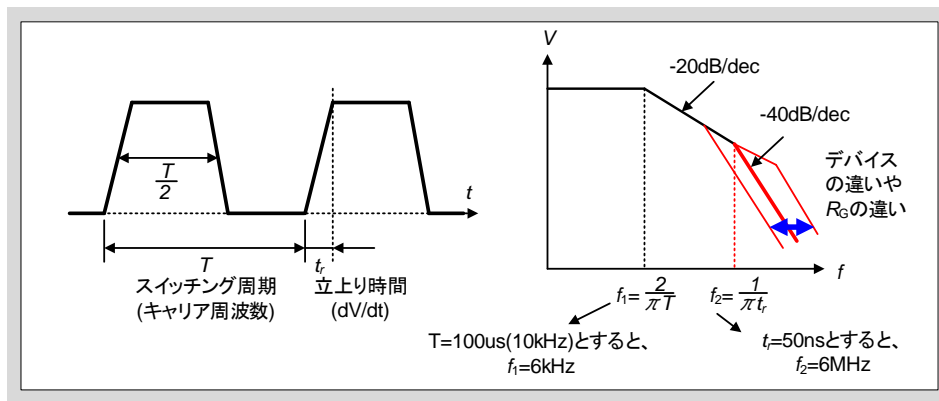


図10-14 IGBTの電圧波形と周波数スペクトル

また、放射ノイズ(30MHz～)の測定結果例を図10-15に示します。放射ノイズも雑音端子電圧と同様に、規格周波数帯域の中で一番低い30MHz付近が一番高くなり、周波数が高くなるにつれて減衰する特性となります。このように、IGBTのスイッチングによるノイズのスペクトルは、CPUクロックのような鋭いピークではなく、比較的ブロードな特徴があります。

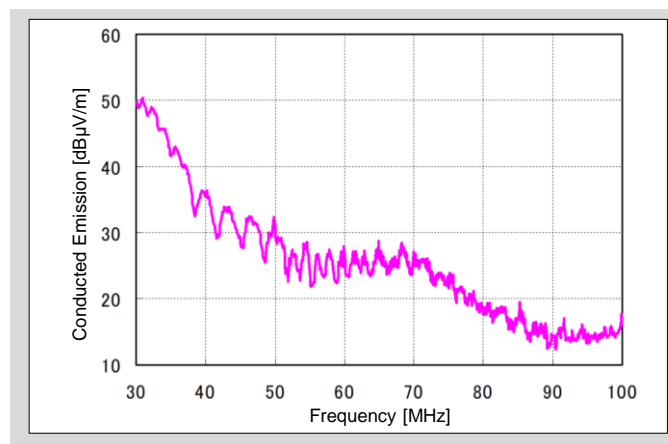


図10-15 7MBR100U4B120の放射ノイズスペクトル(標準駆動条件)

3. IGBTモジュールの適用におけるEMI対策

3.1 伝導性ノイズ(雑音端子電圧)対策

3.1.1 フィルタの設置

伝導性ノイズ対策は交流電源入力側にフィルタ回路を設置し、インバータで発生したノイズ電流が電源側に流出しないようにすることが一般的です。フィルタ回路はL、C要素で構成し、目標とする規格値に対し必要な減衰量を得られるようにフィルタ回路のカットオフ周波数を設計します。また、ノイズ対策用フィルタは磁性体メーカーやコンデンサメーカーなどから各種が市販されていますので、対応規格や必要な電流などに応じて選択すると良いでしょう。

IEC61800-3カテゴリC2に適合すること狙って設計した入力フィルタの低減効果を図10-16に示します。

フィルタがない場合、150kHzにおいて125dB μ V程度であった雑音端子電圧が、フィルタを挿入したことにより70dB μ Vまで減衰しており、規格値に対して数dBのマーヅンをもってクリアすることができます。

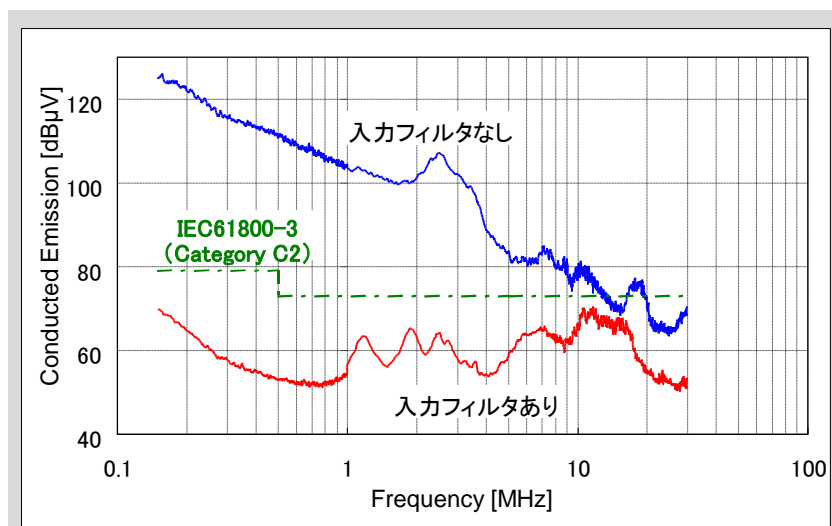


図10-16 3φ200V/37kWインバータにおける雑音端子電圧測定結果例 (QP値)

3.1.2 フィルタを適用する場合の注意点

理想的なフィルタの場合、周波数が高くなるほど減衰量は大きくなりますが、実際のフィルタ回路では、図10-17に示すように、ある程度の周波数以上では理想的な減衰特性が得られなくなる現象が生じます。これは前述のように、フィルタ回路に使用する部品にも寄生のL、Cが存在するため、前項図10-16に示す雑音端子電圧測定結果のように1MHz以上の周波数帯域で減衰効果が小さくなる傾向となります。

さらに10MHz付近の高い周波数帯域でピークが生じることによって規格に対するマーヅンがもっとも小さくなっています。測定環境によっては、この10MHz付近のレベルが上昇して規格値をオーバーする場合も考えられます。

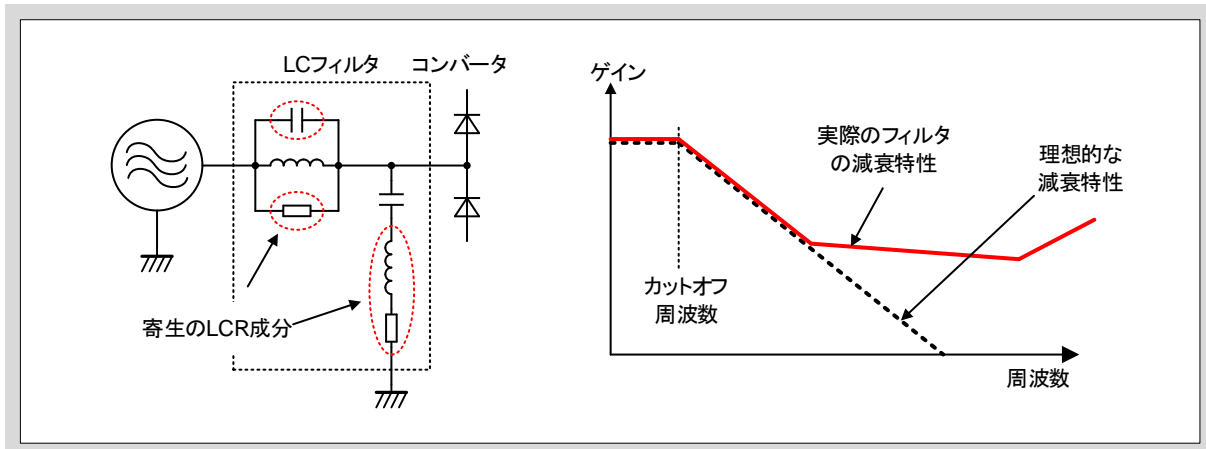


図10-17 理想的なフィルタと実際のフィルタの減衰特性

前項で述べた雑音端子電圧のピークが10MHz以上の帯域で生じるひとつの要因として、IGBTモジュールの絶縁基板を介した共振が挙げられます。絶縁基板と主回路の定数が図10-11に示す定数であったとすると、16MHzで雑音端子電圧のピークが生じる事となります。10MHz以上の周波数で共振するループのLC定数は数百pF、数百nHオーダーでIGBTチップの寄生容量、絶縁基板容量やパッケージ内部の配線インダクタンスが要因となっている場合があります。図10-18に、DCB基板を介した共振のコモンモード回路モデル例を示します。

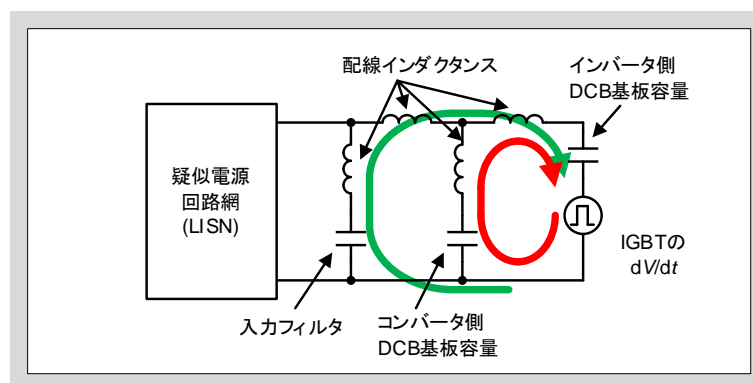


図10-18 IGBTの絶縁基板を介した共振の回路モデル例

入力フィルタとして接続しているコンデンサのインダクタンスとインバータ側モジュールの基板容量との共振、コンバータ・インバータモジュール間の共振現象を示しています。このように、ノイズ対策のためにフィルタやバリスタなどを追加すると、フィルタの寄生L、Cとの共振によりピークが生じる場合があるので注意が必要です。

3.1.3 IGBTモジュールへの雑音端子電圧対策

上述したような雑音端子電圧スペクトルの高周波帯域で発生しているピークを低減させるためには、

- a. スイッチングするIGBTの dV/dt を抑制する
- b. 共振ループのインピーダンスを上げて、共振電流を抑制する

が必要です。ただし、そのデメリットとして

- a. dV/dt を下げるとIGBTの損失が増大する
- b. L 、 C の定数を増減させるだけでは共振周波数が移動する結果となり、ピーク値は下がりにくい。また、構造・物理上、寄生LC成分をなくすことは不可能。

が挙げられます。

(1)ゲート抵抗の調整による雑音端子電圧の対策

図10-19に7MBR75U4B120を適用したインバータの雑音端子電圧スペクトル例(入力フィルタあり)を示します。ゲート抵抗を標準値、2倍、3倍と増加させた場合、10MHz付近の雑音端子電圧ピークが5dB程度抑制されたことがわかります。ただし、ゲート抵抗を2倍以上大きくしても、低減効果は小さくなっていきますので、スイッチング損失の増加によるデメリットと併せて対策の効果を判断する必要があります。

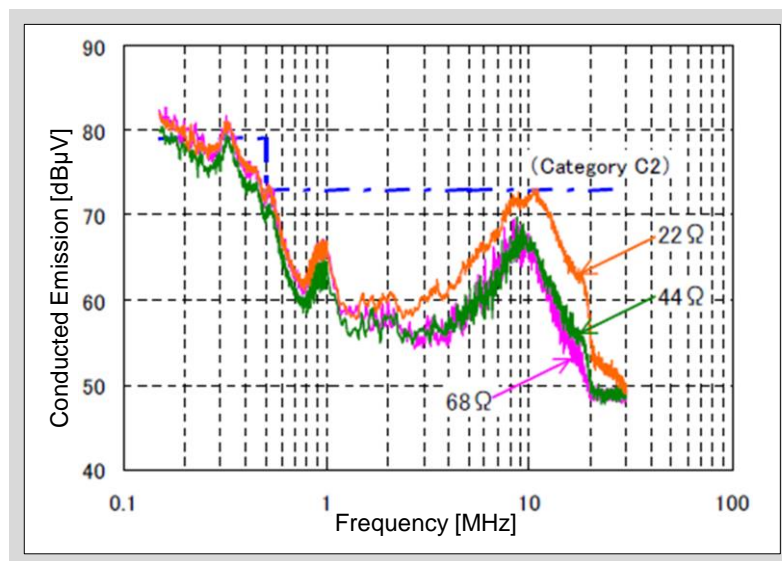


図10-19 7MBR75U4B120の雑音端子電圧測定例

(2)フェライトコアによる共振の抑制

フェライトコアはノイズ対策用としてよく用いられる部品のひとつです。その等価回路は一般的にLRの直列回路として示されます(図10-20)。

また、フェライトコアの磁性体としての特性(L成分: μ' 、R成分: μ'')は、図10-21のようになっています。

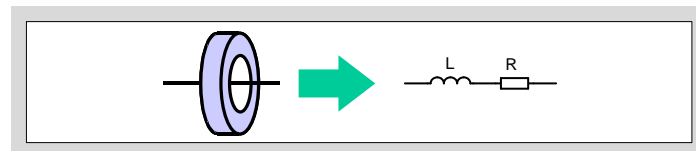


図10-20 フェライトコアの等価回路

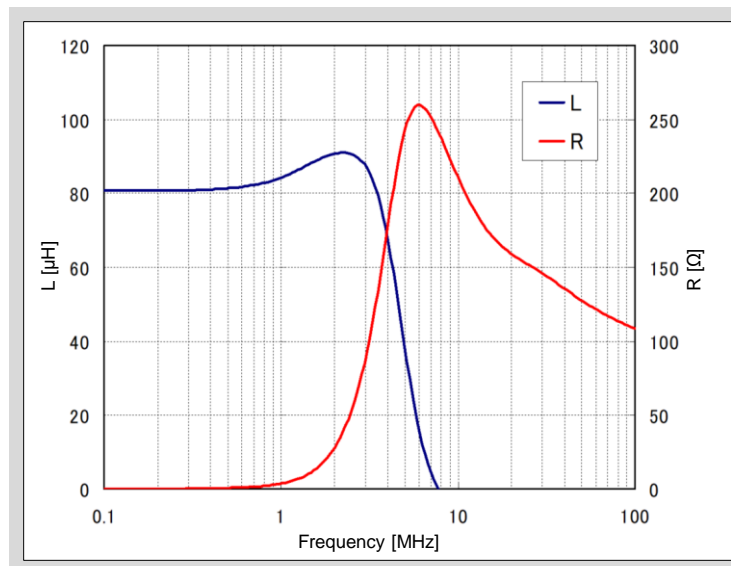


図10-21 フェライトコアのインピーダンス(L、R)特性例

このフェライトコアを、上に述べたノイズのピークを生じる共振ループに挿入すると、以下のような回路モデルになります。

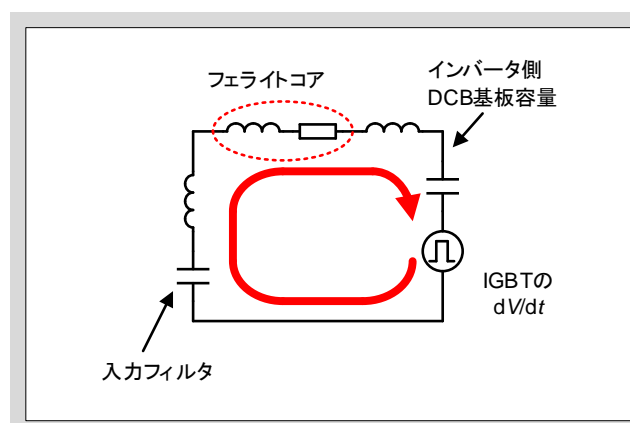


図10-22 フェライトコア挿入時の等価回路

ループの定数(共振周波数)に応じて、その周波数に最適なインピーダンス特性を持つフェライトコア材を選定することにより、共振にダンピングをかけてノイズのピークを抑制することが可能です。

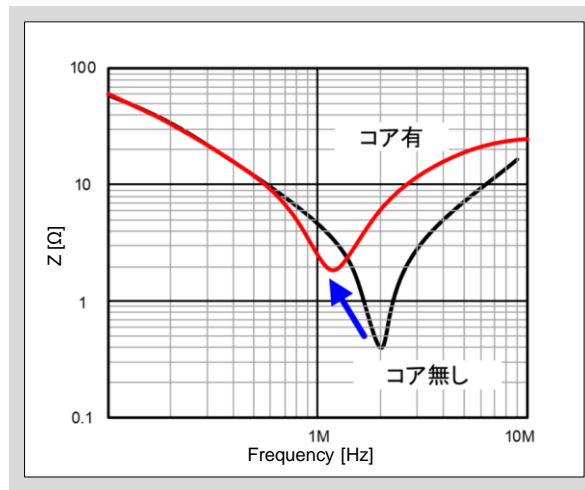


図10-23 コア対策前後での共振ループのインピーダンス特性

コア対策有無による共振ループのインピーダンス特性を図10-23に示します。共振点ではインピーダンスが最低となり、大きな共振電流が流れるため雑音端子電圧にピークを生じます。コアを挿入することによりインピーダンスを上げ、共振にダンピングをかけることで雑音端子電圧を効果的に抑制することができます。

図10-24、図10-25にコモンモード・フェライトコアをインバータ主回路に実装した対策例、及び低減効果を示します。

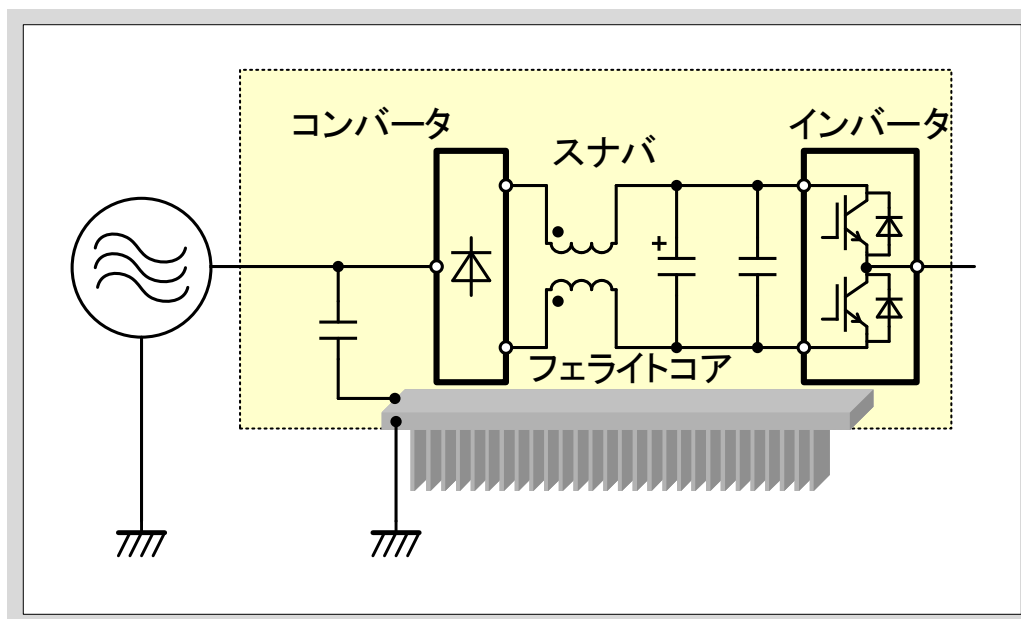


図10-24 コモンモード・フェライトコアによる対策例

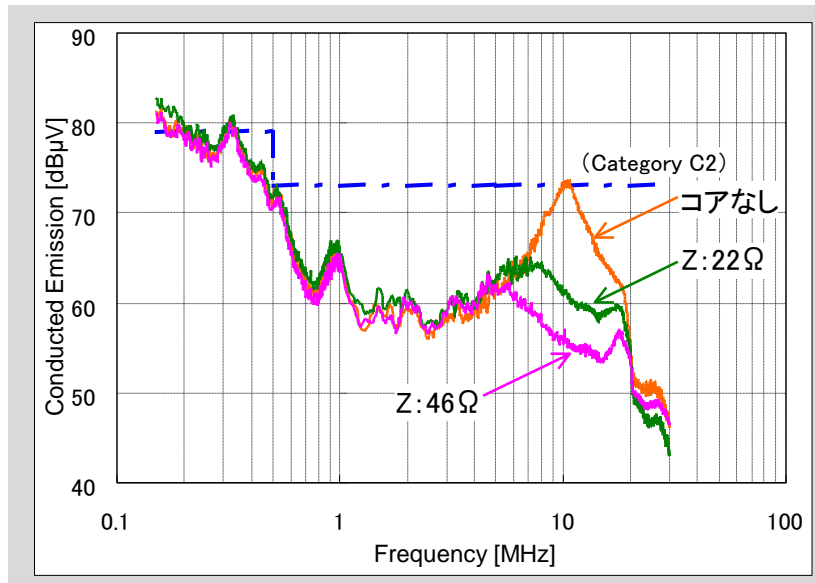


図10-25 雑音端子電圧測定結果

未対策時のループインピーダンスは約 8Ω 程度ですので、これを 30Ω 程度までフェライトコアで増加させることにより約 10dB のピーク低減を図ることができます。

ゲート抵抗での対策と異なり、コアを適用する場合はIGBTの損失が増加することなくノイズ対策が可能です。

3.1.4 IGBTの放射性ノイズ対策

放射性EMIノイズの主な要因はIGBTがターンオン(対向アーム側のFWDが逆回復)する際に生じる高い dv/dt がトリガとなって、半導体デバイスの接合容量と配線(主にIGBTモジュール内部配線とスナバコンデンサ間の配線)上の浮遊インダクタンスで生じる高周波のLC共振によるものと考えられます(図10-26参照)。これは、前述した雑音端子電圧におけるピークと同様の発生メカニズムです。

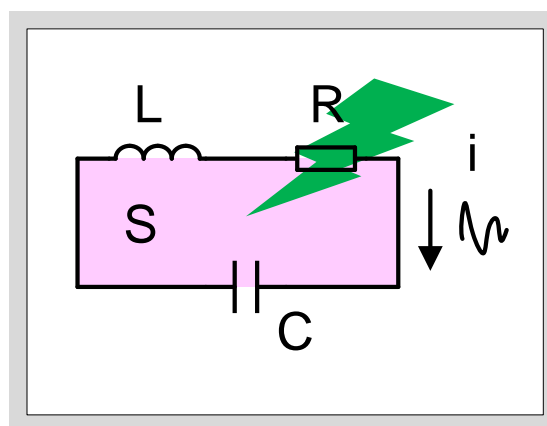


図10-26 IGBTモジュールとスナバCで構成されるループ

(1) ループ面積Sの低減

上述したように、スイッチング時に誘発される高周波ノイズ電流は、デバイスの寄生容量とスナバコンデンサで構成されるLCループの共振電流です(図10-12の経路(4))。

2in1パッケージクラスの中・大容量IGBTモジュールでは、モールド形のスナバコンデンサを端子に直にネジ止めし、ループの放射面積をできるだけ小さくすることを推奨します。また、これはスイッチング時のサージ電圧抑制の観点からも有効です。

6-Pack、PIMタイプなど、ピン端子形IGBTモジュールではパワー基板に実装するケースがほとんどですが、スナバコンデンサはできるだけP/N端子ピン近くに配置して下さい。

(2) 電圧のスペクトルを小さくする

前述したように、IGBT/FWDがスイッチングする際の電圧波形のスペクトルは図10-27に示すようになります。

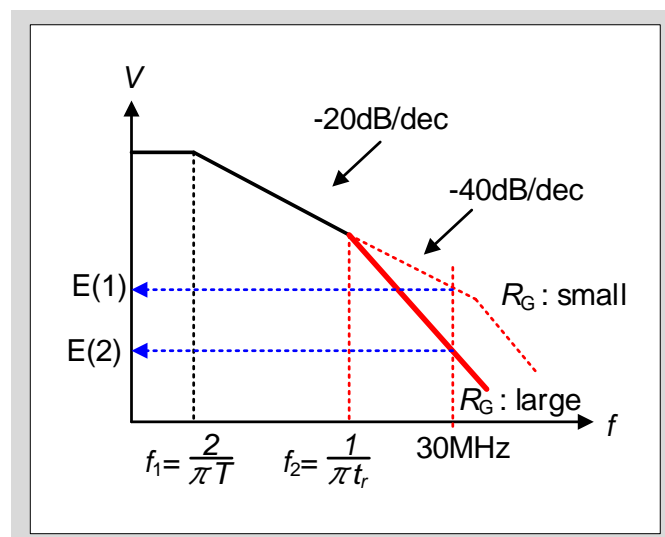


図10-27 IGBTのスイッチング電圧波形のスペクトル

従来、ゲート抵抗を増加してスイッチング波形を鈍らせることが対策手法として一般的に適用されますが、これは図10-27の f_2 を低周波化し、30MHz以上のスペクトルを低減させていることになります。図10-27に示すように、 R_G が小さく、電圧の立上り・立下り時間が短い(dv/dt が大きい)場合の30MHz成分E(1)に対し、 R_G が大きく、 dv/dt が小さい場合、30MHz成分はE(2)のように小さくなります。E(1)、E(2)は(2)式のEに相当しますので、結果的に dv/dt の低減はノイズ電流 I を抑制することになります。

図10-28に放射ノイズのゲート抵抗依存性の一例を示します。仕様書に記載のゲート抵抗値に対し2倍程度の値とすることで、大幅に放射ノイズを抑制できることがわかります。しかし、ゲート抵抗調整により、放射ノイズを抑制すると、スイッチングが遅くなる(dv/dt が小さくなる)ためスイッチング損失は悪化します。その結果、装置の運転条件によっては温度が上昇し、ジャンクション温度が定格を越える可能性があるため、確認が必要となります。

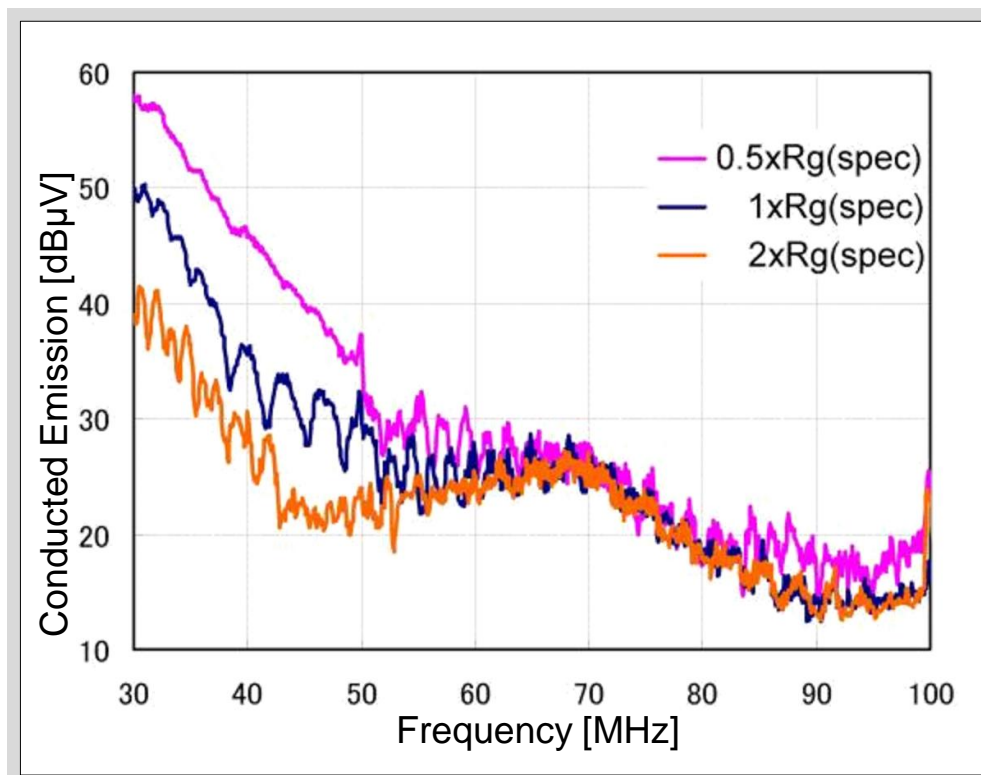


図10-28 放射ノイズのゲート抵抗依存性(7MBR100U4B-120)

3.1.5 まとめ

これまで述べてきたように、IGBTがスイッチングすることによって発生するEMI(特に10MHz以上の高周波雑音端子電圧や放射ノイズのピーク)は、IGBT自身及びその周辺回路上に存在する浮遊L、Cの共振により発生しています。原理上、物理上、これらの浮遊L、C成分はゼロにはできません。したがって、ノイズ対策にはこれら問題となるループの共振をいかに的確に発見、対策できるか、ということが重要になります。