

# 電荷蓄積層形トレンチゲートバイポーラトランジスタを用いた小容量インバータの放射ノイズの低減に関する研究

只熊, 利弥

<https://hdl.handle.net/2324/4496077>

---

出版情報 : Kyushu University, 2021, 博士 (工学), 課程博士  
バージョン :  
権利関係 :

電荷蓄積層形トレンチゲートバイポーラトランジスタを用いた  
小容量インバータの放射ノイズの低減に関する研究

只 熊 利 弥

2021年7月

九州大学

大学院システム情報科学府



九州大学  
KYUSHU UNIVERSITY



# 概要

地球規模の気候変動の要因である温室効果ガスの削減目標が各国から提示され、実行に移す段階にある。生活の利便性を確保しながら温室効果ガスの削減を進めるにはエネルギーの効率的な生成および利用が求められる。効率の向上にはパワーエレクトロニクスの技術が必要不可欠であり、パワーデバイスはそのハードウェアの中でキーデバイスとなる。19世紀後半から現在に至る電力変換器・パワーデバイスの変遷において、高効率化するために行われた導通損失とスイッチング損失の低減は、材料開発と構造開発の歴史でもある。しかし一方、パワーデバイスがスイッチングする際の電流や電圧の急峻な時間変化に起因する「電磁ノイズ」が問題となることも多く、その低減は、パワーデバイスの損失低減と両立させることが難しく、近年の大きな課題となっている。

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) は現在、パワーデバイスとして広く用いられているが、IGBT の黎明期から約 40 年を経て、電荷蓄積層形トレンチゲートバイポーラトランジスタ (CSTBT: Carrier Stored Trench gate Bipolar Transistor) が申請者らにより新しく提案された。本論文は、この CSTBT に加え、還流動作に必要な PiN ダイオード、IGBT の駆動回路と保護回路が統合された、モータ駆動用低容量インバータ向けの超小型 DIPIPM (Dual Inline Package Intelligent Power Module) を研究対象にし、構造、損失、ノイズの各観点から詳細に検討しているもので、以下の七章で構成されている。これらについて下記の概要通り章立てを進めていく。

## ■第一章：

近年の地球規模の問題である気候変動の状況を整理し、パワーエレクトロニクスの技術の要素であるパワーデバイスとノイズ対策部品の両方の市場について紹介し、本研究目的について説明している。

## ■第二章：

パワーデバイスの構造とその変遷、関連する放射および伝導ノイズの規格についてまとめている。そして、インバータシステムにおける電源からモータまでの経路におけるインピーダンスのモデルとパワーデバイスの動作にもとづくノイズモデルの作成方法、パワーデバイスに着目した放射ノイズの評価手法について、研究対象である三菱電機製の超小型 DIPIPM を例にとり紹介している。

## ■第三章：

放射および伝導ノイズの測定環境および評価方法を示し、超小型 DIPIPM に搭載される素子の構造による放射および伝導ノイズの違いを調べている。また、三次元電磁界可視化装置により放射ノイズの発生源を特定し、さらにモータ駆動中に放射ノイズを同時に測定することで、スイッチング動作における放射ノイズの発生タイミングを特定している。また、簡易電波暗室にてダブルパルス試験をすることで、放射ノイズをスイッチング特性の一つとして考慮する拡張ダブルパルス試験を提案している。

## ■第四章：

提案する拡張ダブルパルス試験をもとに、T(Trench gate)IGBT と CSTBT の比較により、ターンオン動作における放射ノイズの発生タイミングが異なる点を説明し、要因が電荷蓄積層(Carrier Stored layer、CS 層)の有無か、その濃度に依存するかに関して、濃度を振り分けて検証を行っている。そして、ウェーブレット変換および電磁ポテンシャルを適用することで電流の滑らかさに関係することを示し、それが CS 層濃度に依存することを CSTBT の等価回路モデルを提案して説明している。また、ターンオンとターンオフの放射ノイズを任意に定めた区間でフーリエ変換することで放射ノイズの電流依存性を検討し、適した CS 層濃度を静特性とスイッチング損失の電流依存性を取得した結果踏まえて提案している。

## ■第五章：

第四章において作成した等価回路モデルを用いて CS 層濃度に応じた SPICE モデルを作成し、各モデルを用いた放射ノイズのシミュレーションによる結果と実測結果との比較を行うことでモデルの妥当性を示している。また、電源からモータまでの伝導ノイズのシミュレーションを行い CS 層の濃度に応じたスイッチング速度の速さにより 10MHz 以上に有意差が発生することが確認でき、また、シミュレーション結果と実測結果の比較によりそれぞれ CS 層濃度の違いによる有意差が確認できたが、スイッチング速度が実際のデバイスではより高速になっている領域があると推察され、検証は今後の課題としている。

## ■第六章：

一般的なプレーナゲート型の SiC MOSFET と CSTBT を基本構造とした Si RC(Reverse-Conducting) -IGBT 素子を利用して第四章における評価手法を利用して放射ノイズの発生について検討し、構造とその電流の滑らかさが重要であること説明している。さらに、放射ノイズに関する拡張ダブルパルス試験での実験結果とモータを駆動した際の実験結果を比較検討している。

## ■第七章：

第三章から第六章までの内容を総括し、今後の課題に関して述べている。

## ■付録 A 及び B：

拡張ダブルパルス試験における電流と電磁ポテンシャルを介した電磁波により、電波暗室内のアンテナで受信する信号の定式化を説明する。そして、波形自体の時間-周波数解析としてフーリエ変換及びウェーブレット変換を紹介し、高調波成分を低減する波形の紹介をする。

# 目次

概要	・ ・ ・ i - ii
目次	・ ・ ・ iii-iv
第一章 序論	・ ・ ・ P1-P8
1. 温室効果ガスの排出量と地球温暖化の関係	
2. パワーデバイスの市場	
3. パワーデバイスの歴史	
4. EMC 関連の市場	
5. EMC の歴史、組織と規格	
6. 研究目的	
7. 商標及び用語に関して	
第二章 関連技術と動向	・ ・ ・ P9-P35
1. パワーデバイスの構造と歴史	
2. CISPR 規格	
3. パワーデバイスを主体とした伝導ノイズの解析手法	
4. 放射ノイズ解析手法の技術動向	
5. 超小型 DIIPM の紹介	
第三章 パワーデバイスとノイズの関係調査	・ ・ ・ P36-P49
1. 放射ノイズの評価環境、条件及び評価結果	
2. VCCI 認証サイトでの放射ノイズ評価	
3. モータ駆動中の放射ノイズ発生タイミング及び発生場所の特定	
4. ハーフブリッジ回路による発生タイミングの特定と電流依存性	
5. 搭載素子の以外による伝導ノイズの把握	
6. まとめ	
第四章 拡張ダブルパルス試験とガボールウェーブレット変換による CSD 依存性解析	・ ・ ・ P50-P68
1. 波形の有する高調波成分	
2. 電磁ポテンシャルによる電流が形成する電界とアンテナで受信する信号の関係	
3. 評価対象と評価システム	
4. CSTBT の CSD を振り分けた際のターンオンとターンオフの関係調査結果	
5. モータ駆動中の放射ノイズの確認	
6. まとめ	

第五章 CSTBT の SPICE モデル構築と伝導ノイズのシミュレーション及び実測の比較	・・・ P69-P85
1. CSTBT-0 の SPICE モデル	
2. CSTBT の SPICE モデル	
3. 伝導ノイズの評価システムのモデル化	
4. 伝導ノイズのシミュレーションと実測結果の比較	
5. まとめ	
第六章 拡張ダブルパルス試験による SiC MOSFET と Si RCIGBT の放射ノイズの比較	・・・ P86-P98
1. DUT と評価方法	
2. 拡張ダブルパルス試験の結果	
3. 電流依存性	
4. 測定機器及びプローブの影響調査	
5. モータ駆動中の SiC MOSFET の放射ノイズの評価	
6. 支配性の解析	
7. まとめ	
第七章 結論と課題	・・・ P99-P100
付録 A 電磁ポテンシャル	・・・ P101-P105
付録 B 時間-周波数変換と波形	・・・ P106-P111
参考文献	・・・ P112-P119
研究成果	・・・ P120
謝辞	・・・ P121

# 第一章 序論

## 1. 温室効果ガスの排出量と地球温暖化の関係

地球規模の気候変動の警鐘として1995年3月にベルリンにて締約国会議(Conference of the parties, COP)が開催されてから今年で四半世紀が経過し、現在、経済状況と地政学的な要件から温室効果ガス(Greenhouse gas, GHG)の削減目標がようやく各国で提示され、行動に移る段階に入ってきた。その1995年から2018年までの間にグローバルな平均温度変化は、図1-1に示すように、1940年を0°Cとして0.2°Cから0.8°Cまで上昇した。これは世界の各地域の平均値であり、地域別にみると1951年から1980年までの平均温度から比較し図1-2のように約7°C上昇した地域もあり0.1°Cの上昇は重い。[1] GHGのうち排出量が多く、かつ、温室効果が高い二酸化炭素の増加量は、図1-3に示すように、1940年に約50億トン、1995年に約2300億トン、2018年には3660億トンと増加の一途をたどっている。[2][3]

2015年12月開催のCOP21におけるパリ協定の目標は、「世界の平均気温上昇を産業革命以前に比べて2°Cより十分低く保ち、1.5°Cに抑える努力をする」、「そのため、できるかぎり早く世界のGHG排出量をピークアウトし、21世紀後半には、GHG排出量と(森林などによる)吸収量のバランスをとる」である。[4] 新型コロナウイルスによるパンデミックのなか、現時点から温室効果ガスの排出量をゼロにする行動を実現していく必要があり、二酸化炭素の排出量の実質的なゼロへ向け、交通や産業におけるエネルギーの生産及び利用による排出量の削減や、経済活動による排出量を森林戦略で吸収させることが具体的な施策として挙げられている。[5]-[8]

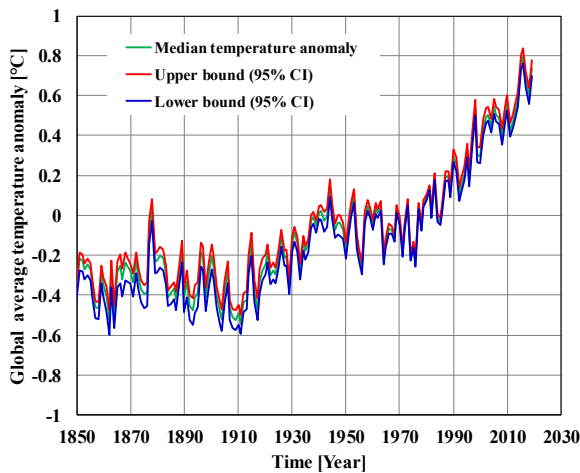


図 1-1. グローバル平均温度変化の年次グラフ [1]

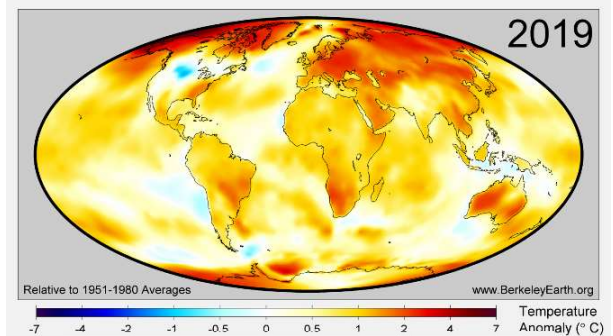


図 1-2. 温度上昇の分布 [1]

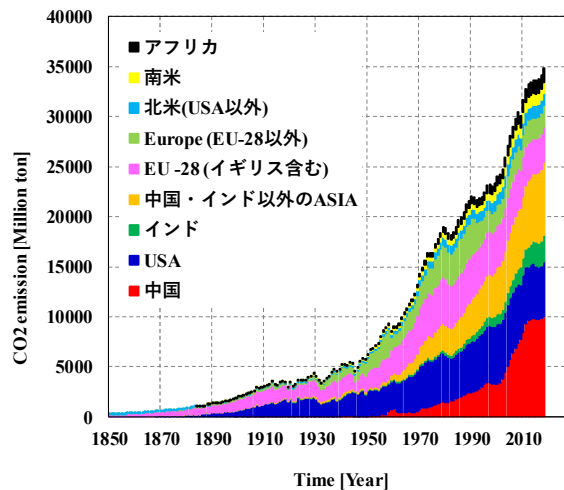


図 1-3. 世界の二酸化炭素排出量の年次グラフ [2][3]



## 2. パワーデバイスの市場

交通や産業におけるエネルギーの生産及び利用による排出量の削減に関して、電気分野では発電、送配電、消費の3つに大別される。(1)発電では石炭・石油・天然ガスなどの火力発電の割合を再生可能エネルギーである風力・太陽光などへの転換が活発化しており、(2)送配電では高圧送電にて直流送電によるコストメリットが大きいとしてHVDC送電が検討及び導入されている。[9] そして、(3)消費においては省エネ効果の基準を設けて低減させることや使用部品の削減をしようとしている。それら電力の変換に欠かせないキーとなるデバイスがパワーデバイスである。図1-4に示す通り、すべての電子機器生産金額の2001年の実績比で2025年の予測は2.5兆ドルと2.5倍である。[10] うち、図1-5のように、パワーデバイスは2010年からの10年間では1兆5000億円程度の市場であったが、2030年には約4兆2600億円の市場に跳ね上がるという試算もあり、注目を浴びていることが市場動向からもうかがえる。[11]

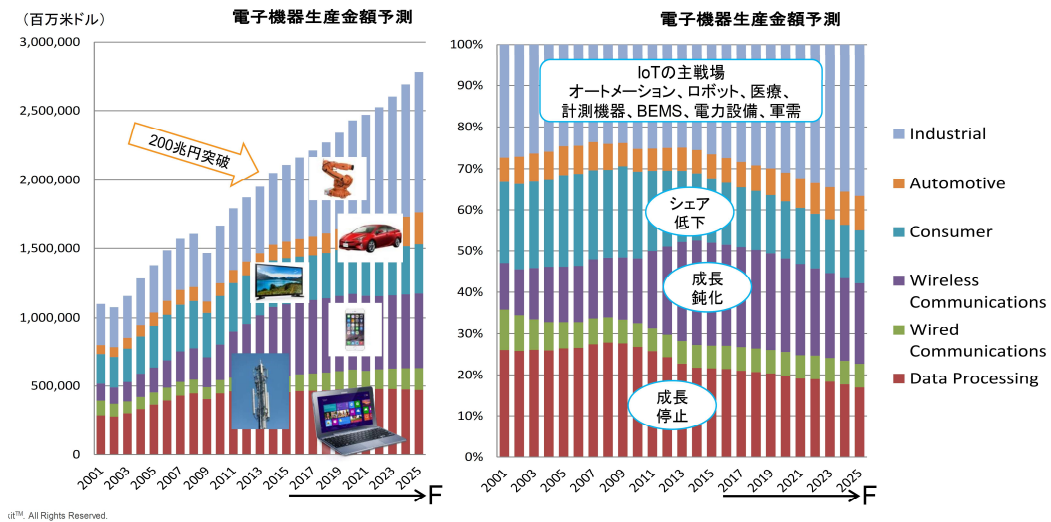


図 1-4. 全電子機器生産金額 [10]

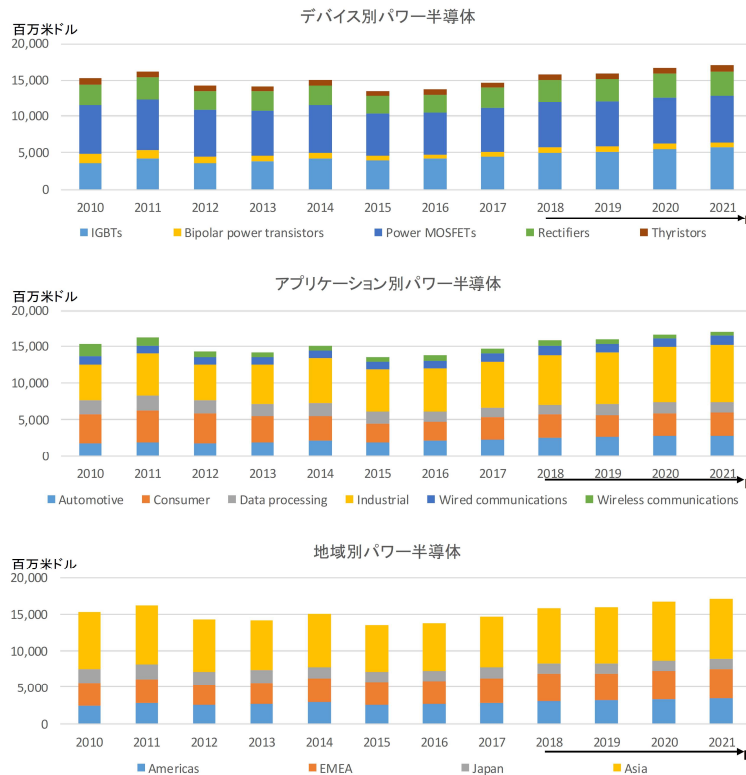


図 1-5. パワーデバイスの需要 [10]

### 3. パワーデバイスの歴史

パワーエレクトロニクスはパワーデバイスを用いて電力の変換・制御を行う技術分野である。1973年に米国のNewell氏が「パワー(静止機と回転機)とエレクトロニクス(デバイス、回路)と制御(連続と離散)の三つの技術分野が完全に融合したもの」と説明し、最近では「電力、電子および制御の技術を総合した、電力変換および電力開閉に関する技術分野」と定義されている。[12][13]

上記の半導体の整流素子とスイッチング素子として代表的なダイオードとトランジスタの起源は以下の二点であろう。(1)二極真空管に整流特性があるというエジソン効果が1884年に発見され、その8年前の1876年にはセレンの整流作用が発見されたことと(2)AT&Tベル研究所のJ.バーディーン氏とW.ブラッテン氏が1947年末に最初のトランジスタである点接触型トランジスタを発見し、W.ショックレー氏らは1948年6月に機械的に安定した接合型トランジスタの発明を発表したことである。[14]-[16]

パワーエレクトロニクスに関する起源はサイリスタ(thyristor、別名シリコン整流器: Silicon controlled rectifier, SCR)であり、1957年に米国のGE社(B.グッツィラ氏)より広められたであろう。[17][18] それまで利用されていた水銀整流器では数十Vであったオン電圧がサイリスタへの切り替えにより数Vまで激減したことで利用価値が高まった。しかし、自己消弧型ではなかったため、高耐電圧大電流で自己ターンオフ機能を持つGTO(gate turn off thyristor)の研究が進み、1980年代前半には多く採用された[18]。その後GTOよりも高速スイッチングが可能なGCT(Gate Commutated Turn-off thyristor)が開発されることとなる。[19]

そして、次の世代のパワーデバイスとして、(1)パワーBJT(Bipolar Junction Transistor)、(2)FET(Field Effect Transistor; MOSFET、JFET)及び(3)IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)が台頭してきた。

(1)電流駆動型素子であるパワーBJTは、1977年ごろに600V/50Aのダーリントン接続型のトランジスタが発表された。これはPWM方式による3kVのCVCFインバータ電源に採用され、1983年には1000V/300Aのトランジスタが実用化された。[20]-[22]

(2)1970年代後半には、パワーMOSFETでは、VMOS(V-groove MOS)及びDMOS(Double diffused MOSFET)のような構造になり、パワーBJTとは異なって絶縁ゲート構造であり電圧駆動型のため、スイッチングに要する電力が小さいという特徴があった。しかし、MOSFETのオン抵抗は耐圧の2乗に比例することから高耐圧化が難しく、実用化されているSi MOSFETは600V程度であった。[23]

(3)IGBTの原型となるBJTとMOSFETの組み合わせが日本において1968年に特許で報告された。[24]それから1982年にGeneral electric社のBaliga氏らがIGR(Insulated Gate Rectifier)の名前でスイッチングができ、オン電圧の低い実際のデバイスを報告したが、寄生サイリスタの構造を有していたためラッチアップをする課題があった。[25][26]そこで、1985年頃にMOSFETの飽和特性による電流制限の特性を利用したノンラッチアップのIGBTをbipolar-mode MOSFETと冠して報告し本格的な実用化の足掛かりとなった。[27][28]

上記のようにそれまでパワーBJTが主流であった領域にIGBTが置き換わるようになり、IGBTモジュールとして商品化され、地下鉄や新幹線に適用されていった。

IGBTモジュールはIGBTと還流ダイオードの六組が搭載され、ドライブ回路や短絡、過熱、制御電源低下の保護回路を外部から取り付ける必要があるのに対し、産業の小容量に関しては一つに統合したIPM(Intelligent power module)が1989年に製品化された。そしてエアコン向けに1996年にDIPIPMが市場投入され、民生機器のインバータ化が加速度的に増加していった。

1999年以降に、シリコンのスーパージャンクション構造を有するMOSFET(Super Junction MOSFET, SJ-MOSFET)がリリースされ、シリコンリミットを超えた低抵抗を実現したデバイスが登場した。[29]そしてSiに代わる新素材として、SiC及びGaNが先行しており、すべてSiC MOSFETで構成された三菱電機製の3.3kV、1500Aのインバータを搭載したトラックが2014年に走行を開始し、40%の省エネ性能の向上を達成と発表された。[30] Transphorm社では2015年にGaN HEMTsで三相インバータ向けに高効率化を実現するほか[31]、TI社では48V/10A/100kHz程度のキャリア周波数で三相インバータ向けのデザインサポートを開始している。[32] そして、

GaN について Ga<sub>2</sub>O<sub>3</sub> やダイヤモンド等のワイドバンドギャップを有するバルクで実現可能となり、今後多種多様なデバイスが生まれようとしている。[33]-[36]

近年、3.3kV の IGBT モジュールのゲートドライブが 5V で実現できることや[37]、マルチレベルインバータによる最適回路方式の提案が行われていること、制御系ではアナログ IC で制御するのではなく、DSP や FPGA などのデジタル制御も行われ、そして、モータ制御の最適化も高速に行われるようになってきた。[38][39]

これらのことから、パワーデバイス自体の進化及び周辺部品や回路方式等により効率が飛躍的に改善されるようになってきた。そのような先端的な研究・開発および実証実験等が行われるなか、ロバストネス、駆動システムの最適化、誤動作対策、ノイズの規制への準拠と対策部品との最適化など課題が多くあり、実社会では 40 年におよび Si を基材とするパワーデバイスの歴史は長く、また、現在でも主流であり、今後の技術の展開のために Si を基材とするパワーデバイスにて研究する意義は大きい。

#### 4. EMC 関連の市場

スマートグリッドや省エネ以外にも、4k や 8k テレビ、IoT の普及、xEV などのモビリティなど、電気機器・電子機器の急速な発展により、EMC の問題が深刻化しており電磁ノイズに対する技術的な要求はますます高度化されている。そして、EMC・ノイズ対策関連の世界市場は後述のように規格への準拠及びノイズ自体の対策をする必要があるため、これからパワーデバイス関連のみならず、5G 対応製品や IoT 関連機器の開発の加速のために、マイクロ波・ミリ波帯域の電子機器への需要が増加し、2019 年から 2023 年には約 16%伸びるなどの見通しを立てている企業もある。[40] 従来から行われている”対策”は電気機器・電子機器から発したノイズを抑制することが一般的であったが、それは部品を追加するため資源を装置に付け加えるということになり、不要な状態を抑制や削減するために付け加えているという意味で、資源を無駄にしていると言い換えられる。そのため、機器の開発や設計段階、それ以前の部品固有の特性として対策を考慮した EMC 設計がより重要になってきている。企業活動のグローバル化に伴って、提供先の国の規格や規制に基づいた製品設計が求められており、資源の有効活用による EMC を準拠するということは企業にとって必須の条件となりつつある。

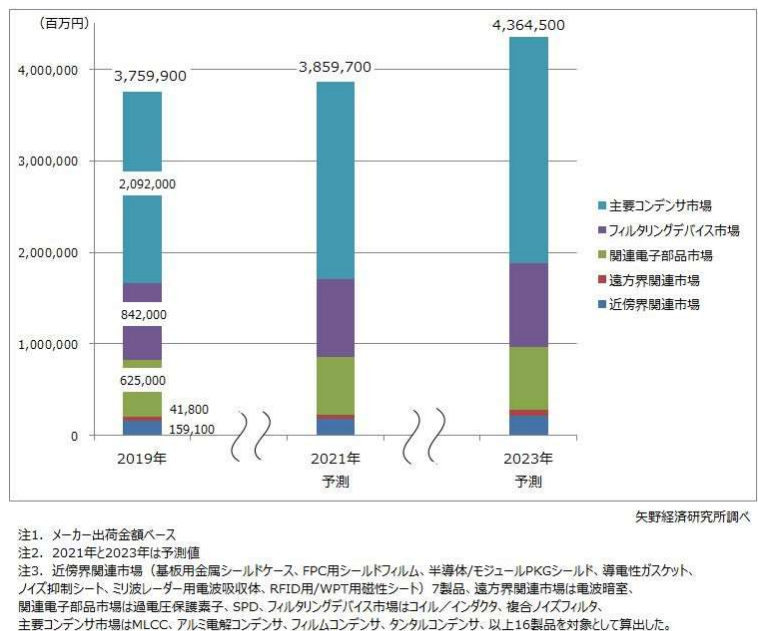


図 1-6. EMC 関連市場の需要予測 [40]

## 5. EMC の歴史、組織と規格

EMC は世界で通信機器及び電気機器の普及とともに懸念されてきた事象であり、世界で同時多発的に提唱されてきた。例えば EU や日本では、EMC に関する最初の会議は 1934 年にパリで開催され、AM ラジオ放送の受信障害を防止するための規格値と測定法を検討するために CISPR（国際無線障害特別委員会）が組織された。[41] その後、情報技術装置の EMC を検討する WG が 1975 年に組織され、情報技術装置のエミッション規格である CISPR22 の第 1 版が 1985 年に作成された。[42] それを受け、日本では CISPR22 の自主規制組織として VCCI（情報処理装置等電波障害自主規制協議会）が 1985 年に設立され、情報技術装置に対するエミッション規制が開始された。一方アメリカでは、1953 年に EMI 規格の MIL-I-6181B が、1955 年にその論拠のレポートの NADC-EL-5515 が発行され、ノイズの規格、アンテナの選択、アンテナの分離、そしてその選択の背後にある物理を説明しており、アメリカにおける規格のもととなった。[43][44]

電気電子機器の国際標準化機関として IEC（International Electrotechnical Commission、国際電気標準会議）があり、EMC（Electromagnetic Compatibility、電磁両立性）の関連規格を作成している主な委員会の構成を図 1-7 に示す。[45]-[53] EMC 関連の主要な水平委員会として、TC77（第 77 専門委員会：EMC を担当）と CISPR（国際無線障害特別委員会）が存在しており、EMC に関する基本規格や共通規格を作成している。それに対して、TC22（パワーエレクトロニクス）、TC47（半導体デバイス）、TC62（医用電気機器）、TC69（電気自動車及び電動産業車両）等の製品委員会が存在し、EMC 関連の製品群・製品規格を作成している。また、人体の電磁界ばく露に関する評価方法に対しては、TC106（人体ばく露に関する電界、磁界及び電磁界の評価方法）が存在する。一方、TC77 と CISPR の所掌範囲を調整するとともに、製品 TC との関係性を調整する機関として、ACEC（電磁両立性諮問委員会）が IEC の SMB（標準管理評議会）の下に組織されている。[54]

CISPR の組織を図 1-8 に示す。EMC 測定装置及び方法、ISM 機器の妨害、自動車や内燃機関が駆動する装置、家庭用電気機器、マルチメディア機器及び受信機の EMC などに関してワーキンググループ(WG)及びメンテナンスグループ(MG)がある。CISPR で作成された代表的な EMC 規格と製品群・製品規格の一覧を表 1-1 に示す。CISPR 16 で始まる規格は、TC77 の IEC 61000-4 シリーズのような EMC 基本規格であるが、CISPR ではそのような分類がなされていない。また、CISPR 規格には成立の経緯からエミッション規格が多く、CISPR 11 の ISM 装置、CISPR 12 の自動車、CISPR 13 の放送受信機、CISPR 14-1 の家電製品、CISPR 15 の電気照明機器、CISPR 22 の情報技術装置、CISPR 32 のマルチメディア機器は、エミッション製品群規格としての性格を持っている。なお、CISPR 13 と CISPR 22 は CISPR 32 に統合されたため、2017 年 3 月に廃止されている。一方、イミュニティ製品群規格も CISPR で作成しており、CISPR 14-2 の家電製品、CISPR 20 の放送受信機、CISPR 24 の情報技術装置、CISPR 35 のマルチメディア機器等がある。用途に応じて EMC の規格・基準を達成させる必要がある。なお、IEC 以外の EMC 関連国際標準化機関としては、自動車（TC22）や航空機（TC20）等の規格を作成している ISO（国際標準化機構）と、電気通信設備の規格を作成している ITU-T（国際電気通信連合・電気通信標準化部門）があるため、特に今後のモビリティの電動化については注視していく必要がある。[48]-[51] [55]

したがって、これらの製品群及び用途に応じた規格を考慮及び準拠しながら省エネに貢献するパワーデバイス及び使い方を考えていく必要があるといえる。

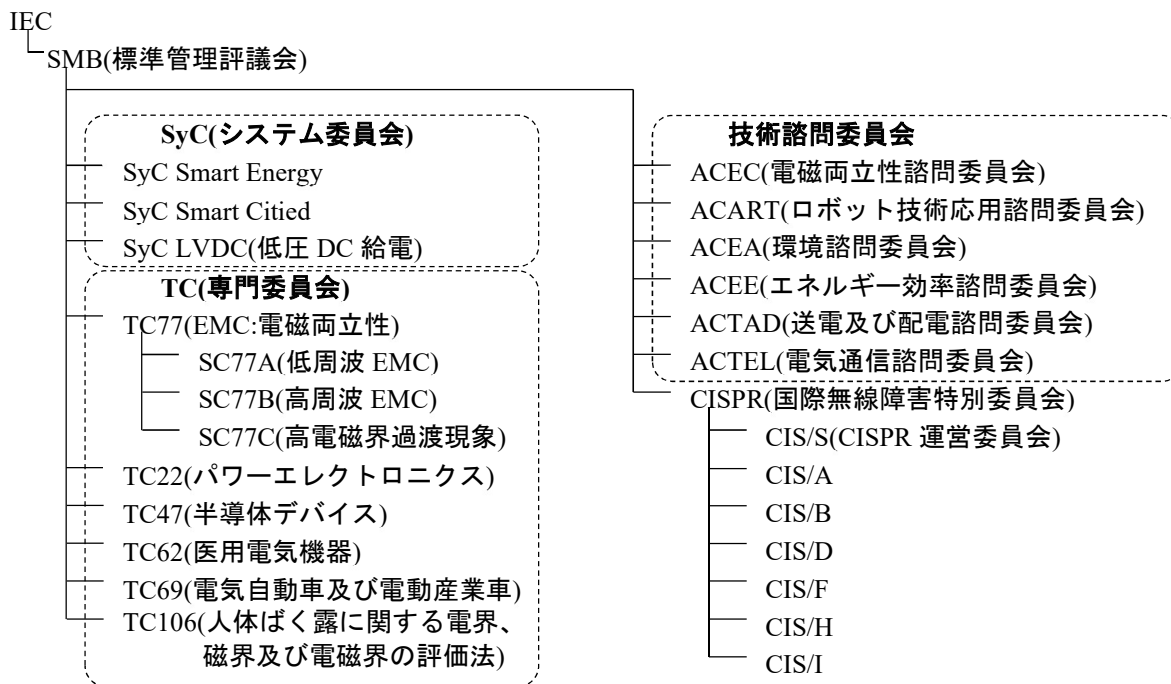


図 1-7. 関連規格を作成している主な委員会の構成 [45]-[53][55]

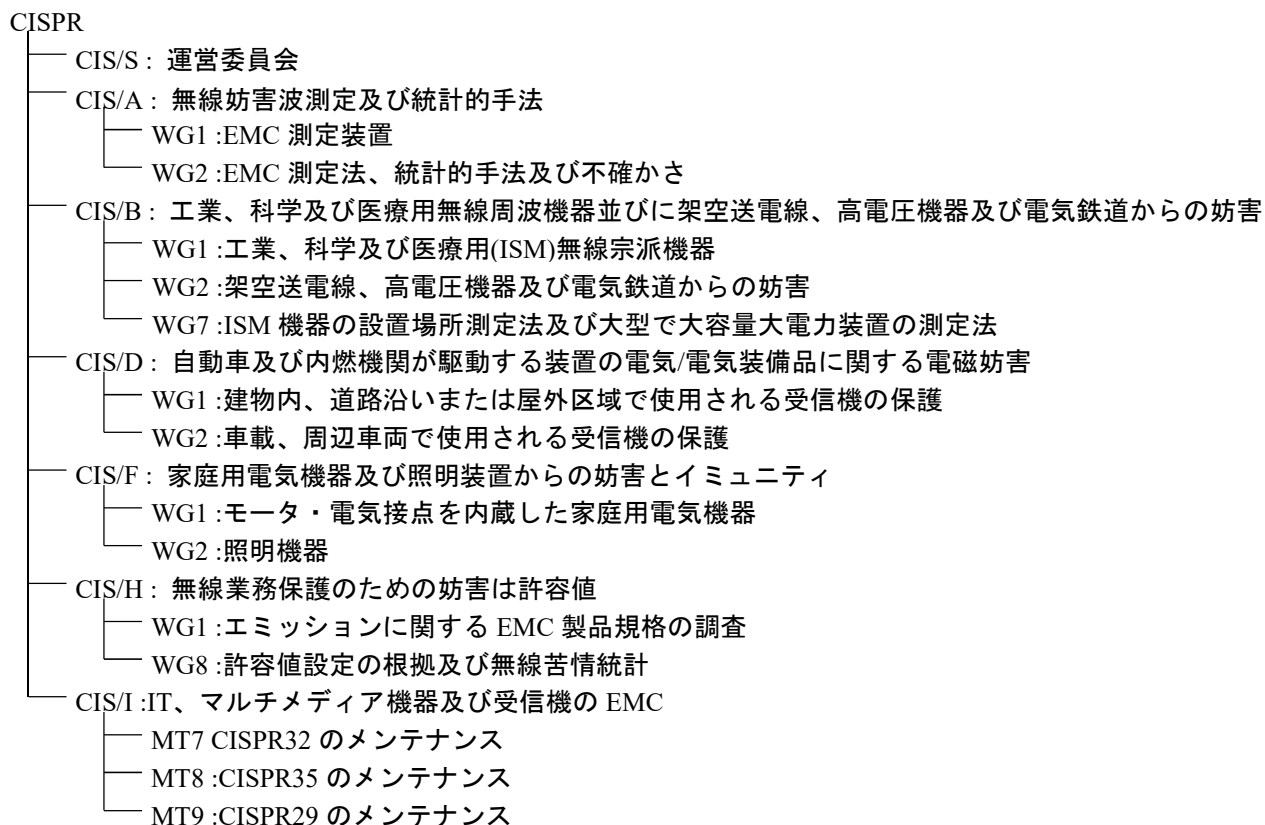


図 1-8. CISPR の組織 [48]-[51] [55]

表 1-1. 代表的な EMC 規格と製品群・製品規格の一覧 [48]-[51][55]

国際規格 (最新版：発行年)	規格名称
CISPR 16-1-1 (Ed5.0: 19-05)	無線周波妨害波及びイミュニティの測定装置及び測定法の技術的条件 無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置－ 測定用受信機
CISPR 16-1-2 (Ed.2.1: 17-11)	同上 無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置－ 補助装置 － 伝導妨害波
CISPR 16-1-3 (Ed.2.2: 20-01)	同上 無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置－ 補助装置 － 妨害波電力
CISPR 16-1-4 (Ed.4.0: 19-01)	同上 無線周波妨害波及びイミュニティの測定装置－ 放射妨害波測定用のアンテナと試験場
CISPR 16-1-5 (Ed.2.1: 16-12)	同上 無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置－ 30 MHz～1,000 MHz のアンテナ較正試験場
CISPR 16-1-6 (Ed.1.1: 17-01)	同上 無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置－EMCアンテナ較正
CISPR 16-2-1 (Ed.3.1: 17-06)	同上 無線周波妨害波及びイミュニティの測定法－ 伝導妨害波の測定法
CISPR 16-2-2 (Ed.2.0: 10-07)	同上 無線周波妨害波及びイミュニティの測定法－ 妨害波電力の測定法
CISPR 16-2-3 (Ed.4.1: 19-06)	同上 無線周波妨害波及びイミュニティの測定法－ 放射妨害波の測定法
CISPR 16-4-2 (Ed.2.2: 18-08)	同上 不確かさ、統計及び許容値のモデル－ 測定装置の不確かさ
CISPR 11 (Ed.6.2: 19-01)	工業、科学及び医療用装置の妨害波特性の許容値及び測定法
CISPR 12 (Ed.6.1: 09-03)	車両、モータボート及び火花点火エンジン駆動の装置からの妨害波の許容値及び測定法
CISPR 25 (Ed.4.0: 16-10)	車載受信機保護のための妨害波の推奨限度値及び測定法
CISPR 14-1 (Ed.6.0: 16-08)	家庭用電気機器、電動工具及び類似機器に関する電磁両立性規格：第1 部妨害波
CISPR 14-2 (Ed.2.0: 15-02)	家庭用電気機器、電動工具及び類似機器に関する電磁両立性規格：第2 部イミュニティ
CISPR 15 (Ed.9.0: 18-05)	電気照明及び類似機器からの無線妨害波特性の許容値及び測定法
CISPR 13 (Ed.5.1: 15-01)	音声及びテレビジョン放送受信機並びに関連機器の無線妨害波特性の許容値及び測定法
CISPR 20 (Ed.6.1: 13-10)	音声及びテレビジョン放送受信機並びに関連機器のイミュニティの許容値及び測定法
CISPR 22 (Ed.6.0: 08-09)	情報技術装置からの妨害波の許容値と測定法
CISPR 24 (Ed.2.1: 15-04)	情報技術装置におけるイミュニティ特性の限度値と測定方法
CISPR 32 (Ed.2.1: 19-10)	マルチメディア機器の電磁両立性 – エミッション要求事項 –
CISPR 35 (Ed.1.0: 16-08)	マルチメディア機器の電磁両立性 – イミュニティ要求事項 –
IEC 61000-6-3 (Ed.2.1: 11-02)	電磁両立性 (EMC) に関する共通規格 その 1 住宅、商業及び軽工業環境に関するエミッション規格
IEC 61000-6-4 (Ed.3.0: 18-02)	電磁両立性 (EMC) に関する共通規格 その 2 工業環境に関するエミッション規格

## 6. 研究目的

上記の事柄を踏まえ、省エネに貢献するパワーデバイスが低損失だけではなく高速化に伴うノイズの増加を抑制することにより、さらなる省エネに貢献するためには放射・伝導ノイズとパワーデバイスの関係を調査する必要がある。

### (1) 超小型 DIIPM に搭載される素子による放射・伝導ノイズの有意差の把握と拡張ダブルパルス試験の提案

すでに市場に存在している超小型 DIIPM はそのバージョンによって搭載されるスイッチング素子が異なっている。その構造によって伝導ノイズでは数 MHz の周波数から測定上限の周波数までを実測による有意差を把握し、また、放射ノイズでは 30MHz から 300MHz を評価対象の範囲として有意差を把握する。そして、放射ノイズの発生場所を電磁界の可視化により特定し、発生タイミングをパワーモジュールのインバータ動作にて特定する。そして、ハーフブリッジを構築し、放射ノイズのダブルパルス試験による一つの特性として検討をする拡張ダブルパルス試験を提案し発生タイミングの特定をする。(第三章にて)

### (2) CSTBT の CSD による放射ノイズとの関係

前述(1)にて提案したハーフブリッジからさらに簡易的なスイッチング素子一つ、還流素子一つの最小の回路構成をもちいて、シリコンを基材としたスイッチング素子として到達した電荷蓄積層形トレンチゲートバイポーラトランジスタ(CSTBT)を用いて放射ノイズとの関係を調査する。電荷蓄積層の濃度(CS 層濃度、CSD)による有意差があることから、時間-周波数変換であるウェーブレット変換と電流により発生した電界のアンテナで受ける強度を電磁ポテンシャルから作成した式を介することで、CSTBT の素子の構造、スイッチング動作時の波形やキャリアのふるまい、発生した電界強度とその受信強度及びタイミングを明確化し、その CSD による放射ノイズの発生メカニズムを説明する。(第四章にて)

### (3) CSTBT の SPICE モデル作成による伝導ノイズのシミュレーションと実測結果の比較

前述(2)にて副次的に五段階に振り分けた CSD における CSTBT の等価回路モデルを考案し、その SPICE モデルによる損失計算及びスイッチングスピードの高精度化を検討する。そして伝導ノイズに関する測定系を対象とする範囲でモデル化し、素子の CSD が変化した際の伝導ノイズのシミュレーションによる傾向の把握を行い、実測値との同定を行う。(第五章にて)

### (4) Si RC-IGBT と SiC MOSFET の放射ノイズの相違点の調査

最後にシリコンである CSTBT の構造をもと作製された RC-IGBT で組んだハーフブリッジとシリコンカーバイドで作製されたプレーナゲート型 MOSFET で組んだハーフブリッジによる放射ノイズの発生タイミング及びその強度の有意差についてメカニズムを明確化する。(第六章にて)

## 7. 商標及び用語に関して

### (1) 商標に関して

CSTBT 及び DIIPM は三菱電機株式会社の商標です。

### (2) CS 層と CSD に関して

電荷蓄積層は Carrier Stored Layer と訳され、その濃度は Carrier Stored Layer Density と訳される。そのため、本論文では電荷蓄積層を CS 層、その濃度を CSD と略して記載する。

### (3) TIGBT と CSTBT-0 に関して

第三章以降にて、CSTBT の構造を基準に CSD を形成していないだけの IGBT を特に CSTBT-0 と呼ぶこととし、一般的なトレンチゲート型の IGBT と区別する。

## 第二章 関連技術と動向

本章ではパワーデバイスの素子構造とノイズの関係を調査・解析をするために必要なパワーデバイスの構造及びその歴史について整理し、次にパワーデバイスが組み込まれる最終製品群に適用されるCISPRに準じた伝導ノイズ及び放射ノイズの許容値及び測定法に関して説明する。そして、過去のパワーデバイスに主眼を置いた周辺部品を含む伝導ノイズのシミュレーション方法と放射ノイズの解析方法に関して説明する。最後に超小型DIPIPMについて紹介する。

### 1. パワーデバイスの構造と歴史

パワーエレクトロニクスにおける主たる役割を果たすパワーデバイスとして以下の八種の構造について概要を記載し、そしてSi及びワイドバンドギャップデバイスの素材として知られるSiC、GaN及びダイヤモンドに関する物性値を最後にまとめる。

- (1) PiN ダイオード
- (2) MOSFET(VMOS、DMOS)
- (3) トレンチゲート型 MOSFET
- (4) プレーナゲート型 IGBT
- (5) トレンチゲート型 IGBT(PT、NPT)
- (6) IEGT
- (7) CSTBT
- (8) CSTBT の構造を流用した RC-IGBT
- (9) 物性値のまとめ(Si、SiC、GaN、ダイヤモンド)

#### (1) PiN ダイオード

1956年にPiNダイオードの順方向特性がAT&Tから報告され、その半世紀後に小電流から大電流の解説がキャリアの再結合なしの理想状態等の仮定を踏まえた解説で理解が深まる。[56][57]

図2-1に断面構造を示している。低濃度のn型にドーピングされた半導体層(i層)の片面に高濃度のp型の層とその表面にアノード電極が、もう片方に高濃度のn型の層とその表面にカソードが形成される。PiNダイオードの導通では、i層の電子と正孔が互いの電荷を打ち消しあい、電荷的に中性を維持しながらほぼ同量が蓄積されている。このため大量のキャリアをi層中に蓄積し、大電流を低いオン電圧で流すことができる。動作中は図2-2に示すようにPN接合部で電界が高くなり、また、Siの材料特性の限界があるため、高耐圧化にはi層を厚くする必要があり、Siでは数kVから数十kVまでの高耐圧の構造が形成可能である。ただし、オフ動作時にはi層中に大量の正孔をPエミッタ層に、電子をNエミッタ層に吐き出すため、リバースリカバリ時間が長い場合オフ時の損失が大きいという特徴も併せ持つ。

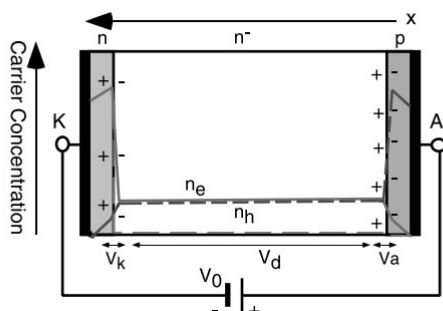


図 2-1. PiN ダイオードのキャリアと電圧の分布 [57]

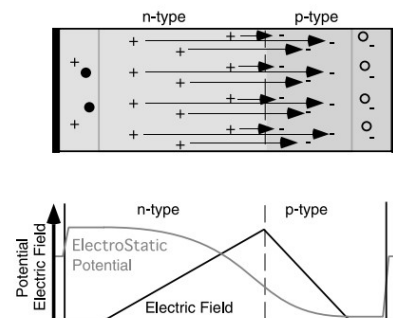


図 2-2. PN 接合の電界と電圧( $V_{PN}$ )の分布 [57]



(2) MOSFET (VMOS、DMOS)

図 2-3 と 4 に N 型のパワー MOSFET の構造の代表例である DMOS(Double-Diffused MOSFET)と VMOS(V-groove MOSFET)を示す。[58] DMOS に関しては N 型にドーピングされた半導体層の裏面にオーミック接合による金属電極が形成され、表面には MOSFET 構造が形成されている。キャリアは電子であり、電子の導通と遮断をゲート電圧で制御する。

主接合は P 型のボディ層と N 型のドリフト層で形成され、耐圧の向上のためには N ドリフト層の幅を長くし不純物濃度を下げる必要がある。そのため導通抵抗が高くなり、Si の材料特性から 1000V 以下の高圧スイッチング用途に用いられる。ゲートの制御のため、電圧を印加するとゲート酸化膜の下にある P 型ボディ層の界面にチャンネルが形成され、チャンネル抵抗( $R_{ch}$ )を経由して N+エミッタから電子が N-ドリフト層に流入し導通状態であるオン状態となる。反して、電圧の印加を停止すると電子の移動は停止されオフ状態となる。導通時の損失を決めるオン抵抗( $R_{on}$ )は  $R_{ch}$  とドリフト層の抵抗( $R_d$ )の和で近似でき、接合容量の充電時間がスイッチング時間の限界を決める因子となる。この DMOS の構造をプレーナゲート型 MOSFET と本論文では称する。VMOS は N+エミッタ層の下に形成される P チャンネルが反転することによりターンオン動作となる。この構造はトレンチ型のゲート構造と考え方の基礎となる。

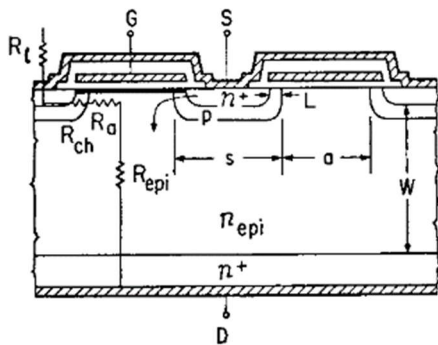


図 2-3. DMOS の構造 [58]

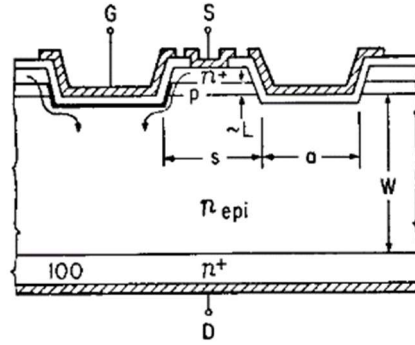


図 2-4. VMOS の構造 [58]

(3) TMOSFET (Trench gate MOSFET)

プレーナ型のゲート構造は隣接するセル間にターンオン動作にてゲートの構造的に寄生 JFET が発生することで、その導通経路が狭まりオン抵抗の上昇という問題があった。そのため過度な微細化を進めると寄生 JFET による抵抗が増加することにつながった。そこで初期には V-grooved にちなんで Rectangular-grooved MOSFET (RMOS)とよばれた現在のトレンチゲート型の MOSFET が提案され、図 2-5 のように横型のチャンネル構造から縦型のチャンネル構造に置き換えられることで寄生 JFET の効果を削減できようになった。[59]

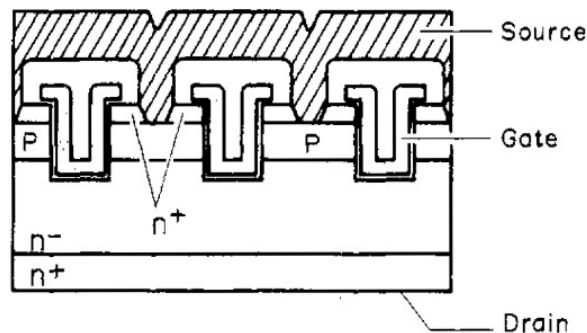


図 2-5. RMOSFET の構造 [59]

(4) プレーナゲート型 IGBT (PT, NPT)

三者三様の呼び名のあった IGBT の黎明期にて、図 2-6 に示すような当初 IGT (Insulated Gate Transistor) と呼ばれた IGBT の構造について説明する。コレクタ層となる P 型の Si 基板の上に N-ドリフト層をエピタキシャル成長させ、ドリフト層内に P ボディと N チャンネルを、表層にシリコン酸化膜を介したゲートをそれぞれ形成している。これはオフ時に空乏層がコレクタ側に接触するパンチスルー (Punch through) 構造である。その N-ドリフト層と P+コレクタ層との間に N+ のバッファ層を形成し、電界の伸張を制御することで耐圧を達成させる構造で、ターンオフ時のテール電流が低減できるようになった。[26]

パンチスルーに適用された N-ドリフト層のエピタキシャル成長では、N-ドリフト層を耐圧に応じて厚く成長させる必要があるため高価であった。そこで、安価な FZ ウェハ (Floating Zone) を利用することになった。構造は低濃度の N 型にドーピングされた半導体層 (N-ドリフト層) の裏面に高濃度の P 型層 (P エミッタ層) があり、表面には MOSFET 構造が形成される。電子の導通と遮断をゲート電圧で制御できるようになっている。N-ドリフト層中に裏面の P エミッタから正孔が、表面から N チャンネル MOSFET 構造からは電子が流入し PiN ダイオードと同様に電子と正孔が互いに打ち消しあいながら大量のキャリアが蓄積されている。このため、大電流を低いオン電圧で流すことができる。この構造は P コレクタ層まで接触しないためノンパンチスルー (Non-punch through) 構造と呼ばれる。これらパンチスルーとノンパンチスルーの IGBT の構造を図 2-7 の (a) 及び (b) にそれぞれ示す。これらの平面型のゲート構造をプレーナゲート型の IGBT と呼ぶこととする。[60]

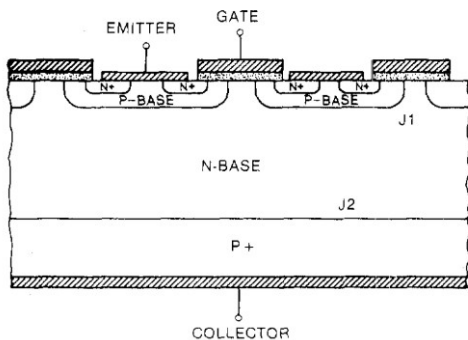


図 2-6. IGT の構造 [26]

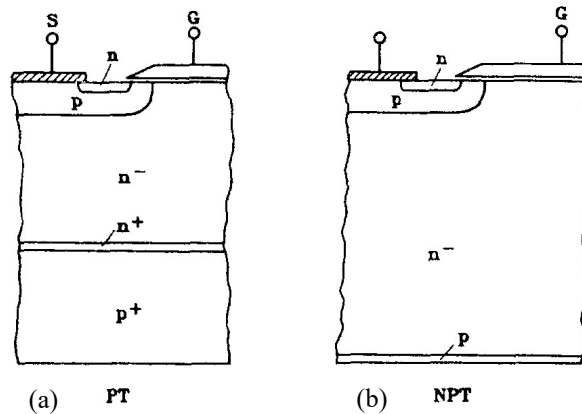


図 2-7. IGBT の裏面の構造 [60]

(5) トレンチゲート型 IGBT(TIGBT)

トレンチゲート型の MOSFET にて説明されたようにプレーナゲート型では寄生 JFET の効果で抵抗が大きくなる。そのためプレーナゲート型の IGBT にて、オン電圧( $V_{CEsat}$ )は下記の式 (Eq.2-1) で表すことができる。

$$V_{CEsat} = V_F + V_{DRIFT} + V_{JFET} + V_{CH} \quad (Eq.2-1)$$

$V_F$  は P+コレクタ層と N-ドリフト層(もしくは N+バッファ層)間の PN 接合による電圧降下でありほぼ一定値である。 $V_{DRIFT}$  は N-ドリフト層での少数キャリアの高注入レベルによる伝導度変調を受けた電圧降下である。N-ドリフト層の厚みや比抵抗などに依存するが、厚みは耐圧と相関関係があり、ある厚みよりも薄くできない。 $V_{JFET}$  はプレーナゲート型の IGBT 構造では微細化技術によってセルパターンがある領域より狭くなると寄生 JFET の上昇を招く。 $V_{CH}$  はチャネルの電圧降下であり、セルの密度等に依存する。したがって、トレンチゲート構造の採用により  $V_{JFET}$  の電圧降下を削減でき、セルの密度も向上できるためオン抵抗が低減できる。[61][62]

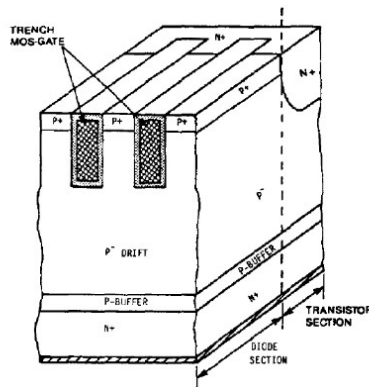


図 2-8. UMOS ゲートと呼ばれた構造 [61]

(6) IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor)

導通損失を削減するため、N-ドリフト層に蓄積するキャリアを増加させることによりオン電圧の低減が研究された。それが CSTBT(Carrier Stored Trench-Gate Bipolar Transistor)と IEGT(Injection Enhanced Gate Transistor)である。

IEGT では、P コレクタ層から N-ドリフト層に注入された正孔がカソード電極に流れ出ることを防ぐようにゲート構造の設計に改良を加え、正孔を中和するようにカソードから電子の注入を促進させることで蓄積キャリアを増加させている。通常の IGBT の正孔の密度は図 2-9 の破線に示すように、コレクタからエミッタに近づくにつれ低下する。この結果 N-層の過剰キャリア密度が一様ではなく、伝導効果が十分に発揮されない。そこで実線に示すように IEGT は N-ドリフト層の全体に分布させ、トレンチゲート構造を採用しエミッタ N+領域を間引く事で、エミッタ近傍の N-層内に過剰キャリアを滞留させる。図 2-10 に示すような構造の採用により、N-層全体に渡り強い伝導変調効果が得られオン抵抗の一層の低減を実現した。[63]

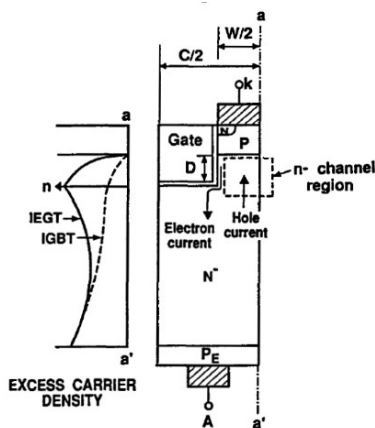


図 2-9. 基本的な IEGT の構造 [63]

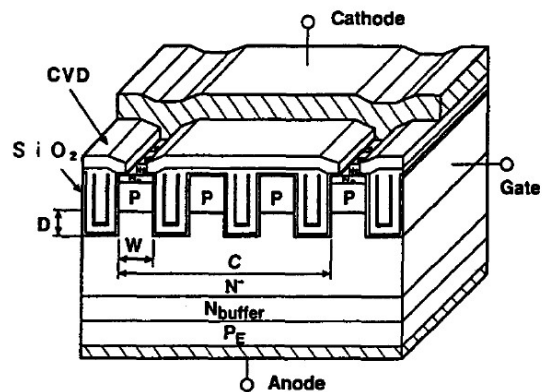


図 2-10. 最適化された IEGT の構造 [63]

(7) CSTBT (Carrier Stored Trench-Gate Bipolar Transistor)

CSTBT の基本構造はトレンチゲート型の IGBT (Trench gate IGBT、TIGBT) であり、図 2-11 に示すと通り N+層が P ベース層の下に形成されていることを特徴としている。コレクタとエミッタ間の電圧がゼロの場合のポテンシャルの CSTBT と TIGBT に対する分布が図 2-12 に示されており、TIGBT では P ベースのポテンシャル分布がエミッタ側で下がっているのに対し、CSTBT では N-ドリフト層と P ベース層の間に N+層 (Carrier Stored Layer、CS 層) によるポテンシャルのピークが見られる。スイッチング素子がオン状態の間、P+のコレクタ層 (Substrate) から N-ドリフト層に注入された正孔はエミッタ電極に到達する。CSTBT の場合、CS 層の拡散ポテンシャルの”ピーク”は N-ドリフト層と P ベース層の間に形成され、トレンチ間の正孔の移動経路を横切っている。したがって、この”ピーク”は、正孔の移動を P ベースに制限し、正孔は CS 層と N-ドリフト層との間の境界の近くの N-ドリフト層に”蓄積”される。その結果、図 2-14(b) に示すように CSTBT のキャリア分布は”MOS + PiN ダイオード”モデルのキャリア分布になる。CS 層の拡散電位は約 0.2V と低く、コレクタ電極に数百以上の電圧が印加されているオフ状態でも問題になることはない。 [64] [65]

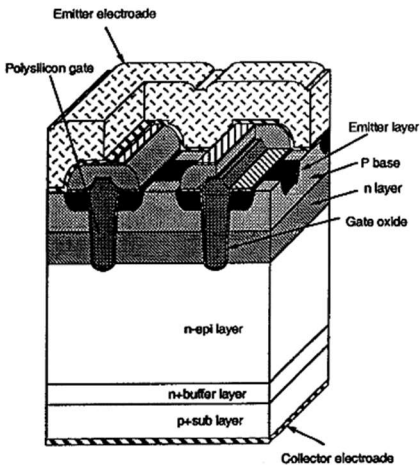


図 2-11. CSTBT の構造 [64]

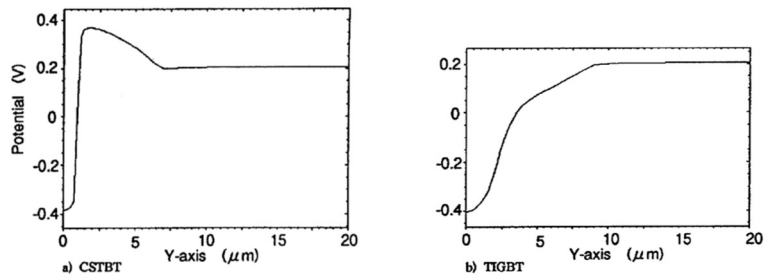


図 2-12. 表層近傍のポテンシャル分布 ( $V_{CE}=0$ ) [64]

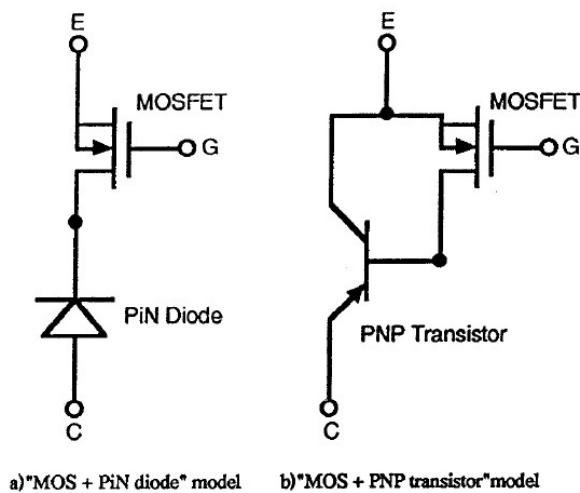


図 2-13. CSTBT の等価回路 [64]

(8) CSTBT を転用した RC-IGBT

スイッチング素子がバイポーラの場合には還流ダイオードと一組に利用され、回路が構成される。定格電流が小さい場合、アセンブリにかかるスペースやガードリングなどの素子に対する必要不可欠な条件から素子自体を小型化することが困難である。そのため機能が一つに統合された逆伝導型の IGBT(Reverse Conductive IGBT、RC-IGBT)が開発された。[66]-[69] 使用方法を考慮して IGBT 部と還流ダイオード部の割合及び特性を最適化することが望ましく、オン電圧を低くすることが可能な CSTBT の構造を用いて還流ダイオードをその中に形成することが一つの方法として提案されている。その一つの例を図 2-14 に示されており、構造は改善されている最中である。[70] [71]

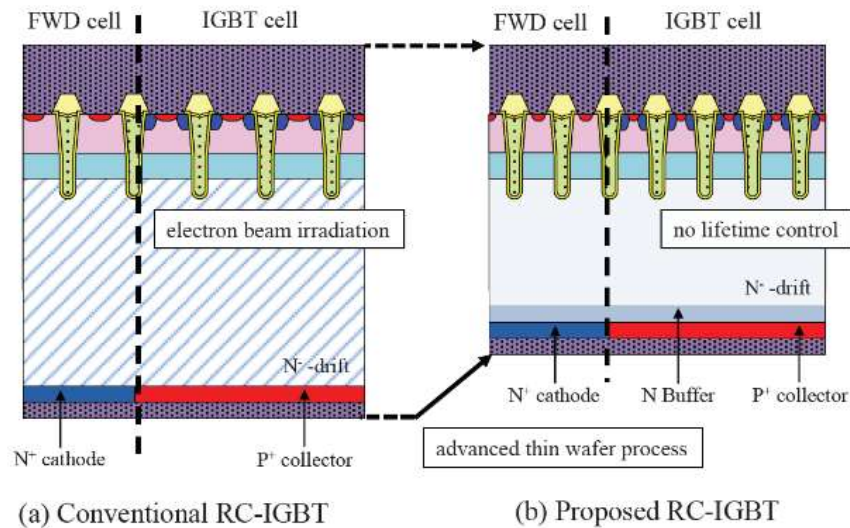


図 2-14. RC-IGBT の断面図 [70]

(9) 物性値のまとめ

パワーデバイスの基材として Si ウェハが利用され 40 年が経過しようとしており、代替材料として様々なワイドバンドギャップデバイス(WBG デバイス)が提案されている。そこで、パワーデバイス性能の材料固有の限界性能の指標になるバリガの性能指数を加えて物性値を表 2-1 に整理しておく。[72] [73]

このバリガの性能指数からもわかるようにダイヤモンドの限界性能が高いためその材料を用いた研究が盛んにおこなわれている。

表 2-1. Si 及びワイドバンドギャップデバイスの物性値 [72] [73]

項目		Si	4H-SiC	GaN	ダイヤモンド
バンドギャップ	$E_G$ [eV]	1.12	3.26	3.39	5.47
比誘電率	$\epsilon_r$	11.8	9.7	9.0	5.7
絶縁破壊電界	$E_B$ [MV/cm]	0.23	2.2	3.3	5.6
電子移動度	$\mu_n$ [cm <sup>2</sup> /V · s]	1400	950	1500	1800
熱伝導率	$\lambda$ [W/cm · K]	1.5	3.8	1.3	20
Baliga の性能指数	$\epsilon_r \cdot \mu_n \cdot E_C^3$	Si を基準に	554	188	23068

## 2. CISPR規格

研究対象のパワーデバイスである超小型DIPIPMシリーズは定格電流が40Aまでであり、定格電圧が600Vのトランスファーマールド型のインテリジェントパワーモジュール(Intelligent Power Module, IPM) である。比較的小型なISM(Industry, science and medical, ISM)機器及び家電向けのパワーデバイスであり、200V系で数kWまでのモータ向けの半導体であるため、ケーブルを含め直径 1.2 m、グランドプレーンから上 1.5 m の円柱形の試験体積内に収まり、システムは卓上に、そして、モータは床上に配置される装置となる。そこで、ISM機器向けの許容値及び測定法であるCISPR11と、伝導ノイズ及び放射ノイズの測定装置及び技術条件であるCISPR16-1-1、16-2-1、16-2-3を適用するため、以下に詳細を記載する。[74]-[81]

### 2-1. CISPR11

工業、科学及び医療用装置からの妨害波の許容値及び測定法が記載されている。グループ2は、「材料の処理、検査又は分析の目的で、電磁放射、誘導性結合及び /又は容量性結合の形で周波数範囲 9 kHzから400 GHz の無線周波数エネルギーを 意図的に発生して使用、又は使用のみを行う全てのISM RF装置を含む。」とあり、研究対象のパワーデバイスの用途はその範囲外であり、また、付則Aに記載のある装置の分類例にて、半導体電力変換装置はグループ1に属するためグループ1を適用する。

クラスA装置は、家庭用の施設及び住居用に使用する目的の建造物に給電する低電圧電力系統に直接接続する施設以外の全ての施設での使用に適した装置であり、クラスB装置は、家庭用の施設及び住居用に使用する目的の建造物に給電する低電圧電力系統に直接接続する施設での使用に適した装置であるため、両方の規格を参照することが望ましい。

伝導ノイズの許容値は「電源端子妨害波電圧の許容値」として、50 Ω/50 μ HのCISPR回路網又はCISPR電圧プローブを用いて試験場で測定する装置について、グループ1装置に対しては、周波数帯域 9 kHzから150 kHzにおいて許容値を適用せず、150 kHzから30 MHz における電源端子妨害波電圧の許容値が示されている。放射ノイズの許容値は「放射妨害波の許容値」として、試験サイトでの測定環境下で、グループ1装置に対しては、9 kHzから30MHzと1 GHzから18 GHz において許容値が適用されない。30 MHzから1000MHzの周波数帯域において、放射妨害波の電界強度成分に関して許容値が定められている。伝導ノイズの許容値を図2-15に、放射ノイズの許容値を図2-16に示す。[74]

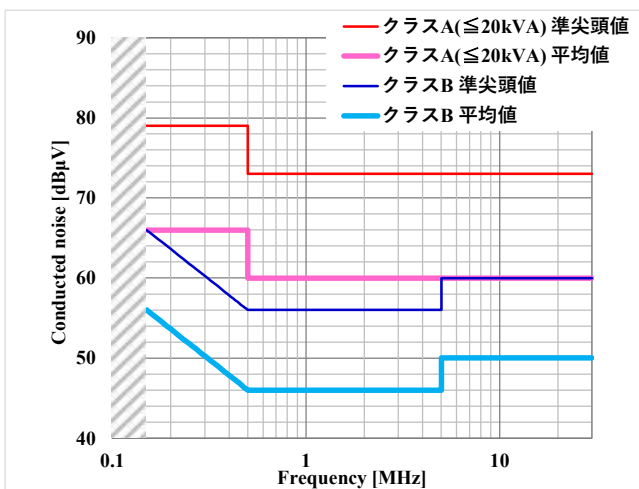


図 2-15. CISPR11 伝導ノイズの規格値 [74]

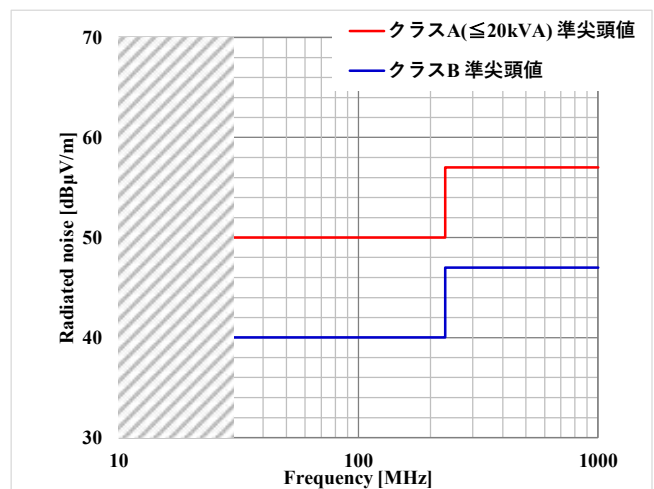


図 2-16. CISPR11 放射ノイズの規格値 [74]



2-4. CISPR16-2-3

9kHz～18GHzの周波数範囲における放射妨害波の測定方法に関する基本的な技術条件が掲載されている。[80] 図2-18は野外試験場(OATS)での評価システムの概念図であるが、5面の電波暗室でも適用される。

放射ノイズの測定距離は10mが望ましく、3m未満や30mを超える環境は一般には使用しない。電界強度測定におけるアンテナ高さは、大地面からアンテナ高を規定の範囲内で走査して最大指示値を求める。測定距離10m以下の電界強度測定においては、アンテナ高さを1mから4mまで変化させる。

卓上で使用される機器の放射妨害波測定では、試供装置を適当な大きさと、非導通性の天板を持つ机の上に乗せて行う。そして、その机は非導通性材料で作られた遠隔制御できる回転台の上に乗せる。回転台の上面の高さは大地面から通常0.5m以下とし、機器を乗せた机と回転台を一緒にした高さは、大地面から0.8mにする。

測定における最大放射妨害波が許容値の範囲内であることが求められるので、その予備測定の手順にて最大の放射妨害波を見つけられる可能性がある。その手順は以下の通りである。

- 尖塔値検波及び最大値保持モードに設定しアンテナの使用可能周波数全域にわたって周波数掃引モードを適用する。
- 掃引時間はCISPR16-1-1に準拠して設定する。
- 連続、または、15°以下の単位で教師装置を水平面内で360°回転させて、測定する角周波数での最大妨害波を求める。この測定は両偏波面について行う。

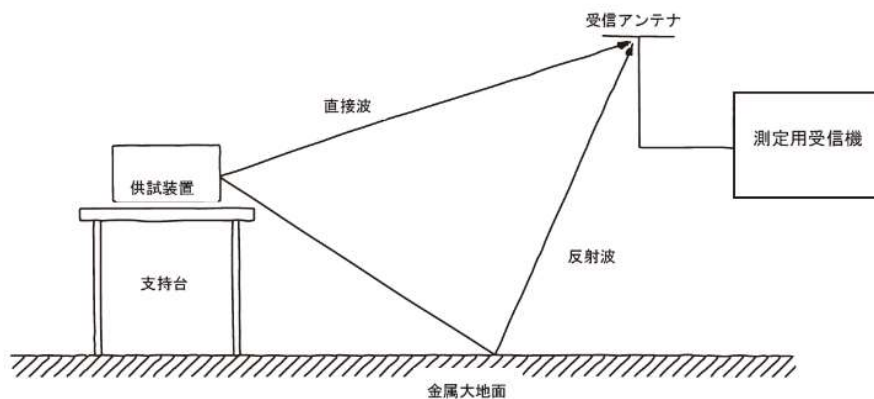


図 2-18. 野外試験場(OATS)で行われる電界強度測定 [80]



### 3. パワーデバイスを主体とした伝導ノイズの解析手法

伝導ノイズの評価は電源からモータまでを対象とし、AMN から出力される信号をスペクトラムアナライザで検出する。そのため、システムにある電源、電源インピーダンス安定回路網(Line Impedance Stabilization Network, LISN)もしくは疑似電源回路網(Artificial mains Network, AMN)、入力ケーブル、整流器、平滑コンデンサ、パワーモジュールやパワーデバイス、出力ケーブルそしてモータや誘導負荷までを数値化し、解析対象となる帯域(150kHz~30MHz)にて集中定数に落とし込む必要がある。これらは高周波における抵抗、コンダクタンス、自己インダクタンス、相互インダクタンス、線間容量や対地容量に置き換えられる。しかし、パワーデバイスは能動素子、つまり、動作波形を作り出す素子であるためその波形を伝導ノイズの領域で有効であるようなモデルが必要となり非常に複雑となる。以下に受動素子と能動素子に分けてモデル化に関する従来技術を含めて紹介する。

#### 3-1. LISN/AMN

電源は理想状態とし、LISN/AMN は各メーカから提供されるモデルを使用することとする。今回の疑似電源回路網は共立電子工業株式会社製 KNW-244F を使用する。[82] 測定可能な帯域は 9kHz から 30MHz であり三相四線式で測定可能である。CISPR 規格(CISPR16-1-2)に基づく  $50\Omega/50\mu\text{H}+5\Omega$  の V 型回路網であり、出力の測定端子は  $50\Omega$  である。データシートに掲載された基本回路のうち一相を図 2-19 に示す。伝導ノイズの解析にはこの値を使用する。

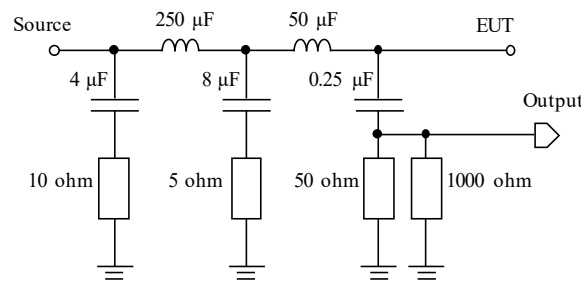
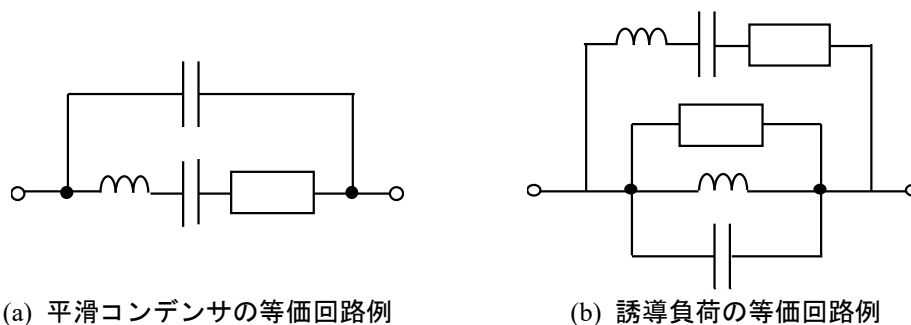


図 2-19. 疑似電源回路網の等価回路 [82]

#### 3-2. 受動素子の等価回路(平滑コンデンサ及び誘導負荷)

平滑コンデンサとして利用されるアルミ電解コンデンサは実際の容量に配線抵抗、寄生インダクタンスと配線間の寄生容量で周波数に応じて図 2-20(a)などのように単純な素子の結合による等価回路に置き換えられる。また、誘導負荷は空芯で銅の配線による巻物であるため実際のインダクタンスと、配線抵抗、寄生容量が並列に接続され、そして端子間の寄生抵抗、寄生インダクタンスと寄生容量で図 2-20(b)のように表現できる。また、必要に応じて周波数に応じた等価回路の成分を付与することで、より高精度の等価回路に置換させることができる。



(a) 平滑コンデンサの等価回路例

(b) 誘導負荷の等価回路例

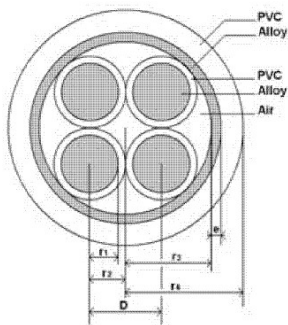
図 2-20. 受動素子の等価回路

3-3. ケーブル

ケーブルは一般的に利用される電源の種類に応じて単相二線、単相三線、三相三線、三相四線、三相七線など母線とシールド配線やグランド配線の本数や構造、対応させる周波数の範囲によって回路構成が異なる。モデルを作成する際にはディファレンシャルモード、コモンモードのそれぞれにモデルを置くことが必要であり、抵抗、コンダクタンス、自己インダクタンス、相互インダクタンスとその結合係数、線間容量、対地容量のそれぞれに分解して表現される。[83]-[86]

集中定数に置き換えるためのインピーダンスの測定ではケーブル及びモータは相間をオープンまたはショートさせて、インピーダンス及び位相が測定される。回路構成は各種提案されており、ケーブルやモータの構造と同じ回路構成が理想的であり、最終的には数値的に一致させていくことになる。

以下は三相四線ケーブルのモデル化について述べる。図 2-21 の三相四線式のシールドケーブルでは、四線とシールド(グランド)について、単位長さ当たりのインピーダンス( $Z_s$ )、相互インダクタンスの結合係数( $K$ )、線間のインピーダンス( $Z_p$ )、各線とシールド(グランド)間のインピーダンス( $Z_b$ )とおくような図 2-22 の等価回路が提案されている。[86]



$r_1$	0.69 mm
$r_2$	1.155 mm
$r_3$	2.99 mm
$r_4$	3.795 mm
$D$	2.31 mm
$e$	0.13 mm
$\mu_0$	$1.26 \cdot 10^{-6}$ H/m
$\mu_r$	1
$\epsilon_0$	$8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m
$\epsilon_r$	2.3
$\sigma$	48.077 MS/m
$\rho$	$2.08 \cdot 10^{-8}$ $\Omega/m$

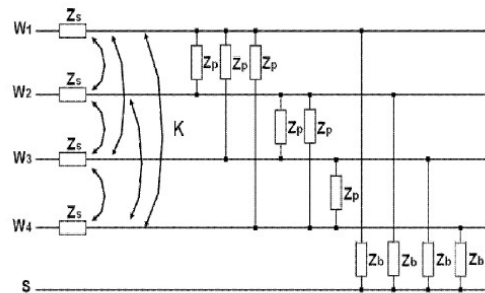


図 2-21. 評価対象の三相四線式のケーブル [86]

図 2-22. 三相四線式ケーブルの等価回路 [86]

コモンモードの測定では、四線すべてを結線し、シールド(グランド)との接続によるショート、もしくは、不接続によるオープンモードに分けて測定する。ディファレンシャルモードでは二線をそれぞれ結線し、結線された二線を接続によるショート、もしくは、不接続によるオープンモードに分けて測定する。

図 2-23(a)と(b)にしたがってコモンモードではシールド(グランド)と接続する場合、対地容量( $C_{CM}$ )とコンダクタンス( $G_{CM}$ )を考慮しなくてよいため抵抗値( $R_{CM}$ )は直流成分で測定し、高周波にてインダクタンス( $L_{CM}$ )は自己インダクタンス( $L$ )及び結合係数( $K$ )を用いて図 2-23 のように記載できるため  $L_{CM} = (1+3K) \cdot L/4$  となる。そして、シールド(グランド)と接続しない場合に共振点を見出せば  $C_{CM}$  を抽出できる。 $G_{CM}$  は数値的なフィッティングで最終的に調整を行う。

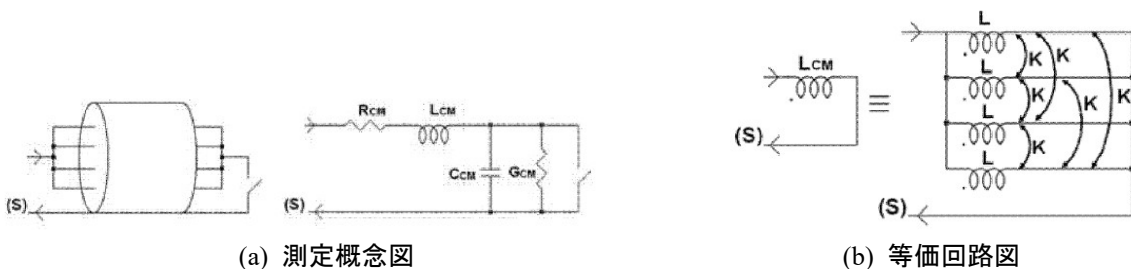


図 2-23. コモンモードの測定と等価回路 [86]

図 2-24(a)と(b)にしたがって、ディファレンシャルモードでも同様に結線した二線を接続する場合、線間容量 ( $C_{DM}$ )と線間コンダクタンスを考慮しなくてよいため高周波にてインダクタンス( $L_{DM}$ )が自己インダクタンス( $L$ )と相互インダクタンス( $K$ )で  $L_{DM}=L(1-K)$ として表現できる。そして、結線した二線を接続しない場合に共振点を見出せば  $C_{DM}$  を抽出できる。 $G_{DM}$  は数値的なフィッティングで最終的に調整を行う。それらにより表 2-3 のように各配線の導通抵抗( $R$ )、配線とシールド(グランド)間の容量( $C_b$ )とコンダクタンス( $G_b$ )、二線間の容量( $C_i$ )とコンダクタンス( $G_i$ )を導出している。

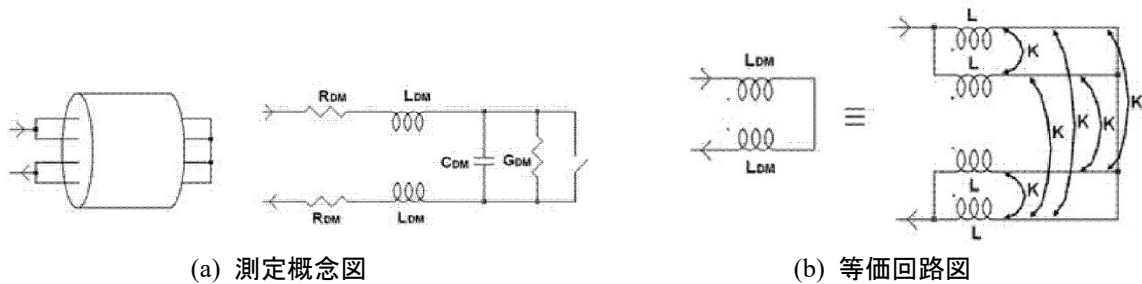
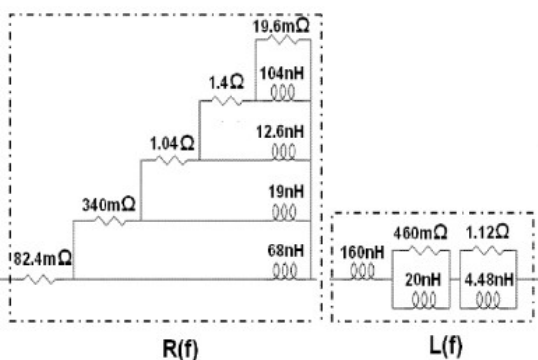


図 2-24. ディファレンシャルモードの測定と等価回路 [86]

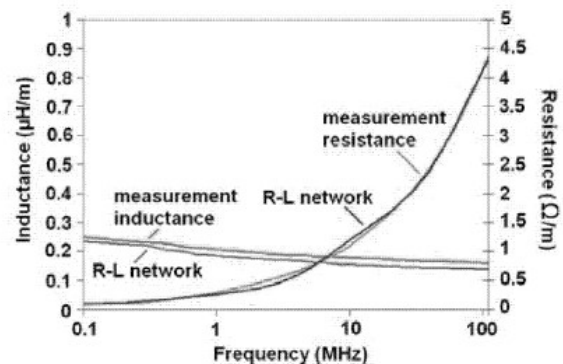
表 2-3. ケーブルの測定結果 [86]

Cable parameters	Conductor resistance	Capacitance $C_b$ between wire and shield	Conductance $G_b$ between wire and shield	Capacitance $C_i$ between 2 wires	Conductance $G_i$ between 2 wires
formulas	$R = 4 R_{CM}$	$C_b = \frac{C_{CM}}{4}$	$G_b = \frac{G_{CM}}{4}$	$C_i = \frac{C_{DM} - C_b}{4}$	$G_i = \frac{C_i}{C_b} G_b$
results	$R = 187.4m\Omega/m$	$C_b = 217.2pF/m$	$G_b = 9.05\mu S/m$	$C_i = 20.1pF/m$	$G_i = 1.43\mu S/m$

次に  $Z_s$  に関して表皮効果と近接効果を導入した R-L ラダー回路、 $Z_p$  と  $Z_b$  に関する誘電損失を含めた R-C ラダー回路のそれぞれの表現と計算結果が図 2-25 から 27 にそれぞれ示されている。そして、それらを含めたコモンモードとディファレンシャルモードのオープン及びショートにおける実測結果とモデルによる計算結果が図 2-28(a)及び(b)に示されており、高い精度を有していることがわかる。

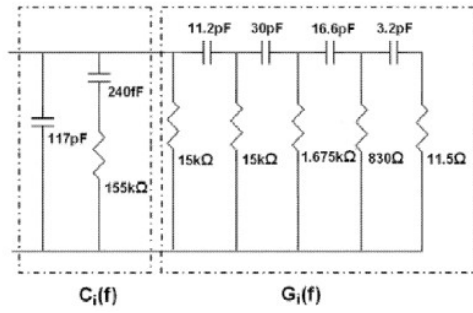


(a) 表皮効果と近接効果の等価回路 ( $Z_s$ )

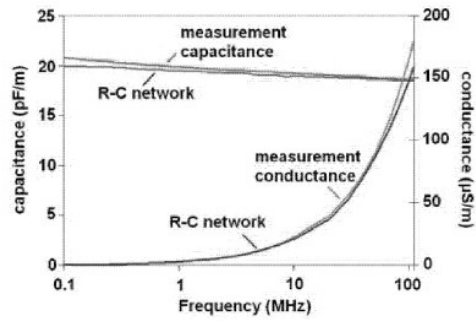


(b) R-L 回路網の実測とシミュレーション

図 2-25. 表皮効果と近接効果に関する等価回路と実測とシミュレーション比較 [86]

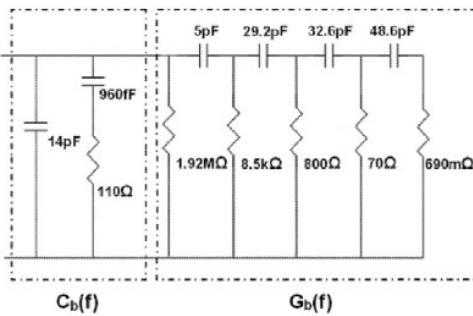


(a) 誘電損失の等価回路 ( $Z_p$ )

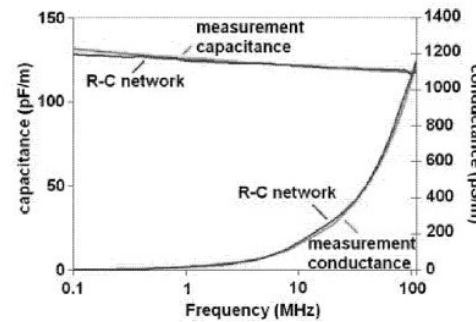


(b) R-C 回路網の実測とシミュレーション

図 2-26.  $Z_p$  の誘電損失に関する等価回路と実測とシミュレーション比較 [86]

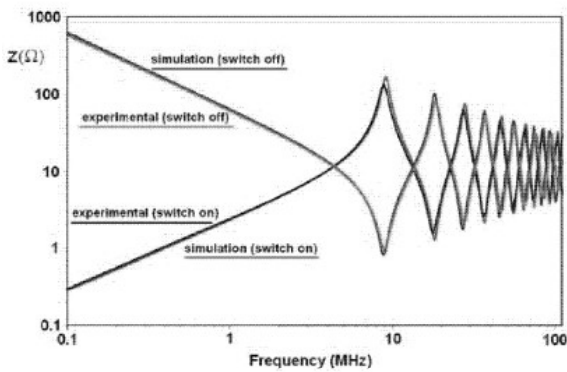


(a) 誘電損失の等価回路 ( $Z_b$ )

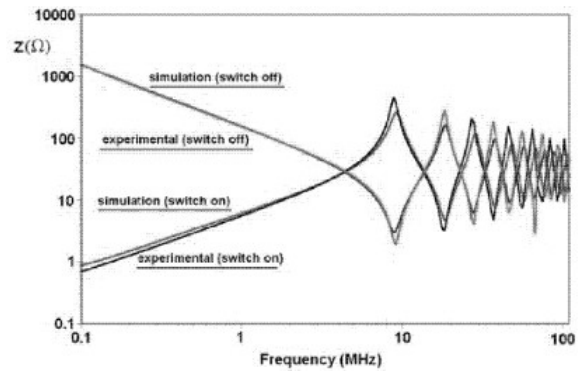


(b) R-C 回路網の実測とシミュレーション

図 2-27.  $Z_b$  の誘電損失に関する等価回路と実測とシミュレーション比較 [86]



(a) コモンモード



(b) デイファレンシャルモード

図 2-28. インピーダンスの実測とシミュレーションの比較 [86]

3-4 モータ

モータはインダクションモータやブラシレス DC モータなどがあり、基本的な構造や配線の長さ、巻き方、結線の方法、相数、対応させる周波数の範囲によって提案される回路構成が異なる。三相モータでも様々な提案がある。

モータの定常状態や 400Hz までの低周波数にて単相に対して IEEE112 の推奨する T 型の等価回路(図 2-29)がよく知られている。[87] これは 20kHz までは回転子の影響が表れないため固定子側の分布定数回路の高周波モデルが表現できる。[88] [89]

しかし、それ以降の 10MHz までに回転子の影響が表れてくるため、図 2-30 に示すように T 型等価回路に固定子と筐体間の容量( $C_{sw}$ )、相ごとの第一スロットの固定子と筐体間の有効な容量( $C_{sf\_effective}$ )、表皮効果と近接効果のコア損失を表す抵抗( $R_{sw}$ )、ステータの摩擦抵抗( $\mu R_s$ )、漏れインダクタンス( $\eta L_{ls}$ )を加えている。また、図 2-31 のように固定子と回転子の間にシャフト電圧とベアリング電流の表現を導入することで 100HP のインダクションモータの等価回路を図 2-32 のように表現して、図 2-33 に記載しているように実測とシミュレーションの結果を 10MHz まで良い一致を示すことができている。[90]

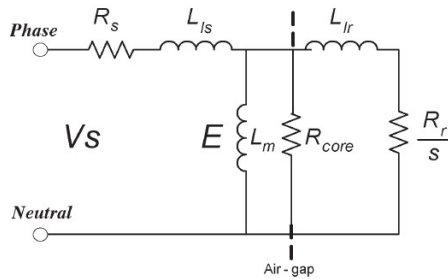


図 2-29. IEEE の推奨する等価回路(単相) [87]

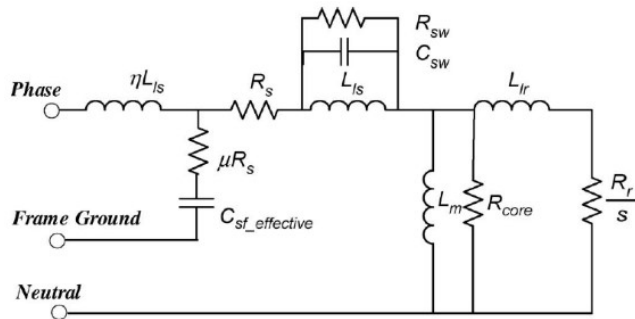


図 2-30. 誘導モータの等価回路(単相) [90]

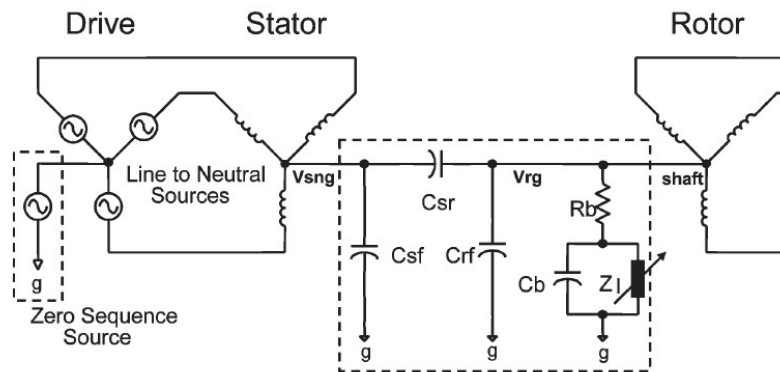


図 2-31. 固定子と回転子の間にシャフト電圧とベアリング電流の表現を導入 [90]

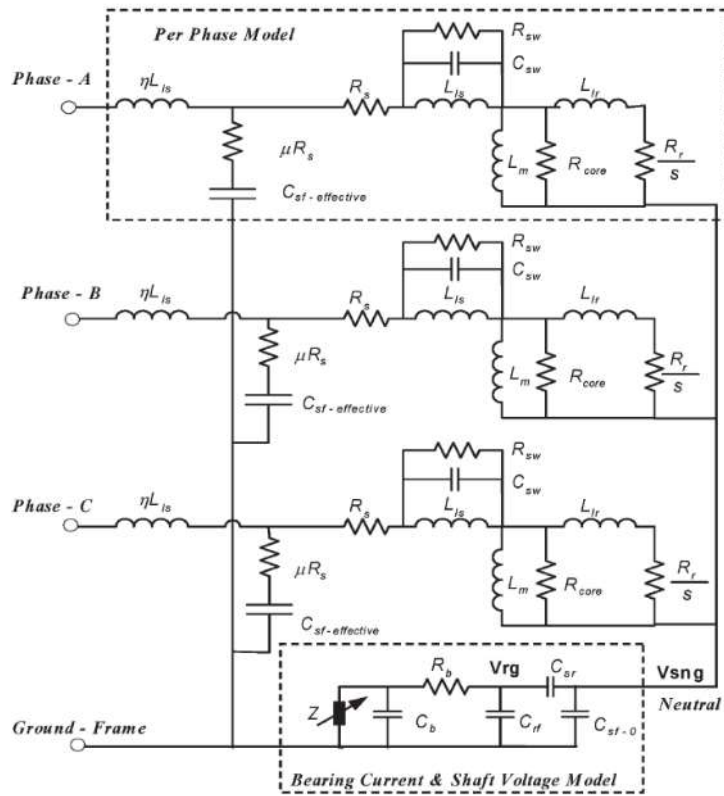
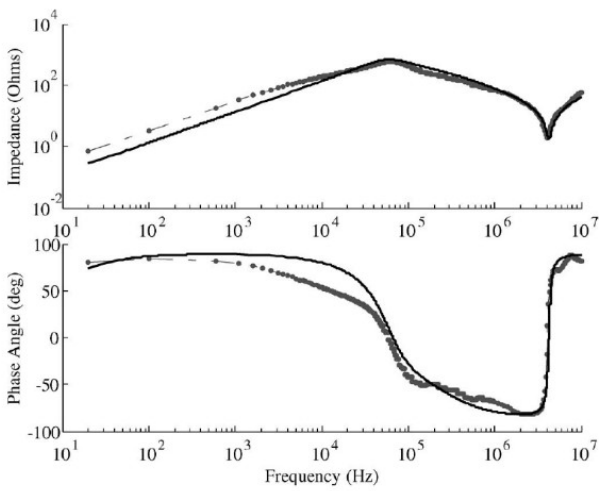
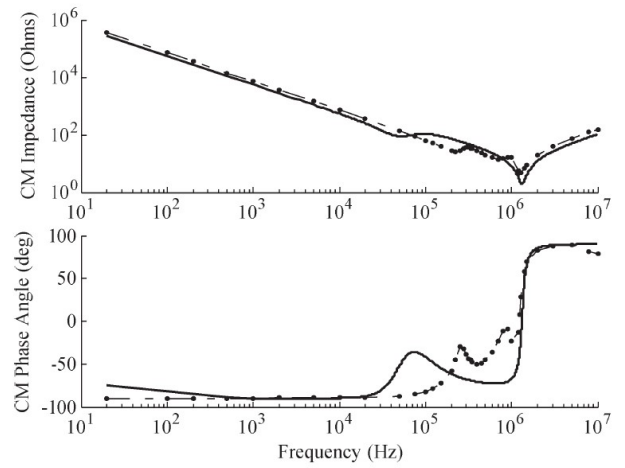


図 2-32. 三相誘導モータの等価回路全体図 [90]



(a) ディファレンシャルモード



(b) コモンモード

図 2-33. 100HP/460V 三相誘導モータの等価回路 [90]

一方、図 2-34 のように AC モータを誘導性負荷として利用した例も示されており、モータの単相のディファレンシャルモードのインピーダンスとコモンモードのインピーダンスをそれぞれ  $Z_{MDM}$  及び  $Z_{MCM}$  とおいて図 2-35 及び 36 に示すようなモデルにして解析を進めている。[86] 測定及びシミュレーション方法はケーブルと同様であり、二つの相を結線し、筐体のグランド間のインピーダンスを測定して等価回路を数学的に同定している。ディファレンシャルモードでは短絡していた相を開放し、その間のインピーダンスを測定して等価回路を同様に同定しており、100MHz まで比較的良い一致を示している。

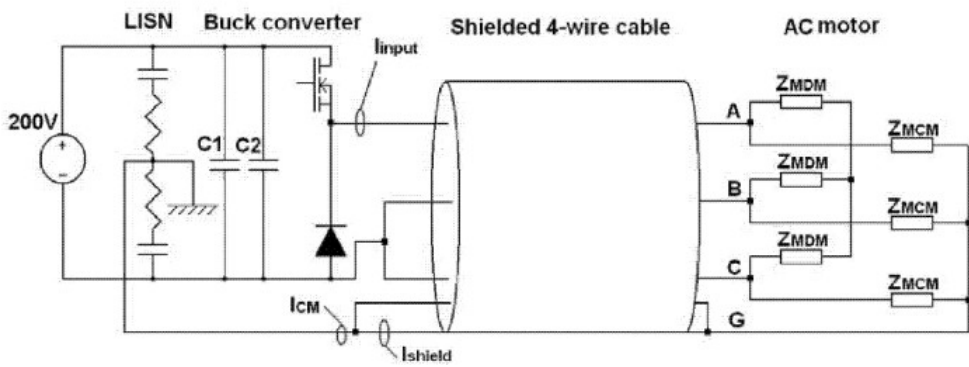
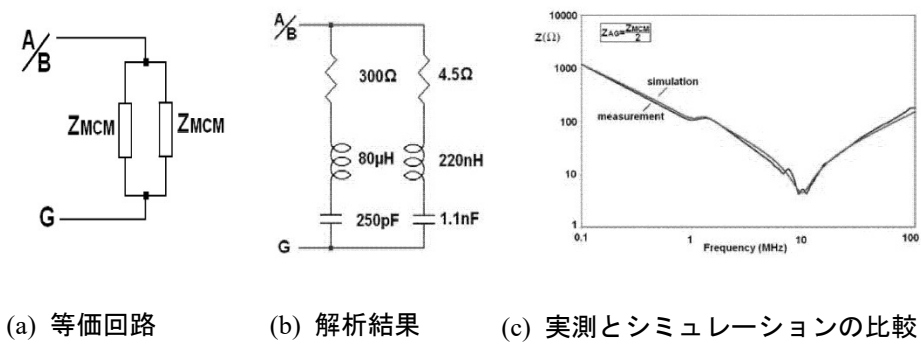
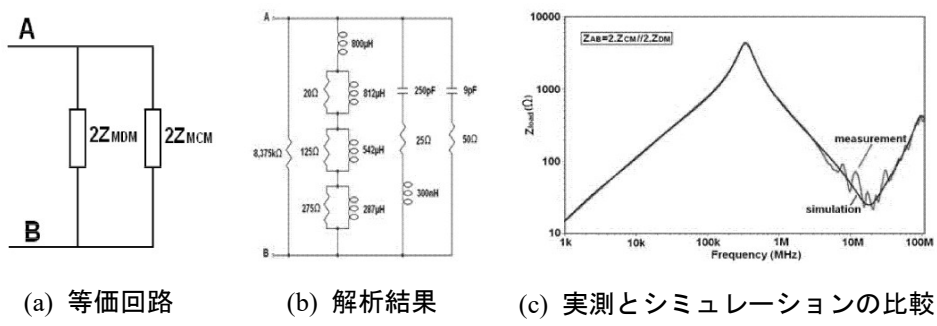


図 2-34. モータ負荷の等価回路 [86]



(a) 等価回路 (b) 解析結果 (c) 実測とシミュレーションの比較

図 2-35. モータの等価回路(コモンモード) [86]



(a) 等価回路 (b) 解析結果 (c) 実測とシミュレーションの比較

図 2-36. モータの等価回路(ディファレンシャルモード) [86]

### 3-5. ダイオード(PiN ダイオード)

パワーデバイスの物理モデルの原点は PiN ダイオードにおける一次元両極性拡散方程式(Ambipolar Diffusion Equation、ADE)を回路シミュレータで解くことにある。図 2-37 に PiN ダイオードのターンオフ動作(リバーシカバリ動作)における概略が示されている。順方向に電流が流れている状態からターンオフの動作に切り替わり、0A から逆方向に電流が流れ始める。これは N-ドリフト層の正孔が P+層へ、電子が N+層へ流れたためである。空乏層が形成され、その拡大とともにドリフト層に蓄積されたキャリアは減少していく。そして、ダイオードの端子間電圧が上昇するとともにキャリアが減少し、動作が完了する。[91]

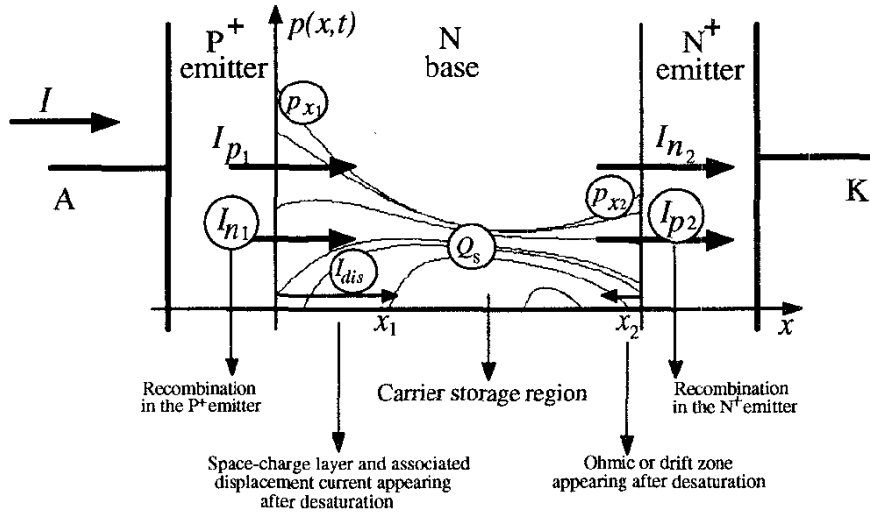


図 2-37. ダイオードのリカバリ動作中のキャリア分布 [91]

一次元両極性拡散方程式を回路シミュレータで解くために以下に説明をする。高注入条件と電荷中性条件が満足されている場合、N-層内の正孔の濃度と電子の濃度は等しく、ドリフト層での電荷の動きはキャリアの拡散方程式で記述できる。ここで  $p(x,t)$  は正孔と電子の濃度であり、 $\tau$  はキャリアのライフタイム、 $D$  は両極性拡散係数である。この  $D$  は電子と正孔の拡散係数  $D_n$  と  $D_p$  で表現することができる。

$$D \frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2} = \frac{p(x,t)}{\tau} + \frac{\partial p(x,t)}{\partial t} \quad (Eq.2-2)$$

$$D = \frac{2D_n D_p}{D_n + D_p} \quad (Eq.2-3)$$

境界条件はキャリアの蓄積領域の両端の  $x_1$  と  $x_2$  で過剰キャリア密度の勾配を用いて表現できる。ただし、 $q$  は電荷、 $S$  は接合面積である。 $I_{n1}, I_{n2}, I_{p1}, I_{p2}$  は  $x = x_1$  及び  $x = x_2$  における電子電流と正孔電流である。

$$\frac{\partial p}{\partial x} \Big|_{x_1} = \frac{1}{2qS} \left( \frac{I_{n1}}{D_n} - \frac{I_{p1}}{D_p} \right) \quad (Eq.2-4)$$

$$\frac{\partial p}{\partial x} \Big|_{x_2} = \frac{1}{2qS} \left( \frac{I_{n2}}{D_n} - \frac{I_{p2}}{D_p} \right) \quad (Eq.2-5)$$

境界条件は、どちらか一方が固定もしくは流動的である。流動的である場合、余弦フーリエ変換と  $k$  次の係数  $v_k$  により下記の (Eq.2-6) から (Eq.2-8) までが得られる。

$$p(x,t) = v_0(t) + \sum_{k=0}^{\infty} v_k(t) \cos \left[ \frac{k\pi(x-x_2)}{x_2-x_1} \right] \quad (Eq.2-6)$$



ここで、下記のように置いている。

$$v_0(t) = \frac{1}{x_2 - x_1} \int_{x_1}^{x_2} p(x,t) dx \quad (Eq.2-7)$$

$$v_k(t) = \frac{2}{x_2 - x_1} \int_{x_1}^{x_2} p(x,t) \cos \left[ \frac{k\pi(x-x_2)}{x_2-x_1} \right] dx \quad (Eq.2-8)$$

そして、各項に  $\cos \left[ \frac{n\pi(x-x_2)}{x_2-x_1} \right]$  を乗じて  $x_1$  と  $x_2$  の範囲で積分をし、 $f(t)$  と  $g(t)$  を  $f(t) = \frac{\partial p(x,t)}{\partial x} \Big|_{x_1}$  及び  $g(t) = \frac{\partial p(x,t)}{\partial x} \Big|_{x_2}$

として、場合分けをすると下記(i)及び(ii)のように表現できる。

(i)  $k=0$  にて

$$(x_1 - x_2) \left( \frac{dv_0(t)}{dt} + \frac{v_0(t)}{\tau} \right) = D[g(t) - f(t)] - I_0 \quad (Eq.2-9)$$

$$I_0 = \sum_{n=1}^{\infty} v_n(t) \left( \frac{dx_1}{dt} - (-1)^n \frac{dx_2}{dt} \right) \quad (Eq.2-10)$$

ただし、 $C_0 = x_1 - x_2$ 、 $R_0 = \frac{\tau}{x_1 - x_2}$  とすると上記は下記のように表現できる。

$$C_0 \frac{dv_0(t)}{dt} + \frac{v_0(t)}{R_0} = D[g(t) - f(t)] - I_0 \quad (Eq.2-11)$$

(ii)  $k \neq 0$  にて

$$\frac{(x_1 - x_2)}{2} \left[ \frac{dv_k(t)}{dt} + \frac{v_k(t)}{\tau} + \frac{k^2 \pi^2 D v_k(t)}{(x_1 - x_2)} \right] = D[(-1)^k g(t) - f(t)] - I_k(t) \quad (Eq.2-12)$$

$$I_k = \frac{v_k(t)}{4} \left( \frac{dx_1}{dt} - \frac{dx_2}{dt} \right) + \sum_{n=1, n \neq k}^{\infty} \frac{n^2}{n^2 - k^2} v_n(t) \left( \frac{dx_1}{dt} - (-1)^{k+n} \frac{dx_2}{dt} \right) \quad (Eq.2-13)$$

ただし、 $C_k = \frac{x_1 - x_2}{2}$ 、 $R_k = \frac{2}{x_1 - x_2} \left[ \frac{\tau}{2} + \frac{k^2 \pi^2 D}{(x_1 - x_2)} \right]^{-1}$  とすると、下記のように表現できる。

$$C_k \frac{dv_k(t)}{dt} + \frac{v_k(t)}{R_k} = D[(-1)^k g(t) - f(t)] - I_k(t) \quad (Eq.2-14)$$

したがって、 $v_k(t)$  に関する一階の微分方程式とみなせる。そして  $k$  の次数が偶数か奇数かで分けることができ、

$I_{even} = D(g(t) - f(t))$  と  $I_{odd} = D(g(t) + f(t))$  とすると図 2-38(a)のように簡易的に表現できる。この計算の出力結果はキ

ャリア密度であり、特に  $p_{x_1}$  と  $p_{x_2}$  の境界におけるキャリアが蓄積された電荷  $Q$  の量である。電荷蓄積領域が固定の場合、つまり、 $x_1 = 0$ 、 $x_2 = W$  の場合、計算は陽解法である。

リカバリ動作の場合、電荷蓄積領域が小さくなると、その  $x_1$  と  $x_2$  が移動して空乏層が形成される。このとき、 $p(x_1, t) = p(x_2, t) = 0$ 、もしくは、 $p(x_1, t) = 0, p(x_2, t) > 0$  を満たす。これらの条件を満たす  $x_1$  と  $x_2$  は(a)に示すブロック図を実行することでアナログ的に得られる。

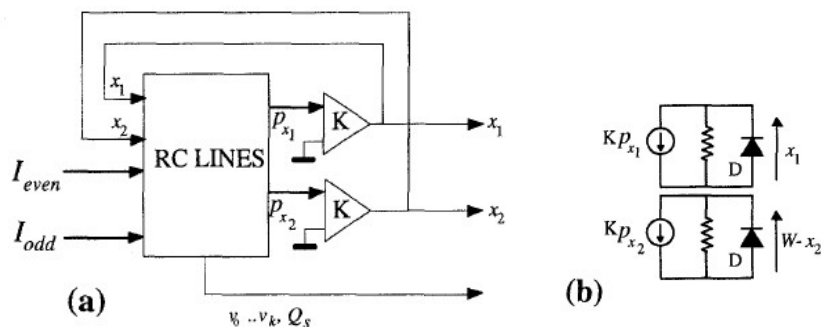


図 2-38. 両極性一次元方程式の解法の回路図 [91]

### 3-6. IGBT

通常、伝導度変調が発生する IGBT や PiN ダイオードのバイポーラのパワーデバイスにてドリフト領域のキャリア分布にその伝導度変調は高く依存する。その全ドリフト領域にて変調が行われると仮定することが簡単化をすすめる上で妥当である。一次元の ADE はダイオードの項で示しており、IGBT に関してもフーリエを基準とした解法(Fourier-Based-Solution、FBS)で解くことになるのが基本となる。しかしながら技術の進歩も伴って回路シミュレータの精度の向上もあるため、それらにも触れながら以下に記述していく。

#### (1) 基本構成

CSTBT の項で触れたように IGBT はトランジスタと MOSFET の組み合わせや MOSFET とダイオードの組み合わせで表現されたものがある。[64] 前者はゲートエミッタ間に電圧を印加して MOSFET がオンすることで流れる電子電流が、PNP トランジスタのベース電流となり、PNP トランジスタを動作させるモデルである。しかし、本構造では 2kV を超える高耐圧化が難しくなっていくことが言われている。そこで後者のように図 2-13(a)に記載されている MOSFET とダイオードの直列接続で表現できる実験結果から直列接続するモデルを用いる。

#### (2) $I_c$ - $V_{CEsat}$

IGBT もダイオードと同様に一次元の ADE を解くことになる。IGBT の縦構造にて素子上部の N-ドリフト層の P+エミッタ領域の側端部を流れる電子電流  $I_{n1}$  と正孔電流  $I_{p1}$  は下記の式で表現できる。

$$I_{n1} = qh_p Sp(x_1)^2 \quad (Eq.2-15)$$

$$I_{p1} = I_c - I_{n1} \quad (Eq.2-16)$$

ここで  $h_p$  は再結合パラメータであり、 $I_c$  はコレクタ電流である。N-ドリフト層の MOSFET のチャネルの領域の側端部を流れる正孔電流  $I_{p2}$  は MOSFET のチャネル電流  $I_{ch}$  と電子電流  $I_{n2}$  が等しいため下記の式で表現できる。

$$I_{p2} = I_c - I_{n2} = I_c - I_{ch} \quad (Eq.2-17)$$

そして、MOSFET のチャネル電流  $I_{ch}$  は飽和領域と線形領域のそれぞれにおけるトランスコンダクタンスパラメータ  $K_{psat}$ 、 $K_{plin}$  を用いてそれぞれの領域において表現できる。

$$\text{飽和} : I_{ch} = \frac{K_{psat}}{2} \cdot (v_{GE} - V_{th}) \cdot \frac{1 + \lambda V_{MOSch}}{1 + \theta(v_{GE} - V_{th})} \quad (Eq.2-18)$$

$$\text{線形} : I_{ch} = K_{plin} \left\{ V_{MOSch} \cdot (v_{GE} - V_{th}) - \frac{K_{plin}}{2K_{psat}} V_{MOSch}^2 \right\} \cdot \frac{1 + \lambda V_{MOSch}}{1 + \theta(v_{GE} - V_{th})} \quad (Eq.2-19)$$

$V_{MOSch}$  は MOSFET のチャネル電圧であり、 $v_{GE}$  はゲート電圧、 $V_{th}$  は閾値電圧、 $\lambda$  は短チャネルパラメータ、 $\theta$  は移動度に対するゲート電圧の影響を考慮した移動度の変調パラメータである。ここで、MOSFET 部のチャネル電流  $I_{ch}$  とコレクタ電流  $I_c$  には以下の式が成立し、静特性の実測値とともに各パラメータは調整され決定される。[96]

$$I_{ch} = \frac{\mu_n}{\mu_n + \mu_p} I_c \quad (Eq.2-20)$$

#### (3) 容量成分の適正化

メイントポロジでは電圧に依存するゲート-エミッタ間容量( $C_{GE}$ )、コレクタ-エミッタ間容量( $C_{CE}$ )およびコレクタ-ゲート間容量( $C_{CG}$ )の成分は、スイッチング動作を表現するために重要であり、Hefner らは MOSFET と Transistor の組み合わせのモデルに非線形性の各端子間の容量を組み込んだ IGBT モデルを提案し実験値からの最適化の提案をしている。[92] [93] 従来 LCR メータによる入力容量( $C_{ies}$ )、出力容量( $C_{oes}$ )及び帰還容量( $C_{res}$ )の測定結果から  $C_{CE}$ 、 $C_{GE}$  と  $C_{CG}$  は計算される。具体例として図 2-39 に示すように TIGBT の  $C_{ies}$ 、 $C_{oes}$ 、 $C_{res}$  は LCR メータで測定される。そして、図 2-40 に示すように TIGBT の断面模式図のように等価回路が示される。しかし、電圧に依存するこれらの静電容量は  $v_{GE}$  が 0V で測定されているためスイッチングの動作を表現するには不十分である。[94] そこでパラメータの抽出方法が提案された。[95]

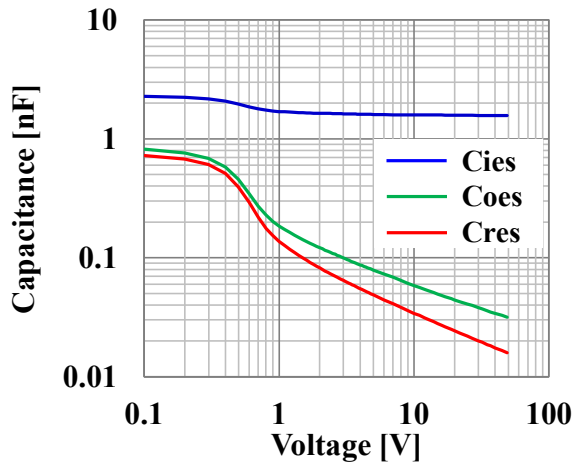


図 2-39. LCR メータによる容量測定結果の例 (TIGBT)

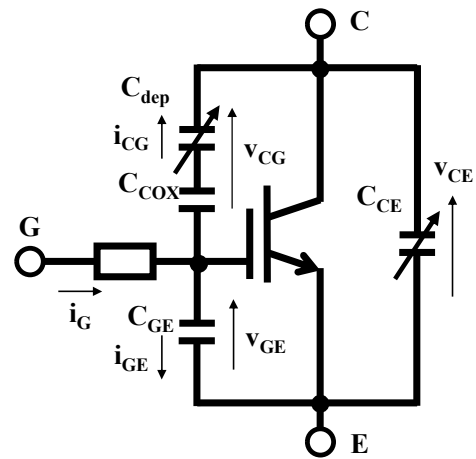


図 2-40. IGBT の等価回路

コレクタ-ゲート間容量( $C_{CG}$ )は空乏層容量( $C_{dep}$ )と MOSFET の酸化膜の容量( $C_{COX}$ )の直列接続で表現できる。そしてゲート電流( $i_G$ )はゲート-エミッタ間容量( $C_{GE}$ )を流れる電流( $i_{GE}$ )とコレクタ-ゲート間容量( $C_{CG}$ )を流れる電流( $i_{CG}$ )の和で表現できることから、IGBT の帰還容量とゲート電流はそれぞれ以下のように記載できる。スイッチング時の非線形パラメータの抽出には以下の式を利用する。

$$C_{CG} = \frac{C_{COX} \cdot C_{dep}}{C_{COX} + C_{dep}} \quad (Eq.2-21)$$

$$i_G = i_{GE} + i_{CG} = C_{GE} \frac{dv_{GE}}{dt} + v_{GE} \frac{dC_{GE}}{dt} - \left( C_{CG} \frac{dv_{CG}}{dt} + v_{CG} \frac{dC_{CG}}{dt} \right) \quad (Eq.2-22)$$

次に TIGBT の素子を用いてターンオン動作を説明した後に容量の抽出方法について説明する。図 2-41 にコレクタ電流( $i_C$ )、コレクタ-エミッタ間電圧( $v_{CE}$ )、ゲート電流( $i_G$ )、ゲート-エミッタ間電圧( $v_{GE}$ )の概略波形を示し、 $T_A$ 、 $T_B$ 、 $T_C$ 、 $T_D$ の線で五分割している。

(a)  $T_A$ - $T_B$  の期間にて

信号が入力されてゲート駆動回路が  $T_A$  にて供給を開始した後、 $v_{CE}$  が高い期間であるため、空乏層の容量( $C_{dep}$ )は MOSFET のシリコン酸化膜による容量( $C_{COX}$ )よりも比較的低くなる。コレクタ-ゲート間容量( $C_{CG}$ )は  $C_{dep}$  にほぼ等しくなる。 $C_{CG}$  はゲート-エミッタ間容量( $C_{GE}$ )よりもはるかに小さく、 $i_G$  は  $C_{GE}$  の充電に使用される。その結果、 $i_G$  が供給され  $v_{GE}$  が増加する。

(b)  $T_B$ - $T_C$  の期間にて

$v_{GE}$  がしきい値電圧( $V_{GE(th)}$ )に達した後、この期間はまだ  $v_{CE}$  が高い期間であり、 $i_G$  は  $C_{GE}$  の充電に使用される。そして、IGBT を流れる電流( $i_C$ )が導通し始め、バイアスの変化によりダイオードを流れる電流が転流し始める。この期間中  $v_{CE}$  は DC リンクコンデンサと配線の寄生インダクタンス( $L_s$ )とそれらを通る電流の時間変化によって電圧降下が起こることによって検出される。このときの容量と電圧は以下のように記述できる。なお、CSTBT の場合にはこの(b)の期間における動作が異なる。

$$C_{GE} = \frac{dQ_{GE}}{dv_{GE}} = \frac{Q_{GE}(v_{GE} + \Delta v_{GE}) - Q_{GE}(v_{GE})}{(v_{GE} + \Delta v_{GE}) - (v_{GE})} \quad (Eq.2-23)$$

$$v_{CE} = V_{CC} - L_s \frac{di_C}{dt} \quad (Eq.2-24)$$

(c)  $T_C$ - $T_D$  の期間にて

活性領域から飽和領域への遷移が進行し、 $v_{CE}$  は電流に応じた  $V_{CEsat}$  に向かって減少する。このとき、 $C_{CG}$  の充電に  $i_G$  が使われるため  $v_{GE}$  は一定になる。これがミラー領域である。

(d)  $T_D$  到達以降

IGBT は完全に飽和領域に移行し、 $v_{CE}$  は  $V_{CEsat}$  に落ち着く。ミラー領域が終了し、 $C_{GE}$  と  $C_{CG}$  の両方が充電されるため、 $v_{GE}$  は駆動電源電圧まで上昇する。そのときに容量は以下のように記述できる。

$$C_{CG} = -\frac{dQ_{CG}}{dv_{CG}} = -\frac{Q_{CG}(v_{CG} + \Delta v_{CG}) - Q_{CG}(v_{CG})}{(v_{CG} + \Delta v_{CG}) - (v_{CG})} \quad (Eq.2-25)$$

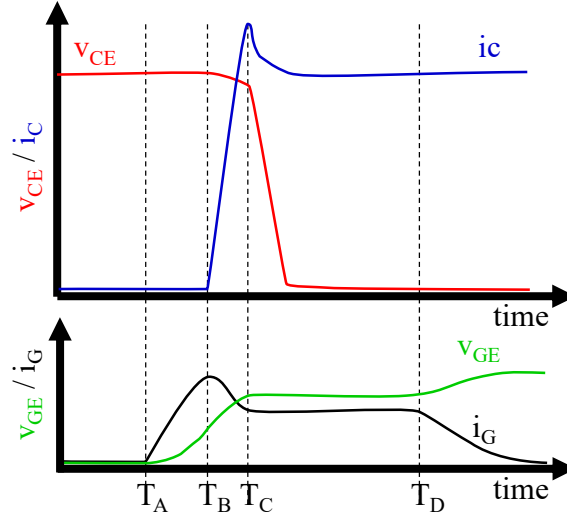


図 2-41. ターンオン動作のイメージ波形

(4) ライフタイムの推定

IGBT はバイポーラデバイスのためターンオフ時にはドリフト層内にて電子-正孔による結合が行われなかった過剰キャリアが逆バイアスに従って電子はコレクタ側へ、正孔はエミッタ側へ移動する。そのためターンオフ時には電流が切れずに流れているように見える。これがテール電流であり下記の式から算出ができる。[95]

$$I_T(t) = \frac{I_T(0^+)}{\left[ \frac{I_T(0^+)}{I_k^T} + 1 \right] \exp\left(\frac{t}{\tau_L}\right) - \frac{I_T(0^+)}{I_k^T}} \quad (Eq.2-26)$$

ただし、 $I_T(t) = \frac{q^2 A^2 D_p n_i^2}{I_{sne} \tau_L}$  である。

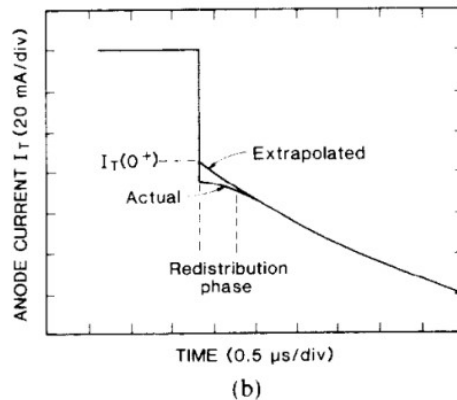


Fig. 5. (a) Data from an oscillogram of a constant 10 V anode voltage turn off current waveform, noting the current before and after the initial rapid fall,  $I_T(0^-)$  and  $I_T(0^+)$ , respectively. (b) A diagram of the redistribution phase on an expanded scale, showing the extrapolated value of  $I_T(0^+)$ .

図 2-42. テール電流の概念図 [95]

4. 放射ノイズ解析手法の技術動向

パワーモジュールを放射ノイズの発生源ととらえて解析された事例は少なく、過去数件の文献が大いに参考となる。そこで、電波暗室内でハーフブリッジのパワーモジュールをダブルパルス試験した評価方法とその検討について紹介する。[97]

図 2-43 に示すように三相の入力電源、ダイオードブリッジ、平滑コンデンサ及びスナバコンデンサをとりつけ、2in1 の IGBT モジュールに 300 $\mu$ H の誘導負荷が接続されている。サーチコイルは 3m 先に配置され、さらにダイポールアンテナが 1m の高さに垂直に配置され、スペクトラムアナライザに接続されている。測定条件はモジュールに印加される電圧(DC リンク電圧)が 300V であり、導通電流( $I_c$ )は 150A、ゲート電圧( $V_{ge}$ )はオフ動作時には -5V を印加し、ターンオン時には 15V を印加する。[98]

評価に用いたパワーモジュールは 2MBI150N-060 であり、スイッチング素子はプレーナゲート型 IGBT で NPT の構造である。その断面図を図 2-44 に記す。[99]

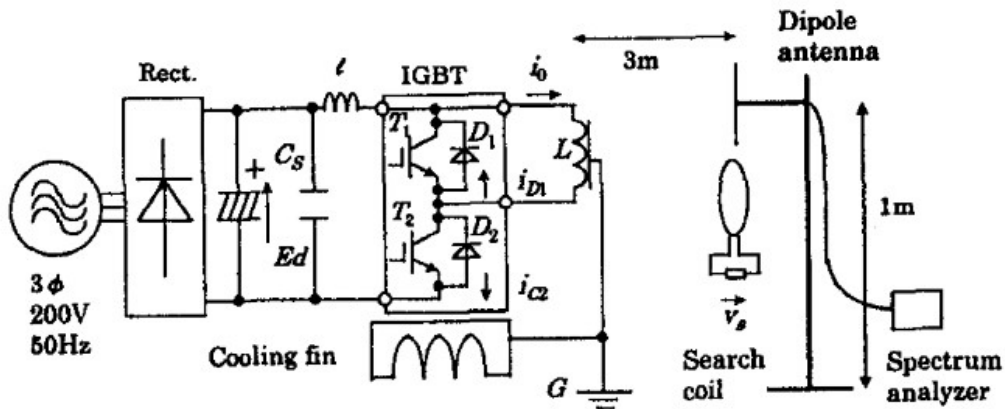


図 2-43. 評価システムの概念図 [97]

Fig.2 Cross section of the NPT and PT chips

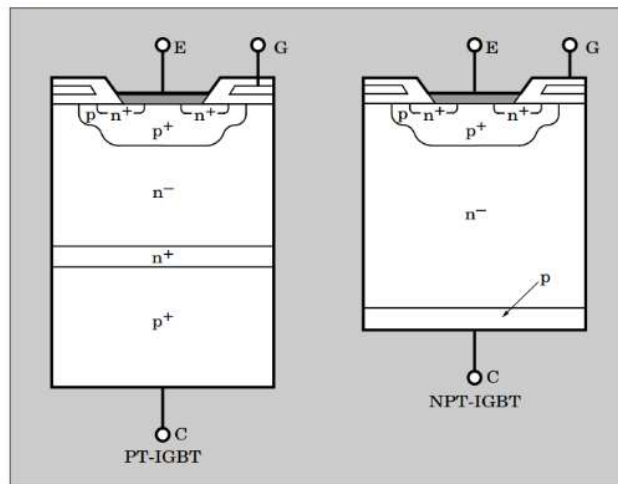
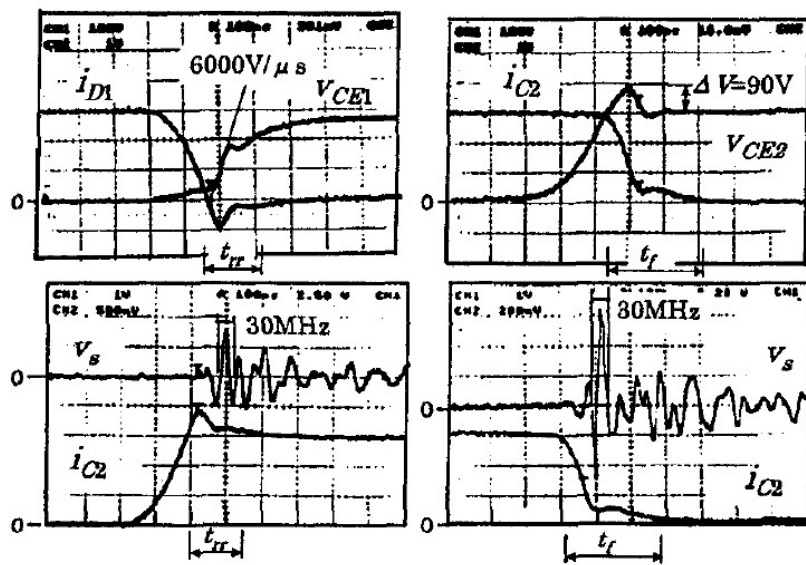


図 2-44. 対象となる IGBT モジュールの素子の断面構造 [99]

測定結果の代表波形が図 2-45 にターンオン及びターンオフの動作に分けて示されている。ターンオン時の測定箇所はハイサイドのダイオードの電流( $i_{D1}$ )、ハイサイドのコレクタ-エミッタ間電圧( $V_{CE1}$ )、ローサイドのコレクタ電流( $i_{C2}$ )、サーチコイルの電圧( $v_s$ )であり、ターンオフ時の測定箇所はローサイドのコレクタ電流( $i_{C2}$ )、ローサイドのコレクタ-エミッタ間電圧( $V_{CE2}$ )、サーチコイルの電圧( $v_s$ )である。これらからターンオン動作ではリカバリ動作にて発生しており、ターンオフ動作ではコレクタ電流が立ち下がるタイミングと説明している。ただし電磁ポテンシャルによる発生から受信までの遅れ時間及びケーブルの伝達遅れ時間が明記されていないため、本結果のタイミングにはその補正が必要と思われる。

放射ノイズの発生原因として説明されているのは電流のリングングであり、IGBT の出力容量と配線の寄生インダクタンス、スナバコンデンサの容量によるリングングであると回路シミュレーション結果から推定し、その解明につなげている。そして、対策としてターンオン動作におけるゲートの駆動回路にて抵抗を一時的に高くするように  $di/dt$  を抑えることで放射ノイズを抑制する方法を説明している。



$V_{CE1}$ :100V/div,  $i_{D1}$ :50A/div       $V_{CE2}$ :100V/div,  $i_{C2}$ :50A/div  
 $i_{C2}$ :50A/div,  $v_s$ :0.5V/div       $v_s$ :0.2V/div,  $t$ :100ns/div  
 $t$ :100ns/div

(a)Turn-on waveforms    (b)Turn-off waveforms

図 2-45. スナバコンデンサありの場合のスイッチング波形 [97]

文献[100]では、鉄道用 3.3kV/1.5kA モジュールに関して、 $V_{cc}=1500V$ 、 $I_c=250A$ 、 $V_{gg(on)}=15V/-15V$ 、 $R_{g(on)}=0.31\Omega$ 、 $L=100\mu H$  でダブルパルス試験をして、10m 法の電波暗室にて、ワイドバンドアンテナを用いてスイッチング波形と受信した信号を同一時間軸上で表示し、タイミングを分割して、また、ゲート抵抗依存性と  $dv/dt$  との依存性を示していた。しかし、モジュール名が明記されていないため紹介までにとどめる。

## 5. 超小型 DIPIPM の紹介

評価対象となるインテリジェントパワーモジュール(Intelligent Power Module、IPM)は三菱電機が 1996 年に市場に提供を開始したトランスファーモールド型 IPM の DIPIPM シリーズのうち、小型で軽量の三相モータを駆動させるための”超小型 DIPIPM”である。その回路構成、使用時の周辺回路、筐体の縦構造と配線の自己インダクタンス、そしてスイッチング素子(IGBT)の縦構造について紹介する。

### 5-1. 外形と回路構成

超小型 DIPIPM シリーズにはプレーナ型のゲート構造を採用した IGBT が搭載された Ver.4、素子の厚みが  $250\mu\text{m}$  の CSTBT を搭載した Ver.5、そして厚みが  $60\mu\text{m}$  の CSTBT を採用した Ver.6 がある。外形を図 2-46 に記載しており、定格電流が 15A で定格電圧が 600V の製品の型名はそれぞれ PS21964、PS219B4 そして PSS15S92F6 である。[101]-[107] なお、スイッチング素子の縦構造は 5-4 にて記載する。

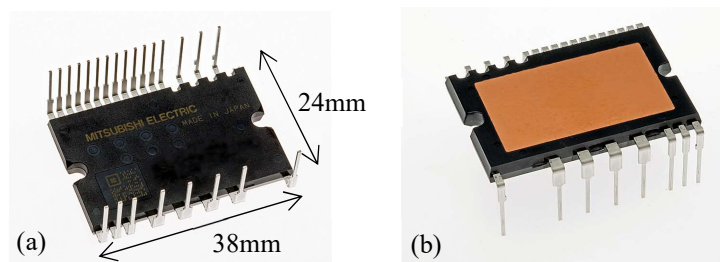


図 2-46. 超小型 DIPIPM の写真 (a)表面、(b)裏面

PSS15S92F6 の内部回路を図 2-47 に示している。スイッチング素子と還流ダイードが一對となり、ハイサイドに 3 か所、ローサイドに 3 か所が搭載されている。ローサイドには LVIC(Low voltage IC)が、ハイサイドには HVIC(High voltage IC)が 1 個ずつ搭載されて、スイッチング素子のゲートと接続されている。それらの LVIC 及び HVIC にはゲート駆動回路が備えられており、外部から信号が入力されるとハイアクティブで動作をする。

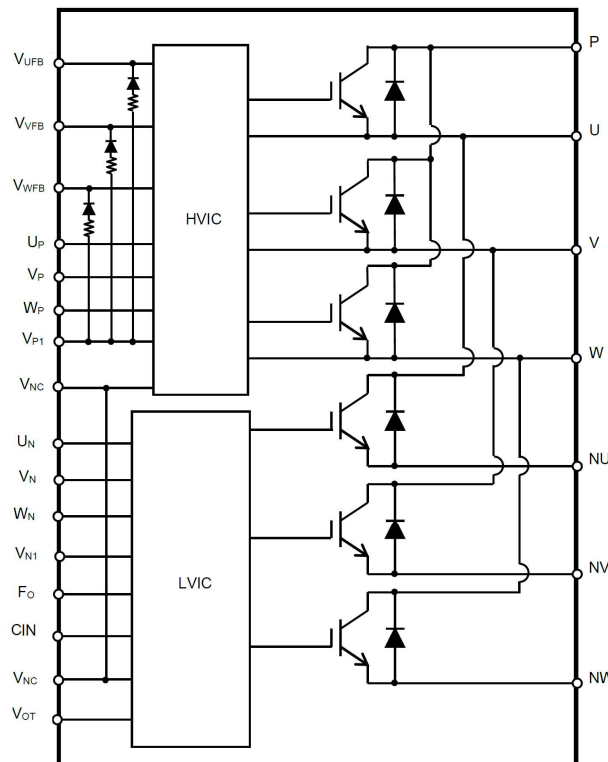


図 2-47. 超小型 DIPIPM のブロック図 [102] [103]

外部回路との接続例を図 2-48 に記載するパワー側は、P 端子と NU、NV、NW が一つにまとめられた配線の間にはスナバコンデンサが直近に接続され、電源から整流された DC リンク電圧を維持する平滑コンデンサが接続され、U、V、W の端子はモータへの出力配線が接続される。

制御側は、 $V_{NI}$  及び  $V_{PI}$  は LVIC 及び HVIC をアクティブにするための制御電源電圧が 15V を標準値として印加される。LVIC では  $V_{NC}$  を基準としてスイッチング素子のゲート電圧にも利用される。ハイサイドのスイッチング素子に対するゲート電圧にはブートストラップ回路が用いられる。ブートストラップ回路は、IGBT のエミッタ電位( $V_{UFS}$ 、 $V_{VFS}$ 、 $V_{WFS}$ )を基準に  $V_{PI}$  を経由してローサイドの IGBT がオン状態の際に供給される。それらエミッタ電位のうちいずれかを  $V_s$  と抽象化する。また、そのゲート電位が  $V_{UFB}$ 、 $V_{VFB}$ 、 $V_{WFB}$  であり、抽象化して  $V_B$  と呼ぶ。ただし、PS21964 はブートストラップダイオード(BSD)を有していないため、ブートストラップ回路の利用のためにブートストラップダイオード及び制御電源からのパターニングが別途必要となる。

信号は UP、VP、WP、UN、VN、WN の 6 か所が接続されモータコントロールユニット(MCU)からの信号を受けて、HVIC 及び LVIC のゲート駆動信号に置き換えられ、IGBT(CSTBT)のゲート電圧を供給もしくは停止をすることでスイッチング動作が成立する。短絡保護、制御電源低下保護、過熱保護、エラー出力及び温度情報出力の機能を有しているが紹介までにとどめる。

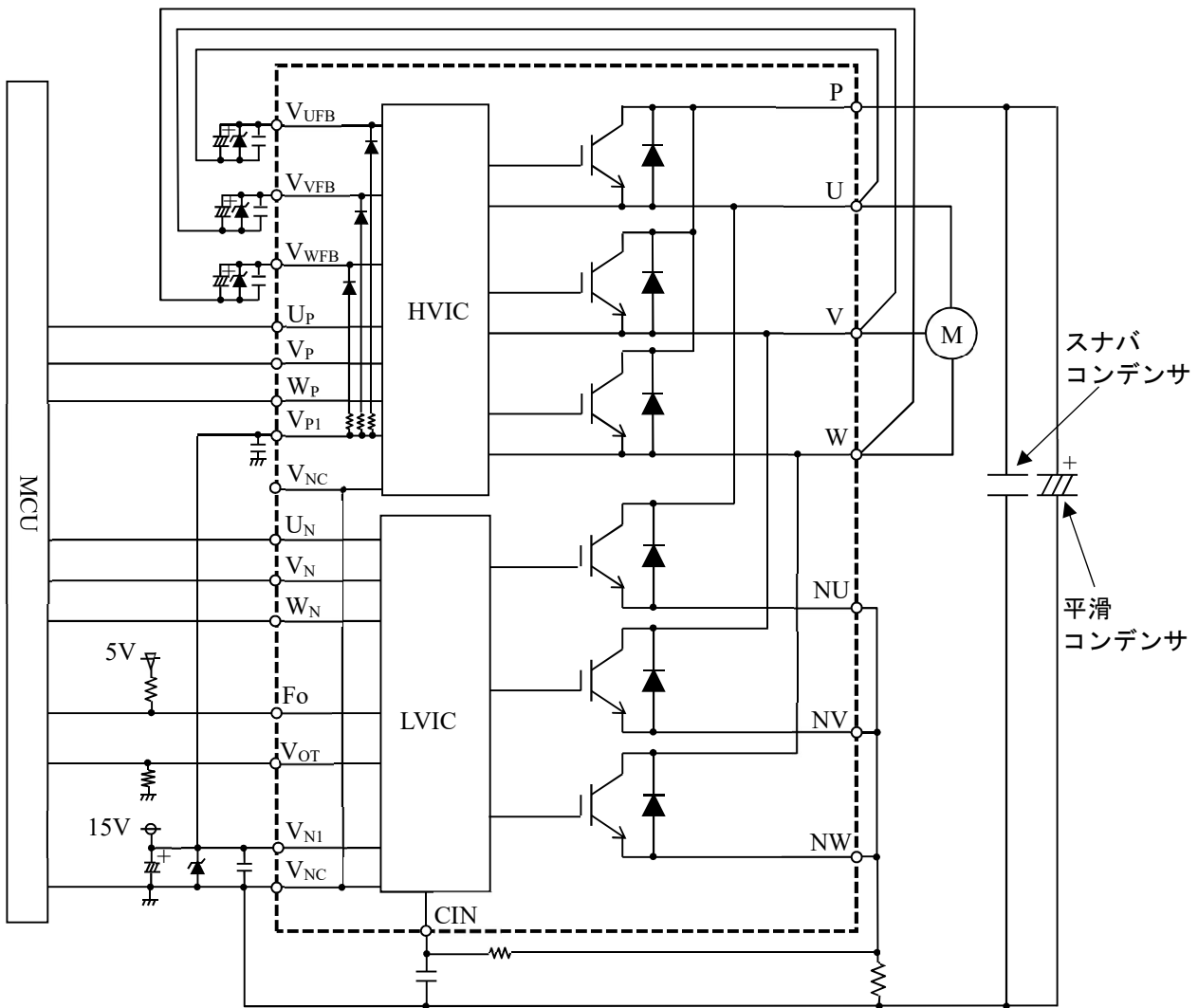


図 2-48. 超小型 DIP IGBT との接続イメージ図 [104] [106] [107]



5-2. 筐体の縦構造

超小型 DIIPM は絶縁シートと呼ばれる高放熱・高絶縁の機能を有する材料とエポキシ樹脂を基材とするトランスファーモールド材料で構成されている。その断面構造のイメージ図を図 2-49 に示す。下から、銅箔、絶縁シート、銅フレーム、はんだ、素子、ワイヤ、トランスファーモールド樹脂であり、ブートストラップ回路のためダイオード(BSD)、HVIC 及び LVIC を有している。ただし、PS21964 は BSD を有していない。

実装された状態の写真を図 2-50 の(a)、(b)及び(c)に示す。銅箔面が冷却プレートとグリースを介してねじで固定されており、上向いた端子と PCB がはんだで接続される。

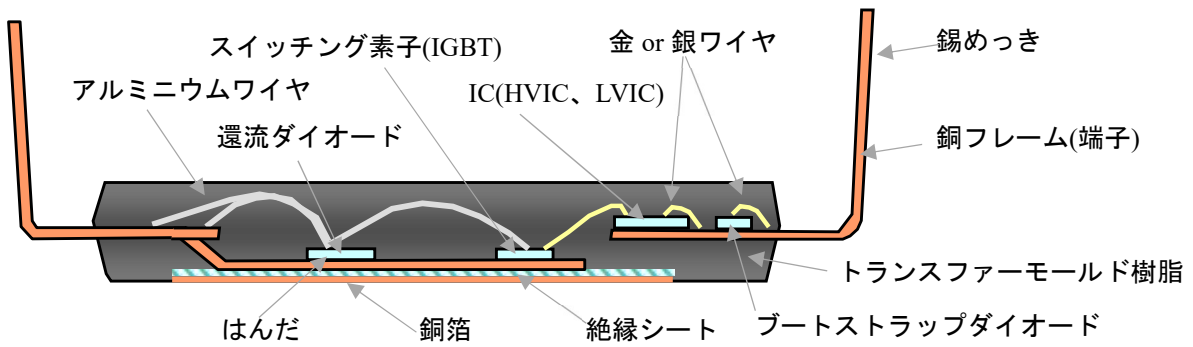


図 2-49. 超小型 DIIPM(PSS15S92F6)の断面構造イメージ図 [106] [107]

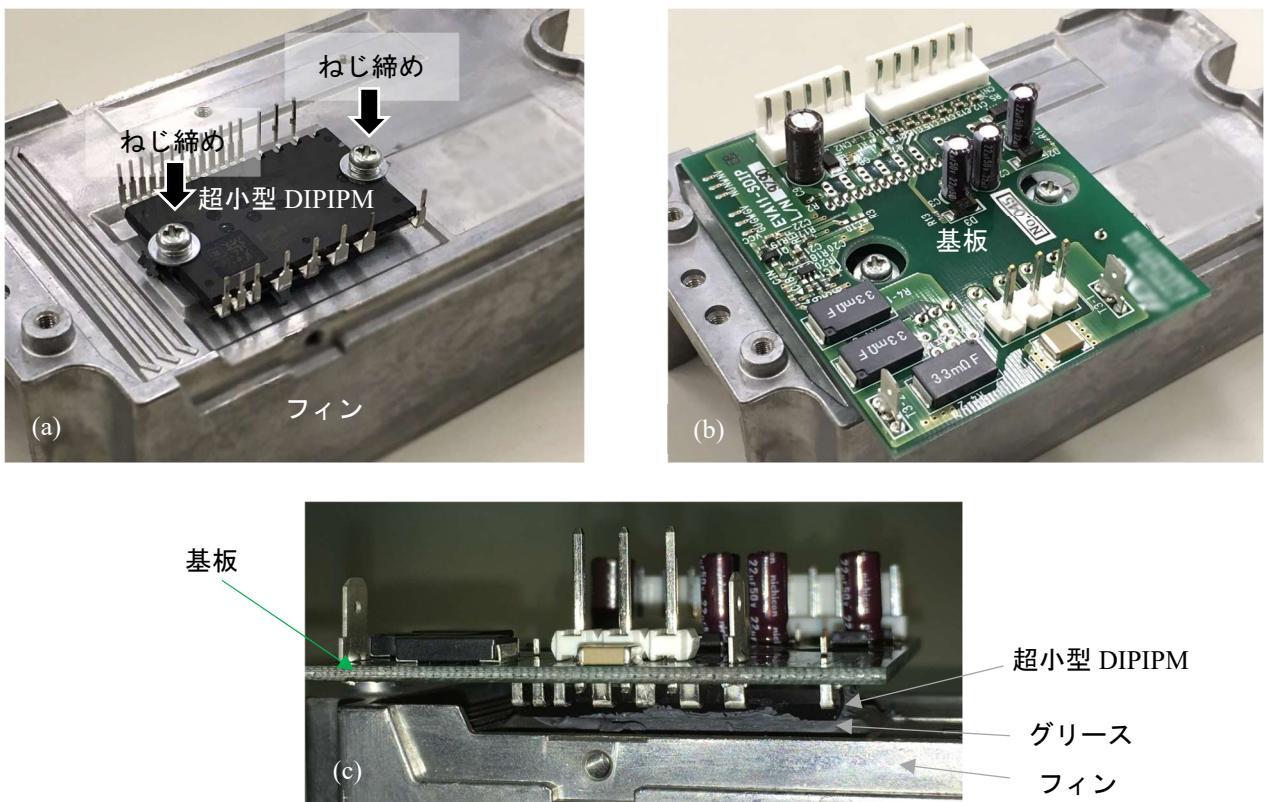


図 2-50. 超小型 DIIPM の取り付け写真 (a)フィンへの固定、(b)基板の搭載、(c)パワー側からの側面写真

### 5-3. 超小型 DIPIPM の自己インダクタンス解析

ノイズを考慮するうえで寄生インダクタンスを明確化しておく必要があり、Ansys 社の Q3D Extractor を用いて解析した回路図を図 2-51 に示す。自己インダクタンスはおおよそ  $L_{PC}=6nH$ 、 $L_{PE}=12nH$ 、 $L_{NC}=6nH$ 、 $L_{NE}=13nH$  である。

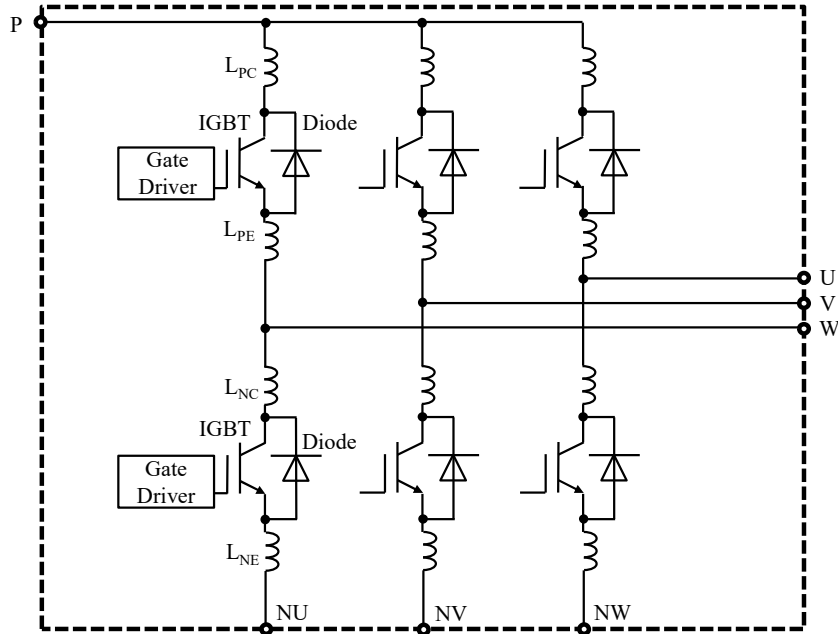


図 2-51. 超小型 DIPIPM の自己インダクタンス

### 5-4. スイッチング素子の縦構造

超小型 DIPIPM に搭載される IGBT の構造の変遷を図 2-52 の(a)から(c)に記載している。(a)の Ver.4 ではプレーナゲートの IGBT が搭載されており、JFET の抵抗成分の削減と CS 層の導入によるオン抵抗の低減のために Ver.5 では(b)のように CSTBT を採用している。そして、CSD の高濃度化と薄ウェハ及びライトパンチスルー構造によるオン抵抗の低減とオン電圧とターンオフ損失のトレードオフを Ver.6 にて(c)の構造を採用することで改善している。[108]-[112]

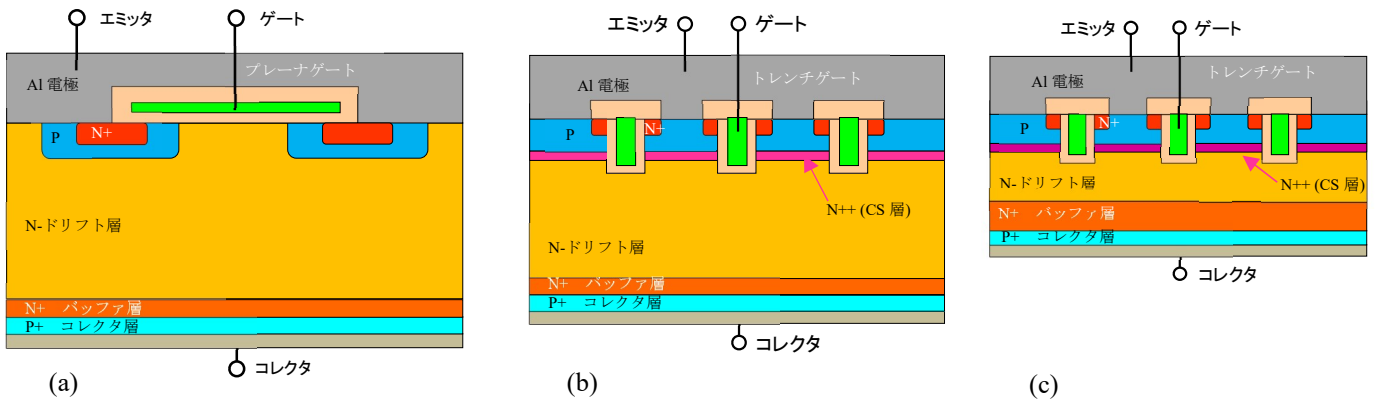


図 2-52. 超小型 DIPIPM に搭載されるスイッチング素子の縦構造のイメージ [108]-[112]

# 第三章 パワーデバイスとノイズの関係調査

第二章でも述べたように評価対象となる超小型 DIPIPM は小型で軽量のため民生機器用途に主に普及されており、小型のサーボモータやインバータ用途にも適用されている。Si を基材としたスイッチング素子の小型化及び高効率化のために電流密度の向上とスイッチングスピードの高速化のトレンドがあり着実な進化を遂げてきた。その反面、EMI の観点から伝導ノイズの一部の周波数域及び放射ノイズの増加が顕著になり始めた。

本章では超小型 DIPIPM の世代と放射ノイズに関する基礎的な調査結果を記載し、発生場所及び発生タイミングの調査結果を記載する。また、のちの検討にて使用する伝導ノイズの評価結果を本章にて記載する。

## 1. 放射ノイズの評価環境、条件及び評価結果

### 1-1. 放射ノイズの評価環境

簡易電波暗室内に CISPR16 の測定方法にのっとり配置された放射ノイズ評価システムの写真を図 3-1 に記載する。放射ノイズの測定のためバイコンカルアンテナを使用し、3m 離れた場所に被測定物が配置されている。木製の非伝導性で 0.8m の高さ机の上に被測定物が配置され、三相四線式の入力ケーブル、三相のダイオードブリッジ、平滑コンデンサ、超小型 DIPIPM 付きインバータ基板、三相四線式の出カケーブル、そして三相誘導モータが接続されている。

対地容量を一定にするために誘導モータ及び入出力ケーブルは大地面から非導通性の台で 5cm 浮かされており、また、余分な入力・出力配線は直径 30cm に 2 回巻きで束ねられている。負荷である誘導モータは対地容量の変動の影響を避けるために簡易電波暗室内に配置されている。一般的な産業用途の状態を考慮するためにダイオードブリッジのフィンとインバータのフィン、入出力ケーブルのグラウンド線は一枚のアルミニウム板(10mm 厚)を介して接続されている。アンテナは 1m の高さで垂直方向となっており、アンテナで受信した電界信号は電圧信号に変換され、その信号は簡易電波暗室の外で 6dB のアッテネータと 32dB のプリアンプで増幅させた信号を所望の帯域でスペクトラムアナライザを用いて評価を行う。必要に応じてアッテネータ及びプリアンプは適用されている。使用機材に関する情報は表 3-1 に記載している。

評価条件は、三相交流電源の電圧を調整し平滑コンデンサにかかる DC リンク電圧を 300V、制御電源を 15V、キャリア周波数を 5kHz、デッドタイムを 3 $\mu$ s としてモータを駆動させる。誘導モータは無負荷で三相正弦波変調の V/f 制御であるため、電流の電気角周波数は 60Hz として、負荷である三相誘導モータへの入力電流は 0.3Arms である。

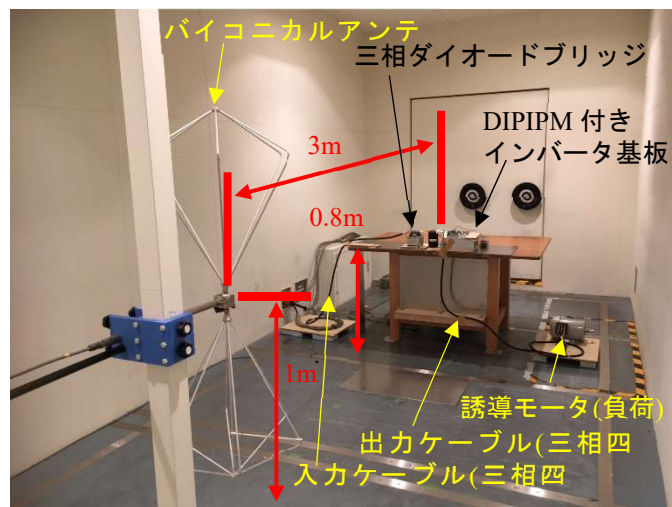


図 3-1. 放射ノイズ測定環境の写真

表 3-1. 放射ノイズの測定に使用した装置及び備品

名称	メーカー	型名や仕様等
バイコニカルアンテナ / バラン	SCHWARZBECK	BBA9106 / VHA9103
アッテネータ	Telegartner	J01026A0019 (6dB / 50Ω / 10GHz) J01026A0021 (20dB / 50Ω / 10GHz)
プリアンプ	SONOMA	310N (32dB)
スペクトラムアナライザ	ローデシュワルツ	FSU8
三相交流電源	エヌエフ回路	P Station Q
入力・出力配線	太陽ケーブルテック	サンライト 6DX LF 4C 3.5mm <sup>2</sup> (4m)
三相ダイオードブリッジ	三菱電機	RM75TC-2H (1600V / 150A)
三相誘導モータ	三菱電機	SF-PR 0.75kW(4 極)
簡易電波暗室	旧 NEC トーキョー	-

### 1-2. 放射ノイズ評価結果

図 3-2 に 30MHz から 300MHz の範囲で尖頭値の評価を行った結果を記載する。最大値は約 40MHz までに 3 種ともピーク値があることがわかり、PSS15S92F6 は 80 dB $\mu$ V/m、PS219B4 は 74 dB $\mu$ V/m、PS21964 は 59 dB $\mu$ V/m であった。また、全周波数にて 5 から 10dB 程度の有意差が認められた。なお、ノイズフロアは 10 から 20 dB $\mu$ V/m である。本結果が他社でも同様に得られるか検証をするために三菱電機エンジニアリングの鎌倉事業所へ非測定物をすべて送付し評価した結果を次節にて説明する。

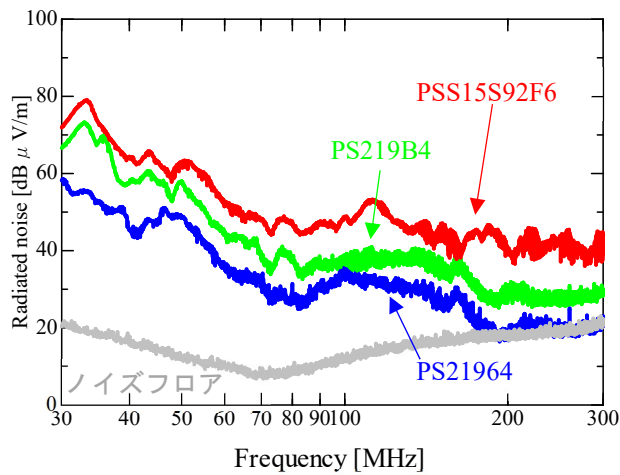


図 3-2. 放射ノイズ測定結果(尖塔値)

## 2. VCCI 認証サイトでの放射ノイズ評価

### 2-1. 評価環境と放射ノイズの評価結果

VCCI 認証サイトでの評価システムの写真を図 3-3 に示す。3m 法及び 10m 法の両方を評価することができるが、環境を同一にするために 3m 法を選定した。被測定物以外である負荷等は回転台の下に配置することができるため、モータ及び出力配線の不要な部位は回転台の下に配置している。入力配線は回転台から電源が接続できるため余分なケーブルは直径 30cm に巻くなど配置は前節と同じにしている。バイコニカルアンテナは 1m の高さで垂直方向としている。電波暗室の外部屋で受信した信号をプリアンプ等で増幅させ、スペクトラムアナライザを用いて評価を行う。対象とする周波数は 30MHz から 300MHz であり、尖頭値の評価を行った結果を図 3-4 に記載する。最大値は約 40MHz までに 3 種ともピーク値があることがわかり、PSS15S92F6 は 79dB $\mu$ V/m、PS219B4 は 72 dB $\mu$ V/m、PS21964 は 61dB $\mu$ V/m であった。また、全周波数にて有意差が認められた。なお、ノイズフロアは 10 から 20dB $\mu$ V/m であった。

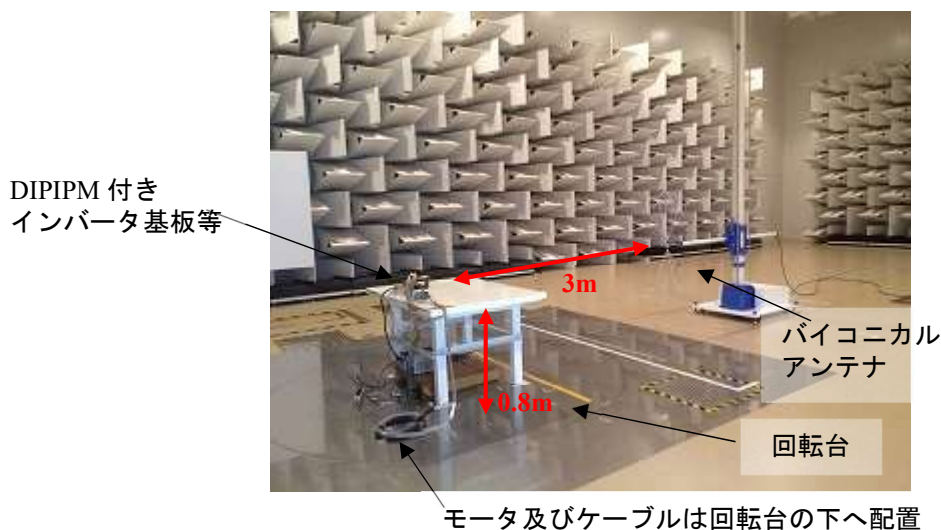


図 3-3. VCCI 認証サイトでの測定写真

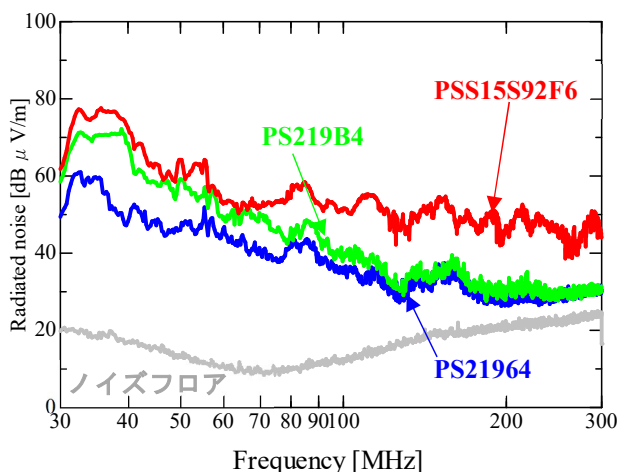


図 3-4. VCCI 認証サイトでの放射ノイズ評価結果(尖塔値)

## 2-2. ハイトパターンと指向性

図 3-4 の結果から最大の放射ノイズとなる PSS15S92F6 を用いて、ピーク値をとる周波数 36MHz に検査周波数を固定し、アンテナの向きを水平及び垂直に変え、高さを 1m から 4m まで変化させた際の尖塔値の結果を図 3-5 に記載する。アンテナの向きが垂直の場合に高さに伴い減衰するのがわかり、水平では高さに伴い増加することがわかった。これは直接の検出と反射の検出による違いと推定でき、垂直で 1m のアンテナの向きと高さで最大となることが確認できた。

さらに指向性も確認する必要があるため、アンテナの向きを垂直に、高さを 1m に固定した状態で、図 3-3 の状態を角度  $0^\circ$ 、つまり正面として、 $6^\circ$  /秒のスピードで  $360^\circ$  回転させた場合の指向性を評価した結果を図 3-6 に示す。最高でも 75dB であり、そして、測定値の最大と最低の差が 4dB 以内にあるため、極端な指向性がないことが確認できた。

これら図 3-4、-5、-6 の結果から同様のプロファイルが測定できること、3m 法でアンテナの向きが垂直、高さが 1m の場合に最大値をとること、そして極端な指向性がないことが検証できた。

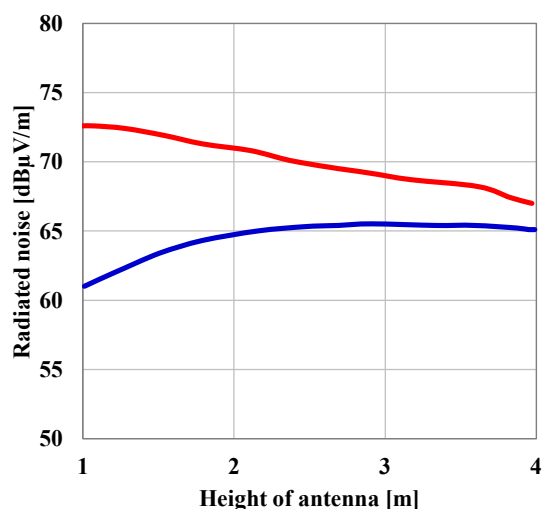


図 3-5. ハイトパターンの評価結果 (赤色：垂直、青色：水平)

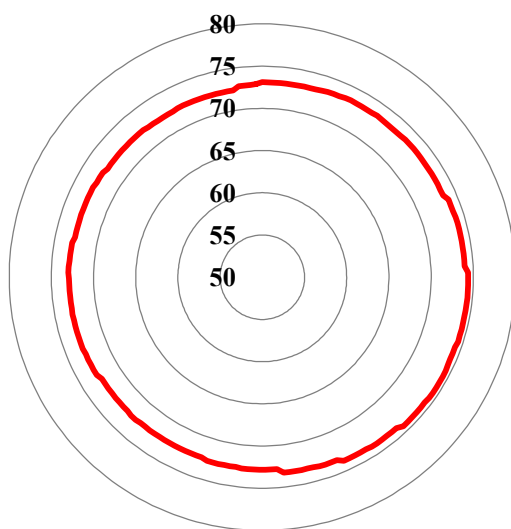


図 3-6. 指向性の評価結果

### 3. モータ駆動中の放射ノイズ発生タイミング及び発生場所の特定

前節 1 での結果を踏まえて、最大の放射ノイズとなる PSS15S92F6 を用いてモータ駆動中の放射ノイズ発生タイミング及び発生場所の特定をすすめていく。電流はキャリアの移動によって生じる結果であり、ダブルパルス試験によって評価されるスイッチング特性(スイッチング時間、 $di/dt$  及び  $dv/dt$ )は電流依存性がある。また、キャリアの移動度は温度に依存するため、スイッチング特性は電流及び温度の条件に注意を払わなければならない。また、放射ノイズは電源からモータまでのすべての部材から電流変動及び電圧変動によって発生するため、測定によって得られる結果はそれぞれの電磁界強度の尖塔値が重ねあわされた結果といえる。したがって、主たる発生源、つまりは解析対象の範囲を明確にしておく必要がある。

#### 3-1. 出力電流依存性

放射ノイズの出力電流依存性を評価する際には負荷による励磁のために変更でき、また、負荷を変更しても放射ノイズのプロファイルに有意差が見られない場合は、モータの負荷の依存性が低いということも言えるため、モータの負荷を変更して評価を行う。使用するモータは三菱電機製であり、型名は SF-PR 0.75kW(4 極)と SP-JB 3.7kW(4 極)である。V/f 制御のオープンループであり、電気角周波数が 60Hz の場合、前者のモータへの出力電流は 0.3Arms、後者は 4.2Arms となることが実測により確認できている。

放射ノイズの評価結果を図 3-7 に示しており類似した結果になった。つまり、負荷を変えても特性に有意差が見られず、出力電流が 0.3Arms 程度の場合が支配的であることがわかった。

なお、負荷であるモータのインピーダンスは補足 1 のようにインピーダンスが異なるが、放射ノイズの評価結果にてプロファイルの尖塔値の有意差が見られなかったことも上記の出力電流が 0.3Arms 程度の場合が支配的であるということを裏付ける一つの理由となる。

また、約 5 分間のモータ駆動における評価にて、雰囲気温度( $T_a$ )が 20°C、DIPIPM の直下のフィンに取り付けられた熱電対の温度をケース温度( $T_c$ )は(a)の場合 30°C、(b)の場合は 40°Cとなっていた。したがって、この 5 分間における 10°Cは有意差として小さいと考える。

しかしながら、発生源の調査にて利用する電磁界可視化にておおよそ 2 時間という長い間モータを導通させることがあるため、スイッチング素子の発熱によるスイッチング特性の変化の懸念から低電流で評価をする。

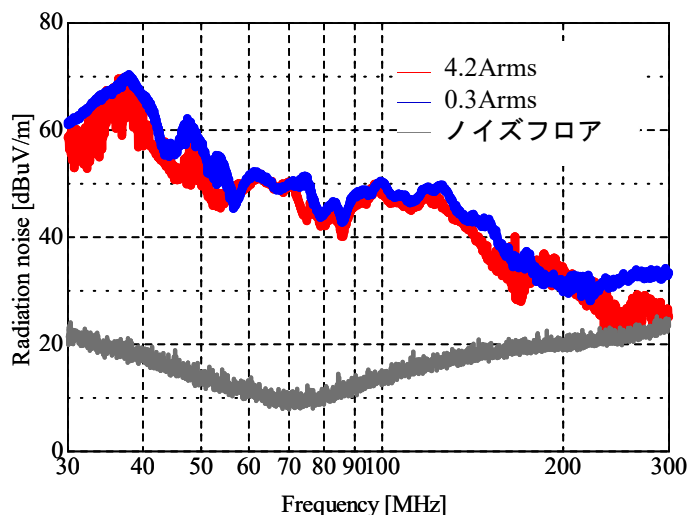


図 3-7. 放射ノイズの出力電流依存性(PSS15S92F6)

[補足]

放射ノイズの出力電流依存性について説明する際に負荷の高周波に対するインピーダンスに関して議論が及ぶことがある。負荷の状態を数値化し近似することでその環境の説明を簡易化するために以下に記載する。

モータの無回転状態にてディファレンシャルモードとコモンモードのインピーダンスを検討するため、異相間(例えば U-V 間等)の測定と全相(U、V、W)を結線した状態で筐体であるグラウンド(GND)間を測定する。それらの実測値が表 3-2 であり、図 3-8 の等価回路にのっとりた解析結果とともに記載する。この解析結果は治具の成分も含むため補正したのちにシミュレーション等には適用され、モータの等価回路については第五章にて説明する。

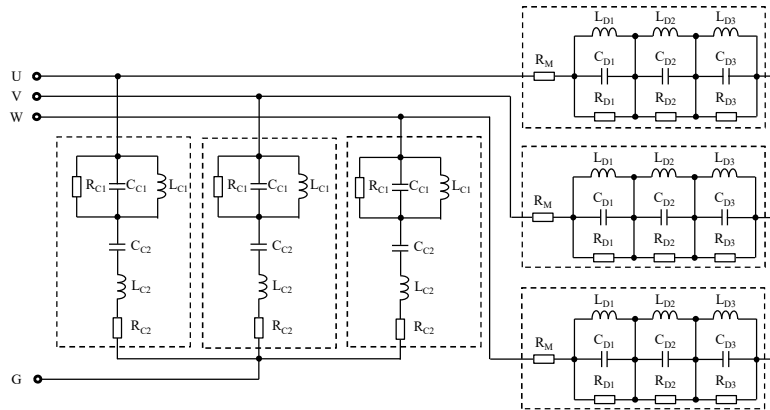


図 3-8. モータの等価回路(ディファレンシャル及びコモンモードの統合後)

表 3-2. モータのインピーダンス評価結果 (実測と解析)

SF-PR 0.75kW (4 極)	SP-JB 3.7kW (4 極)
<p>U-V 間</p> <p>— 実測結果 ..... 解析結果</p>	<p>U-V 間</p> <p>— 実測結果 ..... 解析結果</p>
<p><math>R_M=6.5\ \Omega</math>、<math>L_{D1}=55\text{mH}</math>、<math>L_{D2}=4\text{mH}</math>、<math>L_{D3}=150\text{nH}</math>  <math>C_{D1}=800\text{pF}</math>、<math>C_{D2}=600\text{pF}</math>、<math>C_{D3}=8\text{pF}</math>  <math>R_{D1}=14\text{k}\ \Omega</math>、<math>R_{D2}=2.5\text{k}\ \Omega</math>、<math>R_{D3}=90\ \Omega</math></p>	<p><math>R_M=0.5\ \Omega</math>、<math>L_{D1}=6\text{mH}</math>、<math>L_{D2}=1\text{mH}</math>、<math>L_{D3}=175\text{nH}</math>  <math>C_{D1}=1.6\text{nF}</math>、<math>C_{D2}=1\text{nF}</math>、<math>C_{D3}=4\text{pF}</math>  <math>R_{D1}=600\ \Omega</math>、<math>R_{D2}=1.5\text{k}\ \Omega</math>、<math>R_{D3}=150\ \Omega</math></p>
<p>全相(U, V, W)-GND 間</p> <p>— 実測結果 ..... 解析結果</p>	<p>全相(U, V, W)-GND 間</p> <p>— 実測結果 ..... 解析結果</p>
<p><math>R_{C1}=6.3\text{k}\ \Omega</math>、<math>C_{C1}=330\text{p}\ \Omega</math>、<math>L_{C1}=18.6\text{mH}</math>  <math>C_{C2}=1.2\text{nF}</math>、<math>L_{C2}=420\text{nH}</math>、<math>R_{C2}=18\ \Omega</math></p>	<p><math>R_{C1}=900\ \Omega</math>、<math>C_{C1}=600\text{p}\ \Omega</math>、<math>L_{C1}=450\ \mu\text{H}</math>  <math>C_{C2}=1166\text{pF}</math>、<math>L_{C2}=600\text{nH}</math>、<math>R_{C2}=6\ \Omega</math></p>



### 3-2. 近傍磁界の可視化

#### (1) 近傍磁界の可視化の方法

近傍磁界の測定によりアンテナで受信した発生源の特定のため電磁界可視化装置を用いる。装置構成は PC、カメラ、分解機、スペクトラムアナライザ、アッテネータ、プリアンプ、磁界プローブである。3m 離れた場所に設置されたカメラにより被測定対象の空間を三次元に分割し、プローブに取り付けられた反射板の強度を検出して空間とその位置を認識させる。プローブで測定した信号はプリアンプを介してスペクトラムアナライザにて周波数解析される。PC に空間の情報と近傍界の強度とその周波数情報を合成させ一つの結果に統合させる。表 3-1 以外に使用する装置の一覧を以下の表 3-3 にまとめ、その様子を図 3-9 に示す。走査は手動で行われ、認識された空間にプローブを配置し、ある一定期間信号を収集する。

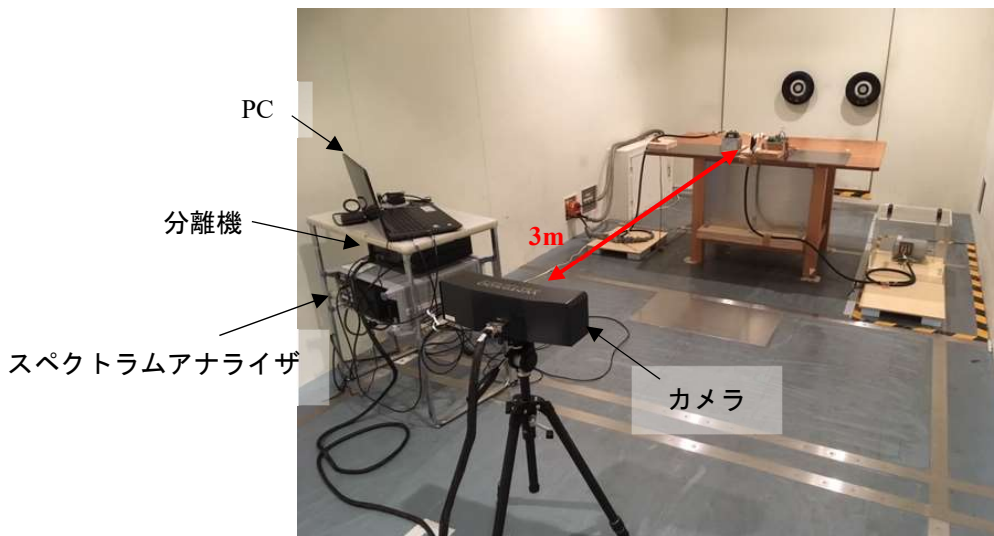


図 3-9. 近傍界の可視化の様子

表 3-3. 近傍界の可視化に使用する追加の装置

名称	メーカー	型名
カメラ	森田テック	WM9500
分離機	森田テック	WM9500
プローブ	ETS Lindgren	7405
PC	ASUS	-

#### (2) 正面からの可視化による発生源の絞り込み

アンテナ側から撮影された放射ノイズの評価システムを図 3-10 に記載する。放射ノイズを評価した時と同様に三相四線の入力ケーブル、三相ダイオードブリッジ、平滑コンデンサ、DIPIPM 付きインバータ基板、出力ケーブル、誘導モータが接続されている。そして、30MHz から 100MHz までの強度に応じてカラーリングをした結果を図 3-11 に示しており、実像と測定結果を重ね合わせることで近傍磁界の強度を比較することができる。

図 3-11 の最大強度を示す場所が A 点であり、DIPIPM 付き基板と平滑コンデンサ等で構成される部位ということがわかる。そのほかの点の代表として B 点を示している。A 点と B 点のプロファイルを図 3-12 に示しており、これらより DIPIPM のある PCB の周囲の領域が最もノイズが高いことがわかる。

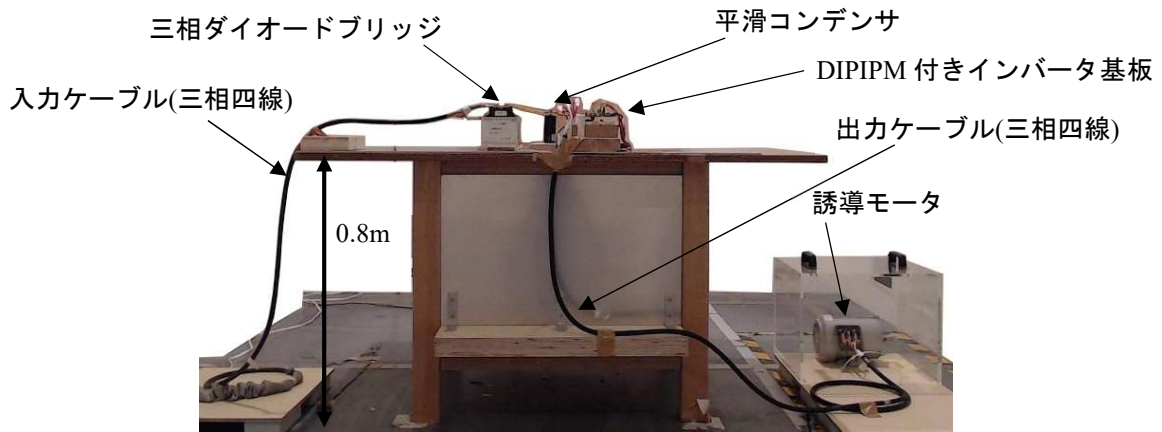


図 3-10. 測定システムの写真(正面)

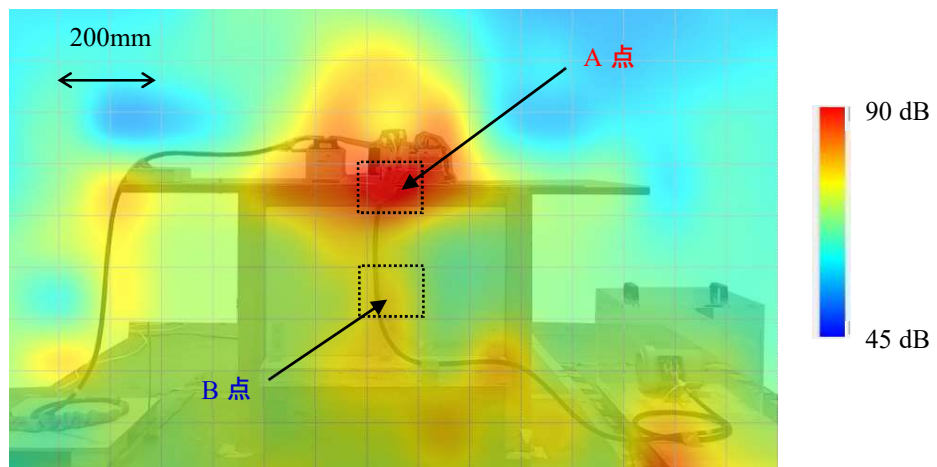


図 3-11. 近傍界の可視化結果(正面)

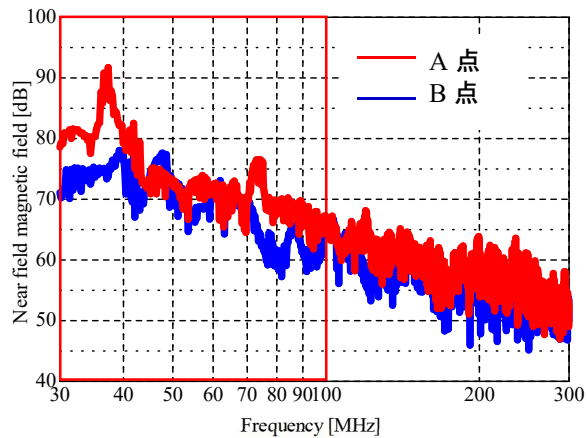
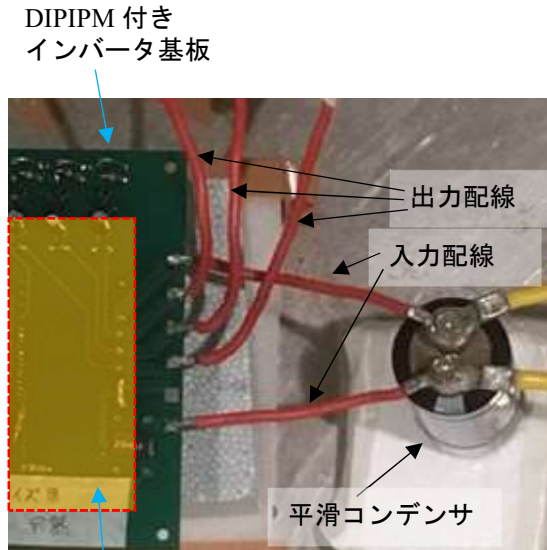


図 3-12. プロファイルの代表例(赤枠が可視化の範囲)

(3) 上面からの可視化による発生源の絞り込み

前述の(2)にてインバータ基板近傍の磁界が高いことから、評価システムの上面からの可視化による支配的な発生源の絞り込みを行う。平滑コンデンサ、DIPIPM 付き基板及び三相モータへの出力配線の写真を図 3-13 に記載する。前述の(2)と同様に図 3-14 に 30MHz から 100MHz までの強度に応じた断面の可視化結果を示している。最高強度を示す場所が A 点であり、そのほかの点の代表例として B 点を示しており、図 3-15 にそのプロファイルを示す。このことから DIPIPM と平滑コンデンサをつなぐ配線の領域が最もノイズが高いことがわかる。上記のことからインバータとしての発生場所が平滑コンデンサとインバータをつなぐ配線から発生していることがわかる。



DIPIPM は基板の背面に位置している

図 3-13. 測定システムの写真(上面)

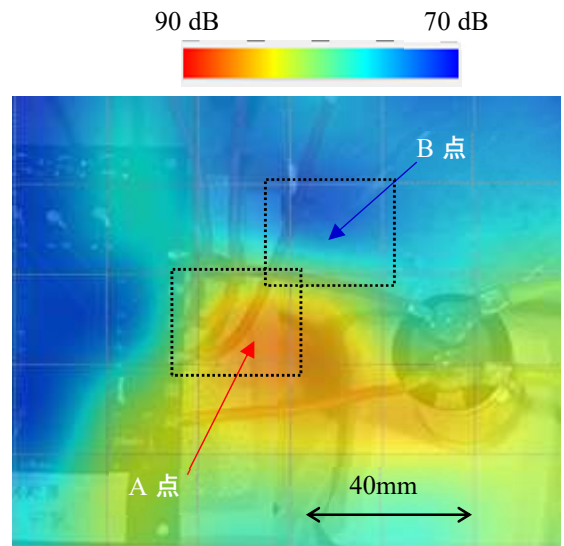


図 3-14. 被測定システムの写真(上面)

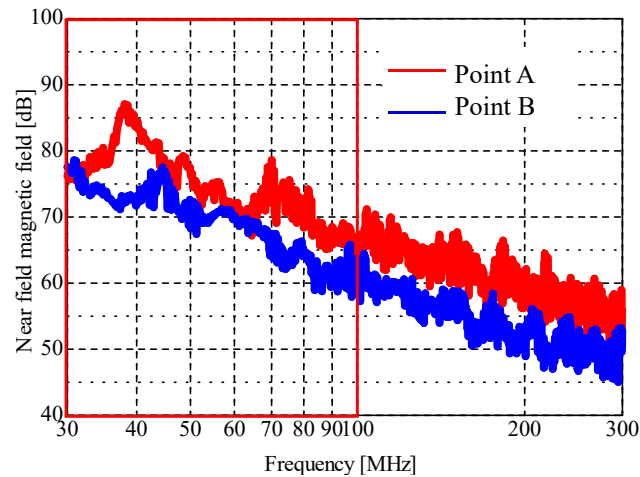


図 3-15. プロファイルの代表例(赤枠が可視化の範囲)

### 3-3. 発生タイミングと出力電流

次に発生タイミングと出力電流の関係について調査を行う。三相出力電流とアンテナからの放射ノイズ信号 (Radiated Noise Signal、RNS)をオシロスコープで測定した結果を図 3-16 に示す。青、赤、緑の線はそれぞれ U、V、W 相のモータへの出力電流であり、黄は RNS である。RNS はオシロスコープにて 50Ω で受信している。ポイント A、B、C に示すように、U、V、W の電流が 0A をちょうど超えたときに、RNS に周期的な高ノイズ信号があることが示されている。例えば、ポイント A にて PWM 信号、出力電流および RNS が拡大されて図 3-17 に示され。図 3-16 は、ローサイド U 相(UN)の信号が入力された後に、UN 側の IGBT が 0A でターンオンされ、駆動遅延時間後に RNS が発生したことを示している。したがって、インバータのスイッチング動作と電流とのタイミングに関連があることが示された。

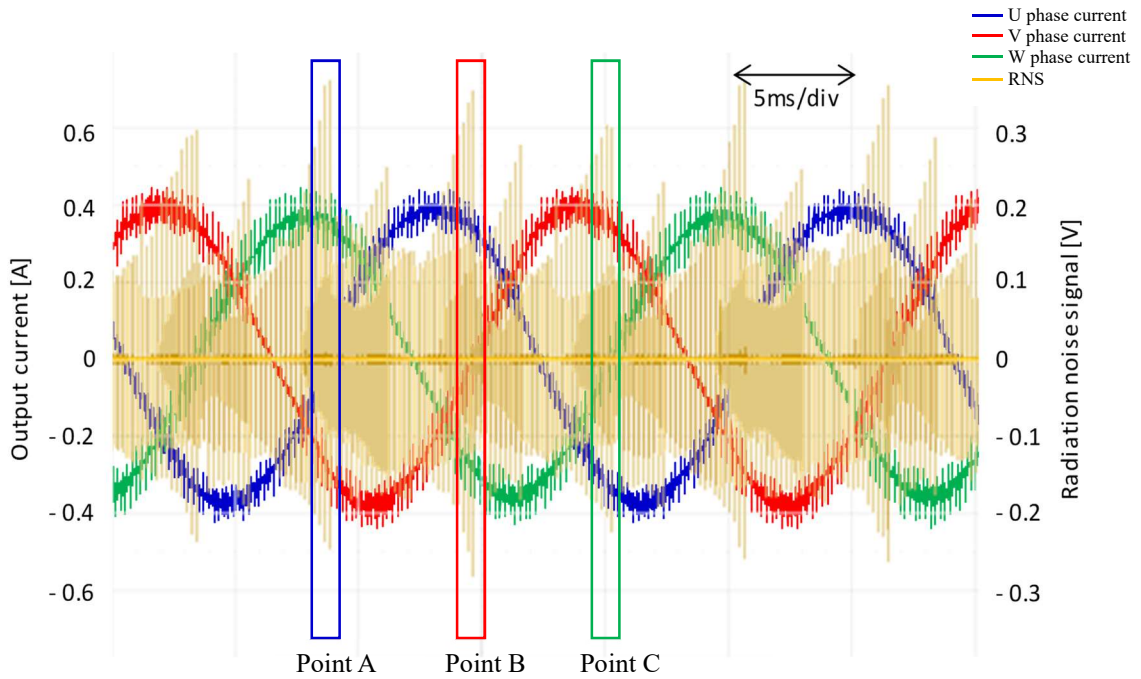


図 3-16. 放射ノイズと三相モータ電流との関係

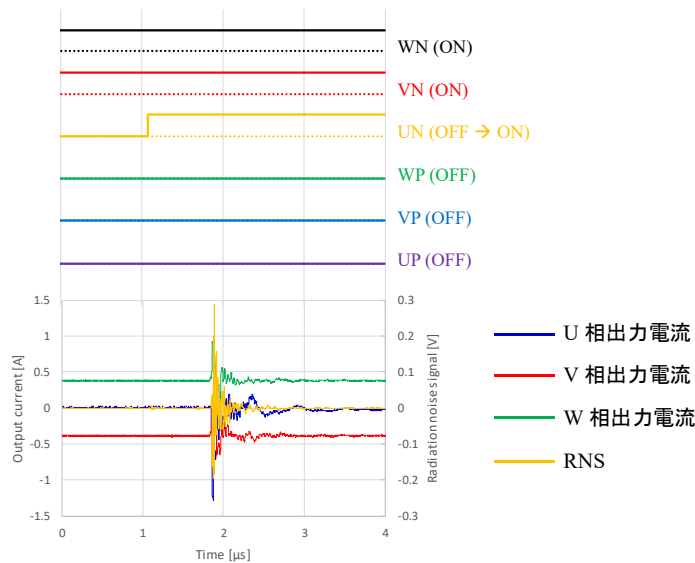


図 3-17. point A の拡大図

#### 4. ハーフブリッジ回路による発生タイミングの特定と電流依存性

前節までに DIPIPM を用いてモータ駆動中の放射ノイズの発生場所、発生タイミング及び電流依存性の可能性が示された。しかし、DIPIPM はその回路構成及び筐体の構造のために複雑であり、簡易化させて考慮するためにハーフブリッジにて解析をすすめることが望ましい。そこで、ハーフブリッジ回路による評価システムを構築し、その評価システムについて説明したのちに解析方法について記載する。

##### 4-1. 測定回路と高周波モデル

図 3-18 にハーフブリッジ(Device Under TEST、DUT)の写真を記載している。端子は右下から P、O、N であり、P と N には高圧電源と 470 $\mu$ F の平滑コンデンサが接続され、O と P の間には 3mH の誘導負荷が接続される。右上の端子から、G1、E1、G2 であり、G1 はハイサイドのゲート端子、E1 はハイサイドのエミッタ端子、G2 はローサイドのゲート端子である。E1 はケルビン接続である。E1 と G2 はその端子間がはんだで接続されており、G2 と N 間にゲート駆動回路が接続されている。ゲート駆動回路は、駆動回路ではターンオン時の急峻な電流の注入を抑制するために PNP-NPN ペアの二段とそれらの間の MOSFET と、ターンオンとターンオフの抵抗値を変更するためにダイオードを搭載している。電波暗室での充電配線を外した測定システムの写真を図 3-19 に示しており、アンテナは 3m 離れた位置に垂直に、そして高さ 1m で配置されている。測定はローサイドの電流( $i_L$ )、ローサイドのコレクタ-エミッタ間電圧( $v_{CE}$ )、ローサイドのゲート-エミッタ間電圧( $v_{GE}$ )、ゲート電流( $i_G$ )、アンテナからの信号(RNS)を測定している。電圧プローブのソケットは DUT にはんだ付けされている。

パワー側の測定システムの高周波における解析結果を図 3-20 に記載している。ハーフブリッジ回路は Ansys 社製の Q3D による自己インダクタンスを解析した結果であり、DIPIPM と比較して寄生インダクタンスが数 nH 程度大きい程度であるため今後このハーフブリッジ回路を用いて評価をすすめることは妥当であることがわかる。そして、誘導負荷及び平滑コンデンサと電源回路はインピーダンスアナライザで解析した結果が記載されている。

誘導負荷は 3mH を利用しているが、所望の電流値が 1A 以下となる場合には 15mH を二つ直列接続して用いる。高周波のインピーダンス測定結果とその等価回路を表 3-4 にまとめており、以降の評価では本システムを用いる。

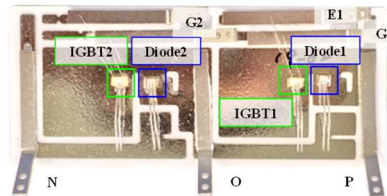


図 3-18. DUT(ハーフブリッジ回路)の写真

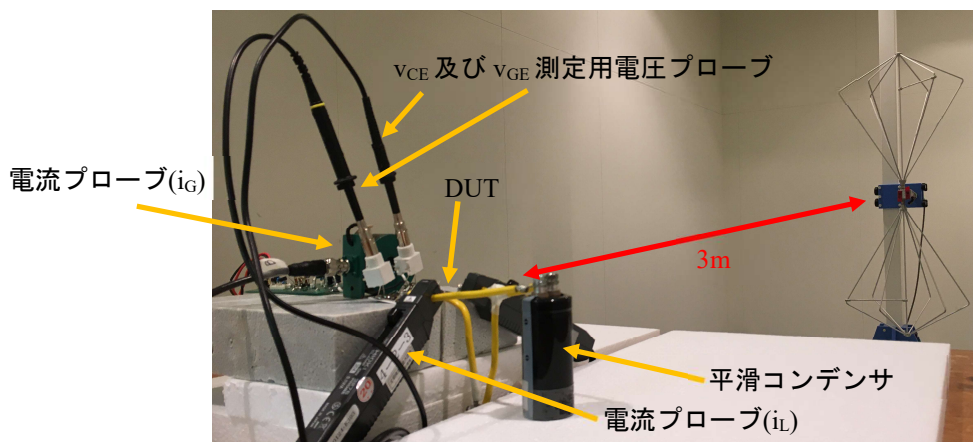


図 3-19. ハーフブリッジ回路での測定システムの回路(誘導負荷は机の下にシールドして配置)

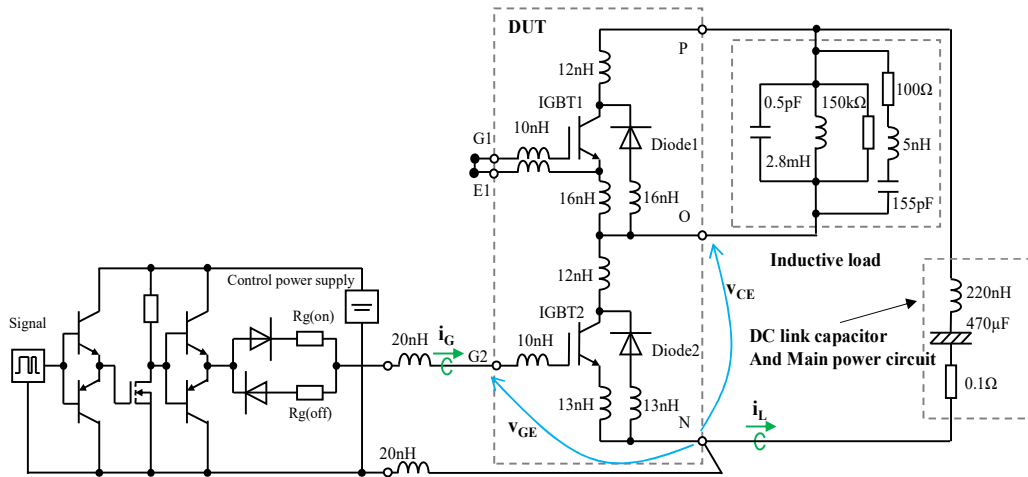


図 3-20. ハーフブリッジ回路での測定システムの回路

表 3-4. 誘導負荷及び平滑コンデンサのインピーダンス及び等価回路

インピーダンスの実測及び解析結果	等価回路
<p style="text-align: center;">誘導負荷(3mH)</p>	
<p style="text-align: center;">誘導負荷(15mH)</p>	
<p style="text-align: center;">平滑コンデンサ</p>	<p style="text-align: right;">※配線はそれぞれ 50nH としている</p>

#### 4-2. 拡張ダブルパルス試験の提案

過去の文献にもあるように放射ノイズの発生タイミングを特定するために誘導負荷を使用したダブルパルス試験を利用及び改良した。[97][100] 提案する拡張ダブルパルス試験は電波暗室内でダブルパルス試験をすることで、スイッチング特性として通常の評価対象となる項目のコレクタとエミッタ間の電圧 ( $v_{CE}$ )、導通電流 ( $i_L$ )、ゲート電圧 ( $v_{GE}$ )、ゲート電流 ( $i_G$ ) にアンテナから直接  $50\Omega$  で受けた RNS を測定することで発生タイミングとその強度を測定し、周波数軸上の情報に変換することで任意の期間の放射ノイズの特性を比較するという方法である。RNS とその他の情報の時間情報を同一タイミングで考えるためには電磁ポテンシャルでの空間を媒介とする電磁波の速度による遅れとアンテナで受信した信号が変換されケーブルを通じてオシロスコープで受信されるまでの遅れ時間を差し引く必要がある。前者は  $3m$  のため光速を約  $3 \times 10^8 m/s$  として約  $10ns$  の遅れがあり、ケーブルを伝搬する時間は実測することで計測でき、 $10m$ 、 $50\Omega$ 、N タイプコネクタのケーブルは実測で約  $55ns$  の遅れがあるためタイミングを一致させるためにはこの点を考慮する必要がある。

#### 4-3. 拡張ダブルパルス試験を用いた評価

代表的に  $0A$  における波形を表 3-5 に示す。上段はゲート-エミッタ間電圧 ( $v_{GE}$ ) とゲート電流 ( $i_G$ )、中段はコレクタ-エミッタ間電圧 ( $v_{CE}$ ) とローサイドの伝導電流 ( $i_L$ )、下段に放射ノイズ信号 (Radiated Noise Signal、RNS) を記載している。時間をそろえて記載したほうが理解しやすいため縦長に記載している。表 3-5 から、緑の点線が示すように放射ノイズはミラー領域に入り始めた瞬間に発生し始めたことが確認できた。

また、 $0A$  以外の電流における RNS の変遷を調査するために、ダブルパルス試験により得られた RNS をこの期間で FFT 処理し、 $30MHz$  から  $300MHz$  までのプロファイル RNS と出力電流の依存関係を図 3-20 に示している。この図 3-21 はアンテナ係数を含んでおり、導通電流は  $0$ 、 $0.6$ 、 $1$ 、 $6$ 、 $15A$  の 5 つであり、ターンオンに関して掲載している。図 3-21 の結果から  $0A$  における RNS が最も高かったことを示している。

図 3-22 は規格化された  $dv_{CE}/dt$  と電流の依存関係と規格化された  $E_{on}$  と電流の依存関係を示している。この関係から  $0A$  での  $dv_{CE}/dt$  が最も高かったことを示しており、結果としてこれが高放射ノイズの原因の一つと推定した。

この拡張ダブルパルス試験に関してさらなる検討を重ね、デバイスの最適化に至る過程にて使用した結果を第四章で詳しく説明する。

表 3-5.

拡張ダブルパルス試験による波形 ( $0A$ )

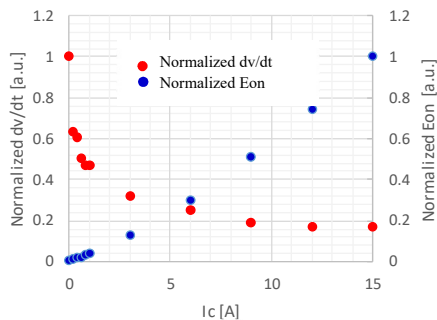
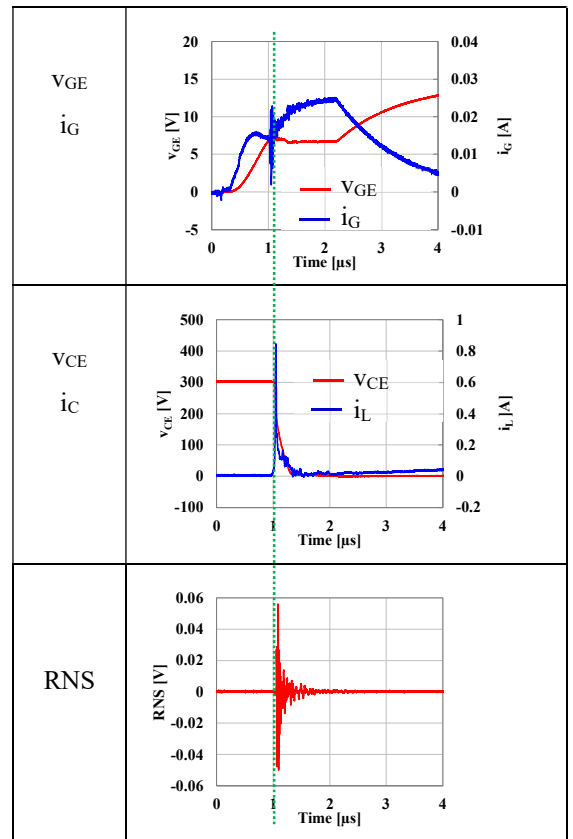


図 3-22.  $dv_{CE}/dt$  と  $E_{on}$  の電流依存性(規格化済)

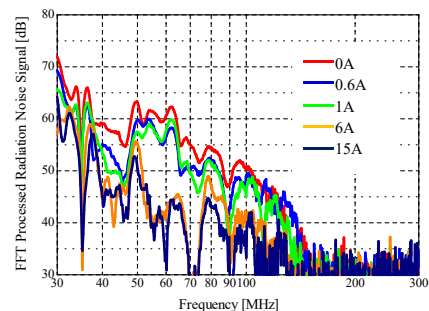


図 3-21. FFT 処理された RNS の電流依存性

5. 搭載素子の以外による伝導ノイズの把握

CISPR16 の基準に従って電波暗室内に配置された伝導ノイズ評価システムを図 3-23 に記載する。放射ノイズの評価で使用した機器及び備品であり、異なるのは LISN/AMN である。三相電源と入力ケーブルの間に挿入し、測定した結果は 50Ω 出力から BNC ケーブル及びフィルタ(ローデシュワルツ製、EZ-25 150kHz)を介してスペクトラムアナライザと接続する。インバータ基板には DIPIPM が接続され、交換することで DIPIPM の違いを 150kHz から 30MHz の周波数にて尖頭値にて評価をする。

評価条件は放射ノイズと同じであり、平滑コンデンサにかかる DC リンク電圧が 300V になるように三相 AC 電源の電圧を調整し、制御電源を 15V、キャリア周波数は 5kHz、デッドタイムを 3μs として駆動させる。誘導モータは無負荷で三相正弦波変調の V/f 制御であるため、出力の電気角周波数は 60Hz として、負荷である三相誘導モータへの入力電流は 0.3Arms となった。

伝導ノイズ評価結果を図 3-24 に記載する。ノイズフロアが 60dBμV にあり、約 3MHz から差異が発生しはじめ、約 10MHz まで以降にて明確な有意差が認められ、特に 26MHz にて PSS15S92F6 が一番高く、75dBμV であり、PS219B4 は 72dBμV、PS2196 は 66dBμV が確認できた。

伝導ノイズに関しては CSTBT の SPICE モデルとともに第 5 章にて詳しく述べる。

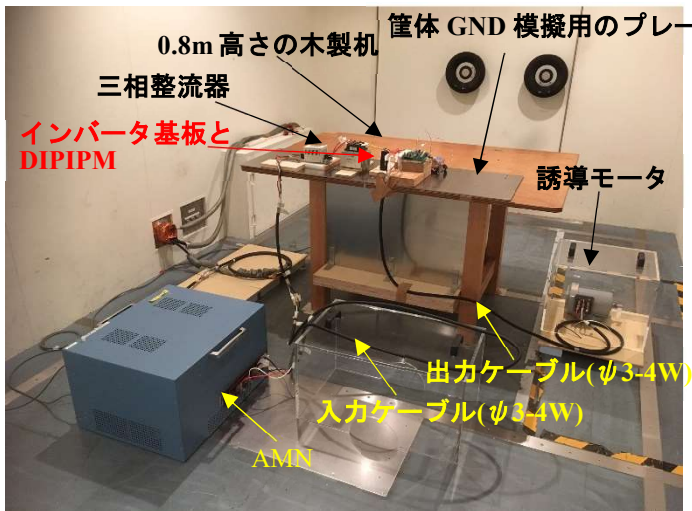


図 3-23. 伝導ノイズ評価システム

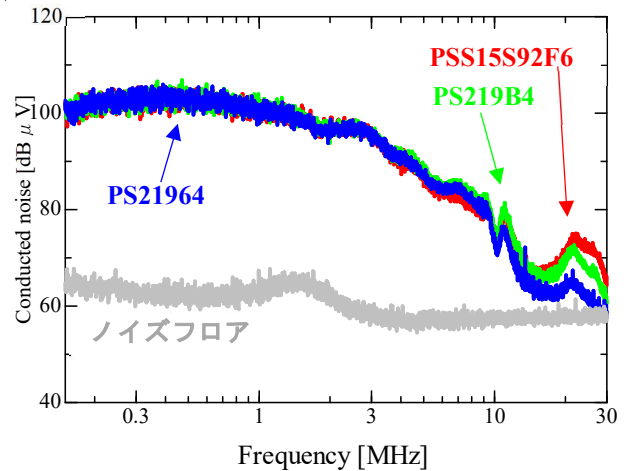


図 3-24. 伝導ノイズ評価結果



## 6. まとめ

本章にて次章以降に続く基本的な下記の内容を確認した。

### (1) 搭載素子による放射ノイズの有意差の把握

基本的な放射ノイズの評価環境・方法の確認をもとに実際の測定を行った。使用したサンプルは超小型 DIIPM Ver.4、Ver.5、Ver.6 であり、基本的には素子の違いであるため、そのスイッチング素子の構造による放射ノイズの有意差を確認できた。また、VCCI 認証サイトにおける測定をすることで測定サイト間の差異が少ないため、簡易電波暗室にて尖頭値での比較が可能であることが確認できた。さらにハイトパターンと指向性によりアンテナの高さ及び向きが固定であっても尖塔値の評価が可能であることも確認できた。

### (2) インバータ動作中の電流依存性の発見と発生源の特定

インバータ動作における放射ノイズの発生タイミングを時間ドメインの評価により低電流にて主に発生していることを突き止め、電流依存性があることをつかんだ。そして、発生場所を正面及び上面からの近傍磁界の測定により DC リンクの配線と基板により囲まれた部位から発することを特定した。

### (3) 拡張ダブルパルス試験の提案

過去の文献を参考に次章に続く放射ノイズをダブルパルス試験による特性の一つとして含める拡張ダブルパルス試験を考案し、ハーフブリッジ回路に適用して放射ノイズの電流依存性の把握が可能であることを提案した。

### (4) 搭載素子による伝導ノイズの有意差の把握

基本的な伝導ノイズの評価環境・方法の確認をもとに、実際の測定を超小型 DIIPM の素子の違いによる放射ノイズの有意差を確認した。

## 第四章 拡張ダブルパルス試験と ガボールウェーブレット変換による CSD の依存性解析

第三章にてハーフブリッジ回路における拡張ダブルパルス試験を提案した。本章ではその試験方法により放射ノイズとして検出される電界がスイッチング時の電流のふるまいに依存することを説明し、受信した信号を電流及び電圧の波形と時間軸を合わせることにより関係するスイッチング素子の構造を特定する。そのために時間-周波数解析の手法であるフーリエ変換とウェーブレット変換の具体的な利用について説明し、また、IGBT/CSTBT の構造と特徴を示し、ターンオンとターンオフにおける放射ノイズのふるまいについて測定結果を説明した後に、損失と放射ノイズがモータ駆動にて両方が最小となる状態を見出したので記載する。

### 1. 波形の有する高調波成分

波形の有する高調波成分について、ある期間にて任意の窓関数を用いて周波数変換をするファストフーリエ変換(Fast Fourier Transform、FFT)と時間-周波数変換の一つの方法であるガボールウェーブレット変換(Gabor Wavelet Transform、GWT)を利用して紹介する。※付録 B にフーリエ変換からガボールウェーブレット変換に関して記載しており、参照いただきたい。

#### 1-1. ファストフーリエ変換

代表例として直線的に変化する波形を図 4-1 に記載する。この波形は周期が  $T$ 、振幅が  $V_o$ 、立ち上がり時間が  $\tau_r$ 、立下り時間が  $\tau_f$  であり、 $V_o/2$  以上の期間が  $\tau$  の場合、0dB/decade、-20dB/decade、-40dB/decade と減衰していき、 $\tau_r = \tau_f$  の場合には変曲点となる周波数は  $1/\pi\tau_r$  及び  $1/\pi\tau_f$  とそれぞれ記載できる。

立ち上がり及び立下りが線形的に変化する波形と余弦波的に変化する波形である二種類について紹介する。立ち上がりの部位を拡大して図 4-2 に記載しており、前者の線形的な波形では  $V_o = 10V$ 、 $T = 8\mu s$ 、 $\tau_r = 4\mu s$ 、 $\tau_r = \tau_f = 0.2\mu s$  の場合、10%-90%の  $dv/dt$  は  $50V/\mu s$  である。そして後者の余弦波的な波形では立ち上がり及び立下りの時間を同じにしているため、10%-90%の  $dv/dt$  は  $67.5V/\mu s$  であり、最大値は  $0.2\mu s$  にて  $78.5V/\mu s$  である。ガウシアン窓関数を用いて FFT をすると図 4-3 のようになり、余弦波の場合 -40dB/decade ではなく、-60dB/decade が出現し、急激に減衰することがわかる。このことから、一般的に一次微分値が注目されていたが、スイッチング周期の 100 倍程度高い周波数域を検討する場合には波形の滑らかさに着目していく必要があるということがいえる。

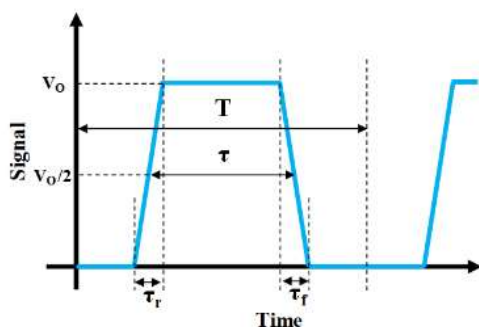


図 4-1. 直線的に変化する波形の概略

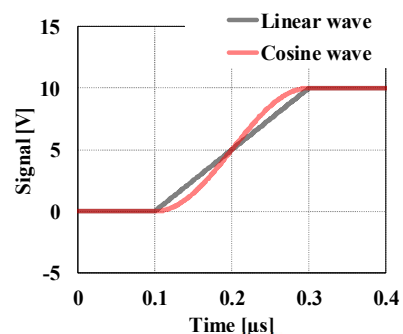


図 4-2. 立ち上がり波形

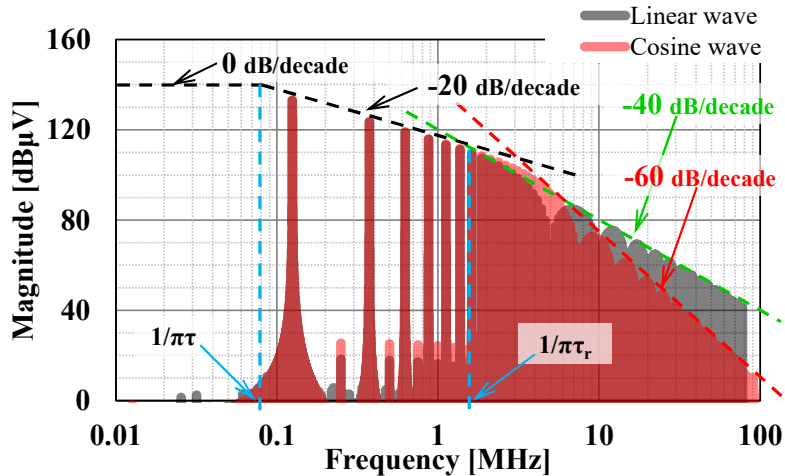


図 4-3. FFT 波形(灰色：線形波形、赤色：余弦波形)

### 1-2. ガボールウェーブレット変換

線形的な波形の立ち上がり部分に関して GWT 処理をしたマップをそれぞれ線形と余弦について図 4-4(a)と(b)に示す。信号は図 4-2 の場合と同様の条件であり、信号は  $0\mu\text{s}$  から  $0.4\mu\text{s}$  まで  $0\text{V}$  で、 $0.4\mu\text{s}$  から  $0.6\mu\text{s}$  までに  $10\text{V}$  に上昇し、その後は  $10\text{V}$  を維持するという波形である。GWT により処理されたマップは、対数軸上に  $4\text{MHz}$  から  $128\text{MHz}$  までの周波数上に記載されており、 $-40\text{dB}$  から  $20\text{dB}$  まで  $6\text{dB}$  ステップで色付けされている。

GWT により、線形的に変化する波形の場合では、 $0.5\mu\text{s}$  での立ち上がりの中心が約  $8\text{MHz}$  まで支配的であったにもかかわらず、 $0.4\mu\text{s}$  の立ち上がりの開始と  $0.8\mu\text{s}$  の立ち上がりの完了の 2 つの変曲点で  $8\text{MHz}$  以上では支配性を観察できる。余弦波的に変化する波形の場合では、図 4-4(b)に示すように  $0.5\mu\text{s}$  での立ち上がりの中心が約  $10\text{MHz}$  まで支配的であり、 $0.4\mu\text{s}$  と  $0.6\mu\text{s}$  での 2 つの変曲点は約  $10\text{MHz}$  以上で支配的であるが、約  $32\text{MHz}$  では  $-40\text{dB}$  未満に減衰したことがわかる。

したがって、時間軸情報が消去される FFT ではなく、特定の波形部分に関して周波数解析するには GWT が適していると言える。また、スムーズに接続された波形が高調波を低減できることを示すこともここからいえる。

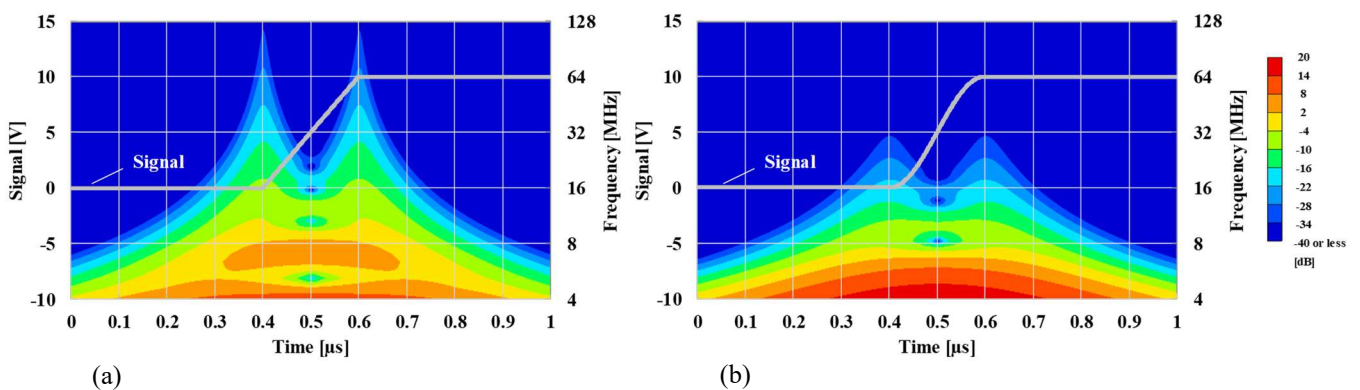


図 4-4 GWT されたマップ (a) 線形的な波形 (b) 余弦波的な波形

## 2. 電磁ポテンシャルによる電流が形成する電界とアンテナで受信する信号の関係

電磁界はケーブルを流れる電流により形成されるため、DC リンク配線と導通する電流が形成する電界とアンテナで受信する信号に関して以下に記載する。※付録 A に電磁ポテンシャルの導出に関して記載しており詳細はその付録を参照いただきたい。

### 2-1. 電流の形成する電界及び磁界

図 4-5 に示すように、y 軸上に線分  $dl$  があり、電流  $j$  が流れていると考える。x 軸上に距離  $R$  だけ離れた点  $P$  に配置された直線状のアンテナが  $z$  軸と平行に、また、y 軸と垂直に配置されている。このとき極座標では  $P(R, \pi/2, 0)$  であるため、このときの  $(E, H)$  は極座標とその時の時刻  $t$  を用いて以下のように記述できる。

$$E(R, \pi/2, 0, t) = \frac{dl}{4\pi\epsilon} \left\{ \frac{1}{R^3} \int j(0, 0, 0, t-R/c) dt + \frac{1}{cR^2} j(0, 0, 0, t-R/c) + \frac{1}{c^2 R} \frac{\partial}{\partial t} j(0, 0, 0, t-R/c) \right\} e_\theta \quad (Eq.4-1)$$

$$H(R, \pi/2, 0, t) = \frac{dl}{4\pi} \left( \frac{j(0, 0, 0, t-R/c)}{R^2} + \frac{1}{cR} \frac{\partial j(0, 0, 0, t-R/c)}{\partial t} \right) e_\psi \quad (Eq.4-2)$$

ここで  $c$  は光速、 $\epsilon$  は空間における誘電率とする。したがって、アンテナにて検出される信号は、線分間を流れる電流によって形成され、 $R/c$  の時間遅れて検出した結果を出力することがわかる。

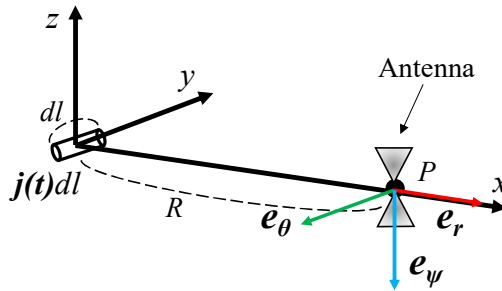


図 4-5 任意の線分に流れる電流が形成する点 P での電界

### 2-2. 電界強度の近似

上記 2-1 にて記述できた電界の式にて  $1/R^3$  に比例する項が静電界( $E_{Static}$ )、 $1/R^2$  に比例する項が誘導界( $E_{Ind}$ )、 $1/R$  に比例する項が放射界( $E_{Rad}$ )であり、微小時間内の電流の変化がその空間内で保存されている場合、つまり、ダブルパルス試験による電流の入出流量が平衡で微小と考えられ、平滑コンデンサに蓄積された総電荷量を  $Q$  とすると静電界( $E_{Static}$ )は以下のように記述できる。

$$E_{static} = \frac{1}{4\pi\epsilon} \frac{1}{R^3} \int I \left( t - \frac{R}{c} \right) dt \approx \frac{1}{4\pi\epsilon} \frac{Q}{R^2} \quad (Eq.4-3)$$

上記の式は時間情報を含んでおらず高周波での動作では無視できる。したがって、アンテナで検出する電界強度 ( $E_{Ant}$ ) は誘導界( $E_{Ind}$ ) と放射界( $E_{Rad}$ ) で表現でき、下記の式で記述できる。

$$E_{Ant} = E_{Ind} + E_{Rad} = \frac{dl}{4\pi\epsilon c R} \left[ \frac{1}{R} I \left( t - \frac{R}{c} \right) + \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} I \left( t - \frac{R}{c} \right) \right] \quad (Eq.4-4)$$

したがって、 $E_{Ant}$  と GWT 処理をした  $E_{Ant}(GWT-E_{Ant})$  の組と RNS と GWT 処理した RNS(GWT-RNS) の組で関係づけられる。

### 3. 評価対象と評価システム

#### 3-1. IGBT(CSTBT と CSTBT-0)

第二章の CSTBT にて紹介されたように CSTBT は図 4-6(a) のような構造をしており、下から P+ コレクタ層、N+ バッファ層、N- ドリフト層、CS 層、P+ ベース層、N+ エミッタ層である。CSTBT の特徴である CS 層を除去すると単純なトレンチゲートの IGBT と同じ構造となり、図 4-6(b) に示す構造となる。CS 層の高密度電子ドープ領域によるバルク抵抗が低いいため CSTBT-0 の特性よりも導通損失が低い。その有効単位面積あたりの  $I_C$ - $V_{CEsat}$  の特性を図 4-7 に示す。

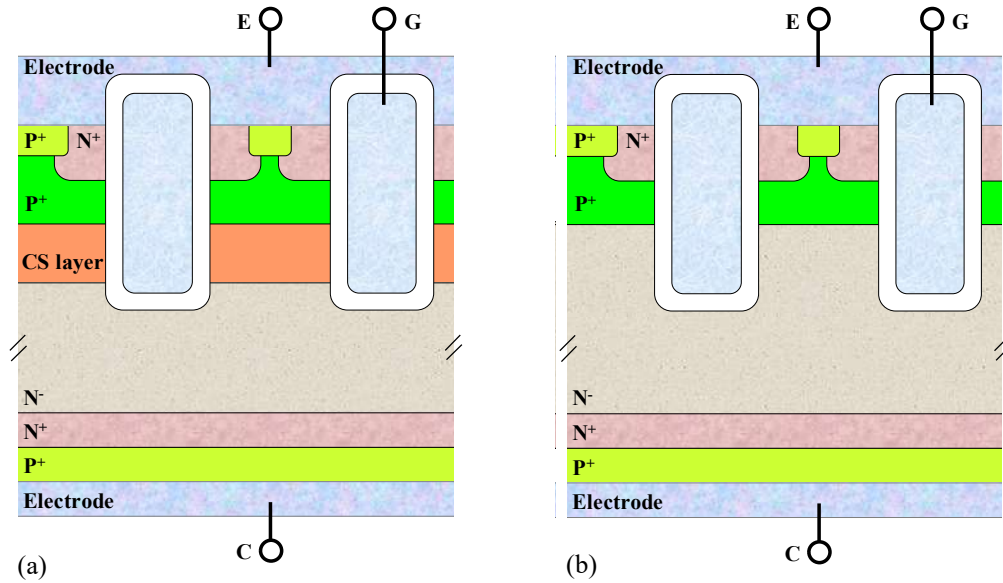


図 4-6. 素子の断面構造のイメージ図 (a) CSTBT、(b) CSTBT-0

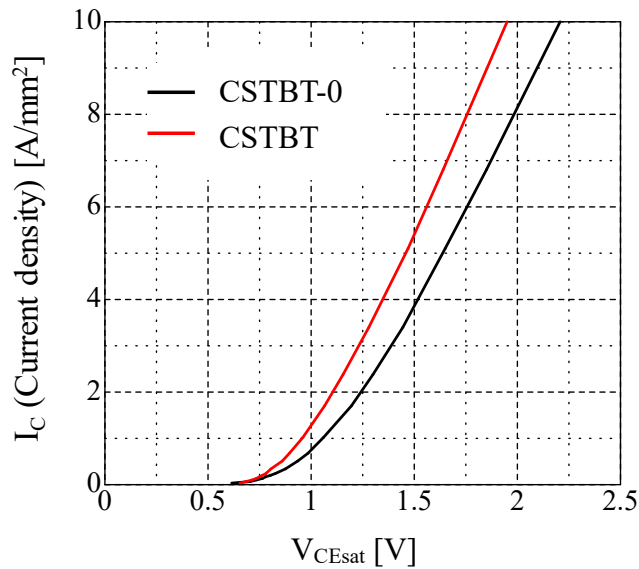


図 4-7.  $I_C$ - $V_{CEsat}$  の特性 (赤:CSTBT、黒:CSTBT-0)

### 3-2. 評価システム

第三章にて説明されたハーフブリッジ回路は三相フルブリッジの超小型 DIPIPM の構造よりも格段に簡素化されているが、並列接続によるスイッチング素子の出力容量やゲート-エミッタの容量の影響が考えられるため、スイッチング素子のみを考慮するために簡素化した回路での評価することが望ましい。そこで PiN ダイオードが 1 つ、スイッチング素子が 1 つで構成された回路で評価を行う。その回路を構成する要素である DUT(Device Under Test) の写真を図 4-8 に示す。

評価システムは第三章で説明されたシステムを利用し、DUT の少数第一位まで記載した自己インダクタンスを図 4-9 に示す。なお、DC リンクの配線の寄生インダクタンスは P 側及び N 側ともに 50nH であり、220nH に含まれて記載されている。ローサイドで検出された電流( $i_L$ )、ハイサイドで検出された電流( $i_H$ )、ゲート電流( $i_G$ )、コレクタ-エミッタ間の電圧( $v_{CE}$ )、ゲート電圧( $v_{GE}$ )、およびアンテナからの信号である放射ノイズ信号(RNS)は図 4-10 に示すように簡易電波暗室でのダブルパルス試験で同時に測定される。簡易電波暗室内の機器が放出する電磁波の検出を防ぐために電磁シールドされており、また、接触したプローブの一部は評価では回路と見なされている。

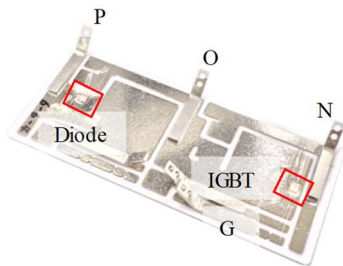


図 4-8. DUT(チョップ回路)の写真

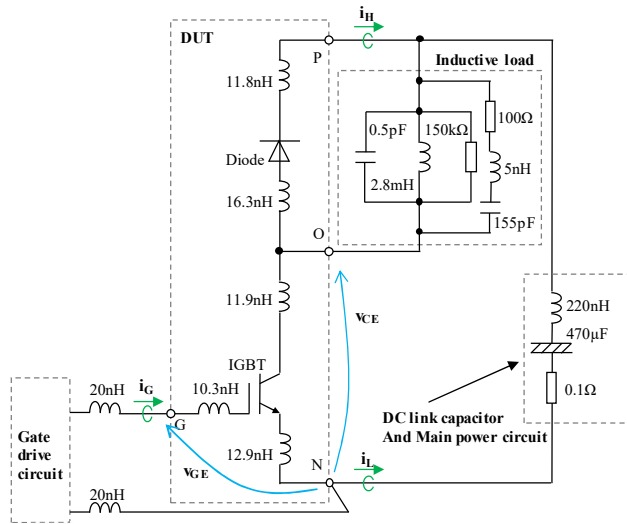


図 4-9. 評価システムの等価回路と測定箇所

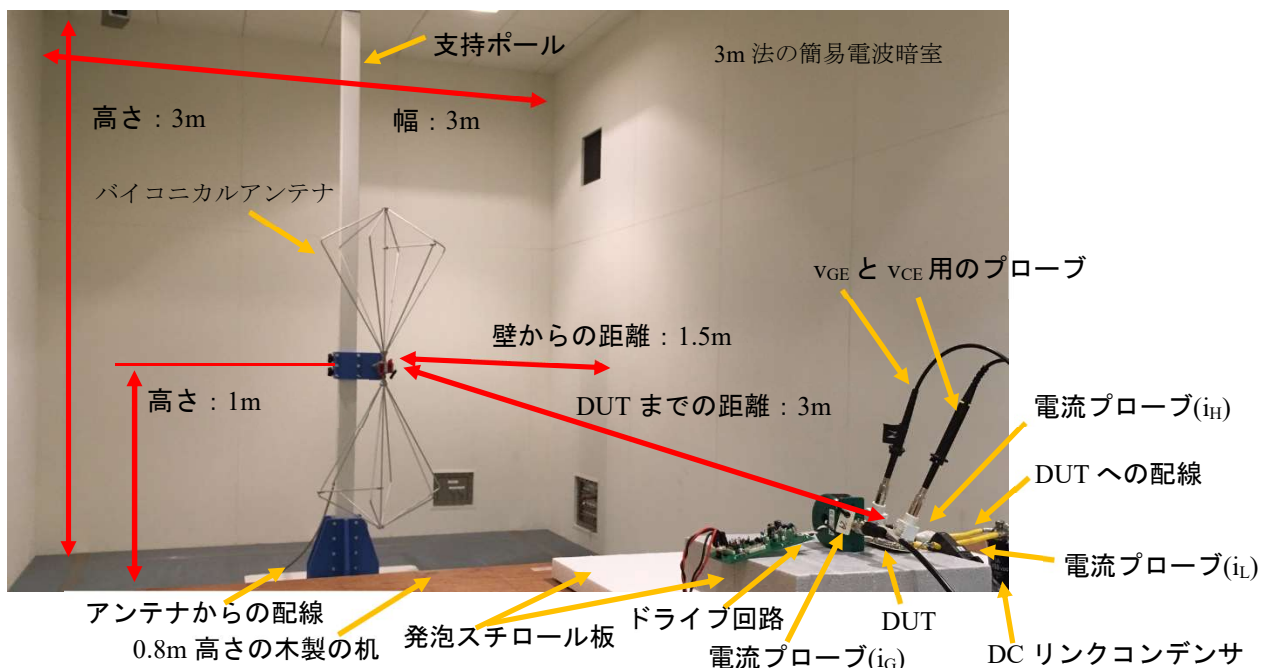


図 4-10. 簡易電波暗室内での RNS の測定概念図

### 3-3. 評価結果

誘導負荷によりダブルパルス試験が行われる。その時の導通電流が 15A であり、DC リンク電圧 ( $V_{DClink}$ ) が 300V において、CSTBT と CSTBT-0 の両方の素子に関してターンオンの波形を表 4-1 に記載する。波形は上段から  $i_G$  と  $v_{GE}$  の制御側の情報、次に  $i_L$ 、 $i_H$  と  $v_{CE}$  のパワー側の情報、中段はアンテナで受信した電圧波形である RNS、下段のマップは  $i_L$  と  $E_{Ant}$  の式から導出した計算値とガボールウェーブレット変換した  $E_{Ant}(GWT-E_{Ant})$ 、最後に RNS とガボールウェーブレット変換した  $RNS(GWT-RNS)$  を記載している。なお、一回の評価にて約 200 $\mu$ s 間導通させるため温度上昇は局所的には起こるが無視できる程度と考える。

#### (1) CSTBT-0 に関して

ゲート駆動回路にターンオン信号が入り約 0 $\mu$ s にて入力開始される。以降は第二章の CSTBT にて記載した通り  $T_2$  までは  $v_{CE}$  が高い期間であり  $i_G$  は  $C_{GE}$  の充電に使用される。その結果、 $i_G$  が供給され、 $v_{GE}$  が増加する。 $T_1$  にて、IGBT を流れる電流が導通し始め  $i_L$  として検出されると同時に、バイアスの変化によりダイオードを流れる電流が転流し始める。この期間中、 $v_{CE}$  は、DC リンクコンデンサと配線の寄生インダクタンス( $L_s$ )とそれらを通る電流の時間変化によって電圧降下が起こることで検出される。 $T_2$ 以降で活性領域から飽和領域への遷移が進行し、 $v_{CE}$  は  $V_{CEsat}$  に向かって減少する。このとき、 $C_{CG}$  の充電に  $i_G$  が使われミラー領域に入るため  $v_{CE}$  の電圧が下がっていき、それと同時にリカバリ動作により発生したサージ電流が緩和されていく。RNS に目を向けるとそのリカバリ動作におけるサージ電流が生じたタイミングで発生したことがわかる。

また、 $E_{Ant}$  と  $GWT-E_{Ant}$  ではリカバリ動作にて高調波の成分が強くなっていき 30MHz 付近にて -40dB を超える状態になりアンテナで放射ノイズを検出する可能性があることを示している。そのため  $GWT-RNS$  にてリカバリ動作にて高調波の放射ノイズが検出されたことがわかる。

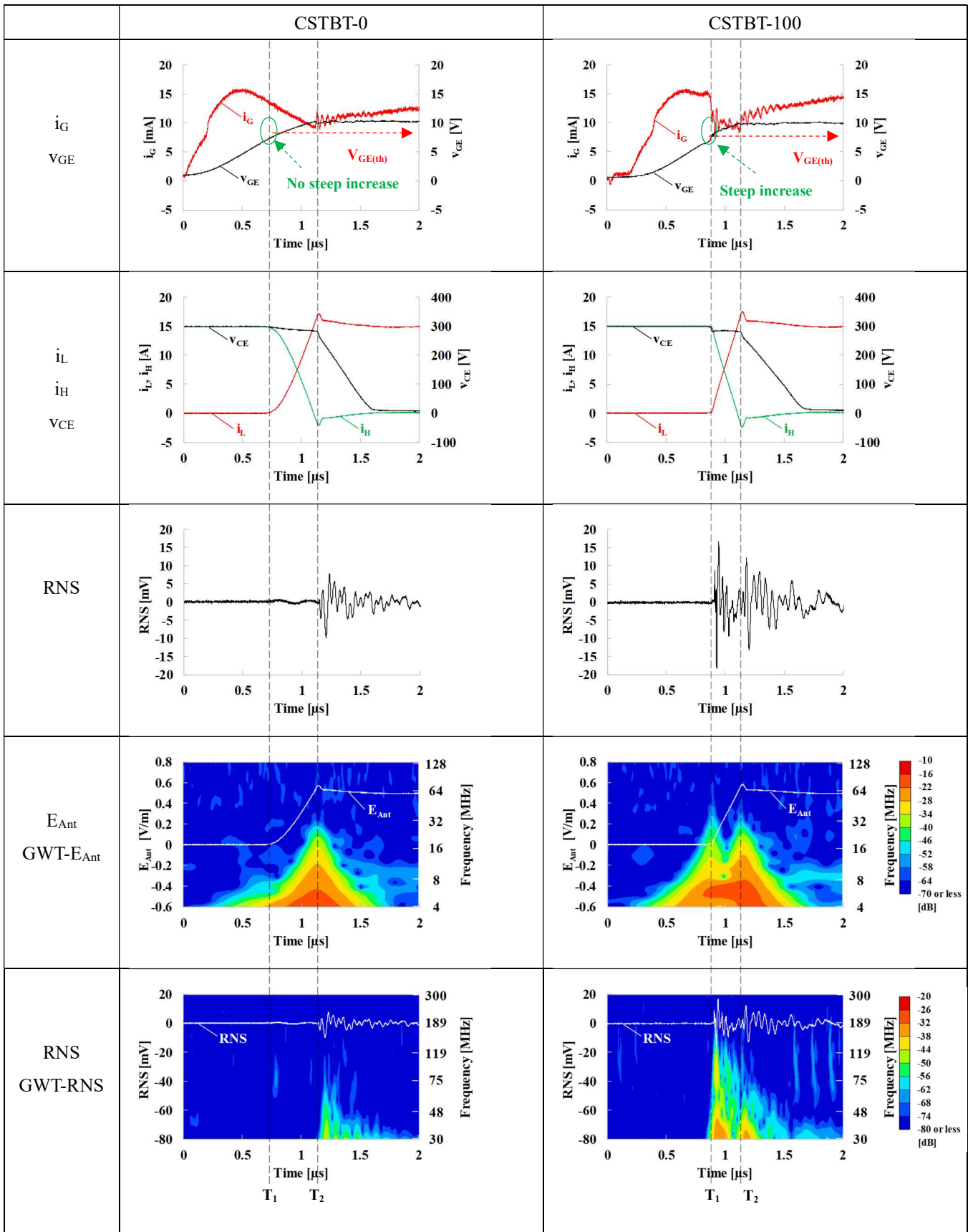
#### (2) CSTBT に関して

基本的には(1)の CSTBT-0 の動作と同じであるが、RNS を確認すると  $T_1$  のタイミングにて放射ノイズが検出されていることがわかる。これは  $T_1$  にてゲート電圧が  $V_{GE(th)}$  に入ったが、第二章の CSTBT にて述べたように CS 層におけるポテンシャルが高く、CS 層に正孔が蓄積され、ゲートにはその蓄積された分が等しく蓄積される。その時に CS 層の電位はフローティングであり、チャネルが開き始めた瞬間に CS 層の電位がエミッタ電位の基準を得るため、一気にゲートが開き、IGBT を流れる電流が導通し始め、 $i_L$  として検出されたと考えられる。また、その急峻な導通電流により、印加電圧から寄生インダクタンスと電流の時間変化分でコレクタ電位が急に減ったと考えられる。この  $E_{Ant}$  に  $i_L$  のふるまいを導入してマッピングすると表 4-1 の右側に記載の CSTBT のグラフのようになり、その通りに RNS で検出されたと考えられる。以降のリカバリ動作では CSTBT-0 と同様である。

ここで CSTBT と CSTBT-0 を比較すると CSTBT-0 では  $T_1$  では検出されずに  $T_2$  が支配的であったが、CSTBT では  $T_1$  が支配的であり、 $T_2$  のタイミングではその強度が低くなったことがわかる。

この正孔のふるまいは CSD と関係しており、さらに CSD を振り分けた同様の評価を実施する。振り分け量は上記 CSTBT を 100%(濃度 :  $6 \times 10^{12}$ )として 50%(濃度 :  $3 \times 10^{12}$ )と 166%(濃度 :  $1 \times 10^{13}$ )の二種類を準備し、この評価結果により原因が CSTBT であるか、CSTBT の濃度によるかが判断できる。

表 4-1. CSTBT-0 と CSTBT の波形





### (3) CSD を振り分けた CSTBT に関して

前記(2)の CSTBT の CSD を基準に 50%にしたサンプルと 66%増加したサンプルの二種を追加し、ここで CSD が低い素子から順に、CSTBT-0、CSTBT-50、CSTBT-100、および CSTBT-166 と呼ぶこととする。電流密度に換算した  $I_C$ - $V_{CEsat}$  の特性を図 4-9(a)に記載する。CSTBT-0 と比較し、CSD が増加することで導通損失が改善されていることがより確認できる。

拡張ダブルパルス試験により評価したスイッチング波形を表 4-2 に記載する。CSTBT-50 の動作は CSTBT-0 と同様に、 $E_{Ant}$  は  $T_2$  で優位であり、リカバリ動作中の中心である  $T_2$  で RNS が検出されたことがわかる。一方、CSTBT-166 の動作は CSTBT-100 と類似しており、 $E_{Ant}$  が  $T_1$  で優位であり、 $T_1$  での RNS が  $T_2$  よりも高く検出されたことがわかる。したがって、立ち上がり開始時のタイミングにて、CSTBT-100 と CSTBT-166 の場合、CSD によっては  $V_{GE(th)}$  に到達すると  $v_{GE}$  が急に上昇し、反して、CSTBT-0 と CSTBT-50 の場合は上昇がみられなかった。このゲートのステップアップ現象は、 $V_{GE(th)}$  に達するとチャネルが急速に開き、 $i_L$  も急速に伝導を開始したことを意味し、つまり、CS 層の有無ではなく、CSD の違いによる電流の立ち上がり方が異なることが要因であると言え、したがって、立ち上がり開始の動作と立ち上がり完了のリカバリ動作のどちらが支配的になるかというターンオン動作時の支配性の変移があるということがいえる。

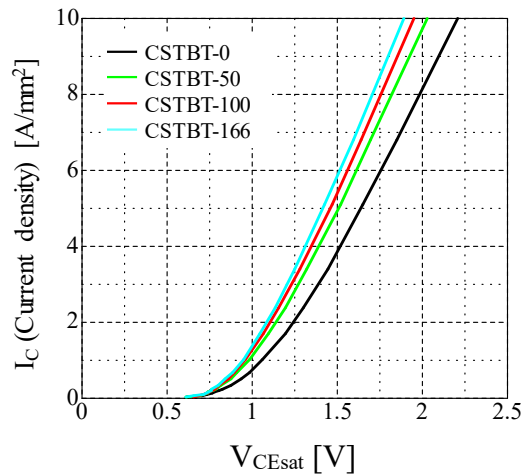
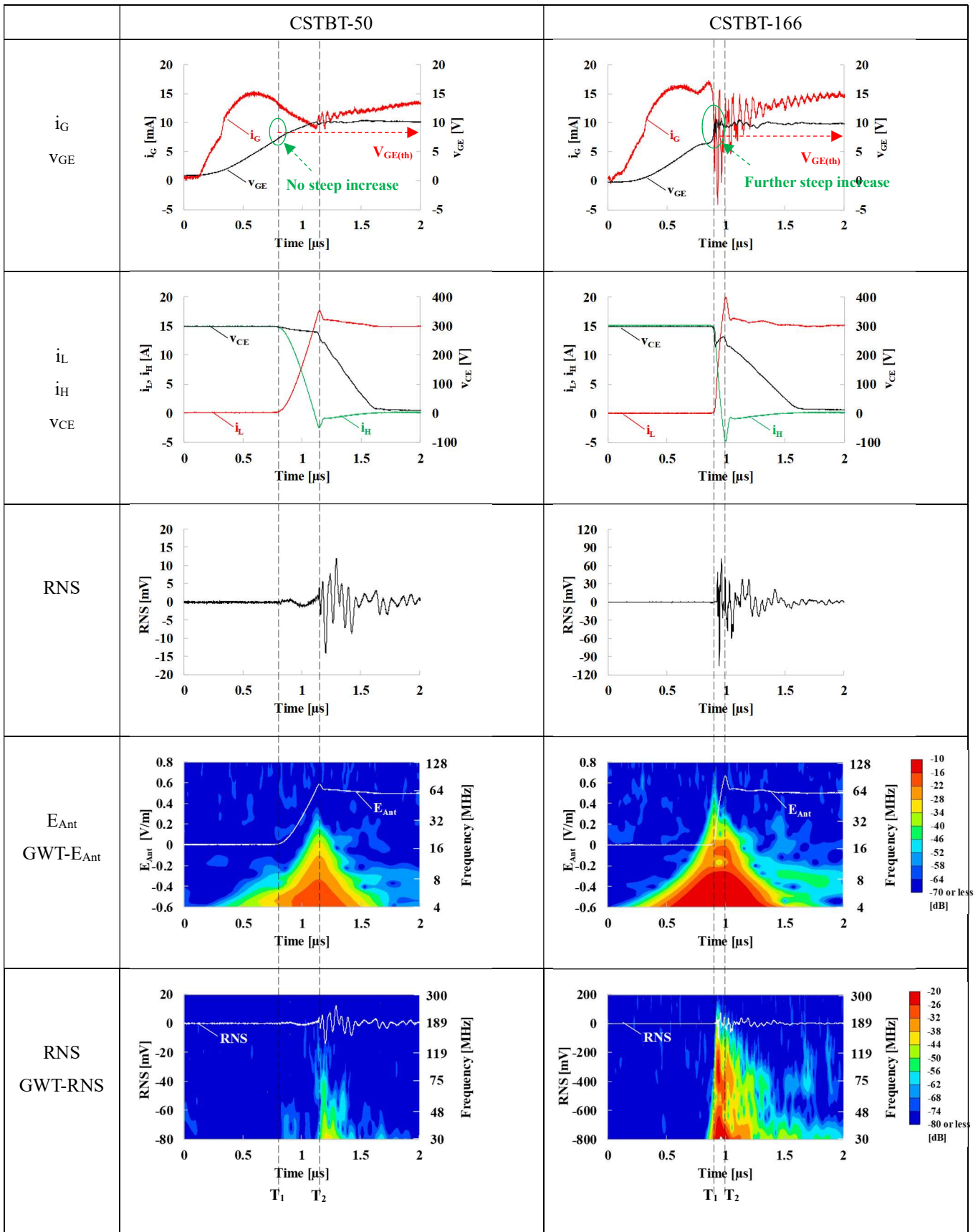


図 4-11.  $I_C$ - $V_{CEsat}$  の特性 (黒色:CSTBT-0、緑色:CSTBT-50、赤色:CSTBT-100、水色:CSTBT-166)

表 4-2. CSTBT-50 と CSTBT-166 の波形



(4) ステップアップ現象

このステップアップ現象について議論する。ターンオン動作時の  $v_{GE}$ 、導通電流、デバイス構造の関係を効果的に議論するために、図 4-12 に  $Q$ - $v_{GE}$  の関係を示す。この  $Q$  は  $i_G$  の時間積分された電荷量であり、CSTBT-0 と CSTBT-166 に関して記載されている。また、CSTBT に関する新しい表現を図 4-13 に示す。[64] [113]

CSTBT-0 の場合、 $i_G$  は主にゲート容量( $C_{GE}$ ) の充電に消費され、チャネルは  $V_{GE(th)}$  からゆっくりと開かれて  $v_{GE}$  はミラー領域に達する。CSTBT-166 の場合、 $i_G$  は  $C_{GE}$  だけでなく、CSD に依存する静電容量( $C_{CS}$ )も充電されたと解釈できる。その結果、図 4-12 に  $Q_X$  として示されているこの項は、図 4-13 に示すように  $C_{CS}$  と浮動電位( $V_{CS}$ )を乗算することで表すことができると考えられる。そして、 $v_{GE}$  は、チャネルのオープン開始と同時に急に上昇するため、図 4-12 のステップアップ電圧( $V_{UP}$ )が現れたと解釈できる。

放射ノイズまでのメカニズムは、ミラー領域に移行する瞬間に  $V_{GE(th)}$  から  $v_{GE}$  がステップアップし、そのチャネルの開き具合に応じて伝導電流も急激に増加したと推定しており、その結果、式(7)で説明した電界の放射ノイズが発生し、その高調波成分が検出された。したがって、安定した導通電流を得るためにゲート電圧を  $v_{GE}$  の急激な上昇がない状態に保つ構造であり、必要な低い静的特性を維持しながら、リカバリ動作中の放射ノイズよりも低くある状態というのが望ましいといえる。そして、今回の場合は CSTBT-50 がより優れた CSD である。

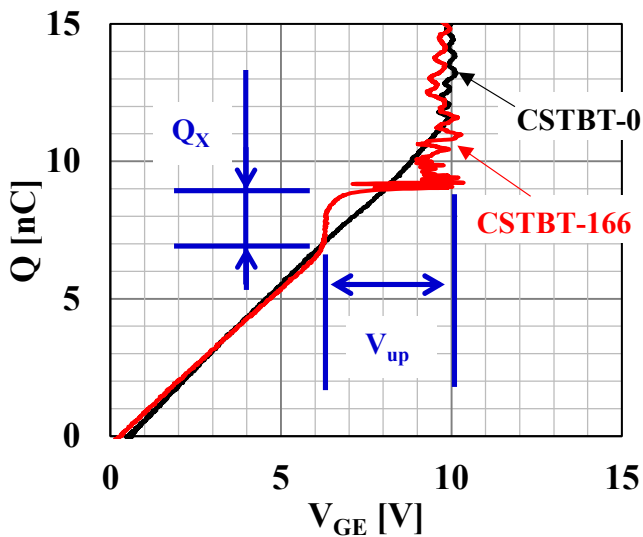


図 4-12.  $Q$ - $v_{GE}$  の特性 (赤:CSTBT-166、黒:CSTBT-0)

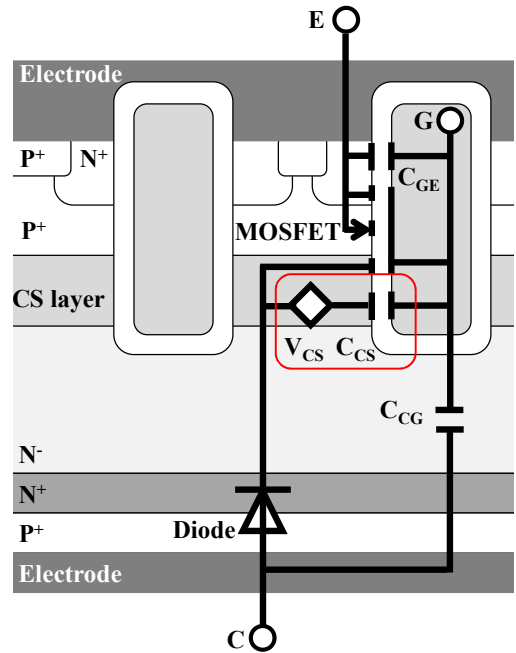


図 4-13. CSTBT の断面模式図と等価回路

#### 4. CSTBT の CSD を振り分けた際のターンオンとターンオフの関係調査結果

前節ではスイッチング素子自体の効果を評価するために最も簡素な IGBT が 1 つ、ダイオードが 1 つの回路で、ターンオンに関して解析し、放射ノイズの支配性の変化について説明した。次の段階では、実使用ではフルブリッジもしくは三相フルブリッジの回路であるため、次に簡単な回路であるハーフブリッジ回路にてターンオンとターンオフの放射ノイズを評価及び解析を行う。そして、その結果の確からしさを検証するために三相誘導モータを駆動させることによる妥当性の検証を行う。

##### 4-1. ハーフブリッジ回路における拡張ダブルパルス試験

第三章で用いた評価システムを用いて評価をする。評価サンプルは前節と同じ CSTBT-0、50、100、166 である。測定箇所は図 4-14 に記載のようにゲート-エミッタ間電圧( $v_{GE}$ )、ゲート電流( $i_G$ )、コレクタ-エミッタ間の電圧( $v_{CE}$ )、ローサイドの電流 ( $i_L$ )、ハイサイドの電流 ( $i_H$ ) および RNS である。RNS は、高速フーリエ変換(FFT)を利用し周波数依存性としてプロファイルが比較でき、また、ガボールウェーブレット変換(GWT)の後にも比較できる。GWT を任意の期間使用することで放射ノイズの放出の開始タイミングを、周波数を二次元の平面マップとして時間軸上で特定できる。FFT は受信開始の信号がゼロであり、終了する際の信号が対象とする周波数の期間でゼロである状態が続く際には境界点が対象となる周波数域で連続となるため、境界の不連続性による効果を排除できる。それらにより支配的なタイミングを分離できる。

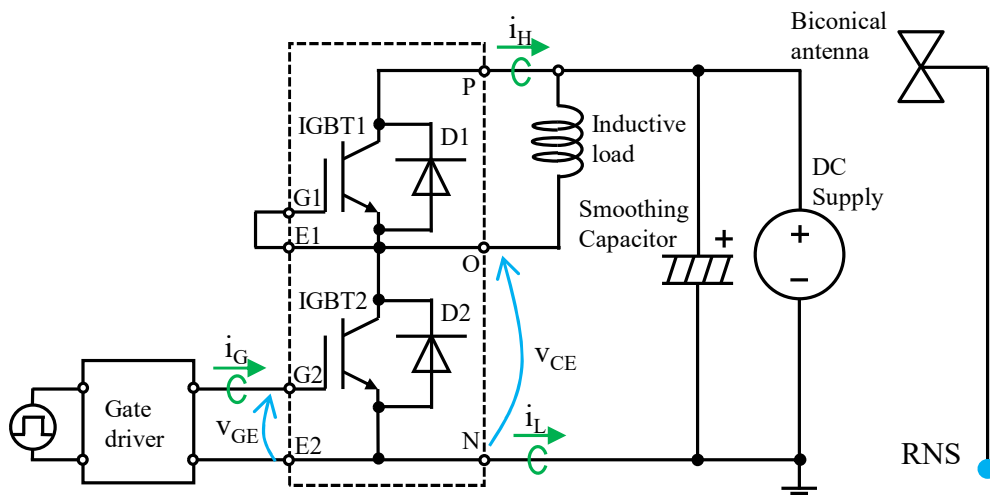


図 4-14. 測定回路のイメージ図

前述の通り評価対象の素子の定格は 600V/15A である。そこで代表的に DC リンク電圧が 300V、導通電流が 1A、制御電源が 15V、外部接続されたゲート抵抗  $R_{G(on)}$  と  $R_{G(off)}$  が  $100\Omega$  の場合の実際のスイッチング波形を表 4-3 に示す。さらに、表 4-3 には GWT-RNS を示し、また、ターンオンの場合は  $T_1$ 、オフの場合は  $T_2$  と  $T_3$  による分割線も含まれている。GWT-RNS によると、ターンオンにおける高い放射ノイズ発生のタイミングは、ダイオードから IGBT への電流の転流と  $v_{CE}$  が減少し始める  $T_1$  であった。ターンオフ時の高い放射ノイズ発生のタイミングは、IGBT からダイオードへの電流の整流と  $v_{CE}$  が DC リンク電圧への上昇し、完了するタイミングである  $T_3$  であった。 $T_2$  では、 $i_G$  による放射ノイズも検出された。

図 4-15 は、ファストフーリエ変換(FFT)の対象とする  $5\mu s$  の間に FFT 処理された RNS(FFT-RNS)を示しており、この結果はターンオン時の FFT-RNS がターンオフ時よりもピーク値で 6dB 高く、また約 200MHz まで広範囲に高いことを示している。したがって、1A ではターンオンが支配的であったと言える。

表 4-3. CSTBT-100 の 1A におけるターンオン及びターンオフ波形

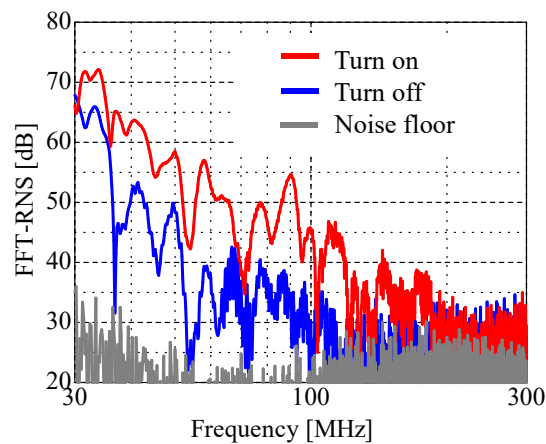
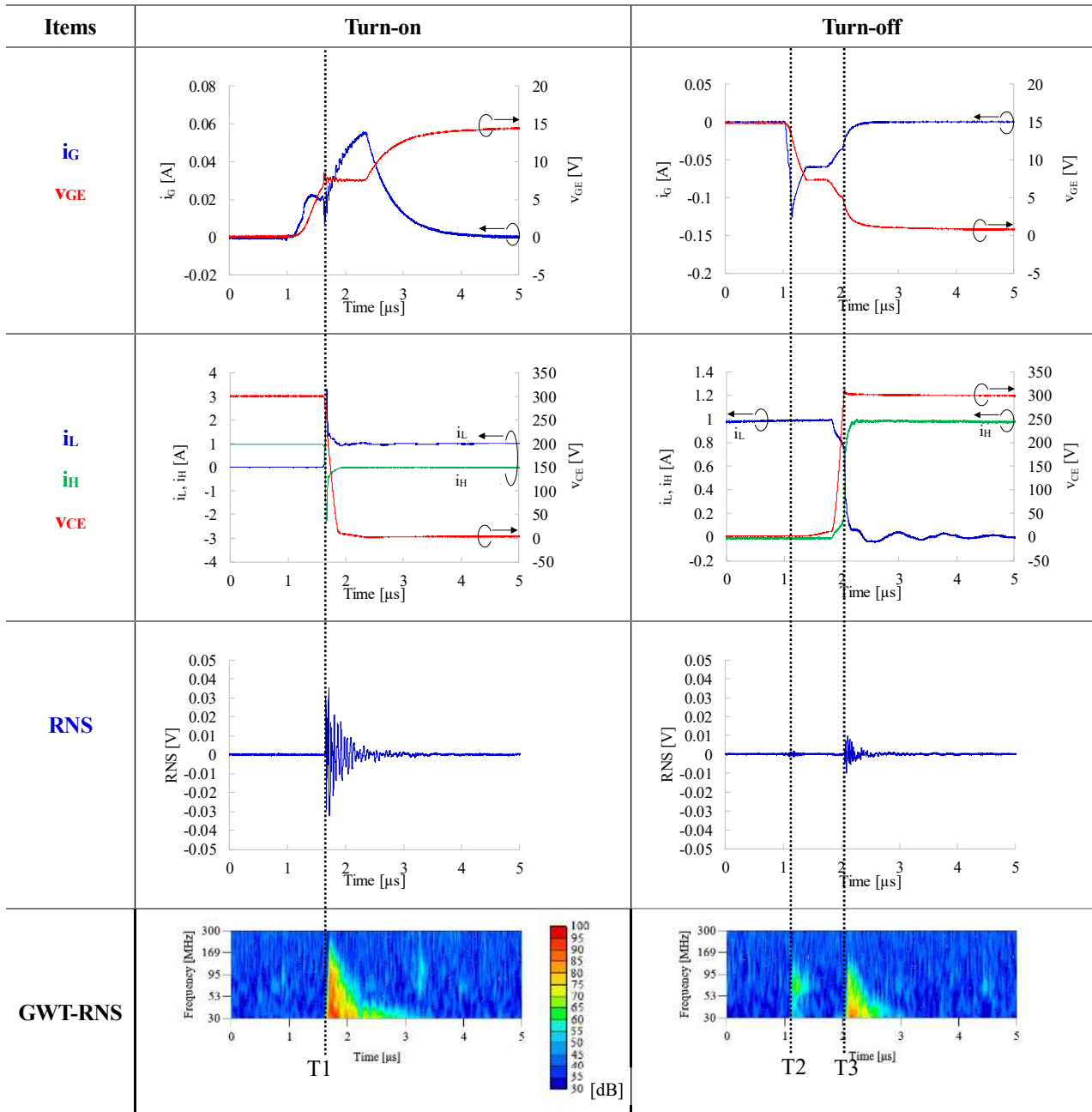


図 4-15. FFT-RNS の比較 (1A)

#### 4-2. 電流依存性

評価対象の素子は定格電流が 15A であり、素子の内部を導通するキャリアのふるまいはキャリアの分布の時間変化に依存するため伝導電流の依存性を 0.2A 等の低い電流から 15A まで調査することが妥当である。横軸に周波数、縦軸に電流をとり、強度に応じたマップが図 4-16 の(a)と(b)にターンオンとターンオフのそれぞれが記載されている。本結果により測定されたすべての電流でピークが 30MHz から 53MHz 内にあることがわかる。

モータ駆動中の放射ノイズの計測が尖塔値検出(ピークホールド)の場合、最大値を示す電流値及びタイミングにおける放射ノイズが検査されるべき対象となるため、その値を超える電流値及びタイミングが表れた場合には、検査されるべき電流及びタイミングが変わる。つまり、支配的な電流値とタイミングが変わることを意味している。そこで、図 4-16 のピーク値を縦軸に、電流を横軸にプロットしたグラフが図 4-17(a)である。本グラフから 0.2A 等の低電流におけるターンオンが CSTBT-100 の場合には優位であることを示し、10A までは支配的になることを意味しており、10A を超えるとターンオフが支配的になる。図 4-17(b)は同時に測定された  $v_{CE}$  の時間変化( $dv_{CE}/dt$ )の最大値を示しており、図 4-17(a)の FFT-RNS のピーク値の傾向に酷似していることがわかる。

通常、ノイズを低減するためには外部接続されたゲート抵抗を大きくすることでスイッチングスピードを遅くし、図 4-17(c)に示すようなスイッチング損失( $E_{on}/E_{off}$ )が大きくなる。前節ではスイッチング損失に関して言及していなかったため、次節の 4-3 にてスイッチング損失の電流依存性を記載する。

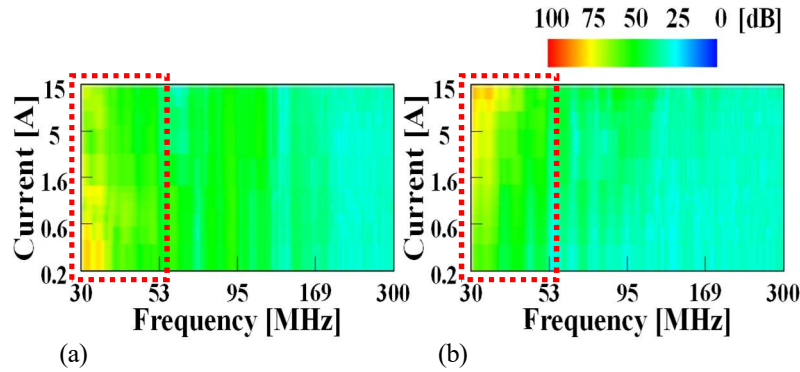


図 4-16. FFT-RNS のマップ (a)ターンオン (b)ターンオフ

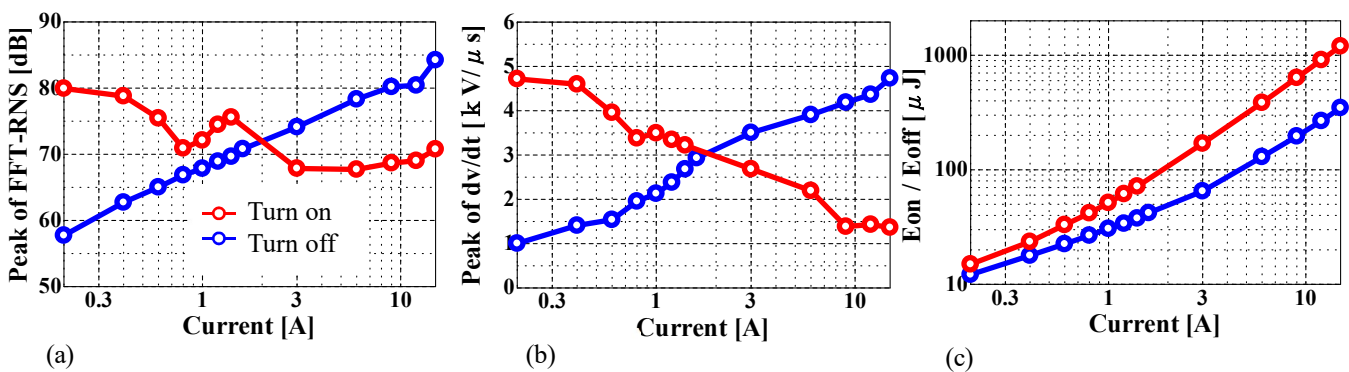


図 4-17. CSTBT-100 のスイッチング特性の電流依存性 (a) FFT-RNS (b)  $dv_{CE}/dt$  (c) スwitching 損失( $E_{on}/E_{off}$ )

### 4-3. CSD 振り分け品の電流依存性

CSD を振り分けたサンプルに対して前述の 4-1 と同じ条件で電流依存性を測定した結果を表 4-4 に示す。ターンオンとターンオフの両方に関して、CSD ごとに評価した電流依存性について、上段に FFT-RNS のピーク、中段にスイッチングスピード( $dv_{CE}/dt$ )、下段にスイッチング損失( $E_{on}$ 、 $E_{off}$ )を記載している。ただし、ターンオンの  $dv_{CE}/dt$  は CSTBT-100 における 0.2A での値で規格化し、その他の値は CSTBT-100 の 15A での値で規格化されている。

表 4-4. CSD 振り分け時のスイッチング特性評価結果

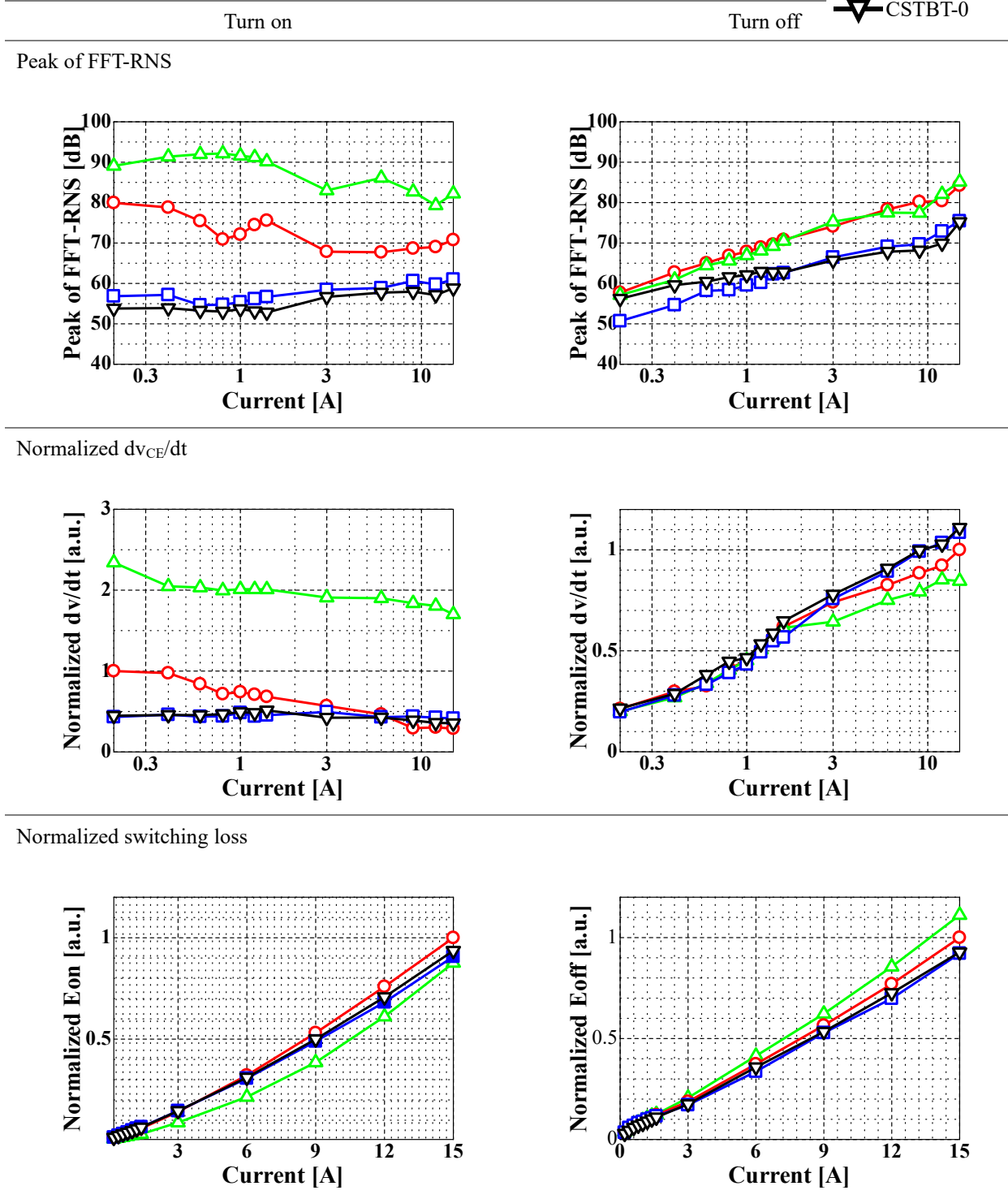
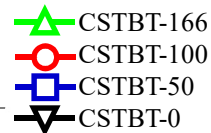


表 4-4 から様々なことが言え、以下にまとめる。

(1) ターンオン時の FFT-RNS のピーク(表の左上)

CSD の増加に伴いピーク値が増加している。また、CSTBT-0 と-50 では電流の増加に対して増加もしくは一定ととれるのに対し、CSTBT-100 と-166 では減少している。

(2) ターンオフ時の FFT-RNS のピーク(表の右上)

CSD に関わらず電流の増加に対して増加している。さらに、1A 以上にて、CSTBT-0 と-50 よりも CSTBT-100 と-166 は約 6dB 以上の有意差がある。

(3) ターンオン時の規格化された  $dv_{CE}/dt$  のピーク(表の中央左)

CSTBT-100 と-166 では電流の増加に対して減少を示すのに対し、CSTBT-0 と-50 は一定値を示している。

(4) ターンオフ時の規格化された  $dv_{CE}/dt$  のピーク(表の中央右)

電流の増加に対して増加を示しているが、CSD の高い CSTBT-166、-100、-50、-0 の順に電流の増加に対して鈍化している。

(5) ターンオン時の規格化された損失( $E_{on}$ )(表の左下)

CSTBT-100 の損失が最大であり、他の CSD の場合には損失が低いことがわかる。

(6) ターンオフ時の規格化された損失( $E_{off}$ )(表の右下)

CSD の増加に伴い損失が増加していることがわかる。

(7) ターンオンの  $dv_{CE}/dt$  と FFT-RNS との比較

$dv_{CE}/dt$  は CSTBT-50 と-100 にて 7A で交点をもつが、FFT-RNS のピークは交点を持たない。また、CSTBT-50 は CSTBT-100 よりも FFT-RNS のピーク値が約 8dB 以上 15A まで低い状態が続いている。 $dv_{CE}/dt$  と FFT-RNS の相関がみられない点である。

(8) ターンオフの  $dv_{CE}/dt$  と FFT-RNS との比較

CSD の増加に伴い  $dv_{CE}/dt$  は大電流にて減少するのに対し、FFT-RNS は増加するという相反する結果となっている。

まず、(5)と(6)の損失に関する説明をする。図 4-18(a)と(b)に 15A 時のターンオン及びターンオフ時の波形を、四種の CSD を重ね合わせて示している。前節 3 にて CSD が高くなるとステップアップ電圧により電流の立ち上がりが早くなるため、導通電流も急峻に増加することがわかり、そして CSD によるポテンシャルが障壁となり正孔が多数存在しており、リカバリ動作の後に伸びにくくなっているため電圧の立下りが遅くなったと理解できる。スイッチング損失は電流と電圧による電力を 10%の電流から 10%の電圧までの期間で時間積分するため、電流の立ち上がりも電圧の立下りが遅ければ損失は大きくなってしまふ。その立ち上がりと立下りのふるまいにより  $E_{on}$  がちょうど最大となる条件が CSTBT-100 であったと考えられる。そして、ターンオフの電流のふるまいは素子の裏面の構造に依存し、今回の CSD 振り分けではその裏面の構造に変化がないため有意差が表れなかった。しかし、電圧ではトレンリゲートと CS 層の構造から正孔の電界分布がターンオフを開始した際に影響したため電圧の立ち上がりが緩やかになり、 $E_{off}$  の損失が大きくなったと考えられる。

次に FFT-RNS と  $dv_{CE}/dt$  に関して説明する。ターンオン動作における支配性は前節 3 で説明したように電流の立ち上がりのふるまいによって変わると説明し、また、 $v_{CE}$  は電流の時間変化と寄生インダクタンスによって電圧降下( $L_s \cdot di_L/dt$ )を引き起こす。つまり、 $dv_{CE}/dt$  のピーク値が電流の立ち上がりからリカバリ動作が表れるまでの間にある場合は、電流の二階微分に比例するということになる。CSTBT-0 及び-50 は  $dv_{CE}/dt$  はリカバリ動作後に起こるのに対し、CSTBT-100 と-166 は電流の立ち上がり時にあることが図 4-18(a)からも読み取れる。したがって、指標とするには直接的な放射ノイズとなる値の取得として FFT-RNS の電流依存性や電流及び電圧の波形付きで電流及び



電圧の1階及び2階微分値を利用したほうが良いと考える。ターンオフに関しては、四種とも電流の増加に伴って増加しており、また、CSTBT-0と-50、CSTBT-100と-166で一定の乖離が見られる。前節3にてターンオンについては説明ができたが、電流のプロファイルが同じで、かつ、導通経路も同じであればFFT-RNSのピーク値は同じと判断できる範囲にあるはずだが、ターンオフに関してはそのようになっていない。CSTBT-50とCSTBT-100ではステップアップ電圧が発生する境界であり、ターンオフ時にローサイドのCSTBTからハイサイドのダイオードに転流する際にハイサイドのCSTBTのゲートに何等かの影響を与えていたものと考えられ今後解析を進めていく。

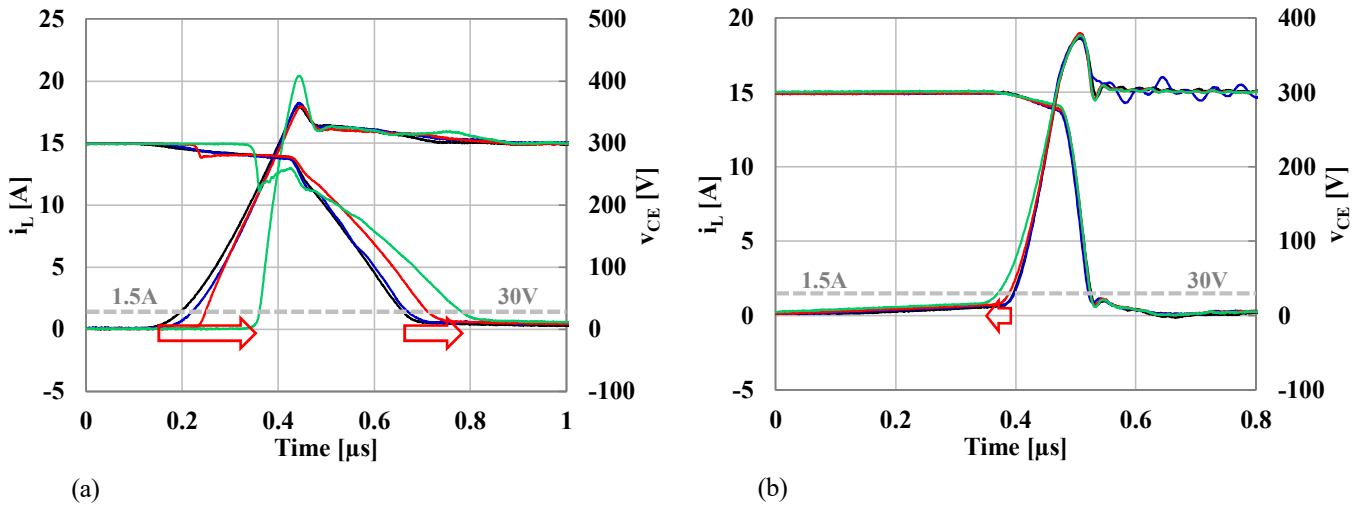


図 4-18. CSD 振り分け時の 15A 時のスイッチング波形 (a)ターンオン (b)ターンオフ

#### 4-4. プローブ及び評価装置の放射ノイズへの影響

拡張ダブルパルス試験ではターンオン及びオフの信号入力と  $i_L$ 、 $i_H$ 、 $V_{CE}$ 、 $V_{GE}$ 、 $i_G$  及び RNS を同時に測定するためのオシロスコープ及びパルス発生器等の装置側から発する放射ノイズとそのプローブによる高周波のインピーダンスの変化による影響を確認しておく必要がある。そのため本節では(1)装置から発する放射ノイズ及び(2)プローブの有無による有意差の確認について記載する。

評価方法は図 4-19 に示すように周期 20ms の間に、周期 50 $\mu$ s でオン時間が 20 $\mu$ s であるパルスを二回発し、0A でのターンオンから 0.2A でのターンオフと 0.2A でのターンオンから 0.4A でのターンオフとなる波形を 10,000 回繰り返す。図 4-20 に記載の通り、簡易電波暗室内に 3m の距離に配置されたバイコニカルアンテナで検出し、スペクトラムアナライザで計測を行う。スペクトラムアナライザの設定は、CISPR16 に従って、RBW は 120kHz、VBW は 300kHz として 30MHz から 300MHz の間の尖頭値検波で評価をしている。なお、DUT のスイッチング素子直下の温度を測定したが温度上昇は初期の温度と変わらず 20 $^{\circ}$ C であった。

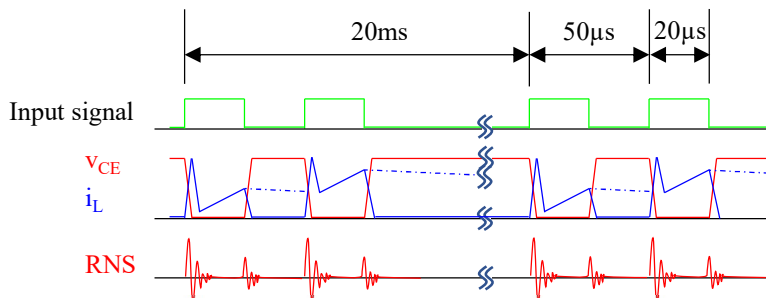


図 4-19. 信号とスイッチング波形のイメージ図

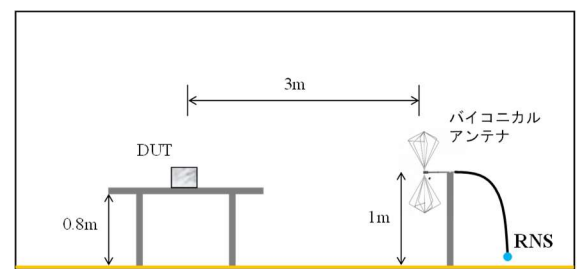


図 4-20. 測定環境のイメージ図

図 4-21 に放射ノイズの測定結果を示す。灰色の線はノイズフロア、赤色はプローブありの放射ノイズ、青色はプローブなしの放射ノイズ、緑色はプローブを接続したままの状態ですwitching動作をさせない状態での機器か

らの放射ノイズである。図 4-21(a)と(b)は CSTBT-100 と CSTBT-50 に対して行った結果であり、(a)に関しては機器から発する放射ノイズが確認されたが、機器を外した状態で測定された放射ノイズのほうが大きいため機器の発する放射ノイズの影響を受けていないことがわかる。また、プローブありのプロファイルとプローブなしのプロファイルは酷似しており、プローブ等の影響は低いと考えられる。また、(b)では、100MHz 以上において機器から発する放射ノイズが影響を与えるという結果が確認でき、機器を外した状態と機器を取り付けた状態では 100MHz までは酷似していることを確認できた。したがって、機器を簡易電波暗室内に配置し、かつ、プローブ等を取り付けた状態で評価しても妥当な結果が得られることが確認できた。そして、CSTBT-50 はモータ動作の損失を増加させることなく、放射ノイズが低減されることが期待できることがわかった。

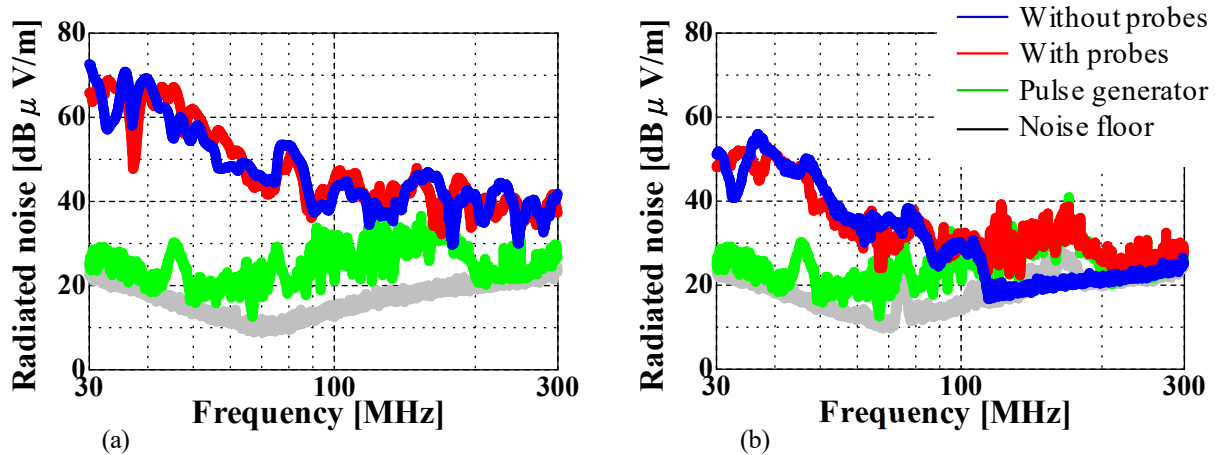


図 4-21. ハーフブリッジによる放射ノイズ測定結果 (a) CSTBT-100 (b) CSTBT-50

#### 5. モータ駆動中の放射ノイズの確認

ハーフブリッジ回路による放射ノイズの結果とインバータ動作中の放射ノイズの結果の関係を検証するために、超小型 DIPIPM Ver.6 のパッケージに CSTBT-100 を搭載した IPM A と CSTBT-50 を搭載した IPM B を使用し、モータ動作中の放射ノイズを測定した。評価条件は、モータへの出力電流が 4.2Arms、DC リンク電圧が 300V、キャリア周波数が 5kHz、デッドタイムが 3μs である。

その測定結果を図 4-22 に示す。ハーフブリッジ回路による評価では FFT-RNS のピーク値は、IPM A の場合は 0.2A のターンオンが 80dB で支配的となり、IPMB の場合は 6A のターンオフで 69dB となる。それらが支配的となり、差異は 11dB である。図 4-22 の放射ノイズプロファイルは、IPM B が IPM A から 15dB 減少していることを示しており、その差異が類似した結果を得ることができた。そして、これらからハーフブリッジでの放射ノイズ取得方法が放射ノイズの一つの評価方法として効果的であるということも確認できた。

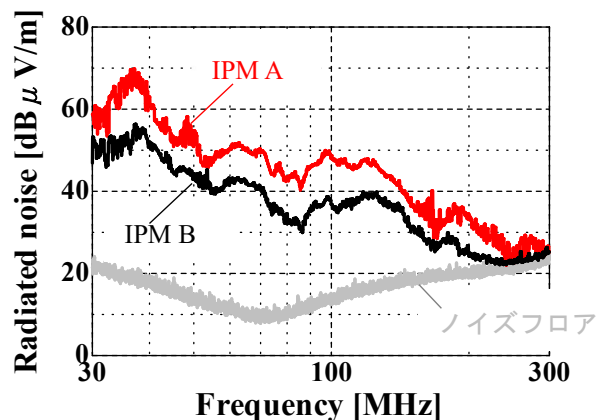


図 4-22. 放射ノイズ測定結果

## 6. まとめ

### (1) 解析方法の比較と波形自体の高調波成分の比較

波形自体の有する高調波成分を線形波動的に変化する波形と余弦波動的に変化する波形を用いて、FFT 及び GWT による解析で、その両者の立ち上がり時間及び振幅が同じであっても、高周波成分の減衰の仕方に有意差があることを説明し、その高周波における有意差は波形の滑らかさが重要であることを示した。

### (2) 電磁ポテンシャルによる定式化

任意の場所に配置されたアンテナで検出される電界強度を電磁ポテンシャルから数式化し、 $E_{Ant}$  と GWT 処理をした  $E_{Ant}(GWT-E_{Ant})$  の組と RNS と GWT 処理した  $RNS(GWT-RNS)$  の組で関係づけられるところを説明した。

### (3) 評価環境と拡張ダブルパルス試験によるターンオン時の放射ノイズの発生及び受信メカニズム説明

DUT、素子の構造及び評価環境を示し、CSTBT の CSD を振り分け、ゲートの浮き上がりと急峻な電流の変化から  $E_{Ant}$  と  $GWT-E_{Ant}$  及び RNS と  $GWT-E_{Ant}$  の関係を示すことで、ターンオン時における立ち上がり開始の動作時とリカバリ動作時の放射ノイズにおける支配性が変移することを説明した。

### (4) ハーフブリッジ回路によるターンオンとターンオフの支配性と電流依存性の比較

ハーフブリッジ回路により拡張ダブルパルス試験をすることでターンオフとターンオンの放射ノイズの強度に電流の依存性があることを示し、また、CSD により電流依存性が変わることを示した。同時に、次章にて使用するスイッチング特性も取得した。

### (5) 周辺機器からの影響調査

測定機器による信号の発生とプローブの接触状況によるインピーダンスの変化の影響を考慮するために、低電流でのダブルパルス試験をすることで、機器を簡易電波暗室内に配置し、かつ、プローブ等を取り付けた状態で評価しても、装置等から発するノイズよりも大きい領域があり、また経路インピーダンスへの影響は小さいため、妥当な結果が得られることが確認できた。

### (6) CSD 半減による放射ノイズの効果検証

CSTBT の CSD が 100% を基準に半減させた CSTBT をパッケージングし、放射ノイズを実際のモータ駆動条件で評価した結果とハーフブリッジで評価した結果の有意差が類似していることから、ハーフブリッジでの放射ノイズ取得方法が放射ノイズの一つの評価方法として効果的であるということも確認できた。

# 第五章 CSTBT の SPICE モデル構築と伝導ノイズのシミュレーション及び実測の比較

一般産業用途の電子機器は各国で制定されたノイズの規格を満足させる必要があり、効率や熱設計、安全性、筐体の大きさなどの設計が完了した後の開発の最終段階で障害となることがある。そのため、近年では開発の初期段階で最適化をさせることが検討されている。最短の方法はデバイスのモデルの提供による事前検討をしていただくことであり、デバイスを駆動させた場合によりよく一致させる波形を出力するモデルが望ましい。そのためデバイスシミュレーション用のいくつかのモデル（BSIM、HiSIM など）がリリースされ、波形を出力するだけでなく、デバイスの破壊耐量や漏れ電流などについてもモデル化されてきた[113]-[117]。

しかし、精度が高く、速度の速い伝導ノイズのシミュレーションを実行するには専用のプラットフォームが必要であり各プラットフォームでの互換性をとるための時間がかかることがあるため、電源からモータ及び制御方法まですべてを、費用効果が高く、汎用性のあるプラットフォームで実現することが重要である。

本章では一般的に利用される LTSPICE の環境を用いて、CSD に依存するステップアップ電圧を加味した CSTBT のモデルを構築し実測結果との比較を行い、成立することを確認する。次に、伝導ノイズのシミュレーションに必要な周辺部品のモデルとその実行結果について記載し、実測結果との比較を行う。

## 1. CSTBT-0 の SPICE モデル

CSTBT の SPICE モデルを考慮するうえで基本となるのが CSTBT-0 であり、この構造で SPICE モデルの作成について説明する。その後に CSTBT の CSD によるステップアップ電圧を加味したモデルを説明する。

### 1-1. メイントポロジ

従来 IGBT の同等のデバイスモデルは、並列に接続された MOSFET とトランジスタによって表現および理解されていたが、その後の改良により、等価回路が高電圧に対応するために直列に接続された MOSFET と PiN ダイオードによって表現できることが実験的にも報告された。[62] [64] 今回、そのデバイスモデルを採用する。

図 5-1 に示すように、CSTBT は高濃度の電子ドープ領域によるバルクの抵抗を低くするための CS 層を備えているが、CSTBT-0 はその CS 層を備えていない。[108] そして、電圧に依存するゲート-エミッタ間容量( $C_{GE}$ )、コレクタ-エミッタ間容量( $C_{CE}$ )およびコレクタ-ゲート間容量( $C_{CG}$ )は、スイッチング動作を表現するために重要であり、一般的に LCR メータによる入力容量( $C_{ies}$ )、出力容量( $C_{oes}$ )及び帰還容量( $C_{res}$ )の測定結果から計算される。CSTBT-

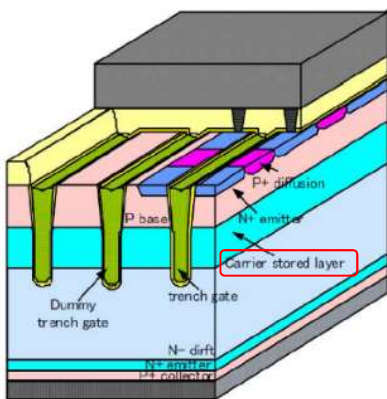


図 5-1. CSTBT のイメージ図 [93]

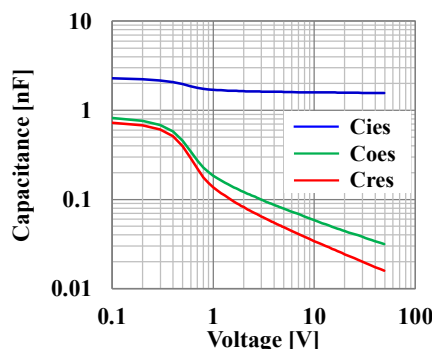


図 5-2. CSTBT-0 の容量特性

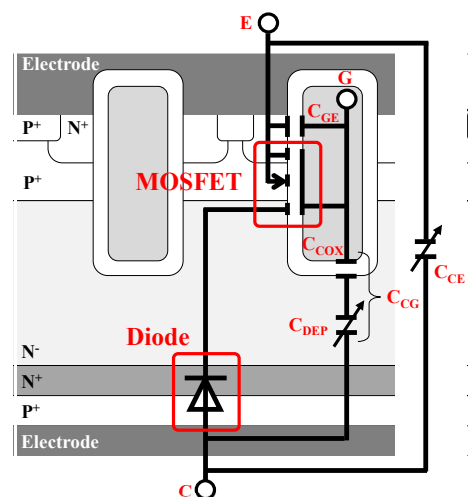


図 5-3. CSTBT-0 の等価回路

0の実測値としてこれらの容量は図5-2に示されている。そして、断面構造の上に回路が上書きすると図5-3のように表現できる。しかし、電圧に依存するこれらの容量は  $v_{GE}=0V$  で測定されており、動作を表現するには不十分である。[93]

1-2. ターンオン動作

第二章の CSTBT にて紹介したように CSTBT-0 の素子を用いてターンオン動作を以下に説明する。図5-4にコレクタ電流( $i_c$ )、コレクタ-エミッタ間の電圧( $v_{CE}$ )、ゲート電流( $i_g$ )、ゲート-エミッタ間の電圧( $v_{GE}$ )の波形の概念図を示し、 $T_A$ 、 $T_B$ 、 $T_C$ 、 $T_D$ の線で五分割している。また、IGBTの等価回路も図5-5に示す。

(1)  $T_A$ - $T_B$ の期間にて

信号を入力して駆動回路が  $T_A$ にて供給を開始した後は、この期間は  $v_{CE}$ が高い期間のため、空乏層の容量( $C_{dep}$ )はMOSFETのシリコン酸化膜による容量( $C_{cox}$ )よりも比較的低くなる。コレクタ-ゲート間容量( $C_{CG}$ )は  $C_{dep}$ にほぼ等しくなる。 $C_{CG}$ はゲート-エミッタ間の容量( $C_{GE}$ )よりもはるかに小さく、 $i_g$ は  $C_{GE}$ の充電に使用される。その結果、 $i_g$ が供給され  $v_{GE}$ が増加する。

(2)  $T_B$ - $T_C$ の期間にて

$v_{GE}$ がしきい値電圧( $V_{GE(th)}$ )に達した後、この期間はまだ  $v_{CE}$ が高く、 $i_g$ は  $C_{GE}$ の充電に使用される。そして、IGBTを流れる電流( $i_c$ )が導通し始め、バイアスの変化によりダイオードを流れる電流が転流し始める。この期間中、 $v_{CE}$ は、DCリンクコンデンサと配線の寄生インダクタンス( $L_s$ )とそれらを流れる電流の時間変化によって電圧降下が検出される。CSTBTの場合、この期間の動作が異なる。

(3)  $T_C$ - $T_D$ の期間にて

活性領域から飽和領域への遷移が進行し、 $v_{CE}$ は  $V_{CEsat}$ に向かって減少する。このとき、 $C_{CG}$ の充電に  $i_g$ が使われるため、 $v_{GE}$ は一定になる。これがミラー領域である。

(4)  $T_D$ に到達後にて

IGBTは完全に飽和領域に移行し、 $v_{CE}$ は  $V_{CEsat}$ になる。ミラー領域が完了し、 $C_{GE}$ と  $C_{CG}$ の両方が充電されるため、 $v_{GE}$ は駆動電源電圧まで上昇する。

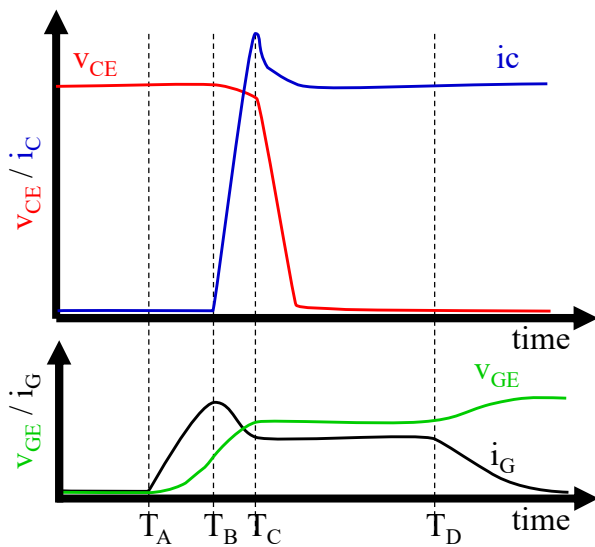


図5-4. ターンオン動作のイメージ波形

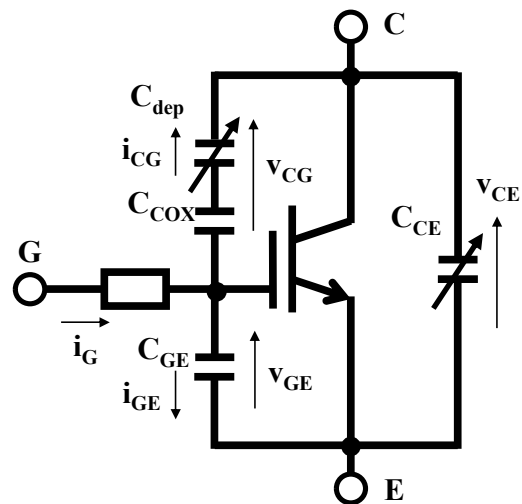


図5-5. IGBTの等価回路

### 1-3. DUT とスイッチング波形

高精度のモデリングには、被試験デバイス(DUT)や周辺部品の高周波に対応するモデルが重要になる。DUTは、図 5-6 (a) に示すように 4 章で使用した回路である。セラミックプレートのハイサイドとローサイド用の二組の PiN ダイオードと IGBT で構成されている。DUT は、P 端子と O 端子間に誘導負荷、P 端子と N 端子間の DC リンクコンデンサと主電源回路、G 端子と N 端子間のゲート駆動回路に接続されている。インピーダンスは Q3D によって分析され、誘導負荷と電源が供給されます。これらはインピーダンスアナライザで測定され、図 5-6(b)に等価回路とともに記載されている。ゲート駆動回路は PNP-NPN ペアの 2 つのステージであり、それらの間の MOSFET、整流ダイオード、およびターンオンとターンオフ用の抵抗で構成されている。

ダブルパルス試験によるターンオン時のスイッチング波形を図 5-7 に示す。導通電流が 15A、DC リンク電圧が 300V、制御電源が 15V の場合であり、 $T_A$ 、 $T_B$ 、 $T_C$  の領域を分離する線があり、容量特性の電圧依存性について解析をすすめる。

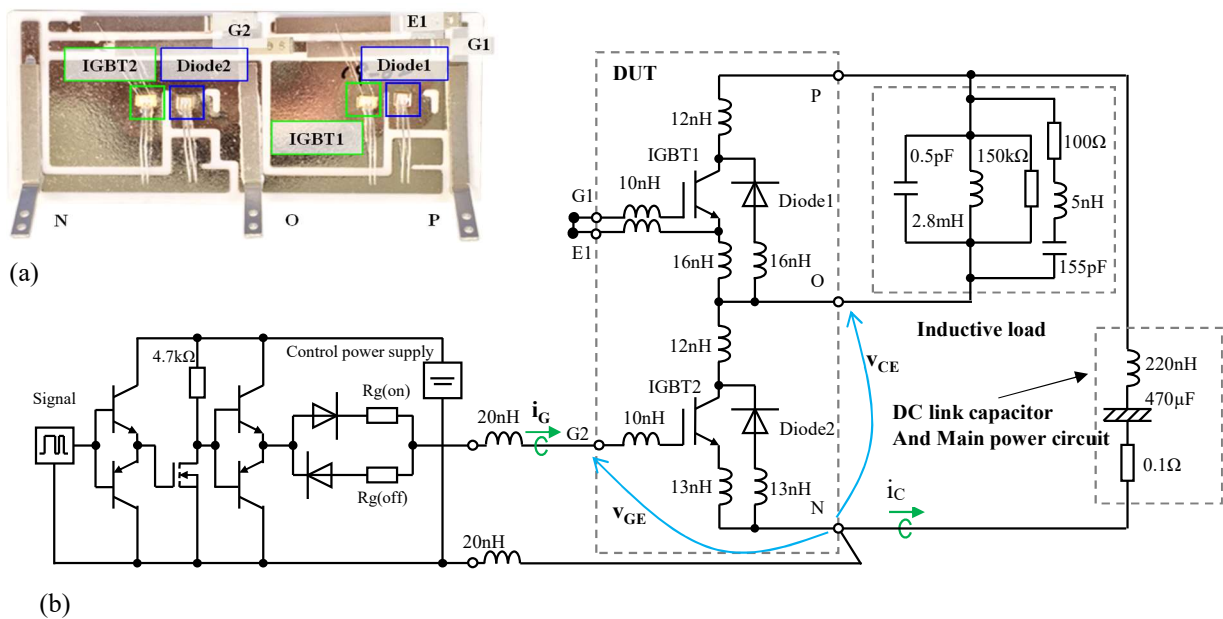


図 5-6. DUT の写真と測定回路の等価回路 (a) 写真 (b) 等価回路

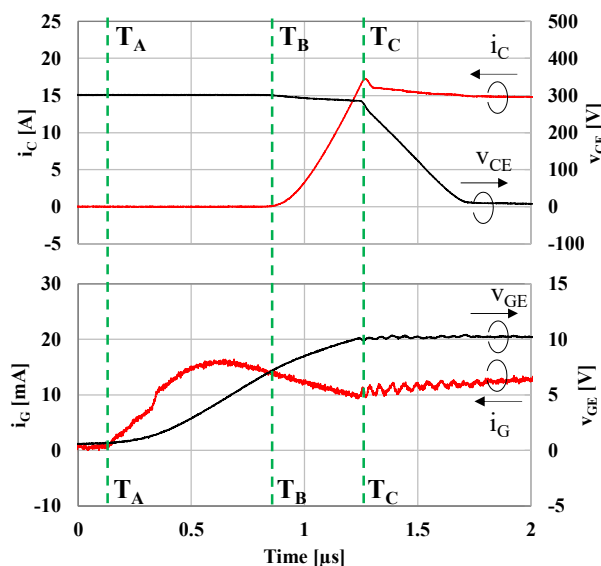


図 5-7. CSTBT-0 のターンオン波形(15A、300V)

#### 1-4. 容量解析と最適化

定数として近似される  $C_{GE}$  は、図 5-8 に示すような  $T_A$ - $T_C$  における  $Q$ - $V$  特性を使用して計算される。この特性は  $i_G$  が  $C_{GE}$  の充電に使用され、ゲート-エミッタ間の電荷( $Q_{GE}$ )と  $C_{GE}$  が下記(Eq.5-1)と(Eq.5-2)により計算された結果である。

$$Q_{GE}(t) = \int_{T_A}^t i_G(t) dt \quad (Eq.5-1)$$

$$C_{GE} = \frac{dQ_{GE}(t)}{dv_{GE}(t)} \quad (Eq.5-2)$$

図 5-8 から線形の領域である  $C_{GE}$  は 1.28nF と計算できる。 $T_C$  の後、 $i_G$  は  $C_{CG}$  だけの充電に使用されるため、図 5-9 に示すように(Eq.5-4)と(Eq.5-5)を用いて容量と電圧( $C$ - $V$ )の解析結果解析結果を用いて  $C_{CG}$  を(Eq.5-3)のように近似する。

$$C_{CG}(v_{CG}) = C_{CG\_arb} \cdot \left( 1 - \frac{2}{\pi} \cdot C_{CG\_T} \cdot \arctan \left( \frac{v_{CG} - V_{CG\_th}}{V_{CG\_scaling}} \right) \right) \quad (Eq.5-3)$$

$$Q_{CG}(t) = \int_{T_C}^t i_G(t) dt \quad (Eq.5-4)$$

$$C_{CG} = -\frac{dQ_{CG}(t)}{dv_{CG}(t)} \quad (Eq.5-5)$$

上記(3)のパラメータは、 $C_{CG\_arb}=1.559nF$ 、 $C_{CG\_T}=0.99$ 、 $V_{CG\_scaling}=0.4$ 、 $V_{CG\_th}=3.9$  である。 $C_{CE}$  は図 5-2 の LCR メータの測定値を適用し、式(6)で近似される。

$$C_{CE}(v_{CE}) = \begin{cases} C_{CE\_V0} & (v_{CE} \leq 0) \\ C_{CE\_arb} \cdot \left( 1 - \frac{2}{\pi} \cdot C_{CE\_T} \cdot \arctan \left( \frac{v_{CE} - V_{CE\_th}}{V_{CE\_scaling}} \right) \right) + C_{CE\_min} & (0 < v_{CE}) \end{cases} \quad (Eq.5-6)$$

上記(6)のパラメータは  $C_{CE\_V0}=116pF$ 、 $C_{CE\_arb}=64.5pF$ 、 $C_{CE\_T}=0.8$ 、 $V_{CE\_scaling}=3$ 、 $V_{CE\_th}=-0.5$  である。

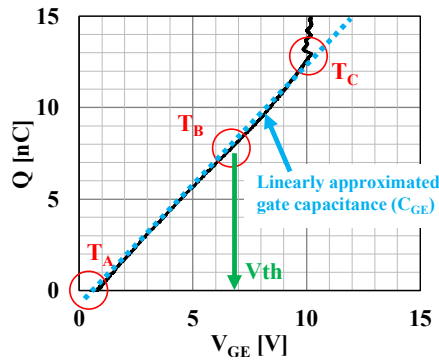


図 5-8. Q-V 特性 ( $C_{GE}$ )

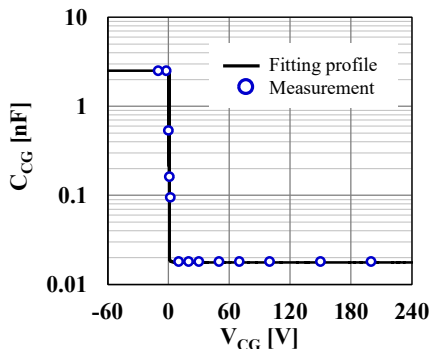


図 5-9. C-V 特性( $C_{CG}$ )

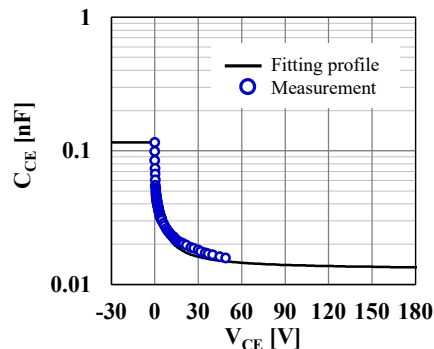


図 5-10. C-V 特性( $C_{CE}$ )

### 1-5. MOSFET と Diode のパラメータ

通常のモータ制御のシミュレーションとノイズ分析の使用では、破壊耐量やきわめて低いゲート電圧の場合の飽和領域を模倣する必要性は低いため、静特性( $I_C$ - $V_{CEsat}$ )は通常利用するようなゲート電圧で例えば $\pm 2V$  の範囲で 50mV 以内に一致させる程度が好ましい。今回のモデルにおける MOSFET は LEVEL3 の半経験的モデルを適用し、チャンネル長(L)、チャンネル幅(W)及び酸化シリコンの厚さ( $t_{ox}$ )は設計値を、閾値電圧( $V_{GE(th)}$ )は測定結果を利用し、静特性を MOSFET 部では相互コンダクタンス(KP)、移動度変調( $\theta$ )、内部抵抗( $R_s$ )の 3 つのパラメータで、ダイオード部はバルク接合飽和電流( $I_S$ )、順方向ニー電流(IKF)、放出係数(N)の 3 つのパラメータでフィッティングする。その結果、図 5-11 に示すように調整できる。

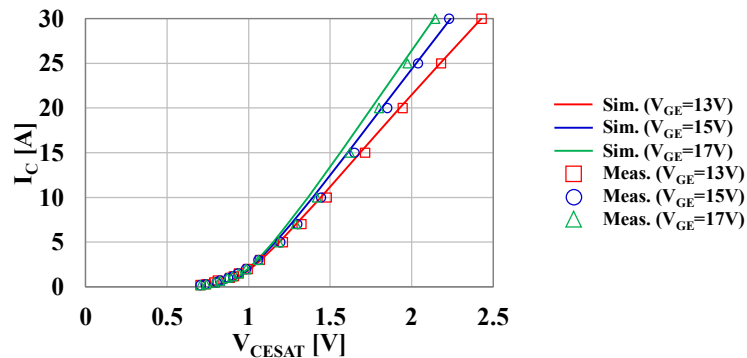


図 5-11.  $I_C$ - $V_{CEsat}$  特性の実測値とのフィッティング

### (6) 還流ダイオード(PiN ダイオード)

ダイオードは、図 5-12 に示す基本的な等価回路モデルを適用し、次の式を使用したパラメータフィッティングにより、定格電流の 2 倍までの静特性( $I_F$ - $V_F$ )、容量-周波数特性のパラメータフィッティングを行い、そしてスイッチング時のリカバリ波形からリカバリの時間に関するパラメータ(TT)を調整する。

$$I_F = I_S \cdot \left\{ \exp\left(\frac{V_{AK}}{N \cdot V_T}\right) - 1 \right\} \quad (Eq.5-7)$$

$$C_{AK} = C_{J0} \left( 1 - \frac{V_{AK}}{V_J} \right)^{-M} \quad (Eq.5-8)$$

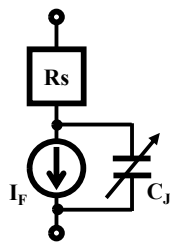


図 5-12. ダイオードの等価回路

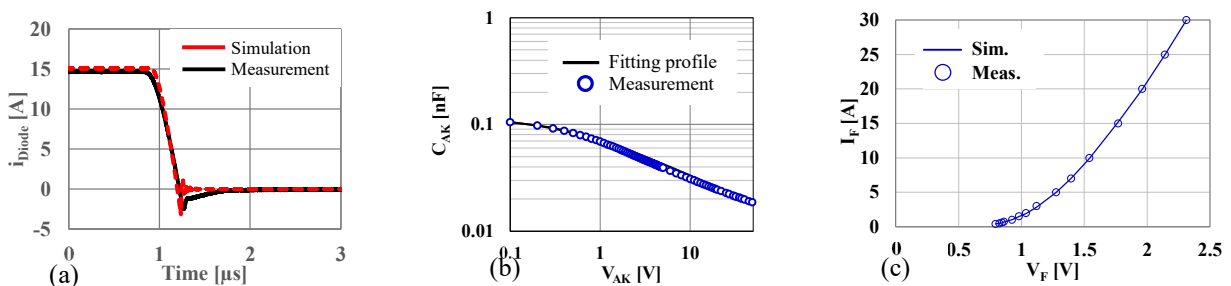


図 5-13. ダイオードの特性 (a) リカバリ特性 (b) 容量特性 (c) 静特性( $I_F$ - $V_F$ )



(7) CSTBT-0 のスイッチング波形の同定

電流が 15A、電圧が 300V、制御電源が 15V、ゲート抵抗が  $R_{G(on)}=300\Omega$ 、 $R_{G(off)}=75\Omega$  の場合のターンオンとターンオフのスイッチング波形( $i_C$ 、 $V_{CE}$ 、 $i_G$ 、 $V_{GE}$ )と定格電流 15A までのスイッチング損失を表 5-1 に示す。

シミュレーションと実測のスイッチング波形がよく一致している。また、伝導ノイズではインバータの絶縁層を介したハイサイドのエミッタ(ローサイドのコレクタ)電位の揺れによる変位電流がノイズの要因にもなるため、10%-90%の  $dv/dt$  及び  $di/dt$  も比較すると表 5-1 のようになり、テール電流の項を導入していないが、スイッチング損失もよく一致していることがわかる。

表 5-1. CSTBT-0 のスイッチング波形及び特性解析結果

	Turn on	Turn off
$i_C$ $V_{CE}$ — Meas. $V_{CE}$ — Meas. $i_C$ — Sim. $V_{CE}$ — Sim. $i_C$		
$i_G$ $V_{GE}$ — Meas. $V_{CE}$ — Meas. $i_C$ — Sim. $V_{CE}$ — Sim. $i_C$		
スwitching 損失		
$dv/dt$ (10-90%)		
$di/dt$ (10-90%)		

## 2. CSTBT の SPICE モデル

CSTBT に関して前述の CSTBT-0 と異なる点は CS 層が形成されているか否かであり、その CSD に応じてオン抵抗も変化するため、CSD に依存する CSTBT のモデル化をすることが適切である。今回の CSD は CS 層を形成しない状態を 0 として、 $3 \times 10^{12}$ 、 $6 \times 10^{12}$ 、 $1 \times 10^{13}$ 、 $2 \times 10^{13}$  の五段階である。本章では  $1 \times 10^{13}$  を中央値として検討をすすめるため、それらの順に CSTBT-0、-30、-60、-100、および-200 と改名する。そして CSTBT-100 に焦点を当てて説明する。※なお、第四章では基準となる濃度を  $6 \times 10^{12}$  としていた。

CSTBT-0 と同じダブルパルス試験によるターンオン時の CSTBT-100 のスイッチング波形を、 $T_A$ 、 $T_B$ 、 $T_C$  の分割線と新たに追加した線( $T_X$ )とともに図 5-14 に示す。CSTBT-100 の違いはこの  $T_X$  の出現である。

図 5-7 と同様解析のために図 5-15 に  $Q$ - $V_{GE}$  曲線を示す。 $i_G$  によるゲートの充電が継続されているが、 $V_{GE}$  が  $V_{GE(th)}$  に到達する  $T_B$  のタイミングでは滑らかに開き始めず、その  $T_B$  から  $T_X$  までの期間に  $Q_X$  を充電した後にステップアップすることがわかる。ここで  $V_{GE}$  のステップアップ電圧は  $V_{UP}$  として示されている。構造の違いはゲートと CS 層による新たな容量が形成されていることである。電源投入時に電荷が集中していることから、CS 層の電荷と平衡状態をとるために供給電荷を利用していると考えられる。CS 層の容量( $C_{CS}$ )は、ゲート構造とコレクタ側および CS 層側の面積比で計算でき、高電圧が印加された状態での  $C_{CG}$  は約 18pF と計算されるため、 $C_{GD}$  は約 10pF となる。一方、 $Q_X$  は約 2.5nC と計測されたため、 $V_{GD}$  は  $Q=CV$  から 250V と計算できる。さらに、CS 層はフローティングであり、基準電位を取得するタイミングで  $V_{GD}$  が即座にトリガーされたと考えることが妥当である。このシステムは、スイッチ付きの電圧電源として置き換えることができる。したがって、トポロジーは上述の  $C_{CS}$  と  $V_{GD}$  が追記され、図 5-16 のような等価回路が提案される。

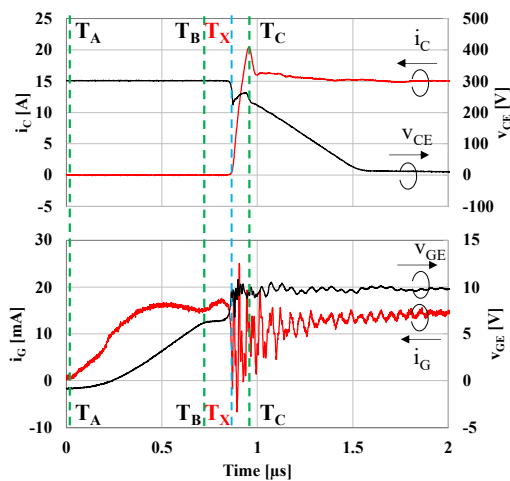


図 5-14. CSTBT-100 のターンオン波形(15A、300V)

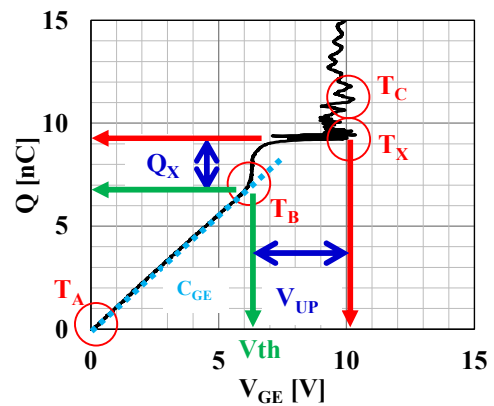


図 5-15. Q-V 特性 ( $C_{GE}$ )

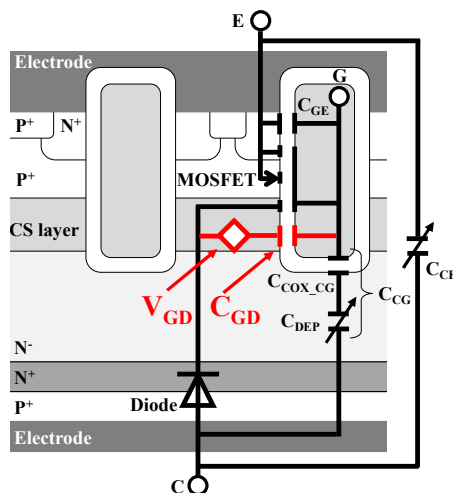


図 5-16. CSTBT の等価回路(提案)

C<sub>CE</sub> はより適切なフィッティング関数が式は(9)のように示され、図 5-17 のようにさらに最適化される。

$$C_{CE}(v_{CE}) = \begin{cases} C_{CE\_V0} & (v_{CE} \leq 0) \\ C_{CE\_min} + C_{CE\_arb} \cdot 10^{\left(\frac{-2}{\pi} \arctan\left(\frac{v_{CE} - V_{CE\_th}}{V_{CE\_scaling}}\right)\right)} & (0 < v_{CE} \leq \alpha) \\ C_{CE\_A} \cdot v_{CE}^{C_{CE\_B}} & (\alpha < v_{CE}) \end{cases} \quad (Eq.5-8)$$

パラメータは C<sub>CE\_V0</sub>=240pF、C<sub>CE\_min</sub>=0.1pF、C<sub>CE\_arb</sub>=22pF、V<sub>CE\_scaling</sub>=0.04、V<sub>CE\_th</sub>=1.62、C<sub>CE\_A</sub>=50pF、C<sub>CE\_B</sub>=-0.3 として調整される。

以上のことから CSTBT-30、-60、-100、-200 に関してパラメータをまとめると表 5-2 のようになる。また、CSTBT-30 の場合、V<sub>GD</sub> が検出されなかったため V<sub>GD</sub>=0 としている。そして、表 5-3 に C<sub>CE</sub>-V<sub>CE</sub>、C<sub>CG</sub>-V<sub>CG</sub> 及び I<sub>C</sub>-V<sub>CEsat</sub> のフィッティング結果、15A/300V での実測とシミュレーションのスイッチング波形、そして定格電流までのスイッチング損失(Eon / Eoff)、10%-90%の dv/dt 及び di/dt がまとめられており、これらの結果はよく一致している。ただし、CSTBT-30 及び 60 のターンオフの dv/dt が約 32%の乖離があるところがあり、よりよく一致させるための精度向上が求められる。

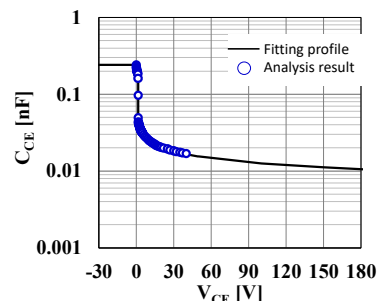
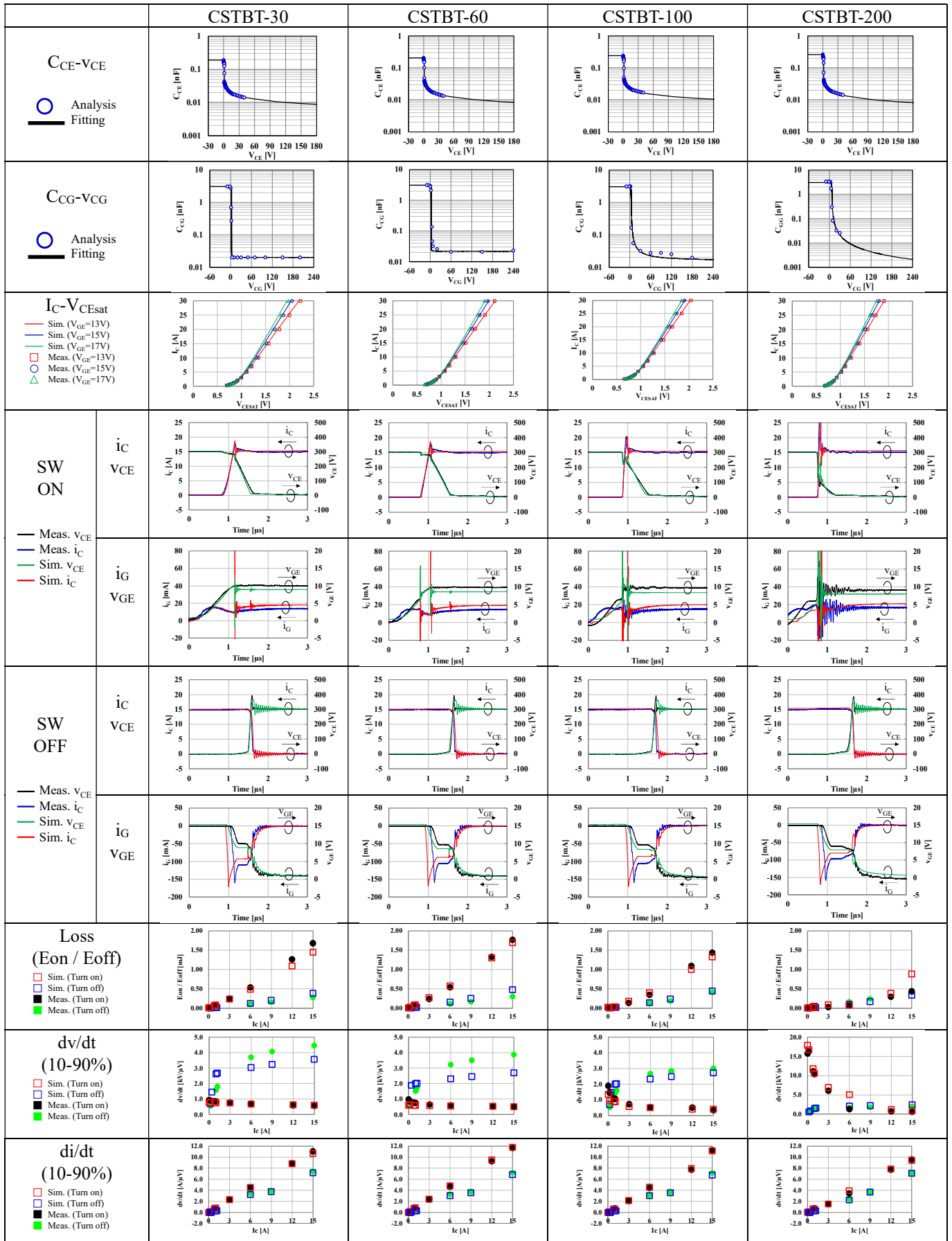


図 5-17. C-V 特性(C<sub>CE</sub>)

表 5-2. CSTBT のパラメータのまとめ

項目	単位	CSTBT-30	CSTBT-60	CSTBT-100	CSTBT-200	
C <sub>CE_V0</sub>	pF	189	207	240	262	
C <sub>CE_min</sub>	pF	0.1	0.1	0.1	0.1	
C <sub>CE_arb</sub>	pF	17.8	19.4	22	23	
V <sub>CE_scaling</sub>	V	0.06	0.06	0.04	0.02	
V <sub>CE_th</sub>	V	1.42	1.45	1.62	1.65	
C <sub>CE_A</sub>	pF	50	48	50	53	
C <sub>CE_B</sub>	-	-0.335	-0.337	-0.3	-0.36	
C <sub>CG_arb</sub>	nF	1.56	1.56	1.559	1.55	
C <sub>CG_T</sub>	-	0.99	0.986	0.99	1	
V <sub>CG_scaling</sub>	V	0.001	0.001	0.4	1	
V <sub>CG_th</sub>	V	2	2.6	3.9	6.9	
C <sub>GE</sub>	nF	1.22	1.14	1.135	1.08	
V <sub>GE(th)</sub>	V	6.6	6.4	6.2	5.8	
V <sub>GD</sub>	Measurement	V	0	125	250	430
	Adjustment	V	0	100	280	400
C <sub>GD</sub>	pF	10	10	10	10	

表 5-3. 特性のフィッティングとシミュレーションと実測結果の比較



### 3. 伝導ノイズの評価システムのモデル化

前節では、CSD の異なる CSTBT に対して SPICE モデルを作成した。実際のモータ制御システムにて伝導ノイズの CSD の違いによる傾向を把握するには、そのシステム全体である電源からモータまでを回路シミュレータの集中定数にモデル化する必要がある。全体は図 5-18 に示されており、三相電源、LISN/AMN、三相四線ケーブル、整流器、DC リンクコンデンサ、駆動回路付きのパワーモジュール(超小型 DIPIPM)とモータがある。それらの受動素子は解析の対象となる周波数の二倍となる 100MHz までインピーダンスを測定し、集中定数の回路にモデル化されることが望ましい。制御信号は三相正弦波変調の V/f 制御のため、入力信号を事前に計算することができ、その事前に計算された 0/1 信号を外挿ファイルとして準備しておく。

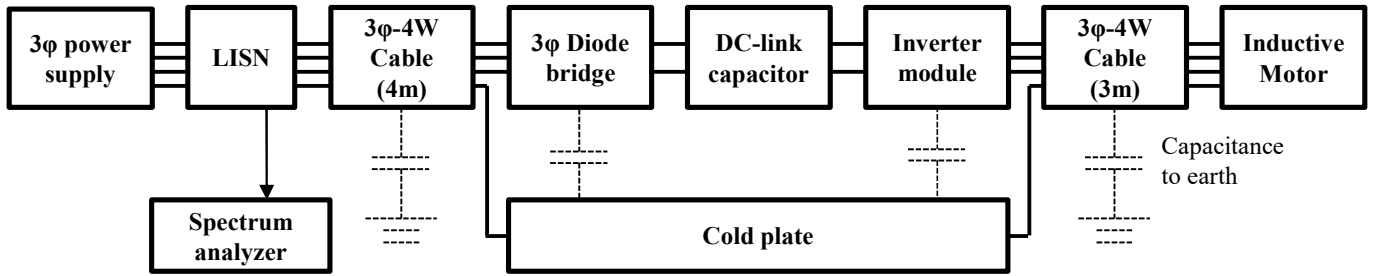


図 5-18. 伝導ノイズの評価システム全体概要

#### 3-1. 電源と AMN

実際の評価では三相交流電源として利用する 200V 電源は DC リンクコンデンサの電圧を三相のダイオードブリッジを介して 300V に固定するように調整されるため理想的な状態であるとする。AMN は CISPR16-1-2 に従って  $50\Omega/50\mu\text{H}+5\Omega$  の V 型回路網であり、メーカー提供の一つの相について図 5-19 に記載する。

#### 3-2. 三相ダイオードブリッジ

三相ダイオードブリッジの等価回路を図 5-20 に示す。各端子の対地容量( $C_i, C_N, C_P$ )と自己インダクタンス( $L_i, L_P, L_N$ )を高周波における等価回路として記載でき、その測定結果とフィッティング結果を表 5-4 に示す。対地容量は実測結果からパッドの各領域の面積に応じて分割される。ダイオードの容量( $C_{AK}$ )は、P 端子と R 端子を接続することによっても測定され、 $C_{AK}$  はフィッティング結果からその六素子の容量の等価回路で算出される。したがって、 $C_i=43\text{pF}$ 、 $C_N=57\text{pF}$ 、 $C_P=85\text{pF}$ 、 $L_i=20\text{nH}$ 、 $L_P=2\text{nH}$ 、 $L_N=2\text{nH}$ 、 $C_{AK}=7.6\text{nF}$  である。ただし、インダクタンスはフィッティング後に治具にある要素があるため差し引かれる。ダイオードブリッジの静特性およびリカバリ特性が加味され、IS、N、RS、IKF、CJO、および TT によってダイオードのモデルが作成される。ここで CJO は  $C_{AK}$  の由来である。

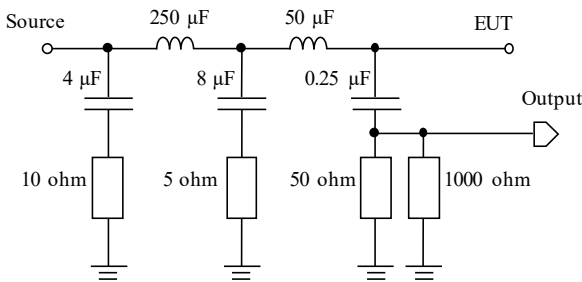


図 5-19. AMN の一相の等価回路

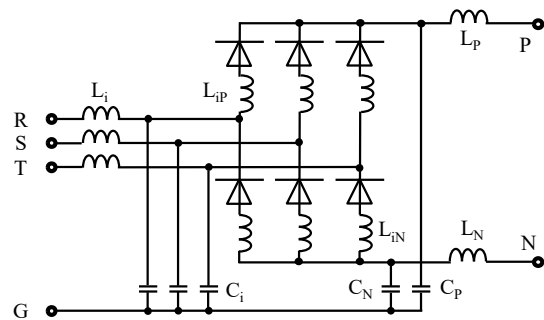
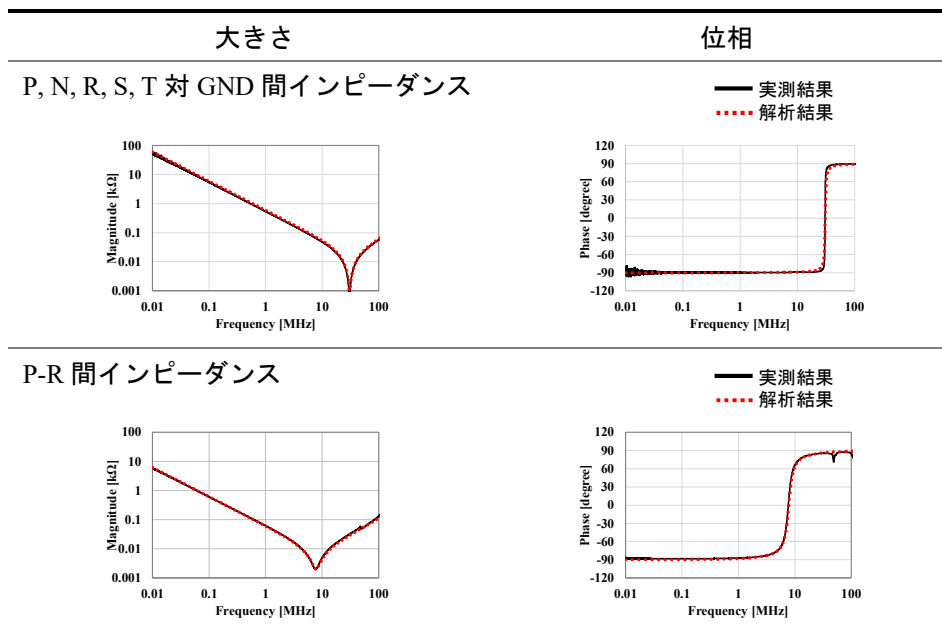


図 5-20. 三相ダイオードブリッジの等価回路

表 5-4. 三相ダイオードブリッジのインピーダンス (実測と解析)



### 3-3. 超小型 DIPIPM の対地容量と DC リンクコンデンサの等価回路

超小型 DIPIPM の配線に関する自己インダクタンスは Q3D による解析結果は第二章で紹介されており、ここでは対地容量に関して記載する。超小型 DIPIPM は絶縁シート構造をとっており容量の評価が可能である。図 5-21 に示すような等価回路にて P 端子-グラウンド間容量( $C_{IP}$ )、束ねた N 端子-グラウンド間容量( $C_{IN}$ )、U/V/W のそれぞれの出力端子とグラウンド間の容量( $C_{IU}$ 、 $C_{IV}$ 、 $C_{IW}$ )があり、測定したインピーダンスと配線及び治具の寄生インダクタンスから容量を解析する。その結果、 $C_{IP}=100\text{pF}$ 、 $C_{IN}=78\text{pF}$ 、 $C_{IU}=C_{IV}=C_{IW}=90\text{pF}$  と解析できる。

平滑コンデンサは図 5-23 に示すように等価回路に置くことができ高周波の測定及び分析をした結果、記載の通りの結果になった。これらの値から治具の成分が減じられる。

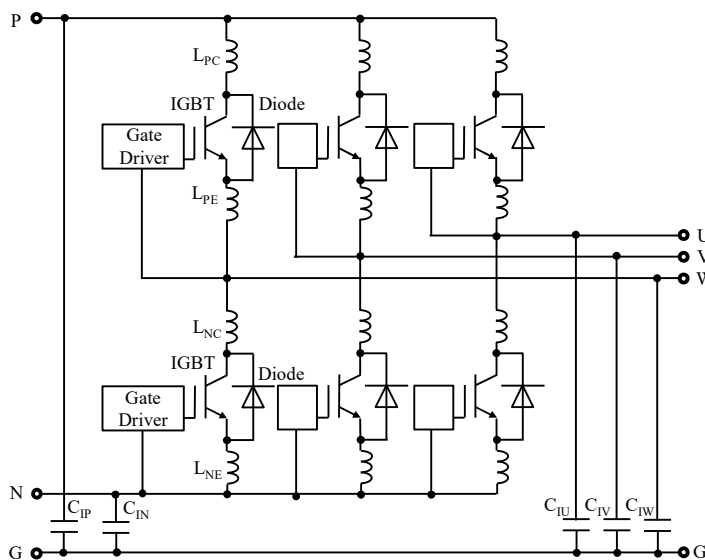


図 5-21. 超小型 DIPIPM の等価回路

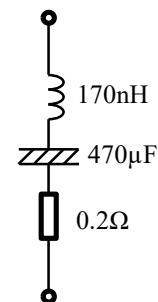
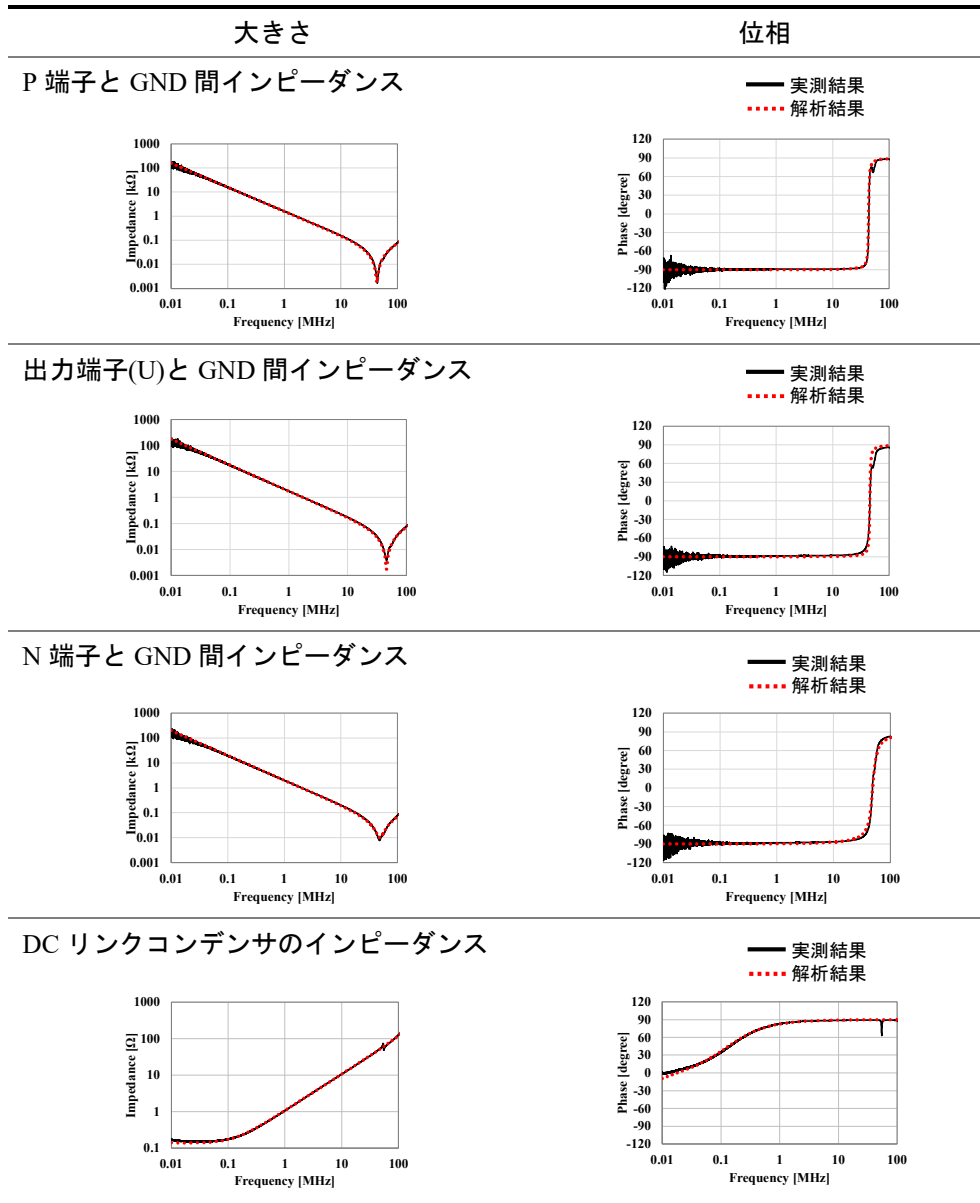


図 5-22. DC リンクコンデンサの等価回路と数値

表 5-5. 超小型 DIPIPМ と DC リンクコンデンサのインピーダンス (実測と解析)



### 3-4. ケーブル

ケーブルは第三章で記載した 4m で三相四線のケーブルであり等価回路を図 5-23 に示す。Ust、Vst、Wst、Gst から始まり Uen、Ven、Wen、Gen の端子で終了する構造であり、各パラメータの  $L_{S1}+L_{M1}$  と  $L_{S2}+L_{M2}$  がそれぞれ 0.5m と 1m の自己インダクタンス、 $L_{M1}$  と  $L_{M2}$  がそれぞれ 0.5m と 1m のケーブル間の相互インダクタンスであり結合係数は 0.9999 としている。そして、 $C_L$  が単位長さあたりのケーブル間の浮遊容量であり、 $C_E$  はケーブルの単位長さあたりの対アースの容量である。

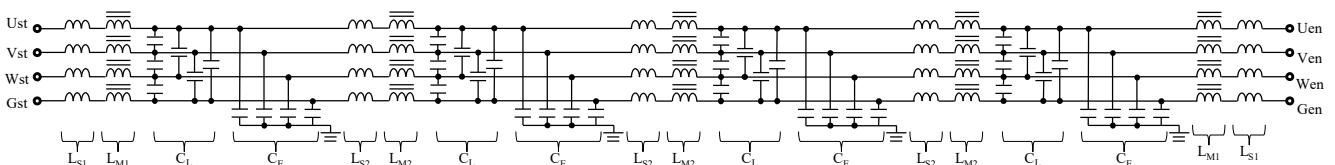
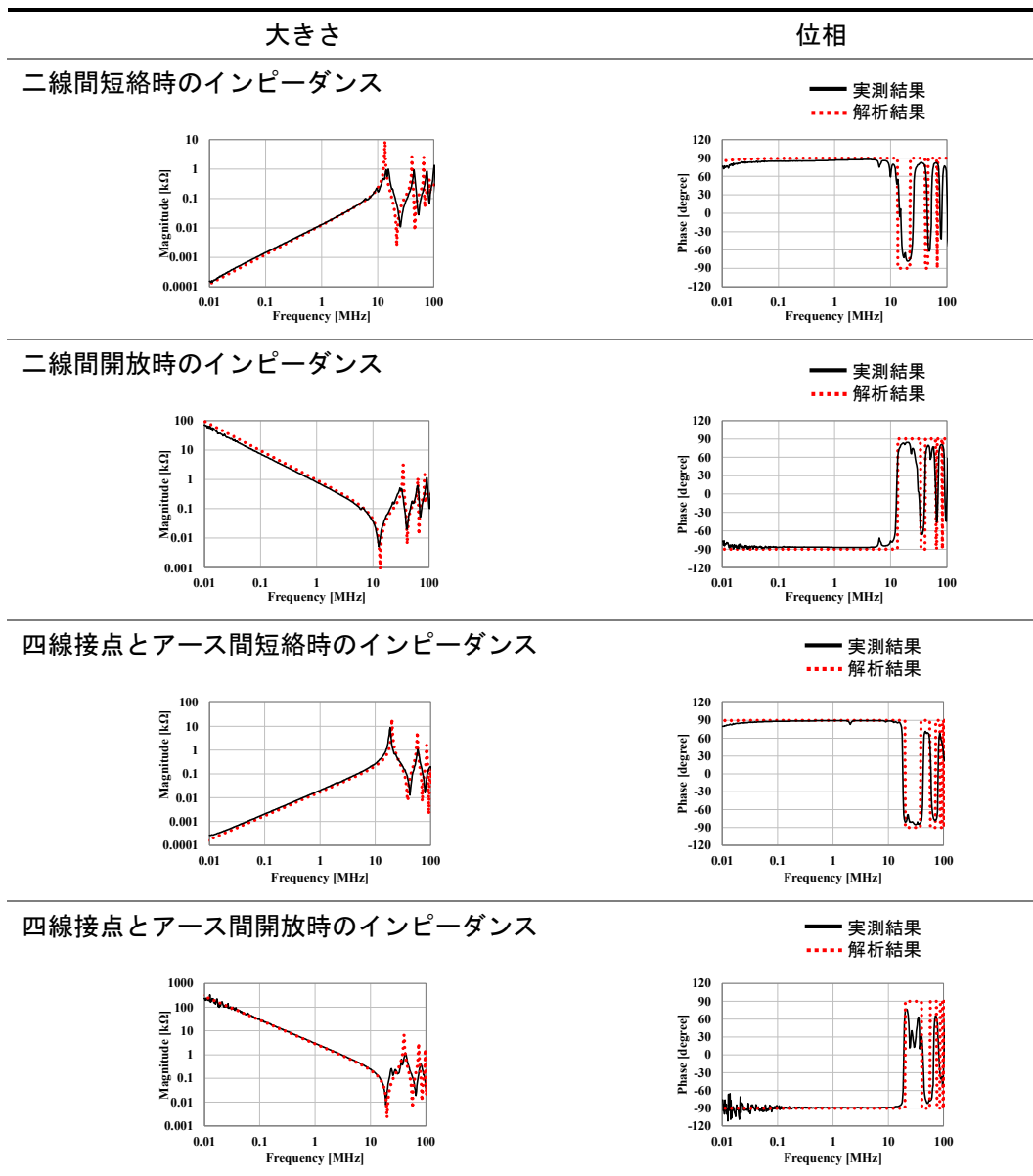


図 5-23. 三相四線式ケーブルの等価回路(4m)

それぞれの成分を求めるためには、任意の二線間のインピーダンスは短絡または開放と切り替えて測定された後に解析される。また、四線すべてを接続してその接点とアース間のインピーダンスが短絡または開放と切り替えて測定された後に解析される。例えば、二線間の成分を求める際には  $U_{st}$  と  $V_{st}$  を測定端子とし、 $U_{en}$  と  $V_{en}$  を開放または短絡し測定をする。また、四線に関しては、 $U_{st}$ 、 $V_{st}$ 、 $W_{st}$ 、 $G_{st}$  のすべてを結線し端子 ST とし、また、 $U_{en}$ 、 $V_{en}$ 、 $W_{en}$ 、 $G_{en}$  もすべて結線し端子 EN とすると、ST とアースを測定端子とし、EN がアースに非接続(開放)もしくは接続(短絡)の状態 で測定される。

測定結果とフィッティング結果を表 5-6 に示す。 $L_{S1}$  は、フィッティング後に治具が有する成分によって差し引かれるため、その結果、 $L_{S1}=70\text{nH}$ 、 $L_{M1}=300\text{nH}$ 、 $L_{S2}=150\text{nH}$ 、 $L_{M2}=600\text{nH}$ 、 $C_L=20\text{pF}$ 、 $C_E=3.5\text{pF}$  であることがわかった。

表 5-6. ケーブルのインピーダンス (実測と解析)





3-5. モータ

モータを介するノイズ電流経路には配線からグランドに流れるコモンモード経路と配線に流れるディファレンシャルモードの二種類の等価回路が必要になる。モータの等価回路を図 5-24 に示す。モータの等価回路を作成するためのインピーダンスの測定は二つのステップが必要となる。まず、三相のうち二端子間を測定する。そして、等価回路に基づいて二相分に分ける。筐体間では、三相の入力端子を束ね、その三相入力端子と筐体グランド間のインピーダンスを測定する。そして、三相の相の成分に分ける。各相の抵抗は LCR メータを用いて測定される。

例として SF-PR (1.5kW、4 極)を用いて測定した結果が下記の表 5-7 のようになる。上段は U 及び V の端子間を測定した結果であり、下段は U、V、W の端子を結線し、その端子と筐体グランド間を測定した結果である。これらから各成分の対応する集中定数はそれらの下部のように解析される。

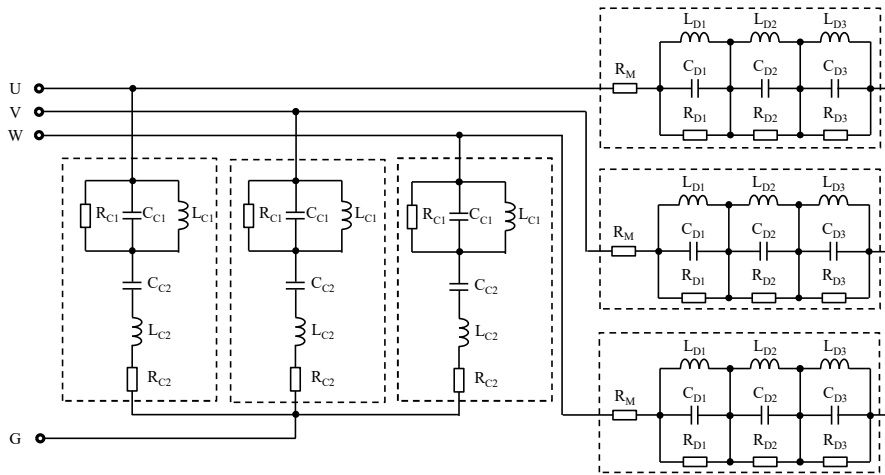


図 5-24. モータの等価回路

表 5-7. モータのインピーダンス(実測及び解析結果とその集中定数)

大きさ	位相
<b>二線間インピーダンス</b>	
<p>Magnitude [kΩ] vs Frequency [MHz]. The graph shows a peak at approximately 0.05 MHz and a dip at approximately 20 MHz. The solid line represents the measured result and the dotted line represents the analysis result.</p>	<p>Phase [degree] vs Frequency [MHz]. The graph shows a phase shift from approximately 90 degrees at low frequencies to -90 degrees at high frequencies, with a sharp transition around 20 MHz. The solid line represents the measured result and the dotted line represents the analysis result.</p>
$R_{D1}=14k\Omega$ 、 $L_{D1}=55mH$ 、 $C_{D1}=800pF$ 、 $R_{D2}=2.5k\Omega$ 、 $L_{D2}=4mH$ 、 $C_{D2}=600pF$ $R_{D3}=90\Omega$ 、 $L_{D3}=150nH$ 、 $C_{D3}=8pF$ 、 $R_M=3\Omega$	
<b>対地間インピーダンス</b>	
<p>Impedance [kΩ] vs Frequency [MHz]. The graph shows a peak at approximately 0.05 MHz and a dip at approximately 20 MHz. The solid line represents the measured result and the dotted line represents the analysis result.</p>	<p>Phase [degree] vs Frequency [MHz]. The graph shows a phase shift from approximately 90 degrees at low frequencies to -90 degrees at high frequencies, with a sharp transition around 20 MHz. The solid line represents the measured result and the dotted line represents the analysis result.</p>
$R_{C1}=3.9k\Omega$ 、 $L_{C1}=11.4mH$ 、 $C_{C1}=330pF$ 、 $R_{C2}=18\Omega$ 、 $L_{C2}=420nH$ 、 $C_{C2}=1.2nF$	

#### 4. 伝導ノイズのシミュレーションと実測結果の比較

##### 4-1. シミュレーション

CSTBT の CSD に応じてスイッチング波形及び解析結果がよく一致するデバイスの SPICE モデルを作成することができた。また、周辺機器の部品もよい一致を見せる等価回路に落とし込むことができた。そこで、Analog devices 社が提供する回路シミュレータ”LTSPICE”をプラットフォームとして伝導ノイズのシミュレーションを行い、CSD の違いによる傾向評価を行う。CSTBT の仕様で-0 と-30 はターンオンの  $dv/dt(10\%90\%)$  は同じ程度であり、ある一定値を示していたのに対して、-60、-100 及び-200 では低電流にて高く、また、それが模擬できていたため、全体のシミュレーションでも同様に-60、-100、-200 の順に高くなるであろうと予想できる。

図 5-25 が解析の対象となる電源からモータまでのシステムである。シミュレーションが安定する 100ms まで計算を実行し、モータへの出力する一波長分である 20ms 間に関して、AMN の 50Ω 出力の電圧を測定して FFT し、50Ω での測定に換算することで結果を得る。

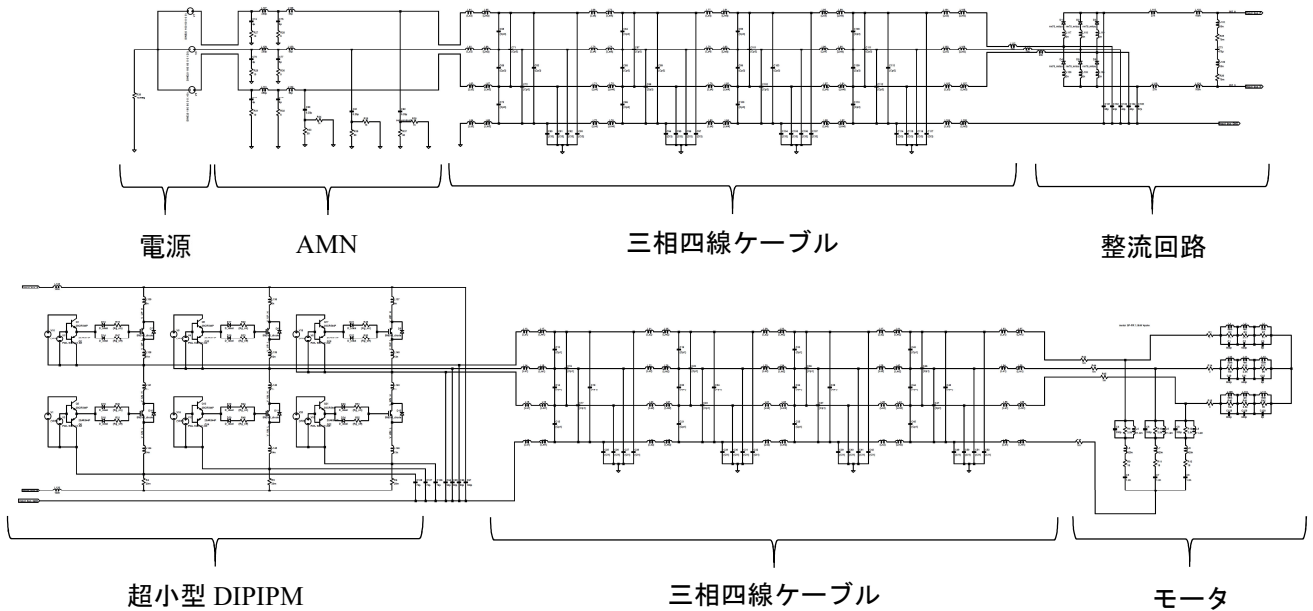


図 5-25. 伝導ノイズのシミュレーションの回路

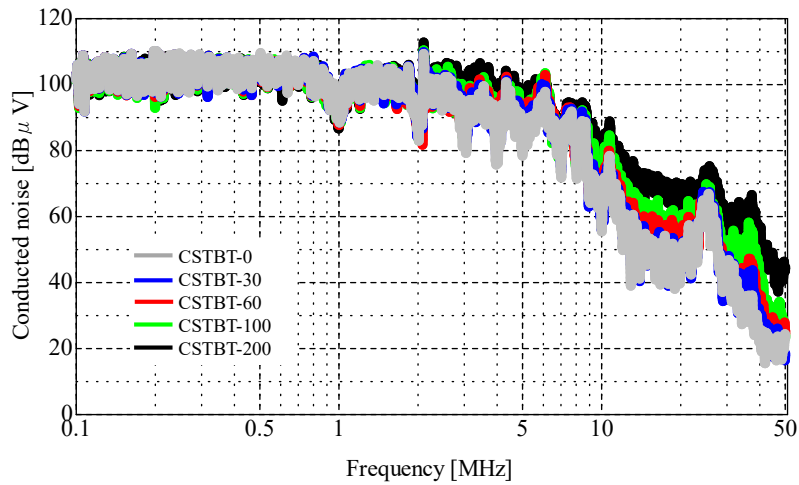


図 5-26. 伝導ノイズのシミュレーション結果

シミュレーション結果を図 5-26 に掲載する。本結果から 3MHz までは同程度の大きさであるが、3MHz 以上では周波数の増加に伴って、CSTBT-60、CSTBT-100 と CSTBT-200 は他の CSTBT に比べて高く、有意差が広がっていることがわかり、予想と同様の結果が得られた。

#### 4-2. 実測結果との比較

一般的に入力フィルタを伝導ノイズの規格に準拠するために配置され、パワーモジュールのみを変更することで伝導ノイズが増加することは好ましくない。CISPR11 では 150kHz から 30MHz に対して規格値が設定されており、有意差が見られた領域においても増加していないことが望ましい。そのため CSTBT-100 および-200 は  $I_C-V_{CEsat}$  の特性とスイッチング損失は低減できるが、伝導ノイズのシミュレーションにおいて増加が見られたため、CSTBT-30 と-60 が妥当と判断できる。

そこで、選定した CSTBT-30 と CSTBT-60 に関して実際に超小型 DIPIPM に搭載して評価した結果とシミュレーションをした結果を図 5-27 に示す。5MHz までは傾向が同じであり、26MHz 付近のピーク及び 36MHz 付近のピークを模擬することはできた。しかし(1)10MHz 以降にてシミュレーションも実測も約 5dB の有意差を確認できたが、シミュレーションと実測との乖離が見られ、また、(2)6MHz にてシミュレーションではピークが見られるのに対して実測では確認できないことがあり、一致しない部分が見られた。今後、伝導ノイズのシミュレーション精度の向上を検討していくことが課題である。

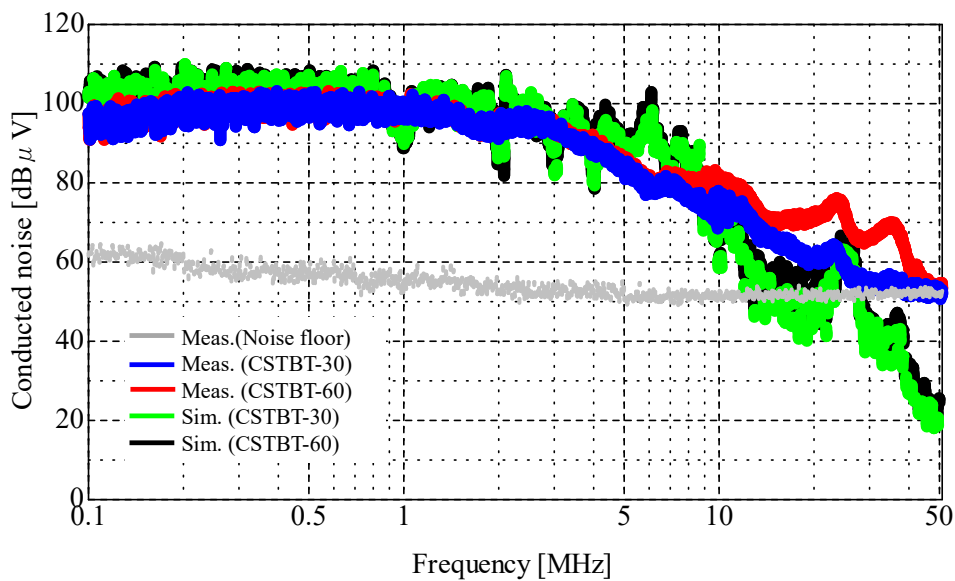


図 5-27. 伝導ノイズの実測とシミュレーション結果

## 5. まとめ

### (1) CSTBT の CSD に依存する SPICE モデルの作成

ステップアップ電圧を模擬する回路を導入し特にターンオン動作に着目してモデルを作成し、静特性、スイッチング損失、ゲート電流及びゲート電圧を含む動作の模擬ができ、そしてパワー側の電圧及び電流にて 10%-90% におけるスイッチングスピードをよく一致した結果を得ることができた。

### (2) CSD に応じた伝導ノイズのシミュレーション結果の比較

伝導ノイズの周辺部品である AMN、三相四線ケーブル、三相ダイオードブリッジ、DC リンクコンデンサ、超小型 DIPIPM、そしてモータに関してモデル化を行い、伝導ノイズのシミュレーションを実行することで、評価対象の領域にて 3MHz 以上の周波数にて、CSD の増加に伴ってターンオン時のスイッチングスピードの増加とともに大きくなっていくことが確認できた。

### (3) 伝導ノイズのシミュレーションと実測結果の比較

実際に CSTBT-30 と CSTBT-60 に関して超小型 DIPIPM に搭載して評価した結果、シミュレーションと同様に有意差があることが確認できた。しかし、実測値とシミュレーションの絶対値が 5MHz 以上では一致する結果が得られなかったため、デバイスのシミュレーションにて  $dv/dt$  及び  $di/dt$  の 10-90% だけでなく、その滑らかさを一致させるための精度向上を課題とする。例えば、CSTBT のテール電流の項とダイオードのリカバリ動作の緩和に関して導入していないため、今後の精度向上のためには CSTBT の裏面の構造を模擬するテール電流の導入と PiN ダイオードの模擬について適切な式の導入である。

# 第六章 拡張ダブルパルス試験による SiC MOSFET と Si RCIGBT の放射ノイズの比較

第四章において Si を基材としたスイッチング素子である CSTBT に関して CSD を振り分け、ターンオンにおける放射ノイズの発生メカニズムと立ち上がり開始時とリカバリ動作時の放射ノイズの優位性が変わることにについて説明した。また、ターンオンとターンオフの放射ノイズには電流依存性が見られるため、放射ノイズの電流依存性についても説明した。本章では拡張ダブルパルス試験にて素子を SiC MOSFET と Si RC-IGBT に変更して放射ノイズの発生要因について調査を行う。

## 1. DUT と評価方法

評価システムは第四章と同じであり、対称となる素子が SiC MOSFET と Si RC-IGBT に置き換えられて評価される。MOSFET と RC-IGBT はその素子の構造のとおり、MOSFET はボディダイオードの構造を有しており、RC-IGBT は IGBT の構造にダイオードを形成させているためハイサイドとローサイドに 1 素子ずつ配置すると必然的にハーフブリッジの構成となる。DUT の写真を図 6-1 に記載し、測定回路を図 6-2 に記載する。そして、素子の断面構造を図 6-3(a)と(b)に SiC MOSFET と Si RC-IGBT について記載している。SiC MOSFET は Si MOSFET として従来から親しまれているプレーナゲートタイプの MOSFET であり、基材が SiC という構造となった違いのみである。[119] また、RC-IGBT は CSTBT-100 を基準にコレクタ側の一部に N+層を形成することでダイオードを形成している。[66]-[70] 評価方法は第四章と同じであり簡易電波暗室に配置された DUT とアンテナがあり、ハイサイドの電流( $i_H$ )、ローサイドの電流( $i_L$ )、ドレイン-ソース間電圧( $v_{DS}$ )、ゲート電流( $i_G$ )、ゲート電圧( $v_{GS}$ )、RNS である。

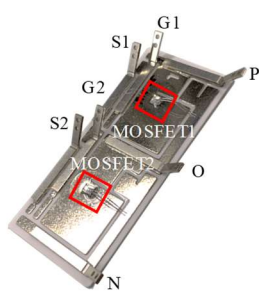


図 6-1. DUT の写真(SiC MOSFET の場合)

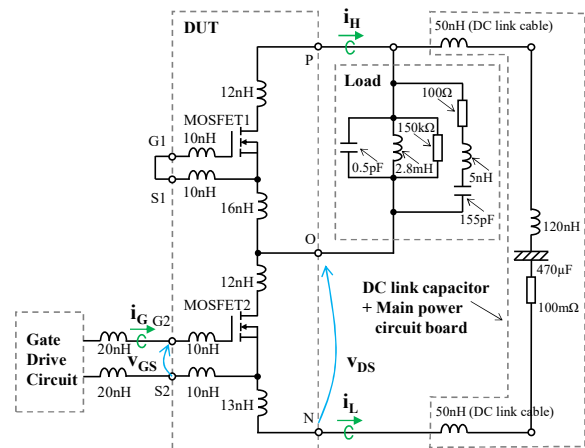


図 6-2. 評価回路 (SiC MOSFET の場合)

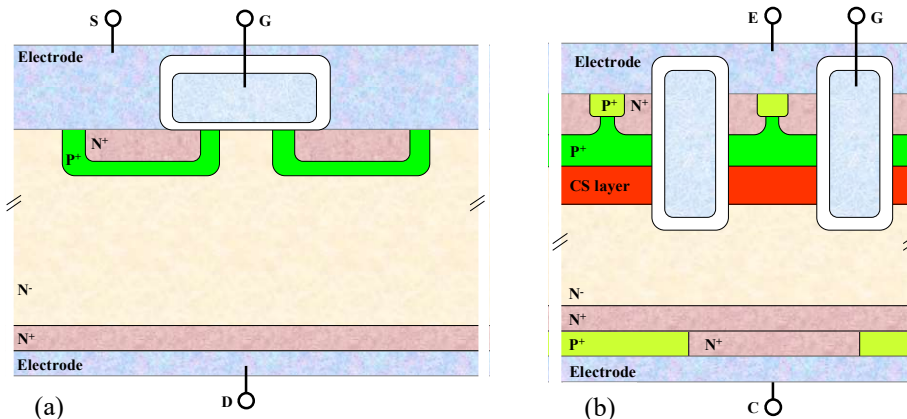


図 6-3. 素子の断面構造図 (a) SiC MOSFET [119] (b) Si RC-IGBT [66]-[70]

## 2. 拡張ダブルパルス試験の結果

SiC MOSFET 及び Si RC-IGBT に対して拡張ダブルパルス試験を適用した結果を表 6-1 及び 2 にそれぞれ記載している。測定条件は、DC リンク電圧が 300V、制御電源電圧が 15V、 $R_{G(on)}$ と  $R_{G(off)}$ は両方とも 100Ω、ターンオンとターンオフ時の電流は 15A である。それぞれの表の一段目にはゲート駆動回路へ信号を入力したタイミングを明確にするためにそのパルス( $v_{IN}$ )と微分値( $dv_{IN}/dt$ )、二段目にはゲート電流( $i_G$ )及びゲート電圧( $v_{GS}$  or  $v_{GE}$ )、中段にはパワー側と導通するローサイドの電流( $i_D$  or  $i_C$ )とハイサイドの電流( $i_S$  or  $i_E$ )とスイッチング電圧( $v_{DS}$  or  $v_{CE}$ )、四段目には RNS を記載し、最後にはその RNS をガボールウェーブレット変換したマップ(GWT-RNS)を記載している。表には  $T_1$  から  $T_6$  まで分割しており、 $T_1$  はターンオン信号が入力されたタイミング、 $T_2$  はゲート電圧が閾値電圧( $V_{GS(th)}$  or  $V_{GE(th)}$ )に入ったタイミング、 $T_3$  はリカバリ動作によるピーク電流のタイミング、 $T_4$  はターンオフ信号が入力されたタイミング、 $T_5$  はゲート電流がピークになったタイミング、 $T_6$  は転流完了直後である。

表 6-1 の SiC MOSFET の場合、GWT-RNS により、ターンオン時の放射ノイズのタイミングは MOSFET のハイサイドの SiC MOSFET のボディダイオードからローサイドの SiC MOSFET への電流の転流が完了し、 $v_{DS}$  の立ち下がり開始のタイミング、つまり、 $T_3$  のリカバリ動作でピーク電流となったタイミングであることがわかる。ターンオフ時の放射ノイズのタイミングは、ローサイドの SiC MOSFET からハイサイドの SiC MOSFET のボディダイオードに電流が転流された  $v_{DS}$  の上昇後の  $T_6$  であったことがわかる。

表 6-2 の Si RC-IGBT の場合、GWT-RNS により、ターンオン時の放射ノイズのタイミングは、ハイサイドのダイオード部からローサイドの Si RC-IGBT 部分への電流の転流開始のタイミング、つまり、 $T_5$  の  $V_{GE(th)}$  にゲート電圧が達した直後のタイミングであり、 $v_{CE}$  も低下開始するタイミングであることがわかる。ターンオフ時の放射ノイズのタイミングは、ローサイドの Si RC-IGBT からダイオードへの電流の転流時であり、 $v_{CE}$  が DC リンク電圧への上昇の完了の  $T_6$  のタイミングであったことがわかる。

次に、RNS が表示されている 5μs の期間で FFT をしたプロファイル(FFT-RNS)を図 6-4 の(a)と(b)にそれぞれ記載している。図 6-4(a)に示す SiC MOSFET の場合、ターンオンとターンオフの強度は同じであり有意差が少ないことがわかる。しかし、図 6-4(b)に示す Si RC-IGBT の場合、ターンオフの FFT-RNS は、定格電流 15A でのターンオンよりも 20dB 高くなっていたことがわかる。したがって、この方法と結果によりデバイスの構造に応じて放射ノイズのタイミングを特定することができ、放射ノイズの支配的なタイミングをターンオンとターンオフの間で分離することができるといえる。

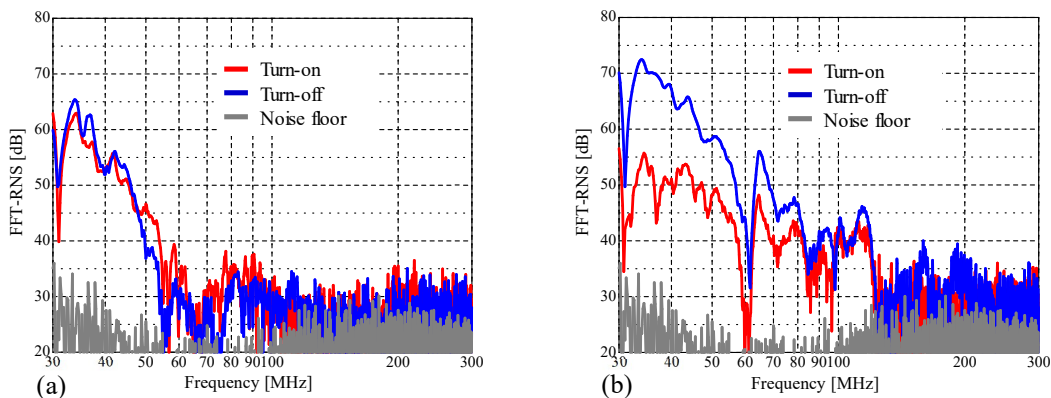


図 6-4. FFT-RNS の比較(15A) (a) SiC MOSFET、 (b) Si RC-IGBT

表 6-1. SiC MOSFET の波形(15A)

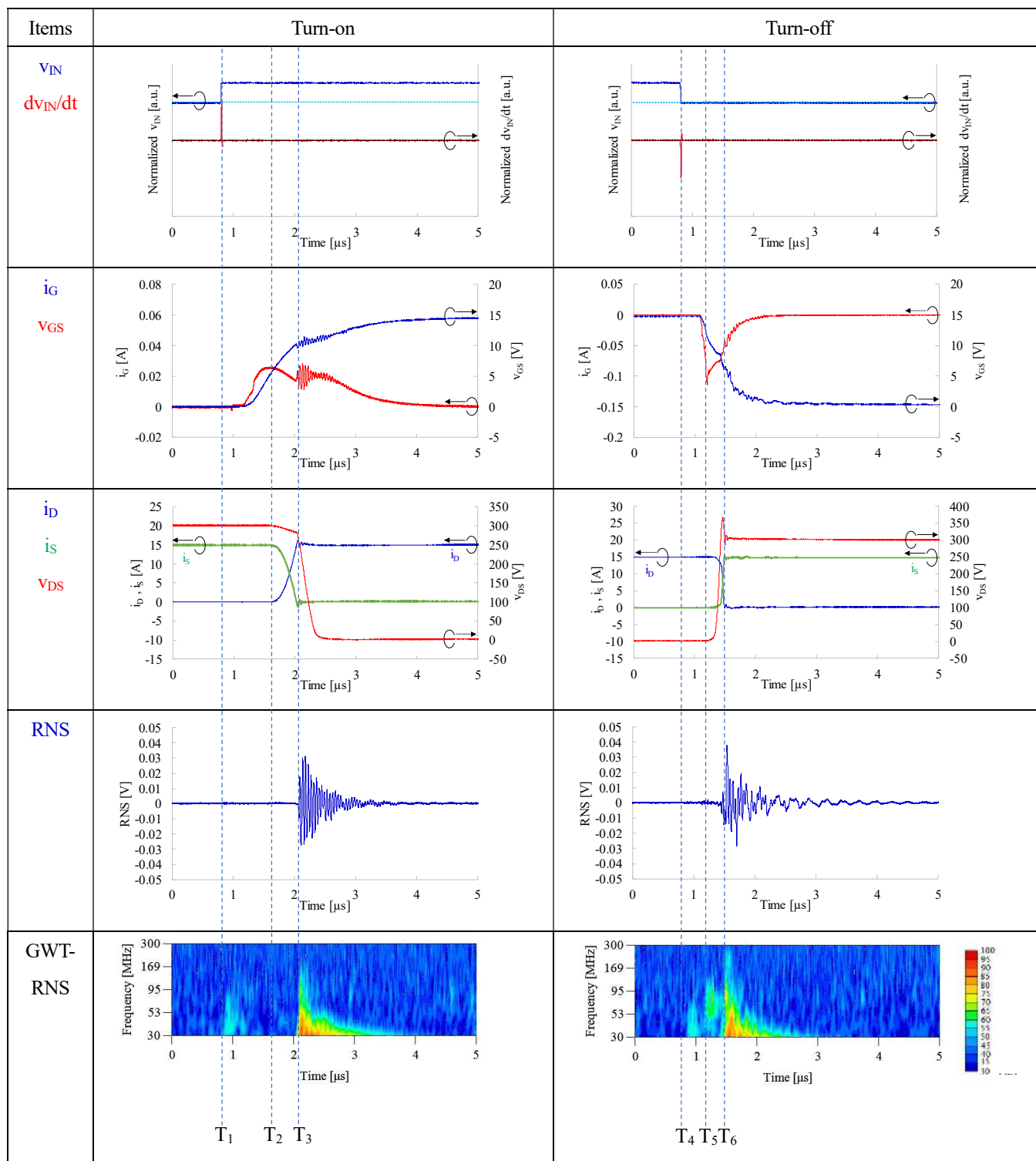
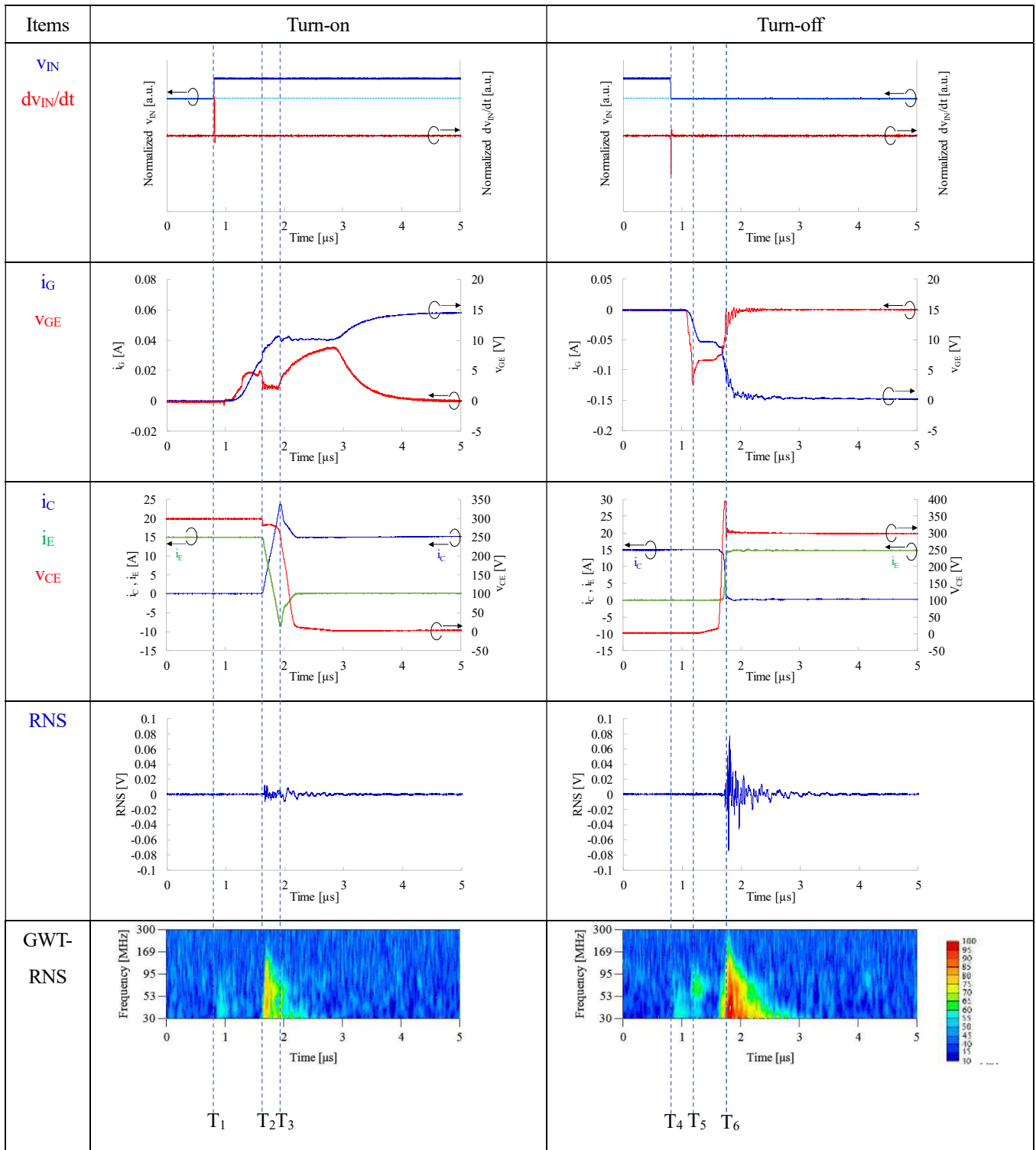


表 6-2. Si RC-IGBT の波形(15A)





### 3. 電流依存性

SiC MOSFET および Si RCIGBT とともに 15A の定格電流を有する素子であるためその定格電流まで検証する必要がある。両素子のターンオンとターンオフに関して、0.2A から 15A までの FFT-RNS の強度を、横軸を周波数、縦軸を電流としてマップを作成すると図 6-5 の(a)から(d)に示すように描ける。

(a)は SiC MOSFET のターンオン時の FFT-RNS のマップ、(b)は SiC のターンオフ、(c)は Si RC-IGBT のターンオン、(d)は Si RC-IGBT のターンオフである。すべてのマップにて 0.2A から 15A までの伝導電流で FFT-RNS のピークが 30MHz から 53MHz までにあることがわかる。また、SiC MOSFET は伝導電流によるターンオンとオフの両方で正の依存性を示し、また、Si RC-IGBT のターンオフ時の伝導電流とも正の依存性を示すが、ターンオンに関しては負の依存性を持つことがわかる。

モータ駆動中の電流と図 6-5 の放射ノイズの支配性により、Si RC-IGBT では、低電流におけるターンオンが支配的であり、導通電流の増加が起こっても低電流時のピークが高いために維持される。それに対して、正の依存性を持つ SiC MOSFET は、電流の増加に伴い放射ノイズが増加するため、Si RC-IGBT よりも優れた放射ノイズの特性を持つことが期待できる。

ここで、SiC MOSFET と Si RC-IGBT でも同様に測定用のプローブを接続して拡張ダブルパルス試験を行うため、プローブや評価機器の影響を評価し、影響度合いを把握する必要がある。

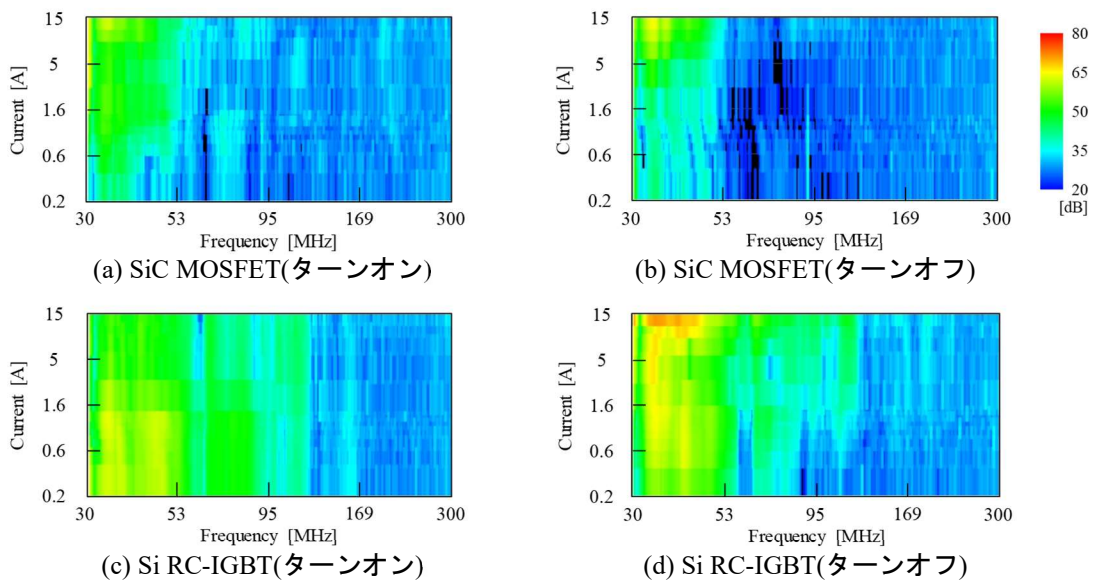


図 6-5. FFT-RNS の電流依存性

### 4. 測定機器及びプローブの影響調査

第四章の 5-4 における図 5-19 と同様のダブルパルス試験を実施し放射ノイズに関するプローブの影響及び装置の影響を確認した。5-4 との変化点は素子が Si CSTBT 及び Si PiN ダイオードから SiC MOSFET や Si RC-IGBT に替わり、また、ゲート抵抗が 100Ω に変わったことである。

放射ノイズの測定において測定器である電圧プローブや電流プローブ等は発生源から検出器までの伝達経路におけるインピーダンスに影響を与えてしまうことや、評価対象から発する放射ノイズの切り分けをするためにゲート駆動のみの場合との切り分ける必要があるため、何もない状態のノイズフロア、機器を接続しない状態でゲートが駆動されている状態の放射ノイズ、プローブが配置されない状態で測定した放射ノイズとプローブが配置され測定機器も稼働している状態での放射ノイズを評価することでそれらの影響が切り分けられる。

図 6-6 の(a)と(b)に、SiC MOSFET と Si RC-IGBT の素子を用いた放射ノイズの測定結果を示す。灰色の線はノイズフロア、緑はプローブを接続せずにゲート駆動のみによる放射ノイズ、青はプローブなしの放射ノイズ、赤は

プローブあり及び装置の稼働状態の放射ノイズである。青と赤の線は比較的類似したプロファイルを示しており酷似していることがわかる。また、SiC MOSFET の場合、50~100MHz の放射ノイズはゲートの駆動による放射ノイズが支配的であり、Si RC-IGBT はゲートの駆動状態の放射ノイズは検出されたが、Si RC-IGBT が動作中の放射ノイズが支配的であるため検出されなかったと判断できる。

これらの結果から、この拡張ダブルパルス試験は、測定機器の影響を大きく受けないため、実用的な方法として有効であると言える。

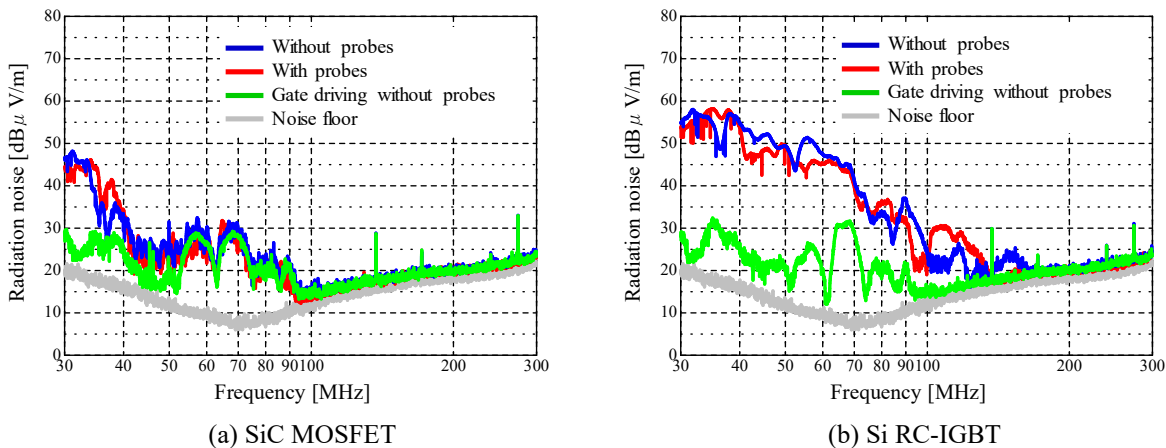


図 6-6. ダブルパルス試験による放射ノイズ測定結果

### 5. モータ駆動中の SiC MOSFET の放射ノイズの評価

前節のハーフブリッジによる放射ノイズ評価結果を検証するためにターンオン及びターンオフの FFT-RNS のピーク値と電流に正の依存性が見られた SiC MOSFET を用いる。評価システムは図 6-7 に描かれており、三相電源、三相ダイオードブリッジ、平滑コンデンサ、SiC MOSFET が搭載された IPM 付き PCB と誘導モータで構成されている。三相四線ケーブルは、三相ダイオードブリッジと電源の間、およびモータとインバータの間に適用され、ダイオードブリッジと IPM はヒートシンクに取り付けられているが、これらはグラウンドには接続されていない。PCB は PWM 信号発生器に接続され、ゲート電圧及び IPM をアクティブにするために 15V が制御電源として印加される。バイコニカルアンテナは、最も感度の高い 1m の高さに垂直に固定され、プリアンプとアッテネータを介してスペクトラムアナライザに接続されている。3m の距離にアンテナが配置されている。駆動条件は、V/f 制御によってオープンループで駆動され、三相正弦波変調を適用し、出力電流が 4.2Arms と 0.3Arms の二つに変更されて評価された。その他の条件は、IPM への DC リンク電圧が 300V、デッドタイムが 3μs、スイッチング周波数が 15kHz、電気的出力周波数が 60Hz である。

図 6-8 は、図 6-1 に示した測定システムに基づく拡張ダブルパルス試験による FFT-RNS のピークを示しており、ハーフブリッジ回路の代わりに SiC MOSFET を搭載する IPM に変更されている。これは、0.4A(約 0.3Arms)での FFT-RNS のピークがターンオンでは 49dB であり、ターンオフよりも支配的であることを示している。ただし、6A(約 4.2Arms)の場合、ターンオフ時の FFT-RNS のピークは 56dB であり、ターンオンよりも支配的である。そして 0.4A の場合と 6A の場合の有意差は約 7dB である。

0.3Arms と 4.2Arms での放射ノイズプロファイルを図 6-9 に示す。4.2Arms での放射ノイズのピークが 0.3Arms でのピークから 8dB 増加したことを示している。したがって、拡張ダブルパルスによる結果と実際のモータ動作による結果は非常に類似しており、同時に得られた場合の一般的なスイッチング特性による放射ノイズの傾向を把握するのに有用であると言える。

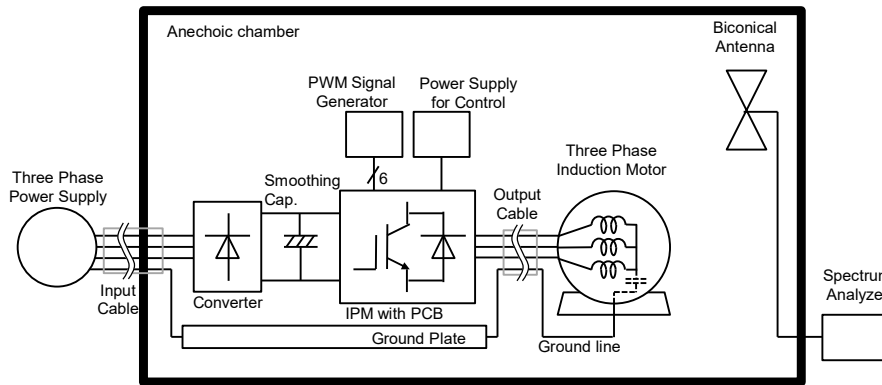


図 6-7. 放射ノイズ評価システムの概要

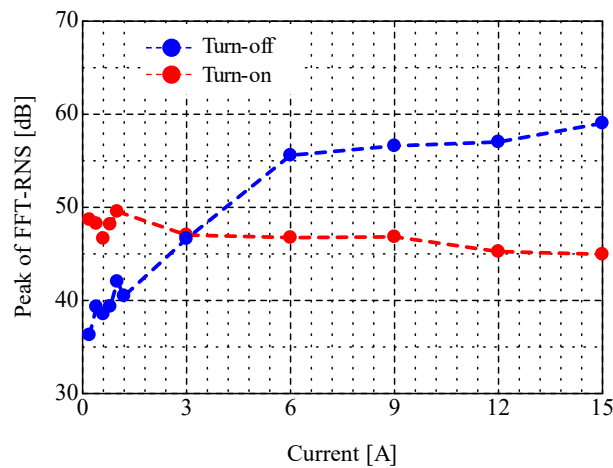


図 6-8. 拡張ダブルパルス試験による結果

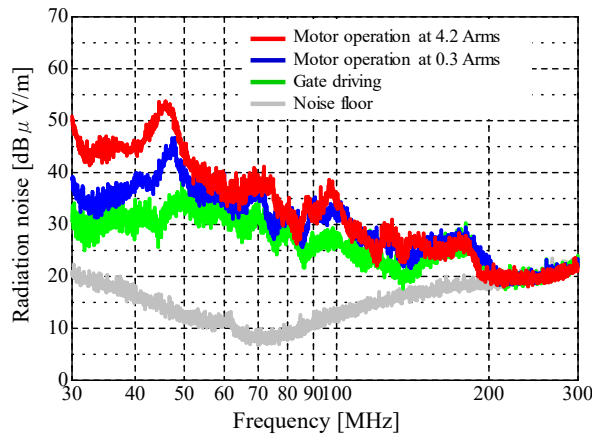


図 6-9. 放射ノイズ評価結果

## 6. 支配性の解析

次にターンオンとターンオフの支配性が転換したメカニズムについて第四章と同様に解析をしていく。誘導負荷で導通電流が 15A であり、DC リンク電圧 ( $V_{DClink}$ ) が 300V の条件でダブルパルス試験を行い、SiC MOSFET と Si RC-IGBT の両方の素子に関してターンオンの波形を表 6-3 及び 4 にそれぞれ記載する。波形は上段から  $i_G$  と  $V_{GE}$ 、次に  $i_L$ 、 $i_H$  と  $V_{CE}$ 、中段はアンテナで受信した電圧波形である RNS、下段のマップは  $i_L$  と  $E_{Ant}$  の式から導出した計算値とガボールウェーブレット変換した  $E_{Ant}(GWT-E_{Ant})$ 、最後に RNS とガボールウェーブレット変換した RNS(GWT-RNS)を記載している。なお、一回の評価にて約 200 $\mu$ s 間導通させるため温度上昇は局所的には起こるが無視できる程度と判断できる。

表 6-3. SiC MOSFET の波形 ( $R_{G(on)}=100\ \Omega$ )

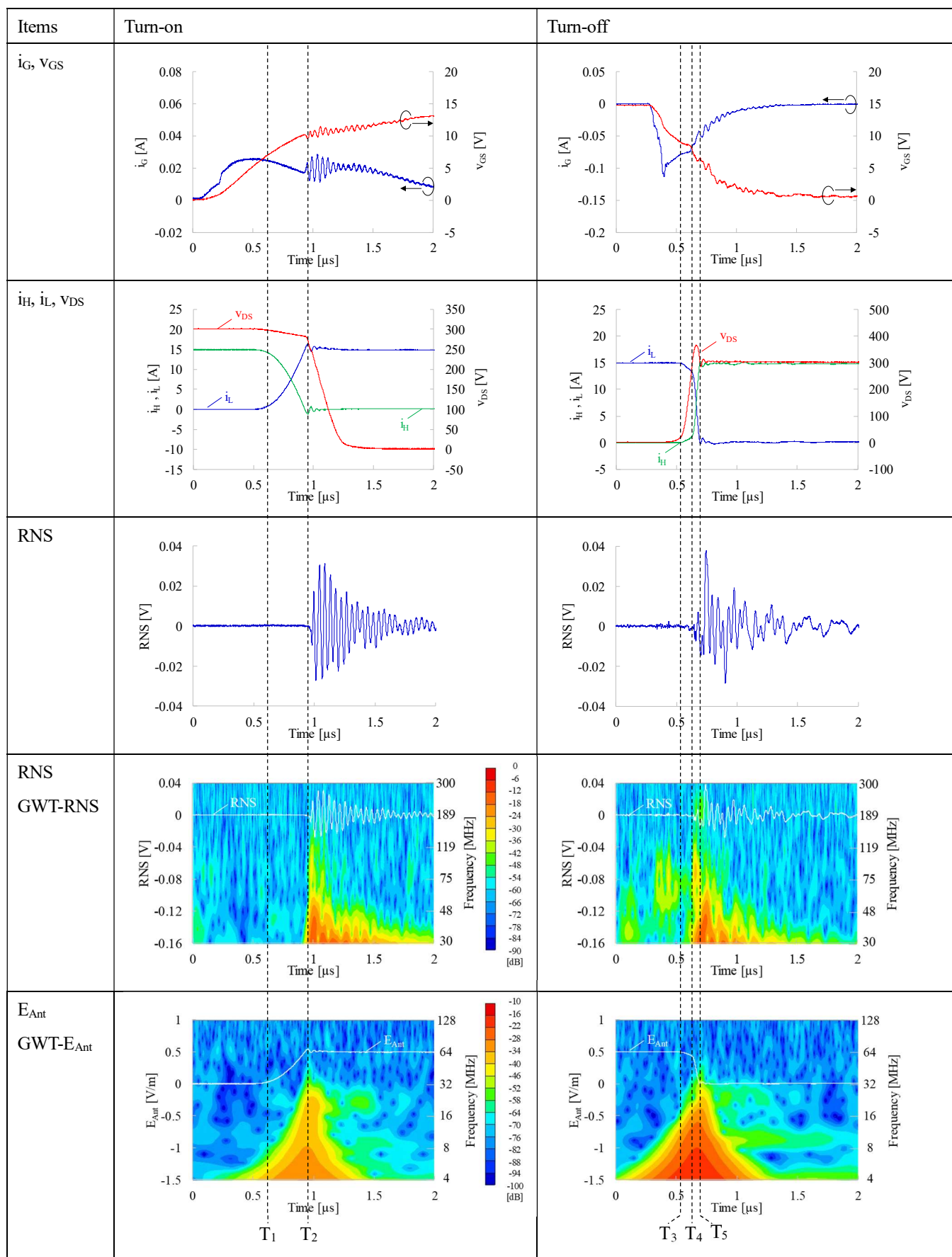
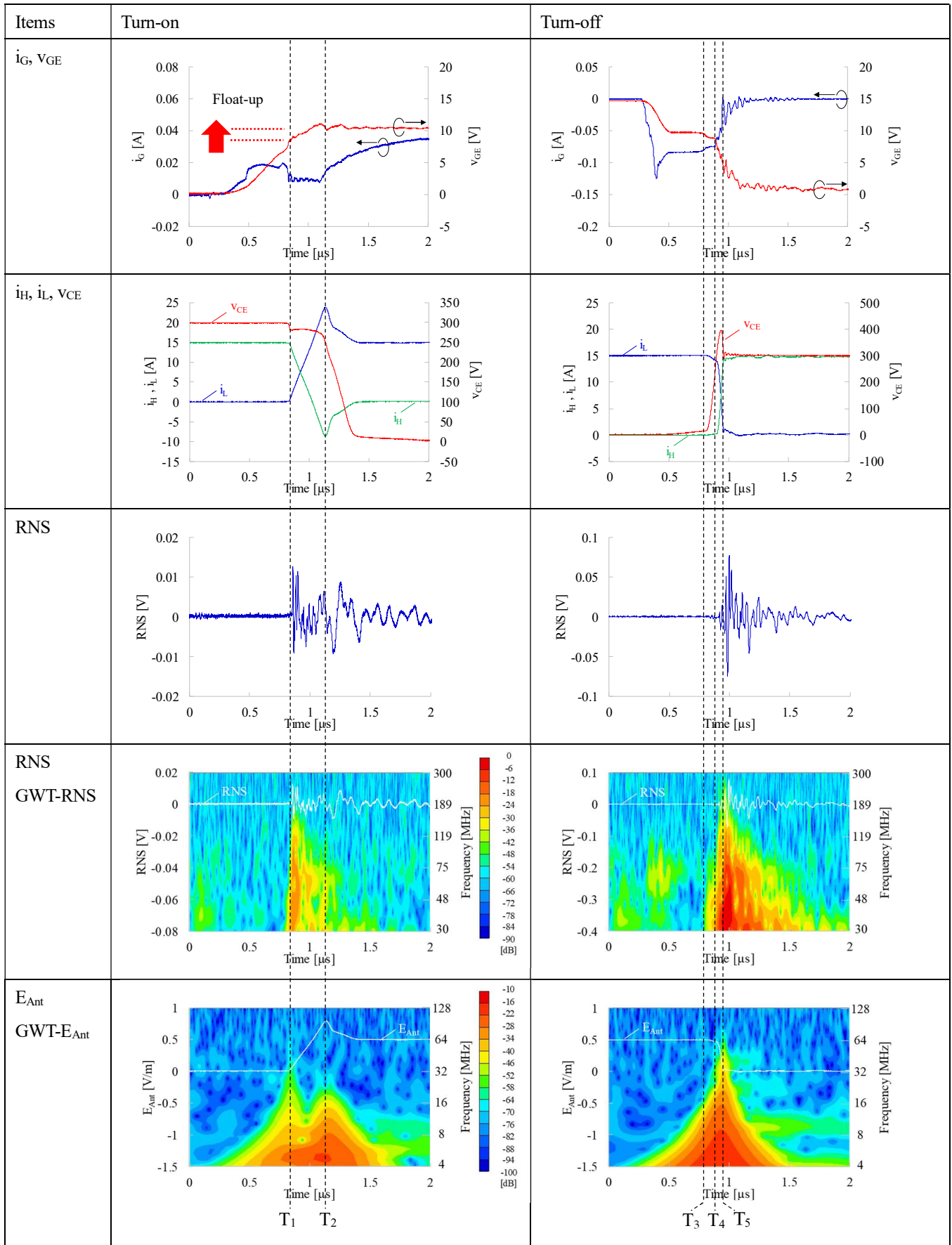


表 6-4. Si RC-IGBT の波形 ( $R_{G(on)}=100\Omega$ )



## 6-1. SiC MOSFET に関して

表 6-3 のターンオン動作にて、ゲートドライブ回路にターンオン信号が入り約  $0.1\mu\text{s}$  にて入力開始される。以降は第二章の CSTBT にて記載したタイミングと類似しており、 $T_2$  までは  $v_{\text{DS}}$  が高い期間であり、 $i_{\text{G}}$  は  $C_{\text{GS}}$  の充電に使用される。その結果、 $i_{\text{G}}$  が供給され、 $v_{\text{GS}}$  が増加する。 $T_1$  にて、SiC MOSFET を流れる電流が導通し始め  $i_{\text{L}}$  として検出されると同時に、バイアスの変化によりボディダイオードを流れる電流が転流し始める。この期間中、 $v_{\text{DS}}$  は、DC リンクコンデンサと配線の寄生インダクタンス( $L_{\text{S}}$ )とそれらを流れる電流の時間変化によって電圧降下が起こることで検出される。 $T_2$  以降で活性領域から飽和領域への遷移が進行し、 $v_{\text{DS}}$  は  $V_{\text{DSsat}}$  に向かって減少する。このとき、 $C_{\text{DG}}$  の充電に  $i_{\text{G}}$  が使われミラー領域に入るため  $v_{\text{DS}}$  間電圧が下がっていき、それと同時にリカバリ動作により発生したサージ電流が緩和されていく。RNS に目を向けるとそのリカバリ動作におけるサージ電流が生じたタイミングで発生したことがわかる。また、 $E_{\text{Ant}}$  と  $\text{GWT-}E_{\text{Ant}}$  ではリカバリ動作にて高調波成分が強くなっていき 30MHz 付近にて -40dB を超える状態になりアンテナで放射ノイズを検出する可能性があることを示している。そのため GWT-RNS にてリカバリ動作にて高調波の放射ノイズが検出されたことがわかる。

ターンオフ動作にて、 $0.1\mu\text{s}$  にてターンオフ信号が入力されて、電荷の供給がとまり、逆に  $C_{\text{DG}}$  に蓄積された電荷が引かれ  $v_{\text{GS}}$  の電圧が下がっていく。このときには  $C_{\text{DG}}$  の放電が行われることでミラー領域に達し、同時に  $V_{\text{DSsat}}$  から  $v_{\text{DS}}$  間の電圧が上がっていく。バイアスの変化によりハイサイドの SiC MOSFET のダイオード部に電流が流れ始め転流動作が開始され、ゲートのチャネルが閉じていくと同時に転流における電流の速度と寄生インダクタンスによりサージ電圧 ( $L_{\text{S}} \cdot di/dt$ ) が発生する。また、 $E_{\text{Ant}}$  と  $\text{GWT-}E_{\text{Ant}}$  により、 $T_5$  のターンオフ時の電流の切れの速さにより高調波成分が検出されているものと推定でき、ターンオフの電流はゲート駆動回路による制御性がなく、そのスイッチング素子の流れにくさ、つまり、ターンオフ時の裏面の構造に依存するため裏面の構造に関して今後の課題として検討していく。

## 6-2. RC-IGBT に関して

第四章における CSTBT-100 の構造を利用してダイオード部を内蔵させたため、基本的には第四章で述べた CSTBT-100 の動作と同じであろうと推定できる。

$T_1$  のタイミングにて放射ノイズが検出されていることがわかる。これは  $T_1$  にてゲート電圧が  $V_{\text{GE(th)}}$  に入ったが、CS 層におけるポテンシャルが高く、CS 層に正孔が蓄積され、ゲートにはその蓄積された分が等しく蓄積される。その時に CS 層の電位はフローティングであり、チャネルが開き始めた瞬間に CS 層の電位がエミッタ電位の基準を得るため、一気にゲートが開き、IGBT を流れる電流が導通し始め、 $i_{\text{L}}$  として検出されたと考えられる。また、その急峻な導通電流により、印加電圧から自己インダクタンスと電流の時間変化分でコレクタ電位が急に減った。この  $E_{\text{Ant}}$  に  $i_{\text{L}}$  のふるまいを導入してマッピングすると表 6-4 の右側に記載の CSTBT のグラフのようになり、その通りに RNS で検出されたと考えられる。以降のリカバリ動作では CSTBT-0 と同様である。

ターンオフ動作にて、 $0.3\mu\text{s}$  にてターンオフ信号が入力されて、電荷の供給がとまり、逆に  $C_{\text{CG}}$  に蓄積された電荷が引かれ  $v_{\text{GE}}$  の電圧が下がっていく。このときには  $C_{\text{DG}}$  の放電が行われることでミラー領域に達し、同時に  $V_{\text{CEsat}}$  から  $v_{\text{CE}}$  間の電圧が上がっていく。バイアスの変化によりハイサイドの RC-IGBT のダイオード部に電流が流れ始め転流動作が開始され、ゲートのチャネルが閉じていくと同時に転流における電流の速度と寄生インダクタンスによりサージ電圧が発生する。また、 $E_{\text{Ant}}$  と  $\text{GWT-}E_{\text{Ant}}$  により、 $T_5$  のターンオフ時の電流のふるまいによって高調波成分が検出されているものと推定する。ターンオフに関しては 6-1 の SiC MOSFET と同様に裏面の構造と放射ノイズの関係について今後の課題とする。

以上のように SiC MOSFET と Si RC-IGBT の放射ノイズの発生タイミングはターンオンで異なっていることがわかった。通常、スイッチング波形は、ゲートの電荷の振る舞いで制御可能であり、外部接続するゲート抵抗によ

って調整される。電流の振る舞いは、図 6-10(a)と(b)に、代表例としてゲート抵抗値が 20、51、100、300 および 750 における SiC MOSFET および Si RC-IGBT のターンオンの電流波形について重ねて描かれている。また、代表的にゲート抵抗が 20、100 そして 300Ω 時の  $E_{Ant}$  を表 6-5 に記載する。

SiC MOSFET の図 6-10(a)では、ゲート抵抗に応じて電流の振る舞いがシフトし、立ち上がり開始時の鋭さが滑らかになっていることがわかる。また、リカバリ電流の大きさが半分になったこともわかる。しかし、Si RC-IGBT の図 6-10(b)では、動作が SiC MOSFET とは異なり、20、51、100Ωでの動作は同じであり、すべてのゲート抵抗の立ち上がり開始時の鋭さは速いことがわかった。これは、RC-IGBT が 100Ωまでがゲート抵抗に依存せず、SiC MOSFET のように電流の滑らかさが変わらないため、ゲート抵抗が大きくなると放射ノイズの低減が少ないと推測され、GWT- $E_{Ant}$  もそれに応じた強度を示している。

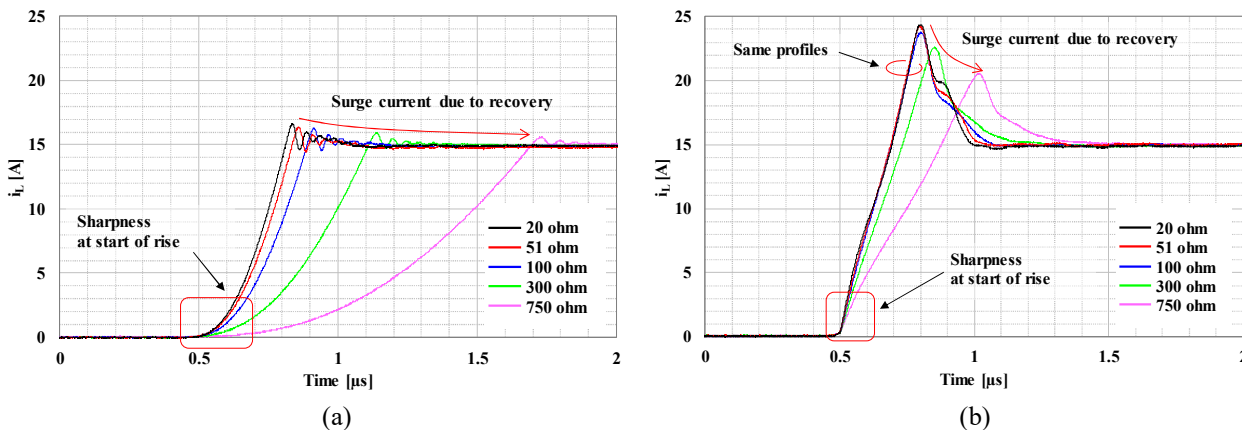
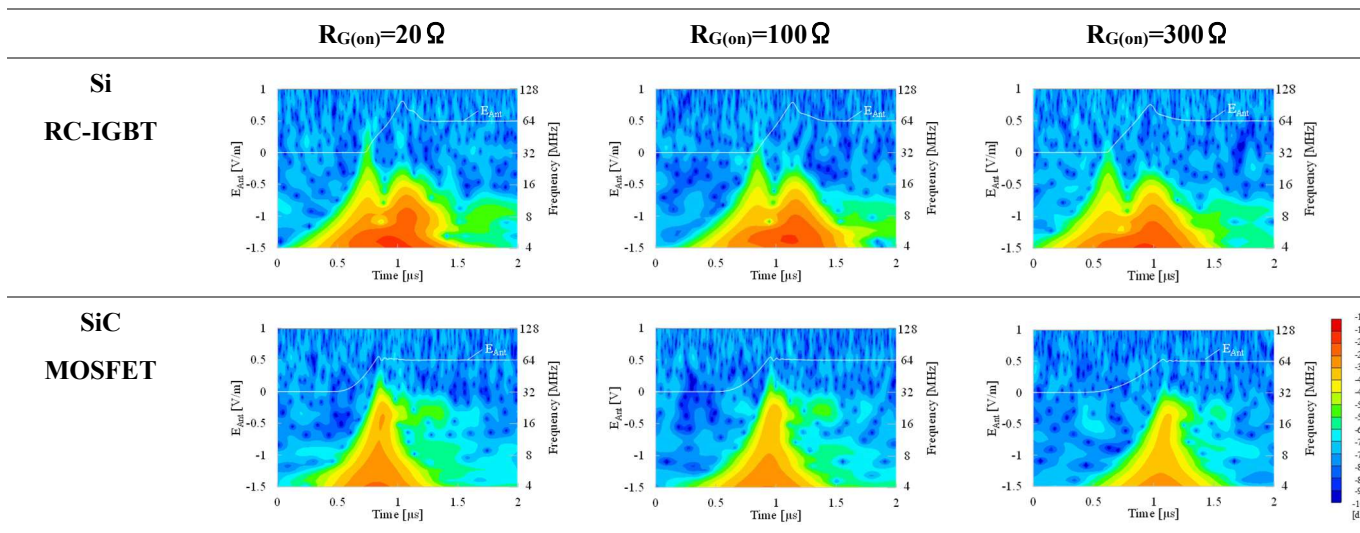


図 6-10. ゲート抵抗変更時のターンオンの電流のふるまい (a) SiC MOSFET (b) RC-IGBT

表 6-5. ゲート抵抗の異なるターンオン時の  $E_{Ant}$



6-3. 放射ノイズへ寄与する構造の検討

Si RC-IGBT と SiC MOSFET の放射ノイズに関する大きな違いはターンオンにおける放射ノイズの発生タイミングであった。ここで、第四章で CSTBT に関して行ったゲートとそれに関する構造について RC-IGBT についても同様の検討を行うこととする。[64] [66]-[70] [113]

まず、効率的な構造の議論のために、ゲート電流( $i_G$ )の積分で表現できる電荷(Q)とゲート電圧( $V_{GE}$ )の関係を図 6-11 に示し、また、CSTBT の構造を基本にした RC-IGBT の提案する新しい表現を図 6-12 に示す。一般的に  $i_G$  は主にゲート-エミッタ間容量( $C_{GE}$ )を充電するために使用され、閾値電圧( $V_{GE(th)}$ )に達した後にチャネルはゆっくりと開いていき、そしてミラー領域にスムーズに到達する。しかし、この RC-IGBT の場合には、理想直線の代わりに”Float-up voltage”と名付けられた、CSTBT では”step-up voltage”と名付けた、急峻なゲート電圧の立ち上がりが見られている。これは  $i_G$  が  $C_{GE}$  だけでなく、CS 層によって形成される容量( $C_{CS}$ )も充電しているからといえる。そして、 $Q_x$  として現れる図 6-12 に示すような  $C_{CS}$  とフローティング電位( $V_{CS}$ )の積から表現でき、チャネルが開き始めるタイミングと同時に  $V_{GE}$  はステップアップすると考えられる。その結果、この”Float-up voltage”は現れたと推定できる。

主なメカニズムは以下のように順を追って説明できる。最初に  $V_{GE}$  が閾値に達しステップアップ電圧が発生する。次に、電流がそのゲートの開き具合によって電流が急峻に流れる。そして、ケーブルから電界が発生し、(Eq.4-4) に従う放射ノイズの高調波成分がアンテナで検出されたと推定できる。したがって、ゲート電圧が急峻な変化を興さず、”Float-up voltage”として検出されず、滑らかな電流を形成する構造を形成することが必要であるといえる。

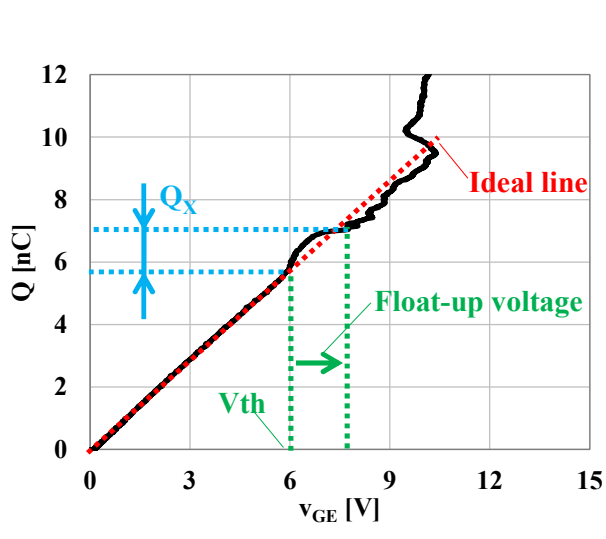


図 6-11. RC-IGBT の Q- $V_{GE}$  の特性

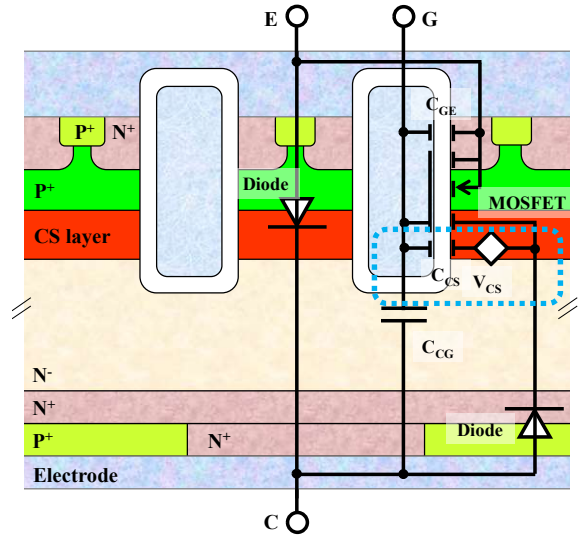


図 6-12. RC-IGBT の等価回路 (提案)



## 7. まとめ

本章では以下の内容について説明をした。

### (1) SiC MOSFET と RC-IGBT の構造と評価環境

SiC MOSFET と Si RC-IGBT の構造と第四章で説明した拡張ダブルパルス試験を用いた結果を説明し、放射ノイズの発生タイミングが特にターンオンで異なる点について説明した。

### (2) 拡張ダブルパルス試験の結果

拡張ダブルパルス試験により得られる RNS を任意の時間幅にて FFT をすることでターンオンとターンオフでの強度を分離でき、そして電流依存性を得られることを説明した。

### (3) 測定機器の影響調査

測定機器及びプローブの影響の調査をすることで、測定機器から発する電磁波により影響を受ける帯域があるが、適正な切り分けと検討が可能であることがわかった。

### (4) 拡張ダブルパルス試験での結果とモータ動作での結果の類似性

第四章では低電流でのターンオンにおける放射ノイズが支配的であったため、モータ駆動中の電流依存性が評価できていなかった。しかし、SiC MOSFET では低電流にて放射ノイズはターンオンで支配的であったが、3A 以上のターンオフで支配的となることがわかった。

そのため、SiC MOSFET が搭載された超小型 DIPIM を用いて、拡張ダブルパルス試験とモータ負荷を変えることで電流依存性を評価した結果、その拡張ダブルパルス試験での結果とモータ駆動中での結果が類似していることがわかった。

### (5) 放射ノイズと素子の構造に関する説明

最後に第四章と同様に拡張ダブルパルス試験によるターンオンにおける放射ノイズ発生に関して、ゲート抵抗依存性の違いもあることと RC-IGBT のスイッチング素子の構造にてデバイスモデルを提案して関連性について説明した。

## 第七章 結論と課題

省エネに貢献するパワーデバイスが低損失だけではなく高速化に伴うノイズの増加を抑制することにより、総合的にさらなる省エネに貢献するためには放射・伝導ノイズとパワーデバイスの関係を調査する必要がある。そこで、今回、三鶯電機製の超小型 DIPIPM とその搭載素子を題材に実施した結果以下の結論を得ることができ、また一部に課題が残っているため、それは今後の研究とする。

### 1. 素子の構造による放射及び伝導ノイズの差異

インバータ動作において、超小型 DIPIPM への搭載素子が異なることで、放射ノイズとしては、評価対象とした 30MHz から 300MHz の帯域にてブロードに広がりを見せながら有意差があり、また、伝導ノイズとしては、150kHz から 30MHz のうち約 3MHz から有意差が徐々に広がりはじめるという、搭載素子に応じて変化することが確認できた。

### 2. 放射ノイズの発生源及び発生タイミングの特定、拡張ダブルパルス試験の提案と有用性の確認

インバータ動作中に近傍界を可視化することで発生源がインバータに接続される配線であることを特定し、また、時間ドメインで放射ノイズとなる信号を解析することで支配的となるタイミングが電流に依存することを突き止めた。そして、超小型 DIPIPM に搭載される素子を用いたハーフブリッジ回路にて、放射ノイズの特性をスイッチング特性の一つとして考慮する拡張ダブルパルス試験を導入することで、ターンオンとターンオフの切り分けとそれらの電流依存性を把握することができることを発見した。そして、五種の CSTBT、SiC MOSFET 及び Si RC-IGBT を用いて同様の検証ができたため、評価設備の発するノイズの影響が低く、かつ、物理的な制約の中で理想に近い評価環境下にて、他のデバイスへも応用が可能と期待できる。

### 3. ターンオン動作における放射ノイズの発生タイミングと構造の関係

波形自体の有する高調波成分を線形的に変化する波形とシグモイド関数的に変化する波形を用いた FFT 及び GWT による解析で、その両者の立ち上がり時間及び振幅が同じであっても高周波成分の減衰の仕方に有意差があることから、高周波における有意差は波形の滑らかさが重要であることを示し、次に、任意の場所に配置されたアンテナで検出される電界強度を電磁ポテンシャルから数式化し、 $E_{Ant}$  と  $GWT-E_{Ant}$  の組と RNS と  $GWT-RNS$  の組から関係づけられることを説明した。そして、スイッチング素子 1 つと還流素子 1 つを用いた回路で、四種の CSTBT を用いた拡張ダブルパルス試験とその解析により、CSD に応じたターンオン時の正孔のふるまいによってゲートの開き方が変わり、その影響で電流波形の有する高調波成分がパワーデバイスのターンオン動作における放射ノイズの発生の要因であることが確認できた。

### 4. SPICE モデルの構築と伝導ノイズのシミュレーション及び実測結果との同定

CSTBT の CSD を振り分けたサンプルに関して、SPICE モデルにより損失とスイッチング速度(10%-90%)の検証をできた。そして、二種の異なる CSD を用いて超小型 DIPIPM に搭載した伝導ノイズのシミュレーションにより有意差があることを確認し、また、実測でも同様に有意差があることが確認できた。しかし、シミュレーション結果と実測結果には乖離があるため、精度を向上させていくための課題が残る。

## 5. 省エネを進めるためのターンオフ動作時とリカバリ動作時のパワーデバイスの構造検討

ターンオン動作はスイッチング素子の表層の構造に大きく依存する。そのため、今回は主にCS層に着目して解析をすすめたが、ターンオン時に発生する放射ノイズの強度とターンオフ時に発生する放射ノイズの強度のどちらとも強度は低いことが望ましいが、ある電流値で支配性が変わることがわかった。したがって、ターンオフの電流及び電圧のふるまいに大きく影響を与える裏面の構造であるPT、NPT、LPTと呼ばれる構造についても同様の解析手法を適用して最適化を進めていく必要がある。また、ターンオン動作では立ち上がり開始時にはスイッチング素子のみが関係するが、立ち上がり完了時にはリカバリ動作を伴う、つまり、還流素子の構造についても高調波成分を低く抑えておく動作となる構造が必要であり、これらのスイッチング素子の裏面構造とダイオードの構造に関しては今後の研究課題とする。

# Appendix. A : マクスウェル方程式と電磁ポテンシャル

## 1. 電磁ポテンシャル

真空中のマクスウェル方程式は下記(Eq.A-1)のように記述できる。

$$\begin{cases} \text{rot}\mathbf{H}(\mathbf{x},t) = \mathbf{j}(\mathbf{x},t) + \frac{\partial\mathbf{D}(\mathbf{x},t)}{\partial t} \\ \text{rot}\mathbf{E}(\mathbf{x},t) = -\frac{\partial\mathbf{B}(\mathbf{x},t)}{\partial t} \\ \text{div}\mathbf{B}(\mathbf{x},t) = 0 \\ \text{div}\mathbf{D}(\mathbf{x},t) = \rho(\mathbf{x},t) \end{cases} \quad \begin{array}{l} \mathbf{H}: \text{磁界ベクトル} \\ \mathbf{B}: \text{磁束密度ベクトル} \\ \mathbf{E}: \text{電界ベクトル} \\ \mathbf{D}: \text{電束密度ベクトル} \\ \mathbf{j}: \text{電流密度ベクトル} \\ \rho: \text{電荷密度} \\ \mathbf{x}: \text{位置ベクトル} \\ t: \text{時刻} \end{array} \quad (\text{Eq.A-1})$$

そして、 $\text{div}\mathbf{B}(\mathbf{x},t) = 0$  が任意のベクトル  $\mathbf{A}(\mathbf{x},t)$  が  $\text{div}\text{rot}\mathbf{A}(\mathbf{x},t) = 0$  を満足する場合、下記のように記述できる。

$$\mathbf{B}(\mathbf{x},t) = \text{rot}\mathbf{A}(\mathbf{x},t) \quad (\text{Eq.A-2})$$

この  $\mathbf{A}(\mathbf{x},t)$  は磁束密度ベクトル  $\mathbf{B}(\mathbf{x},t)$  のベクトルポテンシャルである。電磁場に関するマクスウェル方程式の (Eq.A-1) のファラデーの電磁誘導の法則に (Eq.A-2) を導入すると、

$$\text{rot}\mathbf{E}(\mathbf{x},t) + \frac{\partial(\text{rot}\mathbf{A}(\mathbf{x},t))}{\partial t} = \text{rot}\left(\mathbf{E}(\mathbf{x},t) + \frac{\partial\mathbf{A}(\mathbf{x},t)}{\partial t}\right) = 0 \quad (\text{Eq.A-3})$$

となり、任意のスカラー関数  $\varphi(\mathbf{x},t)$  に関して  $\text{rot}\text{grad}\varphi(\mathbf{x},t) = 0$  が成立するため、負の符号をつけて  $\text{rot}(-\text{grad}\varphi(\mathbf{x},t)) = 0$  となり、(Eq.A-3) と比較することで下記の式を得る。

$$\mathbf{E}(\mathbf{x},t) + \frac{\partial\mathbf{A}(\mathbf{x},t)}{\partial t} = -\text{grad}\varphi(\mathbf{x},t) \quad (\text{Eq.A-4})$$

したがって、磁束密度ベクトル及び電界ベクトルは下記のように記述できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{B}(\mathbf{x},t) &= \text{rot}\mathbf{A}(\mathbf{x},t) \\ \mathbf{E}(\mathbf{x},t) &= -\text{grad}\varphi(\mathbf{x},t) - \frac{\partial\mathbf{A}(\mathbf{x},t)}{\partial t} \end{aligned}$$

上記を与えるスカラーポテンシャル  $\varphi(\mathbf{x},t)$  とベクトルポテンシャル  $\mathbf{A}(\mathbf{x},t)$  を合わせて電磁ポテンシャルという。

そして、残りの2つの式は誘電率  $\varepsilon$  及び透磁率  $\mu$  を導入することで、 $\mathbf{H}(\mathbf{x},t) = \mu\mathbf{B}(\mathbf{x},t)$  及び  $\mathbf{E}(\mathbf{x},t) = \varepsilon\mathbf{D}(\mathbf{x},t)$  から下記のように記述できる。

$$\text{div}\mathbf{E}(\mathbf{x},t) = \frac{\rho(\mathbf{x},t)}{\varepsilon} \quad (\text{Eq.A-5})$$

$$\text{rot}\mathbf{B}(\mathbf{x},t) - \varepsilon\mu \cdot \frac{\partial\mathbf{D}(\mathbf{x},t)}{\partial t} = \mu \cdot \mathbf{j}(\mathbf{x},t) \quad (\text{Eq.A-6})$$

電荷の時間変化は電流となるため、下記の電荷保存則が成立していなければならない。

$$\frac{\rho(\mathbf{x},t)}{\varepsilon} + \text{div}\mathbf{j}(\mathbf{x},t) = 0 \quad (\text{Eq.A-7})$$

## 2. ゲージ変換

任意のスカラーポテンシャル及びベクトルポテンシャルを導入したことにより一般的な表現方法に収めている。そして、その任意性に関してゲージ変換を導入し、スカラーポテンシャルと同様に  $\text{rot grad } f(x,t)=0$  となる  $f(x,t)$  を導入する。これを  $B(x,t)=\text{rot}A(x,t)$  に導入しても変化はないため、下記のように記述できる。

$$B(x,t)=\text{rot}A(x,t)+\text{rot grad } f(x,t)=\text{rot}(A(x,t)+\text{grad } f(x,t))$$

そして、 $A(x,t)\rightarrow A'(x,t)=A(x,t)+\text{grad } f(x,t)$  とすると  $B'(x,t)=\text{rot}A'(x,t)$  というようにベクトルポテンシャルの変換とみなすことができる。

$$\text{次に } \varphi(x,t)\rightarrow\varphi'(x,t)=\varphi(x,t)-\frac{\partial f(x,t)}{\partial t} \text{ を導入すると } E'(x,t)=-\text{grad } \varphi'(x,t)-\frac{\partial A'(x,t)}{\partial t}=-\text{grad}\left(\varphi(x,t)-\frac{\partial f(x,t)}{\partial t}\right)-\frac{\partial A'(x,t)}{\partial t}$$

となり、 $\text{rot}E'(x,t)+\frac{\partial B'(x,t)}{\partial t}=\text{rot}\left(E'(x,t)+\frac{\partial A'(x,t)}{\partial t}\right)=\text{rot}\left\{-\text{grad}\left(\varphi(x,t)-\frac{\partial f(x,t)}{\partial t}\right)\right\}=0$  であることから、電磁誘導の法則

は成立している。そして、 $\text{div}B'(x,t)=0$ 、かつ、 $\text{rot}E'(x,t)+\frac{\partial B'(x,t)}{\partial t}=\text{rot}\left(E'(x,t)+\frac{\partial A'(x,t)}{\partial t}\right)=0$  であり、変換された後

も二つのマクスウェル方程式は満足されている。したがって、 $\varphi(x,t)-\frac{\partial f(x,t)}{\partial t}$  がどんなスカラー関数であっても、

$\text{rot grad}\left(\varphi(x,t)-\frac{\partial f(x,t)}{\partial t}\right)=0$  が成立するから、

$$\begin{aligned} A(x,t)\rightarrow A'(x,t)&=A(x,t)+\text{grad } f(x,t) \\ \varphi(x,t)\rightarrow\varphi'(x,t)&=\varphi(x,t)-\frac{\partial f(x,t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (\text{Eq.A-8})$$

と電磁ポテンシャルが変換されてもマクスウェル方程式の(Eq.A-3)と(Eq.A-4)は成立し、電磁場も不変になることが  $\text{rot grad } f(x,t)=0$  となる  $f(x,t)$  を導入した理由である。これらの(Eq.A-8)をゲージ変換という。残りのマクスウェル方程式の(Eq.A-5)と(Eq.A-6)に電磁ポテンシャルで与えられる電磁場の式(Eq.A-4)と(Eq.A-2)をそれぞれ導入して整理する。

(Eq.A-5)と(Eq.A-4)から  $\text{div}\left(\text{grad } \varphi(x,t)+\frac{\partial A(x,t)}{\partial t}\right)=-\frac{\rho(x,t)}{\varepsilon}$  であり、 $\text{div grad } f(x,t)=\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2}+\frac{\partial^2}{\partial y^2}+\frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)f(x,t)=\nabla^2 f(x,t)$  の

恒等式を用いて下記のように記述できる。

$$\nabla^2\varphi(x,t)+\frac{\partial(\text{div}A(x,t))}{\partial t}=-\frac{\rho(x,t)}{\varepsilon} \quad (\text{Eq.A-9})$$

(Eq.A-6)と(Eq.A-2)を用いて  $\text{rot rot}A(x,t)-\varepsilon\mu\cdot\frac{\partial(\text{grad}\varphi(x,t))}{\partial t}+\varepsilon\mu\cdot\frac{\partial^2 A(x,t)}{\partial t^2}=\mu\cdot j(x,t)$  であり、

$\text{rot rot}A(x,t)=\text{grad div}A(x,t)-\nabla^2 A(x,t)$  の恒等式を用いて下記のように記述できる。

$$\left\{\nabla^2-\varepsilon\mu\cdot\frac{\partial^2}{\partial t^2}\right\}A(x,t)-\text{grad}\left\{\text{div}A(x,t)+\varepsilon\mu\cdot\frac{\partial\varphi(x,t)}{\partial t}\right\}=-\mu\cdot j(x,t) \quad (\text{Eq.A-10})$$

### 3. ローレンツ条件

ゲージ変換にて式(Eq.A-8)により関数  $f$  を選び、

$$\operatorname{div} A(\mathbf{x}, t) + \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial}{\partial t} \varphi(\mathbf{x}, t) = 0 \quad (\text{Eq.A-11})$$

が実現するようにする。このとき、(Eq.A-10)はスカラー量であるが、選定した電磁ポテンシャル  $(\varphi', A')$  が (Eq.A-10)

を満足せずに  $\operatorname{div} A'(\mathbf{x}, t) + \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial \varphi'(\mathbf{x}, t)}{\partial t} = g \neq 0$  であっても、(Eq.A-8)のゲージ変換により  $(\varphi', A') \rightarrow (\varphi, A)$  と表現し上式に

導入すると  $\operatorname{div} A(\mathbf{x}, t) + \operatorname{div} \operatorname{grad} f(\mathbf{x}, t) + \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial \varphi(\mathbf{x}, t)}{\partial t} - \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial^2 f(\mathbf{x}, t)}{\partial t^2} = g$  となり、恒等式から

$\operatorname{div} A(\mathbf{x}, t) + \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial \varphi(\mathbf{x}, t)}{\partial t} = g - \left( \nabla^2 f(\mathbf{x}, t) - \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial^2 f(\mathbf{x}, t)}{\partial t^2} \right)$  であり、 $f$  は任意に選定可能であり、右辺の括弧内が 0 になるよう

に選定すると(Eq.A-11)を満足することになる。ただし、スカラーポテンシャル  $f$  は下記式を満足するものに限定される。

$$\nabla^2 f(\mathbf{x}, t) - \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial^2 f(\mathbf{x}, t)}{\partial t^2} = g$$

この(Eq.A-11)をローレンツ条件という。この条件を(Eq.A-9)と(Eq.A-10)に導入すると下記のようになる。

$$\left( \nabla^2 - \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \varphi(\mathbf{x}, t) = -\frac{\rho(\mathbf{x}, t)}{\varepsilon}$$

$$\left( \nabla^2 - \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) A(\mathbf{x}, t) = -\mu \cdot \mathbf{j}(\mathbf{x}, t)$$

以上の内容から、改めて記載をすると、

$$\operatorname{div} A(\mathbf{x}, t) + \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial}{\partial t} \varphi(\mathbf{x}, t) = 0 \quad (\text{Eq.A-12})$$

$$\left( \nabla^2 - \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \varphi(\mathbf{x}, t) = -\frac{\rho(\mathbf{x}, t)}{\varepsilon} \quad (\text{Eq.A-13})$$

$$\left( \nabla^2 - \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) A(\mathbf{x}, t) = -\mu \cdot \mathbf{j}(\mathbf{x}, t) \quad (\text{Eq.A-14})$$

上記(Eq.A-12)から(Eq.A-14)までの 3 つの式を解くことで  $\mathbf{B}(\mathbf{x}, t) = \operatorname{rot} A(\mathbf{x}, t)$ 、 $\mathbf{E}(\mathbf{x}, t) = -\operatorname{grad} \varphi(\mathbf{x}, t) - \frac{\partial A(\mathbf{x}, t)}{\partial t}$  の電磁界

が決まることになる。

#### 4. 直線状アンテナからの放射

前述にてマクスウェル方程式を電磁ポテンシャルで表現した。前述の  $x$  は  $(x, y, z)$  を表現しており、 $x' = (x', y', z')$  とも表現でき、そこで任意の位置の差分をと  $\varepsilon\mu$  を下記の通り表現し、

$$r = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \text{ 及び } \varepsilon\mu = \frac{1}{c^2}$$

そこで(Eq.A-12)から(Eq.A-14)までの3つの式を書き直すと下記のように電磁ポテンシャルは記述できる。

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \mathbf{A}(x, y, z, t) + \frac{1}{c^2} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \varphi(x, y, z, t) &= 0 \\ \varphi(x, y, z, t) &= \frac{1}{4\pi\varepsilon} \iiint \left( \frac{\rho(x', y', z', t-r/c)}{r} \right) dx' dy' dz' \\ \mathbf{A}(x, y, z, t) &= \frac{\mu}{4\pi} \iiint \left( \frac{\mathbf{j}(x', y', z', t-r/c)}{r} \right) dx' dy' dz' \end{aligned}$$

ここで図 A-1 に示すように、原点で  $z$  軸方向に向かう長さ  $dl$  の線分上の電流  $j(t)$  により任意の極座標上の点  $P(r, \theta, \psi)$  に生じる電磁界 ( $\mathbf{E}, \mathbf{H}$ ) を考える。  $P$  にて  $r$  方向、 $\theta$  方向、 $\psi$  方向にだけ増加する単位ベクトルを  $\mathbf{e}_r$ 、 $\mathbf{e}_\theta$ 、 $\mathbf{e}_\psi$

とする場合、磁界ではベクトルポテンシャルを用いて、 $\mathbf{A}(r, \theta, \psi, t) = \frac{\mu dl}{4\pi} \frac{\mathbf{j}(0, 0, 0, t-r/c)}{r}$  であり、下記のようになる。

$$\mathbf{B}(r, \theta, \psi, t) = \operatorname{rot} \mathbf{A}(r, \theta, \psi, t) = \left( \mathbf{e}_r \frac{\partial}{\partial r} + \mathbf{e}_\theta \frac{\partial}{r \partial \theta} + \mathbf{e}_\psi \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \psi} \right) \times \frac{\mu dl}{4\pi} \frac{\mathbf{j}(0, 0, 0, t-r/c)}{r} = \frac{\mu dl}{4\pi} \left( \frac{j(0, 0, 0, t-r/c)}{r^2} + \frac{1}{cr} \frac{\partial j(0, 0, 0, t-r/c)}{\partial t} \right) \sin \theta \mathbf{e}_\psi$$

したがって、

$$\mathbf{H}(r, \theta, \psi, t) = \frac{dl}{4\pi} \left( \frac{j(0, 0, 0, t-r/c)}{r^2} + \frac{1}{cr} \frac{\partial j(0, 0, 0, t-r/c)}{\partial t} \right) \sin \theta \mathbf{e}_\psi$$

電界では、ローレンツ条件から

$$\varphi(r, \theta, \psi, t) = -c^2 \int \operatorname{div} \mathbf{A}(r, \theta, \psi, t) dt = -c^2 \int \operatorname{div} \left( \frac{\mu dl}{4\pi} \frac{\mathbf{j}(0, 0, 0, t-r/c)}{r} \right) dt = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int dl \cos \theta \left( \frac{j(0, 0, 0, t-r/c)}{r^2} + \frac{1}{cr} \frac{\partial j(0, 0, 0, t-r/c)}{\partial t} \right) dt$$

次に  $\mathbf{E}(r, \theta, \psi, t) = -\operatorname{grad} \varphi(r, \theta, \psi, t) - \frac{\partial \mathbf{A}(r, \theta, \psi, t)}{\partial t}$  であり、

$$\mathbf{E}(r, \theta, \psi, t) = - \left( \mathbf{e}_r \frac{\partial}{\partial r} + \mathbf{e}_\theta \frac{\partial}{r \partial \theta} + \mathbf{e}_\psi \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \psi} \right) \varphi(r, \theta, \psi, t) - \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{\mu dl}{4\pi} \frac{\mathbf{j}(0, 0, 0, t-r/c)}{r} \right)$$

$$\mathbf{E}(r, \theta, \psi, t) = \frac{dl}{2\pi\varepsilon} \left\{ \frac{1}{r^3} \int j(0, 0, 0, t-r/c) dt + \frac{1}{cr^2} j(0, 0, 0, t-r/c) \right\} \cos \theta \mathbf{e}_r + \frac{dl}{4\pi\varepsilon} \left\{ \frac{1}{r^3} \int j(0, 0, 0, t-r/c) dt + \frac{1}{cr^2} j(0, 0, 0, t-r/c) + \frac{1}{c^2 r} \frac{\partial j(0, 0, 0, t-r/c)}{\partial t} \right\} \sin \theta \mathbf{e}_\theta$$

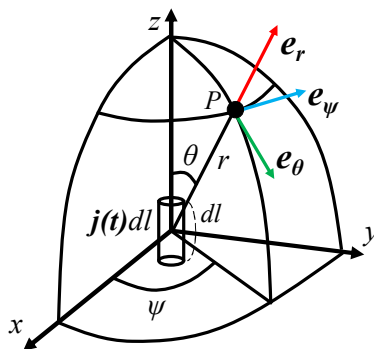


図 A-1. 任意の P における電界・磁界

## 5. 直線状アンテナからの放射した電磁界

図 A-2 に示すように直線状アンテナの  $z$  軸と平行に、 $y$  軸と垂直にあり、距離  $R$  だけ離れた  $x$  軸上の点  $P$  を考える。このとき  $P(R, \pi/2, 0)$  であるため、このときの  $(E, H)$  は下記のように記述できる。

$$\mathbf{E}(R, \pi/2, 0, t) = \frac{dl}{4\pi\epsilon} \left\{ \frac{1}{R^3} \int j(0, 0, 0, t - R/c) dt + \frac{1}{cR^2} j(0, 0, 0, t - R/c) + \frac{1}{c^2 R} \frac{\partial}{\partial t} j(0, 0, 0, t - R/c) \right\} \mathbf{e}_\theta \quad (\text{Eq.A-15})$$

$$\mathbf{H}(R, \pi/2, 0, t) = \frac{dl}{4\pi} \left( \frac{j(0, 0, 0, t - R/c)}{R^2} + \frac{1}{cR} \frac{\partial j(0, 0, 0, t - R/c)}{\partial t} \right) \mathbf{e}_\psi \quad (\text{Eq.A-16})$$

したがって、電界検出アンテナの検出信号は、線分間を流れる電流によって形成され、 $R/c$  の時間遅れて検出した結果を出力することになる。

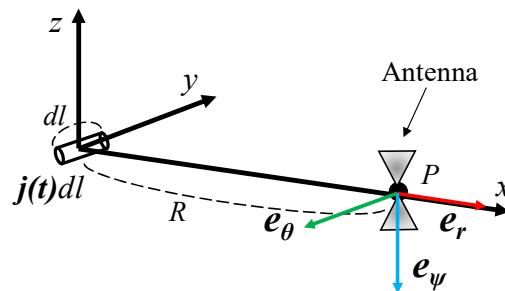


図 A-2. アンテナ上での電界・磁界



# Appendix. B : 時間-周波数変換

## 1. フーリエ変換とファストフーリエ変換

一般的に知られているフーリエ変換(Fourier Transform、FT)は  $f$  を周波数、 $t$  を時間、 $j$  を複素数の表記の  $j^2 = -1$  として、解析対象となる信号を  $v(t)$ 、 $W(f)$  を変換されたスペクトルとすると下記の式で記述できる。

$$W(f) = \int v(t) \cdot \exp(-j2\pi ft) dt \tag{Eq.B-1}$$

(Eq.B-1)の表現は無限時間積分であるが、数学的な処理過程では有限となる。そして、ターゲット信号は有限の時間窓を用いて切り出される。ファストフーリエ変換(Fast Fourier Transform, FFT)のアルゴリズムは 1965 年に J.W.Cooley と J.W.Turkey の共著でフーリエ変換の処理を加速させるために報告された。そのアルゴリズムとシナリオはリファレンスに記載されている。[120]

## 2. 短時間フーリエ変換

フーリエ変換及びファストフーリエ変換ではターゲットとなる信号全体に対して周波数成分の抽出が行われるため、時間軸の情報が消去されてしまう。そのため考案されたのが短時間フーリエ変換(Short Time Fourier Transform、STFT)である。これはガボールの 1946 年に報告された”Theory of Communication”に詳細が記載されている。この STFT をターゲット信号に適用する際には、非定常の長時間の信号の中で切り出された短時間内における信号は定常状態であるということが仮定に置かれており、(Eq.B-2)に示すような式で、短時間を切り出す窓関数  $g(t)$  は時間軸上で移動しながら FFT によって信号の処理がされる。[121]

$$W_b(f) = \int v(t) \cdot g(t-b) \cdot \exp[-j2\pi f(t-b)] dt \tag{Eq.B-2}$$

ここで  $W_b(f)$  は時間  $t=b$  において変換された周波数スペクトルである。時間  $b$  は時間パラメータとよばれ、有限の時間を移動し、スペクトルは 2D の平面図もしくは 3D の立体グラフとして描写される。窓関数  $g(t)$  がガウス関数 (Eq.B-3) で記述されるときに、STFT はガボール変換と呼ばれる。

$$g(t) = \frac{1}{\sqrt{\pi\delta_0}} \cdot \exp\left(-\frac{t^2}{\delta_0^2}\right) \tag{Eq.B-3}$$

この STFT の特徴は、分解能が時間-周波数の平面図上に関して時間と周波数が等間隔に分割されるということである。これは STFT による不確定性があるということの意味しており、この不確定性は任意の周波数は任意の時間で特定されないという論理的な限界を意味している。同時に時間分解能  $\Delta t$  と周波数分解能  $\Delta f$  は時間-周波数解析上の制限なく増加できないということも表している。その関係は下記の式で表される。[122] [123]

$$\Delta t \cdot \Delta f = \frac{1}{2} \tag{Eq.B-4}$$

さらに、STFT はターゲット信号を窓間隔の最初と最後のポイントが周期的な関数でつながっているとして解析するので、窓間隔が周期の整数倍でない限り不連続性が発生する。その結果、ターゲット信号に存在しないスペクトラムが観察される恐れがある。(Eq.B-3)と(Eq.B-4)に応用例と WT との比較が記載されている。

### 3. ウェーブレット変換

ウェーブレット変換(Wavelet Transform、WT)はモルレー(Morlet)、メイヤ(Meyer)、マラー(Mallat)らによって1980年代に研究された。それはSTFTの考えを用い、一つの波を拡大縮小して、時間-周波数解析の短い波であるウェーブレット(WAVELET)に適用したのである。それはターゲット信号がマザーウェーブレットと呼ばれる関数とともに畳み込み積分で解析されることである。それは下記の(Eq.B-5)で記述できる。[124]-[131]

$$[W_{\psi}v](\beta, \alpha) = \int \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \cdot v(t) \cdot \overline{\psi\left(\frac{t-\beta}{\alpha}\right)} dt \quad (Eq.B-5)$$

ここで $\alpha$ は時間のスケールであり $1/\alpha$ が周波数として表現される。 $\beta$ は時間上を移動する移動パラメータである。マザーウェーブレット $\psi(t)$ は移動パラメータ $\beta$ と拡大縮小の $\alpha$ スケーリングパラメータの両方で構成されているため信号は時間と周波数の両方で解析される。

このWTの特徴は分解能が時間と周波数軸がそれぞれ等間隔に区切られるのではなく、高調波成分に関しては時間分解能が高く、しかし、低い周波数では分解能が低い。一方で、低周波成分に関しては、周波数分解能が高く、しかし、時間分解能は低いということである。ただし、時間分解能の時間中央は周波数中央に関して変化しないので、周波数変動はターゲット信号と時間中央とを合わせながら比較されると理解しやすい。したがって、WTではFFTで得られない時間軸情報を消去せずに周波数情報も抽出できる。

### 4. ガボールウェーブレット変換

WTとSTFTを合わせたガボールウェーブレット変換(Gabor Wavelet Transform, GWT)について以下に記載する。再度、STFTの式を以下に記載する。ガウス関数とともに記載されたSTFTにて、下記の変換をガボール変換という。

$$W_b(f) = \int v(t) \cdot g(t-b) \cdot \exp[-j2\pi f(t-b)] dt \quad (Eq.B-2)$$

$$g(t) = \frac{1}{\sqrt{\pi}\delta_0} \cdot \exp\left(-\frac{t^2}{\delta_0^2}\right) \quad (Eq.B-3)$$

そして、下記のWTでは任意のマザーウェーブレット $\psi(t)$ が必要である。

$$[W_{\psi}v](\beta, \alpha) = \int \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \cdot v(t) \cdot \overline{\psi\left(\frac{t-\beta}{\alpha}\right)} dt \quad (Eq.B-5)$$

ここで、ガボール変換と、フーリエ変換の(Eq.B-2)の指数関数をウィンドウ関数に統合すると、メインの方程式と窓関数の両方が同様の方程式になる。したがって、STFTは、スケーリング周波数と変換時間でガボールウェーブレット変換に変更できる。

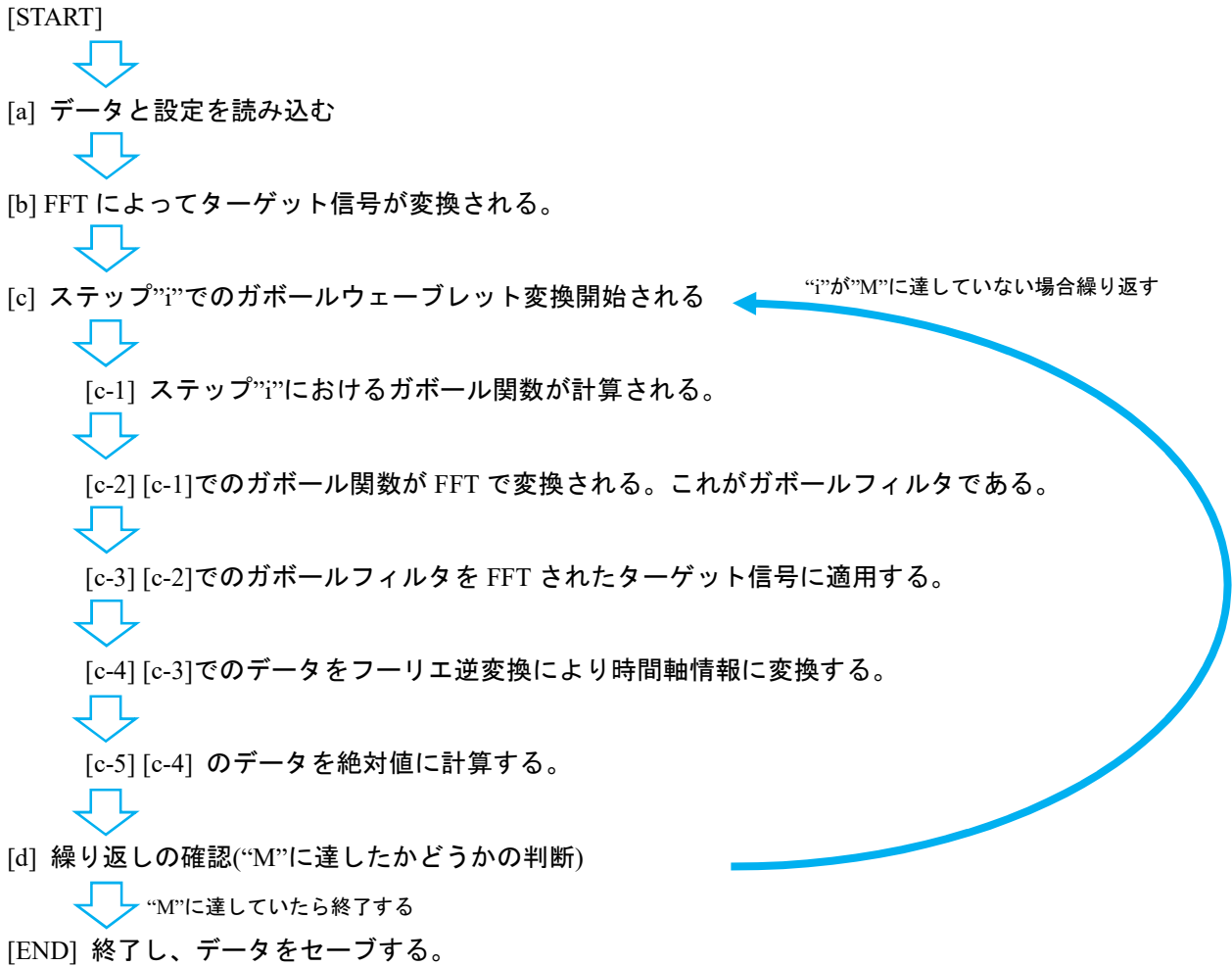
$$\psi(t) = \frac{1}{\sqrt{\pi}\delta_0} \cdot \exp\left(-\frac{t^2}{\delta_0^2}\right) \cdot \exp(j2\pi t) \quad (Eq.B-6)$$

## 5. 複雑さ解析

計算コードの使い勝手は複雑さ解析によって調査をすることができる。それにより計算に必要な時間及び計算器のスペックを知ることができる。ここではそのアルゴリズム及び演算回数について記載する。

ガボールウェーブレット変換の概略は以下の通りである。最初にマザーウェーブレットとターゲット信号をフーリエ変換し、畳み込み積分の後に、フーリエ逆変換により周波数軸から時間軸に戻してウェーブレット変換が計算される。

フローチャートは以下の通りである。



計算繰り返しのオーダーは簡易的に以下のステップで計算される。

[a] データと設定の読み込み

ここで、ターゲット信号( $v(t)$ )、ターゲット信号の数( $N$ )、最小周波数( $f_{\min}$ )、最大周波数( $f_{\max}$ )、周波数の分割数( $M$ )が読み込まれる。周波数の間隔( $\Delta f$ )は $\Delta f = (f_{\max} - f_{\min}) / (M - 1)$ で計算される。

[b] ターゲット信号の FFT 変換

ここで FFT の繰り返し数は $\frac{1}{2}N \log_2(N) + N$ である。オーダーは $O(N \log_2(N))$ として表記される。

[c] ステップ“i”におけるガボールウェーブレット変換が開始される。周波数は $f_i = \Delta f \cdot i$ である。

[c-1] ステップ“i”におけるガボール関数が計算される。

ここで、計算の繰り返し数は $6N$ であり、オーダーは $O(N)$ と表記できる。

[c-2] [c-1]でのガボール関数が FFT で変換される。これがガボールフィルタである。

これがガボールフィルタであり、繰り返し数は $\frac{1}{2}N \log_2(N) + N$ である。

[c-3] [c-2]でのガボールフィルタを FFT されたターゲット信号に適用する。

ここで、計算の繰り返し数は $3N$ である。

[c-4] [c-3]でのデータをフーリエ逆変換により時間軸情報に変換する。

ここで、フーリエ逆変換の繰り返し数は $\frac{1}{2}N \log_2(N) + N$ である。

[c-5] [c-4] のデータを絶対値に計算する。

ここで、計算の繰り返し数は $3N$ である。

[d] 繰り返しの確認

繰り返しが  $M$  に応じて継続される。“i”が  $M$  に達していない場合繰り返し、 $M$  に達したら終了。

上記のように $O(N \log_2(N))$ のオーダーは[b]、[c-2]、[c-4]、 $O(N)$ のオーダーは[c-1]での $6N$ 、[c-3]での $3N$ 、[c-5]での $3N$ である。[c]内でのそれぞれのステップは  $M$  回繰り返される。したがって、総繰り返し数( $T_{iteration}$ )は以下に計算できる。

$$T_{iteration} = (1 + M)(N \log_2(N) + 2N) + M \cdot 12N$$

したがって、 $N=8192$ 、かつ、 $M=201$ の場合、

$$T_{iteration} = (201 + 1)(8192 \cdot \log_2(8192) + 2 \cdot 8192) + 201 \cdot 12 \cdot 8192 = 5442 \cdot 8192 = 44,580,864$$

である。この GWT 計算は約 20 秒で完了する。

## 6. 波形解析の例

### (1) FFT による波形解析(線形、余弦波)

代表的に直線的に変化する波形を図 B-1 に記載する。この波形は周期  $T$ 、振幅  $V_o$ 、立ち上がり時間が  $\tau_r$ 、立下り時間が  $\tau_f$ 、 $V_o/2$  以上の期間が  $\tau$  の場合、周波数変換したプロファイルは 0dB/decade、-20dB/decade、-40dB/decade と減衰していき、減衰する周波数は  $1/\pi\tau$  及び  $1/\pi\tau_r$  とそれぞれ記載できる。ただし、 $\tau_r = \tau_f$  である。

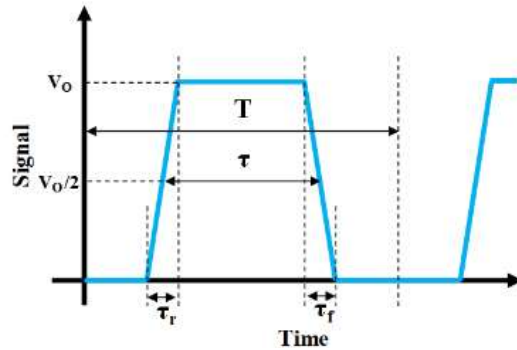


図 B-1. 直線的に変化する波形の代表例

事例として線形に変化する波形と立ち上がり及び立下りが余弦波である二種類の波形を使用する。[132] 立ち上がりの図を拡大して図 B-2 に記載する。前者は表 B-1 のような数値の場合 10%-90%の  $dv/dt$  は  $50V/\mu s$  である。そして後者は立ち上がり及び立下りの時間は同じであるため、10%-90%の  $dv/dt$  は  $67.5V/\mu s$  であり最大値は  $78.5V/\mu s$  である。ガウシアン関数を用いて FFT をすると図 B-3 のようになり、余弦波の場合 -40dB/decade ではなく、-60dB/decade が表れ急激に減衰することがわかる。このことから、一般的に一次時間変化に注目されていたが、この波形の滑らかさに着目していく必要があることがいえる。

表 B-1. 直線的に変化する波形の数値の例

Symbol	Quantity	Value
$V_o$	signal amplitude	10 V
$T$	period	8 $\mu s$
$\tau$	pulse width (on)	4 $\mu s$
$\tau_r$	rise time	0.2 $\mu s$
$\tau_f$	fall time	0.2 $\mu s$

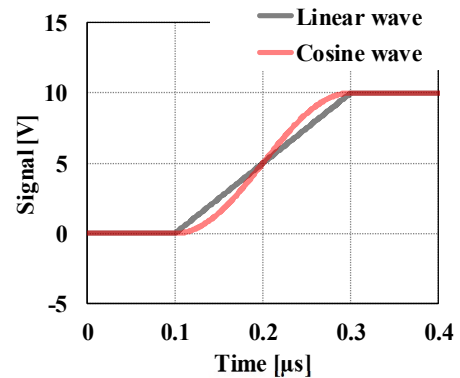


図 B-2. 立ち上がりの拡大図

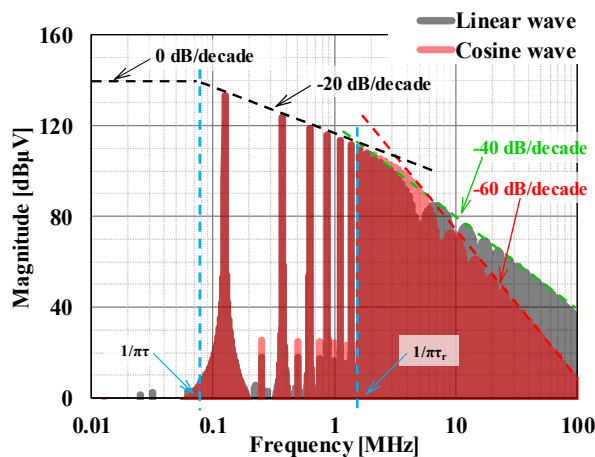


図 B-3. FFT によるプロファイル

(2) GWTによる波形解析(線形、余弦波、シグモイド)

上記(1)にて使用した線形波形及び余弦波形に対して GWT を適用し、線形の波形の立ち上がり部分と GWT 処理マップをそれぞれ図 B-4(a)と(b)に示す。信号は0.4μsまで0Vで、0.4 μsから0.6 μsまでに10 Vに上昇し、その後は10Vを維持している。GWT で処理されたマップは、対数軸上に4MHzから128MHzの周波数情報を使用して、-40dBから20dBまで6dBステップで色付けされている。

このGWTにより、線形波の場合、0.5 μsでの上昇の中心が約8 MHzまで支配的であったにもかかわらず、0.4 μsの上昇開始と0.6μsの上昇完了の2つの変曲点で8MHz以上の周波数で中心の強度を超過したことを確認できる。余弦波の場合、中心の時間である0.5 μsでは約10 MHzまで支配的であり、それ以降は0.4 μsと0.6 μsでの2つの変曲点で支配的となる。そして、約32MHzにて-40dB以下となったことがわかる。

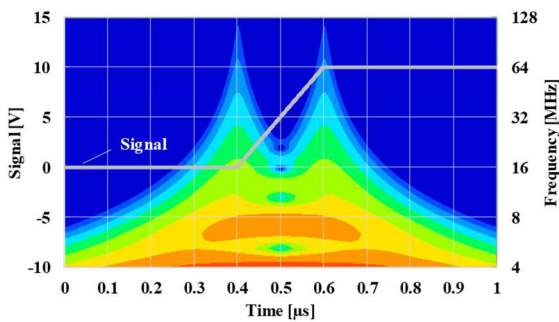


図 B-4(a). 線形で変化の場合の GWT したマップ

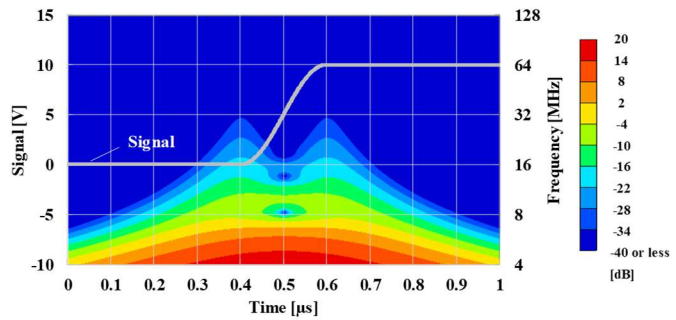


図 B-4(b). 余弦波形で変化の場合の GWT したマップ

ここで、a) 10-90%の変化  $dv/dt$  が線形波形の場合と同じ、b) 線形波形及び余弦波形よりも低い周波数で-40dB以下に達する、c) 変化の中央で最大値をとるという3つの条件を兼ね備える関数を考慮したところ下記(Eq.B-7)のフェルミディラク分布関数でなじみのある下記のシグモイド関数が挙げられた。

$$y = \frac{a}{1 + \exp\{b(t - t_0)\}} \quad (\text{Eq.B-7})$$

ただし、 $a, b \in \mathbf{R}$  であり、 $t = t_0$  にて  $y = a/2$  となる。具体例として10-90%の傾きが同じになるように、 $a=10 \text{ V}$ 、 $b=27.5 \mu\text{s}^{-1}$ 、 $t_0=0.5 \mu\text{s}$  として GWT 変換した波形を図 B-5 に記載する。変化の中央である  $0.5 \mu\text{s}$  にて最大値を取り、16MHz 付近にて-40dB以下に達することがわかる。今後、このような滑らかに変化する関数のようなスイッチング波形であれば高調波側のノイズの要因が低減できていくと考える。

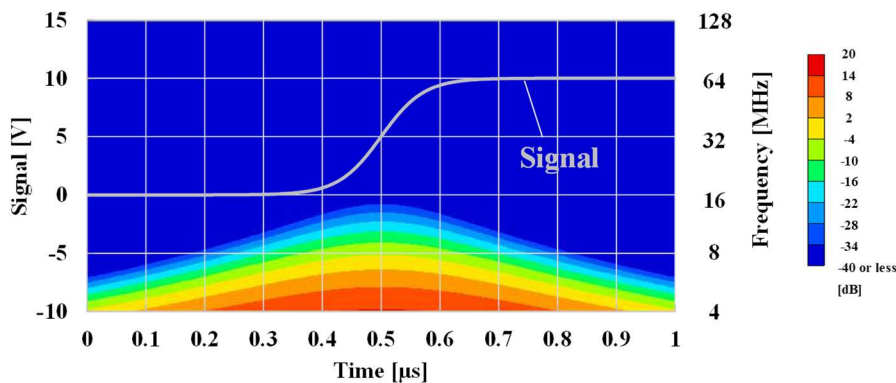


図 B-5. シグモイド関数で変化した場合の GWT したマップ

## 参考文献

- [1] Robert A. Rohde and Zeke Hausfather, “The Berkeley Earth Land/Ocean Temperature Record,” *Earth Syst. Sci. Data*, 12, 3469–3479, 2020, <https://doi.org/10.5194/essd-12-3469-2020>
- [2] Pierre Friedlingstein, Matthew W. Jones, “Global Carbon Budget 2019,” *Earth Syst. Sci. Data*, 11, 1783–1838, 2019, <https://doi.org/10.5194/essd-11-1783-2019>
- [3] Hannah Ritchie and Max Roser (2017), “CO<sub>2</sub> and Greenhouse Gas Emissions”. Published online at OurWorldInData.org. Retrieved from: <https://ourworldindata.org/co2-and-other-greenhouse-gas-emissions> [Online Resource]
- [4] UNFCCC, The Paris Agreement, <https://unfccc.int/process-and-meetings/the-paris-agreement/the-paris-agreement>
- [5] BMUB (2016) Climate Action Plan 2050 Executive Summary (英語版)、Climate Action Plan 2050(独語版、英語版) [http://unfccc.int/files/focus/long-term\\_strategies/application/pdf/161114\\_climate\\_action\\_plan\\_2050\\_en\\_bf.pdf](http://unfccc.int/files/focus/long-term_strategies/application/pdf/161114_climate_action_plan_2050_en_bf.pdf), [http://unfccc.int/files/focus/application/pdf/161114\\_climate\\_action\\_plan\\_2050.pdf](http://unfccc.int/files/focus/application/pdf/161114_climate_action_plan_2050.pdf)
- [6] French national low-carbon strategy, [http://unfccc.int/files/mfc2013/application/pdf/fr\\_snbc\\_strategy.pdf](http://unfccc.int/files/mfc2013/application/pdf/fr_snbc_strategy.pdf)
- [7] United States (2016), Mid-Century Strategy, [https://unfccc.int/files/focus/long-term\\_strategies/application/pdf/mid\\_century\\_strategy\\_report-final\\_red.pdf](https://unfccc.int/files/focus/long-term_strategies/application/pdf/mid_century_strategy_report-final_red.pdf)
- [8] A Roadmap for moving to a competitive low carbon economy in 2050, <http://eur-lex.europa.eu/legal-content/en/TXT/?uri=CELEX%3A52011DC0112>
- [9] 国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構、“直流送電技術における NEDO の取り組み,” 2019 年 6 月, <https://www.nedo.go.jp/content/100893758.pdf>
- [10] IHS マークイットジャパン合同会社、“平成 30 年度我が国におけるデータ駆動社会に係る基盤整備(電子デバイス産業及びその関連産業における市場動向及び政策動向調査)報告書,” 2019 年 2 月, [https://www.meti.go.jp/medi\\_lib/report/H30FY/000020.pdf](https://www.meti.go.jp/medi_lib/report/H30FY/000020.pdf)
- [11] 富士経済、“パワー半導体の世界市場”, 2020 年 6 月
- [12] W. E. Newell, “Power Electronics---Emerging from Limbo,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-10, no. 1, pp. 7-11, Jan. 1974, doi: 10.1109/TIA.1974.349114.
- [13] 電気学会、「電気専門用語集 No. 9 パワーエレクトロニクス」,改定案 97 Revision 4 (1998-6)
- [14] 電気学会、「四半世紀における電気工学の変貌と発展」,pp. 367-389 (1963)
- [15] John Bardeen and Walter Brattain, “The Transistor, a Semi-Conductor Triode,” *Physical Review* 74 (15 July 1948) pp. 230-231.
- [16] Shockley, W. “Circuit Element Utilizing Semiconductive Material,” U. S. Patent 2,569,347 (Filed June 26, 1948. Issued September 25, 1951).
- [17] J. L. Moll, M. Tanenbaum, J. M. Goldey and N. Holonyak, “P-N-P-N Transistor Switches,” in *Proceedings of the IRE*, vol. 44, no. 9, pp. 1174-1182, Sept. 1956, doi: 10.1109/JRPROC.1956.275172.
- [18] Goce L. Arsov and Slobodan Mirčevski, “The Sixth Decade of the Thyristor”, *ELECTRONICS*, VOL. 14, NO. 1, JUNE 2010
- [19] Satoh, M. Yamamoto, T. Nakagawa, & A. Kawakami: “A New High Power Device GCT (Gate Commutated Turn-off Thyristor)”, *EPE'97*
- [20] 関谷恒人、古畑昌一、伊藤伸一、春木弘、“富士大容量トランジスタ”. 富士時報, 第 51 巻第 6 号 (1978 年)
- [21] 栗田重文、一条正美、坂井利夫、高山正博、黒木一男、“パワートランジスタを用いた CVCF インバータ”, 富士時報, 第 51 巻第 6 号 (1978 年)

- [22] H. Nishiumi, I. Takata, Y. Takagi, and S. Kojima, "High-power transistor modules for 440 V AC line voltage inverter applications," in ZPEC-Tokyo Con\$ Rec., p. 297, 1983.
- [23] Hu, C. "A parametric study of power MOSFETs." 1979 IEEE Power Electronics Specialists Conference (1979): 385-395.
- [24] K. Yamagami and Y. Akakiri, "Transistor," Japan Patent, SHO 47-21739
- [25] B. J. Baliga, M. S. Adler, P. V. Gray, R. P. Love and N. Zommer, "The insulated gate rectifier (IGR): A new power switching device," 1982 International Electron Devices Meeting, San Francisco, CA, USA, 1982, pp. 264-267, doi: 10.1109/IEDM.1982.190269.
- [26] B. J. Baliga, M. S. Adler, R. P. Love, P. V. Gray and N. D. Zommer, "The insulated gate transistor: A new three-terminal MOS-controlled bipolar power device," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 31, no. 6, pp. 821-828, June 1984, doi: 10.1109/T-ED.1984.21614.
- [27] A. Nakagawa, Y. Yamaguchi, K. Watanabe, H. Ohashi and M. Kurata, "Experimental and numerical study of non-latch-up bipolar-mode MOSFET characteristics," 1985 International Electron Devices Meeting, Washington, DC, USA, 1985, pp. 150-153, doi: 10.1109/IEDM.1985.190916.
- [28] A. Nakagawa, H. Ohashi, M. Kurata, H. Yamaguchi and K. Watanabe, "Non-latch-up 1200V 75A bipolar-mode MOSFET with large ASO," 1984 International Electron Devices Meeting, San Francisco, CA, USA, 1984, pp. 860-861, doi: 10.1109/IEDM.1984.190866.
- [29] P. M. Shenoy, A. Bhalla and G. M. Dolny, "Analysis of the effect of charge imbalance on the static and dynamic characteristics of the super junction MOSFET," 11th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. ISPSD'99 Proceedings (Cat. No.99CH36312), Toronto, Ont., Canada, 1999, pp. 99-102, doi: 10.1109/ISPSD.1999.764069.
- [30] June 22, 2015 -, Mitsubishi Electric' s Railcar Traction Inverter with All-SiC Power Modules Achieves 40% Power Savings, TOKYO, April 30, 2014 Mitsubishi Electric to Supply Railcar Traction Inverter with All-SiC Power Module to Odakyu Electric Railway
- [31] Z. Wang, J. Honea and Y. Wu, "Design and Implementation of a High-efficiency Three-level Inverter Using GaN HEMTs," Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2015, pp. 1-7.
- [32] TIDUCE7B-November 2016-Revised April 2017, 48-V, 10-A, High-Frequency PWM, 3-Phase GaN Inverter Reference Design for High-Speed Motor Drives
- [33] M. H. Wong, K. Sasaki, A. Kuramata, S. Yamakoshi and M. Higashiwaki, "Field-Plated Ga<sub>2</sub>O<sub>3</sub> MOSFETs With a Breakdown Voltage of Over 750 V," in IEEE Electron Device Letters, vol. 37, no. 2, pp. 212-215, Feb. 2016, doi: 10.1109/LED.2015.2512279.
- [34] K. D. Chabak et al., "Recessed-Gate Enhancement-Mode  $\beta$ -Ga<sub>2</sub>O<sub>3</sub> MOSFETs," in IEEE Electron Device Letters, vol. 39, no. 1, pp. 67-70, Jan. 2018, doi: 10.1109/LED.2017.2779867.
- [35] T. Iwasaki et al., "High-Temperature Operation of Diamond Junction Field-Effect Transistors With Lateral p-n Junctions," in IEEE Electron Device Letters, vol. 34, no. 9, pp. 1175-1177, Sept. 2013, doi: 10.1109/LED.2013.2271377.
- [36] Y. Kitabayashi et al., "Normally-Off C-H Diamond MOSFETs With Partial C-O Channel Achieving 2-kV Breakdown Voltage," in IEEE Electron Device Letters, vol. 38, no. 3, pp. 363-366, March 2017, doi: 10.1109/LED.2017.2661340.
- [37] T. Saraya et al., "3300V Scaled IGBTs Driven by 5V Gate Voltage," 2019 31st International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), Shanghai, China, 2019, pp. 43-46, doi: 10.1109/ISPSD.2019.8757626.
- [38] D. C, P. Sanjeevikumar, V. K. Ramachandaramurthy, J. B. Holmnielsen and F. Blaabjerg, "Design and Implementation of Multilevel Inverters for Electric Vehicles," in IEEE Access, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3046493.



- [39] R. Collin, M. Stephens and A. von Jouanne, "Development of SiC-Based Motor Drive Using Typhoon HIL 402 as System-Level Controller," 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2020, pp. 2689-2695, doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9236201.
- [40] 株式会社矢野経済研究所、"2020年版 EMC・ノイズ対策関連市場の現状と展望"、2020, 3, 27
- [41] L. RUPPERT, "HISTORY of the INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION," "Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale
- [42] IEC, "Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of information technology equipment", CISPR 22:1985, 1985 January 1st.,
- [43] "Interference limits, tests and resig'n requirements, aircraft electrical and electronic equipment", MIL-I-6181B, May 29 1953
- [44] BUREAU OF AERONAUTICS TED project No. ADC EL-559, "FINAL REPORT, EVALUATION OF RADIO INTERFERENCE PICK-UP DEVICES AND EXPLANATION OF THE METHOD AND LIMITS OF SPECIFICATION NO. MIL-I-6181B," AERONAUTICAL ELECTRONIC AND ELECTRICAL LABORATORY, NADC-EL-5515, 1955, August 10th.
- [45] IEC 事業概要－2019年版－、日本規格協会 IEC 活動推進会議、pp.12-55、2019.5.
- [46] 徳田正満、電磁両立性 (EMC) に関する規格・基準化の動向、電気学会誌、128 巻、12 号、pp.816-819、2008.12.
- [47] 徳田正満、電気学会 125 年史、A 部門 1 編 共通、3 章 環境電磁工学、3-4 EMC に関する標準化活動、電気学会、pp.204-205、2013.10.
- [48] 佐藤利三郎、徳田正満、EMC 電磁環境ハンドブック及び資料編 EMC 規格規制、pp.3-12、2009.9.
- [49] 電気学会電気電子機器のノイズイミュニティ調査専門委員会編(委員長：徳田正満)、"電気電子機器におけるノイズ耐性試験・設計ハンドブック"、pp.11-22、2013.4.
- [50] 徳田正満、EMC 測定・試験のポイントー規制の法的枠組みと動向①ーEMC 関連国際標準化組織とその歴史ー、電磁環境工学情報 EMC、No.343、pp.86-94、2016.11.
- [51] 徳田正満、I. EMC 関連国際標準化組織と EMC 規格、「世界の EMC 規格・規制」(2018 年度版)、日本能率協会、pp.2-12、2018.4.
- [52] 徳田正満、I. EMC 関連国際標準化組織と EMC 規格、「世界の EMC 規格・規制」(2019 年度版)、日本能率協会、pp.2-14、2019.4.
- [53] 徳田正満、EMC 関連国際標準化組織の概要、VCCI だより、No.117、pp.11-13、2015.7.
- [54] 徳田正満、IEC/ACEC (電磁両立性諮問委員会) の歴史、VCCI だより、No.122、pp.10-12、2016.10.
- [55] 徳田正満、I. EMC 関連国際標準化組織と EMC 規格、「世界の EMC 規格・規制」(2020 年度版)、日本能率協会、pp.2-12、2020.4.
- [56] D. A. Kleinman, "The forward characteristic of the pin diode," in The Bell System Technical Journal, vol. 35, no. 3, pp. 685-706, May 1956, doi: 10.1002/j.1538-7305.1956.tb02396.x.
- [57] 高田 育紀、"pin ダイオードの動作原理"、電気学会論文誌 D(産業応用部門誌)、2007 年 127 巻 7 号 p. 685-692 <https://doi.org/10.1541/ieejias.127.685>
- [58] C. Hu, "A parametric study of power MOSFETs," 1979 IEEE Power Electronics Specialists Conference, San Diego, CA, USA, 1979, pp. 385-395, doi: 10.1109/PESC.1979.7081051.
- [59] D. Ueda, H. Takagi and G. Kano, "A new vertical power MOSFET structure with extremely reduced on-resistance," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 32, no. 1, pp. 2-6, Jan. 1985, doi: 10.1109/T-ED.1985.21900.

- [60] G. Miller and J. Sack, "A new concept for a non punch through IGBT with MOSFET like switching characteristics," 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Milwaukee, WI, USA, 1989, pp. 21-25 vol.1, doi: 10.1109/PESC.1989.48468.
- [61] H. Change, F. W. Holroyd, B. J. Baliga and J. W. Kretchmer, "MOS trench gate field-controlled thyristor," International Technical Digest on Electron Devices Meeting, Washington, DC, USA, 1989, pp. 293-296, doi: 10.1109/IEDM.1989.74282.
- [62] M. Harada, T. Minato, H. Takahashi, H. Nishihara, K. Inoue and I. Takata, "600 V trench IGBT in comparison with planar IGBT-an evaluation of the limit of IGBT performance," Proceedings of the 6th International Symposium on Power Semiconductor Devices and Ics, Davos, Switzerland, 1994, pp. 411-416, doi: 10.1109/ISPSD.1994.583811.
- [63] M. Kitagawa, I. Omura, S. Hasegawa, T. Inoue and A. Nakagawa, "A 4500 V injection enhanced insulated gate bipolar transistor (IEGT) operating in a mode similar to a thyristor," Proceedings of IEEE International Electron Devices Meeting, Washington, DC, USA, 1993, pp. 679-682, doi: 10.1109/IEDM.1993.347221.
- [64] H. Takahashi, H. Haruguchi, H. Hagino and T. Yamada, "Carrier stored trench-gate bipolar transistor (CSTBT)-a novel power device for high voltage application," 8th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. ISPSD '96. Proceedings, Maui, HI, USA, 1996, pp. 349-352, doi: 10.1109/ISPSD.1996.509513.
- [65] K. Nakamura, S. Kusunoki, H. Nakamura, Y. Ishimura, Y. Tomomatsu and T. Minato, "Advanced wide cell pitch CSTBTs having light punch-through (LPT) structures," Proceedings of the 14th International Symposium on Power Semiconductor Devices and Ics, Sante Fe, NM, USA, 2002, pp. 277-280, doi: 10.1109/ISPSD.2002.1016225.
- [66] H. Takahashi, A. Yamamoto, S. Aono and T. Minato, "12000V Reverse Conducting IGBT". Proc. ISPSD'04, pp133-136(2004)
- [67] H. Rütting, F. Hille, F.-J. Niedernostheide, H.-J. Schulze and B Brunner,"600 V Reverse Conducting (RC-) IGBT for Drives Applications in Ultra-Thin Wafer Technology". Proc. ISPSD'07, pp89-92(2007)
- [68] K. Takahashi, et al., "New Reverse-Conducting IGBT (1200V) with Revolutionary Compact Package". Proc. ISPSD'14, pp131-134(2014)
- [69] H. Takahashi, M. Kaneda and Y. Tomomatsu, "RC-IGBT for Motor Control". p 313, Vol. 7, Mitsubishi Electric Gijyutu Houkoku, 2007
- [70] T. Yoshida, T. Takahashi, K. Suzuki and M. Tarutani, "The second-generation 600V RC-IGBT with optimized FWD," 2016 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), Prague, 2016, pp. 159-162, doi: 10.1109/ISPSD.2016.7520802.
- [71] N. Kaminski, "State of the art and the future of wide band-gap devices," 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, Spain, 2009, pp. 1-9.
- [72] A. Maréchal et al., "Diamond bipolar device simulation," The 1st IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications, Columbus, OH, USA, 2013, pp. 151-154, doi: 10.1109/WiPDA.2013.6695584.
- [73] K. Nishi and A. Narazaki, "CSTBT™ based Split-Gate RC-IGBT with Low Loss and EMI Noise," 2020 32nd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), Vienna, Austria, 2020, pp. 138-141, doi: 10.1109/ISPSD46842.2020.9170055.
- [74] 総務省、「工業・科学及び医療用装置からの妨害波の許容値及び測定法」【平成26年3月答申】  
<https://www.tele.soumu.go.jp/resource/j/inter/cispr/hyousi/c11.pdf>
- [75] CISPR 11:2015+AMD1:2016+AMD2:2019, Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement (工業用、科学用及び医療用機器—無線周波妨害特性—限度値及び測定方法)

- [76] 総務省、「無線妨害波およびイミュニティ測定装置の技術的条件」第1部第1編 無線周波妨害波及びイミュニティの測定装置- 測定用受信機 - 【平成28年10月答申】 ,  
<https://www.tele.soumu.go.jp/resource/j/inter/cispr/hyousi/c16-1-1.pdf>
- [77] CISPR 16-1-1:2019, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Measuring apparatus (無線妨害及びイミュニティ測定装置並びに測定方法の仕様書—第1-1部：無線妨害及びイミュニティ測定装置—測定装置)
- [78] 総務省、「無線周波妨害波およびイミュニティ測定装置と測定法に関する規格」第2部第1編 伝導妨害波の測定【平成23年9月答申】 <https://www.tele.soumu.go.jp/resource/j/inter/cispr/hyousi/c16-2-1.pdf>
- [79] CISPR 16-2-1:2014+AMD1:2017, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 2-1: Methods of measurement of disturbances and immunity - Conducted disturbance measurements (無線妨害並びにイミュニティ測定装置及び測定方法の仕様書—第2-1部：妨害及びイミュニティ測定方法—伝導妨害の測定)
- [80] 総務省、「無線周波妨害波およびイミュニティ測定法の技術的条件」第2部第3編 放射妨害波の測定法【平成21年3月答申】 <https://www.tele.soumu.go.jp/resource/j/inter/cispr/hyousi/c16-2-3.pdf>
- [81] CISPR 16-2-3:2016+AMD1:2019, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity - Radiated disturbance measurements (無線妨害及びイミュニティ測定装置並びに測定方法の仕様書—第2-3部：妨害及びイミュニティの測定方法—放射妨害の測定)
- [82] 共立電子工業、データシート “疑似電源回路網(電源インピーダンス安定回路網) KNW-243F KNW-244F,” 2008 April
- [83] G. T. Andreou and D. P. Labridis, “Experimental Evaluation of a Low-Voltage Power Distribution Cable Model Based on a Finite-Element Approach,” in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 3, pp. 1455-1460, July 2007, doi: 10.1109/TPWRD.2007.900296.
- [84] G. Andrieu, L. KonÉ, F. Bocquet, B. DÉmoulin and J. Parmantier, “Multiconductor Reduction Technique for Modeling Common-Mode Currents on Cable Bundles at High Frequency for Automotive Applications,” in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 50, no. 1, pp. 175-184, Feb. 2008, doi: 10.1109/TEMC.2007.911914.
- [85] H. Akagi and I. Matsumura, “Overvoltage Mitigation of Inverter-Driven Motors With Long Cables of Different Lengths,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1741-1748, July-Aug. 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2154294.
- [86] Y. Weens, N. Idir, J. J. Franchaud and R. Bausiere, “High frequency model of a shielded 4-wire energy cable,” 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, 2005, pp. 10 pp.-P.10, doi: 10.1109/EPE.2005.219644.
- [87] IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators, IEEE Standard 112, 1991.
- [88] M. Melfi, A. M. J. Sung, S. Bell, and G. L. Skibinski, “Effect of surge voltage risetime on the insulation of low-voltage machines fed by PWM converters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 4, pp. 766–775, Jul./Aug. 1998.
- [89] B. Mirafzal, G. L. Skibinski, R. M. Tallam, D. W. Schlegel and R. A. Lukaszewski, “Universal Induction Motor Model With Low-to-High Frequency-Response Characteristics,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 5, pp. 1233-1246, Sept.-oct. 2007, doi: 10.1109/TIA.2007.904401.
- [90] R. Kerkman, D. Schlegel, and G. Skibinski, “Characteristics of shaft voltage and bearing currents,” *Ind. Appl. Mag.*, vol. 3, no. 6, pp. 21–32, Nov./Dec. 1997.

- [91] P. Leturcq, M. O. Berraies and J. - Massol, "Implementation and validation of a new diode model for circuit simulation," PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Baveno, Italy, 1996, pp. 35-43 vol.1, doi: 10.1109/PESC.1996.548556.
- [92] A. R. Hefner, "An investigation of the drive circuit requirements for the power insulated gate bipolar transistor (IGBT)," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 2, pp. 208-219, April 1991, doi: 10.1109/63.76807.
- [93] A. R. Hefner and D. M. Diebolt, "An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber circuit simulator," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 5, pp. 532-542, Sept. 1994, doi: 10.1109/63.321038.
- [94] S. Tominaga et al., "Modeling of IGBTs with focus on voltage dependency of terminal capacitances," Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, Birmingham, 2011, pp. 1-9.
- [95] A. T. Bryant, Xiaosong Kang, E. Santi, P. R. Palmer and J. L. Hudgins, "Two-step parameter extraction procedure with formal optimization for physics-based circuit simulator IGBT and p-i-n diode models," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 2, pp. 295-309, March 2006, doi: 10.1109/TPEL.2005.869742.
- [96] Allen R. Hefner, David L. Blackburn, "An analytical model for the steady-state and transient characteristics of the power insulated-gate bipolar transistor," Solid-State Electronics, Volume 31, Issue 10, 1988, Pages 1513-1532, ISSN 0038-1101, [https://doi.org/10.1016/0038-1101\(88\)90025-1](https://doi.org/10.1016/0038-1101(88)90025-1).
- [97] S. Igarashi, S. Takizawa, K. Kuroki and T. Shimizu, "Analysis and reduction methods of EMI radiational noise from converter system," PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196), Fukuoka, 1998, pp. 1152-1158 vol.2, doi: 10.1109/PESC.1998.703150.
- [98] M. Otsuki, S. Momota, A. Nishiura and K. Sakurai, "The 3rd generation IGBT toward a limitation of IGBT performance," [1993] Proceedings of the 5th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, Monterey, CA, USA, 1993, pp. 24-29, doi: 10.1109/ISPSD.1993.297101.
- [99] Shuji Miyashita, Hiromu Takubo, Shin'ichi Yoshiwatari, "IGBT Modules," Fuji Electric Review Vo.44. No.1. [https://www.fujielectric.com/company/tech\\_archives/pdf/44-01/FER-44-01-021-1998.pdf](https://www.fujielectric.com/company/tech_archives/pdf/44-01/FER-44-01-021-1998.pdf)
- [100] G. Busatto, C. Abbate, F. Iannuzzo, L. Fratelli, B. Cascone and G. Giannini, "EMI Characterisation of high power IGBT modules for Traction Application," 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife, 2005, pp. 2180-2186, doi: 10.1109/PESC.2005.1581935.
- [101] 三菱電機株式会社、"PS21964 データシート"  
[https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/content/product/powermod/powmod/dipipm/dipipmv4/ps21964-4\\_j.pdf](https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/content/product/powermod/powmod/dipipm/dipipmv4/ps21964-4_j.pdf)
- [102] 三菱電機株式会社、"PS219B4 データシート"  
[https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/content/product/powermod/powmod/dipipm/dipipmv5/ps219b4\\_j.pdf](https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/content/product/powermod/powmod/dipipm/dipipmv5/ps219b4_j.pdf)
- [103] 三菱電機株式会社、"PSS15S92F6 データシート"  
[https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/content/product/powermodule/dipipm/version6/pss15s92e\(f\)6\\_j.pdf](https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/content/product/powermodule/dipipm/version6/pss15s92e(f)6_j.pdf)
- [104] 三菱電機株式会社、"DIPIPM ブートストラップ回路設計の手引き"  
[https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/files/manuals/dipipm\\_bootstrap\\_circuit\\_j.pdf](https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/files/manuals/dipipm_bootstrap_circuit_j.pdf)
- [105] 三菱電機株式会社、"超小型DIPIPM Ver.4 アプリケーションノート"  
[https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/files/manuals/es\\_dip\\_v4\\_note\\_j.pdf](https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/files/manuals/es_dip_v4_note_j.pdf)
- [106] 三菱電機株式会社、"超小型DIPIPM Ver.5 アプリケーションノート"  
[https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/files/manuals/super\\_mini\\_dipipm\\_ver5\\_j.pdf](https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/files/manuals/super_mini_dipipm_ver5_j.pdf)

- [107] 三菱電機株式会社、”超小型DIPIPM Ver.6 アプリケーションノート”  
[https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/files/manuals/super\\_mini\\_dipipm\\_ver6\\_j.pdf](https://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/files/manuals/super_mini_dipipm_ver6_j.pdf)
- [108] R. Kamibaba, K. Konishi, Y. Fukada, A. Narazaki and M. Tarutani, “Next generation 650V CSTBT™ with improved SOA fabricated by an advanced thin wafer technology,” 2015 IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD), Hong Kong, China, 2015, pp. 29-32, doi: 10.1109/ISPSD.2015.7123381.
- [109] T. Takahashi, Y. Tomomatsu and K. Sato, “CSTBT (III) as the next generation IGBT,” 2008 20th International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's, Orlando, FL, USA, 2008, pp. 72-75, doi: 10.1109/ISPSD.2008.4538900.
- [110] Y. Haraguchi, S. Honda, K. Nakata, A. Narazaki and Y. Terasaki, “600V LPT-CSTBT™ on advanced thin wafer technology,” 2011 IEEE 23rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, San Diego, CA, USA, 2011, pp. 68-71, doi: 10.1109/ISPSD.2011.5890792.
- [111] H. Takahashi, S. Aono, E. Yoshida, J. Moritani and S. Hine, “600 V CSTBT having ultra low on-state voltage,” Proceedings of the 13th International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs. IPST '01 (IEEE Cat. No.01CH37216), Osaka, Japan, 2001, pp. 445-448, doi: 10.1109/ISPSD.2001.934648.
- [112] 鈴木健司、増岡史仁、久我正一、”高性能・高破壊耐量第七世代パワーチップ技術”、三菱電機技報、Vol.88、No.5、2014
- [113] I. Omura, H. Ohashi and W. Fichtner, “IGBT negative gate capacitance and related instability effects,” in IEEE Electron Device Letters, vol. 18, no. 12, pp. 622-624, 1997,
- [114] A. Tone et al., “HiSIM\_IGBT2: Modeling of the Dynamically Varying Balance Between MOSFET and BJT Contributions During Switching Operations,” in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 66, no. 8, pp. 3265-3272, Aug. 2019
- [115] M. Miyake et al., “HiSIM-IGBT: A Compact Si-IGBT Model for Power Electronic Circuit Design,” in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 60, no. 2, pp. 571-579, Feb. 2013,
- [116] J. Victory et al., “A physically based scalable SPICE model for Shielded-Gate Trench Power MOSFETs,” 2016 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), Prague, 2016, pp. 219-222,
- [117] S. Perez et al., “A Datasheet Driven Unified Si/SiC Compact IGBT Model for N-Channel and P-Channel Devices,” in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 9, pp. 8329-8341, Sept. 2019,
- [118] Allen R.Hefner, David L.Blackburn, “An analytical model for the steady-state and transient characteristics of the power insulated-gate bipolar transistor” Solid-State Electronics, vol. 31, Issue 10,
- [119] Y. Wang, K. Watabe, S. Sakai and T. Tanioka, “New Transfer Mold DIPIPM utilizing silicon carbide (SiC) MOSFET,” PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2016, pp. 1-6.
- [120] Cooley, James W., and John W. Tukey. “An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series.” Mathematics of Computation, vol. 19, no. 90, 1965, pp. 297-301. JSTOR, <https://doi.org/10.2307/2003354>
- [121] D. Gabor, “Theory of Communication,” Part 1, J. Inst. of Elect. Eng. Part III, Radio and Communication, vol 93, p. 429-441, 1946, DOI: 10.1049/ji-3-2.1946.0074
- [122] M.Kemal Kıymık, İnan Güler, Alper Dizibüyük, Mehmet Akın, “Comparison of STFT and wavelet transform methods in determining epileptic seizure activity in EEG signals for real-time application, Computers in Biology and Medicine,” Volume 35, Issue 7, 2005, Pages 603-616, <https://doi.org/10.1016/j.combiomed.2004.05.001>
- [123] Jung Jun Lee, Sang Min Lee, In Young Kim, Hong Ki Min and Seung Hong, “Comparison between short time Fourier and wavelet transform for feature extraction of heart sound,” Proceedings of IEEE. IEEE Region 10 Conference.

- TENCON 99. 'Multimedia Technology for Asia-Pacific Information Infrastructure' (Cat. No.99CH37030), Cheju Island, South Korea, 1999, pp. 1547-1550 vol.2, doi: 10.1109/TENCON.1999.818731.
- [124] S. G. Mallat, "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation," in *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 11, no. 7, pp. 674-693, 1989
- [125] Daubechies, "The wavelet transform, time-frequency localization and signal analysis," in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 36, no. 5, pp. 961-1005, 1990,
- [126] O. Rioul and P. Duhamel, "Fast algorithms for discrete and continuous wavelet transforms," in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 38, no. 2, pp. 569-586, 1992,
- [127] D. L. Donoho, "Compressed sensing," in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, no. 4, pp. 1289-1306, 2006
- [128] P. Welch, "The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms," in *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, vol. 15, no. 2, pp. 70-73, 1967
- [129] K. N. Chaudhury and M. Unser, "Construction of Hilbert Transform Pairs of Wavelet Bases and Gabor-Like Transforms," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 9, pp. 3411-3425, 2009
- [130] C. Liu and H. Wechsler, "Gabor feature based classification using the enhanced fisher linear discriminant model for face recognition," in *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 11, no. 4, pp. 467-476, 2002
- [131] Miyori Shirasuna, Zhong Zhang, Tetsuo Miyake, Takuma Akiduki, Hiroshi Toda, "Calculation Reduction for Continuous Wavelet Transform Using Gabor Wavelet," *Transactions of the Japan Society for Industrial and Applied Mathematics*, 2017, Volume 27, Issue 2, Pages 186-215, 2017, [https://doi.org/10.11540/jsiamt.27.2\\_186](https://doi.org/10.11540/jsiamt.27.2_186),
- [132] A. Charalambous, X. Yuan, N. McNeill, Q. Yan, N. Oswald and P. Mellor, "EMI reduction with a soft-switched auxiliary commutated pole inverter," 2015 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, Canada, 2015, pp. 2650-2657, doi: 10.1109/ECCE.2015.7310032.

## 研究成果一覧

### 1. 学術論文 (査読あり)

- [1] T. Tadakuma, M. Rogers, K. Nishi, M. Joko and M. Shoyama, "Carrier Stored Layer Density Effect Analysis of Radiated Noise at Turn-On Switching via Gabor Wavelet Transform," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 68, no. 4, pp. 1827-1834, April 2021, doi: 10.1109/TED.2021.3061492.

### 2. 特許

- [2] 只熊利弥、特願2021-004182、"シミュレーションモデル及びシミュレーション方法" (申請中)

### 3. 国際会議 (査読あり)

- [3] T. Tadakuma, P. Bisht and T. Nagahara, "Experimental approach to identify source of radiation noise over Si and SiC power modules," 2018 15th International Conference on ElectroMagnetic Interference & Compatibility (INCEMIC), Bengaluru, India, 2018, pp. 1-3, doi: 10.1109/INCEMIC.2018.8704581.
- [4] T. Tadakuma, M. Rogers and T. Nagahara, "An Experimental Approach to Identify Source and Cause of Radiation Noise of Inverter Systems and Bare Si Power Chips," 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 2841-2843, doi: 10.1109/APEC.2019.8722238.
- [5] T. Tadakuma, S. Shibata, M. Rogers and K. Nishi, "Empirical Radiation Noise Identification and Reduction by Optimized IGBT without Increasing Power Loss," 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), New Orleans, LA, USA, 2020, pp. 2732-2735, doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124330.
- [6] T. Tadakuma, K. Nishi, M. Rogers and M. Shoyama, "Dominant Timing Direct Identification for Radiation Noise due to Extended Double Pulse Test on Bare SiC MOSFET and Si RC-IGBT Chips," 2020 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI), Reno, NV, USA, 2020, pp. 73-78, doi: 10.1109/EMCSI38923.2020.9191602.
- [7] T. Tadakuma, M. Rogers, K. Nishi, M. Joko and M. Shoyama, "Impact for Radiated Noise by Current Smoothness with Bare SiC MOSFET and Si RC-IGBT Chips", 2021 JOINT IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, SIGNAL & POWER INTEGRITY, EMC EUROPE. (公開見込み)

## 謝辞

本論文は、「電荷蓄積層形トレンチゲートバイポーラトランジスタを用い小容量インバータの放射ノイズの低減に関する研究」の研究成果をまとめた文献である。

懇切なるご指導とご教鞭を賜った九州大学大学院、庄山教授のご厚情によるものであり、心より敬意と感謝を申し上げます。

本研究は筆者の所属する三菱電機株式会社にて行われた研究である。筆者自身が 2014 年のノイズおよびデバイスの見識が乏しい状態からのスタートであったため様々な協力をいただきました。本研究をすすめるにあたり助言、サンプルの作製、実験及び数値解析に携わっていただいたパワーデバイス製作所及び先端総合研究所の実担当の関係各位に感謝し、そして、その重要性から時間を割くよう暗に手配いただいたマネジメントの方々のご厚意に感謝します。また、論文執筆に際して共著として加筆や修正をしていただいた Mitsubishi Electric US、Mitsubishi Electric Asia- Pacific、Mitsubishi Electric India の関係各位にお礼申し上げます。

最後に、学位取得に対する理解と協力をしてくれた妻(絵美)と息子(七絃)に感謝します。

私が生きているほんの少しの間だけでも平穏で無事にそして幸せに暮らせますように。

只熊 利弥