



①

スイッチング電源の電磁波ノイズに関する研究

2001年3月

宮下純一

# 目 次

第1章 序 論	1
第2章 スイッチング電源の電磁波ノイズに関する基礎的考察	4
2.1 緒 言	4
2.2 電磁波ノイズ測定方法	5
2.2.1 雑音端子電圧測定	5
2.2.2 放射ノイズ電界強度測定	6
2.2.3 規格の限度値	6
2.3 スイッチング電源におけるノイズの発生と伝搬モード	8
2.4 スイッチング電源におけるノイズ対策技術の現状	11
2.4.1 フィルタリング	11
2.4.2 ノイズ源インピーダンスの導出	11
2.4.3 ノイズ伝搬経路の解析	13
2.4.4 その他の研究	13
第3章 伝導ノイズのモード分離測定	15
3.1 緒 言	15
3.2 通常のL I S Nによる測定	16
3.3 カレントプローブによるモード分離測定	18
3.4 モード分離L I S Nの構成と原理	19
3.5 特性評価方法	20
3.5.1 入力インピーダンス	20
3.5.2 伝送損失及び分離特性	20
3.5.3 実機の分離測定	20
3.6 測定結果と考察	22
3.6.1 入力インピーダンスの測定結果	22
3.6.2 挿入損失及び分離特性の測定結果	22
3.6.3 実機の分離測定結果	24
3.7 結 言	24

第4章 伝導ノイズのノイズ源インピーダンスの導出	27
4.1 緒言	27
4.2 ノイズ源インピーダンスの測定方法	28
4.2.1 測定原理と計算方法	28
4.2.2 インピーダンスの挿入	30
4.3 実験方法	32
4.3.1 挿入インピーダンス	32
4.3.2 測定方法	33
4.3.3 EUT	33
4.4 測定結果と考察	35
4.4.1 ディファレンシャルモードのノイズ源インピーダンス	35
4.4.2 コモンモードのノイズ源インピーダンス	38
4.4.3 ノイズ源インピーダンスの導出に関する検討	39
4.5 ノイズ源インピーダンスによるフィルタリング効果の計算	41
4.5.1 フィルタの特性評価	41
4.5.2 フィルタ及びEUT	44
4.5.3 フィルタリング効果の測定結果と考察	45
4.6 結言	47
第5章 スイッチング電源のノイズ伝搬経路の解析	48
5.1 緒言	48
5.2 伝搬経路のモデリングとコモンモードノイズの発生機構	49
5.2.1 EUTと試験配置	49
5.2.2 コモンモードノイズの伝搬経路	51
5.2.3 コモンモードノイズの発生機構	52
5.3 ノイズ電圧測定用差動プローブの作成	53
5.3.1 差動プローブの構造	53
5.3.2 差動プローブの特性	54
5.4 実験方法	56
5.5 実験結果と考察	57
5.5.1 EUTとMGP間のインピーダンス	57

5.5.2	トランスのコモンモードインピーダンス	60
5.5.3	負荷側の伝搬経路	63
5.6	結 言	65
第6章	スイッチング電源の放射ノイズの検討	66
6.1	結 言	66
6.2	EUTと伝搬モデル	66
6.2.1	EUTの構成	66
6.2.2	コモンモードノイズの伝搬モデル	69
6.3	高周波差動プローブの作成	70
6.3.1	高周波差動プローブの構造	70
6.3.2	高周波差動プローブの特性	70
6.4	実験方法	72
6.4.1	放射ノイズ電界強度測定	72
6.4.2	コモンモード電流の測定	73
6.4.3	コモンモードインピーダンスの測定	73
6.4.4	実験	73
6.5	実験結果と考察	74
6.5.1	放射ノイズの偏波依存性	74
6.5.2	コモンモードインピーダンスと放射ノイズ	75
6.5.3	回路内電圧と放射ノイズ	79
6.5.4	2次整流ダイオードと2次側コモンモード電圧	81
6.6	結 言	84
第7章	結 論	85
	参考文献	88
	謝 辞	93

# 第 1 章

## 序 論

## 第1章 序 論

電子機器、特にデジタル機器の普及により、電子機器が放射する電磁波による無線通信への障害(EMI:Electromagnetic Interference)が社会的な問題となっている。この不要な電磁波はノイズと呼ばれ、デジタル回路などがその発生源である。現在、多くの機器に用いられているスイッチング電源も、電源電圧の高速なオン・オフにより大きなノイズ発生源となる。最近ではまた、周囲の電磁気的環境に影響されず機器が正常に動作しうる能力が求められ、このことと妨害電磁波を出さないことを含めた電磁環境適合性(EMC:Electromagnetic Compatibility)が広く要求されるようになってきた。今後ますます情報機器や無線通信機器が普及する中で、その健全な発展のためにEMC技術は避けては通れない重要なものとなっている。

電子機器の普及とともにEMIを抑制するための規制が行われ、米国では連邦通信委員会(FCC:Federal Communications Commission)が1983年から情報技術装置(9kHz以上のスイッチング回路を持つ装置)に対する規制を実施し<sup>(1)</sup>、国内でも情報処理装置等電波障害自主規制協議会(VCCI:Voluntary Control Council for Interference by Information Technology Equipment)による業界の自主規制が1986年から行われている<sup>(2)</sup>。また、欧州では市場統合により1996年からEMC指令が強制化され<sup>(3)</sup>、電気を使うほとんどの機器について対応が義務付けられた。このことは、電気製品の出荷に際しては、ノイズ測定を行い、定められた限度値にノイズレベルを抑制し、規制に適合させることを意味し、製品開発においてノイズ対策は必須の技術課題となっている。

ノイズ対策に関する研究は無線通信の普及とともに、障害を防止するための実務と測定・評価技術を中心に行われてきたが、電子機器に対する規制から急激に普遍的な課題として研究が行われるようになった。電子情報通信学会において1977年に環境電磁工学専門委員会が設立され、ノイズ測定・評価技術、対策技術、部品・材料、最近ではノイズの理論解析、発生・伝搬メカニズムの解析、シミュレーション、電磁波の生体影響などの研究が進められている<sup>(4)</sup>。同委員会とともに活動を行ってきた電気学会においても、より体系的な研究を推進するため、1999年電磁環境技術委員会を発足させた。

長野県精密工業試験場では平成元年に電波暗室等の設備を導入し、ノイズの測定・試験を可能にした。以来、測定・試験技術、ノイズ対策部品の開発及びノイズ対策設計技術などの研究とその普及を進めてきた。

しかし、この分野は体系的な研究が始まってからまだ日が浅く、実際の対策現場においては今でも試行錯誤による対策が行われ、そのために多くの時間と労力が費やされている。

本論文で扱うスイッチング電源は従来からノイズの発生源として認識され、ノイズを嫌う計測回路などではその使用が避けられてきた。しかし、スイッチング電源を搭載した小型で高性能な電子機器が身近に普及するに従い、そのEMC対策がますます重要になっている<sup>(5)</sup>。スイッチング電源のノイズ対策技術において、フィルタによる対策方法、伝搬経路のモデリング、フィルタを最適設計するためのノイズ源インピーダンス導出の試みなどの研究が行われている。また、最近では共振型電源や圧電トランスを用いた電源などが開発され、ノイズ低減効果が報告されている<sup>(6)</sup>。

スイッチング電源は小型化、高効率化の強い要請によって、スイッチング周波数の高周波化が進み、そのノイズ対策はますます難しいものとなっている。一方では製品の短納期化が求められ、ノイズフィルタによる試行錯誤的な対策に頼らざるを得ないことが多く、電源の半分近くがノイズ対策部品で占められる場合もある。このような状況から脱却し効率的な対策を行うためには、ノイズの発生・伝搬の理解が不可欠である。

従来、提案されているノイズ伝搬の解析手法は実務的にはかなり煩雑であり、実際の対策現場で簡易に測定できるものではない。伝搬経路についても、それを想定しての対策事例は報告され、また集中定数回路に置き換えてフィルタリング効果の予測として検証されているが、定量的に求めた例は少ない。シミュレーションや解析においても、回路図にない浮遊容量や寄生インダクタンスを集中定数で扱うことは難しく、伝送線路理論を用いた評価、解析はこれからの課題である。

このような技術的背景に基づき本研究では、スイッチング電源のノイズ伝搬について、そのメカニズムを把握するためのいくつかの測定、解析手法を提案し、それを用いたノイズ伝搬の解析を行う。また、ノイズの伝搬経路のモデリングと検証から伝搬メカニズムを明らかにするものである。

第1章では”序論”として、スイッチング電源における電磁波ノイズに関する研究の背景と、本論文の構成について述べている。

第2章では”スイッチング電源の電磁波ノイズに関する基礎的考察”として、規格によるノイズ測定の方法及びスイッチング電源のノイズの発生・伝搬に関する基礎的な考察を述べる。また、この分野において現在進められている研究の状況について述べる。



第3章では”伝導ノイズのモード分離測定”として、規格に従った測定では不可能であった伝導ノイズのコモンモード、ディファレンシャルモードの分離測定方法を提案する。従来、このために用いていたカレントプローブや配線換えを必要とせず、また規格による測定と等価なレベルで分離測定が可能なL I S Nを提案し、その原理、特性について述べる。

第4章では”伝導ノイズのノイズ源インピーダンスの導出”として、モード分離L I S Nを用いた伝導ノイズのノイズ源複素インピーダンスの測定方法について述べる。また、この方法で求めたノイズ源インピーダンスとフィルタの周波数特性を用い、フィルタを挿入したときのノイズレベルが計算により求められることを示す。

第5章では”スイッチング電源のノイズ伝搬経路の解析”として、コモンモードノイズの伝搬経路をモデリングし、経路インピーダンスとノイズ電圧の測定からその定量的な解析を行う。伝搬経路内部のノイズ電圧の測定方法を提案し、それを用いた測定と伝搬経路の伝送パラメータを用い、伝搬経路を定量的に明らかにする。

第6章では”スイッチング電源の放射ノイズの検討”として、コモンモードノイズの伝搬経路、コモンモードインピーダンスと放射ノイズの関連を明らかにする。また、放射ノイズの周波数帯域における回路内電圧の測定方法を提案し、その測定からスイッチング電源の放射機構について検討を加える。

第7章では”結論”として、第6章までの結果をまとめ、今後の研究課題について述べる。

## 第 2 章

スイッチング電源の電磁波ノイズに関する基礎的考察

## 第2章 スイッチング電源の電磁波ノイズに関する基礎的考察

### 2.1 緒言

電磁波ノイズの問題は機器本来の機能とは異なるため、技術としての研究、蓄積及び知識の普及において、まだ一般的でない面がある。しかし、第1章に述べたとおり、製品の販売には各国の規格に従ったノイズ測定を行い、規格の限度値を満足する必要がある。スイッチング電源の設計・開発及びその使用においても、ノイズの測定と対策は必須の行程となっている。

電子機器のノイズ対策を行うためには、規格が要求する測定内容、基本的なノイズの発生と伝搬に関する理解が必要である。本質的にノイズは高周波領域での扱いであり、対象とする周波数とそこでのインピーダンスを考慮する。回路図に描かれた電子部品も単純な定数では扱えず、回路図にない浮遊容量や配線のインダクタンスが伝搬経路に大きく影響する。さらにケーブル等は分布定数回路として扱う場合も生じてくる。今まで分かりにくいものとして敬遠されがちであったノイズの分野においても、対策の必要性の増大とともに、その理解とメカニズムの解明を目指し研究が行われている。

本章では、本研究の基礎となるノイズ測定の内容を概観し、スイッチング電源における基本的なノイズの発生と伝搬について考察する。また、ノイズの解析や対策技術について、現在行われている研究の状況、課題について述べる。

## 2. 2 電磁波ノイズ測定方法

ノイズの測定評価技術は古くから国際電気標準会議(IEC:International Electrotechnical Commission)の諮問機関である、国際無線障害特別委員会(CISPR:International Special Committee on Radio Interference)において検討され、各種機器について定められている。その中でも代表的な情報技術装置の無線妨害特性の測定方法について、その概要を述べる<sup>(7)</sup>。

### 2. 2. 1 雑音端子電圧測定

雑音端子電圧測定は、電源線などを伝導して流出する、150kHz～30MHzの周波数範囲のノイズを測定する。その測定配置を図2.1に示す。

測定は金属大地面(MGP: Metal Ground Plane)を基準に行う。被試験機器(EUT: Equipment under Test)は0.4m高の非導電性テーブルの上に設置し、電源コードはMGP上に置かれた擬似電源回路網(LISN: Line Impedance Stabilization Network)に接続される。EUT及びケーブル類とMGPとの配置は、その間のインピーダンス(浮遊容量等)を一定に保ち、測定の再現性を確保するために定められる。

LISNは、EUTから見た電源各線の1線-大地間インピーダンスを定められた値(一般に50Ω)に保つとともに、内部のハイパスフィルタを通してノイズ電圧を測定器に接続する(詳細は後述)。測定には入力インピーダンス50Ωの測定器を用い、電源線各相について、1線-大地間の電圧を測定する。

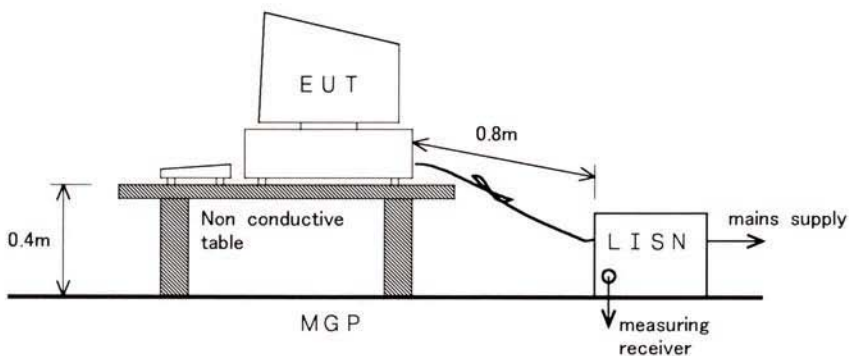


図 2.1 雑音端子電圧測定の配置

## 2. 2. 2 放射ノイズ電界強度測定

電界強度測定は、EUTから空間に放射される、30～1000MHzの周波数範囲の妨害電波を測定する。その測定配置を図2.2に示す。

測定は周囲に電波の反射物のない、十分な広さを持つMGP上で行う。ターンテーブル上に置かれた0.8m高の非導電性テーブルにEUTを設置し、規定の距離(3m,10m及び30m)に置かれたアンテナによりEUTから放射される電波を受信する。

放射の最大方向を求めるため、EUTはターンテーブルにより360°回転させる。また、図のようにMGPによる反射波と直接波との干渉による最大値を測定するため、アンテナは1m～4mの範囲で上下させる。

## 2. 2. 3 規格の限度値

それぞれの測定項目について、製品の分類ごとに放射レベルの限度値が規定され、製品はそのレベル以下にノイズを抑制する必要がある。ここでは一般的な情報技術装置、クラスB機器(家庭環境での使用が想定される機器)に対する各測定項目の限度値を図2.3、図2.4に示す。

限度値は定められた周波数範囲における周波数ドメインでのレベルで規定される。従って、測定では全周波数範囲のスペクトルを把握する必要がある。このため、測定にはスペクトラムアナライザが多く用いられる。スペクトルの中の主なピークに対し、規格で定められた分解能帯域幅と検波モード(準尖頭値、平均値)を持つレシーバにより、精密なレベル測定が行われる。

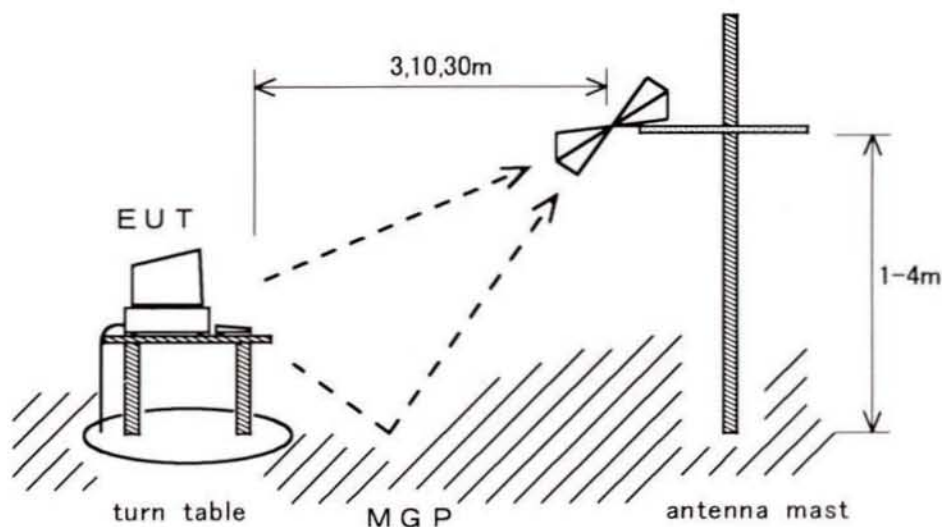


図2.2 放射ノイズ電界強度測定の配置

図 2.3 のレベルは、1 線-大地間を  $50\Omega$  終端で測定したノイズ電圧が  $1\text{mV}$  程度であることを意味し、図 2.4 の電界強度の限度値は、放射源を等方性アンテナとしても高々数  $\text{nW}$  程度の放射電力に相当する。

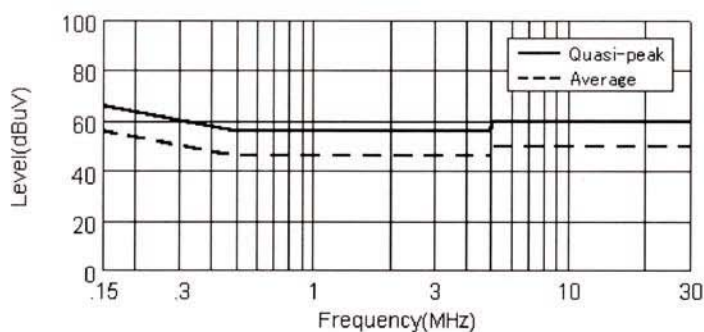


図 2.3 雑音端子電圧の限度値(CISPR22 classB)

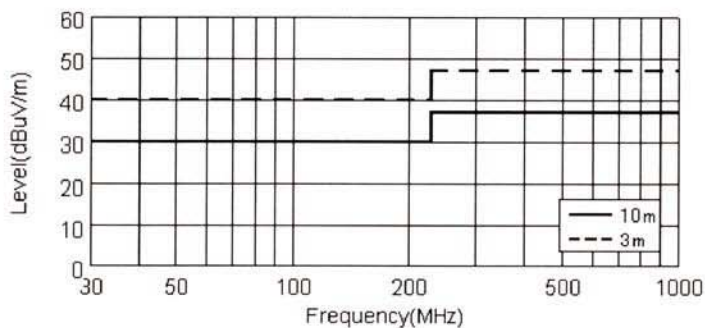


図 2.4 放射電界強度の限度値(CISPR22 classB)

### 2.3 スイッチング電源におけるノイズの発生と伝搬モード

電源回路において整流ダイオードなどのオン・オフ動作は、ある程度の高周波ノイズを発生する。スイッチング電源ではエネルギーの伝達を目的に高周波でスイッチングを行うため、その高調波及びスイッチングに伴う過渡的なサージがノイズ発生源となる。また、2次整流ダイオードもノイズ源となる。中でも整流した電源電圧をスイッチングする、1次側のFETなどの半導体素子が最大のノイズ発生源である。

図2.5に小型電源で多く用いられるオン・オフ方式のスイッチング電源の回路概要を示す。AC入力から整流された電圧をFETによりスイッチングし、トランスを介して高速ダイオードにより整流し直流電圧を得る。直流電圧はPWMで制御されるため、負荷によってパルス幅が変化する。2次側は、(-)極と筐体間が接続され、グラウンド(MGP)には接続されていない。

スイッチングにより流れる1次、2次の高周波電流を図中の実線で示す。FETドレインソース間のスイッチング電圧は図2.6のように数百Vになる。スイッチング電圧の大部分はトランス端子間に印加され、電解コンデンサの両端にはその高周波インピーダンスによる電圧が残る。その線間電圧(図2.7)がディファレンシャルモードノイズとなってAC側に流出する。

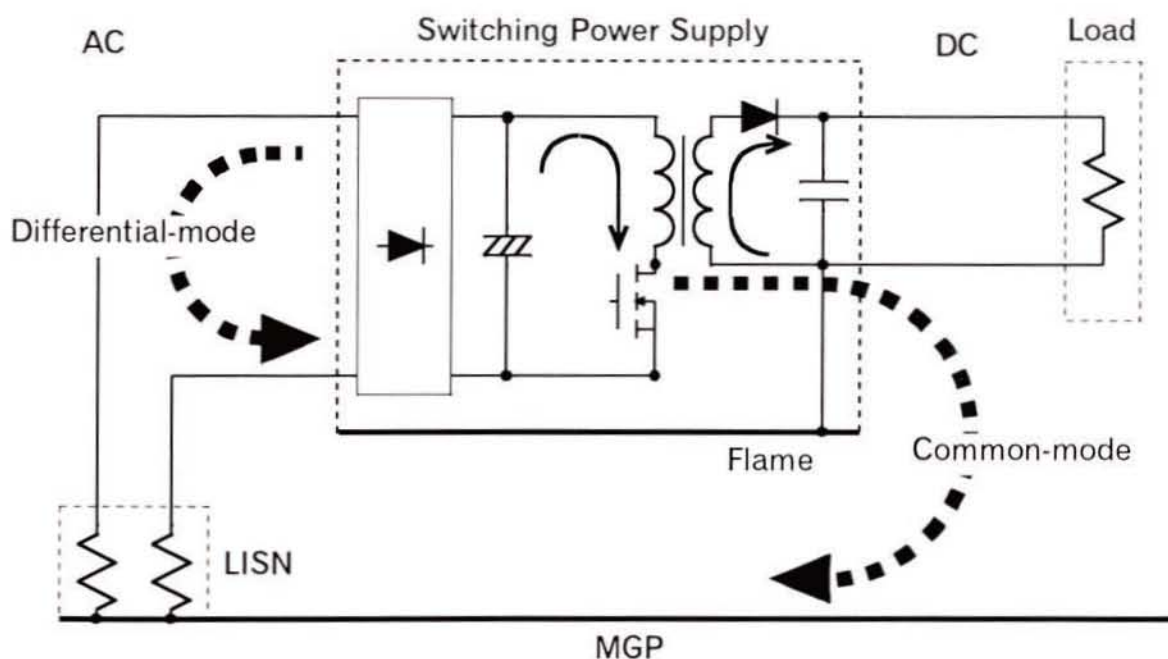


図2.5 スイッチング電源回路とノイズの伝搬モード

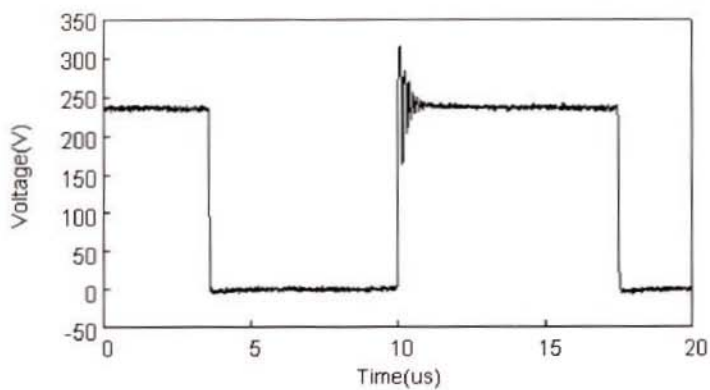


図 2.6 FETのソースドレイン間電圧

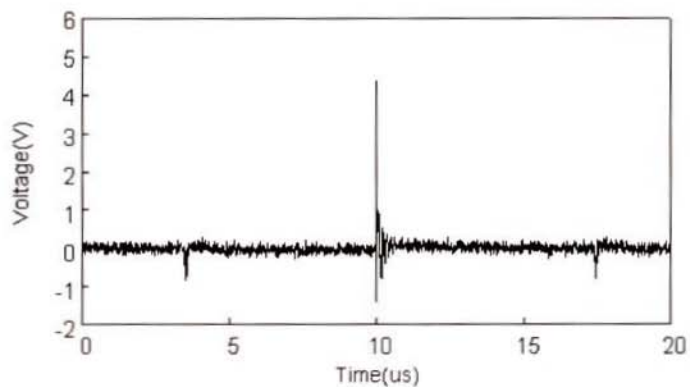


図 2.7 電解コンデンサ両端の交流(ノイズ)電圧



電源1次側の電圧の高い高周波スイッチング電圧は、トランス等の浮遊容量を介して2次側に伝導する。2次側(-)とMGP間の電圧を図2.8に示す。この電圧が筐体や2次側とMGP間の浮遊容量を経由し、電源線2線を共通に流れるコモンモードノイズとなる。2次側(+)と(-)間には、平滑コンデンサの高周波インピーダンスによる電圧が残るが、コモンモード電圧に比べはるかに小さい。

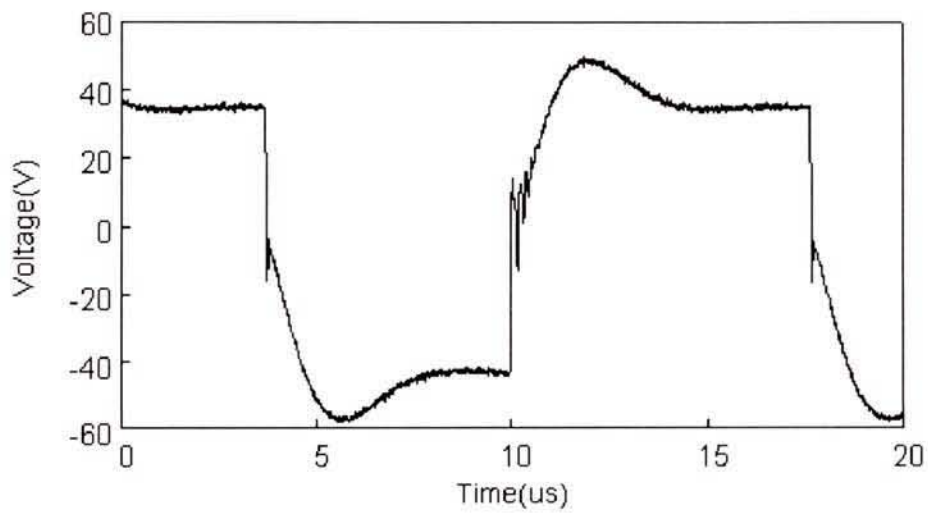


図 2.8 2次側ーグランド間の電圧

## 2. 4 スイッチング電源におけるノイズ対策技術の現状

### 2. 4. 1 フィルタリング

ノイズ対策は通常、フィルタにより行われる。実際の対策においてフィルタはカタログ通りの効果が期待できない。これは、フィルタの静特性は  $50\Omega - 50\Omega$  系で測定されたものであり、実際の機器のインピーダンスと異なることによる。場合によってはフィルタとの共振により、かえってノイズが増大することもある。

フィルタと伝搬経路の共振について、フィルタ特性に着目しQ値の影響を評価、これを考慮した設計が提案されている<sup>(8),(9)</sup>。誘導性や容量性のフィルタインピーダンスが共振の原因であることを示し、高損失のコアを用いることによりその共振を抑えることができるとしている。さらに、複雑なインピーダンス特性を示すEUTや電源に対し共振を生じさせない、Qの低いフィルタ設計方法を論じている。またフィルタの等価回路定数を求め、静特性及び実機での減衰効果を評価した結果が報告され、実機のインピーダンスの把握及びコモンモード、ディファレンシャルモードの分離が課題とされている<sup>(10)</sup>。

フィルタによる対策効果をシミュレートする上で、伝導ノイズの周波数範囲においても高周波側ではフィルタを集中定数で表すことが難しい。デジタル回路用のフィルタでは従来の集中定数を用いた特性解析に代わり、伝送線路理論やSパラメータを用いた特性評価の検討が行われている。特に、高周波における入出力各2線のコモンモードフィルタでは、これを4ポート回路として扱い、不平衡4ポートのネットワークアナライザによるSパラメータの測定からコモンモード及びディファレンシャルモードの特性を評価する手法が報告されている<sup>(11)</sup>。同様な方法からコモンモードチョークのディファレンシャルモードでの特性の解析や<sup>(12)</sup>、Sパラメータによるコモンモードとディファレンシャルモードの転換等の解析<sup>(13)</sup>がなされている。また、フィルタのインピーダンスパラメータから、伝送線路シミュレータを応用してノイズ対策効果のシミュレーションが行われている<sup>(14)</sup>。すでにデジタル回路用のフィルタでは、メーカーが特性をSパラメータデータで供給している。これは従来の集中定数タイプでなく、伝送線路シミュレータの使用を考慮している。デジタル回路に限らず、スイッチング電源のフィルタリング効果のシミュレーション、予測にも伝送線路理論の応用が進むものと考えられる。

### 2. 4. 2 ノイズ源インピーダンスの導出

前節で述べたように、ノイズ対策を理論的に行うためにはノイズ源インピーダンスの把握が不可欠である。特に回路図に記述されない部分を主たる伝搬経路とするコモンモードノイズの

伝搬経路のモデリングが課題となっており、いくつかの解析が行われている。

インバータ及びモータについて、モータの浮遊容量及びインバータとの配線を主たる共通モードノイズの伝搬経路とし、それぞれの定数をLCRメータで測定、集中定数回路を用いてフィルタリング効果を求めた報告がなされている<sup>(15)</sup>。さらに、配線部分を分布定数回路に置き換え、高周波側のシミュレーションの改善を図っている<sup>(16)</sup>。解析結果はフィルタを挿入したときのノイズレベルの変化で比較しているが、高周波側は分布定数回路の分割数などの扱いによりシミュレーションの結果に差が出る。

同様にインバータについて、伝導ノイズを主に共通モードと想定し、実際のノイズ測定から共通モードのノイズ源インピーダンスを求めた例が報告されている<sup>(17)</sup>。その測定方法を図2.9に示す。EUTとLISN間の電源各線にコンデンサを接続し、仮想中性点を設ける。この点とEUTの接地端子を接続し、その接地をはずした場合(図中のスイッチがオフの状態)を共通モードノイズの開放電圧とする。次に接地したときの接地電流を測定する。このときのLISNのインピーダンスは既知であるので、開放電圧と電流からノイズ源インピーダンスが計算できる。ただし、求められるのはインピーダンスの絶対値であり、3MHz程度までは周波数とともにインピーダンスが減少するため、ノイズ源インピーダンスは容量性であろうとしている。この方法により求めたノイズ源インピーダンスを用いてフィルタリング効果を予測し、フィルタの設計を行っている<sup>(18)</sup>。

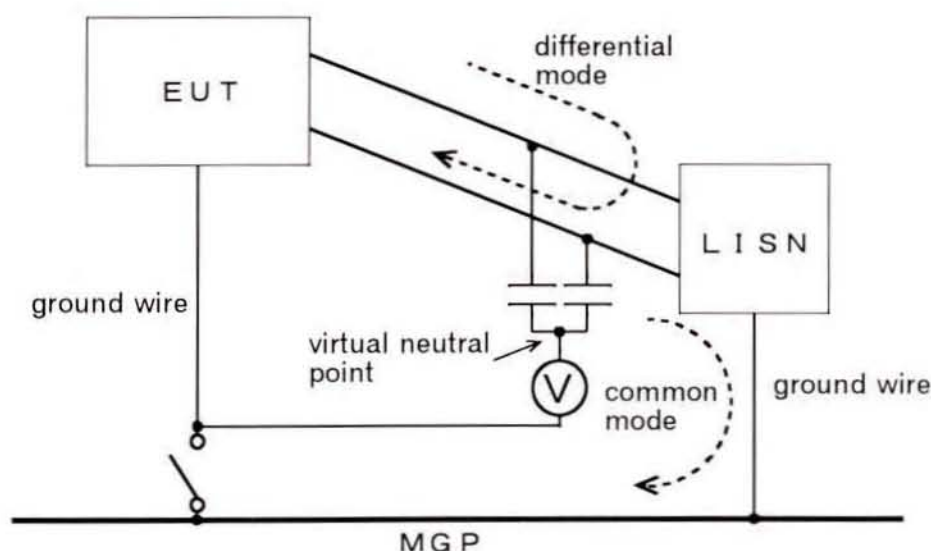


図2.9 仮想中性点を用いたノイズ源インピーダンス測定の構成

また、EUTの接地を接続した状態の接地線電流をコモンモードノイズ、接地線はずしたときの電源線の電流をディファレンシャルモードとし、各モードのノイズを把握した例が報告されている<sup>(19)</sup>。各モードのインピーダンスをインピーダンスアナライザにより測定し、これを用いてフィルタリング効果の予測を行っている。この報告では、LISNを用いることができない大型の機器について、ノイズ源インピーダンスの測定値を用いることにより、簡易的にプローブを用いて測定した値から、規格のLISNインピーダンスにおけるノイズレベルを予測すること主眼としている。

#### 2.4.3 ノイズ伝搬経路の解析

カットアンドトライによるノイズ対策を効率化するため、伝搬経路を把握し対策を行うことが必要となる。特にスイッチング電源の高周波化により、従来の電源1次側におけるフィルタ回路のみに頼った対策では解決が難しくなっている。

スイッチング電源のコモンモード、ディファレンシャルモードの伝搬経路を比較的細かく想定し、対策を行った事例が報告されている<sup>(20)</sup>。コモンモードの主たる伝搬経路は、トランスの1次2次巻き線間やヒートシンクと半導体間の浮遊容量であるとし、その伝搬経路を遮断する対策を行っている。また、放射ノイズの対象となる周波数では部品やパターン配置が問題であるとしている。同様に伝搬経路を検討し、さらに共振型電源を用いて超低ノイズスイッチング電源を開発した報告がなされている<sup>(21)</sup>。電源の方式としてトランスに漏れインダクタンスを持たせているため、1次2次の分離巻きが可能であり、巻き線間の容量を通常の1/10程度にまで小さくすることができる。

また、スイッチング電源のコモンモードノイズについて、想定される伝搬経路や部品を等価回路におき、それぞれの伝搬の様子を回路シミュレータにより調べた例が報告されている<sup>(22)</sup>。ここでも、コモンモードノイズの主たる伝搬経路はトランスの巻き線間及び基板との浮遊容量としている。等価回路を集中定数で扱っていること及びパターン等の微小なインダクタンス等を解析に加えることが難しいことから高周波成分での一致が悪い。

#### 2.4.4 その他の研究

スイッチング電源のノイズ対策においても、規格に従ったノイズ測定だけでなく、回路そのものの電流分布を測定し対策を行うことが可能になってきた。近傍磁界検出用の直交コイルを1列にアレイ化し移動させることにより0.1mm間隔で電流分布を測定できる装置が開発され

た<sup>(23)</sup>。これによりスイッチング電源のノイズ電流分布を調べ、負荷によりノイズの周波数分布が変わることが報告されている。また、市販の同様な装置を用い、問題となる周波数のノイズが流れている部分や、共振を起こしている部分を対策することにより放射ノイズを大幅に低減した報告がなされている<sup>(24)</sup>。回路内におけるノイズの電流分布を知ることは、特に放射ノイズ対策には有効と考えられる。しかし、スイッチング周波数及び近傍の高調波については、本来流れるべき電流が大きすぎ、かえって測定が難しい。

共振型電源以外にも、圧電トランスを用いたスイッチング電源の解析が行われている<sup>(25)</sup>。圧電トランスは共振動作をするためスイッチング電流波形が正弦波に近く、高周波ノイズが少ないとしている。

## 第 3 章

### 伝導ノイズのモード分離測定

## 第3章 伝導ノイズのモード分離測定

### 3.1 緒言

規格による雑音端子電圧測定では、ノイズの二つの伝搬モードであるコモンモードとディファレンシャルモードのベクトル和の絶対電圧を、周波数スペクトルとして測定する。この測定では伝搬モードの分離ができない。ノイズ対策において、例えばフィルタの選定に際しても、伝搬モードの識別は貴重な情報となる。ノイズ解析を行う上ではモード分離は不可欠であり、そのためにいくつかの手法が用いられている。

CISPR規格にはV- $\Delta$ 切替付きのLISNが規定されている<sup>(26)</sup>。 $\Delta$ 回路にはバランが用いられ、ディファレンシャルモード電圧の測定が可能である。しかし、そのインピーダンスは $150\Omega$ であり、一般的に用いられるLISNとはインピーダンスが異なるため、測定値に互換性がない。二つのバラントランスを用い、スイッチ切替により一方のモードの電流が逆相になるように接続し、もう一方のモードのみの電流を測定する回路も提案されている<sup>(27)</sup>。この測定ではインピーダンスは考慮されておらず、やはり測定値に互換性がない。

カレントプローブを用いれば、厳密にモード分離測定が可能である。しかし、通常プリアンプを必要とし、また補正が必要なため、直ちにLISNによる測定値とは比較ができない。コモンモードノイズは主として接地線を通るものと考え、接地電流をコモンモード電流とし、接地線を通らずしたときのLISN電圧測定値はディファレンシャルモードとして解析を行っている例もある<sup>(28)</sup>。しかし、コモンモード電流は必ずしも接地線を通るとは限らない。このことは本研究の測定結果からも明らかとなる。

ここでは、通常の雑音端子電圧測定と同等にスペクトラムアナライザとLISNのみを用いた測定方法で、 $50\Omega$ 系LISNのインピーダンスを変えずにモード分離測定が可能なLISNを目的に開発を行った。その結果、補正係数を用いることなく、通常の測定と同じ電圧レベルでモード分離測定のできるLISNが作成できた。

### 3.2 通常のL I S Nによる測定

現在、一般的に用いられている、 $50\Omega/50\mu\text{H}$  L I S Nの回路構成を図 3.1 に示す。この回路は電源線1線分であり、電源の相数分用いられる。

電源側に挿入されたインダクタ( $50\mu\text{H}$ )により電源側をハイインピーダンスとし、E U T側にハイパスコンデンサを介して  $50\Omega$  終端する。測定対象となる相では、終端抵抗の代わりに  $50\Omega$  入力インピーダンスの測定器が接続される。この回路の、E U T側からみた1線-グラウンド間インピーダンスは図 3.2 のようになり、低周波側ではインダクタのインピーダンスが低下するため減少する。

単相2線の機器では各線にこのL I S Nが接続される。コモンモードでは図 3.3 のとおり2線の  $50\Omega$  が並列になるため、L I S Nインピーダンスは約  $25\Omega$  となる。このときの測定電圧は1線-グラウンド間電圧である。ディファレンシャルモードでは、図 3.4 のように2線分が直列になるため、L I S Nインピーダンスは約  $100\Omega$  となる。測定電圧はディファレンシャルモード電圧の半分となる。

通常はそれぞれの電圧のベクトル和の絶対値を測定している。

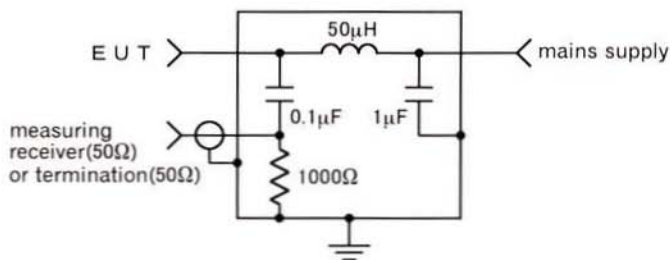


図 3.1  $50\Omega/50\mu\text{H}$  L I S Nの回路構成



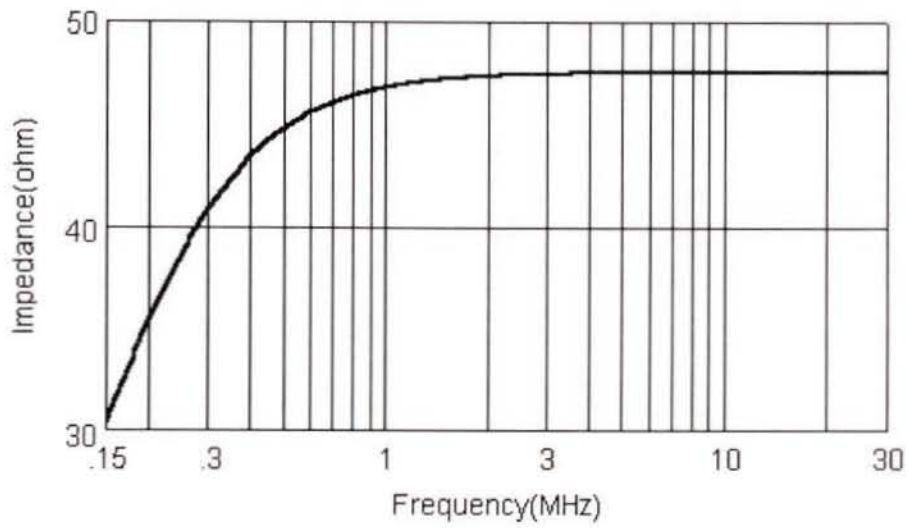


図 3.2 50Ω/50μH LISNの1線-グランド間インピーダンス

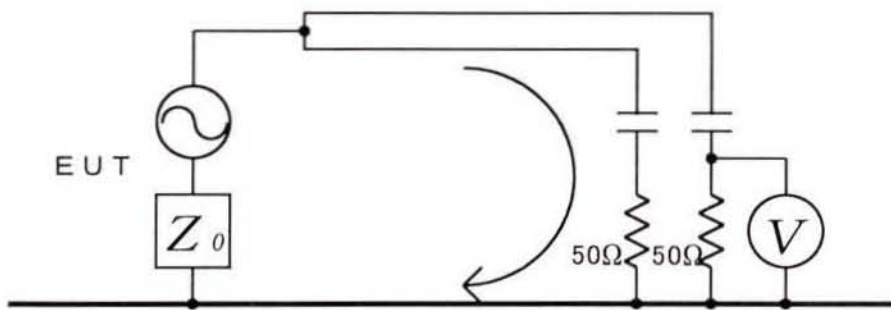


図 3.3 コモンモードのLISNインピーダンス

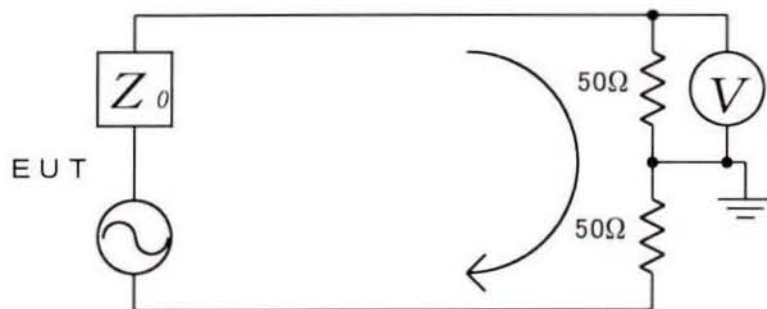


図 3.4 ディファレンシャルモードのLISNインピーダンス

### 3.3 カレントプローブによるモード分離測定

カレントプローブを用いた、各モードのノイズ電流の分離測定方法を図 3.5 に示す。

EUTからの2本の電源線がプローブに逆向きに貫通するようにすると、2線に共通に流れるコモンモード電流の磁界は打ち消し合い、プローブではディファレンシャルモード電流の2倍の電流が測定される。2本の電源線を同方向に貫通させると、2線を往復するディファレンシャルモード電流の磁界は打ち消し合い、2線分のコモンモード電流が測定される。

プローブは、測定電圧から電流値に換算する係数を持ち、一般に  $\text{dB}\Omega$  で表される。ここで用いたカレントプローブ(Solar 6741-1)は、150kHz ~ 30MHzの周波数帯域で $-3\text{dB}\Omega$ のフラットな変換係数を持つ。このままでは感度が不足するため、測定器の前にゲイン 30dBのプリアンプを用いる。

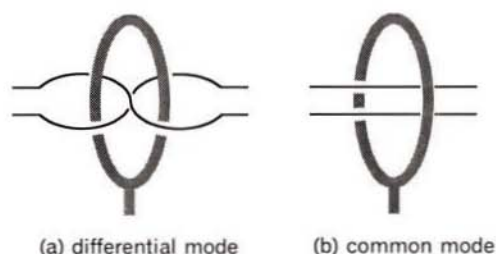


図 3.5 カレントプローブによるモード分離測定

### 3.4 モード分離L I S Nの構成と原理

作成したモード分離L I S Nの回路構成を図 3.6 に示す。電源側の線ーグランド間のコンデンサ、 $50\mu\text{H}$  のインダクタ及びE U T側のハイパスコンデンサまでは通常のL I S Nと同じである。従って、ハイパスコンデンサの一方を終端し、もう一方に測定器を接続すれば通常の測定ができる。モード分離測定には、ハイパスコンデンサからの出力にバラン回路を接続する。

図 3.6 のバラン(Mini-Circuits,T1-6  $\times 2$ )の2次側は、切替スイッチにより  $50\Omega$  の抵抗器もしくは測定器に接続される。バラン1次側の中間タップも同様であり、測定器を中間タップに接続するとコモンモード、2次側に接続するとディファレンシャルモードの測定ができる。

E U T側からディファレンシャルモードで見ると、2次側を  $50\Omega$  終端された巻数比2 : 1のバランの1次側インピーダンスは  $200\Omega$  となる。これと手前の  $200\Omega$  ( $100\Omega$  直列)が並列に入るため、入力インピーダンスは  $100\Omega$  となる。測定電圧は、バランの分圧比により線間電圧の  $1/2$  となり、通常のディファレンシャルモード測定値と同じになる。

コモンモードでは、バランは1次側中間タップにおいて  $50\Omega$  終端されるため、コモンモード電流は各線からバラン巻線、 $50\Omega$  を経由してグランドに流れる。バラン巻線のコモンモード電流は2線分が逆相となるため、2次側には電圧を生じない。また、バランのコモンモードインピーダンスは中間タップ終端の  $50\Omega$  だけとなる。従ってコモン(2線)ーグランド間のインピーダンスは、手前の  $50\Omega$  ( $100\Omega$  並列)と中間タップの  $50\Omega$  が並列となり  $25\Omega$  となる。測定値は線ーグランド間電圧となり、入力インピーダンス及び測定値は通常の測定と一致する。

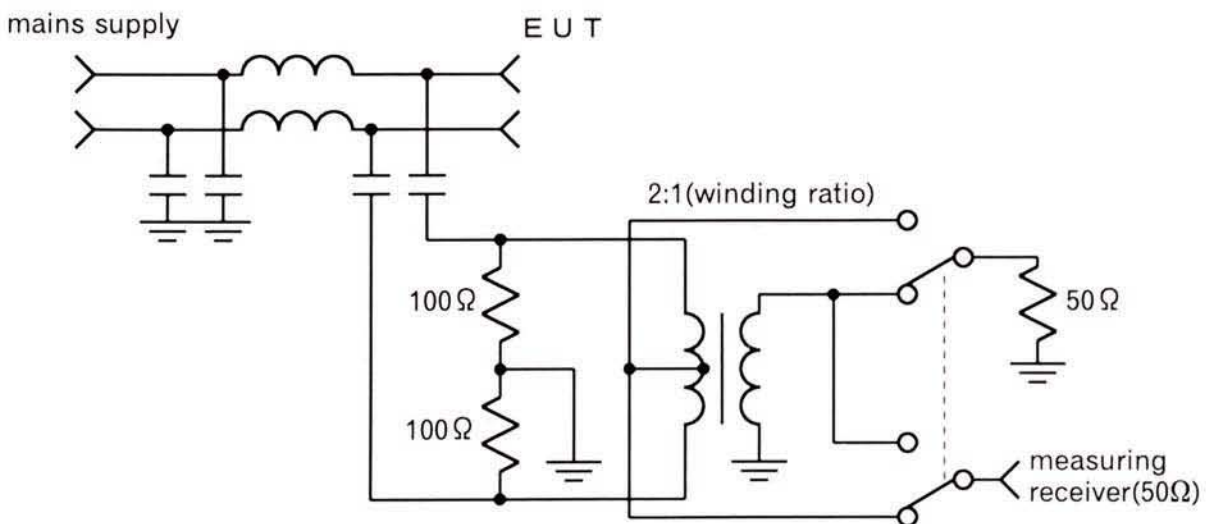


図 3.6 モード分離L I S Nの回路構成

### 3. 5 特性評価方法

#### 3. 5. 1 入力インピーダンス

L I S NのE U T接続端子における入力インピーダンスの測定には、インピーダンス・ゲインフェーズアナライザ(Agilent Technology 4194A)を用いる。

コモンモードインピーダンスの測定には、付属のインピーダンスプローブを用い、L I S Nの2線のE U T端子を短絡し、グラウンドー2線間のインピーダンスを測定する。ディファレンシャルモードの測定では、インピーダンスプローブの先端に1 : 1のバランを接続し、その先でOPEN / SHORT補正を行い、L I S N 2線間のインピーダンスを測定する。

#### 3. 5. 2 伝送損失及び分離特性

測定はC I S P R規格に準じ<sup>(26)</sup>、E U T端子電圧と測定端子電圧の比を求める。3. 5. 1節と同じ測定器の、ゲインフェーズアナライザ機能を用いる。

図 3.7 にディファレンシャルモードの接続を示す。信号源から1 : 1のバランを用いてE U T端子間に電圧を入れ、バラン1次側の端子電圧をアナライザ基準入力に接続する。L I S Nの測定器端子出力はアナライザのテストポートに接続する。L I S Nのスイッチをディファレンシャルモード側にしたときの伝送損失と、スイッチをコモンモード側にしたときの分離特性を測定する。対象となる周波数帯域において、バランロスは十分小さいため無視できる。

コモンモードではバランは用いず、2線を短絡したE U T端子とグラウンド間に直接、信号源及び基準入力を接続する。

#### 3. 5. 3 実機の分離測定

実際のE U Tを接続し、各モードの分離測定を行う。E U Tとして単相2線のスイッチング電源(パソコン用A Cアダプタ、A C 100V入力、定格45W、PWM方式、スイッチング73kHz)を用い、D C側は定格負荷抵抗を接続する。全周波数帯域で十分なノイズレベルを得るため、コモンモードチョーク1個をはずした。E U T及び負荷は一般的な商用規格に準じ、M G P上40cmに配置し、電源コード等は固定した。

測定にはスペクトラムアナライザ(Agilent Technology 8563E)を用いる。150kHz ~ 30MHzの周波数範囲を、対数軸でおおよそ等分となるよう3バンドに分けて行う。スペクトラムアナライザの入力端子には、カットオフ周波数10kHzのハイパスフィルタ及び必要に応じてアッテネータを挿入する。

モード分離L I S Nによる各モードの測定結果を検討するため、E U T - L I S N間の電源コードにカレントプローブを挿入し、各モードの電流測定を行う。その測定値にプローブとブリアンプの補正係数を加え、L I S Nによる測定電圧と比較するため、図 3.1 の回路の  $50\Omega$  終端電圧(L I S N電圧)に換算する。

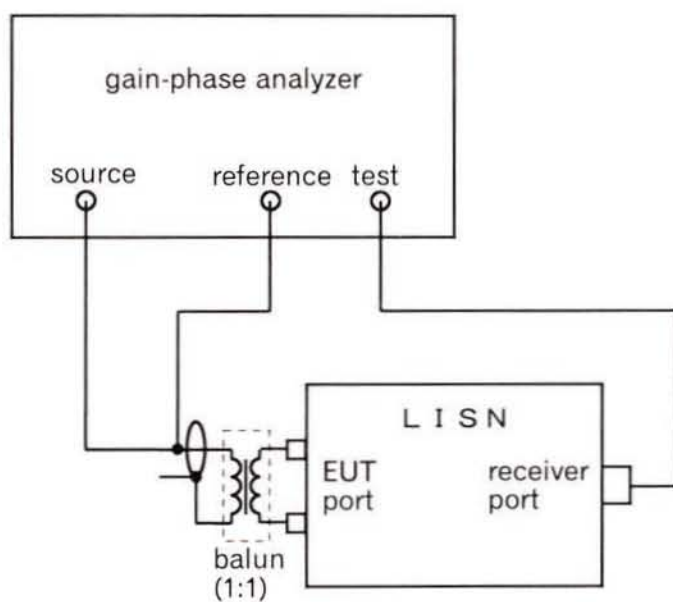


図 3.7 ディファレンシャルモードの伝送損失及び分離特性の測定

### 3.6 測定結果と考察

#### 3.6.1 入力インピーダンスの測定結果

コモンモードの入力インピーダンスの測定結果を図 3.8 に示す。図中の破線はバラン回路を接続せず、L I S N のハイパスコンデンサの先を  $50\Omega$  終端したときのインピーダンスである。

インピーダンスは 2 線が並列になっているため、図 3.2 に示した 1 線-グランド間インピーダンスの半分となっている。高周波側ではバラン回路の配線インピーダンスによる上昇があるものの、規定の  $\pm 20\%$  以内には十分入る特性となっている。

ディファレンシャルモードではこの 4 倍となることが確認された。

#### 3.6.2 挿入損失及び分離特性の測定結果

図 3.9 にそれぞれのモードについて、作成した L I S N の挿入損失と、スイッチを反対にしたときの分離特性の測定結果を示す。

挿入損失はコモンモードではほとんどなく、線-グランド間の電圧をそのまま測定できていることを示し、ディファレンシャルモードでは全帯域でほぼ 6dB、つまり線間電圧の半分の電圧を測定している。

分離特性は、もっとも悪い 30MHz 付近でも 25dB 以上確保されていることがわかる。一方のモードに対し、レベルが 20dB 以上も低いモードのノイズは通常問題とはならないため、分離特性としては十分な値が得られている。

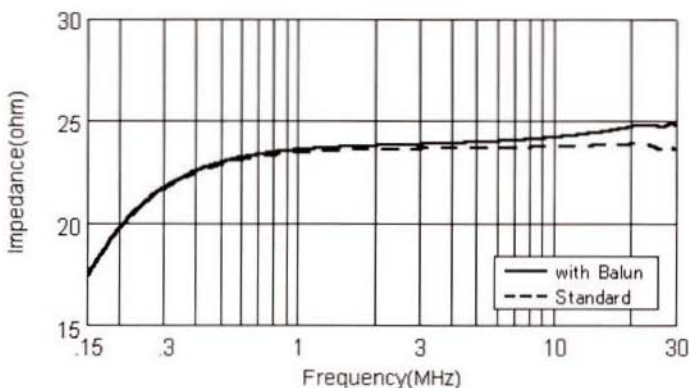
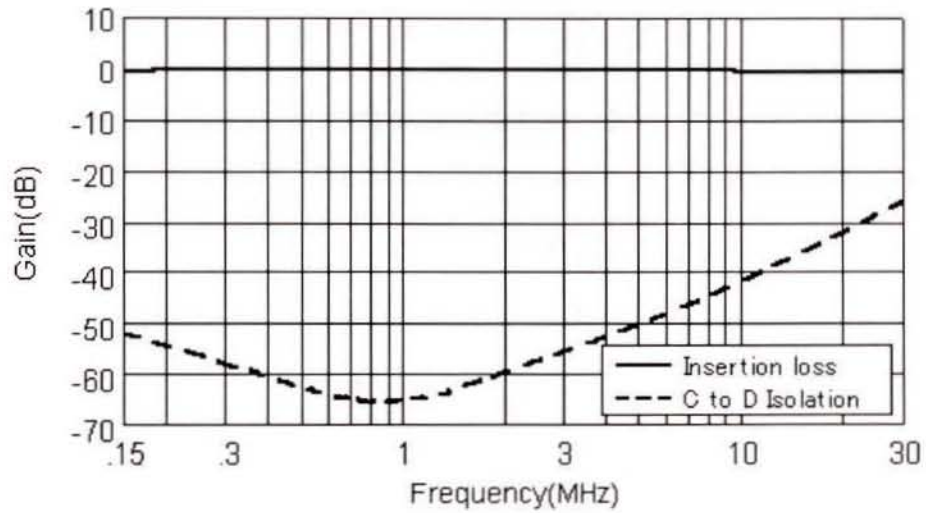
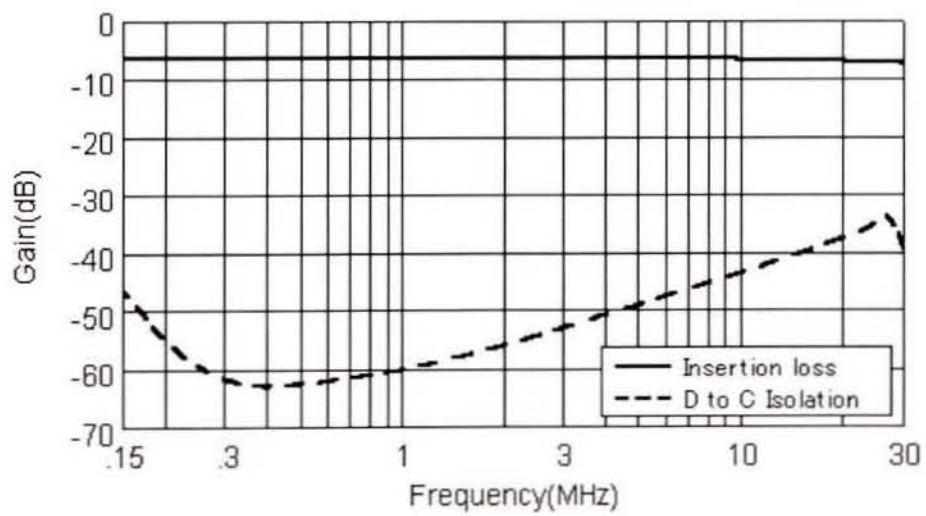


図 3.8 コモンモードの入力インピーダンス



(a) Common-mode



(b) Differential-mode

図 3.9 モード分離 LISN の挿入損失と分離特性

### 3.6.3 実機分離測定結果

スイッチング電源を用いた、通常の測定、コモンモードノイズ及びディファレンシャルモードノイズの測定結果を図 3.10 に示す。

EUTは単相2線の電源線であり、接地線がないにもかかわらず、500kHz以上の周波数ではほとんどのノイズ成分がコモンモードである。このEUTは、コモンモードチョーク1個をはずしていることにもよるが、一般に接地線を持たないこの種の電源においてもコモンモードを主としてノイズが伝搬することがわかる。

その周波数帯域でのレベルは通常の測定と一致する。

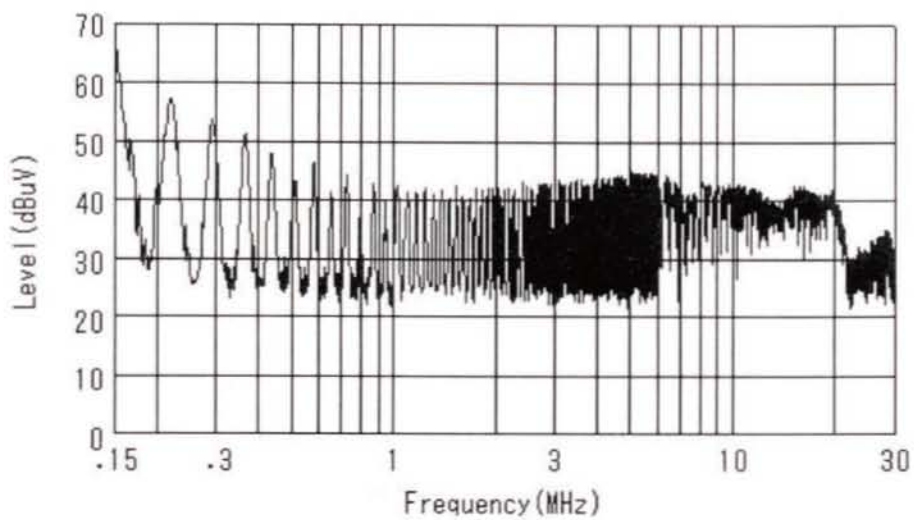
カレントプローブを用いて測定した、コモンモード及びディファレンシャルモードの測定結果をLISN電圧に換算し、図 3.11 に示す。この結果は、モード分離LISNによる測定値と全周波数帯域にわたって一致する。実機においても厳密に分離測定のできていることが確認された。

### 3.7 結 言

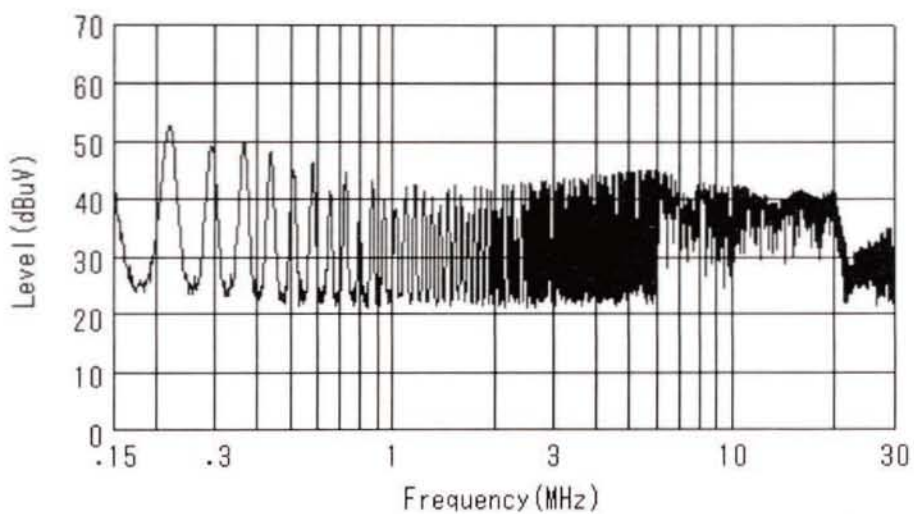
コモンモードとディファレンシャルモードの分離測定を目的にLISNを作成し、その特性と、実機を用いた分離測定の比較を行った。その結果は次のとおりである。

- (1)作成したモード分離LISNは十分な分離特性を持ち、通常の測定と全く等価なレベルで測定可能なことを確認した。
- (2)実機の測定において、厳密な分離測定であるカレントプローブによる方法と全く等価なことを確認した。
- (3)ここで用いたEUTは伝導ノイズの大部分がコモンモードで伝搬しており、接地線の有無によるモード分離は不可能であることが明確になった。

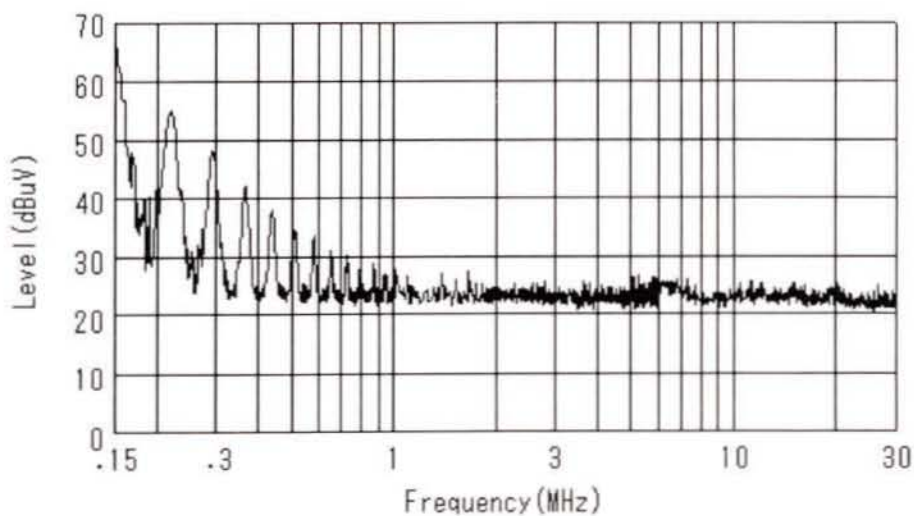




(a) Standard measurement

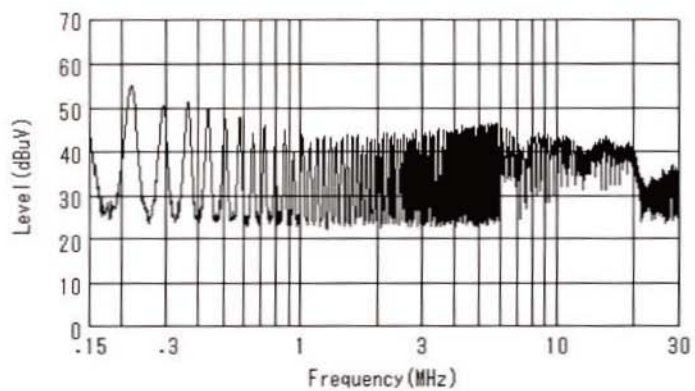


(b) Common-mode noise

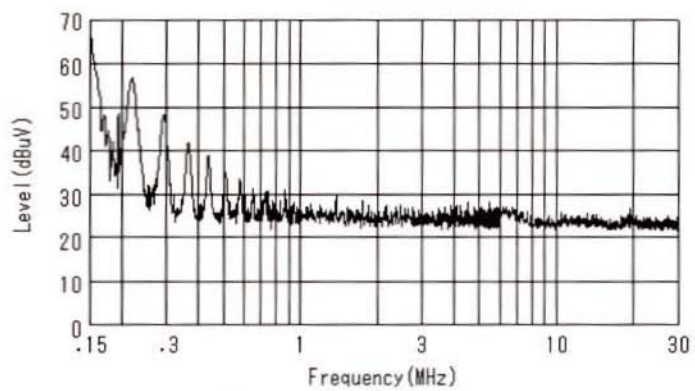


(c) Differential-mode noise

図 3.10 スイッチング電源の伝導ノイズの分離測定結果



(a) Common-mode noise



(b) Differential-mode noise

図 3.11 カレントプローブによる分離測定結果

## 第 4 章

伝導ノイズのノイズ源インピーダンスの導出

## 第4章 伝導ノイズのノイズ源インピーダンスの導出

### 4.1 緒言

スイッチング電源のノイズ対策において効率的な対策を行うためには、ノイズの発生、伝搬メカニズムの理解が不可欠である。まずは、半導体素子が発生するスイッチングノイズの基本的な伝搬経路である、伝導ノイズの解明が必要となる。コモンモードとディファレンシャルモードという、基本的な伝搬モードの分離測定が可能であることは第3章で述べた。さらに進めて、フィルタリング効果のシミュレーションや、フィルタの最適設計を行うためにはノイズ源インピーダンスの把握が不可欠となる。

ノイズ源インピーダンスの測定としてまず考えられる方法は、LCRメータやインピーダンスアナライザを用いることである。これは非動作状態では可能であるが、動作状態とはインピーダンスが異なる可能性がある。また、当然ながら別途、測定器を必要とする。電源線から電流を注入し、EUT側の電圧及び電流を測定、インピーダンスを求める方法もあるが<sup>(29),(30)</sup>、測定は簡単ではない上、スイッチング電源のノイズに影響される可能性がある。

ノイズ測定において、接地線電流と接地開放電圧からコモンモードインピーダンスの絶対値を導出した例<sup>(31)</sup>が報告されているが、測定から位相情報は得られないため複素インピーダンスの測定はできない。またこの方法はディファレンシャルモードには適用できない。

このようにノイズ源インピーダンスを複素インピーダンスとして、簡便に精度よく測定することは難しい。

モード分離LISNを用い、それぞれの伝搬経路に対しLISN側のインピーダンスを変えることができれば、そのときのノイズレベルの変化からノイズ源インピーダンスを求めることができる。この測定は、通常のスเปクトラムアナライザのみを用いて可能である。

本研究では、モード分離LISNのEUT端子にインピーダンスを挿入することで、ノイズ源インピーダンスを求める手法を提案する。この方法によりスイッチング電源の伝導ノイズについて導出を試みた。その結果、ノイズ源複素インピーダンスを各伝搬モードについて独立に測定することができた。

さらに、この方法で求めたノイズ源インピーダンスと、フィルタの特性評価結果を用い、フィルタリング効果の計算を行った。その結果は、実際にフィルタを挿入したときのノイズの実測値と大変よく一致し、フィルタリング効果の予測、設計に有効であることを確認した。

## 4. 2 ノイズ源インピーダンスの測定方法

### 4. 2. 1 測定原理と計算方法

コモンモード及びディファレンシャルモードそれぞれで伝搬経路は異なるが、ノイズ源から L I S N までの伝搬経路を簡略化すると図 4.1 のように表される。 $Z_L$  は L I S N 側の負荷インピーダンスであり、L I S N のみを接続し測定を行っているときの  $Z_L$  は L I S N のインピーダンスである。求めたいノイズ源インピーダンスは  $Z_o$  である。

L I S N の E U T 端子に既知のインピーダンスを挿入することにより  $Z_L$  を変えることができる。L I S N のみのときと、2 種類のインピーダンスを挿入した、計三つの負荷インピーダンスを  $Z_{L1} (R_1 + j X_1)$ 、 $Z_{L2} (R_2 + j X_2)$ 、 $Z_{L3} (R_3 + j X_3)$  とし、それぞれにおける電流測定値  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$  (スカラ) を用いて、 $Z_o (R_o + j X_o)$  を求める。

$V_o = |Z_o + Z_L| \times |I|$  から(4-1)式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} V_o^2 &= \{(R_o + R_1)^2 + (X_o + X_1)^2\} I_1^2 \\ V_o^2 &= \{(R_o + R_2)^2 + (X_o + X_2)^2\} I_2^2 \\ V_o^2 &= \{(R_o + R_3)^2 + (X_o + X_3)^2\} I_3^2 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (4-1)$$

これを  $R_o$ 、 $X_o$  について整理すると(4-2)式が得られる。

$$2 a R_o + 2 b X_o + c = 0 \quad \dots \dots \dots (4-2)$$

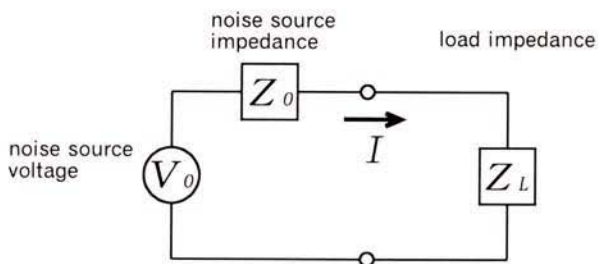


図 4.1 簡略化したノイズの伝搬経路

ただし、 $a$ 、 $b$ 、 $c$ は下式による。

$$a = (R_1 - R_2) I_1^2 I_2^2 + (R_2 - R_3) I_2^2 I_3^2 + (R_3 - R_1) I_3^2 I_1^2$$

$$b = (X_1 - X_2) I_1^2 I_2^2 + (X_2 - X_3) I_2^2 I_3^2 + (X_3 - X_1) I_3^2 I_1^2$$

$$c = (|Z_{L1}|^2 - |Z_{L2}|^2) I_1^2 I_2^2 \\ + (|Z_{L2}|^2 - |Z_{L3}|^2) I_2^2 I_3^2 \\ + (|Z_{L3}|^2 - |Z_{L1}|^2) I_3^2 I_1^2$$

(4-2)式を(4-1)式に代入し $R_o$ について整理すると次の2次方程式が得られる。

$$(a^2 + b^2) R_o^2 \\ + [a c + 2 b \{ (R_2 X_1 - R_1 X_2) I_1^2 I_2^2 \\ + (R_3 X_2 - R_2 X_3) I_2^2 I_3^2 \\ + (R_1 X_3 - R_3 X_1) I_3^2 I_1^2 \}] R_o \\ + c^2 / 4 + b \{ (|Z_{L2}|^2 X_1 - |Z_{L1}|^2 X_2) I_1^2 I_2^2 \\ + (|Z_{L3}|^2 X_2 - |Z_{L2}|^2 X_3) I_2^2 I_3^2 \\ + (|Z_{L1}|^2 X_3 - |Z_{L3}|^2 X_1) I_3^2 I_1^2 \} = 0 \quad \dots \dots (4-3)$$

以上の式により、各モードについて、3回の測定からノイズ源インピーダンスを計算することができる。求めたい $R_o$ 、 $X_o$ はそれぞれ二つの解を持つことになる。平方根の正負のうち、一方は意味をなさない。一連の周波数ポイントに対し、 $R_o$ がおおむね正の値を持つ、もしくは妥当な周波数特性を持つ方をノイズ源インピーダンスとする。解の正負の選択は、すべての周波数ポイントに対し統一する。

#### 4. 2. 2 インピーダンスの挿入

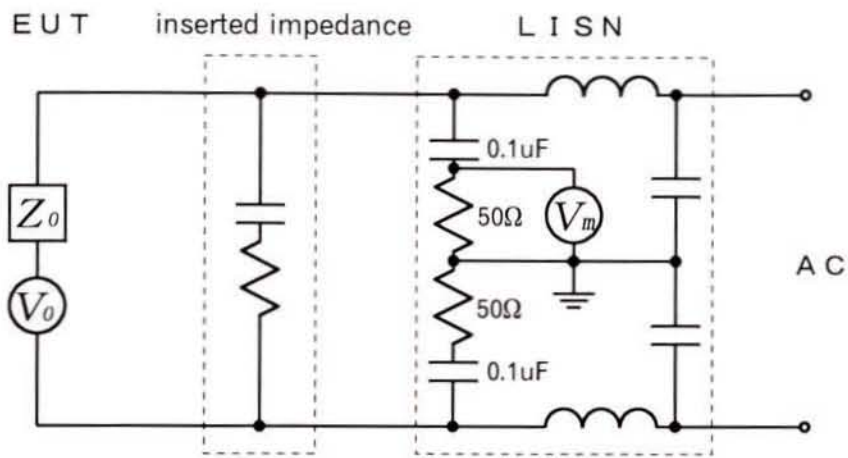
ノイズ源に対しL I S N側のインピーダンスを変えるため、L I S NのE U T端子にインピーダンスを挿入する。それぞれのモードについて、もう一方のモードのインピーダンスに影響を与えず、被測定モードだけのインピーダンスを変化させる挿入方法を図 4.2 に示す。図中の  $V_m$  はL I S Nに接続された測定器の電圧であり、並列の抵抗が測定器の入力インピーダンス ( $50\Omega$ ) を表す。L I S N及び挿入インピーダンスは既知であるので、 $V_m$  からノイズ電流  $I$  が計算できる。それぞれのモードについて  $Z_L$  を変えた測定データから(4-2)、(4-3)式により  $Z_o$  を計算する。実際には、厳密に分離測定が可能なため、挿入インピーダンスによりモード転換が起こらなければ両モードのインピーダンスを同時に挿入してもよい。

図 4.2 (a) ディファレンシャルモードでは、2線間にCRを挿入する。この挿入インピーダンスとL I S Nインピーダンスとが並列となり、負荷インピーダンス  $Z_L$  が変わる。挿入箇所は線間なのでコモンモードインピーダンスには影響を与えない。

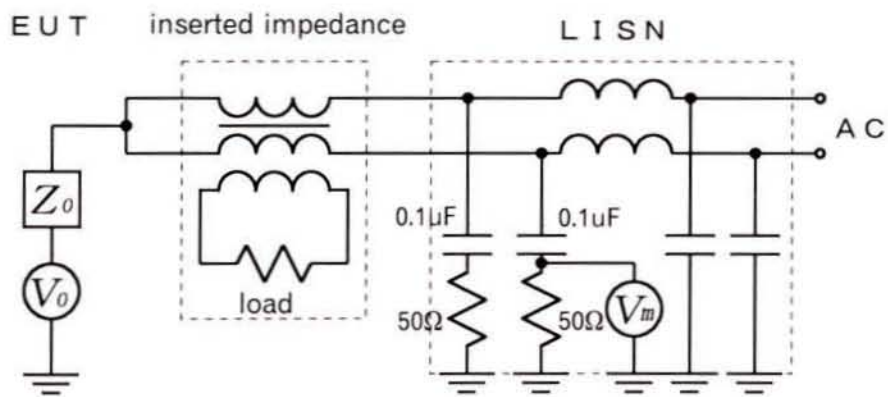
ディファレンシャルモードのノイズ源インピーダンス  $Z_o$  は低インピーダンスであることが予想される。インピーダンスの挿入により有意な測定値の変化を得るためには、 $Z_o$  に近い値のインピーダンスを挿入する必要がある。このため、L I S Nインピーダンスに比較して、かなり低い挿入インピーダンスを用いる。

図 4.2 (b) コモンモードでは、原理的にディファレンシャルモードでインピーダンスを持たないコモンモードチョークを用いる。コモンモードチョークは2次巻き線(巻き数比1:1)付きとし、2次側に接続した負荷によりインピーダンスを変えることができる。これはコモンモードトランスであり<sup>(32)</sup>、原理的には2次側を短絡することでスルーの状態も可能である。

コモンモードの  $Z_o$  は主として各所の浮遊容量とされ、特に低周波側では高インピーダンスとなることが予想される。このため、挿入インピーダンスもなるべく高い値となるようにコモンモードチョーク及び2次巻線の負荷を選択する。



(a) ディファレンシャルモードの挿入インピーダンス



(b) コモンモードの挿入インピーダンス

図 4.2 インピーダンスの挿入方法



## 4. 3 実験方法

### 4. 3. 1 挿入インピーダンス

ディファレンシャルモードの挿入インピーダンスとして、 $1\Omega/0.47\mu\text{F}$  及び  $0\Omega/0.1\mu\text{F}$  を線間に挿入する。

コモンモードの挿入インピーダンスに用いるコモンモードチョークについて、全周波数帯域において2次巻き線により1次側のインピーダンスを変化させる、いわゆるコモンモードトランスとしての特性は市販のものでは難しい。このため、透磁率の違う2種類のトロイダルコアを用いて自作した。この2次負荷として、 $5.1\text{k}\Omega$  及び  $100\text{pF}$  を接続したときの1次側、つまり挿入インピーダンスの測定値を図4.3に示す。コモンモードチョークのインピーダンスは1次側の漏れインダクタンスと、相互インダクタンスを介した2次負荷とが並列となる。コンデンサ負荷では約  $200\text{kHz}$  に共振点を持ち、それ以上の周波数で容量性となる。共振周波数は2次側の容量により変えることができる。抵抗負荷ではおおむね抵抗性を保ち、高周波側で容量性となる。

自作コモンモードチョークそのものの特性としては、トランスとしての帯域を広くするためインダクタンスを約  $4\text{mH}$  と小さくしている。このため低周波側ではあまりインピーダンスを高くすることができない。低周波側でさらに大きなインピーダンスを必要とする場合には、市販のコモンモードチョークを挿入インピーダンスとして用いる。

挿入する状態でのインピーダンスは、インピーダンスアナライザ(Agilent Technology 4194A)を用いて測定する。

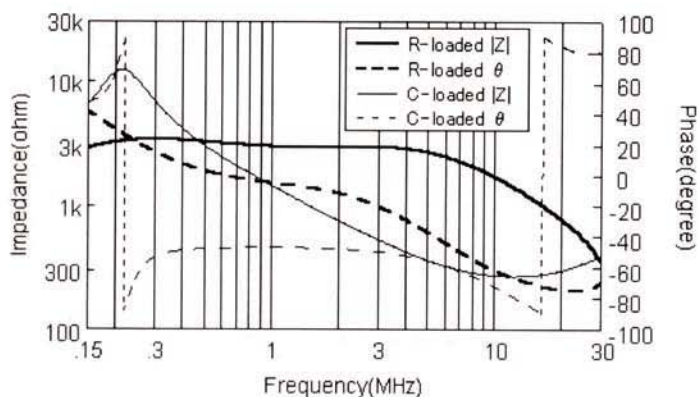


図 4.3 2次負荷によるコモンモードチョークのインピーダンス

#### 4.3.2 測定方法

測定に用いるモード分離 LISN 及びインピーダンス挿入用の治具を図 4.4、図 4.5 に示す。LISN の出力端子から同軸ケーブルで接続された部分がバラン回路である。EUT 接続端子はバイディングポストになっており、ここに図 4.5 のコンセントアダプタを用いて EUT の電源プラグを接続する。挿入インピーダンスは治具に取り付け、バナナプラグの抜き差しでコンセントアダプタの LISN 側に挿入される。

150kHz ~ 30MHz の周波数範囲を周波数リニアスイープのスペクトラムアナライザ(Agilent Technology 8563E)を用い、対数軸でほぼ等分に 3 バンドに分け測定する。時間変動する電圧は、スペクトラムアナライザのマックスホールド機能を用いて最大値を測定する。測定器の設定とデータ取り込みはパソコンを用いて行い、全周波数帯域のロググラフとして出力する。

測定データは、3.6.3 節の測定結果のとおり、周波数スペクトルで得られる。得られたデータポイントの大部分は、スイッチング周波数の高調波スペクトルのスロープとバックグラウンドノイズであるため、全点のデータを用いて計算を行っても意味がない。そのため、 $Z_0$  の計算には測定データ中のピーク値のみを用いる。全周波数帯域において主なピークを求めするため、周波数バンドごとに次の処理を行う。まず、周波数スペクトルの測定値に FFT を行い、データ中の主な周期成分以上の高周波成分を除去した後、逆 FFT により元の周波数スペクトルに戻すことでデータをスムージングする。次に、基準とする LISN のみのデータを用い、バンドごとに 10 ポイント程度のピーク検出を行う。このとき、測定器のバックグラウンドノイズより 6dB 以上大きなピークのみを採用した。インピーダンスを挿入したデータについては、同一周波数近傍で再度ピーク検出を行い、各ポイントのピークレベルを求める。

こうして得られた数十点のデータについて、ノイズ源インピーダンスを計算する。測定器の制御及び複素数の演算には、計測制御ソフト(Agilent Technology VEE5.0)を用いた。

#### 4.3.3 EUT

EUT は第 3 章と同じ、単相 2 線のスイッチング電源(パソコン用 AC アダプタ、AC 100V 入力、定格 45W、PWM 方式、スイッチング 73kHz)を用い、DC 側は定格負荷抵抗を接続する。解析に必要なノイズレベルを得るため、コモンモードチョーク 1 個をはずした以外、他のコモン及びディファレンシャルモードフィルタはそのまま実装されている。

EUT 及び負荷は一般的な商用規格に準じ、MGP 上 40cm に配置し、電源コード等は固定する。

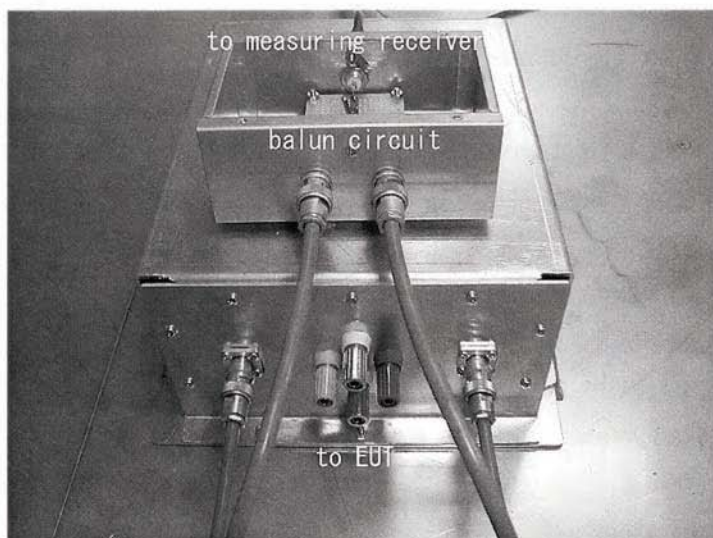


図 4.4 モード分離 LISN

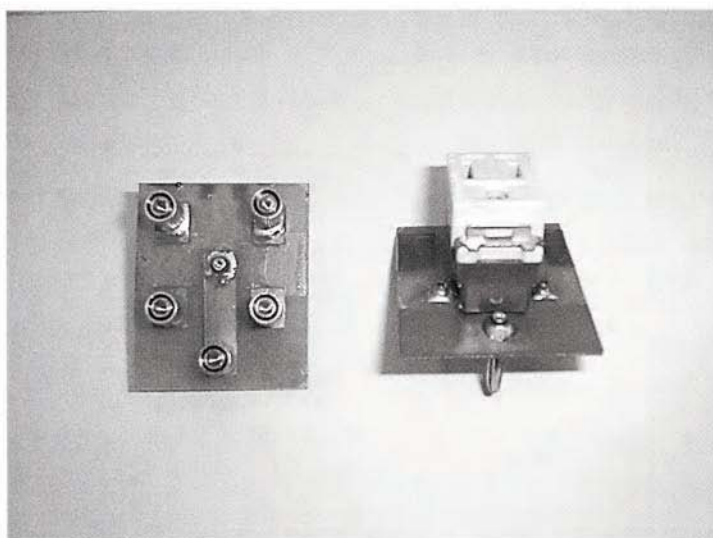


図 4.5 挿入インピーダンス接続治具(左)とコンセントアダプタ

#### 4.4 測定結果と考察

##### 4.4.1 ディファレンシャルモードのノイズ源インピーダンス

図 4.6 に L I S N のみの時のディファレンシャルモードのノイズレベル、図 4.7 にノイズ源インピーダンスの測定結果を示す。E U T の電源コードプラグから、インピーダンスアナライザにより測定したインピーダンスを図 4.7 中に併せて示す。ディファレンシャルモードは図 4.6 のとおり、もともと高周波成分がないため、低周波側の有意な値を持つピークのためのインピーダンスを計算している。

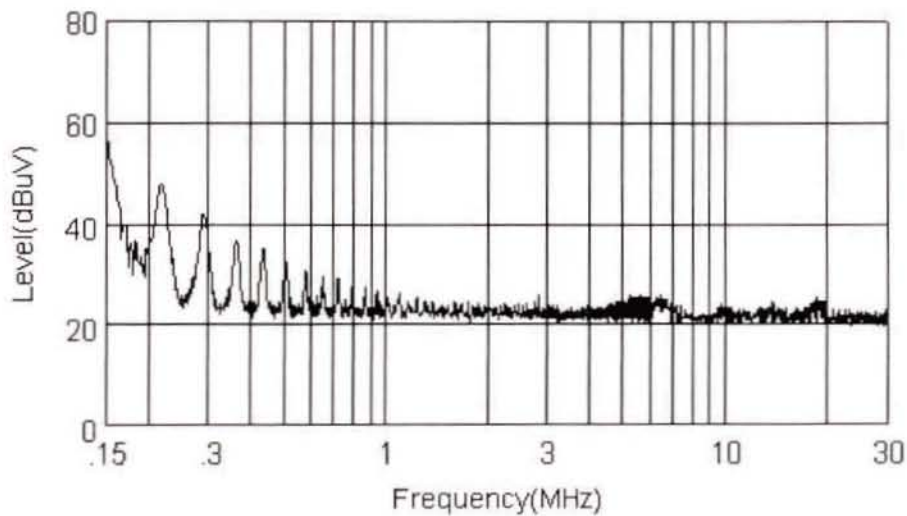


図 4.6 L I S N のみのときのディファレンシャルモードノイズ

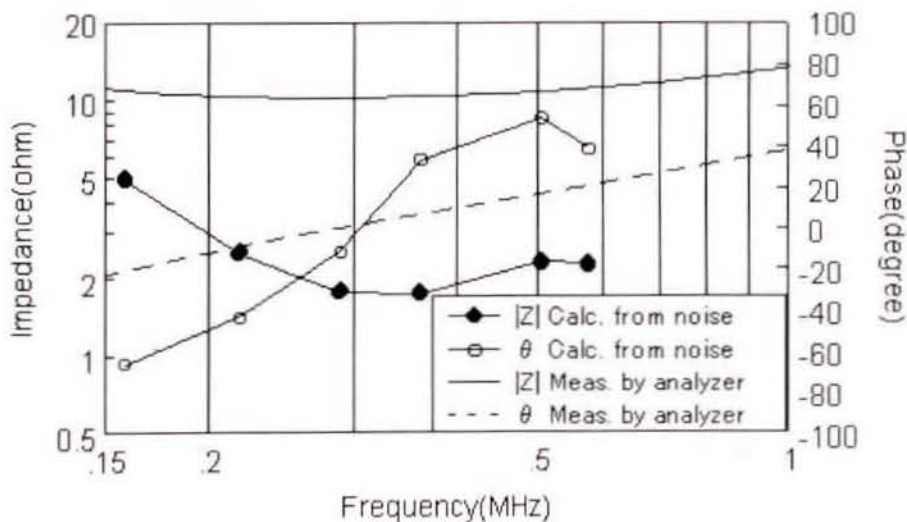


図 4.7 ディファレンシャルモードのノイズ源インピーダンス

ディファレンシャルモードのノイズ源インピーダンスを簡略化すると図 4.8 のように表される。図中、 $Z_0$ はF E Tと直列に入るトランス及び負荷を表す。ノイズ源インピーダンスは、ノイズ源を短絡した時の電源コンセント端子間のインピーダンスに等しい。スイッチング電源では、一般的にフィルタとして線間に0.1～1 $\mu$ F程度のコンデンサ(Xコンデンサ)が挿入される。測定した周波数では電源コードのインピーダンスは小さいため、L I S N側から見たインピーダンスは低く、位相は静特性の測定結果のように容量性から誘導性に変化することが予想される。

このE U Tについて、A C入力側のXコンデンサ(0.22 $\mu$ F)と、A Cコードのインダクタンス(約1 $\mu$ H)を用い、抵抗分を約1.5 $\Omega$ とにおいてL C R直列回路を想定し、インピーダンスを計算した。その結果を図 4.9 に示す。本方法で測定した値と大変よく一致する。

このインピーダンス特性から、ディファレンシャルモードのノイズ源は、出力インピーダンスの低い、定電圧源的な回路であることがわかる。

このE U Tでは図 4.8 の電源コードとフィルタ間に非直線性の抵抗器(突入電流防止用サーミスタ)が挿入されており、非通電時の抵抗は8 $\Omega$ 程度である。また、伝搬経路に挿入されている1次整流ダイオードは、インピーダンスアナライザの静特性測定電圧では導通しない。図 4.10 に220kHzにあるピークのレベル変動を示す。ノイズレベルは120Hz周期、つまり一次整流ダイオードのオン・オフに応じて大きく変動する。本方法では、レベル変動の最大値を測定し計算を行っているため、求めたインピーダンスは導通時のものと考えられる。このため静特性との一致は良くない。このことからインピーダンスアナライザでは、ディファレンシャルモードの動作時のインピーダンスは測定できないことがわかる。

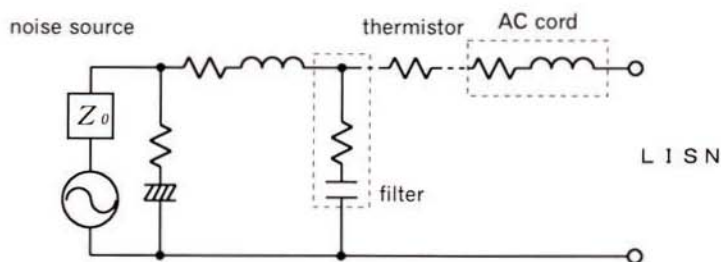


図 4.8 ディファレンシャルモードのノイズ源インピーダンスの等価回路

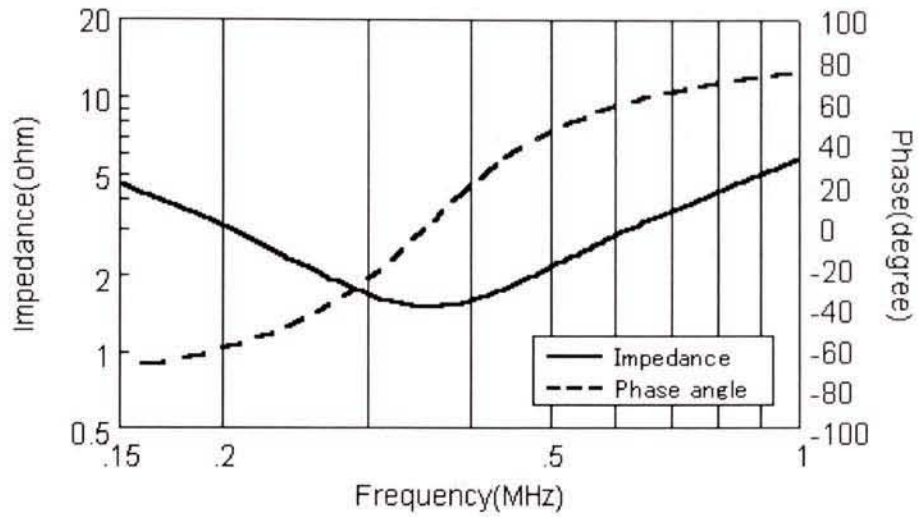


図 4.9 電源のAC側XコンデンサとACコードのインダクタンスから計算したインピーダンス

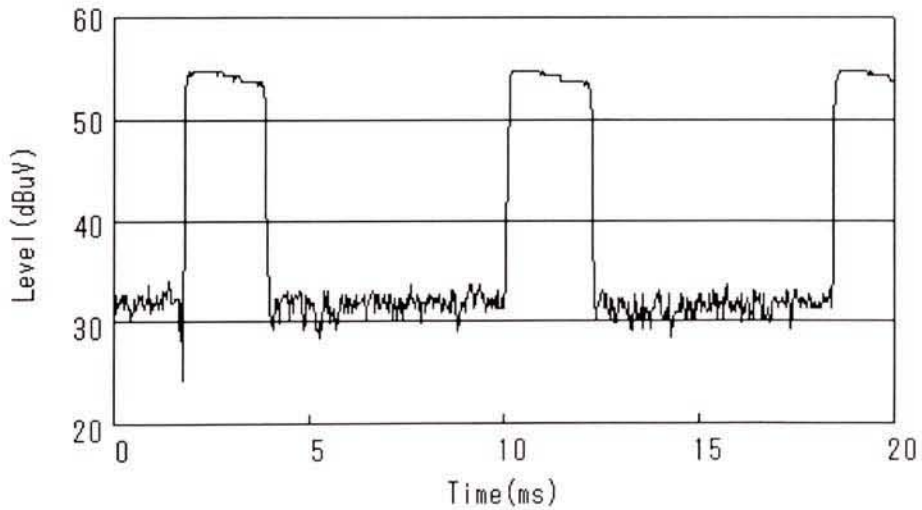


図 4.10 ディファレンシャルモードノイズレベルの時間変化

#### 4. 4. 2 コモンモードのノイズ源インピーダンス

コモンモードのノイズ源インピーダンスの測定結果を図 4.11 に示す。インピーダンスアナライザにより電源コードプラグから測定したインピーダンスを図中に併せて示す。

コモンモードのノイズ源インピーダンスの測定結果は、静特性とよく一致する。コモンモードの伝搬経路の等価回路を図 4.12 に示す。この E U T は接地線を持たないため、図 4.12 の  $Z_2$  は E U T と M G P 間の浮遊容量となる。また、 $Z_1$  は主として、ノイズ源と筐体間の浮遊容量であり、これらが伝搬経路、即ちノイズ源インピーダンスの大部分を占める。従って、ノイズ源インピーダンスは容量性となり、低周波側ではかなりの高インピーダンスとなる。すなわち、定電流源的な回路と考えられる。

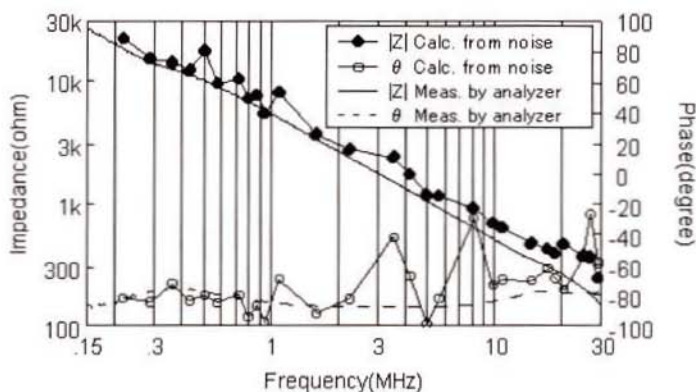


図 4.11 コモンモードのノイズ源インピーダンス

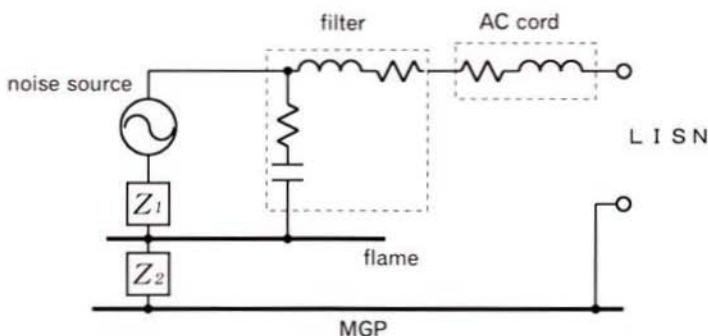


図 4.12 コモンモードのノイズ源インピーダンスの等価回路

#### 4. 4. 3 ノイズ源インピーダンスの導出に関する検討

図 4.11 ではインピーダンスの絶対値に比べ位相のばらつきが大きい。三つの負荷インピーダンスと  $Z_0$  を抵抗分だけに単純化すると図 4.13 のように表される。負荷インピーダンス  $R_2$ 、 $R_3$  及び  $Z_0$  は(4-1)式より、 $|Z_0+R_2| : |Z_0+R_3| = I_3 : I_2$  であるから、これを満足する  $Z_0$  は R-X 平面上で点  $(-R_3, 0)$  と  $(-R_2, 0)$  からの距離の比が  $I_2 : I_3$  なる点であり、(4-4)式の半径  $r$ 、直線  $R_3R_2$  上に中心を持つ円を描く。

$$r = (R_3 - R_2) I_2 I_3 / (I_2^2 - I_3^2) \quad \dots \dots \dots (4-4)$$

同様に  $R_1$  と  $R_2$  についての円を図示した。図のように、 $Z_0$  とそれぞれの負荷インピーダンスが 1 直線上にくると 2 円は 1 点で接する。この接点または交点が求める  $Z_0$  である。(4-4)式から、例えば  $I_3$  が少し大きくなることにより、図 4.13 の外側の円の半径が大きくなり、2 円は接点を持たない。また逆に同円が少し小さくなると 2 点で交差し、 $R_0$ (横軸の値)の変化に比べ  $X_0$ (縦軸の値)は大きく変化することがわかる。

実際、挿入インピーダンスによるノイズレベルの差が 1dB 以下といった周波数もある。そのように、十分なノイズレベルの変化が得られないポイントでは、測定のみにより  $Z_0$  は解を持たない、もしくは位相がばらつくといった結果となる。また、インピーダンスの差が大きすぎると、例えば図の  $R_3$  が大きいほど電流は小さく、円は大きくなり、そのわずかな変化は小さい方の円では相対的に大きな変化となる。

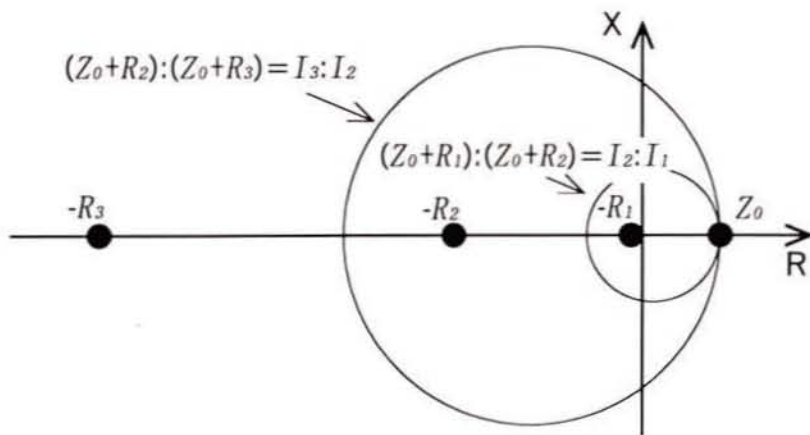


図 4.13 R-X 平面での負荷インピーダンスと  $Z_0$  との関係



測定精度はノイズレベルの差によって大きく左右される。挿入インピーダンスとしては、測定のはらつきに対し十分かつ適当な値の変化の得られる大きさを持ち、また、図 4.13 のように 2 円と  $Z_0$  が 1 直線上にならないように、負荷インピーダンスが互いに位相差を有することが望ましい。

ノイズ源インピーダンスの絶対値だけであればもっと容易に求めることができる。4.4.2 節の結果のとおり、コモンモードのノイズ源インピーダンスは LISN のインピーダンスよりかなり大きい。コモンモードチョークのインピーダンスを  $Z_c$ 、LISN のインピーダンスを  $Z_l$  とすると、 $|Z_c| \gg |Z_0| \gg |Z_l|$  となるように  $Z_c$  を選定する。このとき、LISN のみの全インピーダンスは  $Z_0 + Z_l \doteq Z_0$ 、 $Z_c$  を挿入したときは  $Z_c + Z_0 + Z_l \doteq Z_c$  となる。それぞれの測定電流を  $I_1$ 、 $I_2$  とすると(4-1)式から

$$|Z_c| : |Z_0| = I_1 : I_2$$

となる。 $Z_0$  は R-X 平面で  $Z_c$  に対し電流比分の大きさを持つ円上に来る。このため  $|Z_0|$  は一つの挿入インピーダンスだけでそこそこに求めることができる。

ディファレンシャルモードでは、 $|Z_l| \gg |Z_0| \gg |Z_s|$  なるシャントインピーダンス  $Z_s$  を選定する。

#### 4. 5 ノイズ源インピーダンスによるフィルタリング効果の計算

ノイズ源複素インピーダンス求めることができれば、フィルタを挿入したときの効果が予測できる。フィルタリング効果を計算するためには、従来のカタログに表記されている  $50\Omega$  系での減衰特性は使えない。ここではフィルタのインピーダンス測定からその特性をインピーダンスパラメータで求め、コモンモードノイズについてフィルタリング効果の計算を行う。

##### 4. 5. 1 フィルタの特性評価

フィルタのもっとも単純な形態は1ポート回路である。しかし、その使い方には図 4.14 に示す直列接続と並列接続がある。その接続方法によって、インピーダンスパラメータもしくはアドミッタンスパラメータでは扱えない。一般的に扱うためには、伝送パラメータを用いる必要があり、最近では伝送線路シミュレータの適応からSパラメータを用いる場合もある。

1ポート回路のフィルタは端子間のインピーダンスが与えられれば、その挿入効果は容易に計算できる。2ポート回路では、インピーダンスパラメータを用いて容易に計算できる。

ここでは、単相2線のコモンモードとディファレンシャルモードの対策部品を含む一般的な電源ライン用ノイズフィルタを用い、コモンモードの特性評価を行う。コモンモードのみで考えると、単相2線のフィルタは入出力それぞれの2線を共通に扱い、図 4.15 の2ポート回路で表される。ここで、 $V_1$ 、 $V_2$ は各ポートの電圧、 $I_1$ 、 $I_2$ は、各ポートに流入する電流を表す。電圧と電流の関係は(4-5)式で表される<sup>(3.3)</sup>。

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \\ V_2 &= Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4-5)$$

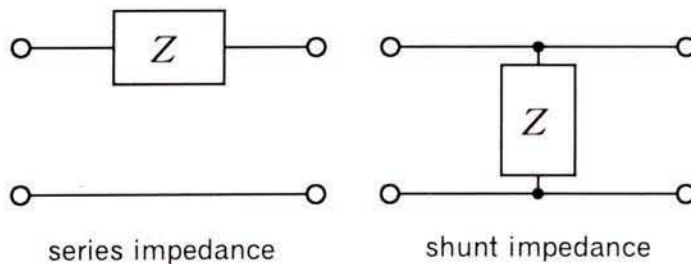


図 4.14 1ポートフィルタの直列接続と並列接続

この式から、一方のポートを開放しもう一方のポートからインピーダンスを測定、ポートを入れ替えて同じ測定を行うことにより、 $Z_{11}$ と $Z_{22}$ を求める。また、可逆の定理から $Z_{12} = Z_{21}$ とすると、一方のポートを短絡しもう一方のポートからインピーダンスを測定し、これと先に求めた $Z_{11}$ と $Z_{22}$ を用いて $Z_{12}$ と $Z_{21}$ を求めることができる。

コモンモードではそれぞれのポートの1端子は接地であり、不平衡の測定器によるインピーダンス測定は容易である。しかし、ディファレンシャルモードでは入力及び出力の各2線がそれぞれのポートの端子となり、接地に対し平衡している。そのため、ディファレンシャルモードの測定には平衡形の測定器もしくは balan を用いる必要がある。このことはフィルタの静特性(50Ω系での挿入損失)の評価においても同様である。

直接、上記の方法によりモードごとのインピーダンスパラメータを求めるのではなく、入出力各2線を図 4.16 に示す4ポート回路として扱い、Sパラメータを用いる方法がある。不平衡測定器であるネットワークアナライザを用い、すべてのポートを基準インピーダンス(50Ω)

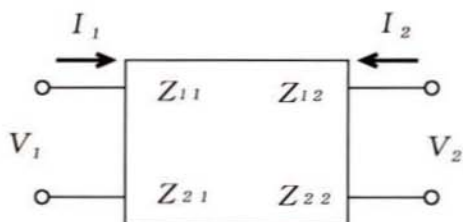


図 4.15 フィルタのインピーダンスパラメータ

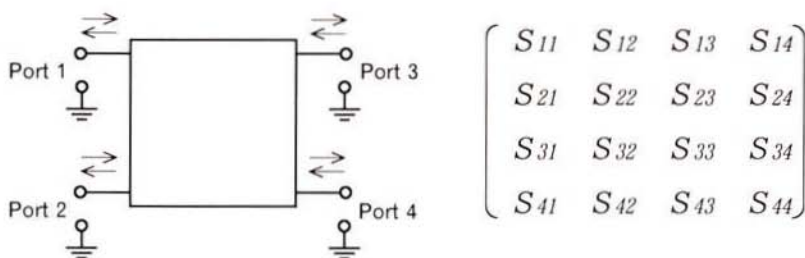


図 4.16 フィルタの4ポート回路とSパラメータ

で終端し、図のSパラメータを測定する。ポート1とポート2間及びポート3とポート4間を対称と考えると測定は半分のパラメータでよい。その結果をモード変換することにより、直ちに各モードの静特性(モード領域での伝送特性  $S^{m_{21}}$ )が得られる<sup>(34)</sup>。また、(4-6)式によりS行列  $S$  からZ行列  $Z$  を計算し、モード変換することにより、各モードのインピーダンスパラメータを求めることができる<sup>(35)、(36)</sup>。

$$Z = z_0(E + S)(E - S)^{-1} \quad \dots \dots \dots (4-6)$$

ただし、 $z_0$  : 基準インピーダンス  
 $E$  : 単位行列

測定には、接地板に同軸コネクタを取り付けた治具を作成し、ここではインピーダンスアナライザを用いる。フィルタは接地板上に固定し、入力もしくは出力の短絡した2線と接地板間のインピーダンスを測定する。150kHz ~ 30MHz の周波数範囲をログスイープで測定、パソコンにデータを取り込み、計算を行う。

フィルタを挿入したときの伝搬経路は図 4.17 のようになる。フィルタ挿入前の LISN 電圧を  $V_2$  とし、フィルタを挿入したときの電圧  $V_2'$  は、 $V_2' = Z_L \cdot I_2$  を(4-5)式に用いて、下式により計算される。

$$V_2' = \frac{Z_{21}(Z_0 + Z_L)}{(Z_0 + Z_{11})(Z_L - Z_{22}) + Z_{12}Z_{21}} V_2 \quad \dots \dots \dots (4-7)$$

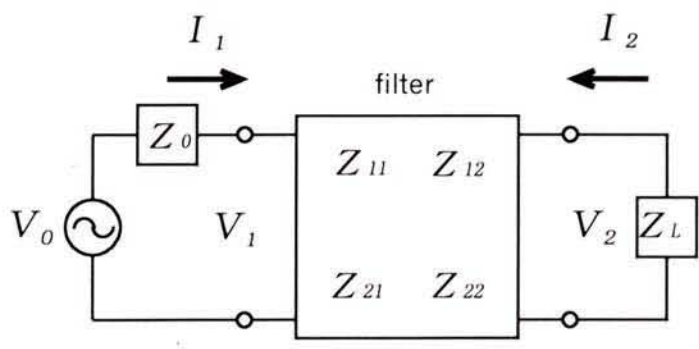


図 4.17 フィルタを挿入したときの伝搬経路

#### 4.5.2 フィルタ及びEUT

用いたフィルタの内部回路を図 4.18 に示す。電源ライン用の一般的な構成である。フィルタは金属ケース入りであり、金属筐体に取り付けると直接筐体に接続される。このインピーダンスパラメータを 4.5.1 節に従って測定する。

EUTとして 4.3.3 節で使用したものと別のもとは別の、単相 2 線のスイッチング電源(パソコン用 ACアダプタ、AC 100-240V 入力、スイッチング 60kHz)を用いた。EUTは、電源基板の外側周囲に絶縁樹脂板を挟んで、筐体(シールド)を持つ。シールドは AC 側 2 線とコンデンサ(Yコンデンサ)を介し接続され、また 2 次側マイナスに接続されている。フィルタによる対策効果を明確にするため、AC 側線間のコンデンサ(Xコンデンサ)以外の対策部品は取り外した。従って、AC 側 Yコンデンサも接続されない。DC 側は定格負荷抵抗を接続した。

EUTの配置を図 4.19 に示す。EUT及び負荷は 1 枚の金属板(25cm × 50cm)上に固定し、スイッチング電源の筐体は金属板に低インピーダンスで接続した。それを MGP 上 40cm に配置し、金属板は接地線により MGP に接地した。また、負荷及び電源のコードは、余長を中間で束ねた。

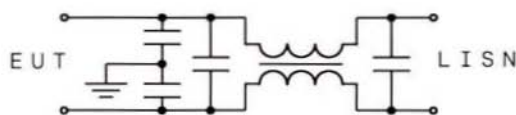


図 4.18 フィルタの内部回路

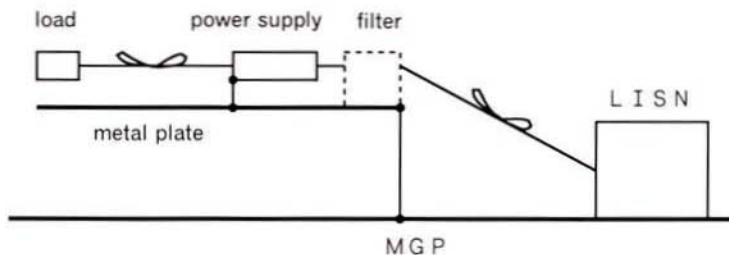


図 4.19 EUTの配置

#### 4. 5. 3 フィルタリング効果の測定結果と考察

4. 5. 2節のEUT配置により測定した、コモンモードのノイズ源インピーダンス測定結果を図 4.20 に示す。金属板を接地しているため、EUT-MGP間のインピーダンスは接地線のない時に比べ小さくなる。高周波側ではEUT内の浮遊容量と接地線のインダクタンスにより共振し、30MHz付近では誘導性のインピーダンスとなる。

フィルタ挿入前後のノイズレベルの実測値を図 4.21 に示す。金属板上に配置したEUTに対し、同一金属板上にフィルタを接続しているため、かなりの減衰効果が得られている。

図 4.20 に得られたノイズ源インピーダンスと図 4.21(a)フィルタ挿入前のノイズレベルから計算した、フィルタを挿入したときのノイズレベルと実測値との比較を図 4.22 に示す。実測値と計算値は10MHz以上まで大変よい一致を示す。

高周波側では差がみられるが、これは、求めたノイズ源インピーダンスには図 4.19 の接地線や電源コードのインピーダンスが含まれるのに対し、フィルタはEUTを載せた金属板上で用いていることが主な原因と考えられる。その部分を考慮することにより、伝導ノイズの全周波数帯域において、大変よい精度でフィルタリング効果の予測が可能と考えられる。

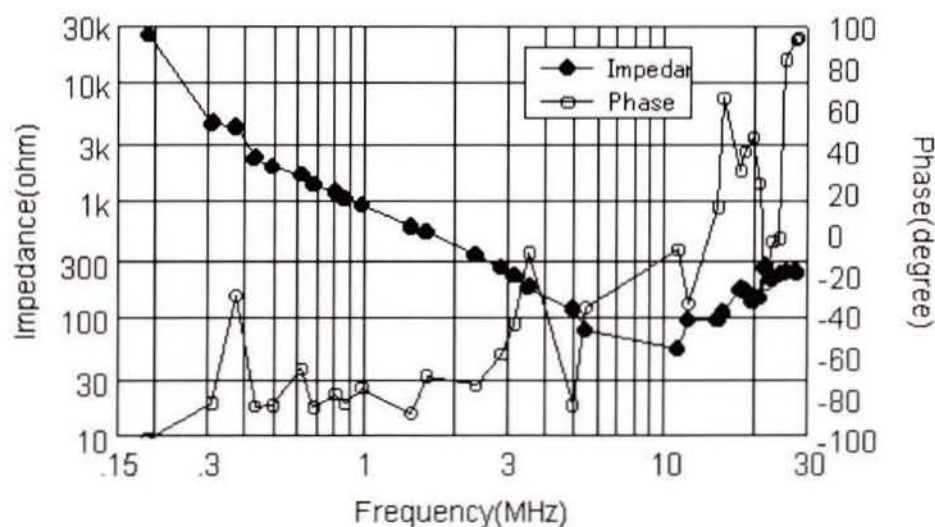
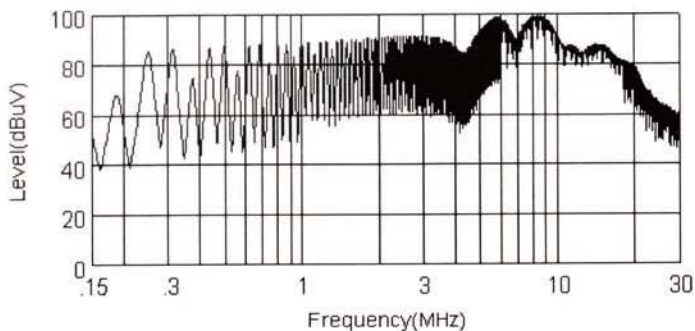
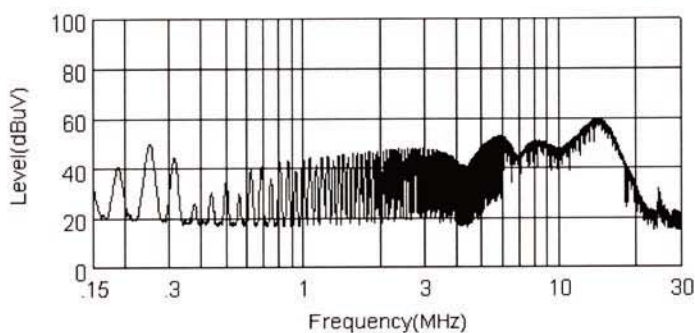


図 4.20 接地付きEUTのコモンモードのノイズ源インピーダンス



(a) フィルタなしのノイズレベル



(b) フィルタ挿入時のノイズレベル

図 4.21 フィルタ挿入前後のノイズレベル

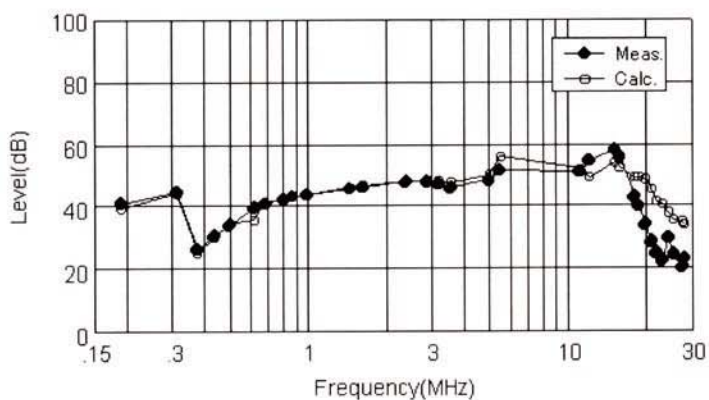


図 4.22 ノイズ源インピーダンスから計算したフィルタ挿入時のノイズレベルと実測値との比較

#### 4.6 結 言

モード分離L I S Nを応用した、新しいノイズ源複素インピーダンスの測定方法を提案し、その有効性について検証した。その結果は次のとおりである。

- (1)通常測定と同じスペクトラムアナライザのみを用い、モード分離L I S NのE U T端子に既知のインピーダンスを挿入することにより、ノイズ源複素インピーダンスの導出が可能であることを示した。
- (2)コモンモードではインピーダンス測定器により測定したノイズ源インピーダンスと動作時のインピーダンスはほぼ一致する。ただし、接地線等により全体のインピーダンスが低下するとその限りではなく、1次整流ダイオード導通・非導通の影響が考えられる。ディファレンシャルモードは、インピーダンス測定器では動作時のインピーダンスが測定できない。
- (3)提案した方法により求めたノイズ源インピーダンスにより、大変よい精度でフィルタリング効果の予測ができることを確認し、本方法の有効性を検証した。
- (4)フィルタリング効果の予測を行うためには、フィルタの特性をインピーダンスパラメータ（もしくは伝送パラメータ）で扱う必要がある。



## 第 5 章

### スイッチング電源のノイズ伝搬経路の解析

## 第5章 スイッチング電源のノイズ伝搬経路の解析

### 5.1 緒言

スイッチング電源は高周波のオン・オフによる電磁波ノイズを発生する。その対策にはノイズの発生メカニズムと伝搬経路の解明が不可欠である。特にエネルギーの伝搬を行う実回路とは異なり、浮遊容量等を主たる伝搬経路とするコモンモードノイズの把握が重要である。

第4章ではスイッチング電源のノイズ源インピーダンスを求め、スイッチング電源回路部分全体から外部への大まかな伝搬経路を示した。これらが把握できれば、フィルタを用いる対策は十分効果的に行うことができる。しかし、フィルタだけに頼った対策では小型化、低コスト化に限界があり、回路設計、回路内部の伝搬経路においての対策が望まれる。そのためにはスイッチング電源回路部分のノイズの発生、伝搬についての解析が必要となる。

スイッチング電源のノイズ発生源はオン・オフを行う半導体素子であり、主スイッチに用いられるFET、2次整流ダイオード及び1次整流ダイオードである。それらのノイズ発生についての解析も行われている<sup>(37),(38)</sup>。ダイオードもソフトリカバリタイプなどが開発されているが、スイッチング素子は高周波化に対応するためより高速を目指し、伝搬メカニズムに基づいた対策はますます重要となっている。

効果的な設計、対策のため、伝搬経路のモデリングやシミュレーションを使った解析が行われ、特にトランス1次-2次間の浮遊容量がノイズに大きく影響することが指摘されている。しかし、伝導ノイズの測定では150kHz～30MHzの広い周波数範囲を対象としているため、スイッチング電源のトランスは単純な静電容量では扱えず、集中定数回路に置き換えることは容易ではない。このことが、特に高周波側において、シミュレーションの課題となっている。

また、通常のノイズ測定では伝搬モードの分離ができず、さらに回路内部の電圧(スペクトル)の測定も容易ではない。このためモデリングに基づいた対策事例は報告されているが、対象となる全周波数帯域において、ノイズ源からの伝搬経路を定量的に把握した研究は少ない。

本研究では、第3章においてモード分離LISNを提案した。本章では、コモンモードの発生メカニズムと伝搬経路をモデリングする。また、差動プローブによる回路内の任意ポイント間の電圧測定手法を提案し、これを用いた電圧測定と伝搬経路のインピーダンス評価により、コモンモードノイズの定量解析を行い、伝搬モデルの妥当性について検討した。

## 5. 2 伝搬経路のモデリングとコモンモードノイズの発生機構

### 5. 2. 1 EUTと試験配置

伝搬経路のモデリングを行うためには、スイッチング電源の回路構成の概要とケーブル等の配置を知る必要がある。まず、供試電源の概要について述べる。

EUTとして、4. 5節のフィルタリング効果の計算に用いたものと同じ、単相2線の電源コードを持つ、ACアダプタを用いた。その主な仕様を表 5.1 に示す。また、試験配置を含めた回路構成を図 5.1 に示す。基本的にはフライバックコンバータであり、PWMにより2次電圧を制御するため、スイッチング周波数は変わらない。

コモンモードノイズの発生メカニズムとその伝搬経路を明確にするため、コモンモードフィルタは取り外し、AC側線間のXコンデンサのみを残した(図では省略)。EUTは本体に金属筐体(シールド)を持ち、2次側マイナスに接続されている(1次側Yコンデンサは外した)。

EUTの試験配置を図 5.2 に示す。電源コード(長さ 2m)は中間で約 30cm 長に束ね、EUT から 0.8m の距離で LISN に接続する。電源各線は LISN により MGP に 50Ω で終端され、雑音端子電圧は 1 線の 50Ω 両端の電圧として測定される。DC 側には付属のシールドコード(外側がマイナス、長さ 2m)を用い定格負荷の抵抗器を接続する。DC コードは中間で約 20cm 長に束ね、EUT から負荷までの全長を約 0.6m とした。EUT、DC コード及び負荷は木板に固定し、MGP から 0.4m 高の絶縁台上に水平に配置する。

図 5.1 には、ノイズの伝搬経路として検討するいくつかのポイントを示した。FET のドレイン側を  $P_{1d}$ 、ソース側(電解コンデンサのマイナス側)を  $P_{1n}$ 、電解コンデンサのプラス側を  $P_{1p}$ 、トランス 2 次側のマイナス側を  $P_{2n}$  とする。

表 5.1 スイッチング電源の仕様

項目	仕様
方式	PWM方式
スイッチング周波数	60kHz
入力	AC100V/240V,50/60Hz
出力	DC15V,30W

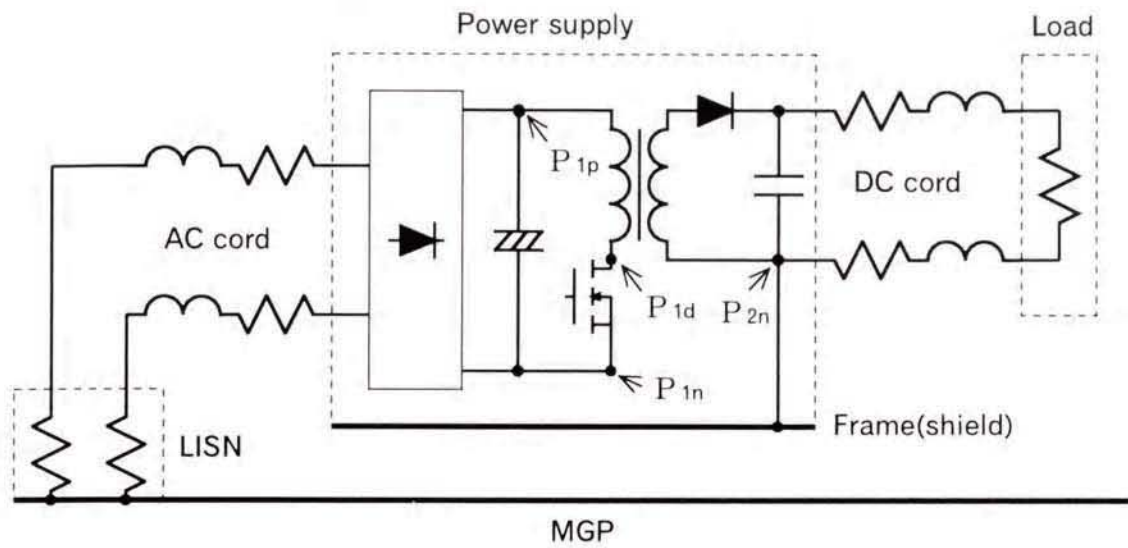


図 5.1 E U T 及び試験配置の構成

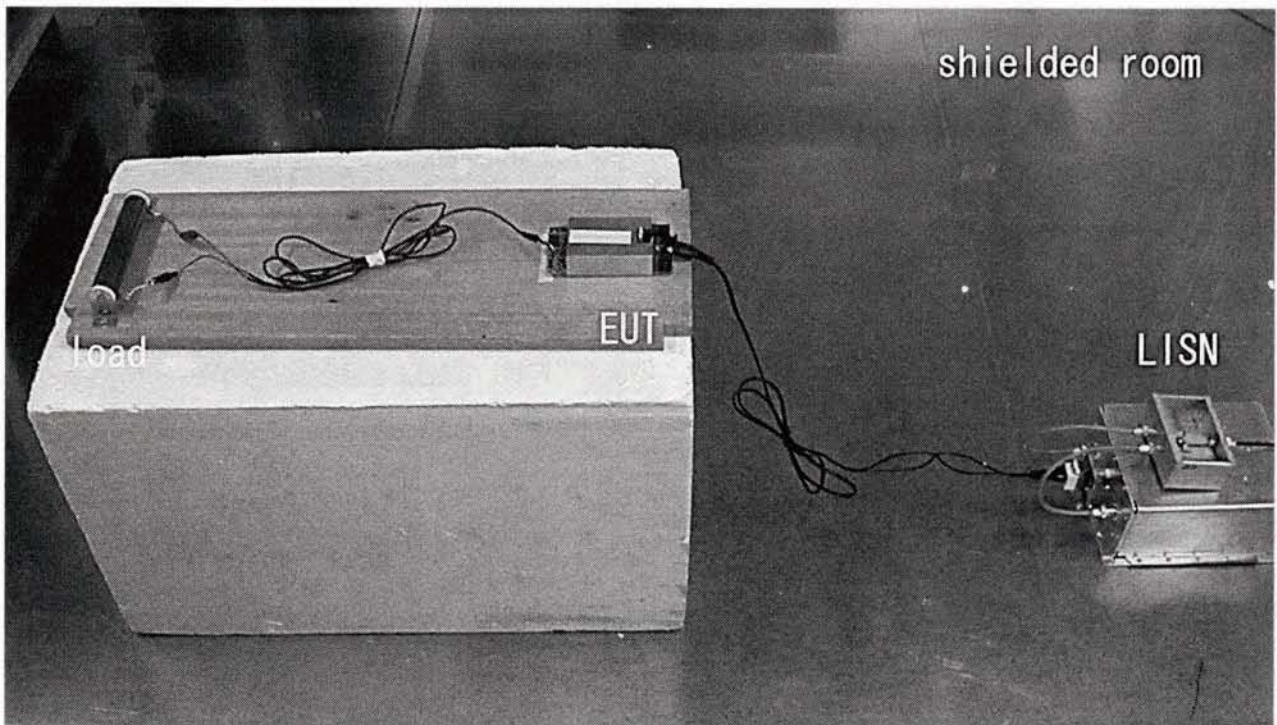


図 5.2 E U T の試験配置

### 5. 2. 2 コモンモードノイズの伝搬経路

このEUTのノイズ伝搬経路は図 5.3 のように表される。図中、 $Z_t$ は2次負荷を接続したトランスの1次線間インピーダンスを表し、主としてトランスのインダクタンスと2次負荷からの相互誘導によるインピーダンスからなり、エネルギーの伝達を行う。従ってこの中には2次側のディファレンシャルモードインピーダンスも含まれる。 $Z_{c1}$ と $Z_{c2}$ はそれぞれトランス1次側の $P_{1p}$ 、 $P_{1d}$ と2次側 $P_{2n}$ 間、 $Z_{c2}$ は $P_{1n}$ と2次側 $P_{2n}$ 間、 $Z_{c0}$ は2次側とMGP間のインピーダンスを表し、主として各部分間の浮遊容量である。

また、 $Z_{L1}$ と $Z_{L2}$ はL I S N及び電源コード各線のインピーダンス、 $Z_{L0}$ は電解コンデンサ部分の線間インピーダンスを表す。この経路には1次整流ダイオードなど、非直線性の素子が含まれ、実際、図 5.1 の1次整流ダイオードのオン・オフによりノイズレベルは変化する。測定では最大値を求めるため、レベルの高いオンの時のノイズを考えればよい。ダイオードのオン抵抗及び電源内部配線のインピーダンスは、電源コード及びL I S Nのインピーダンスと比較して十分小さいため無視できる。

$I_{..}$ は同じ添え字の各要素を流れる電流を表す。 $I_{c0}$ がコモンモード、 $I_{L2} - I_{L1}$ がディファレンシャルモード電流となる。

$V_0$ と $V_{2n}$ はそれぞれ $P_{1d}$ と $P_{1n}$ 間及び $P_{2n}$ と $P_{1n}$ 間の電圧を表す。

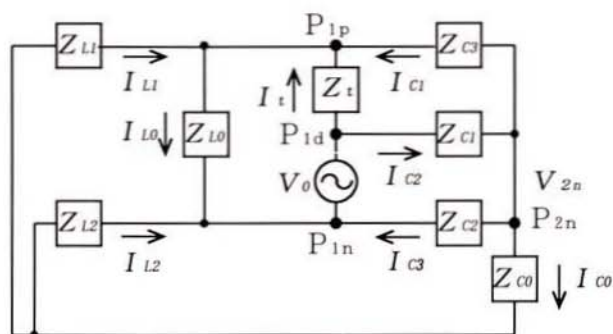


図 5.3 ノイズの伝搬経路

### 5. 2. 3 コモンモードノイズの発生機構

AC側(図 5.3  $Z_{L1}$ 、 $Z_{L2}$ )は、各線とMGP間がLISNにより等インピーダンスとなり平衡している。AC側からみて負荷 $Z_t$ をノイズ源と並列に入れることができれば、図 5.4 のような平衡回路となる。このとき、ノイズ源の両端と筐体間のインピーダンス $Z_{c1}$ と $Z_{c2}$ が等しければMGPにノイズ電流は流れず、コモンモードノイズは生じない。しかし、このEUTでは図 5.3 のように、発生源の $P_{1n}$ から見て、ノイズ源に対し負荷が直列に接続されるため平衡とはならない。

電解コンデンサを主たる回路とする1次線間インピーダンス $Z_{L0}$ は小さく、コモンモードでは短絡( $P_{1p}$ と $P_{1n}$ が同電位)と考えられる。従って、FETのドレイン $P_{1d}$ から2次側 $P_{2n}$ へのインピーダンス $Z_{c1}$ がコモンモードノイズの流出経路となり、また、 $P_{1p}$ と $P_{1n}$ から2次側 $P_{2n}$ へのインピーダンス $Z_{c3}$ と $Z_{c2}$ は帰還経路を形成する。これらのインピーダンスで分圧された電圧が $V_{2n}$ であり、 $Z_{c0}$ を経由してMGPへのコモンモード電流となる。

$Z_{L1}$ と $Z_{L2}$ の並列インピーダンスを $Z_L$ とし、図 5.3 をコモンモードについて整理すると、図 5.5 の伝搬経路が得られる。

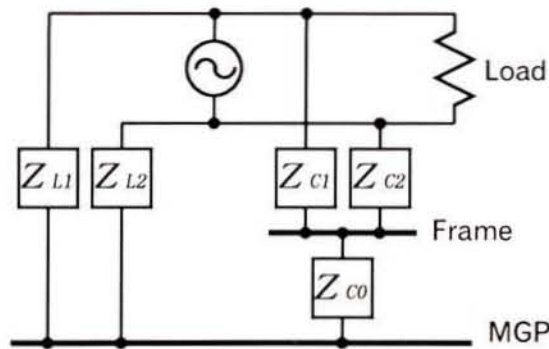


図 5.4 平衡回路

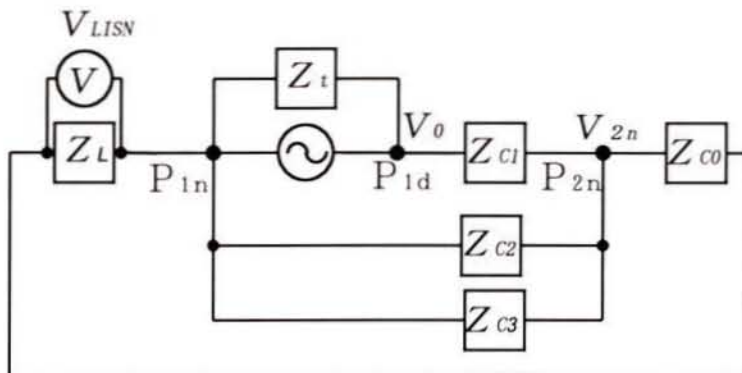


図 5.5 コモンモードノイズの伝搬経路

### 5.3 ノイズ電圧測定用差動プローブの作成

伝搬経路を定量的に求めるため、経路内のポイント間の電圧を測定する必要がある。一般的な動作確認等ではオシロスコープが用いられるが、その電圧プローブは不平衡である。被測定回路に接地線及び測定器が接続されることで、当然ノイズの伝搬インピーダンスは変化する。また、 $50\Omega$  入力の特ラムアナライザ等には使えない。市販の差動プローブは、高周波特性のよいものは耐電圧が低く、 $200 \sim 300\text{Vpp}$  でスイッチングする回路には接続できない。

ここでは、高電圧でスイッチングする回路内の任意ポイント間の電圧を、 $50\Omega$  入力インピーダンスの特ラムアナライザを用いて測定することを目的に差動プローブを作成した。

また、対象とする周波数範囲を高いダイナミックレンジで測定できるようにするため、カットオフ  $150\text{kHz}$  程度のハイパス特性を持たせる。

#### 5.3.1 差動プローブの構造

作成した差動プローブの構造を図 5.6 に示す。測定器は  $50\Omega$  入力インピーダンスのものを使用する。プローブの測定器側には、測定器側対 1 次側、 $1:4$  の巻き数比を持つバランを用いている。バランはポットコア (Magnetics Butler, W-41408-UG) を用いて自作した。

2 次側を測定器により  $50\Omega$  終端されたバランの 1 次側インピーダンスは、巻き数比の 2 乗倍となる。このインピーダンスと、1 次側に挿入した抵抗器の抵抗値で 1 次側の分圧比が決まる。さらに、バランの巻き数比により測定電圧は低下し、約  $300:1$  の分圧比となっている。

しかし、2 次側を開放したときのバランの 1 次側インダクタンスは  $1.5\text{mH}$  程度であり、低周波側ではインピーダンスが減少する。この特性によりカットオフ  $100\text{kHz}$  のハイパス特性を実現している。

入力側のコンデンサは直流、低周波の耐電圧をさらに上げるために用いており、対象とする周波数範囲では必要ない。

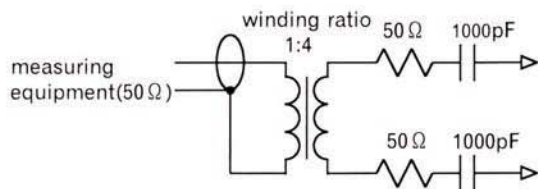


図 5.6 差動プローブの回路構成

### 5.3.2 差動プローブの特性

測定には、インピーダンス・ゲインフェーズアナライザを用い、プローブの入力インピーダンスとゲイン特性及びコモンモード除去比(CMRR:Common Mode Rejection Ratio)を測定する。

入力インピーダンスは、差動プローブの測定器側を  $50\Omega$  終端し、入力線の間をインピーダンス測定用の治具に直接接続し測定した。

その結果を、図 5.7 に示す。高周波側では、入力線間の浮遊容量が抵抗及びバランのインピーダンスと並列に入るため減少する。しかし、この容量は約  $1\text{pF}$  程度であり、 $30\text{MHz}$  までの測定では被測定回路に影響を及ぼさない。図示した周波数より低周波側では、入力に挿入したコンデンサのためインピーダンスは高くなる。

ゲイン及びCMRRはゲインフェーズアナライザにより測定する。ゲイン測定は3.5.2節におけるLISNのディファレンシャルモード挿入損失測定と同様に行う。 $1:1$ のバランを用い、測定信号をバラン1次側に入力し、2次側を差動プローブの入力端子に接続する。バラン1次側は測定器の基準ポートにも並列に接続する。また、差動プローブの出力は測定器のテストポートに入力する。CMRRの測定にはバランは用いず、信号源からの不平衡信号を、短絡した差動プローブの入力端子と2次側のグランドとの間に加え、同信号を基準ポートにも接続する。差動プローブの出力をテストポートに入力し、レベル比を測定する。

図 5.8 に、作成したプローブの、ディファレンシャルモード及びコモンモードに電圧を印加したときのゲイン特性を示す。ディファレンシャルモードとコモンモードとの差が、CMRRを表す。ディファレンシャルモードのゲインは約  $100\text{kHz}$  にカットオフを持つハイパス特性を有し、 $30\text{MHz}$  近辺ではバラン1次側の共振によりゲインが若干上昇する。目的とする  $150\text{kHz} \sim 30\text{MHz}$  の周波数範囲では  $48\text{dB} \pm 3\text{dB}$  のフラットな特性を示す。CMRRは  $30\text{MHz}$  においても約  $20\text{dB}$  確保されている。

スペクトラムアナライザによるレベル測定では、位相特性は問題にならない。しかし、オシロスコープによる波形測定では、このゲインと位相特性を用いて実測した波形の補正が可能のため、実際には位相の測定も行っている。

この差動プローブを用いることによって  $200 \sim 300\text{Vpp}$  のスイッチング電圧を、直接スペクトラムアナライザで測定することができる。



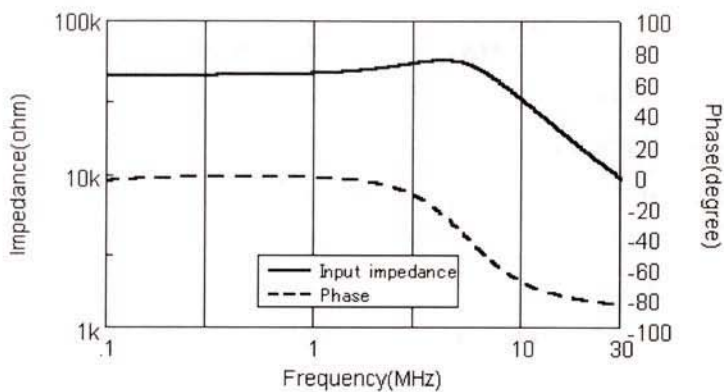


図 5.7 作成した差動プローブの入力インピーダンス

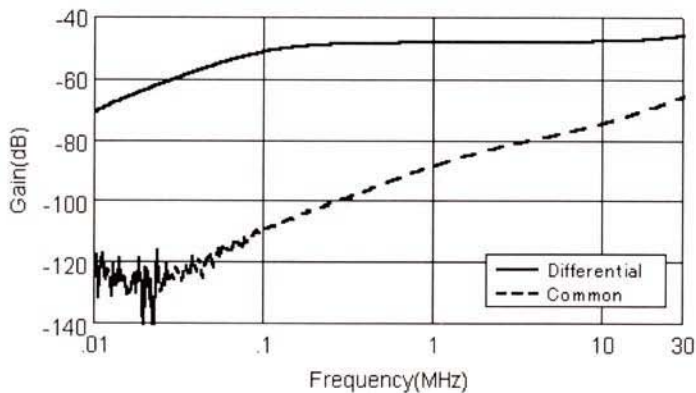


図 5.8 作成した差動プローブのゲイン特性

## 5.4 実験方法

5.2.2節及び5.2.3節でモデリングした伝搬経路を定量的に確認するため、伝搬経路内の電圧、経路のインピーダンス及びL I S Nによる電流測定から検証を行う。

ノイズ電流はL I S Nにおける雑音端子電圧から測定ができ、モード分離L I S Nを用いて、コモンモード成分のみを分離測定する。

各ポイント間の電圧測定には作成した差動プローブを用いる。

電圧測定には周波数リニアスイープのスペクトラムアナライザを用い、150kHz～30MHzの周波数範囲を対数軸でほぼ等分し、4バンドで測定する。

図5.5に示した伝搬経路のインピーダンス測定にはインピーダンスアナライザを用い、全周波数範囲(150kHz-30MHz)をログスイープで測定する。対MGP間インピーダンスの測定にはインピーダンスプローブを用い、プローブ先端のグランド側を極力低インピーダンスでMGPに接続し測定する。不平衡では測定できない部分のインピーダンスは、インピーダンスプローブの先端にバランを取り付け、バランの先端でOPEN/SHORT補正を行った後、測定する。インピーダンス測定はEUT非通電の状態で行う。

電源コード及びL I S Nのインピーダンス $Z_L$ については、電源コードをEUTからはずし、EUT接続端からMGP間とのインピーダンスを測定した。また、1次整流ダイオードのオン抵抗は、インピーダンスアナライザで可能な20mA程度のバイアス電流でも十分小さい値となることを確認した。

測定したノイズ源電圧 $V_o$ 、2次側コモンモード電圧 $V_{2n}$ ( $P_{1n}$ - $P_{2n}$ 間の電圧)及び伝搬経路のインピーダンス測定結果からノイズ電流を計算し、ノイズ電流と等価なL I S Nにおける測定値と比較検討を行う。

インピーダンスの測定値はベクトルであり、計算は複素数で行うが、差動プローブ及びL I S Nの電圧の測定値は位相情報を含まないスカラーであるため、最終的には電圧の絶対値により比較する。計算は電圧スペクトルの全周波数ポイントについて、インピーダンスの測定値を補間して行う。

## 5. 5 実験結果と考察

### 5. 5. 1 EUTとMGP間のインピーダンス

単相2線機器の主たるコモンモードインピーダンスである、EUTとMGP間の $Z_{co}$ について解析を行う。ノイズの発生源はFETつまり、 $P_{1n}$ と $P_{1d}$ との間である。ノイズはトランス1次-2次間、2次-MGP間の $Z_{co}$ 、LISN、電源コードを経由し $P_{1n}$ に戻る。トランス2次側はマイナス側が筐体に接続され、コモンモードでは2次側と筐体は同電位と考えられる(さらに周波数が高くなるとその限りではない)。

スイッチングFETのソース端子( $P_{1n}$ )と2次側( $P_{2n}$ )間の電圧 $V_{2n}$ を測定し、帰還経路となる $Z_L$ 及び $Z_{co}$ の各測定値を用いて、LISN電圧に換算したノイズ電流を計算する。これと、実測したLISN電圧との比較検討を行った。

測定した $V_{2n}$ (プローブゲインを補正)を図5.9に示す。この電圧から、 $Z_L$ 及び $Z_{co}$ を用いて計算したノイズ電流(LISN電圧に換算)と、LISN電圧の測定値との比較を図5.10に示す。図中、白丸は $Z_{co}$ を静電容量(13pF)のみとして計算した結果であり、黒丸はインピーダンスアナライザによる $Z_{co}$ の実測値を用いて計算した結果である。またLISN電圧の測定値を実線の折れ線で示した。周波数スペクトルからバンドごとに十点程度ピーク検出を行い、同一周波数で比較している。

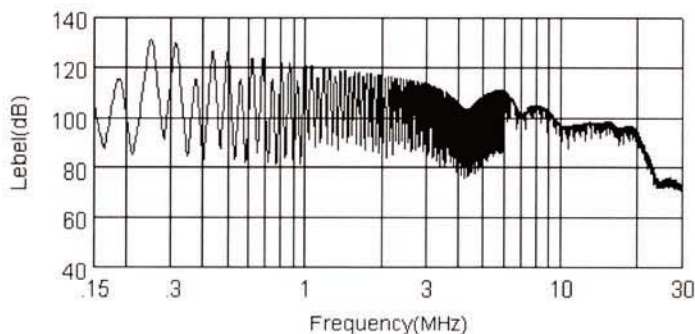


図5.9 差動プローブにより測定したソース-2次回路間電圧 $V_{2n}$

20MHz 程度までは  $Z_{c0}$  を静電容量のみとした計算値と測定値は良好な一致を示す。20MHz 以上では測定値の方が高い値となる。一方、周波数スイープによる  $Z_{c0}$  の実測値を用いた計算値は、測定値と良好な一致を示す。

$Z_{c0}$  は、絶縁台上に配置されたDCコードのインダクタンス(約  $2\mu\text{H}$ )のため 30MHz 近傍に共振点を持ち、20MHz 以上でインピーダンスが低下する。このため、静電容量のみとした計算値より実測値のノイズレベルが高くなる。この共振は  $Z_{c0}$  をLC直列回路とした場合、またLCの値を基に分布定数モデルを用いた計算でも確認され、 $Z_{c0}$  の実測値を用いた計算結果に近い値が得られる。

周波数範囲 10 ~ 30MHz における  $Z_{c0}$  について、容量のみ(13pF)、LC(13pF/2 $\mu\text{H}$ )直列回路及び分布定数回路として求めたインピーダンスと実測値との比較を図 5.11 に示す。分布定数回路としては、線路全体のLCをいくつか分割し集中定数回路で計算する方法及び下式による終端開放の分布定数線路の入力端インピーダンス<sup>(39)</sup>を用い、図中には後者の計算結果を示した。ただし、下式で  $z_0$  は特性インピーダンス、 $\beta$  は位相定数、 $l$  は線路長である。また、実測の  $L$ 、 $C$  を用いて、 $z_0 = \sqrt{L/C}$ 、 $\beta l = 2\pi f \sqrt{L \cdot C}$  とした。

$$Z = -j z_0 \cot(\beta l)$$

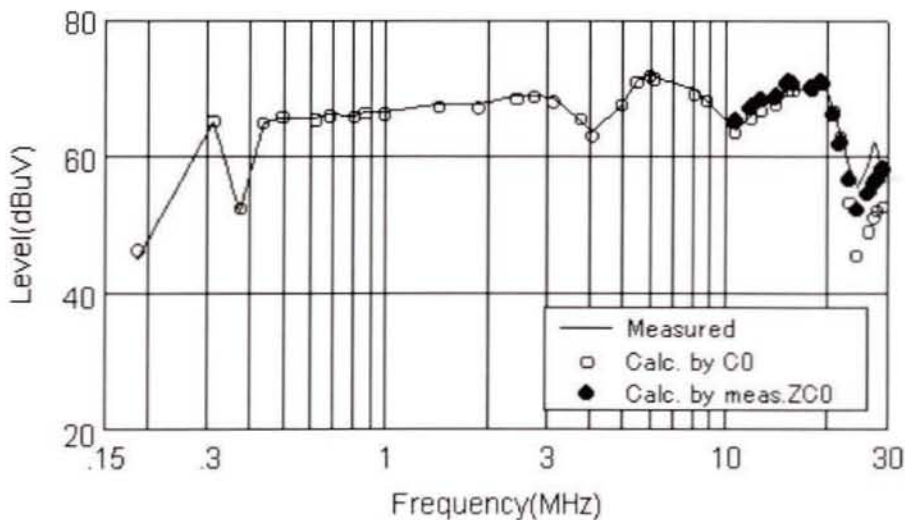


図 5.10  $V_{2n}$  から計算した LISN 電圧と測定値との比較

図 5.11 に示す計算結果のとおり、分布定数回路で扱うことにより実際のインピーダンスに近い値が得られる。集中定数回路に分割した計算でも、分割数を多くすることにより図示した結果に近づく。伝導ノイズの周波数範囲においても、高周波側ではケーブルなどを分布定数回路として扱う必要がある。

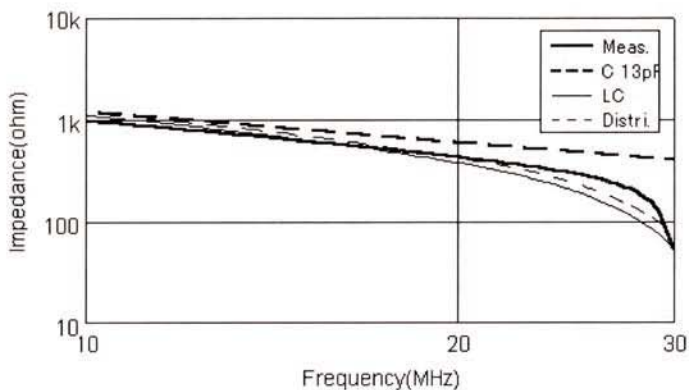


図 5.11  $Z_{co}$ のC、LC、分布定数回路と実測値との比較

## 5. 5. 2 トランスのコモンモードインピーダンス

次に、トランス1次-2次間のコモンモードインピーダンスの評価により、 $V_o$ から $V_{2n}$ を求める。図 5.5 より、ポイント $P_{1d}$ と $P_{1n}$ 間を短絡し、 $P_{2n}$ と $P_{1n}$ 間のインピーダンスを測定すれば $P_{2n}$ への出力インピーダンスは評価できる。しかし、 $Z_{c3}$ 、 $Z_{c2}$ と $Z_{c1}$ を分離できないため、 $V_o$ から $V_{2n}$ を計算することはできない。また、トランス2次側とシールドとの接続をはずし、トランス1次側、2次側及びシールド間の浮遊容量の測定はできる。これも、トランスの1次-2次間の容量は、一部は流出経路、一部は帰還経路として働くため、やはり各経路の分離はできない。ただし、浮遊容量の分布は各ポイントの簡単な結合度合いの把握として見ることができる。そこでトランス1次側、2次側及びシールド間の、浮遊容量が $\Delta$ 接続になっている各ポイント間の静電容量の測定値から、各ポイント間の静電容量を導出した。測定にはインピーダンスプローブ及びバランをを用いた。その結果を表 5.2 に示す。

上記で述べたとおり、トランスの流出・帰還経路の分離は難しい。また、周波数が高くなるとトランス巻き線やコアなどの周波数特性により一定の浮遊容量としては扱えない。このため、図 5.12 の4端子回路網をコモンモードインピーダンスに導入する。ノイズ源である、FETのソース端子 $P_{1n}$ とドレイン端子 $P_{1d}$ (トランス1次側)をポート1、その電圧を $V_o$ とし、 $P_{1n}$ と2次側 $P_{2n}$ をポート2、その電圧を $V_{2n}$ として解析を行う。

すべてのポートを開放した状態で $P_{1d}$ と $P_{1n}$ 間及び $P_{2n}$ と $P_{1n}$ 間のインピーダンスを測定し、さらに反対側のポートを短絡した状態でのインピーダンスを測定する。これによりインピーダンス行列を求める。

このインピーダンス行列から、2次側への出力インピーダンスも計算することができる。その計算結果と上記の方法による測定値との比較を図 5.13 に示す。トランス部分における出力インピーダンスは $Z_{c0}$ より低く、より低い周波数から共振することがわかる。また、この出力インピーダンスは、表 5.2 の1次側-2次側間及び1次側-シールド間の浮遊容量を合わせた値に相当する(2次側-シールド間は短絡)。

表 5.2 トランス1次-2次及びシールド間の静電容量

ポイント	静電容量(pF)
トランス1次側-トランス2次側	120
トランス1次側-シールド	25
トランス2次側-シールド	17

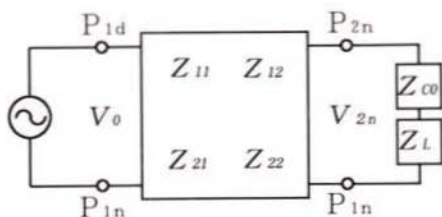


図 5.12 トランスのコモンモードインピーダンスを 4 端子回路網とした伝搬経路

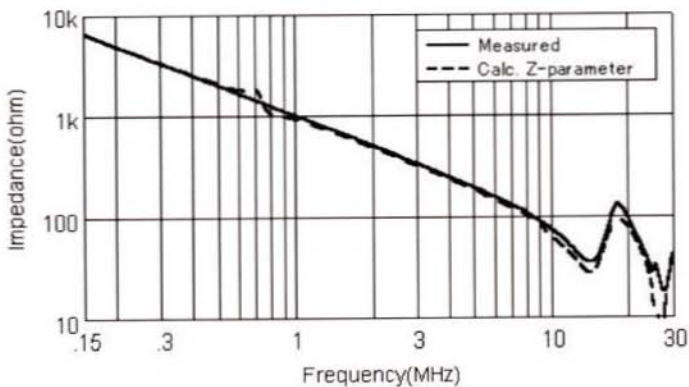


図 5.13 トランス 2 次側への出力インピーダンス

求めたトランス部分のインピーダンスパラメータを用い、2次側ポートに  $Z_{c0} + Z_L$  の負荷を接続したときの  $V_{2n}$  を、 $V_o$  の測定電圧から計算する。

図 5.14 に  $V_o$  の測定電圧を示す。この電圧から、図 5.9 に示した  $V_{2n}$  を計算した結果と測定値を比較して図 5.15 に示す。図中の黒丸は計算値、白丸が測定値である。両者は全周波数範囲でよい一致を示す。10MHz 以上では若干の差がみられるが、この帯域では各経路に共振が生ずること、また微小な浮遊容量や残留インダクタンスが影響し、正確な測定が困難なためと考えられる。

また、図 5.9 の  $V_{2n}$  と  $V_o$  との比較により、トランスのインピーダンスが主として浮遊容量である低周波側において、流出と帰還経路の静電容量比がわかる。

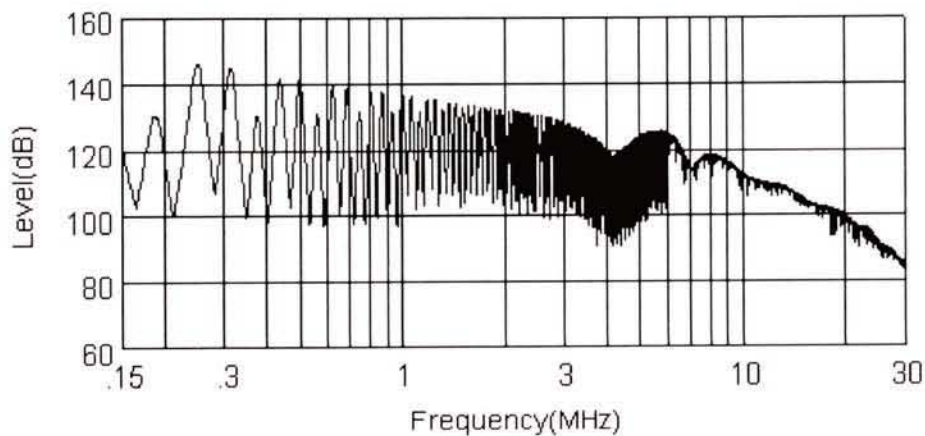


図 5.14 差動プローブにより測定したドレイン-ソース間電圧  $V_o$

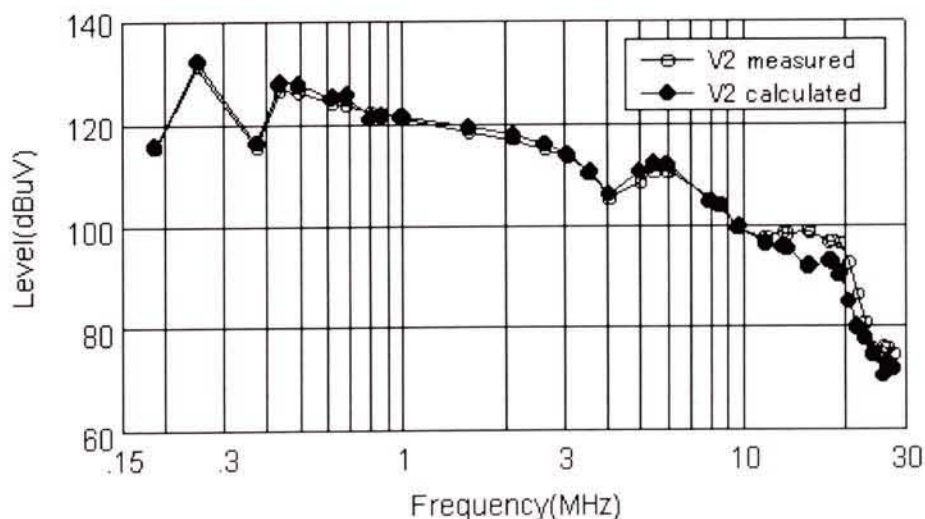


図 5.15  $V_o$  から計算した  $V_{2n}$  と測定値との比較



### 5. 5. 3 負荷側の伝搬経路

基本的な、図 5.5 の伝搬モデルについて、その経路及び各ポイントの電圧の解析を行い、定量的な一致を見た。5. 5. 2 節ではトランスのコモンモード出力インピーダンスを示した。接地線を持たないこの EUT では、コモンモードインピーダンスの大部分を 2 次側-MGP 間の  $Z_{Co}$  が占めている。しかし、実使用状態では、シールドが接地される場合もある。また、負荷側も単純な抵抗器ではなく、MGP との間にインピーダンスを有し、不平衡となる場合も多い。そのときに、問題となるのはトランスのコモンモードインピーダンスである。2 次側の負荷を考慮した汎用的な伝搬経路について考察を加える。

コモンモードで 2 次側に伝搬されたノイズの伝搬経路モデルを図 5.16 に示す。図中  $Z_{DC1}$ 、 $Z_{DC2}$  は DC コード各線のインピーダンス、 $Z_{Load}$  は負荷インピーダンス、 $Z_{LC1}$ 、 $Z_{LC2}$  は負荷と負荷筐体間のインピーダンス、 $Z_{LC0}$  は負荷筐体と MGP 間のインピーダンスを表す。

コモンモード電流は DC コードと負荷側の合成インピーダンスにより流れる。DC コードのマイナス側は通常基板グラウンドに接続され、それが筐体、場合によっては接地に接続される。コモンモードでは、最もインピーダンスの低い経路を考えることにより伝搬経路が把握できる。定量的には、2 次側開放電圧は、短いコードで負荷抵抗を接続した状態の 2 次側-MGP 間電圧として測定され、出力インピーダンスは 2 次側を接地し、第 4 章の方法により測定することができる。

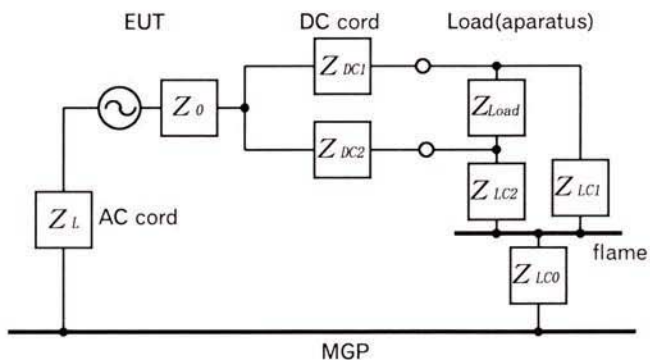


図 5.16 負荷側のコモンモードノイズの伝搬経路

また、DCコード及び負荷側において、 $Z_{DC1}$ と $Z_{DC2}$ 及び $Z_{LC1}$ と $Z_{LC2}$ の不均衡が、負荷におけるディファレンシャルモード電圧の原因となることが容易に理解できる。これには、分けて図示していないが、負荷の高周波インピーダンス(例えば基板のDC電源入力に接続されたコンデンサ等)が要因として加わる。 $Z_{LC0}$ を除く、DCコード及び負荷の合成インピーダンスを $Z$ とすると、電源からのコモンモードノイズにより生ずる負荷両端のディファレンシャルモード電圧 $V_{Load}$ は下式で表され、負荷のコモンモードインピーダンス( $Z_{LC1}$ 、 $Z_{LC2}$ )の不均衡と負荷の高周波インピーダンス( $Z_{Load}$ )に比例し、経路全体のコモンモードインピーダンスに反比例することがわかる。

$$V_{Load} = \frac{(Z_{DC2}Z_{LC1} - Z_{DC1}Z_{LC2})Z_{Load}}{Z_{DC1}Z_{LC1}Z_2 + Z_{DC2}Z_{LC2}Z_1 + Z_1Z_2Z_{Load}} \cdot \frac{Z}{Z_0 + Z_L + Z_{LC0} + Z} V_0$$

ただし、 $Z_1 = Z_{DC1} + Z_{LC1}$

$$Z_2 = Z_{DC2} + Z_{LC2}$$

$Z$ :  $Z_{LC0}$ を除く、DCコード及び負荷の合成インピーダンス

$$Z = \frac{Z_{DC2}Z_{LC2}Z_1 + Z_{DC1}Z_{LC1}Z_2 + Z_1Z_2Z_{Load}}{(Z_{DC1} + Z_{DC2})(Z_{LC1} + Z_{LC2}) + (Z_1 + Z_2)Z_{Load}}$$

デジタル回路のように負荷側にノイズ源を有する場合、負荷インピーダンス $Z_{Load}$ と並列にノイズ源を追加することにより、コモンモードノイズとしての電源側への流出経路も理解することができる。

## 5.6 結 言

スイッチング電源のコモンモードノイズについて、伝搬経路のモデリングを行い、経路内の電圧とインピーダンスの測定から、伝搬モデルの妥当性を定量的に検討した。その結果は次の通りである。

- (1) 伝搬経路に従って求めたインピーダンスを用い、ノイズ源電圧から計算したノイズ電流は測定値と一致し、伝搬経路モデルの妥当性を確認するとともに、伝搬経路を定量的に明確にした。
- (2) 複雑な伝搬経路であるトランスについて、インピーダンスパラメータによる解析を試み、本手法の有効性を確認した。
- (3) 伝導ノイズの対象とする周波数領域においても、高周波側ではケーブル等を分布定数回路で扱う必要があることを確認した。また、分布定数回路としての扱いにより高周波側で精度のよい解析ができることを示した。
- (4) 電圧の高いスイッチング回路内での任意ポイント間の電圧測定が可能な差動プローブを提案し、その有効性を示した。

## 第 6 章

### スイッチング電源の放射ノイズの検討

## 第6章 スイッチング電源の放射ノイズの検討

### 6.1 緒言

スイッチング電源の高周波化、高効率化に伴う半導体素子の高速化により、その発生するノイズも高周波化し、30MHz以上の放射ノイズを発生する。数百MHzのクロックを用いるデジタル回路とは異なり、おおむね200MHz程度までの周波数が対象となる。しかし、スイッチング電源の放射機構は伝導ノイズに比べ複雑であり、またデジタル回路のように基準となるグランドパターンを持たないため、さらに解析が困難である。

放射ノイズの放射特性などを把握するため、機器のAC電源側から動作状態におけるインピーダンスの測定方法が提案され、測定例が報告されている<sup>(40)</sup>。また、電流分布測定装置を用いた電源基板のノイズ電流分布の測定から放射源となる電流ループや共振部分を特定し、対策を行った例<sup>(41)</sup>、シミュレーションによりトランスの近傍電磁界を可視化する手法とサーチコイルによる検証<sup>(42)</sup>などが報告されている。可視化装置などを用いることにより、部品や回路部分における発生源の解析はある程度可能である。しかし、放射源となる伝搬経路、つまりどここの電流(電圧)が放射源となっているか、を理解しないと適切な対策は難しい。スイッチング電源では配線や部品配置の寄生容量やインダクタンスが回路内の伝搬に大きく影響し、入出力線が放射アンテナとなるものと考えられる。そのケーブル等を含む放射機構についての解析はほとんど行われていない。

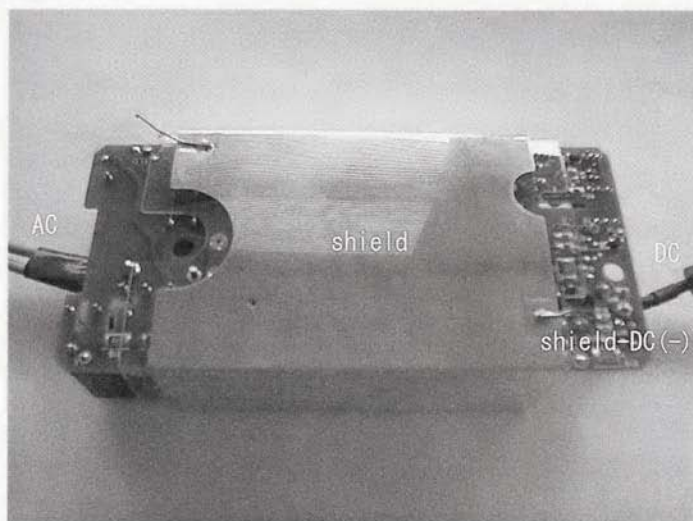
第5章まで、スイッチング電源の発生する、主として30MHzまでのノイズの伝搬機構について述べた。本章では、放射ノイズの周波数帯域における回路電圧の測定方法を提案し、電波暗室における放射ノイズの測定及びコモンモードインピーダンスの測定を行い、コモンモードノイズの伝搬経路と放射ノイズの関連について検討を加えた。

### 6.2 EUTと伝搬モデル

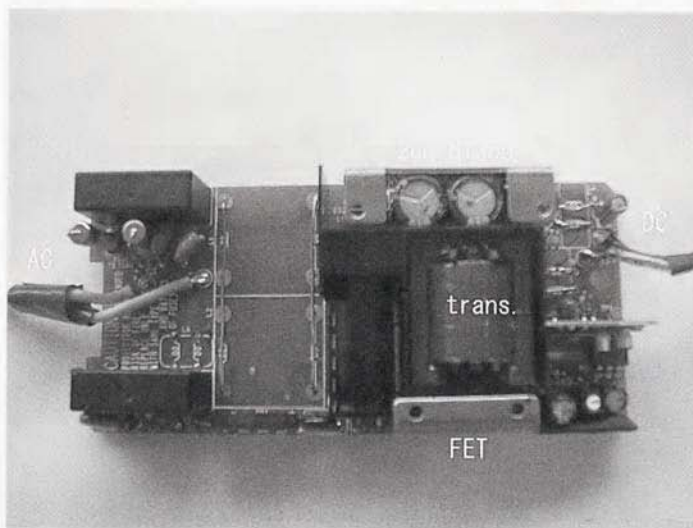
#### 6.2.1 EUTの構成

EUTは第5章で用いたものと同じ、スイッチングタイプのACアダプタを用いる。測定に必要なノイズレベルを得るため、AC側線間のXコンデンサのみを残し、他のノイズフィルタはすべて取り外した。EUTは、両側の入出力端面は開放となった箱形の金属筐体(シールド)を持ち、2次側マイナスに接続されている。1次側(AC側)とYコンデンサを介してのシールドとの接続は外した。EUTの、シールドを付けた状態でのパターン面側(a)及び外した状態

状態での部品面側(b)の様子を図 6.1 に示す。シールドと基板パターン面との距離は、中間に絶縁用の樹脂板を挟み、約 3mm である。FETのヒートシンクはパターンによりFETソース側に接続されている。2次整流ダイオードのヒートシンクはパターン面に固定されているが、どこにも接続されない。



(a) EUTのシールドとパターン面



(b) EUTの部品面(シールドなし)

図 6.1 EUTの状態

電源コードから放射されるノイズのスペクトルは、その接地インピーダンスにより大きく変化することが知られている<sup>(4.3)</sup>。接地インピーダンスによる影響を少なくするため、EUTの電源コード(单相2線)各線に貫通コンデンサを挿入し、ターンテーブル(MGP)に接地する。これにより、電源コードの片端は低インピーダンスで接地レベルに保つことができる。

放射ノイズ測定におけるEUTの試験配置を図6.2に示す。EUTは0.8m高の非導電性テーブル上の端に置き、DCコード及び負荷はテーブル上に水平に配置する。DC側には付属のシールドコード(外側がマイナス、長さ2m)を用い定格負荷の抵抗器を接続する。DCコードは余長を中間で約20cm長に束ね、EUTから負荷までの全長を約0.6mとする。

電源コードはEUTの端から垂直に垂らし、ターンテーブル上に接地された貫通コンデンサの端子に接続される。電源コードの余長は中間で約30cm長に束ね、MGP上には垂らさない。

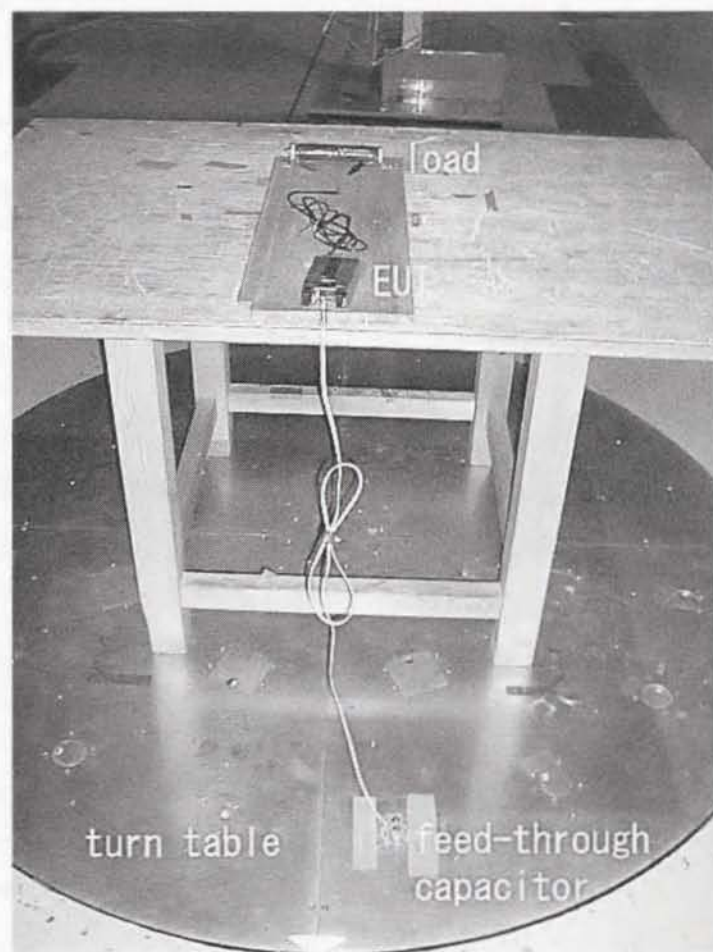


図 6.2 放射ノイズ測定の配置

## 6.2.2 コモンモードノイズの伝搬モデル

以上の配置に基づいたコモンモードノイズの伝搬経路を図 6.3 に示す。図中、 $Z_0$ は回路内の伝搬インピーダンス、 $Z_{c1}$ 及び $Z_{c2}$ はそれぞれ電源 1 次側及び 2 次側とシールド間とのインピーダンスを表す。

$Z_{c2}$ は DC マイナス側とシールドとが約 1cm 長の導線(0.5mmφ)で短絡されているため、特に低周波側では低インピーダンスであると考えられる。 $Z_{c1}$ は 1 次側の Y コンデンサをはずしてあるため開放状態となっており、主たるインピーダンスは F E T のヒートシンク(F E T ソース側に接続)や基板パターンとシールドとの浮遊容量と考えられる。

電源コード及び DC コードは分布定数線路として働くため、集中定数的なインピーダンスでは記述できず、図では単なる配線で表されているが、放射ノイズの特性に大きく影響する。

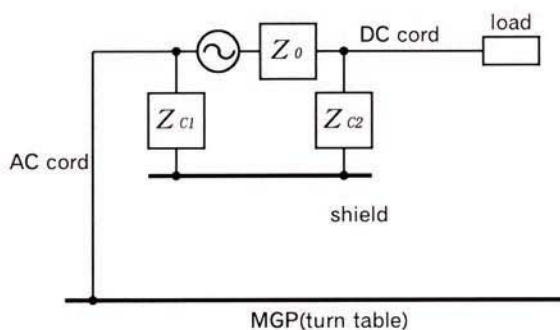


図 6.3 コモンモードノイズの伝搬モデル



## 6.3 高周波差動プローブの作成

### 6.3.1 高周波差動プローブの構造

放射ノイズの対象となる周波数において、スイッチング電源回路の電圧測定を行う。そのため、回路内の任意ポイント間の電圧を 20 ~ 200MHz の周波数範囲で測定可能な差動プローブを作成した。その回路構成を図 6.4 に示す。

第5章で述べた伝導ノイズ測定用の差動プローブは、高電圧のスイッチングノイズを直接測定するため、高入力インピーダンスとし分圧比を大きく設計した。ここでは、スイッチングの高電圧が乗っている部分における、高周波側の低電圧ノイズの測定を目的とする。そのため、目的の周波数帯域では高感度(分圧比が小さい)であり、低周波側をカットするハイパス特性を持たせる。

バランには透磁率 100 程度のバラントランス用コア(太陽誘電,CP22MH60070055AY)を用い、1次側-2次側(測定器側)の巻き数比を 2 : 1 とした。2次側を 50Ω 終端されたバランの1次側は 200Ω となるが、低周波側ではバラン1次側のインダクタンスが小さいためインピーダンスが低下する。そのため、1次側に直列に抵抗器を接続し、入力インピーダンスが 200Ω 以上となるようにした。このバラン及び抵抗のインピーダンスと、入力側のコンデンサのインピーダンスによりハイパス特性を実現している。

### 6.3.2 高周波差動プローブの特性

プローブの入力インピーダンスの測定にはインピーダンスアナライザ(Agilent Technology 4291B)及びリード部品測定用治具を用いた。測定結果を図 6.5 に示す。20MHz 付近では若干低下するが、バランのインピーダンス及び直列抵抗により 200 ~ 300Ω の入力インピーダンスを確保し、20MHz 以下では入力コンデンサによりハイインピーダンスとなる。

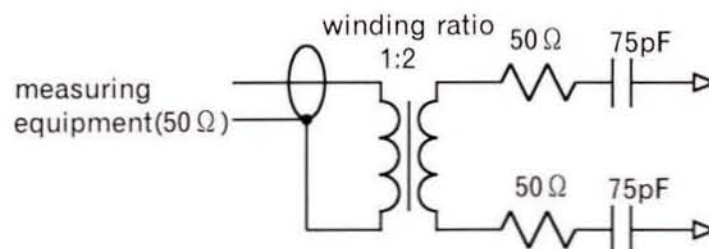


図 6.4 高周波差動プローブの回路構成

プローブのゲイン特性は、スペクトラムアナライザ及びトラッキングジェネレータ(Agilent Technology 8563E/85640A)を用い、 $50\Omega$  終端したプローブの入力電圧に対するプローブ出力電圧の比を測定した。この測定では位相特性を求めることはできないため、ゲインのみの測定結果を図 6.6 に示す。直列抵抗とバラインピーダンスとの分圧比及びバランの巻き数比により、目的とする 20MHz 以上で約-10dB のフラットなゲイン特性を得ている。カットオフは約 20MHz であり、それ以下の周波数では減衰が大きくなる。また、コモンモードとのゲインの差が同相除去比であり、200MHz においても約 30dB 確保されている。

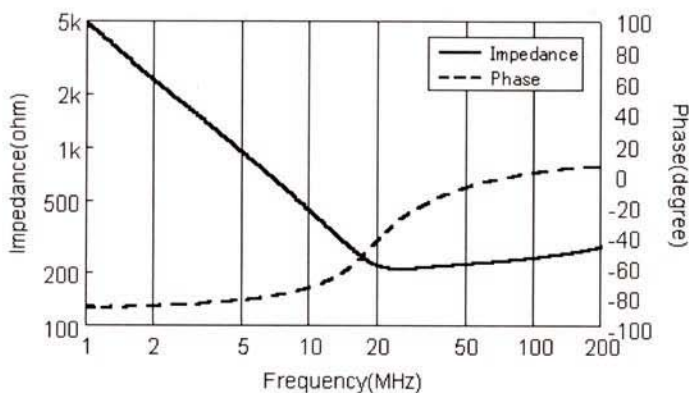


図 6.5 差動プローブの入カインピーダンス

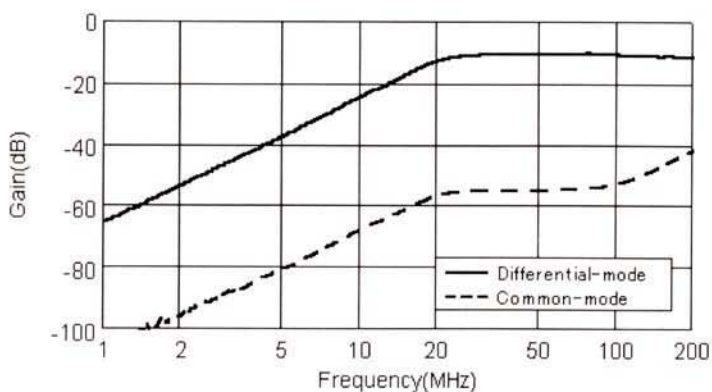


図 6.6 差動プローブのゲイン特性

## 6. 4 実験方法

### 6. 4. 1 放射ノイズ電界強度測定

測定は電波暗室(anechoic chamber)において、測定距離 3m、規格に準じた方法により行う。測定システムの構成を図 6.7 に示す。システムは、バイコニカルアンテナ(Shwarzbeck BBA-9106 30-300MHz)、プリアンプ(Agilent Technology 8447D)、スペクトラムアナライザ(Agilent Technology 8566B)により構成される。測定したスペクトルにアンテナファクタ、ケーブルロス及びアンプゲインを補正する。その補正係数を図 6.8 に示す。補正係数はフラットにはならず、バイコニカルアンテナのファクタのため大きな曲線を描く。

測定は 0 ~ 200MHz をリニアスイープで行う。アンテナファクタは 25MHz 以上の周波数について与えられているため、25MHz 以上のデータに対してのみ補正を行う。

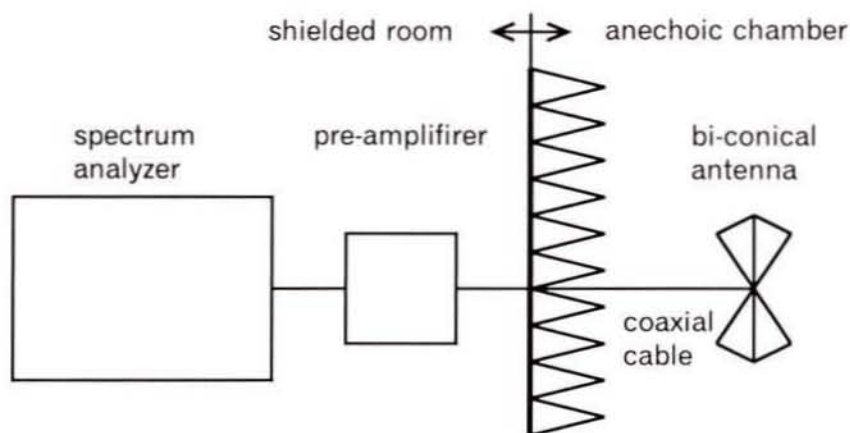


図 6.7 測定システムの構成

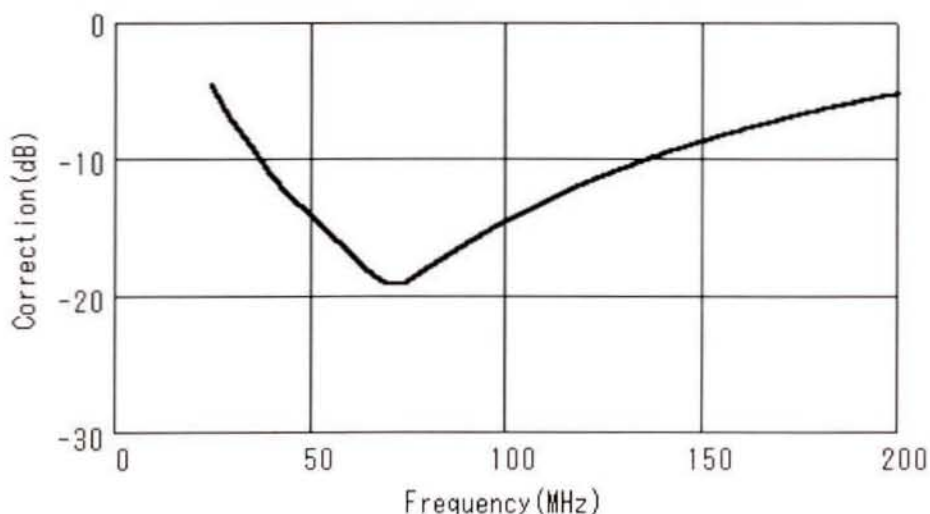


図 6.8 放射ノイズ測定の補正係数(アンテナファクタ+ケーブルロス-アンプゲイン)

#### 6.4.2 コモンモード電流の測定

カレントプローブ(FCC 65A)を用い、電源コード及びDCコードのコモンモード電流を測定する。このプローブは測定を行う1MHz～200MHzの周波数帯域ではおよそ $-20\text{dB}\Omega$ のフラットな特性を示す。従って、感度は高くない。このため、アンテナ以外は6.4.1節と同じ、プリアンプを用いる測定構成とする。

#### 6.4.3 コモンモードインピーダンスの測定

放射ノイズの測定配置において、MGPからみたEUT側のコモンモードインピーダンスを電源コードのコンセント端から測定する。測定にはインピーダンスアナライザ(Agilent Technology 4291B)を用い、テストヘッド基準面で校正後、同軸ケーブルを取り付け、ポート延長を設定し、ケーブル端面にてOPEN/SHORT補正を行う。そのケーブルの編組側をMGPに接地、芯線に電源コード2線を接続し測定を行う。

#### 6.4.4 実験

コモンモードノイズの伝搬と放射ノイズとの関係を明確にするため、EUTの条件を表6.1から表6.3のとおり変更し上記の測定を行う。電源コードの1.5mについては、6.2.1節に述べた基本配置(中間で束ね)と、垂直に伸ばしてEUT及び負荷も1.5m高に配置する2つの条件で行う。電源コード0.1mについては、EUTはMGP上0.1m高に水平に配置し、DCコードは垂直に立ち上げた。このときのDCコードは、0.6m(2mを中間で束ね)と、0.1mの2条件とする。

また、伝搬経路の主要なポイントについて、差動プローブによる電圧測定を行う。測定にはスペクトラムアナライザを用い、必要に応じてプリアンプを併用する。

表 6.1 電源コード	表 6.2 DCコード	表 6.3 シールド
0.1m	0.1m	なし
0.8m	2.0m(中間結束)	あり(2次側(-)に接続)
1.5m 中間結束		
1.5m 垂直に延伸		

## 6. 5 実験結果と考察

### 6. 5. 1 放射ノイズの偏波依存性

EUTの配置において、電源及び負荷はテーブル上に水平に配置し、電源コードはEUTの端面から垂直に垂らしている。一般的にこの配置において、受信アンテナの偏波面が垂直の時に高レベルとなるノイズは、垂直に配置された部分、つまりここでは、電源コードが主たる放射源と推定される。逆の場合は、水平に配置されたDCコードが相当する。

電源コード 0.8m、シールドなしの、垂直偏波及び水平偏波の放射ノイズ測定結果を図 6.9 に示す。25MHz 以下は用いたバイコンカルアンテナの測定範囲外のため、補正を行わない測定電圧をそのまま図示している。

100MHz 以下のレベルの高い放射ノイズは垂直偏波が主となる。ただし、同じスペクトルで水平偏波でも放射されていることがわかる。伝導ノイズにおける伝搬経路を考えると、コモンモード電圧はEUT及びDC側からMGPとの浮遊容量により伝搬し、電源コードがリターン経路となる。DCコード及び負荷はこの場合、終端開放の分布定数回路として働き、電流は流れるもののこの配置では水平部分は短い。MGPに対し垂直面内に形成される、このコモンモードループが主たる放射源となる周波数においては、垂直偏波の放射が大きい。

100MHz 以上では、ノイズレベルは低いが水平偏波の放射にピークが現れる。この周波数帯域では、複雑なインピーダンスにより給電されたDC側の共振、すなわちアンテナとしての放射が主となる。コモンモードループに比べサイズの小さい、筐体や基板及びそこに接続されたケーブル類を放射源とするデジタル回路ではこのモードの放射が問題となる<sup>(44),(45)</sup>。

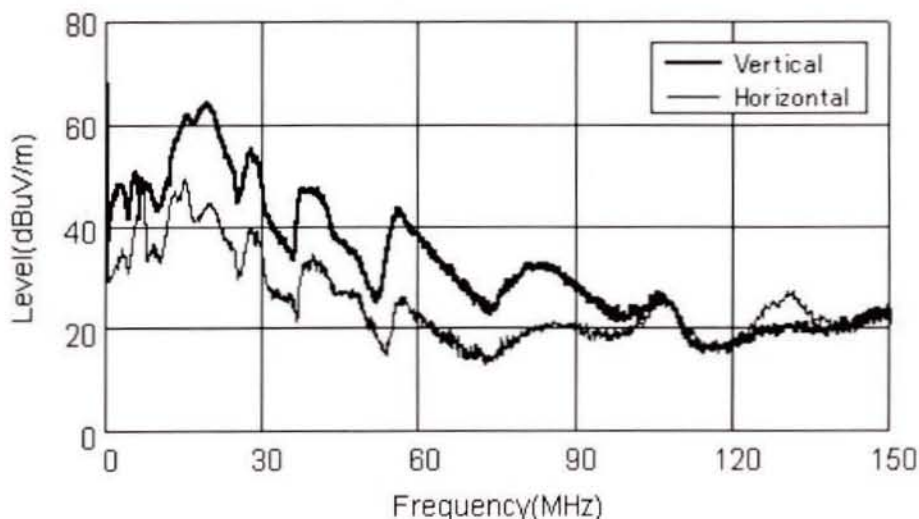


図 6.9 垂直偏波と水平偏波の比較(A C 0.8m,non-shield)

スイッチング電源の場合、電源そのものの筐体サイズに対し、一般的にAC及びDCコードが長く、100MHz程度以下のコモンモードループが問題となることが多い。

30MHz以下の放射について第5章のコモンモード伝導ノイズ測定結果と比較すると、放射ノイズの10MHz付近までのピーク周波数はノイズ源となるFET部分の電圧スペクトルと一致し、20MHz付近のピークは伝導ノイズのピークと一致する。この放射の主たる要因は、第5章で解析を行ったコモンモードインピーダンスであることがわかる。

#### 6. 5. 2 コモンモードインピーダンスと放射ノイズ

まず、電源コードの長さを変え、コモンモードインピーダンスと放射ノイズの関連を見る。電源コードを0.8m及び1.5mとしたときの、シールド付きの場合の放射ノイズの比較を図6.10に示す。このときの1.5mの電源コードは途中で束ねた(この条件を1.5m\_sとする)。また、それぞれの条件において電源コードのMGP端から測定したコモンモードインピーダンスの測定結果を図6.11に示す。図6.11中には1.5mの電源コードを垂直に伸ばした状態(この条件を1.5m\_lとする)のインピーダンスも併せて示す。

図6.10と図6.11を比較すると、30～100MHzの放射ノイズのピークは、共振によりコモンモードインピーダンスが低下する周波数と一致する。

電源コードの長さによる影響を比較すると、0.8mと1.5mでは2倍近い差があるにもかかわらず、60MHz付近までの共振周波数に大きな変化はない。このことは、垂直偏波の放射レベルが高いにもかかわらず、電源コード自体が共振アンテナとして放射しているのではなく、負荷側まで含めたコモンモードループによる放射であることを意味する。

また、図6.9と図6.10の同じ0.8mのシールドの有無についてみると、70MHz以上ではシールドによりレベルの低下が見られるが、それ以下の周波数ではほとんど差がない。このEUTではAC側のYコンデンサをはずしているため、図6.3の $Z_{ci}$ が開放状態となっており、電源2次側に伝搬されたコモンモードノイズに対し、低周波側ではシールドは帰還経路として働かないためである。ただし、この電源ではYコンデンサをシールドに接続しても、50MHz以上ではあまり効果が得られない結果となった。

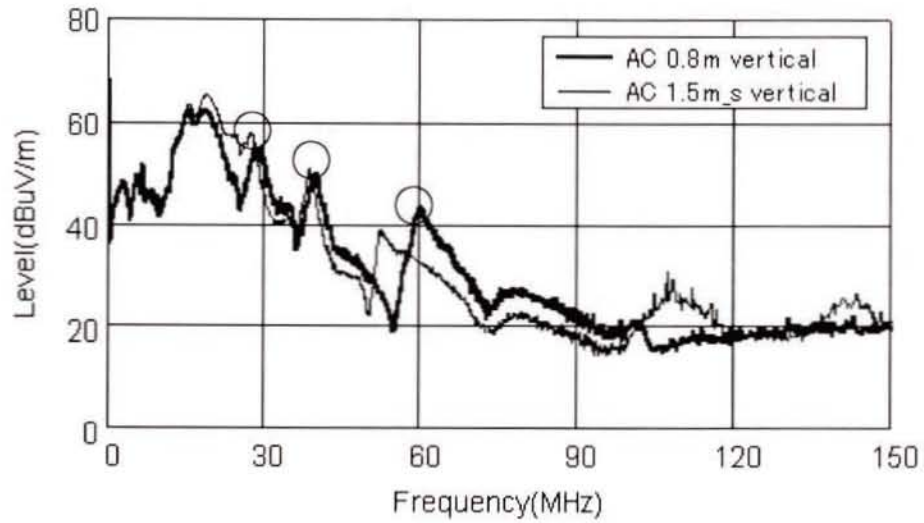


図 6.10 電源コード 0.8m 及び 1.5m の放射ノイズ測定結果(垂直偏波)

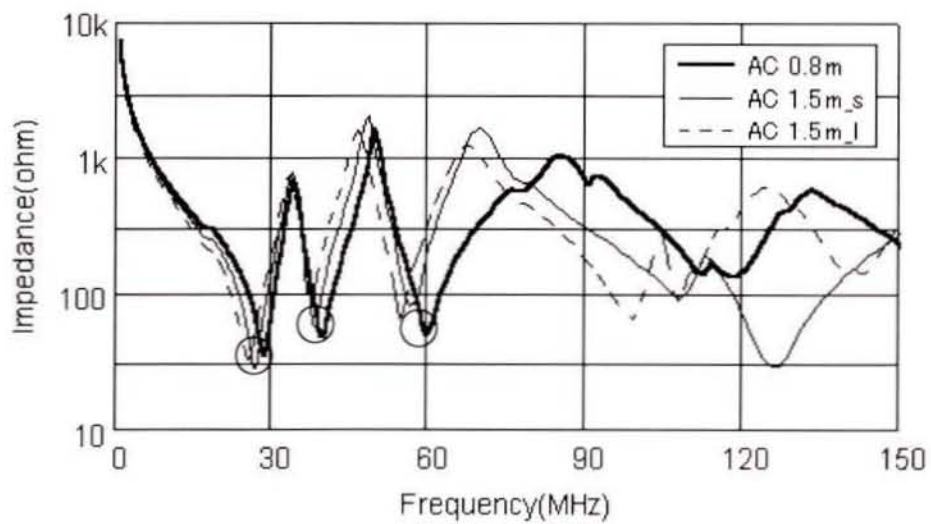


図 6.11 電源コード 0.8m 及び 1.5m のコモンモードインピーダンスの測定結果

さらに、電源及びDCコードの影響を見るため、DCコードの有無について比較する。

電源コードを 0.1m とし、DCコードの長さを 0.6m(束ね)及び 0.1m としたときの、放射ノイズの測定結果を図 6.12 に、コモンモードインピーダンスの測定結果を図 6.13 に示す。電源コードがほとんどない状態においても、60MHz 程度までの周波数範囲では共振が存在し、DCコードだけでも図 6.10 とさほど差のないレベルの放射がある。DCコードもない状態にすると、コモンモードインピーダンスが高くなり、ループも小さくなるため、レベルは大幅に低下する。このことから、主たる放射ノイズは電源及びDCコードのコモンモードインピーダンスにより放射されることが確認された。

両側とも 0.1m としたときの放射ノイズのピークも、コモンモードインピーダンスの共振とよく一致する。ここで用いたEUTのような小型電源では、直接回路内の電流ループから放射されるレベルは小さいものと考えられる。



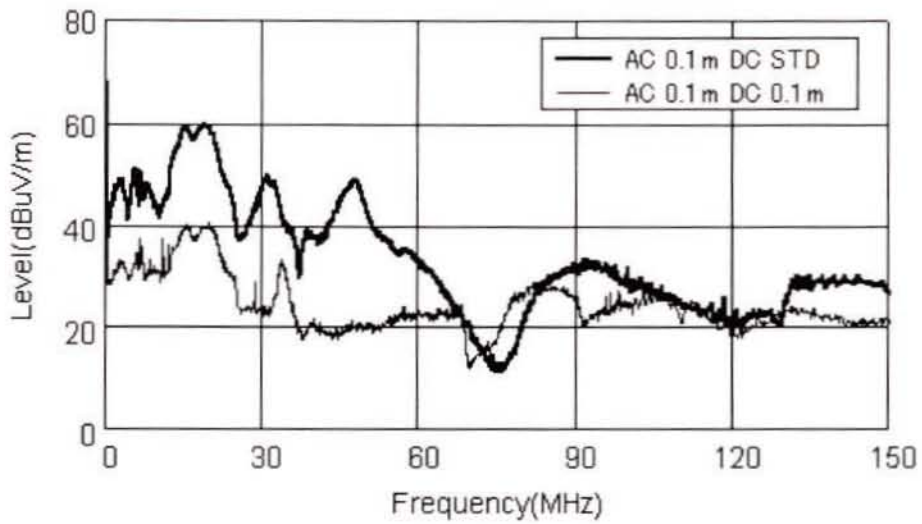


図 6.12 電源コード 0.1m、D Cコード有無における放射ノイズ測定結果  
(垂直偏波)

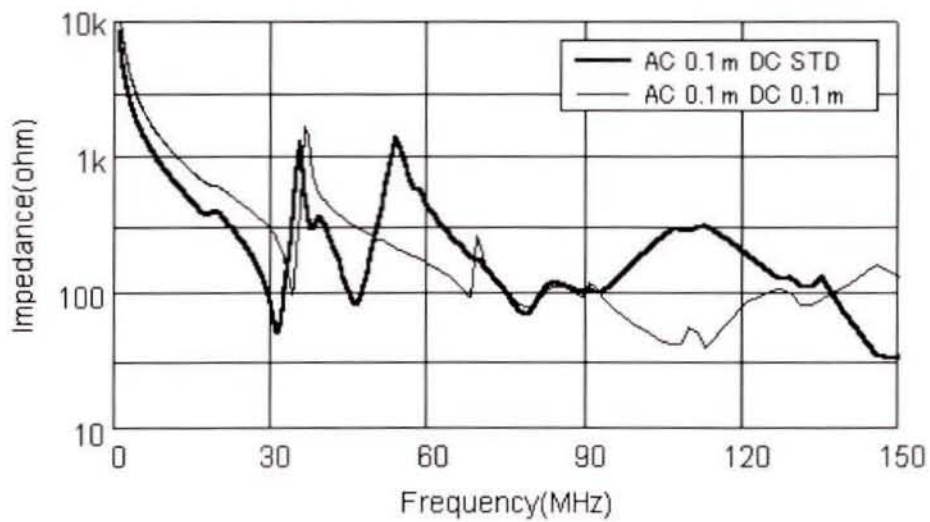


図 6.13 電源コード 0.1m、D Cコード有無におけるコモンモード  
インピーダンスの測定結果

### 6. 5. 3 回路内電圧と放射ノイズ

6. 2. 2 節に述べたとおり、シールド付きの場合、2 次側マイナスはシールドに接続されるため、低周波側では同電位と考えられる。そのときの放射源の電圧は、電源 1 次側とシールド(2 次側)間の電圧と考えられる。しかし、周波数が高くなると 2 次側-シールド間の短絡線も低インピーダンスとは限らず、その間にも電位差を生ずる。一般的な対策において、回路内の電位差を生じている部分の把握は重要である。そこで、作成した高周波差動プローブを用い、EUT 内の主要なポイント間の電圧測定を行い、検討を加える。

回路内電圧の測定は、AC 及び DC コードのインピーダンスの影響を抑えるため、特に入出力端子ではシールドに対する開放電圧を把握するため、それぞれのコードにフェライトコアを取り付けて行った。

FET ソース側と 2 次側(シールド)間の電圧の測定結果を図 6.14 に示す。電源 1 次-2 次間のコモンモード電圧は、30MHz 以下では第 5 章の結果と一致する。図のように、ノイズ源の電圧は放射ノイズのように極端なピークを持たず、比較的平坦な周波数特性を示す。周波数とともにレベルは小さくなるが、90MHz 程度までは 60dB $\mu$ V、つまり mV オーダーの電圧を持つ。

放射特性はコモンモードインピーダンスの共振によることを定量的に確認するため、この測定電圧とコモンモードインピーダンスの測定値からコモンモード電流の計算を行い、AC コードの MGP 側でカレントプローブにより測定した実測値と比較した。EUT は電源コード 0.8m、DC コード 0.6m(束ね)の基準配置とした。

その結果を図 6.15 に示す。高周波側でノイズ電流の小さいところは、カレントプローブの感度のため測定できない。60MHz までの電流のピーク周波数はよく一致する。しかし、レベルは 60MHz のピークにおいて、カレントプローブによる実測値の方が小さくなる。これは、MGP から測定したコモンモードインピーダンスとノイズ源から見たインピーダンスの差によるものと考えられる。MGP を基準とした測定だけでは経路の定量的な把握は難しい。

なお、コモンモードインピーダンスとノイズ源電圧から計算した 100MHz 程度までの電流スペクトルは、図 6.10 の放射電界強度のスペクトルとよく一致し、そのレベル差が、ループ面積と測定距離による電流から電界強度への変換係数を表す。

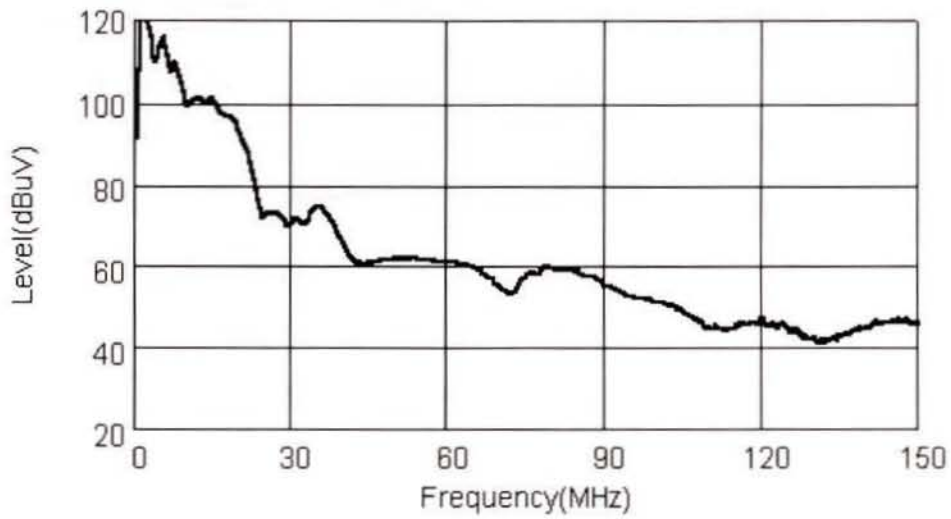


図 6.14 電源 1 次側 - 2 次側(シールド)間のノイズ電圧

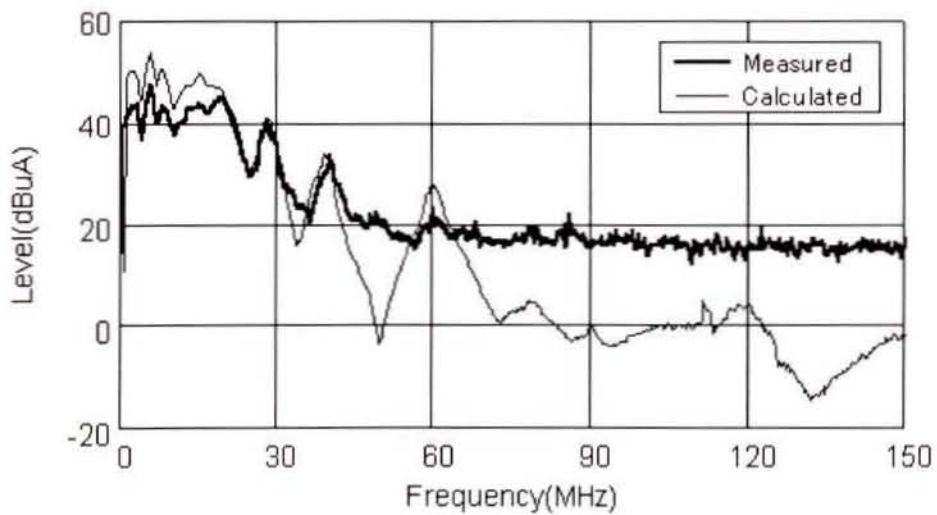


図 6.15 ノイズ電圧及びコモンモードインピーダンスから計算したコモンモード電流と実測値との比較

#### 6. 5. 4 2次整流ダイオードと2次側コモンモード電圧

前節までは発生源をFETとしてきたが、放射ノイズには2次整流ダイオードもノイズ源とされている。2次整流ダイオード端子間の電圧波形を図6.16に示す。全体の波形もスイッチング周波数及びその高調波成分を含むが、ダイオードターンオフ時のリカバリ電圧(波形立ち下がりに見られるアンダーシュート)が放射ノイズの要因となる。このダイオードが発生するノイズと、そのヒートシンク、シールド及びDC側のコモンモード電圧について検討を加える。

2次側の回路構成を図6.17に示す。6.2.1節に述べたとおり、このEUTでは、ダイオードに取り付けられたヒートシンクはどこにも接続されない。従って、ダイオードのアノード、カソード側及びシールドとの容量性結合と考えられる。シールドはDCマイナス側に接続される。

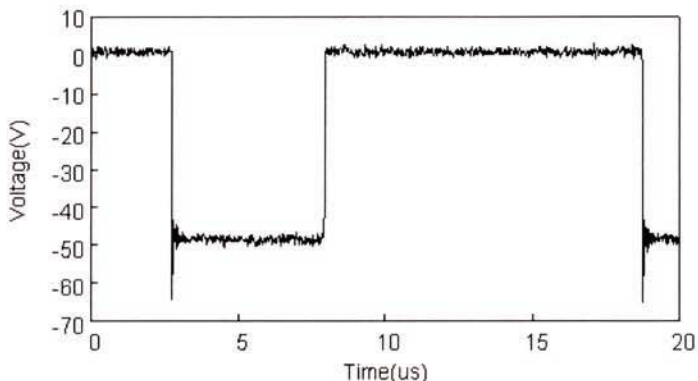


図 6.16 2次整流ダイオード端子間の電圧波形

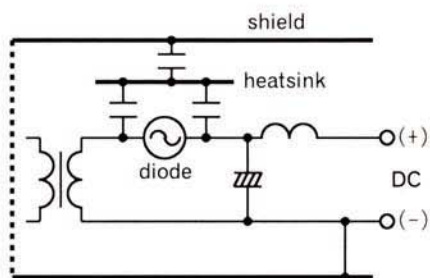


図 6.17 電源2次側の回路構成

高周波差動プローブを用いて測定した、ダイオード両端の電圧及びダイオードのヒートシンクと2次側マイナス間の電圧を図 6.18 に示す。ダイオードの両端では、図 6.14 に示した電源1次-2次間のコモンモードノイズに近いレベルが観測され、F E Tとは逆向きに同様な経路により放射源となる。低周波側では放射源電圧としてはF E Tより低く、問題になることは少ないが、高周波側では大きなノイズ源となる可能性がある。

また、このE U Tではダイオードのヒートシンクはどこにも接続されておらず、直流出力側に対して、図 6.17 に示した浮遊容量により分圧された電圧を持つ。このようにノイズ源に近接し、浮いたヒートシンクはかなりの電圧となる。この部分の他への接続方法が放射レベルに影響する。このE U Tは外側にシールドを持つため、ヒートシンクに誘導されたノイズは、低インピーダンスのシールド、2次側マイナスへの接続を経由し、発生源に帰還する。すなわち、図 6.17 では短絡で表されているシールドからの帰還経路のインピーダンスがシールドとD C間のコモンモード電圧の要因となる。

基板のD C出力端における、シールドとマイナス間及びD C線間の電圧を図 6.19 に示す。図中、20MHz以下の周波数は、差動プローブのC M R Rで除去しきれない1次側からのコモンモード電圧である。図 6.18 と比較すると、電圧は大幅に低下するものの、周波数が高くなるほど低下する割合が小さい。また、線間のノイズ電圧は回路中のコンデンサにより低く抑えられるが、約 1cm の導線で短絡されているはずのシールド-マイナス間の電圧の方が高い。これは、短絡している導線及び基板上での配線等、帰還経路の高周波インピーダンスによる。このコモンモード電圧がD Cコードからの放射のノイズ源となる。

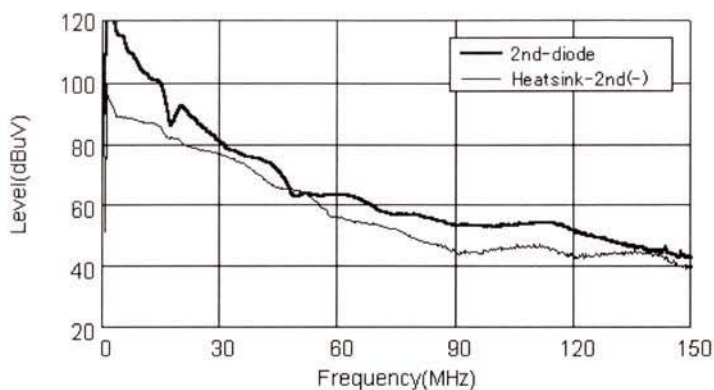


図 6.18 2次整流ダイオード及びヒートシンクの電圧

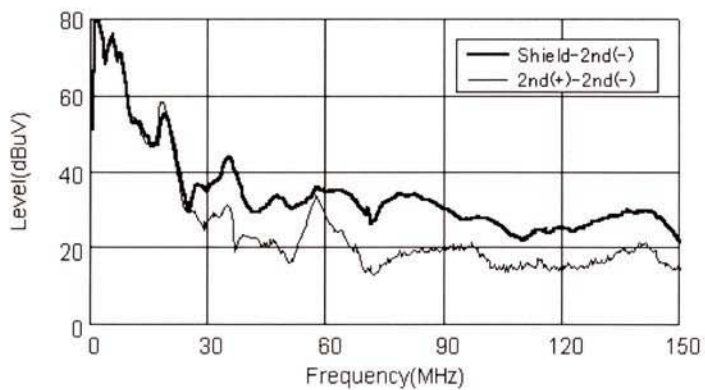


図 6.19 DC出力端のコモンモード及びディファレンシャルモード電圧

## 6.6 結 言

スイッチング電源の放射ノイズについて、コモンモードインピーダンスから放射メカニズムに検討を加えた。また、20MHz以上の周波数における回路内電圧の測定を可能にし、放射ノイズの発生・伝搬の解析を行った。その結果は次の通りである。

- (1) スwitchング電源で問題となる、100MHz程度までの放射ノイズは、コモンモードループにより放射され、スペクトルもその共振により特徴付けられることを確認した。
- (2) さらに高周波側では、MGPからのインピーダンスでなく、ノイズ源に近い各部の共振により放射される。
- (3) 放射ノイズの周波数では、回路内の浮遊容量や寄生インダクタンスが問題となり、いたるところで電位差を生じ、コモンモード電圧の要因となる。また、その把握には作成した高周波差動プローブが有効であることを示した。

## 第 7 章

### 結 論



## 第7章 結 論

パワーエレクトロニクスにおけるスイッチング技術は、DC-DCコンバータ、スイッチング電源、インバータなどの形態で、現在急速な発展を見せている携帯通信機器や情報機器、家電、産業用機器と広く用いられている。今後もますます拡がりが見込まれる中で、小型、低コスト、短納期といった市場要求、また、高効率、省エネルギーといった環境要求とともに電磁環境面でも高調波電流対策などが新たな問題となっている。

ノイズ対策技術は従来からの課題であったが、今までは通信技術の進歩と普及に伴った、後追いの対策と言わざるを得ない。電子機器の広範囲な普及とともにスイッチング電源も多くの機器に用いられ、特に情報通信機器との併用の中で電磁環境対策は必須の課題である。かたや、電源に対する上記の要求とそれに応えるための高周波化が進み、対策はますます難しくなっている。このため、従来のカットアンドトライによる対策ではなく、技術としての蓄積と設計への応用が求められている。そのためには、スイッチング電源におけるノイズ現象の基本的、体系的な理解が必要であり、理論的な解析が急務の課題である。

本研究では、ノイズの発生・伝搬メカニズムの解明を目的に、そのための計測手法を提案し、スイッチング電源のノイズの伝搬経路を明らかにすることを目的とした。

第1章では、研究を必要とする背景と、本研究の目的及び構成を述べた。

第2章では、本研究の基本的要求事項であるノイズ試験の概要と、スイッチング電源及び関連のノイズ対策、解析技術の状況を概観し、現状の問題点を示した。

第3章では、ノイズ対策、解析の基本となる伝搬モードの分離測定について、通常の測定と同じ簡便な方法により、等価なレベルでモード分離測定の可能な新しいLISNを提案した。その挿入損失、分離特性及び入力インピーダンスの評価を行い、規格に合致したインピーダンス特性及び十分な分離特性を持つことを示した。

第4章では、モード分離LISNを用い、そのEUT端子にインピーダンスを挿入したときのノイズレベルの変化からノイズ源複素インピーダンスを求める、新しい測定方法を提案した。この方法では、ノイズ測定器のみを用いて複素インピーダンスの導出が可能である。

スイッチング電源の動作時におけるインピーダンスを測定し、各モードの伝搬経路の特徴を明確にした。また、特にディファレンシャルモードにおいて、インピーダンスアナライザ等に

よる静特性では、動作時のインピーダンスを求めることができないことを示した。

測定したノイズ源インピーダンスを用い、フィルタ挿入の効果を計算し、実際にフィルタを挿入したときの測定値と比較した。その結果、10MHz以上の高周波側では課題があるものの、ほとんどの周波数帯域で高精度に予測ができることを示した。

第5章では、スイッチング電源の内部回路を含めた、ノイズ伝搬経路のモデリングを行った。その解析のため、高電圧をスイッチングする回路内での、任意ポイント間の電圧測定が可能な差動プローブを提案した。これによる伝搬経路内の電圧、モード分離L I S Nによる電流及びそれぞれの伝搬経路インピーダンスの測定から、伝搬経路モデルの検証を行い、その妥当性を確認し伝搬経路を定量的に明確にした。

解析手法として、複雑な伝搬経路をとるトランス部分においてインピーダンスパラメータを導入し、その有効性を示した。また、高周波側ではケーブルの部分に分布定数回路を適用する必要性を示した。

第6章では、スイッチング電源の放射ノイズを扱い、コモンモードインピーダンスと放射ノイズの関係について検討を行った。スイッチング電源の放射ノイズで多く問題となる、100MHz程度までは、コモンモードループによる放射モードであり、コモンモードインピーダンスが放射特性を決定することを明確にした。さらに高周波側ではノイズ源から見たケーブルの共振、つまりアンテナモードによる放射となる。

いずれも主たる放射源はケーブルであり、筐体とケーブル間の高周波インピーダンスにより放射源電圧が発生することを示した。

以上の研究により、ノイズの伝搬メカニズムを解析するための手法を提案するとともに、その有効性を示した。また、スイッチング電源の伝搬メカニズムを定量的に明確にした。伝搬経路の理解により適切な対策手法の選定が可能となり、定量化により具体的な定数の選定や設計が可能となる。

本研究の解析手法、特に第4章に述べたノイズ源インピーダンスの測定は、通常と同等な測定によるものであり、ソフトウェアを主としたシステム化により容易に対策現場に導入できるものとする。

また、解析に用いた伝送線路理論は、ノイズ伝搬の解析やフィルタの特性評価などに応用され始めてはいるものの、これからの課題である。従来の集中定数回路を用いた回路シミュレータではノイズ解析は難しく、手軽にSパラメータ、伝送パラメータ及びインピーダンス等の実

測値を使えるツールの開発が望まれる。

放射ノイズの対象となる高周波側では、パターンや部品の寄生インダクタンス、浮遊容量が主な伝搬経路となり、解析が難しい。また、この周波数では各部分のインピーダンスや電圧の測定も課題であり、測定方法も含め、地道な解析とその積み上げがこれからの課題である。

本論文ではほとんど触れていないが、ノイズ測定において周波数ドメインにおける最大レベルの比較だけでなく、その時間変化、すなわちタイムドメインでの解析により理解されることも多い。また、複雑なノイズにおいてはタイムドメインでの統計的な解析を必要とする場合もあり、今後の課題と考える。

## 参考文献

### 第1章

- (1) Code of Federal Regulations 47 Part15, "RADIO FREQUENCY DEVICES", 1990
- (2) 情報処理装置等電波障害自主規制協議会 規約・規定類, 2000-4
- (3) 89/336/EEC, "on the approximation of the laws of the Member States relating to electromagnetic compatibility", OJ:No.L139, 1989-5
- (4) 電子情報通信学会環境電磁工学研究専門委員会, 「新しい環境電磁工学研究専門委員会の紹介」, ミマツデータシステム, EMC, No.15, 25-27, (1989-7)
- (5) 原田耕介, 「スイッチング電源とエネルギーエレクトロニクス」, 信学誌, Vol79, No.9, 882-886 (1996-9)
- (6) 庄山正仁, 田中秀和, 奥永剛士, 二宮保, 「スイッチング電源とEMC」, 平成12年電気学会全国大会論文集, 2-S11-1, (1999-3)

### 第2章

- (7) CISPR 22, "Limits and Methods Measurement of Radio Disturbance Characteristics of the ITE", 1993
- (8) 岩崎勝利, 池田哲夫, 「電源ラインノイズフィルタに関する検討」, 信学技報 EMCJ, Vol.89, No.349, 21-26 (1989-12)
- (9) 岩崎勝利, 池田哲夫, 「電源用ノイズフィルタの評価」, 信学技報 EMCJ, Vol.90, No.7, 1-6 (1990-4)
- (10) 神田光彦, 富山勝巳, 「電源フィルタの減衰特性の検討」, 信学技報 EMCJ, Vol.96, No.441, 45-50 (1996-12)
- (11) Koichi Yanagawa, Ken Yamanaka, Tatsuo Furukawa, Atsushi Ishihara, "A New Method for Measuring Balanced/Unbalanced Characteristics of EMI Filters Using S-parameters", International Symposium on EMC '99 Tokyo 17P6PS01, 790 (1999-5)
- (12) 本田克也, 貝崎康裕, 篠原慎一, 佐藤利三郎, 「コモンモードチョークコイルのバランスモードでのインピーダンス解析」, 信学技報 EMCJ, Vol.97, No.608, 27-32 (1998-3)
- (13) 藤城義和, 「Sパラメータによるコモンモードフィルタの解析」, 信学技報, EMCJ, Vol.100,

- (14) 吉田茂,貝崎康裕,篠原慎一,「フィルタの減衰特性に対する入出力インピーダンスの影響」,電子情報通信学会総合大会講演論文集,B-4-8,293(1998-3)
- (15) 小笠原悟司,藤田英明,赤木泰文,「電圧型PWMインバータが発生する高周波漏れ電流のモデリングと理論解析」,電学論D, Vol.115D No.1,77-83(1995-1)
- (16) 一宮弘司,小笠原悟司,赤木泰文,「PWMインバータが発生するEMIスペクトル解析—分布定数モデルの適用—」,信学技報EE,Vol.98,No.132,21-27(1998-6)
- (17) 神田光彦,岡尚人,富山勝巳,「動作時における機器のコモンモードノイズ出力インピーダンスの導出」,電子情報通信学会総合大会講演論文集,B-4-12,297(1998-3)
- (18) Mitsuhiro Kanda,Naoto Oka,"A Study of Evaluation Method for Line Noise Filters Using Common Mode Output Impedance of Electrical Equipment",International Symposium on EMC '99 Tokyo,40-43(1999-5)
- (19) L.Ran,C.Clare,K.J.Bradley,C.Christopoulos,"Measurement of Conducted Electromagnetic Emissions in PWM Motor Drive Without the Need for an LISN",IEEE Trans. on EMC,Vol.41, No.1,50-55(1999-2)
- (20) 湯川格,「高周波化するスイッチング電源回路における低ノイズ化を実現するには」,ミマッデータシステム,EMC,No.46,83-88(1992-2)
- (21) 森田浩一,「超低ノイズソフトスイッチング電源」,信学論B,Vol.J82-B,No.8,1515-1522(1999-8)
- (22) 松田英志,横田高晴,廣田卓,「スイッチング電源のコモンモードノイズ解析」,NEC技報,Vol.51,No.6,60-65(1998-6)
- (23) 板垣篤,渡辺光春,板垣喜一,齊藤昇,田母神隆,布田孝一,桜田幸雄,藪上信,山口正洋,荒井賢一,「近傍電磁雑音二次元マッピング装置によるスイッチング電源のノイズ評価」,信学技報EE,Vol.98,No.173,43-50(1998-7)
- (24) 勝山芳郎,出口博一,「スイッチング電源のEMI対策」,信学技報EMCJ,Vol.90,No.397, 37-42(1991-8)
- (25) 浜村直,財津俊行,奥永剛士,二宮保,庄山正仁,布田良明,「圧電トランスを用いたAC-D Cコンバータ」,信学論B,Vol.J82-B,No.10,1838-1846(1999-10)

### 第3章

- (26) CISPR 16-1,"Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods -Part1:Radio disturbance and immunity measuring apparatus",1993
- (27) Clayton R. Paul,佐藤利三郎監修,櫻井秋久監訳,「EMC概論」,ミマツデータシステム,東京,501,1996
- (28) 文献(19)に同じ

### 第4章

- (29) 例えば、「MIL-STD-461D/462D」,(社)関西電子工業振興センター電磁波障害分科会,大阪市,55-59,1994
- (30) 宮下純一,蜜沢雅之,山岸光,「電磁雑音測定に及ぼす電源の影響」,長野県精密工業試験場研究報告,No.5,56-60(1992-8)
- (31) 文献(17)に同じ
- (32) 小笠原悟司,綾野秀樹,赤木泰文,「PWMインバータを用いた交流電動機駆動システムが発生するEMIの測定とその低減法」,電学論D,Vol.116D No.12,1211-1219(1996-12)
- (33) 例えば,永井健三,神谷六郎,「改訂伝送回路網学(上巻)」,(株)コロナ社,東京,80-90,1957
- (34) 文献(13)に同じ
- (35) 山中健,柳川光一,「Sパラメータによる平衡ケーブルのパラメータ測定」,信学技報 EMCJ, Vol.92,No.12,9-22(1992-4)
- (36) 藤城義和,「Sパラメータによる電子部品の評価 第5回」,TDK HOTLINE Magazine, Vol.35,17-32(2000-4)

### 第5章

- (37) 谷澤之彦,山村直紀,石田宗秋,堀孝正,「インバータにおける伝導性ノイズの解析」,平成12年電気学会全国大会論文集,4-047,(1999-3)
- (38) 原田耕介監修,「スイッチング電源ハンドブック第2版」,日刊工業新聞社,東京,413-416,2000
- (39) 例えば,永井健三,神谷六郎,「改訂伝送回路網学(上巻)」,(株)コロナ社,東京,76,1957

## 第6章

- (40) Peter J. Kwasniok, Man D. Bui, A. James Kozlowski, Stanislaw S. Stuchly: "Techniques for Measurement of Input Impedances of Electronic Equipment in the Frequency Range from 1MHz to 1 GHz", IEEE trans. on EMC Vol.34 No.4, 486-490 (1992-11)
- (41) 文献(24)に同じ
- (42) 齋藤兆古, 「電磁界可視化手法」, 平成12年電気学会全国大会論文集, 2-S12-1, (1999-3)
- (43) 長尾伸久, 宮下純一, 蜜沢雅之, 軽部俊幸, 田口宗治, 「電源線インピーダンスの放射雑音への影響」, 電子情報通信学会通信総合大会講演論文集, B-323, 323 (1996-3)
- (44) 大力賢次, 軽部俊幸, 宮下純一, 蜜沢雅之, 「回路基板上の伝送路と電源パターンのEMIへの影響」, 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会講演論文集1, B-4-28, 220 (1998-9)
- (45) David M. Hockanson, James L. Drewniak, Todd H. Hubing, Thomas P. Van Doren, Fei Sha, Michael J. Wilhaelm, "Investigation of Fundamental EMI Source Mechanisms Driving Common-Mode Radiation from Printed Circuit Boards with Attached Cables", IEEE trans. on EMC Vol.38 No.4, 557-565 (1996-11)

## 発表論文等

### 学会論文

- (1) 宮下純一, 蜜沢雅之, 軽部俊幸, 山沢清人, 佐藤敏郎, 「モード分離LISNによる伝導雑音のノイズ源インピーダンスの測定—スイッチング電源の伝導雑音の測定—」, 電学論, Vol.120-D, No.11, 1376-1381 (2000-11)
- (2) 宮下純一, 蜜沢雅之, 軽部俊幸, 山沢清人, 佐藤敏郎, 「スイッチング電源におけるコモンモードノイズの定量解析の一手法」, 信学論, Vol.J84-B, No.3, 643-646 (2001-3)

### 学会発表

- (1) 宮下純一, 蜜沢雅之, 軽部俊幸, 「モード分離測定用擬似電源回路網」, 電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-4-53, 356 (2000-3)

## その他の論文等

- (1) 宮下純一,蜜沢雅之,「電界強度測定精度向上と相関性に関する研究」,長野県精密工業試験場研究報告,No.4,79-83(1991-8)
- (2) 宮下純一,蜜沢雅之,山岸光,「電磁雑音測定に及ぼす電源の影響」,長野県精密工業試験場研究報告,No.5,56-60(1992-8)
- (3) 宮下純一,蜜沢雅之,軽部俊幸,「電子機器の耐ノイズ性向上に関する研究(第3報)ー伝導性イミュニティ試験の解析ー」,長野県精密工業試験場研究報告,No.6,9-12(1993-8)
- (4) 軽部俊幸,宮下純一,蜜沢雅之,「ノイズ対策設計の最適化技術に関する研究(第1報)ー回路パターンによる放射電磁界特性ー」,長野県精密工業試験場研究報告,No.8,1-5(1995-8)
- (5) 蜜沢雅之,宮下純一,軽部俊幸,「ノイズ対策設計の最適化技術に関する研究(第2報)ーデジタル回路基板の放射ノイズ考察ー」,長野県精密工業試験場研究報告,No.8,6-10(1995-8)
- (6) 長尾伸久,宮下純一,蜜沢雅之,軽部俊幸,田口宗治,「電源線インピーダンスの放射雑音への影響」,電子情報通信学会通信総合大会講演論文集,B-323,323(1996-3)
- (7) 軽部俊幸,大力賢次,長尾伸久,宮下純一,蜜沢雅之,須藤尚子,「多層回路基板のグラウンド面のスリットが及ぼすEMIへの影響」,電子情報通信学会通信ソサイエティ大会講演論文集,B-4-51,251(1997-9)
- (8) 大力賢次,軽部俊幸,宮下純一,蜜沢雅之,「回路基板上の伝送路と電源パターンのEMIへの影響」,電子情報通信学会通信ソサイエティ大会講演論文集1,B-4-28,220(1998-9)
- (9) 軽部俊幸,宮下純一,蜜沢雅之,大力賢次,「多層プリント基板における電源ーグラウンド層間の共振の解析」,長野県精密工業試験場研究報告,No.13,30-35(2000-8)



## 謝 辞

信州大学博士課程への入学の機会を与えていただき、本研究の計画から懇切にご指導いただいた本研究の指導教官である、信州大学工学部 山沢清人教授に深く感謝申し上げます。また、研究指導と適切なお鞭撻をいただきました、副指導教官である佐藤敏郎助教授に厚く御礼申し上げます。

本研究をまとめるにあたり、懇切な論文審査をいただいた、信州大学工学部 田原徳夫教授、大下眞二郎教授ならびに上村喜一教授に感謝申し上げます。

本研究の遂行にあたり、スイッチング電源をご提供いただいた、長野日本無線株式会社サンノゼ駐在員事務所長 南澤俊孝氏、株式会社イースタン電子機器事業部技術部 五味久喜氏、ならびに両社の関係の方々に御礼申し上げます。

信州大学博士課程への入学にご配慮いただきました、長野県商工部 木船智二商工部長、小林一文産業技術課長をはじめ産業技術課の皆様にご御礼申し上げます。博士課程入学及び業務にご配慮いただきました、宮沢武矩氏(前長野県精密工業試験場長)、長野県精密工業試験場 矢沢修場長に御礼申し上げます。博士課程在籍中、暖かい励ましとご指導いただきました、野沢宏氏(前管理部長)、白鳥昭一管理部長、丸山久友電子部長、本研究の共同研究者であり遂行にご協力いただいた、電子部 蜜沢雅之研究員、軽部俊幸技師に御礼申し上げます。また、ご協力いただきました、電子部の皆様、長野県精密工業試験場の皆様、信州大学山沢・佐藤研究室の皆様に感謝申し上げます。

また、この分野における業務遂行に当たり、ご指導、ご鞭撻をいただきました関係各位に深く感謝申し上げます。

正誤表

論文「スイッチング電源の電磁波ノイズに関する研究」の中で、誤りがありました。各位に深くお詫び申し上げますとともに、下記により訂正指させていただきます。

第4章

誤 43頁、本文下から2行目、

$$V_2' = Z_L \cdot I_2$$

正

$$V_2' = -Z_L \cdot I_2$$

誤 43頁、(4-7)式

$$V_2' = \frac{Z_{21}(Z_0 + Z_L)}{(Z_0 + Z_{11})(Z_L - Z_{22}) + Z_{12}Z_{21}} V_2 \dots\dots\dots (4-7)$$

正

$$V_2' = \frac{Z_{21}(Z_0 + Z_L)}{(Z_0 + Z_{11})(Z_L + Z_{22}) - Z_{12}Z_{21}} V_2 \dots\dots\dots (4-7)$$

なお、計算式は記述時の誤りであり、計算結果等には関係ありません。

誤 46頁、図4.22 縦軸

Level(dB)

正

Level(dBuV)

第5章

誤 57頁、図5.9 縦軸

Lebel(dB)

正

Level(dBuV)

誤 62頁、図5.14 縦軸

Level(dB)

正

Level(dBuV)