

博士論文

大地と導体間の静電結合の測定法  
およびその静電結合を利用した信号計測に関する研究

荒井 稔登



# 目次

1	序論	3
1.1	背景	3
1.1.1	伝導電磁ノイズの原因や障害事例	3
1.1.2	伝導電磁ノイズの測定方法	3
1.1.3	現状の測定方法の課題	8
1.2	大地との間に生じる静電容量の利用事例や影響評価の先行研究	10
1.3	本論文の目的	12
2	静電容量の見積もり手法および非接地での電磁ノイズ測定手法	14
2.1	はじめに	14
2.2	床を構成する構造物や大地のインピーダンス	15
2.3	静電容量の見積もり手法および電圧補正手法	16
2.3.1	測定器と大地間に生じる静電容量を利用した電磁ノイズ対地電圧の補正	16
2.3.2	パラメータ $\delta$ の見積もり手法	18
2.4	提案手法の実験および回路解析による検証	22
2.4.1	測定器のグラウンドと大地間の静電容量の導出	22
2.4.2	提案手法によって求めた静電容量 $C_m$ を用いた電磁ノイズの対地電圧の見積もり	32
2.5	本章のまとめ	41
3	事前のキャリブレーションによる高精度な電磁ノイズ測定手法	43
3.1	はじめに	43
3.2	事前のキャリブレーションによる静電容量の導出手法	44
3.3	実験による提案手法の検証	47
3.3.1	静電容量の見積もりデバイスの前章からの変更点	47
3.3.2	事前のキャリブレーション作業	50
3.3.3	シールドルーム, およびオフィス環境における電磁ノイズの測定についての検証	54
3.4	オフィス環境が測定結果に与える影響	58
3.5	本章のまとめ	60
4	靴状のウェアラブルデバイスを用いた電磁ノイズ測定手法	61
4.1	はじめに	61
4.2	ウェアラブルデバイスを用いた測定手法の概要	63
4.3	開発したウェアラブルデバイス	69
4.3.1	ウェアラブルデバイスの全体構成	69

4.3.2	電極部の構成	70
4.3.3	インターフェースボードの構成	70
4.3.4	筐体の構成	72
4.4	提案手法の検証	75
4.4.1	シールドルーム内での検証：事前作業	75
4.4.2	シールドルーム内での検証：電磁ノイズの対地電圧測定	78
4.4.3	作業者の姿勢が測定に与える影響の検証：事前作業	80
4.4.4	作業者の姿勢が測定に与える影響の検証：電磁ノイズの対地電圧測定	81
4.4.5	複数のオフィス環境における検証：事前作業	85
4.4.6	複数のオフィス環境における検証：電磁ノイズの対地電圧測定	89
4.4.7	デバイスの配置が測定に与える影響	93
4.4.8	握り方によるケーブルと手の間の静電容量の違いが測定に与える影響	98
4.5	本章のまとめ	101
5	結論	102
5.1	本研究で明らかになった知見	103
5.2	今後の展望	105

# 1 序論

## 1.1 背景

本論文では、オシロスコープなどの一般的な電圧測定器や作業者が装着して利用するウェアラブルデバイスと大地間に生じる静電容量の利用によって、通信障害を引き起こす伝導電磁ノイズの対地電圧を測定する手法を開発する。そこで本項では対象とする伝導電磁ノイズについて、その原因や実際の障害事例、測定方法、現状の測定方法の抱える課題など、本論文の背景を説明する。

### 1.1.1 伝導電磁ノイズの原因や障害事例

伝導電磁ノイズとは、通信に使われるケーブルや電力を供給するためのケーブルなどの導体を伝搬する電磁ノイズであり、このような伝導電磁ノイズが通信装置に侵入すると通信断や通信速度の低下などの通信障害が発生する [1]。伝導電磁ノイズが生じる原因として、LED 照明の点灯および消灯動作 [2-4]、人が機器を触った際などに生じる静電気 [5-7]、鉄道の走行 [8-10] などが挙げられる。また、ラジオやアマチュア無線などの電波のように、意図的に放出された電波であっても想定していないケーブルに誘起する事によって電磁ノイズとして振舞うことがある [11]。

このように様々な原因がある電磁ノイズであるが、電子回路のスイッチング動作に起因する電磁ノイズ [12] は、そのスイッチング周波数である数十 kHz から数十 MHz が、25.875 kHz から 1.104 MHz を利用する ADSL 通信 [13] など一般的な有線通信に使われる周波数と重なるため通信障害の原因となりやすい [14]。例えば、[15] では家庭で使われる掃除機のモーターのスイッチング動作によって電磁ノイズが発生することが報告されており、このような家電製品と共通の電源線を利用する通信機器にも電磁ノイズが侵入する可能性がある事が示されている。[16] では通信装置に接続されるパルス幅変調やパルス周波数変調を用いた整流器のスイッチング動作によって発生する電磁ノイズの波形、また波形の解析結果が紹介されており、70 kHz から 150 kHz の周波数の電磁ノイズが継続的に生じることが報告されている。また、[17] では電気自動車の急速充電が行われる際に生じた電磁ノイズが通信線上に  $6 V_{p-p}$  の電圧として生じ、ADSL 通信が断絶した事例が紹介されている。この事例においては、電気自動車の急速充電器を利用していたユーザ環境だけではなく、近隣のユーザ環境においても通信障害が生じている。なお、ADSL 通信に電磁ノイズが与える影響は、[18-21] でも報告されており、電磁ノイズの影響を受けやすい通信であると考えられる。

### 1.1.2 伝導電磁ノイズの測定方法

伝導電磁ノイズの測定には、電磁両立性 (Electromagnetic Compatibility : EMC) に関する規格に適合しているかどうかを調査するための測定と通信障害などのトラブルが発生している現場でのオンサイト測定の 2 種類が存在する。

装置から発生する電磁ノイズの評価を行う EMC 試験のうち、伝導電磁ノイズに関するものを伝導エミッション試験と呼ぶ。伝導エミッション試験に関する国際規格には、国際無線障害特別委

員会 (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques : CISPR) による規格である、マルチメディア機器を対象とする CISPR 32 [22] や、家電製品を対象とする CISPR 14-1 [23] などがあり規格内で試験方法などが定められている。例えば、デスクトップ PC の電源ポートに生じる電磁ノイズの測定は、図 1.1 のような試験構成で行われる。試験対象装置 (Equipment Under Test : EUT) であるデスクトップ PC や、周辺装置 (Associated Equipment : AE) であるモニタへの給電は疑似電源回路網 (Artificial Mains Network : AMN) を通じて行う。AMN には、電源のインピーダンスを一定に管理する、電源からの電磁ノイズをフィルタリングする、EUT の電源ポートに生じた高周波の電磁ノイズのみを測定器に伝える、といった機能があるため、EUT とつながる AMN に接続される測定器にてデスクトップ PC の電源ポートに生じる電磁ノイズの測定を行うことができる。上記の例は、電源ポートに生じる電磁ノイズの測定例であるが、通信ポートに生じる電磁ノイズの測定に関しても規格上で試験方法が決められており、不平衡疑似回路網 (Asymmetric Artificial Network : AAN) や、電流プローブ、容量性電圧プローブ [24, 25] を用いた測定などが行われる。

EMC 試験における伝導電磁ノイズの測定の特徴として、AMN などの利用によって、各ポートから見たインピーダンスが既定の値になるように測定が実施されることが挙げられる。使用する測定器などの校正誤差や EUT などに接続されるケーブルの取り回しなどによって、必ずしも毎回の測定結果が同一となるわけではないが、インピーダンスが管理されることにより、基本的にはいつ、どこかの試験サイトで行っても同様の測定結果が期待できる。また、AMN には電源からの電磁ノイズのフィルタリング機能もあるため、試験対象の EUT、もしくは EUT に繋がる AE 起因の電磁ノイズのみを測定することが可能である。

一方で、オンサイトでの電磁ノイズの測定において、電磁ノイズが伝搬する系のインピーダンスを把握することや、電磁ノイズがどこから発生しているのかを特定することは難しい。例えば、図 1.2、図 1.3 に示すような ADSL モデムに電話機とパソコンが接続されるオフィス環境を考える。電磁ノイズは、ADSL モデムに電源を供給している電源線や、通信信号のやりとりを行うモジュラージャックから侵入する。そのため、この環境においてインターネットの接続が途切れるなどの通信障害が発生した場合、電磁ノイズ源を探索する目的で、モデムに繋がる通信線や電力線を伝搬する電磁ノイズの測定を行うことになるが、電力線には見えない場所で別の機器が接続されている可能性もあるため、電磁ノイズが伝搬する系全体を把握する事は難しい。さらに、電磁ノイズは図 1.4 に示すよう、通信に利用される信号と同じディファレンシャルモードではなく、コモンモードで伝搬する場合が多い。このような場合、装置やケーブルとリターンパスとなる大地や床面などの間の静電容量なども電磁ノイズの伝搬経路の中に含まれるため、EMC 試験における電磁ノイズ測定のように系全体のインピーダンスを把握することはできない。

オンサイトで電磁ノイズ測定を行う場合、装置への通電や通信を途切れさせることなく測定を実施できる事が望ましい。そのため、ケーブルの被覆上から電流プローブをクランプして測定できる電磁ノイズの電流測定が行われるが、ノイズが伝搬する経路中のインピーダンスが不明であるため、電流のみの測定では測定したノイズのレベルが大きいのか、それとも小さいのか判断することが難しい。このような場合、容量性電圧プローブを利用した電磁ノイズの対地電圧測定を同時に実

施することが効果的である。容量性電圧プローブは、図 1.5 のような構成であり、ケーブルの芯線と、内側の円筒型電極間を静電容量によって接続することで、ケーブルの芯線に接触することなく、被覆上からケーブルに生じている電磁ノイズの対地電圧の測定を可能とする技術である。なお、容量性電圧プローブは EMC 試験にも利用されるプローブであり、伝導電磁ノイズの到来方向特定システムの研究 [26] や障害現場での電磁ノイズ測定のための専用測定器 [27] などに幅広く利用・応用されている技術である。このように系全体のインピーダンスの把握が難しいオンサイト環境においても、電磁ノイズの電流や対地電圧を測定する事で電磁ノイズの発生源の特定および交換や適切なノイズフィルタの挿入などの対策を行い、通信障害のトラブル解消が行われている。

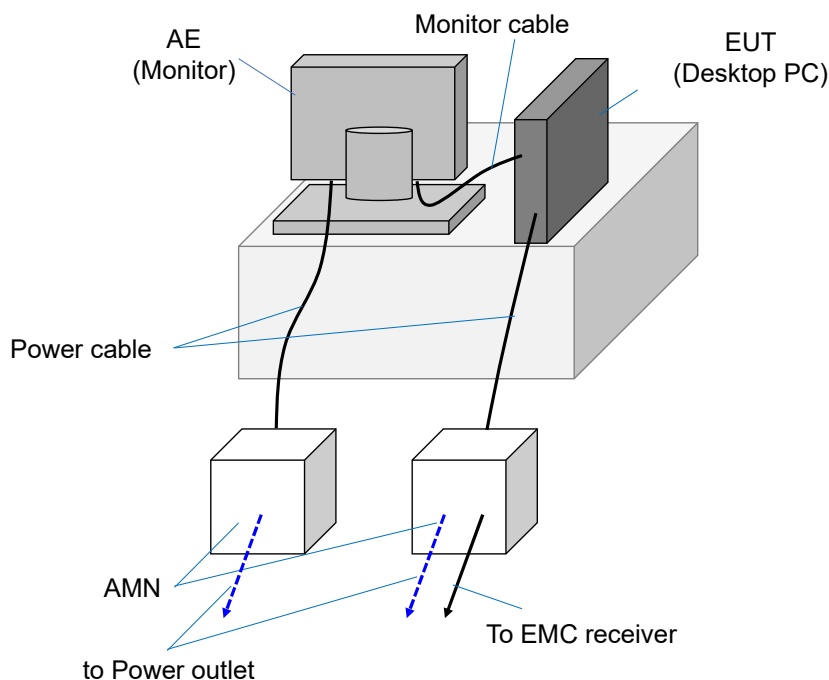


図 1.1 デスクトップ PC の電源ポートに生じる電磁ノイズの測定の様子 (PC およびモニタの背面からみた様子)

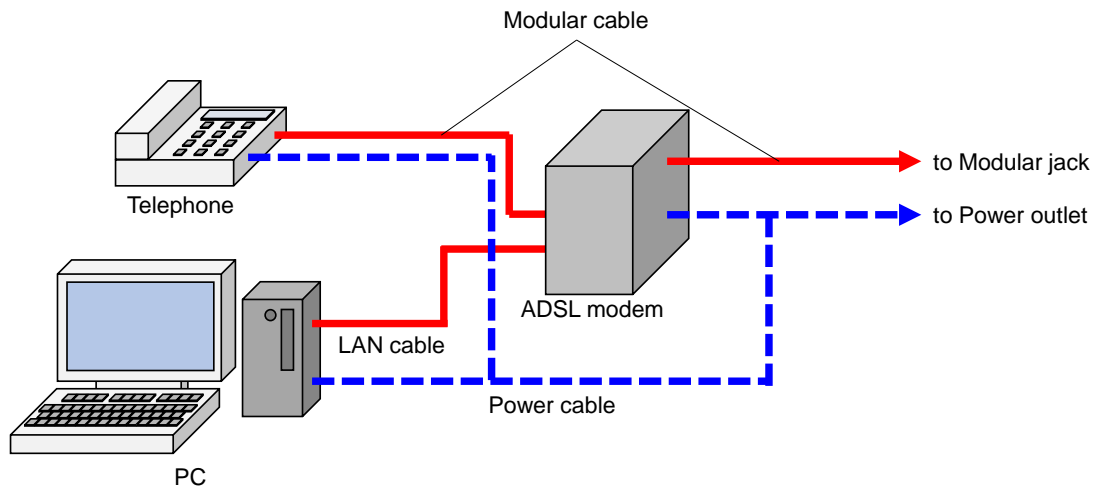


図 1.2 ADSL が利用されるオフィス環境の例

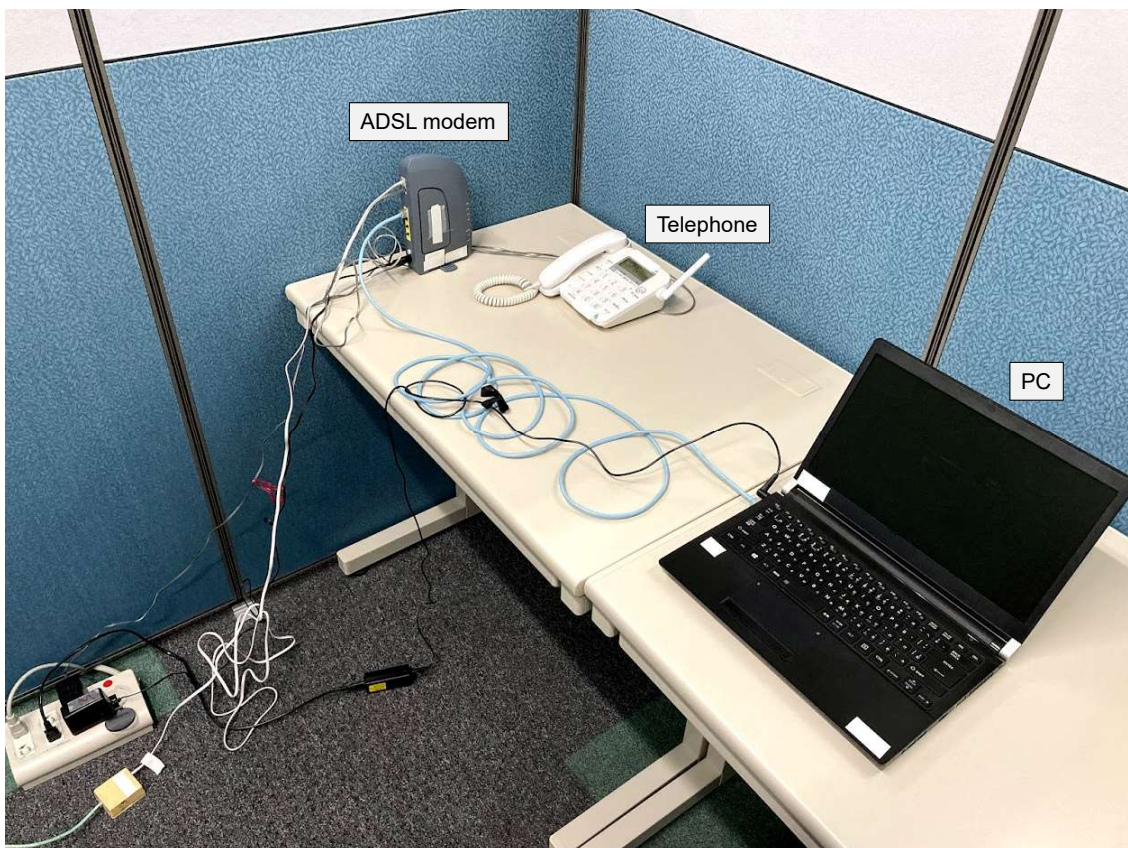


図 1.3 ADSL が利用されるオフィス環境の例 (写真)



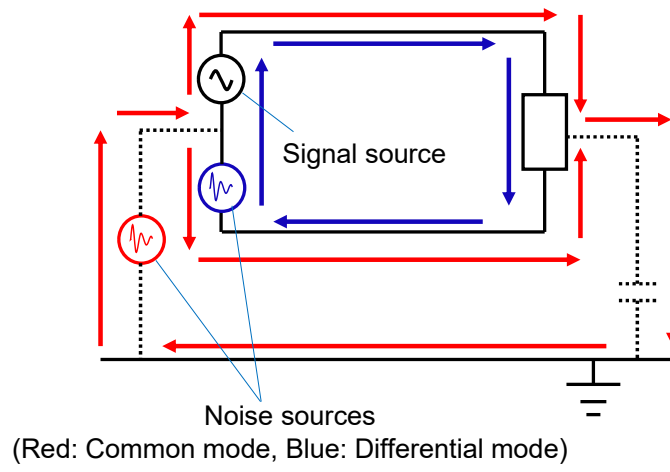


図 1.4 電磁ノイズの伝搬モード

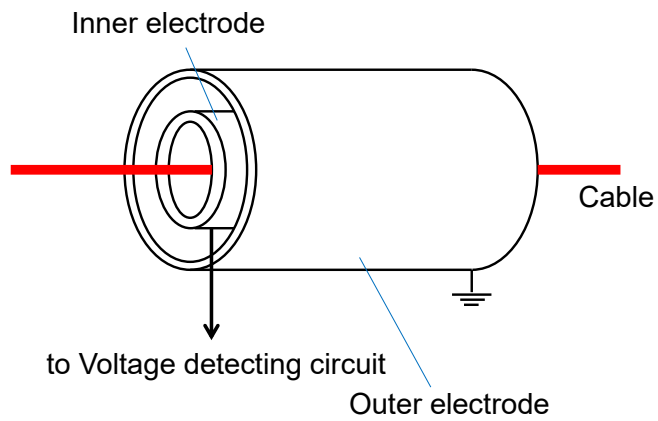


図 1.5 容量性電圧プローブ

### 1.1.3 現状の測定方法の課題

電磁ノイズの電流の測定において測定器を接地することは必須ではないが、対地電圧を測定する場合には測定器を接地し基準電位を得ることが必要となる。一般に EMC 試験は電波暗室やシールドルームのような専用の実験設備にて行われる。そのため、電磁ノイズの対地電圧を測定する上で基準電位となるシールドルーム床面などの大きな導体面と、測定器のグラウンドを接続することが容易である。一方で、日本など電源差込口に必ずしも接地極が備えられていない国や地域では、オンサイトでの測定において測定器を簡単に接地できるとは限らない。このような場合、測定器の接地を取るために、長いケーブルを測定器のグラウンドに装着し離れた位置の接地極に接続する、もしくは大地に対して接地棒と呼ばれる導体の棒を打ち込み、この棒に測定器のグラウンドをケーブルで接続することになる。長いケーブルは抵抗やインダクタンス成分を持つため、測定結果に共振などの影響が生じる可能性がある。また、長いケーブルを用意することや接地棒を大地へ打ち込む作業は、作業者にとって重い負担となる。このように現状の電磁ノイズの対地電圧の測定方法は、EMC 試験を実施するような実験室環境や接地が簡単に取れるオンサイトの測定環境において十分に利用可能である一方、接地が取りにくいオンサイト環境下での利用に課題がある。

仮に測定器の接地を取らずに電磁ノイズの対地電圧を測定する場合、測定器のグラウンドと伝導電磁ノイズのリターンパスとなる床の金属パネルやコンクリートと測定器のグラウンドの間には、図 1.6 のように静電容量 ( $C_m$ ) が生じる。そのため、測定される電圧は分圧されて小さくなってしまふ。この時、例えば導体板の上に薄い塗料が塗られている床環境のように静電容量が大きい場合、測定される電圧は電磁ノイズの対地電圧と近い値となるが、コンクリート製の床の上に厚い木材板が敷かれている床環境のような静電容量が小さい場合に測定される電圧は、電磁ノイズの対地電圧と乖離した値となる。そして、静電容量の大小は見た目ではわからないため、非接地での測定値を信用することはできない。なお、図 1.6 中のノイズ源のモデルは、[28] のノイズ源のモデルにおけるコモンモード部を参考とした。このように、非接地の測定器を利用して実施した場合の測定値は、測定器のグラウンドと大地間の静電容量が不明のため参考とすることができない。

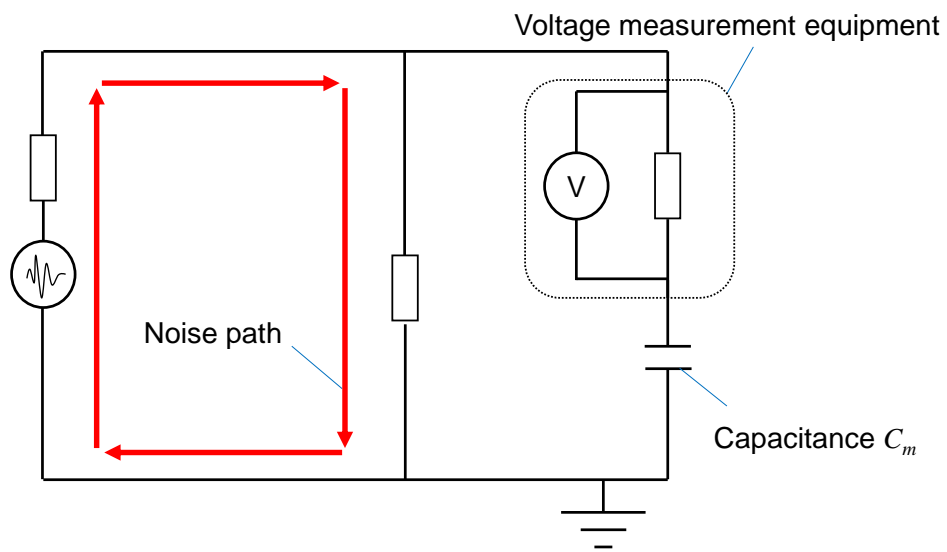


図 1.6 非接地の測定器と大地間に生じる静電容量

## 1.2 大地との間に生じる静電容量の利用事例や影響評価の先行研究

本項では、大地との間に生じる静電容量の利用事例や研究事例などについて、一般的な整理を行う。

大地との間に生じる静電容量を利用する事例の一つとして、補助電極を利用しない接地抵抗値の測定が挙げられる [29,30]。これは信号や直流給電の基準電位の確保や電力保安などの観点から必要となる接地において、その接地抵抗を簡便に測定するための測定手法である。一般的な接地抵抗値の測定は、電位降下法 [31-34] と呼ばれるものであり、接地電極に加え2つの補助電極を大地に打ち込むことが必要である。しかし、アスファルトによって舗装された場所においては、電極を地面に打ち込むことが難しい場合がある。そのため、[29,30] では、20 m の長い被覆ケーブルをアスファルトの上に設置し、このケーブルと接地電極間のインピーダンスを測定することで接地抵抗値を測定している。これは、被覆ケーブルと大地間が静電容量で結合することを利用した手法であり、アスファルトに補助電極を打ち込む作業を不要とすることができる。

また、太陽光発電モジュールの接続不良を、大地とモジュール間の静電容量の変化から検出する手法の研究が行われている [35,36]。これらの研究は、複数のモジュールが連結された太陽光発電システムにおいて接続不良があった場合に、連結されたモジュールと大地間に生じる静電容量が変化することを利用している。接続不良がある箇所によって、この静電容量の変化が異なることを利用し、接続不良箇所の特定ができることを実験的に示している。

以上の研究は、地面としての大地との間に生じる静電容量に関する研究であるが、安定した大地面として導電体の板を床面に設置し、床面との間の静電容量を利用する研究もおこなわれている。例えば、人体と床面との間の静電容量を利用し人体をトラッキングする技術の研究も行われている [37-40]。[37] は、高齢者が自宅で自立して生活するための補助などを目的とした TileTrack というシステムの開発についての報告であり、60 × 60 cm の9つのタイルの上に立つ、もしくは歩く被験者の位置を、それぞれのパネルと人体との間の静電容量を利用することで、高精度に特定できることを実験的に示している。

大地との間に生じる静電容量を利用する研究ではなく、この静電容量の影響を評価する研究も存在する。人体の生体インピーダンスを測定する際に、人体と大地として振舞う床面との間に生じる静電容量によって測定結果が影響を受けることが [41-43] では報告されている。[41] では、4つの電極を人体に接触させることで行う、生体インピーダンスの測定において、人体と床面との間に生じる静電容量によって測定結果が影響を受ける事を実験的に示している。

また、大地や床面との間に生じる静電容量の値を評価した研究も存在する。例として、人体通信と呼ばれる、人体を高周波信号の伝搬経路の一部として利用し、通信する技術 [44] における送受信機と大地間の静電容量を評価した研究を挙げる [45]。人体通信には、個人が身に着けたウェアラブル機器間での通信 [46-48] や、複数ユーザが身に着けたウェアラブル機器間での通信 [49,50]、ユーザが身に着けたウェアラブル機器と外部の据置型機器との間の通信 [51-53] など複数の形態が存在するが、これらの通信形態に共通している点としてウェアラブルな送受信機を利用することが挙げられる。[45] は、このウェアラブルな送受信機と大地面との間の静電容量を、通信に利用する信号の

減衰特性から導出している研究であり、直接計測することが難しい 1 pF 以下の大きさの大地との間の静電容量を間接的に求める手法を提案している。

上記の例は小型のデバイスと大地間の静電容量の評価を行った研究であるが、人体と大地間に生じる静電容量の評価を行う研究も存在する。このような研究の多くは、感電による人体への危険を防ぐ目的、人体を守るための適切な基準を定める目的、人間がデバイスを触ったときにデバイスに生じる静電気の大きさに関わる人体電位の評価の目的で行われている。[54] では、床材や靴の材質などの条件を変化させながら人体と大地間に生じる静電容量を計測しており、リノリウム製の床材の上に靴を履いた被験者が立っている場合に人体と大地間に生じる静電容量は、160 pF から 270 pF 程度であることなど、具体的な数値が報告されている。また、[55] では、数値計算によって人体と大地間に生じる静電容量の評価を行っており、170 cm の高さの人体と大地間の静電容量は厚さ 10 mm の靴を履いている場合には 120 pF から 130 pF、十分に床面から人体が離れている場合には 60 pF 程度であると報告されている。さらに、[56] では、12 人の様々な体型の被験者に対して、靴を履き座った状態における人体と床面間の静電容量の測定を行っている。足を床についた場合には 110 pF から 180 pF 程度の静電容量が、足を床から 100 mm 程度浮かした場合は 70 pF から 110 pF 程度の静電容量が人体と床面間に生じることが報告されている。

### 1.3 本論文の目的

これまで電磁ノイズの対地電圧を測定するために、容量性電圧プローブの開発などが行われてきたが、正確な測定のためには測定器の接地が必須であった。測定器の接地が取りにくいオンサイト環境下においては、接地作業は作業者にとって負担が大きい作業となる場合もある。また、非接地で測定された対地電圧は、測定器と大地間の静電容量が不明であるため、信頼できる測定結果とはならない。

そこで本研究では、測定器と大地間に生じる静電容量の見積もりを行うことで、非接地でも電磁ノイズの対地電圧を測定できる手法の提案とその手法の検証を行うことを目的とする。5 V の振幅の電磁ノイズを 3.75 V から 6.67 V の振幅として測定する事を目指し、本論文での目標測定精度は 2.5 dB とする。また、対象とする周波数帯は、電磁ノイズによって通信断が生じることが報告されている ADSL 通信に利用される帯域、25.875 kHz から 1.104 MHz とする。

本研究で想定するオンサイト環境は、大地もしくは大地として振舞うコンクリートや鉄筋などの上に、カーペットや床材などが敷かれた環境であり、接地が取りづらい環境である。そのため、測定器と大地間の静電容量を見積もる場合においても、大地に対して非接触で見積もりを実施する必要があるが、プローブの接触が必要なテスターやインピーダンスアナライザを利用することはできない。静電容量の大きさは電磁界解析によって見積もることが可能であるが、床材の厚みや比誘電率などを知る必要があるため、どこで発生するかわからない通信障害の現場で電磁界解析によって静電容量を見積もることは難しい。そこで本論文では、床面に対して平行となる電極を具備したデバイスによる静電容量の見積もり手法の検討を行う。この手法は電極と床面が形成する静電容量によって、デバイスと大地を接続するため物理的な接触が不要となるメリットがある。これにより、オシロスコープなどの測定器を用いて電磁ノイズの対地電圧測定を非接地で行う事が可能になる。なお、本論文では実際の大地だけではなくノイズのリターンパスとして振舞う鉄筋やコンクリートなどを含め大地と呼称する。

また、電磁ノイズの測定を行う作業者が上記のデバイスを応用した靴状のウェアラブルデバイスを装着し、電磁ノイズが伝搬しているケーブルを被覆上から握ることで、電磁ノイズの対地電圧を測定する手法について提案・検証を行う。これはウェアラブルデバイスが大地との間に形成する静電容量に加え、人体がケーブルを握った時に生じる人体とケーブル間の静電容量も利用する手法であり、作業者がオシロスコープなどの測定器を持ち歩く必要がなくなるため、さらなる作業者の負担軽減につながる測定手法である。

本論文は以下のように5章で構成される。

**第1章** 研究の背景となる伝導電磁ノイズについて、またその測定手法、現状の測定手法の課題について説明を行い、大地との間に生じる静電容量を利用もしくは測定する先行研究事例についてまとめる。また、研究の目的と本論文全体の構成について述べる。

**第2章** 大地と測定器の間に生じる静電容量を、床面に対して平行となる電極を具備したデバイスを用いて見積もる手法について提案を行い、電磁ノイズを模した正弦波や矩形波の測定によって、手

法の妥当性を示す。

**第3章** 第2章で提案した手法をベースとし、事前のキャリブレーション作業を行うことでより高い精度で静電容量の見積もりを実施する手法の提案を行い、検証を行う。

**第4章** 作業者が靴状のウェアラブルデバイスを装着し、ケーブルを握ることで電磁ノイズの対地電圧を測定する手法について、提案・検証を行う。また、試作したウェアラブルデバイスの詳細について説明する。

**第5章** 本論文のまとめを行う章であり、研究によって得られた知見を整理して報告する。また、今後の研究課題について述べる。

## 2 静電容量の見積もり手法および非接地での電磁ノイズ測定手法

### 2.1 はじめに

本章では、通信機器が設置される電気通信事業者などが所有する通信機械室や企業や大学が所有する典型的なオフィス環境において、電磁ノイズのリターンパスとなるような大地とオシロスコープなどの測定器との間に生じる静電容量を、電極間や電極と大地間を平行平板コンデンサモデルとして捉える事によって見積もる手法について説明する。この手法は大地にプローブを接触させることなく静電容量を測定する事を可能にするため、接地を行うことが困難なオンサイト環境において有用な測定手法である。

さらに、提案手法によって見積もった静電容量を用いて、非接地で測定した電磁ノイズの大きさや波形を測定器を接地して測定した場合の測定結果に補正できるかどうか床面全面が銅板で構成されるシールドルームにて実験的に検証した結果について報告する。利用する測定器の入力インピーダンスや電磁ノイズを模した信号を発生するためのシグナルジェネレータの出力インピーダンスは、メーカーが公開しているデータシートに記載があり、その他実験に利用する抵抗などの大きさも既知である。そのため、正確な補正を行うことができるのであれば静電容量の見積もりも正確と考えることができる。

なお、本章では電磁ノイズの対地電圧のうち一線対地電圧を測定対象とする。一線対地電圧は二線を利用する電気回路において、その片方の線と大地間の電圧を指す [57]。オンサイトでの電磁ノイズの測定では、電磁ノイズの電圧だけでなく信号の電圧も含めて測定することになるため、二線それぞれの一線対地電圧の平均を求めることで、測定結果に対する信号の影響を排除する場合もある。



## 2.2 床を構成する構造物や大地のインピーダンス

本章で提案する静電容量の見積もり手法は、床面上に置かれるデバイスの電極と大地間を電氣的に接続し、信号のループを形成させることが必要となる手法である。この手法が成立するのは、建物の床を構成する構造物が電磁ノイズの周波数帯域と近い帯域で導電体として振る舞う場合に限る。

建物の床を構成する構造物の電氣的特性に関しては、[58,59]のような調査が行われている。[58]では、LCR メータを利用したセメント系材料の電氣特性の測定について報告されており、配合や含水率が異なるいくつかの条件でセメントペースト、モルタル、コンクリート製の直径 100 mm、高さ 200 mm の円柱底面間の周波数特性を調査している。その結果、どの条件、どの材料でも 100 Hz 以下の周波数では  $10000 \Omega \cdot \text{m}$  以上あった電氣抵抗率が、10 kHz 以上の周波数においては  $1000 \Omega \cdot \text{m}$  以下になると示されている。電氣抵抗率は周波数が増えるにつれてさらに小さくなり、例えば含水率が 7% を超えるモルタルやセメントペーストでは、5 MHz において  $20 \Omega \cdot \text{m}$  以下の値と報告されている。

本論文はオフィスなど建物内の環境を想定しているため、一般的な意味での大地上での利用は対象外であるが、土壌の電氣的特性に関しても複数の研究報告がなされている [60–62]。例えば [60] では、31 か所の土壌の電氣抵抗率の周波数特性を調査している。その結果、どの土壌においても高周波帯では電氣抵抗率が低いことが示されている。31 か所の土壌の電氣抵抗率は、低周帯では  $60 \Omega \cdot \text{m}$  から  $9100 \Omega \cdot \text{m}$  と幅広いが、高周波帯ではどの土壌においても、 $1000 \Omega \cdot \text{m}$  程度以下の電氣抵抗率に収束する。

[63]によると、銅の電氣抵抗率は  $1.7 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ 、炭素の電氣抵抗率は  $1.0 \times 10^{-7} \Omega \cdot \text{m} \sim 1.0 \times 10^5 \Omega \cdot \text{m}$  程度である。つまり構造物や土壌の電氣抵抗率は銅のような金属よりは大きいが、炭素と同程度の値であるため導電体として振る舞うと考えられる。そのため、ある程度の面積を持つ電極を床の上に設置すると、電極と構造物との間に静電結合が形成されると考えられる。

## 2.3 静電容量の見積もり手法および電圧補正手法

本項では、非接地の測定器と大地間に生じる静電容量を見積もり、見積もり結果を利用して電磁ノイズの対地電圧を補正する手法について説明する。

### 2.3.1 測定器と大地間に生じる静電容量を利用した電磁ノイズ対地電圧の補正

電磁ノイズの対地電圧を非接地の測定器で測定する様子を簡易的な等価回路として図 2.1 に示す。電磁ノイズの対地電圧測定が不正確になる理由は、図中に  $C_m$  として示した測定器と大地間の静電容量である。測定したい電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  は、式 (2.1) で表す事ができる。

$$V_n = V_m \left( 1 + \frac{1}{j\omega_n C_m Z_m} \right) \quad (2.1)$$

ここで、 $V_m$  は、非接地の測定器で測定された電圧、 $\omega_n$  は測定する電磁ノイズの角周波数、 $Z_m$  は測定器の入力インピーダンスである。

図 2.1 では電磁ノイズの経路中の負荷インピーダンス  $Z_u$  が示されているが、式 (2.1) では省略されている。これは、一般的に電磁ノイズの経路中の負荷インピーダンスは測定器の入力インピーダンス  $Z_m$  よりも小さいためである。

測定器のグラウンドと大地間の静電容量を平行平板コンデンサモデルで考えるため、測定器を面積  $S_m$  の導体板の上に設置し、測定器のグラウンドを導体板に接続する。導体板と大地間に形成される電気力線が導体板と垂直な方向にのみ形成され、エッジ効果の影響が小さいという前提のもと、測定器のグラウンドと大地間の静電容量  $C_m$  は以下の通り表される。

$$C_m = \frac{\varepsilon_0 S_m}{\delta} \quad (2.2)$$

$$\delta = \sum_{k=1}^N \frac{d_{gk}}{\varepsilon_{xk}} \quad (2.3)$$

ここで、 $\varepsilon_0$  は電気定数、 $d_{gk}$ 、 $\varepsilon_{xk}$  は大地までの間に存在する誘電体層の厚みと比誘電率、 $N$  は誘電体層の数である。図 2.2 に測定器と大地の関係を示す。

式 (2.2)、式 (2.3) よりパラメータ  $\delta$  から測定器のグラウンドと大地間の静電容量  $C_m$  を計算できる。静電容量  $C_m$  を求めることで、式 (2.1) より非接地での測定電圧  $V_m$  から求めたい電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  を求めることができる。

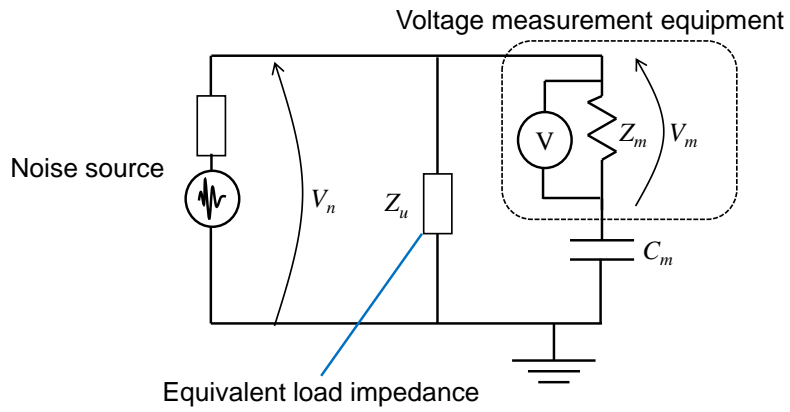


図 2.1 非接地の測定器と大地間に生じる静電容量

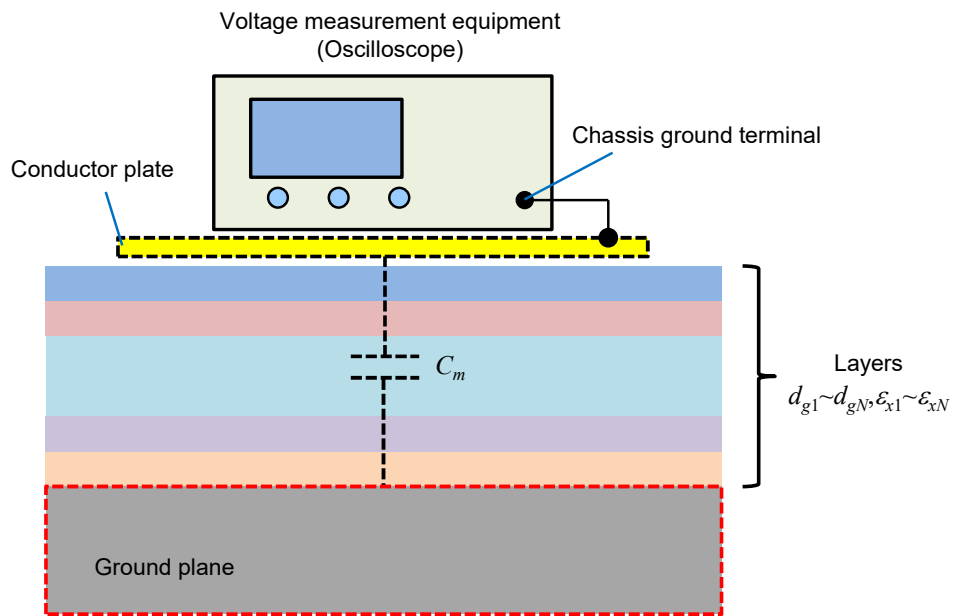


図 2.2 測定器と大地の関係

### 2.3.2 パラメータ $\delta$ の見積もり手法

測定器のグラウンドと大地間の静電容量を求めるため、図 2.3、図 2.4 に示したデバイスを利用する。図 2.3 に示したように、このデバイスは 1 枚の上部電極、2 枚の下部電極、電極間が接触しないためのスペーサ、発振回路、電圧測定回路から構成される。2 枚の大地と向き合う下部電極を利用する理由は、それぞれを大地との間で電氣的に結合させ大地を含む回路を構成し、結合を評価するためである。また、周囲の金属筐体など大地以外の導体と下部電極が結合し、大地との間の結合の評価を不正確になることを防ぐ、シールドとしての役割を上部電極が果たす。

上部電極のシールド効果を確認するために、銅板およびシグナルジェネレータ、抵抗を用いて図 2.3 のように上部電極がある構成と、図 2.5 のように上部電極がない構成を用意した。上部に手を翳したところ、図 2.5 の構成では測定される電圧  $V_R$  が変化したが、図 2.3 では電圧  $V_R$  が変化しなかった。この結果から、上部電極のシールド効果が確認された。

電極と大地間の関係を平行平板コンデンサモデルとして扱うと、片方の下部電極と大地間の静電容量  $C_x$ 、もう片方の下部電極と大地間の静電容量  $C_y$ 、上部電極と大地間の静電容量  $C_z$  は、式 (2.3) に示したパラメータ  $\delta$  を用いてそれぞれ以下の通り表される。

$$C_x = \frac{\varepsilon_0 S_1}{\delta} \quad (2.4)$$

$$C_y = \frac{\varepsilon_0 S_2}{\delta} \quad (2.5)$$

$$C_z = \frac{\varepsilon_0 (S_3 - S_1 - S_2)}{\frac{d}{\varepsilon_r} + \delta} \quad (2.6)$$

ここで、 $S_1$ 、 $S_2$  は下部電極の面積、 $S_3$  は上部電極の面積、 $d$  は上部電極と下部電極間の距離、 $\varepsilon_r$  は電極間が接触を防ぐスペーサの比誘電率である。また、上部電極と下部電極間の静電容量  $C_1$ 、 $C_2$  は以下のように表される。

$$C_1 = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S_1}{d} \quad (2.7)$$

$$C_2 = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S_2}{d} \quad (2.8)$$

図 2.3 の発振回路から角周波数  $\omega$ 、電圧  $V_{output}$  の信号を出力した時に、電圧測定回路で測定される電圧  $V_R$  は  $C_x$ 、 $C_y$ 、 $C_z$  および  $C_1$ 、 $C_2$  を用いて以下のように表される。

$$V_R = V_{output} \frac{\alpha}{\alpha + \frac{1}{j\omega C_x}} \frac{\beta}{\beta + \frac{1}{j\omega C_y}} \frac{\gamma}{\gamma + R_{out}} \quad (2.9)$$

ここで、 $R_{out}$  は発振回路の出力インピーダンスである。なお、式 (2.9) において、 $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  は以下の通りである。

$$\alpha = \frac{R \frac{1}{j\omega C_1}}{R + \frac{1}{j\omega C_1}} \quad (2.10)$$

$$\beta = \frac{\frac{1}{j\omega C_z} \left( \alpha + \frac{1}{j\omega C_x} \right)}{\frac{1}{j\omega C_z} + \alpha + \frac{1}{j\omega C_x}} \quad (2.11)$$

$$\gamma = \frac{\frac{1}{j\omega C_2} \left( \beta + \frac{1}{j\omega C_y} \right)}{\frac{1}{j\omega C_2} + \beta + \frac{1}{j\omega C_y}} \quad (2.12)$$

ここで、 $R$  は電圧測定回路の入力抵抗である。 $C_x$ ,  $C_y$ ,  $C_z$  は式 (2.4), 式 (2.5), 式 (2.6) より、ひとつのパラメータ  $\delta$  で表すことが可能であるため、式 (2.9) の右辺において、 $\delta$  だけが未知のパラメータとなる。そのため、 $\delta$  をパラメータとしたパラメトリック解析を回路シミュレータにて行い、測定現場で測定された電圧  $V_R$  と解析によって求めた電圧  $V_R$  を一致させるパラメータ  $\delta$  を求めることができる。

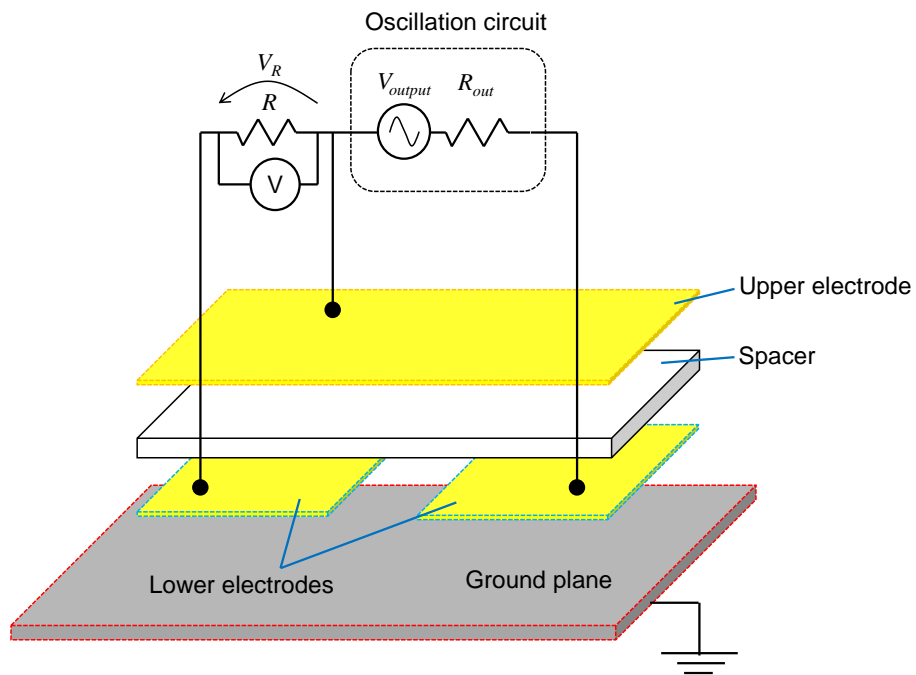


図 2.3 静電容量導出に用いるデバイス (外観)

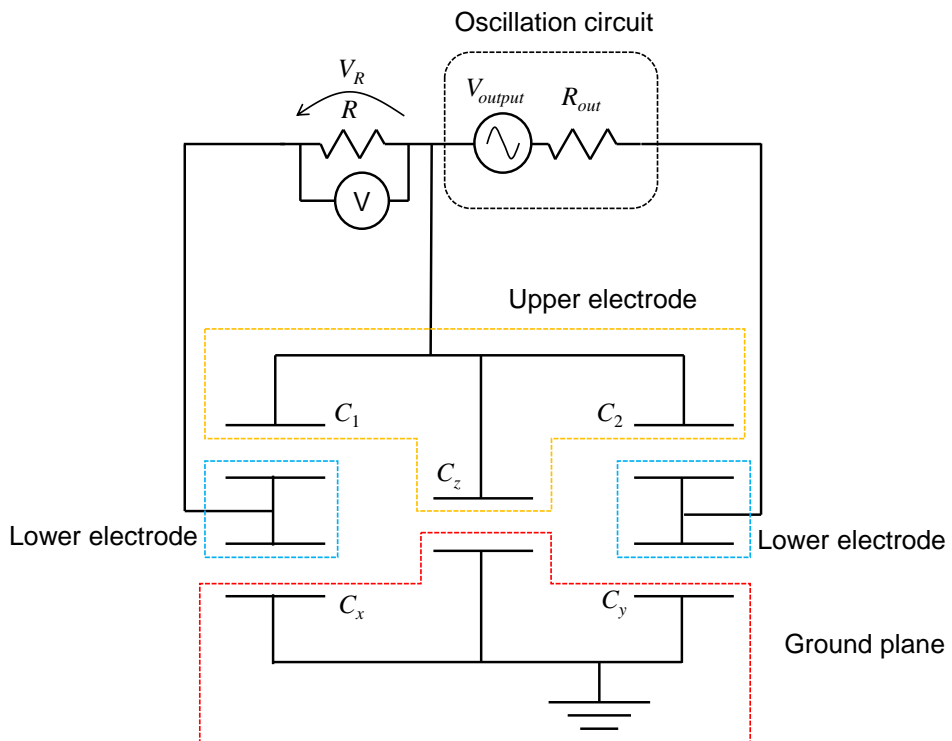


図 2.4 静電容量導出に用いるデバイス (等価回路)

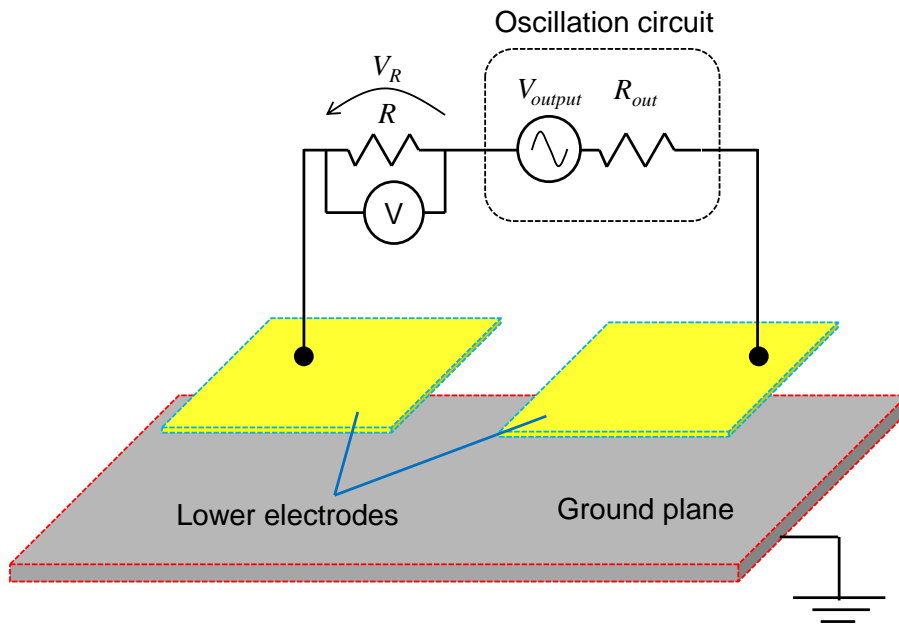


図 2.5 下部電極のみによる構成

## 2.4 提案手法の実験および回路解析による検証

本項では、前項で説明した測定器のグラウンドと大地間の静電容量の導出手法について、実験および回路解析によって検証する。さらに、導出した対地容量を用いた電磁ノイズの対地電圧の補正手法について、非接地のオシロスコープを利用し実験的に検証する。なお、実験は床、壁、天井が銅板で構成されるシールドルーム内で実施した。

### 2.4.1 測定器のグラウンドと大地間の静電容量の導出

図 2.6 に示した実験系にて、測定器のグラウンドと大地間の静電容量を求めるためのパラメータ  $\delta$  の導出を行う。パラメータ  $\delta$  を求めるためのデバイスの発振回路は電池駆動のシグナルジェネレータで、電圧測定回路はオシロスコープ (Tektronix 社, MDO4104C [64]) に接続されるディファレンシャルプローブ (Tektronix 社, TDP1500 [65]) で構成した。シグナルジェネレータに電池駆動の製品を選択し、オシロスコープに接続するプローブを一般的なパッシブプローブにせず、ディファレンシャルプローブにした理由は、これらの回路が商用電源や測定器の筐体に繋がり、大地との間に想定していない静電容量を形成することを防ぐためである。シグナルジェネレータの出力インピーダンスは  $50 \Omega$ 、電圧測定回路の入力インピーダンスは、 $9.5 \text{ k}\Omega/1 \text{ pF}$  である。電圧測定回路の入力インピーダンスが上記の値となった理由は、入力インピーダンス  $200 \text{ k}\Omega/1 \text{ pF}$  のディファレンシャルプローブと並列に  $10 \text{ k}\Omega$  の抵抗を接続することで電圧測定回路を構成したためである。

上部電極および下部電極は厚さ  $1 \text{ mm}$  の銅板で構成した。提案手法で利用するパラメータ  $\delta$  を求めるためのデバイスは、オンサイトでの電磁ノイズ測定に利用するため持ち運びが可能なサイズである必要がある。そこで、測定に利用されるオシロスコープなどと同程度の大きさである、 $250 \times 120 \text{ mm}$  を上部電極のサイズとした。また、電極間を隔てるスペーサは比誘電率が約 4 のアクリル板とした。この時、上部電極と下部電極間の距離および下部電極のサイズについて回路解析を用いて設計を行う。

図 2.7 に回路解析で利用する回路図を示す。また、表 2.1 に回路解析における各種パラメータを示す。なお、上部電極と下部電極間の距離をパラメータとする場合は下部電極間の距離を  $50 \text{ mm}$  と固定し、下部電極間の距離をパラメータとする場合は上部電極と下部電極間の距離を  $10 \text{ mm}$  と固定した。電圧測定回路で測定される電圧  $V_R$  について、解析結果を図 2.8、図 2.9 に示す。この結果から、下部電極と上部電極間の距離を大きくした場合に電圧  $V_R$  は大きくなること、下部電極間の距離を大きくした場合に電圧  $V_R$  は小さくなることが明らかになった。電圧  $V_R$  が大きくなれば、S/N 比が改善し測定精度が上がると考えられるため、下部電極と上部電極間の距離を大きくし、下部電極間の距離を小さくすることが望ましい。一方で、下部電極と上部電極間の距離を大きくすることにより、上部電極のシールドとしての効果が低下し、デバイスが大型になる。また、下部電極間の距離が小さくなると、図 2.7 では考慮していない下部電極間に生じる静電容量が、測定に影響を与えてしまう可能性が生じる。そこで、本検討では、上部電極と下部電極間の距離は  $10 \text{ mm}$  とし、下部電極間の距離は  $50 \text{ mm}$  とした。

上部電極と下部電極間の距離、下部電極のサイズが電圧  $V_R$  に与える影響についての上記検討に



において、上部電極のサイズは  $250 \times 120$  mm と固定した。上部電極のサイズを小さくした場合、電極と大地間の静電容量が小さくなるため電圧  $V_R$  も小さくなり、S/N 比が劣化すると考えられる。そこで、電極サイズを変更した場合、電圧  $V_R$  がどれくらい小さくなるか、具体的な値を回路解析を用いて導出する。図 2.7 に示した回路、表 2.1 に示したパラメータにおいて、上部電極と下部電極間の距離を 10 mm、下部電極間の距離を 50 mm と固定し、電極形状を変化させず、電極サイズのみを変更し回路解析を行う。電極サイズを変更しない場合、1/4 とする場合、1/9 とする場合、1/25 とする場合、1/100 とする場合の 5 通りについて電圧  $V_R$  を導出した。解析結果を図 2.10 に示す。この結果から、電極サイズを 1/9 以下としてしまうと、電極サイズを変更しない場合に比べ、電圧  $V_R$  が 1 MHz において半分以下となってしまうことが明らかになった。

図 2.11 に示すように、シールドルームの床から、10 mm 厚の亚克力板を 10 mm、30 mm、50 mm、70 mm、90 mm の高さに積み重ね、その上にデバイスを設置した。シグナルジェネレータから 10 kHz から 5 MHz までの  $5 V_{p-p}$  の正弦波を出力し、オシロスコープで電圧を測定した。実際の障害現場において、床材の種類や厚みは場所によって異なるため、測定器やデバイスと大地間の静電容量は一定ではない。測定結果に影響を与える支配的な要因は、この静電容量と考えられるため、亚克力板を複数枚積み重ねる事で実際の環境を模擬している。図 2.12 に測定結果を示す。この結果から、測定される電圧  $V_R$  は積み重ねられる亚克力板が薄いほど大きく、厚いほど小さくなることが明らかになった。

図 2.12 の測定結果からパラメータ  $\delta$  を求めるため、図 2.7 の通り回路解析を行った。表 2.2 に回路解析における各種パラメータを示す。実験で得られた電圧  $V_R$  の周波数特性と回路解析によって得られた電圧  $V_R$  の周波数特性は一致しない。これは、図 2.7 では 2 つの下部電極間の静電容量をモデリングしていないことが原因として考えられる。そこで、回路解析で導出した電圧  $V_R$  と実験で得られた電圧  $V_R$  の差の二乗和が最も小さくなるパラメータ  $\delta$  を採用する。結果を表 2.3 に示す。また、それぞれの亚克力板の厚みについて、実験結果とパラメータ  $\delta$  を用いた解析結果の比較を図 2.13～図 2.17 に示す。

次に、求めたパラメータ  $\delta$  を用いて測定器のグラウンドと大地間の静電容量  $C_m$  を式 (2.2) より求める。今回の検討では、測定器を設置する導体板は厚み 1 mm、大きさ  $400 \times 200$  mm の銅板とする。10 mm、30 mm、50 mm、70 mm、90 mm の高さに亚克力板を用いて浮かせた銅板とシールドルーム床面間の静電容量について、パラメータ  $\delta$  を用いて求めた結果インピーダンスアナライザ (Keysight Technologies 社, 4294A [66]) を用いて測定した結果を表 2.4 に示す。なお、表 2.4 に示したインピーダンスアナライザでの測定結果は、図 2.18 に示した 1 kHz から 10 MHz までの周波数帯域での測定結果から求めた値である。インピーダンスアナライザでの測定結果と提案手法での測定結果の間には、最大で 25 % の差が生じている。提案手法を用いて静電容量  $C_m$  を求める際、亚克力板の比誘電率が周波数によらず一定である事を前提としていたこと、電極と大地の距離が増加するに従って平行平板コンデンサモデルによる電極と大地の関係の模擬が不正確になること、図 2.7 に示した等価回路モデルでは省略している 2 つの下部電極間の静電容量が影響していること、などが理由として考えられる。また、インピーダンスアナライザでの測定においても、本来は回路素子のインピーダンスを測定するためのプローブを、シールドルーム床面と最大で 90 mm

離れている銅板間に適用しているため測定誤差が生じている可能性が考えられる。

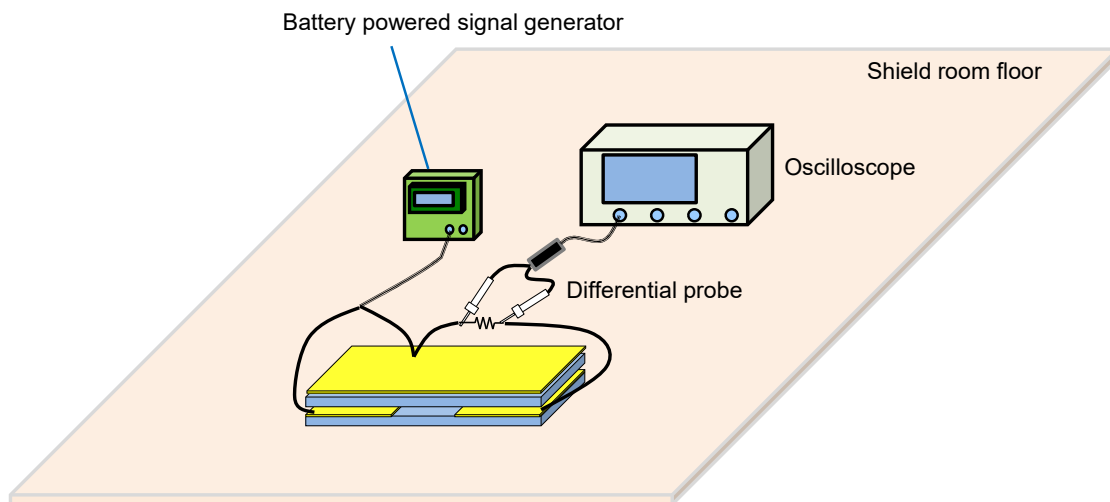


図 2.6 静電容量の導出のための実験系

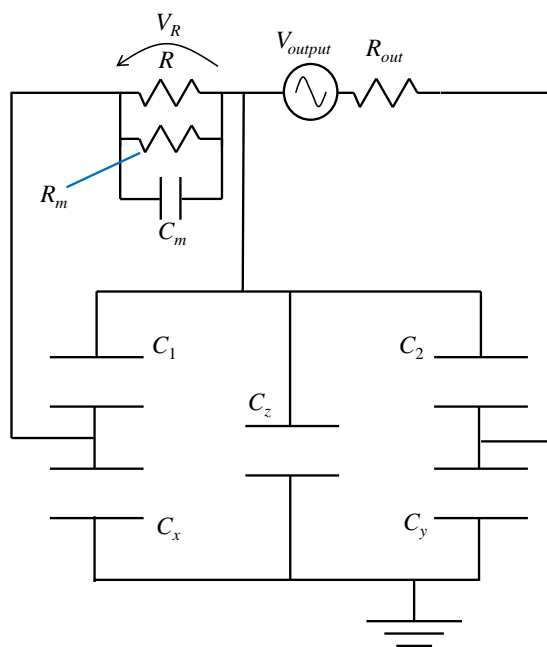


図 2.7 回路解析の回路図

表 2.1 回路解析に利用する諸元

Voltage measurement circuit	$R$	10 k $\Omega$
	$R_m$	200 k $\Omega$
	$C_m$	1 pF
Oscillation circuit	$V_{output}$	5 V <sub>p-p</sub>
	$R_{out}$	50 $\Omega$
	$f (= \omega/2\pi)$	10 kHz, 20 kHz, 50 kHz, 100 kHz, 200 kHz, 500 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 5 MHz
Spacer	$d$	10 mm, 20 mm, 30 mm, 40 mm, 50mm
	$\epsilon_r$	4
Electrode	$S_1$	$(250 - x)/2 \times 120$ mm
	$S_2$	$(250 - x)/2 \times 120$ mm
	$S_3$	250 $\times$ 120 mm
	$x$	10mm, 30 mm, 50 mm, 70 mm, 90 mm, 110 mm
Distance between lower electrodes and ground plane	$d_g$	10 mm
Electric constant	$\epsilon_0$	$8.85 \times 10^{-12}$ Fm <sup>-1</sup>

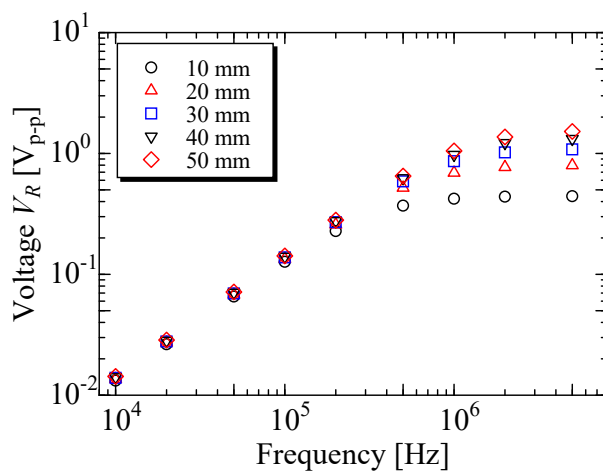


図 2.8 上部電極と下部電極間距離をパラメータとした場合の電圧  $V_R$

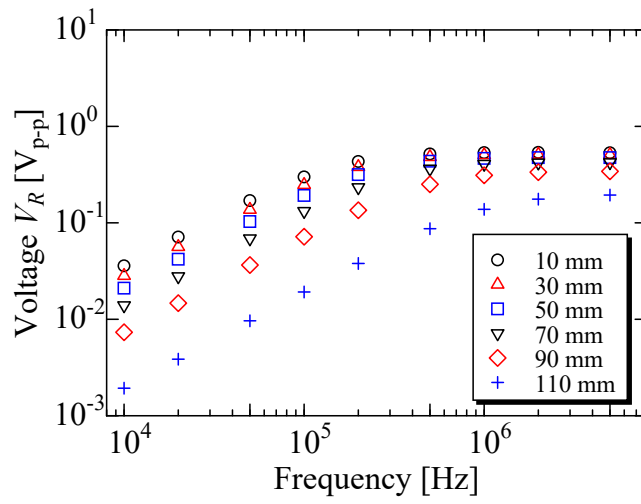


図 2.9 下部電極間距離をパラメータとした場合の電圧  $V_R$

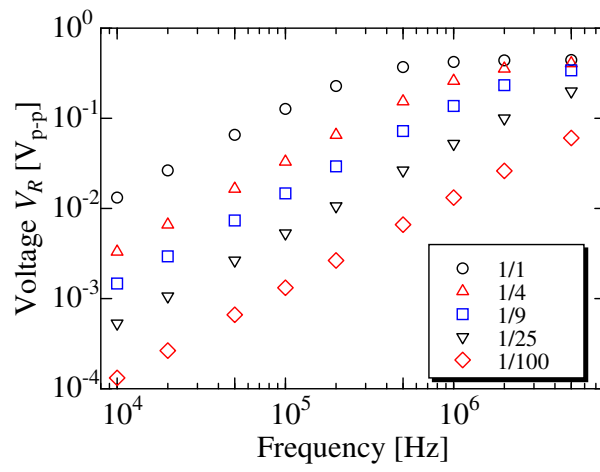


図 2.10 電極サイズを変更した場合の電圧  $V_R$

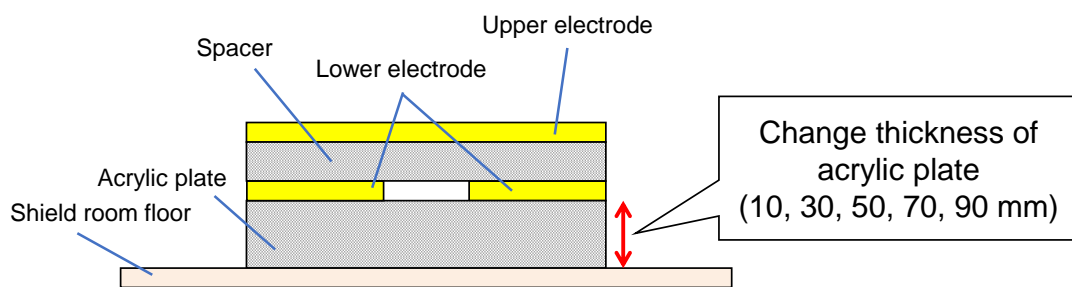


図 2.11 下部電極とシールドルーム床面間のアクリル板の厚み

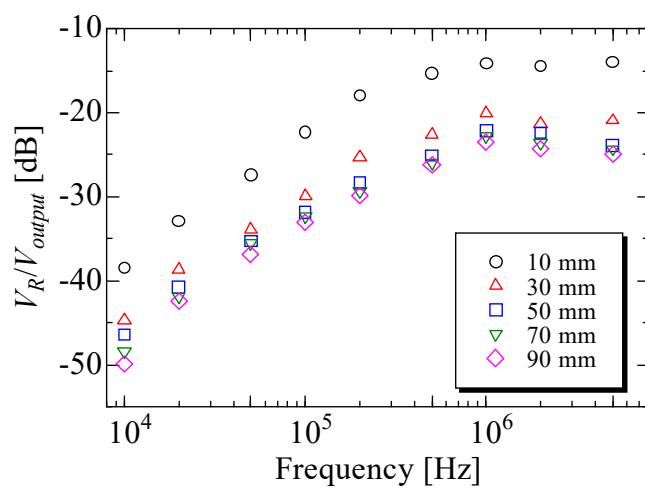


図 2.12 それぞれのアクリル板の厚みにおける測定結果

表 2.2 回路解析に利用する諸元

Voltage measurement circuit	$R$	10 k $\Omega$
	$R_m$	200 k $\Omega$
	$C_m$	1 pF
Oscillation circuit	$V_{output}$	5 V <sub>p-p</sub>
	$R_{out}$	50 $\Omega$
	$f(=\omega/2\pi)$	10 kHz, 20 kHz, 50 kHz, 100 kHz, 200 kHz, 500 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 5 MHz
Spacer	$d$	10 mm
	$\epsilon_r$	4
Electrode	$S_1$	100 $\times$ 120 mm
	$S_2$	100 $\times$ 120 mm
	$S_3$	250 $\times$ 120 mm
parameter	$\delta$	0.003 - 0.03 m (0.001 m step)
Electric constant	$\epsilon_0$	$8.85 \times 10^{-12}$ Fm <sup>-1</sup>

表 2.3 それぞれの亚克力板の厚みにおけるパラメータ  $\delta$

Spacer [mm]	$\delta$ [m]
10	$3.9 \times 10^{-3}$
30	$9.4 \times 10^{-3}$
50	$12.2 \times 10^{-3}$
70	$13.6 \times 10^{-3}$
90	$14.4 \times 10^{-3}$

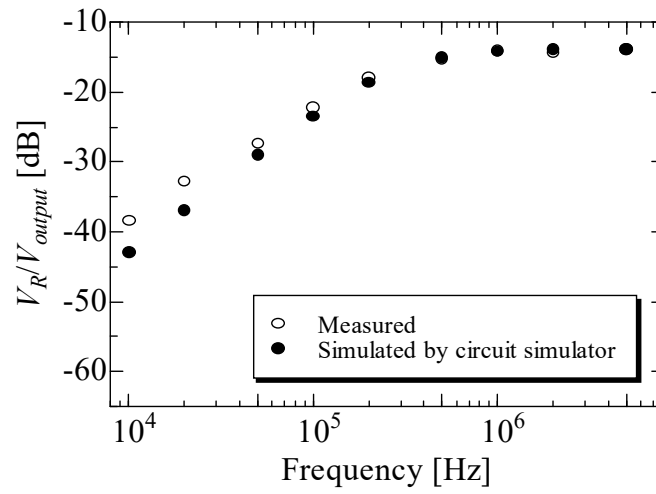


図 2.13 実験と回路解析の結果の比較（アクリル板の厚み: 10 mm）

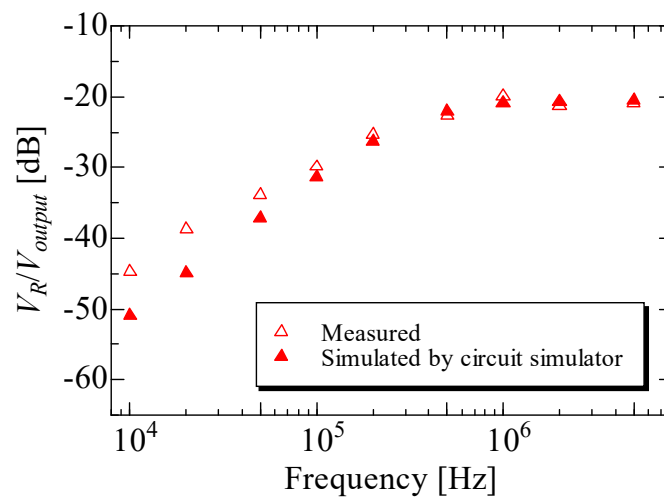


図 2.14 実験と回路解析の結果の比較（アクリル板の厚み: 30 mm）

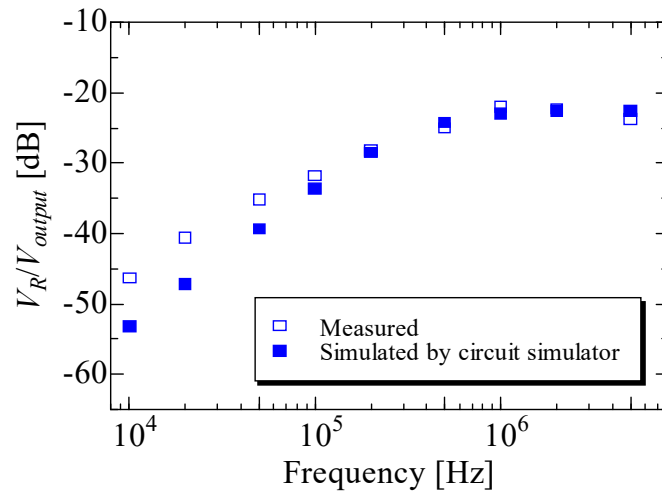


図 2.15 実験と回路解析の結果の比較 (アクリル板の厚み: 50 mm)

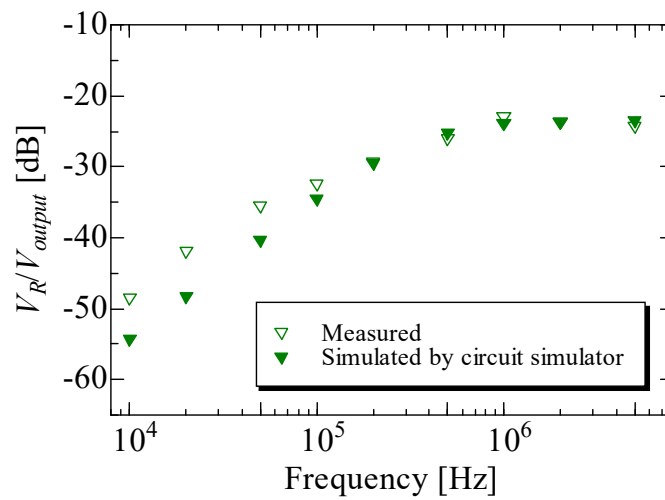


図 2.16 実験と回路解析の結果の比較 (アクリル板の厚み: 70 mm)



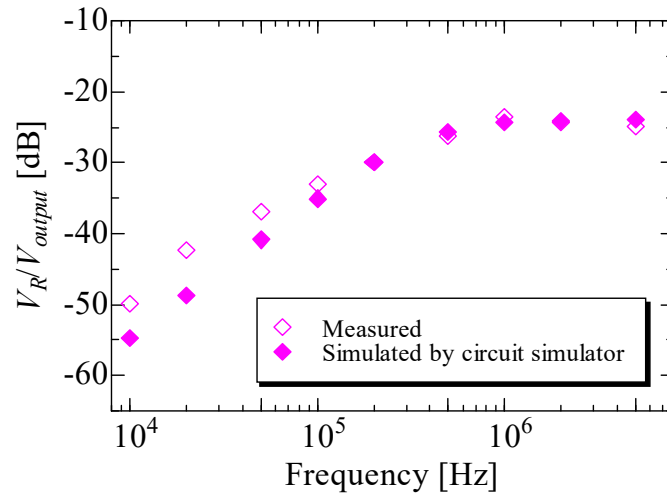


図 2.17 実験と回路解析の結果の比較 (アクリル板の厚み: 90 mm)

表 2.4 提案手法によって求めた静電容量  $C_m$  およびインピーダンスアナライザで測定した静電容量  $C_m$

Spacer [mm]	$C_m$ [pF]	
	Impedance analyzer	Proposed method
10	225	182
30	87.5	75.4
50	60.5	58.1
70	48.1	52.1
90	41.9	49.2

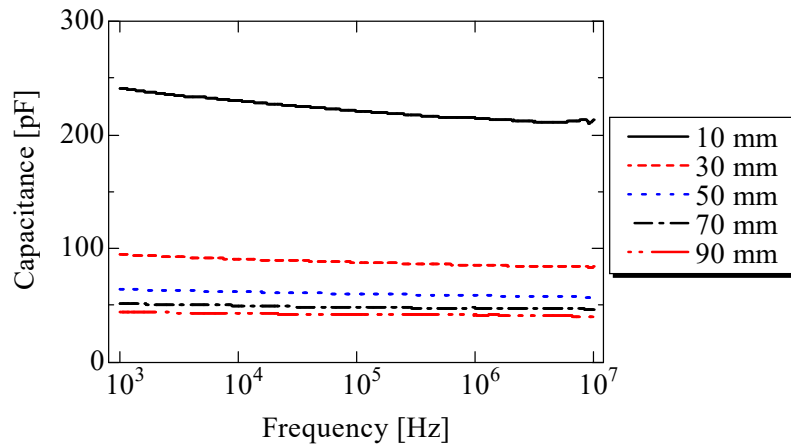


図 2.18 インピーダンスアナライザによる静電容量  $C_m$  の測定結果

#### 2.4.2 提案手法によって求めた静電容量 $C_m$ を用いた電磁ノイズの対地電圧の見積もり

前項で導出した静電容量  $C_m$  を用いて電磁ノイズの対地電圧を非接地で見積もることができるか、図 2.19 の環境で検証を行った。図 2.19 の環境を構築する際は、電磁ノイズの測定機器に関する国際規格 [57] における、容量性電圧プローブの校正方法に関する記載を参考とした。電磁ノイズを模擬した信号をシグナルジェネレータ (Keysight Technologies 社, 33600A [67]) から同軸ケーブルに印加する。なお、シグナルジェネレータは出力インピーダンス  $50 \Omega$  の定電圧源として利用した。印加する信号の電圧、周波数に関する具体的なパラメータは、各検証における説明に記載する。同軸ケーブルは T 型コネクタに接続され、コネクタの一端は  $50 \Omega$  で終端され、もう一方は同軸ケーブルでオシロスコープ (Tektronix 社, TDS3012C [68]) に接続される。この時、オシロスコープに接続される同軸ケーブルは、オシロスコープの直前で外導体が  $20 \text{ mm}$  程度除去されている。これは、オシロスコープのグラウンドが同軸ケーブルの外導体を経由して、シグナルジェネレータのグラウンド、またシグナルジェネレータのグラウンドが接続されるシールドルーム床面と導通する事を避けるためである。実際の電磁ノイズの測定環境において、ノイズ源の等価的な出力インピーダンスは不明である。一方で、測定したい電圧は、通信機器に接続されるケーブル上に生じている対地電圧であり、対地電圧が生じる等価的な負荷インピーダンスはケーブルが接続される通信機器のポートと大地間のインピーダンスであるため、一般的に測定器のインピーダンスよりも小さいと考えられる。そのため、本項で行う評価においてノイズ源の等価的な出力インピーダンスに相当するシグナルジェネレータの出力インピーダンスは任意であり、ケーブルが接続される通信機器のポートと大地間のインピーダンスに相当する終端抵抗は、十分に小さい値であれば  $50 \Omega$  でなくても構わない。オシロスコープは、 $400 \times 200 \text{ mm}$  の銅板の上に置かれ、オシロスコープのグラウンドと銅板は接続される。なお、本検証で使用したオシロスコープの入力インピーダンスは 1

MΩ/13 pF である。本検証の様子を図 2.20 に等価回路として示す。

提案手法によって対地電圧の大きさが補正できるかどうかを検証する。シグナルジェネレータから正弦波を出力した際に、オシロスコープにて測定される電圧  $V_m$  に対して、式 (2.1) を適用する。本検証において、正弦波を利用する理由は、測定器とグラウンド間の静電容量によって影響を受ける電圧  $V_m$  の周波数特性を調査するためである。パルス雑音など過渡的に発生する電磁ノイズも通信障害の原因となるが、短時間に発生する電磁ノイズが測定できるかどうかは、電圧測定回路のサンプリングレートによって決まると考えられるため、本検証では正弦波によって手法の有効範囲の議論を行う。なお、静電容量  $C_m$  は、表 2.4 に示した値を利用した。シグナルジェネレータから周波数 1 kHz~5 MHz、電圧 1 V<sub>p-p</sub> の正弦波を出力した際、非接地のオシロスコープで測定される電圧  $V_m$  および提案手法によって補正された電圧  $V_n$  と、接地された測定器による測定電圧  $V_G$  との比  $V_m/V_G$ 、 $V_n/V_G$  を、それぞれのアクリル板の厚みについて整理した結果を図 2.21~図 2.25 に示す。また、代表的な周波数として選んだ 1 kHz、10 kHz、100 kHz、1 MHz について整理した結果を図 2.26~図 2.29 に示す。

周波数、アクリル板の厚みに関わらず、提案手法によって補正された電圧  $V_n$  は、測定器を接地した場合の測定結果  $V_G$  と 2 dB 以下の誤差であるため、非接地の測定器によって測定された不正確な測定結果が、提案手法によって補正できることが明らかになった。それぞれのアクリル板の厚みにおける誤差の平均は、表 2.5 に示すように 10 mm の場合 0.12 dB、30 mm の場合 0.35 dB、50 mm の場合 0.29 dB、70 mm の場合 0.30 dB、90 mm の場合 0.51 dB である。一方で、10 kHz 未満の帯域を除く周波数帯域においては、アクリル板の厚みが増すに従い、補正後の誤差が大きくなる傾向が生じている。これは、電極と大地間の距離が離れるにつれ、平行平板コンデンサモデルが現象を正確に模擬できなくなることが原因と考えられる。今回の検証では、図 2.20 に示した出力インピーダンス 50 Ω、終端抵抗 50 Ω がノイズの伝搬パス中のインピーダンスである。実際の測定環境においては、伝搬パスのインピーダンスは不明であるが、一般的な測定器の入力インピーダンスは 1 MΩ 程度あり、それに比べれば伝搬パス中のインピーダンスは小さいと考えられる。そのため、実際の測定環境においても、提案手法は有効であると考えられる。

次に、電磁ノイズの波形を提案手法によって補正可能かどうかを検証する。先に述べた検証においては、シグナルジェネレータから正弦波を印加していたため、測定器と大地間に形成される静電容量によって、振幅が変化したが、波形は変化しなかった。そこで、測定器とグラウンド間の静電容量によってサグが生じるため波形の変化を確認しやすい、矩形波をシグナルジェネレータから印加し検証を行う。

シグナルジェネレータから、周波数 20 kHz、振幅 1 V<sub>p-p</sub>、パルス幅 25 μs、立ち上がり/立ち下り時間 10 μs の矩形波を印加する。50 mm 厚のアクリル板の上に銅板と接続されたオシロスコープを設置し、図 2.19 と同じ環境で測定を実施した。測定結果を図 2.30 に示す。測定器のグラウンドと大地間に生じる静電容量によって、測定される波形には 14 %のサグが生じている。この測定結果に対して、フーリエ変換を行いそれぞれの周波数成分に対して式 (2.1) を適用し、電圧  $V_n$  の周波数成分を求める。求めた電圧  $V_n$  の周波数成分に対して、逆フーリエ変換を行うことで、波形の補正を行った。補正した結果を図 2.31 に示す。非接地の測定器を用いて測定されたサグが生じた矩形

波が、提案手法によってサグがない矩形波に補正された。この結果から、提案手法によって、電磁ノイズの波形の補正も可能であることが示された。

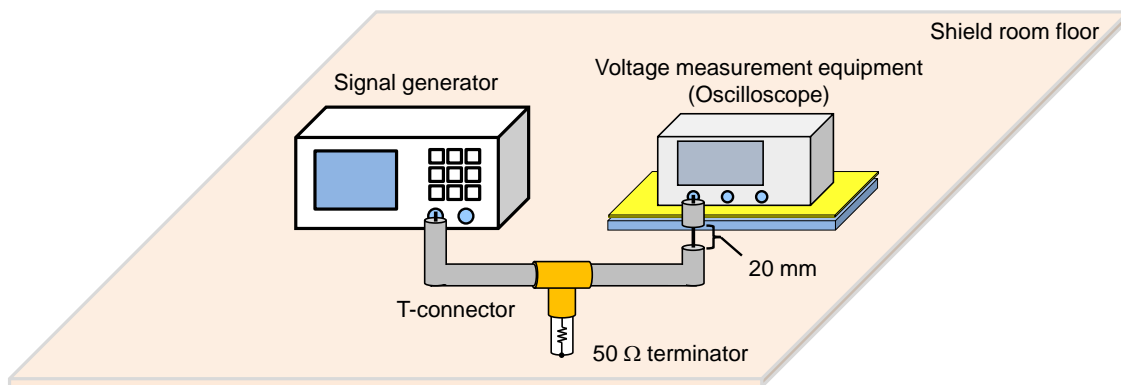


図 2.19 対地電圧見積りの検証環境

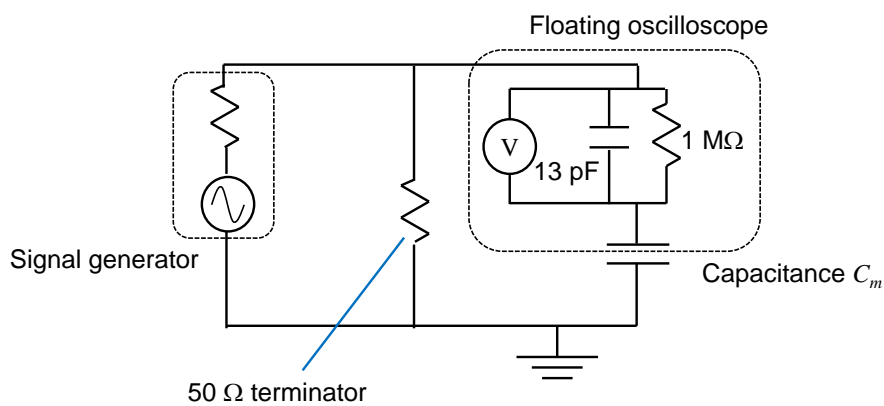


図 2.20 検証の様子 (等価回路)

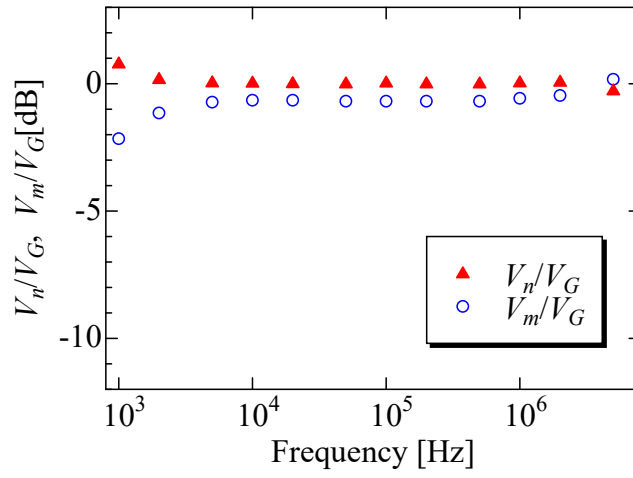


図 2.21 補正前の電圧比  $V_m/V_G$  および補正後の電圧比  $V_n/V_G$  (アクリル板の厚み: 10 mm)

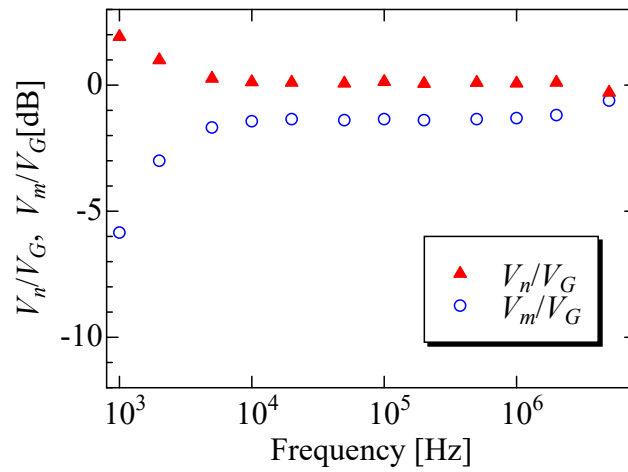


図 2.22 補正前の電圧比  $V_m/V_G$  および補正後の電圧比  $V_n/V_G$  (アクリル板の厚み: 30 mm)

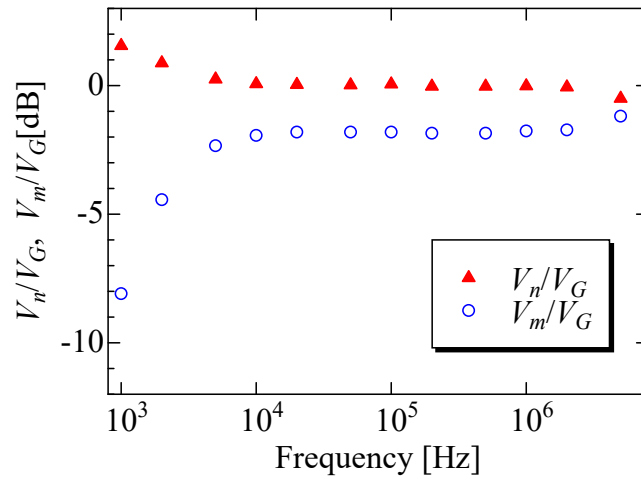


図 2.23 補正前の電圧比  $V_m/V_G$  および補正後の電圧比  $V_n/V_G$  (アクリル板の厚み: 50 mm)

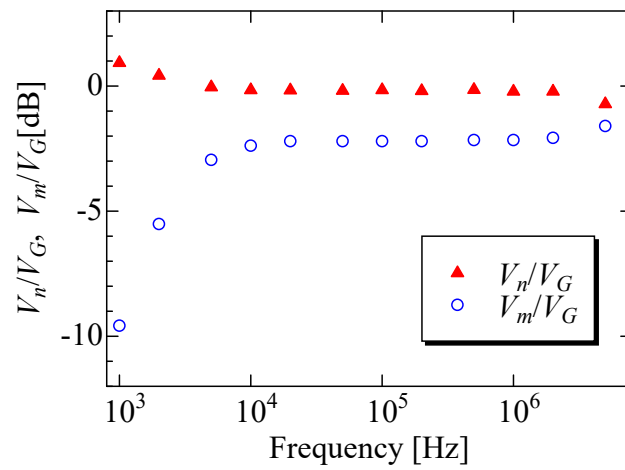


図 2.24 補正前の電圧比  $V_m/V_G$  および補正後の電圧比  $V_n/V_G$  (アクリル板の厚み: 70 mm)

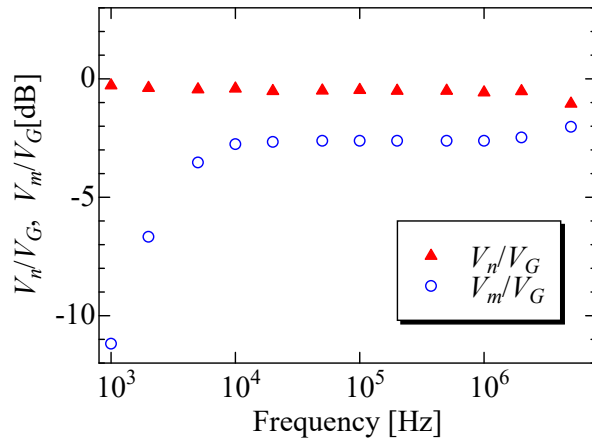


図 2.25 補正前の電圧比  $V_m/V_G$  および補正後の電圧比  $V_n/V_G$  (アクリル板の厚み: 90 mm)

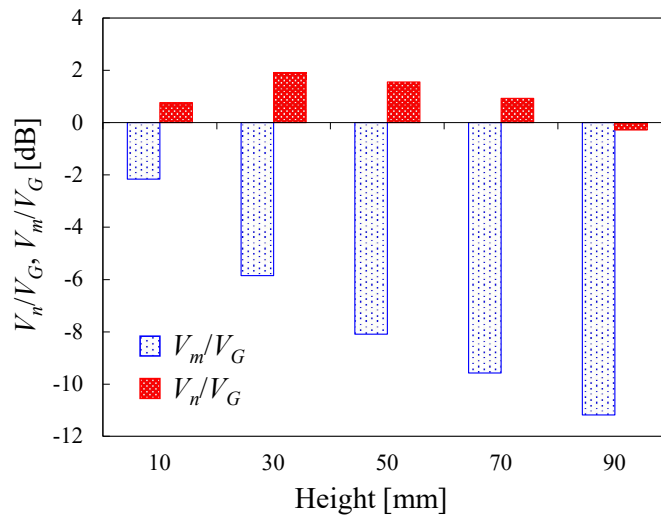


図 2.26 補正前の電圧比  $V_m/V_G$  および補正後の電圧比  $V_n/V_G$  (周波数: 1 kHz)

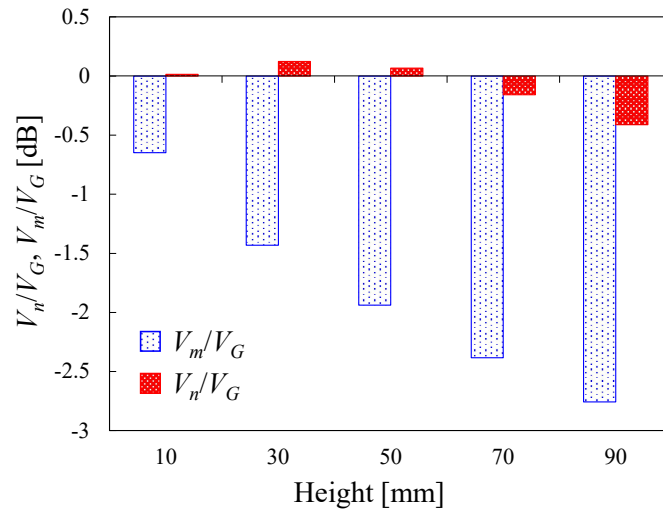


図 2.27 補正前の電圧比  $V_m/V_G$  および補正後の電圧比  $V_n/V_G$  (周波数:10 kHz)

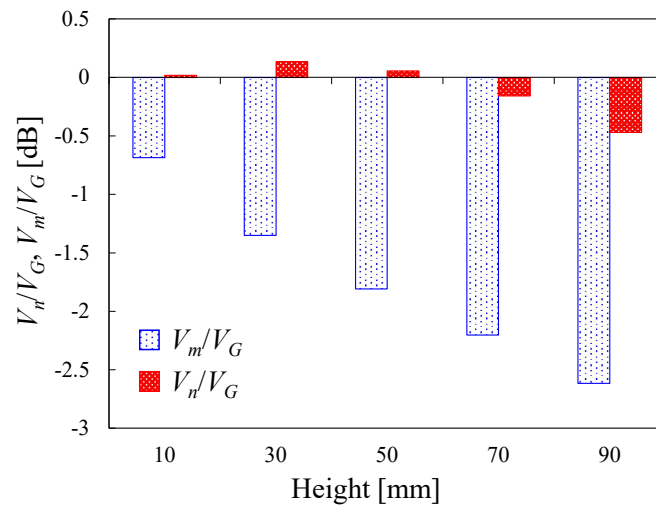


図 2.28 補正前の電圧比  $V_m/V_G$  および補正後の電圧比  $V_n/V_G$  (周波数:100 kHz)



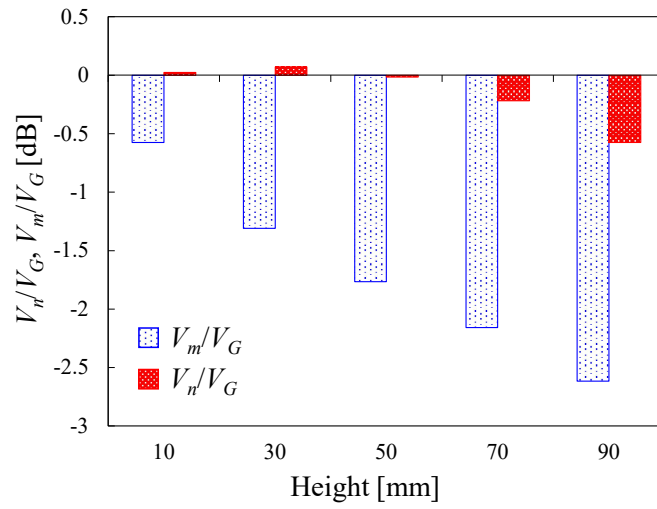


図 2.29 補正前の電圧比  $V_m/V_G$  および補正後の電圧比  $V_n/V_G$  (周波数:1 MHz)

表 2.5 それぞれのアクリル板の厚みにおける平均測定誤差

Spacer [mm]	Average error
10	0.12 dB
30	0.35 dB
50	0.29 dB
70	0.30 dB
90	0.51 dB

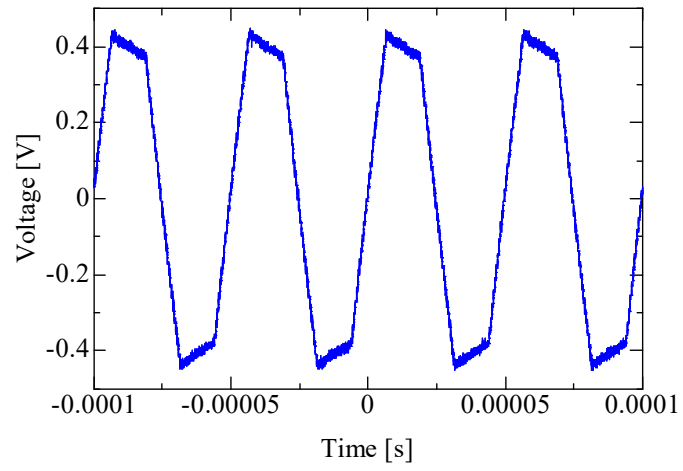


図 2.30 静電容量  $C_m$  によってサグの生じた矩形波波形

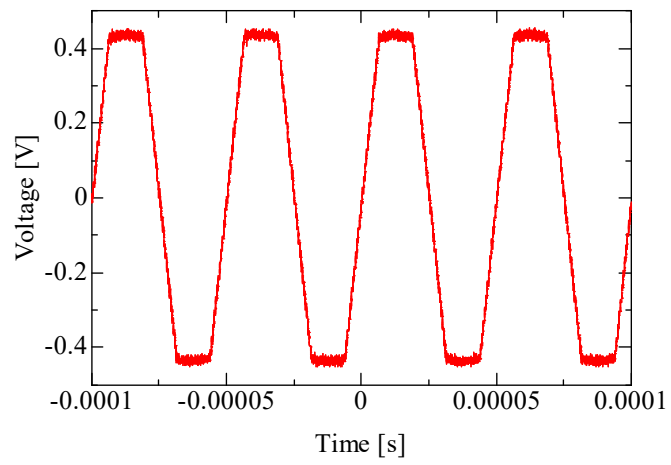


図 2.31 補正された矩形波波形

## 2.5 本章のまとめ

本章では、電磁ノイズを測定する現場においてオシロスコープなどの測定器と大地間に生じる静電容量を導出する手法、および導出した静電容量を利用して非接地で電磁ノイズの対地電圧を測定する手法について、その理論について説明し実験によって提案手法の検証を行った。

本検討で想定している環境は、基準電位となる大地に直接接触することができない環境であるため、測定器と大地間に生じる静電容量は直接プローブを測定器と大地に接触させて測定することはできない。また、測定環境における床の材質や厚みは不明であるため、電磁界解析を利用してこの静電容量を求めることも難しい。そこで、2つの下部電極、および1つの上部電極から構成されるデバイスを床に置き、電極と大地間を電氣的に接続することで静電容量を測定する手法を提案した。提案手法では、静電容量を形成する大地や電極の関係性を平行平板コンデンサとして扱う。これにより、上部電極と一方の下部電極間に正弦波を印加した際に、上部電極ともう一方の下部電極間に生じる電圧  $V_R$  を、測定器のグラウンドと大地間に生じる静電容量を表すために必要となるパラメータ  $\delta$  で表すことができる。そこで、パラメータ  $\delta$  を変数としたパラメトリック解析を回路シミュレータで行い電圧  $V_R$  を求め、実験によって得られた電圧  $V_R$  と比較することで、パラメータ  $\delta$  を導出する。なお、測定器のグラウンドと大地間に生じる静電容量の大きさは、大地や電極の関係性が平行平板コンデンサで表せるという前提の上で、パラメータ  $\delta$  の逆数に対して電気定数と測定器のグラウンドに接続される導体板の面積を乗じることで導出できる。また、電磁ノイズの対地電圧は、測定器のグラウンドと大地間の静電容量が既知であれば計算によって求めることができる。

以上の提案手法を、シールドルーム内においてアクリル板を積み重ねる事で実際の測定現場を模擬し、検証した。まず、提案手法によって測定器のグラウンドと大地間の静電容量が導出可能かを検証するため、提案手法によって求めた静電容量とインピーダンスアナライザを用いて測定した静電容量の比較を行った。その結果、インピーダンスアナライザで測定した静電容量に対して 25 % 以下の誤差で、提案手法によって静電容量を導出できることが明らかになった。この測定結果が十分な精度であるかどうかを確かめるためには、提案手法によって求めた静電容量を用いた電圧の補正が、目標精度の 2.5 dB 以下の誤差で行えることを確認すればよい。なお、静電容量の導出をより正確なものにするためには、デバイスの電極や測定器を接続する導体板を大きくすることでエッジ効果の影響を小さくすることが考えられる。しかし、電極や導体板の大型化は作業者の負担増に繋がるため、精度と利便性はトレードオフの関係性にある。

次に、導出した静電容量を用いて、非接地の測定器で測定した正弦波の電圧の補正を行った。その結果、アクリル板の厚みや周波数によらず 2 dB 以下の誤差で補正ができることが明らかになった。一方で、アクリル板の厚みが増すに従い、補正後の誤差が大きい傾向が確認された。これは、電極と大地間の距離が離れるにつれ、平行平板コンデンサモデルが現象を正確に模擬できなくなることが原因と考えられる。さらに、測定器が非接地の場合、測定波形が変形してしまう波形について、提案手法による波形の補正を検証した。非接地の測定器で矩形波を測定すると、測定波形にはサグが生じてしまう。サグが生じた波形をフーリエ変換し、それぞれの周波数成分を提案手法により補正したのち、フーリエ逆変換を行ったところ、サグのない矩形波に補正できることが明らかに

なった。

以上の検証結果から、提案手法によって測定器を接地しないで電磁ノイズの対地電圧を測定できることが示された。

### 3 事前のキャリブレーションによる高精度な電磁ノイズ測定手法

#### 3.1 はじめに

前章では、静電容量を見積もるためのデバイスや測定器のグラウンドに接続される電極および大地の関係を平行平板コンデンサとして扱うことで、測定器のグラウンドと大地間の静電容量を求め、非接地の測定器で測定された測定結果を電磁ノイズの対地電圧に補正する手法を提案・検証した。検証の結果、提案手法により静電容量を見積もることができること、また見積もった静電容量によって非接地の測定器による測定結果を補正できることが明らかになったが、同時にシールドルーム床面と電極が離れるほど補正後の誤差が大きい傾向も確認された。2つの導体面間に生じる静電容量は導体面の縁で生じるエッジ効果により、導体面間が離れるにつれ平行平板コンデンサモデルで表すことができなくなると知られている。例えば、[69]では、一辺の長さが $2a$ の2枚の正方形導体面が距離 $d$ 離れて向かい合った場合の静電容量を計算しており、 $d \ll 2a$ の場合には、 $Cd = 4\epsilon a^2$ だった関係が、 $d = 2a$ となると $Cd = 12\epsilon a^2$ となると示されている。つまり、前章での提案手法は測定器と大地間の距離が離れている場合に、静電容量の見積もりが不正確になり非接地での測定結果を正しい対地電圧に高精度で補正できない欠点があった。

そこで、本章では前章で提案した電磁ノイズの対地電圧測定手法をベースに、事前のキャリブレーションによって高精度に電磁ノイズを測定する手法を提案・検証する。

提案したデバイスを用いるとシールドルーム床面からの距離の違いを上部電極と下部電極間に生じる電圧の違いとして観測できることが、前章における検討にて明らかになっている。そこで、事前のキャリブレーション作業によって、この電圧の違いから測定器のグラウンドと大地間に生じる静電容量を計算によって求めるための変換式を導出する。その変換式をもとに、電磁ノイズの測定環境における非接地の測定器のグラウンドと大地間に生じる静電容量を求める。

なお、本章においても前章に引き続き、電磁ノイズの対地電圧のうち一線対地電圧を測定対象とする。

### 3.2 事前のキャリブレーションによる静電容量の導出手法

測定器のグラウンドと大地間の静電容量を見積もる手法について、前章で提案した手法を図 3.1 に、本章で提案する手法を図 3.2 にフローチャートとして示す。本章で提案する手法は、測定現場での電磁ノイズの測定の前に、事前のキャリブレーションが必要となる。以下、図 3.2 に示したフローチャートをもとに、手法を説明する。

事前のキャリブレーションにおいて、前章で提案した静電容量を見積もるためのデバイスの上部電極と下部電極間に生じる電圧  $V_R$  と、オシロスコープなどの測定器のグラウンドと大地間に生じる静電容量  $C_m$  を関連付ける必要がある。そこで、シールドルームのような大地面が既知の環境において、アクリル板などを利用しデバイスや測定器とシールドルーム床面との距離を変えた場合の電圧  $V_R$  と静電容量  $C_m$  を求める。電圧  $V_R$  は、デバイスをアクリル板の上に置いて利用することで、直接測定する事ができる（フローチャートにおける手順 3）。また、静電容量  $C_m$  はシグナルジェネレータから発生させた既知の信号を非接地の測定器を用いて測定することで以下のように求められる。

非接地の測定器による、電磁ノイズの対地電圧測定の等価回路を図 3.3 に再掲する。また、測定したい電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  を表す式を以下の式 (3.1) に再掲する。

$$V_n = V_m \left( 1 + \frac{1}{j\omega_n C_m Z_m} \right) \quad (3.1)$$

ここで、 $V_m$  は非接地の測定器で測定された電圧、 $\omega_n$  は電磁ノイズの角周波数、 $Z_m$  は測定器の入力インピーダンスである。測定器の入力インピーダンス  $Z_m$  を入力抵抗  $R_e$  と入力キャパシタンス  $C_e$  の並列回路として、式 (3.1) を  $C_m$  について整理すると、以下の式 (3.2) となる。

$$C_m = \frac{C_e}{\left( \sqrt{\frac{1}{\omega_n^2 R_e^2 C_e^2} \left( \frac{|V_n|^2}{|V_m|^2} - 1 \right) + \frac{|V_n|^2}{|V_m|^2} - 1} \right) \left( \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega_n^2 R_e^2 C_e^2}} \right)} \quad (3.2)$$

このとき、測定器の入力インピーダンス  $R_e$  および  $C_e$  は、測定器のデータシートに記載されている値、電圧  $V_n$ 、角周波数  $\omega_n$  はシグナルジェネレータの設定で作業者自らが設定する値、電圧  $V_m$  は測定される値である。そのため、測定器のグラウンドと大地間に生じる静電容量  $C_m$  は式 (3.2) から求めることができる。つまり、非接地の測定器を置くアクリル板の厚みを変えながら、シグナルジェネレータから発生させる既知の電圧  $V_n$  の信号を非接地の測定器にて測定することで電圧  $V_m$  を観測し（フローチャートにおける手順 1）、式 (3.2) を用いて、電圧  $V_m$ 、 $V_n$  から静電容量  $C_m$  を計算することができる（フローチャートにおける手順 2）。

フローチャートにおける手順 1,2 で静電容量  $C_m$  を、手順 3 で電圧  $V_R$  を求めたのち、電圧  $V_R$  から静電容量  $C_m$  を求めるための変換式を求める（フローチャートにおける手順 4）。事前のキャリ

ブレーション作業は以上である。

測定現場においては、測定地点の床で電圧  $V_R$  を測定し（フローチャートにおける手順5）、変換式を用いることで静電容量  $C_m$  を計算する（フローチャートにおける手順6）。

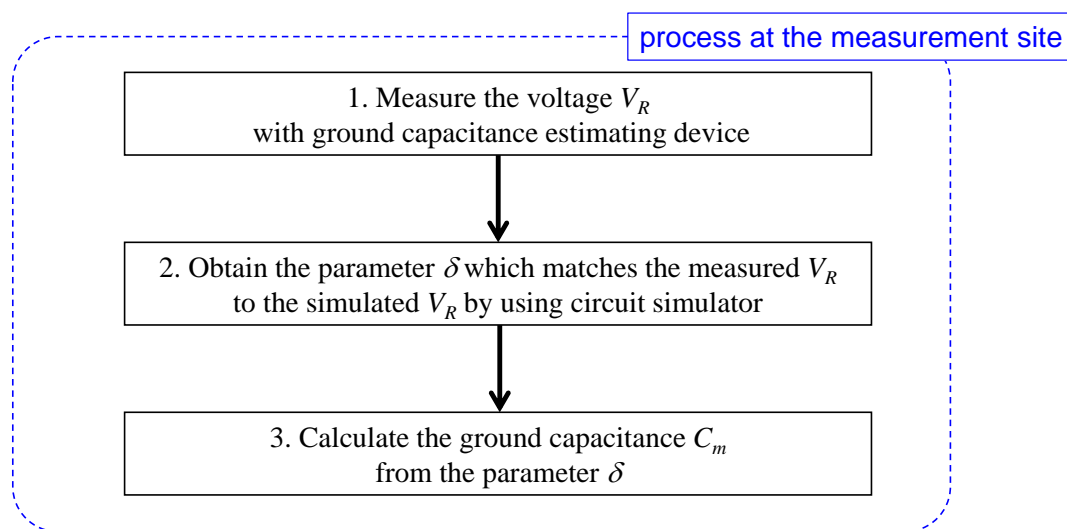


図 3.1 前章で提案した静電容量の見積もり手法のフローチャート

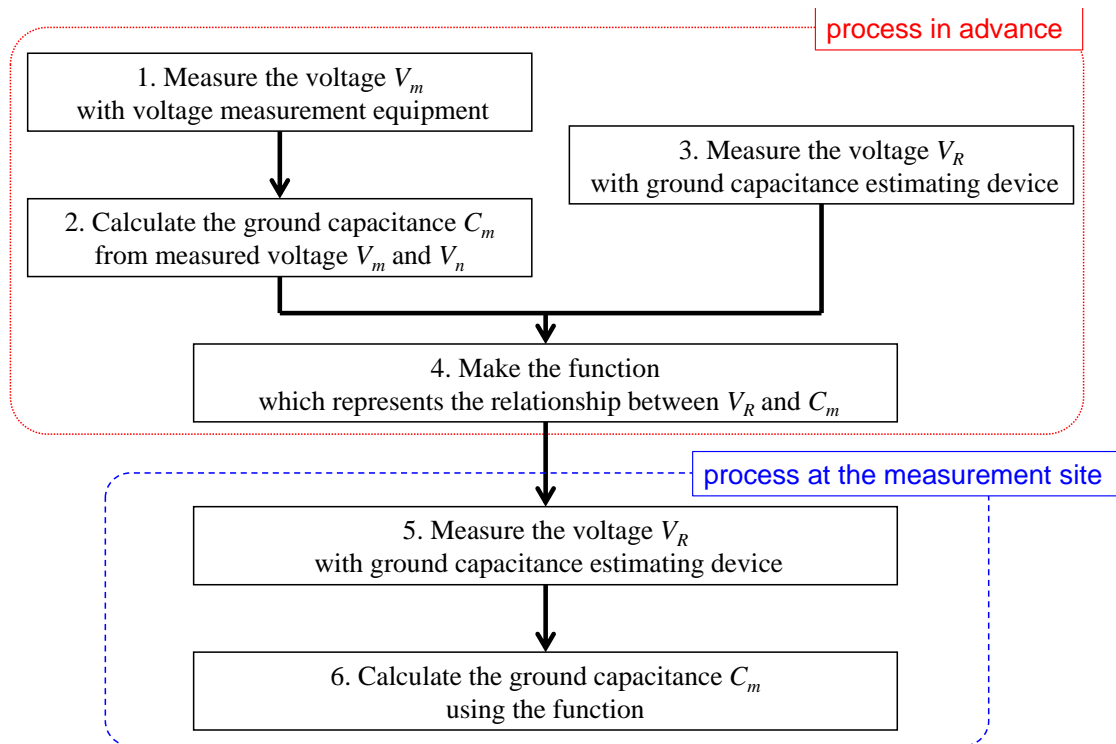


図 3.2 本章で提案する電容量の見積もり手法のフローチャート

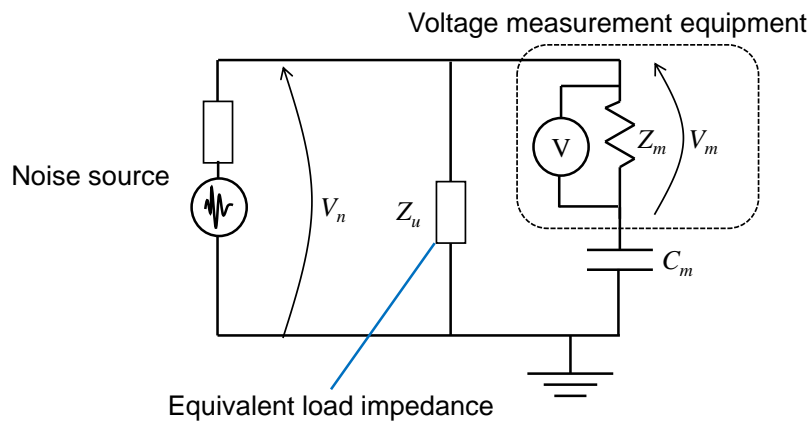


図 3.3 非接地の測定器と大地間に生じる静電容量 (図 2.1 の再掲)



### 3.3 実験による提案手法の検証

本項では、提案手法によって高精度の電磁ノイズの対地電圧測定が可能かどうか、実際にシールドルーム環境、および金属製のパネルの上にカーペットが敷かれた一般的なオフィス環境にて実験的に検証する。

#### 3.3.1 静電容量の見積もりデバイスの前章からの変更点

本章で利用する静電容量を見積もるためのデバイスの基本構造は、前章で紹介した図 2.3 の通りであるが、その実装を何点か前章から変更した。まず、電極をポリエチレンテレフタレート製のフィルム上に銀インクで印刷することで作成した。これは、装置を軽量化し、実際に現場で使う形態に近づける目的のための変更である。また、発振回路および電圧測定回路は小型の USB デバイス (Digilent 社, Analog Discovery 2 [70]) を利用し実装し、USB デバイスに接続するラップトップ PC から印加する信号の大きさや周波数を調整し、電圧測定回路で測定される電圧をモニタリングできるようにした。さらに、上部電極と下部電極間に挿入されるスペーサについて、比誘電率がアクリル板よりも低い、中空の紙箱で実装した。これは上部電極と下部電極間に挿入されるスペーサの比誘電率が低い方がデバイスの上部電極と下部電極間に生じる電圧  $V_R$  が大きくなり、S/N 比が改善し測定精度が上がるためである。このことは、以下で説明する電磁界解析、および回路解析で確認した。電極やグラウンド間を平行平板コンデンサモデルで模擬し静電容量を計算するのではなく、電磁界解析により静電容量を導出した理由は、エッジ効果を考慮したより正確な見積もりを行うためである。

図 3.4 に電磁界解析のモデルを示す。なお、電磁界解析においては、ムラタソフトウェア社の Femtet [71] を利用した。750 × 360 mm の大きい導体板の上に、誘電体 (750 × 360 mm, 厚み: 10, 30, 50, 70, 90 mm, 比誘電率 3.5), 下部電極が直接導体板に接しないためのスペーサ (250 × 120 × 10 mm, 比誘電率 3.5), 2 枚の下部電極 (100 × 120 mm), 上部電極と下部電極間に挿入されるスペーサ (250 × 120 × 10 mm), 上部電極 (250 × 120 mm) がこの順で積まれた環境において、上部電極と下部電極間に挿入されるスペーサの比誘電率を 1, 2, 3 とした場合の、図 2.4 における静電容量  $C_1, C_2, C_x, C_y, C_z$  を、有限要素法を用いた電磁界解析により求める。その上で、以下の表 3.1 に示した諸元にて図 2.7 に示した回路で回路解析を行い、電圧  $V_R$  を求めた。求めた電圧  $V_R$  を図 3.5, 図 3.6 に示す。この結果から、上部電極と下部電極間に挿入されるスペーサの比誘電率が低いほどデバイスの上部電極と下部電極間に生じる電圧  $V_R$  が大きくなることが明らかになった。

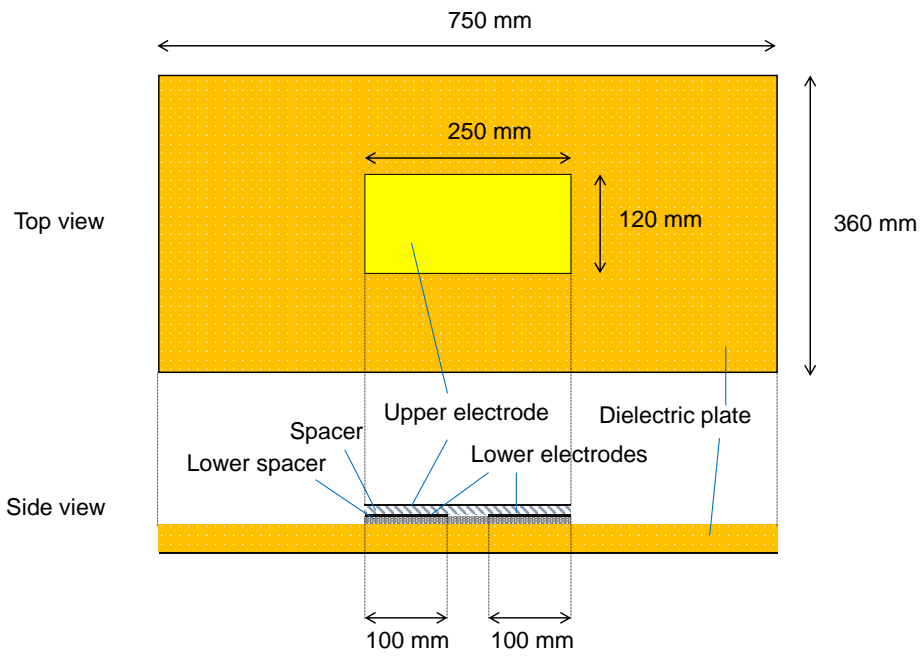


図 3.4 電磁界解析のモデル

表 3.1 回路解析に利用した諸元

Voltage measurement circuit	$R/R_m$	1 M $\Omega$
	$C_m$	24 pF
Oscillation circuit	$V_{output}$	5 V <sub>p-p</sub>
	$R_{out}$	50 $\Omega$
	$f (= \omega/2\pi)$	10 kHz, 100 kHz

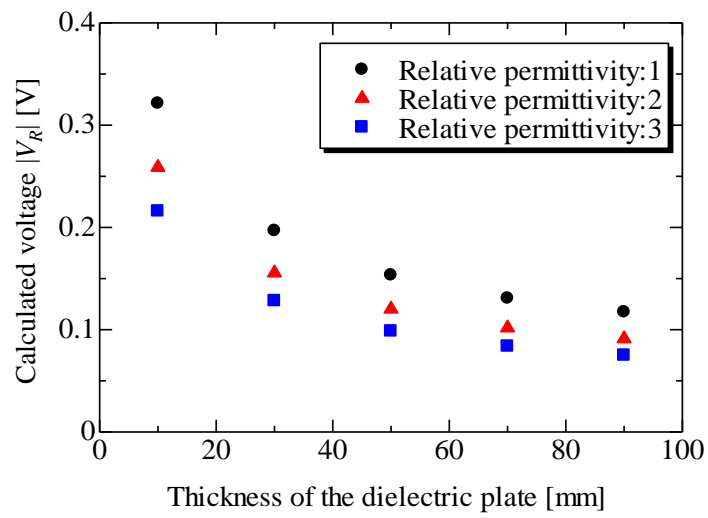


図 3.5 スペーサの比誘電率を変化させた際の電圧  $V_R$  (10 kHz)

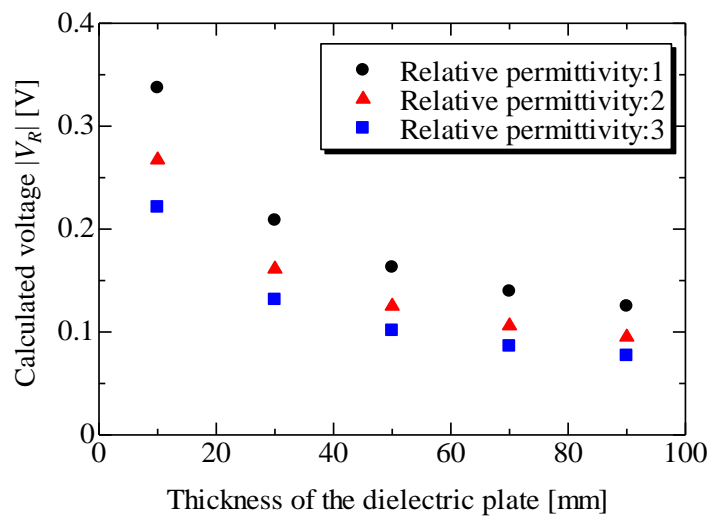


図 3.6 スペーサの比誘電率を変化させた際の電圧  $V_R$  (100 kHz)

### 3.3.2 事前のキャリブレーション作業

図 3.2 に示したフローチャートの手順に従い、事前のキャリブレーション作業を行う。まずは、シールドルーム床面上に 10 mm 厚の亚克力板を積み重ね、その上に電圧測定器を設置する。なお、測定器のグラウンドは、ポリエチレンテレフタレート製のフィルム上に銀インクで印刷した 250 × 120 mm の電極に接続し、電極の下には 10 mm 厚の亚克力板をスペーサとして挿入した。図 3.7 に示すシグナルジェネレータおよび金属製の治具を用いて、非接地状態の測定器でシグナルジェネレータから印加した  $3 V_{p-p}$  (=電圧  $V_n$ ) の正弦波を測定し、電圧  $V_m$  を求めた。この検証において利用した測定器の入力インピーダンスは、プローブとして利用した同軸ケーブルと合わせて  $R_e$  は 1 M $\Omega$ 、 $C_e$  は 177 pF である。式 (3.2) を用いて求めた静電容量  $C_m$  は、表 3.2 に示すように、シールドルーム床面と電極の距離が 20 mm の時 56.4 pF、40 mm の時 35.8 pF、60 mm の時 29.8 pF、80 mm の時 27.3 pF、100 mm の時 25.3 pF であった。なお、これらの値は 1 kHz から 2 MHz までの周波数で計算した静電容量  $C_m$  の平均値である。図 3.8 に、式 (3.2) を用いて計算した 1 MHz における静電容量  $C_m$  を黒丸として示す。また比較として、図 3.1 に示した前章の静電容量の見積もり手法から求めた静電容量  $C_m$  を赤三角として、有限要素法を用いた電磁界解析によって求めた静電容量  $C_m$  を青四角として図 3.8 に示す。なお、電磁界解析は図 3.9 に示したモデルで行い、誘電体の比誘電率は 3.5 とした。式 (3.2) を用いて計算した静電容量  $C_m$  は、電磁界解析によって求めた静電容量  $C_m$  と数 pF の誤差で良く一致した一方、図 3.1 に示した前章の静電容量の見積もり手法から求めた静電容量  $C_m$  と電磁界解析や式 (3.2) から求めた結果との間には大きな誤差が生じた。前章の静電容量の見積もり手法はエッジ効果を考慮していないことが、この誤差の原因と考えられる。

次に、図 3.7 に示した測定器を前項で説明した静電容量を見積もるためのデバイスに取り換え、デバイスの下部電極とシールドルーム床面間の距離を、20, 40, 60, 80, 100 mm としたときの、10 kHz から 2 MHz までの周波数における電圧  $V_R$  を測定した。測定結果のうち、10 kHz、100 kHz、1 MHz に関する結果を図 3.10 に示す。なお、どの周波数においても電圧  $V_R$  が最も大きいプロットが下部電極とシールドルーム床面の距離が 20 mm の時の結果であり、電圧  $V_R$  が最も小さいプロットが下部電極とシールドルーム床面の距離が 100 mm の時の結果である。図 3.10 は静電容量  $C_m$  と電圧  $V_R$  の関係が示している。

事前のキャリブレーションの最後の手順として、測定器のグラウンドと大地間の静電容量  $C_m$  を、静電容量を見積もるためのデバイスで測定した電圧  $V_R$  から求めるための変換式を求める。図 3.10 に示した静電容量  $C_m$  と電圧  $V_R$  の関係を、最小二乗法を利用し線形近似する。表 3.3 にそれぞれの周波数における変換式を示す。

上記で説明した事前のキャリブレーション作業はシールドルームのような実験室環境で行う。この作業で求めた変換式によって計算できるのは、キャリブレーション作業で利用した測定器の静電容量  $C_m$  のみである。そのため、測定現場でも同じ測定器、同じ電極を使用する必要がある。

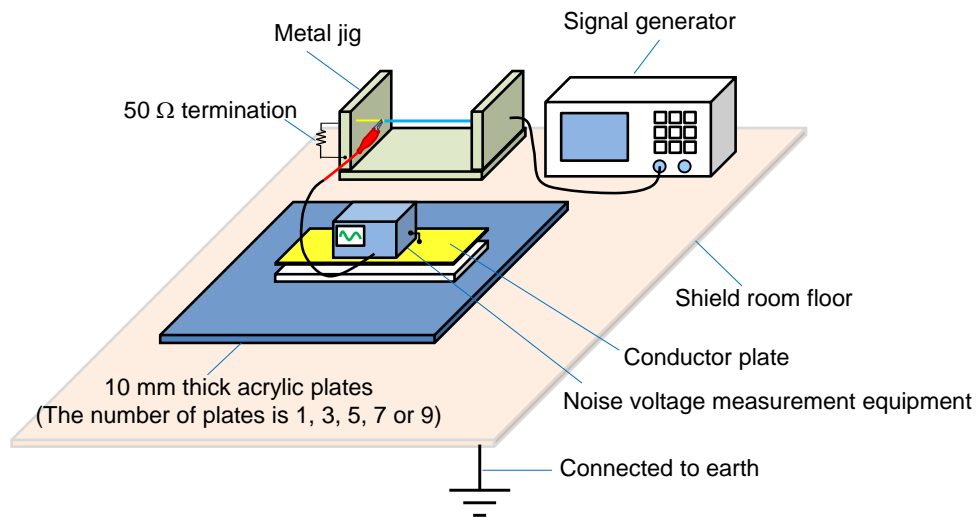


図 3.7 事前のキャリブレーション作業における電圧  $V_m$  測定の様子

表 3.2 式 (3.2) を用いて求めた静電容量  $C_m$

Thickness of the acrylic plate [mm]	$C_m$ [pF]
20	56.4
40	35.8
60	29.8
80	27.3
100	25.3

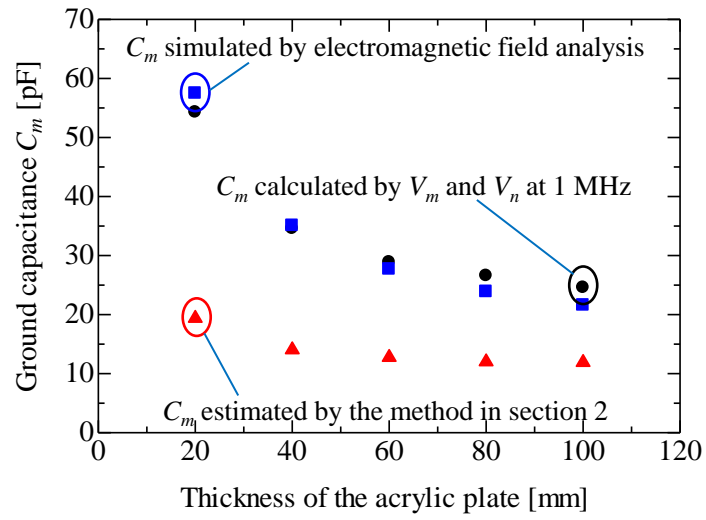


図 3.8 3つの手法で求めた静電容量  $C_m$  の比較

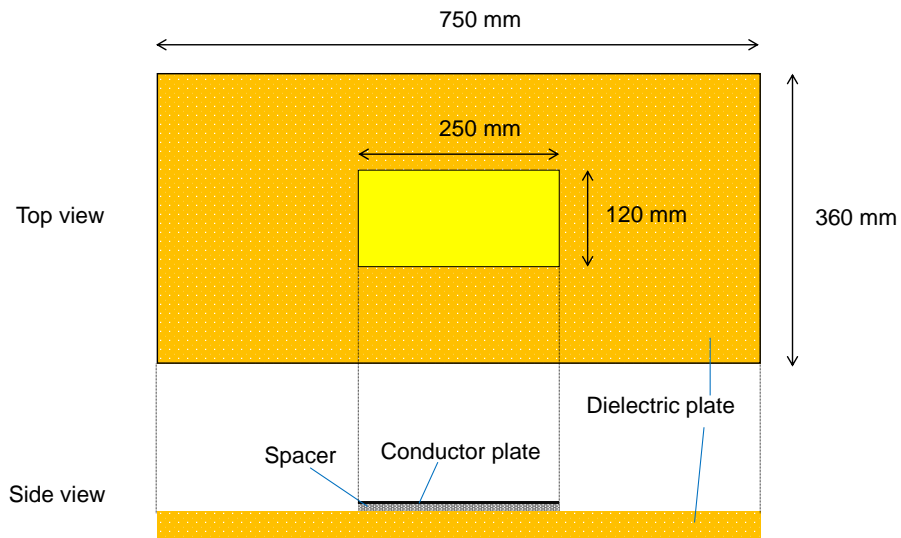


図 3.9 静電容量  $C_m$  を求めるための電磁界解析のモデル

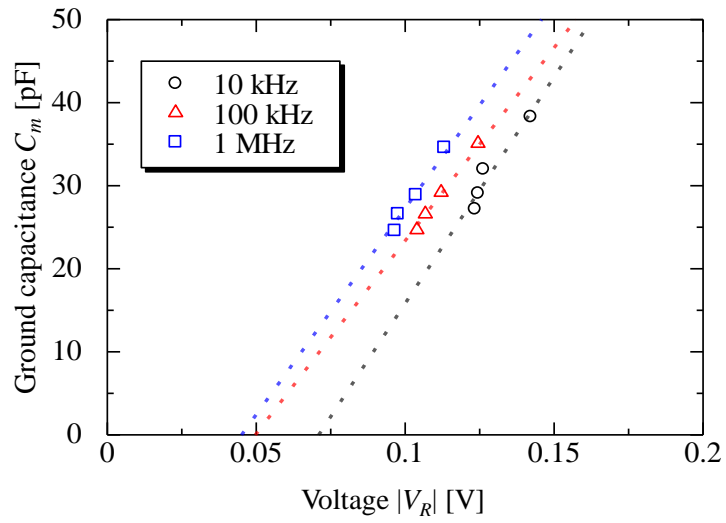


図 3.10 静電容量  $C_m$  と電圧  $V_R$  の関係

表 3.3 電圧  $V_R$  から静電容量  $C_m$  を求めるための変換式

Frequency	Ground-Capacitance $C_m$ [pF]
10 kHz	$C_m = 545  V_R  - 38.7$
20 kHz	$C_m = 473  V_R  - 26.0$
50 kHz	$C_m = 464  V_R  - 23.2$
100 kHz	$C_m = 465  V_R  - 23.1$
200 kHz	$C_m = 467  V_R  - 21.9$
500 kHz	$C_m = 463  V_R  - 19.9$
1 MHz	$C_m = 497  V_R  - 22.4$
2 MHz	$C_m = 548  V_R  - 25.5$

### 3.3.3 シールドルーム、およびオフィス環境における電磁ノイズの測定についての検証

本項では、前項で求めた変換式を用いて対地電圧測定が可能かどうかを、シールドルームおよび一般的なオフィス環境において検証する。

本項で行う測定の手順は、以下の通りである。まず、図 3.2 に示したように静電容量を求めるデバイスで電圧  $V_R$  を測定する。次に、表 3.3 に示した変換式を用いて、測定器のグラウンドと大地間の静電容量  $C_m$  を計算する。そして、非接地の測定器を用いて測定対象の電磁ノイズを測定する。このとき、測定される電圧が電圧  $V_m$  である。最後に、式 (3.1) を用いて、電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  を求める。

シールドルームでの検証では、事前のキャリブレーションと利用する誘電体板を変更した。具体的には、アクリル板の代わりに中質繊維板と呼ばれる木板を使用して、測定器のグラウンドとシールドルーム床面間の静電容量を変更した。利用した木板の比誘電率は不明であり、厚みは 9 mm である。この木板を 1~3 枚積み重ねる事で、静電容量を見積もるためのデバイスや測定器とシールドルーム床面間の距離を変更し検証を行った。また、一般的なオフィス環境の床は、金属製のパネルの上に、裏面がゴム、表面が繊維のカーペットが敷かれた環境であった。この構造は、LAN ケーブルや電源ケーブルを床下に簡単に配線できるため、大学や企業のオフィスなどでよく利用されている床構造である。オフィス環境では、シグナルジェネレータの出力ポートの外導体は接地しなかった。一方で、出力ポートと接続される治具は金属製パネルの上に敷かれたカーペットの上に置かれているため、治具とパネル間は静電容量によって電氣的に接続されている。測定器のグラウンドに接続される導体板は、カーペットおよび 10mm 厚のアクリル製スペーサの上に設置された。

まず、静電容量を見積もるためのデバイスを用いて電圧  $V_R$  を 10 kHz から 2 MHz の周波数帯域において測定する。表 3.4 に示すように、木板の厚みが 9 mm の時、電圧  $V_R$  は 0.165 V、18 mm の時、電圧  $V_R$  は 0.144 V、27 mm の時、電圧  $V_R$  は 0.124 V であった。また、オフィス環境において、電圧  $V_R$  は 0.184 V であった。この測定結果から表 3.3 に示した変換式を用いて計算した、測定器のグラウンドと大地間の静電容量  $C_m$  を図 3.11 に示す。検証に利用した 4 つの環境のうち、オフィス環境がもっとも静電容量が大きく 27 mm の厚みの木板を用いた場合がもっとも静電容量が小さいことが確認された。シールドルームでは、測定器の下に木板を使って 9~27mm の間隔を空けて測定を行ったため、測定器とグラウンド間の静電容量がオフィス環境よりも小さくなったと考えられる。

次に、シグナルジェネレータから、10 kHz から 2 MHz までの周波数の 3 V<sub>p-p</sub> 正弦波信号を電磁ノイズとして印加し、グラウンドに電極を接続した非接地の測定器で測定した。この周波数は本研究において対象とする周波数帯域である 25 kHz から 1.1 MHz までを含む周波数帯域であり、通信障害が発生したことが報告されている事例におけるノイズレベル 6 V<sub>p-p</sub> [17] と同程度のレベルである。なお、実験は図 3.7 と同様の環境を行った。オフィス環境ではシグナルジェネレータのグラウンドはどこにも接続されず、電源差込口から接続された電源ケーブルが環境との唯一の物理的な接続である。

測定された電圧  $V_m$  を式 (3.1) より、電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  に補正する。図 3.12 から図 3.15 に補正結果を示す。なお、これらの図においては、実際に接地を取った測定器で測定された電圧



$V_G$  に対する、電圧  $V_m$ 、電圧  $V_n$  の比を示している。そのため、 $|V_n|/|V_G|$  が 0 dB であれば、もっとも正確に補正ができているということを示している。 $|V_m|/|V_G|$  が 11 dB 以上あったのに対し、 $|V_n|/|V_G|$  は 1.6 dB 以下であるため、提案手法によって非接地の測定器を用いて測定された電圧が、電磁ノイズの対地電圧に補正可能であることが示された。

表 3.4 木板を重ねたシールドルームおよびオフィス環境における電圧  $V_R$

Floor condition	$V_R$ [V]
9 mm fiberboard plate on shield room floor	0.165
18 mm fiberboard plate on shield room floor	0.144
27 mm fiberboard plate on shield room floor	0.124
In office room	0.184

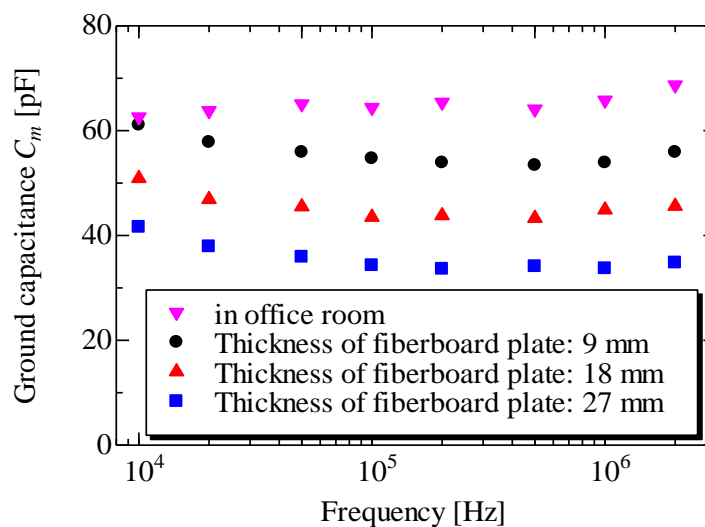


図 3.11 木板を重ねたシールドルームおよびオフィス環境における静電容量  $C_m$

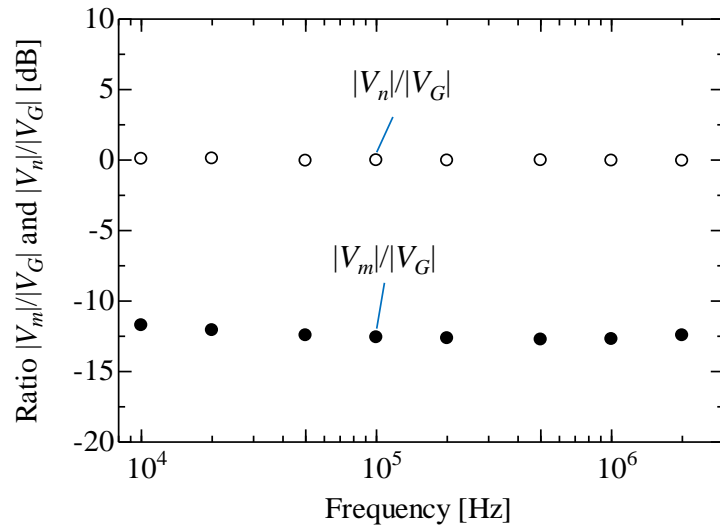


図 3.12 補正前の電圧比  $|V_m|/|V_G|$  および補正後の電圧比  $|V_n|/|V_G|$  (木板の厚み: 9 mm)

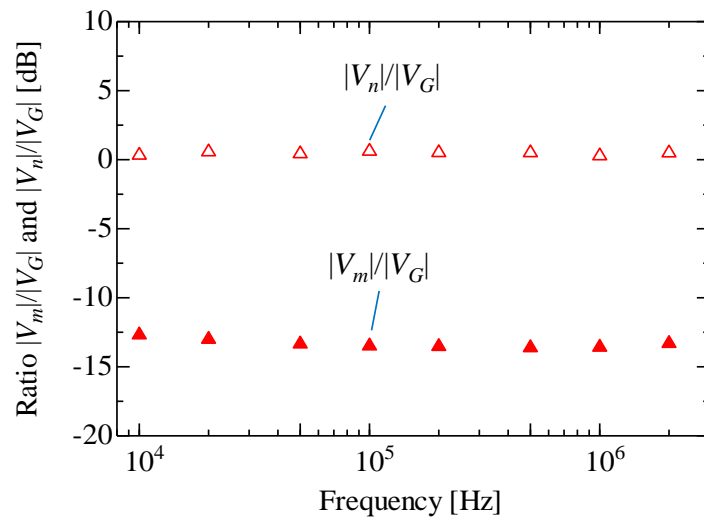


図 3.13 補正前の電圧比  $|V_m|/|V_G|$  および補正後の電圧比  $|V_n|/|V_G|$  (木板の厚み: 18 mm)

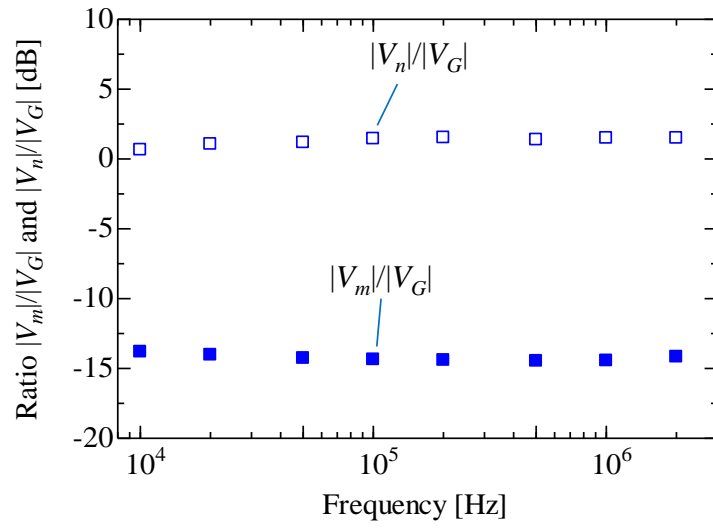


図 3.14 補正前の電圧比  $|V_m|/|V_G|$  および補正後の電圧比  $|V_n|/|V_G|$  (木板の厚み: 27 mm)

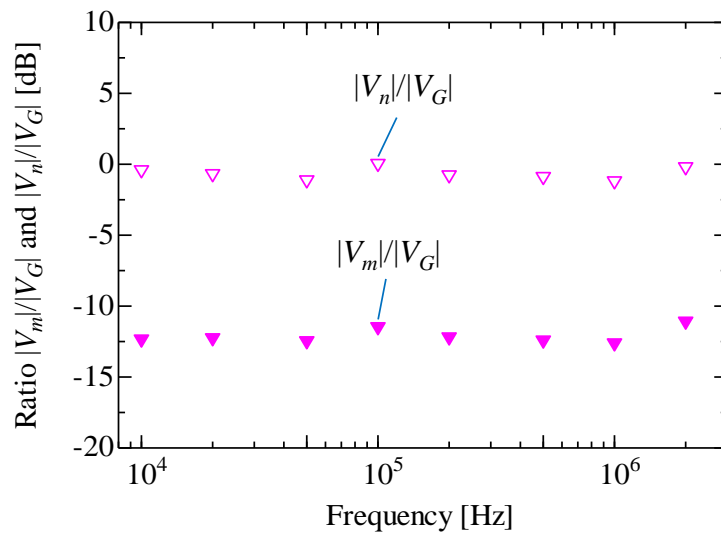


図 3.15 補正前の電圧比  $|V_m|/|V_G|$  および補正後の電圧比  $|V_n|/|V_G|$  (オフィス環境)

### 3.4 オフィス環境が測定結果に与える影響

図 3.3 に示した等価回路はシールドルームのように床面の抵抗が小さい環境を示しており、一般的なオフィス環境においては図 3.16 のように電磁ノイズの対地電圧が生じている場所と、非接地の測定器のグラウンドが静電容量によって結合する場所の間にインピーダンス  $Z_{gm}$  が存在する。本章での検証環境では、インピーダンス  $Z_{gm}$  が小さかったため、提案手法によって非接地の測定器を用いて測定された電圧が、電磁ノイズの対地電圧に補正可能であったと考えられる。

床が金属製パネルのように導体で構成される場合ではなくコンクリートで構成される場合において、インピーダンス  $Z_{gm}$  が測定結果に影響を与えるかについて、回路解析により考察する。仮に、電磁ノイズの対地電圧が生じている場所と非接地の測定器のグラウンドが静電容量によって結合する場所の距離が 100 mm、コンクリート厚が 200 mm、電流が伝搬するコンクリートの幅が 1 m であるとすると、[58] よりインピーダンス  $Z_{gm}$  は 10 kHz では 300  $\Omega$ 、100 kHz では 200  $\Omega$ 、1 MHz では 150  $\Omega$ 、2 MHz では 100  $\Omega$  程度となる。本章で検証に利用した測定器の入力インピーダンスはプローブとして利用した同軸ケーブルと合わせて、 $R_e$  が 1 M $\Omega$ 、 $C_e$  が 177 pF であり、ノイズ源を模擬するために利用するシグナルジェネレータの出力インピーダンスは 50  $\Omega$ 、シグナルジェネレータの出力を終端する終端抵抗の大きさが 50  $\Omega$  であった。そこで図 3.17 に示す設定で回路解析による検証を実施した。電圧  $V_m$  を回路解析によって求めた結果を表 3.5 に示す。2 MHz において測定結果にインピーダンス  $Z_{gm}$  が与える影響が最大となったが、この場合においても影響は 0.4 dB 以下であった。そのため床がコンクリートで構成される場合においても、提案手法によって非接地の測定器を用いて測定された電圧を電磁ノイズの対地電圧に補正可能であると考えられる。

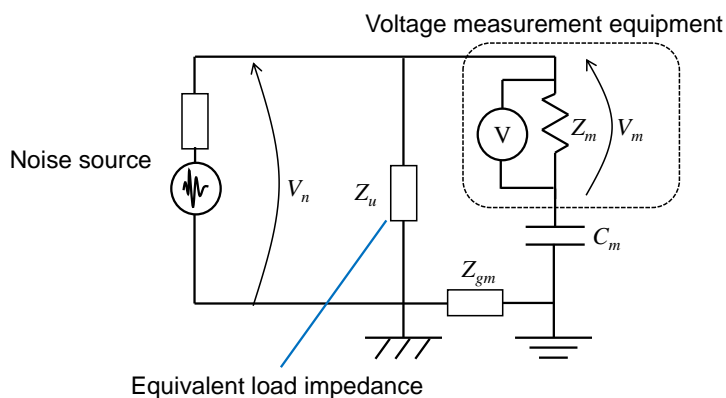


図 3.16 一般的なオフィス環境における電磁ノイズ測定の等価回路モデル

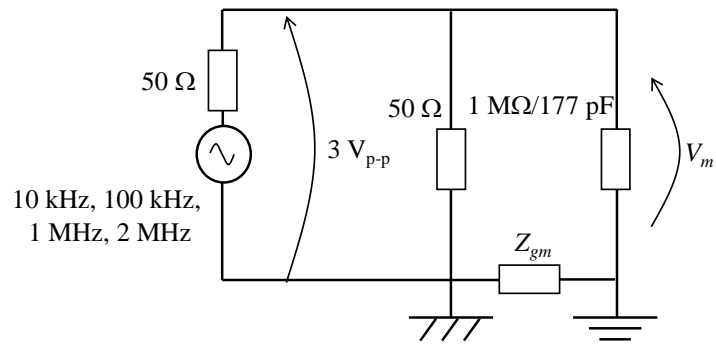


図 3.17 回路解析の設定 ( $Z_{gm}=300 \Omega @ 10 \text{ kHz}$ ,  $200 \Omega @ 100 \text{ kHz}$ ,  $150 \Omega @ 1 \text{ MHz}$ ,  $100 \Omega @ 2 \text{ MHz}$ )

表 3.5 電圧  $V_m$  の解析結果

Frequency	Voltage $V_m$ [ $V_{p-p}$ ]
10 kHz	3.00 $V_{p-p}$
100 kHz	3.00 $V_{p-p}$
1 MHz	2.94 $V_{p-p}$
2 MHz	2.89 $V_{p-p}$

### 3.5 本章のまとめ

本章では前章の提案手法をベースとして、事前のキャリブレーションによって高精度に電磁ノイズを測定する手法を提案・検証した。

本章で提案した静電容量の見積もり手法では、静電容量を見積もるためのデバイスで測定される電圧と測定器のグラウンドと大地間の静電容量を、測定現場での測定より前にシールドルームなどの実験室環境で計測し関連付ける。測定現場では静電容量を見積もるためのデバイスで測定される電圧から、測定器のグラウンドと大地間の静電容量を計算によって求める。そのため、シールドルーム環境における事前のキャリブレーション作業において、測定器のグラウンドとシールドルーム床面間の静電容量の値を計測する必要がある。そこで静電容量を、既知の信号をシグナルジェネレータから出力し非接地の測定器で測定した結果から計算する手法、電磁界解析による解析的な手法、前章で紹介した静電容量の見積もり手法の三つの手法により導出し比較を行った。その結果、シグナルジェネレータを利用する手法と電磁界解析を利用する手法により導出された静電容量は大きく異ならなかったが、前章で紹介した静電容量の見積もり手法によって求めた手法で求めた静電容量は、シグナルジェネレータを利用する手法と電磁界解析を利用する手法よりも小さい値を示す結果となった。前章で提案した静電容量の見積もり手法が向かい合う電極間や電極とシールドルーム床面間に生じる静電容量を平行平板コンデンサとしてモデル化する手法であったことが原因として考えられる。

事前のキャリブレーション作業により、静電容量を見積もるためのデバイスで測定される電圧と測定器のグラウンドと大地間の静電容量を関係付ける補正式を求めたのち、この補正式によって求めた静電容量で非接地の測定器で測定された電圧を補正可能か検証した。この検証は、シールドルーム環境および金属製のパネルの上にカーペットが敷かれた一般的なオフィス環境において行われた。シールドルーム環境ではデバイスや測定器の下に木板を積み重ねる事で静電容量の大きさを調整した3つの条件で検証を、一般的なオフィス環境では電磁ノイズを模擬した信号を発生させるシグナルジェネレータが電源差込口につながる電源ケーブルのみで環境とつながった条件で検証を行った。この結果、シールドルーム環境および一般的なオフィス環境のどちらにおいても、提案手法によって非接地の測定器で測定された電圧を精度よく電磁ノイズの対地電圧に補正できることが明らかになった。

## 4 靴状のウェアラブルデバイスを用いた電磁ノイズ測定手法

### 4.1 はじめに

本章では、より簡単に電磁ノイズの対地電圧を測定することを目的に靴状のウェアラブルデバイスを用いて電磁ノイズを測定する手法について提案・検証を行う。前章までの検討で、2枚の下部電極、1枚の上部電極を具備する静電容量を見積もるデバイスを用いて、オシロスコープなどの測定器のグラウンドと大地間の静電容量を見積もり、見積もった静電容量を用いて非接地の測定器で測定された電磁ノイズの電圧を正しい対地電圧に補正できることを示した。これは非接地の測定器と大地間に生じる静電容量が、測定結果に影響を与える支配的な要因であるということを示している。

そこで、静電容量を見積もるデバイスと同様の機能を持つウェアラブルデバイス、測定器と同様の機能を持つウェアラブルデバイスの二つを合わせて一足の靴状ウェアラブルデバイスを提案する。このデバイスを装着した作業者が、電磁ノイズが誘起していると考えられるケーブルを握ることで電磁ノイズの対地電圧を測定する。前章までの検討と同様、測定器と大地間の静電容量が測定結果に影響を与える支配的な要因であるのであれば、静電容量を見積もるデバイスと同様の機能を持つウェアラブルデバイスでの測定結果をもとに、測定器と同様の機能を持つウェアラブルデバイスで測定された電圧を正しい対地電圧に補正できる。

人体をプローブとして利用する測定には、以下の二つの問題点がある。一つ目は、オシロスコープに代表される一般的な測定器を用いた測定より不安定要因が多いという問題点、二つ目は、長期間の連続測定ができず、照明のスイッチを入れた瞬間にだけ生じるノイズなど非定期的な電磁ノイズを測定できない問題点である。一方で、プローブが不要かつ直感的な測定ができるため測定器の操作に慣れた保守担当者だけでなく、一般的に測定器を利用しない営業担当者なども簡易的にノイズ測定が可能になる利点がある。

本章では、まず測定手法について説明を行い、次に開発したウェアラブルデバイスについて説明する。最後に、開発したウェアラブルデバイスを用いていくつかの環境で検証を行った結果を報告する。なお、本章では電磁ノイズの対地電圧のうち、コモンモード電圧を対象とする。第2章および第3章で対象としていた一線対地電圧は、一般的にケーブルの露出部、もしくは治具や外皮の除去などによって芯線に直接プローブを接触させることで測定を行う。本章ではパッシブプローブなどは用いず、作業者がケーブルを外皮の上からケーブルを握ることで測定を行うため、二線に同時に誘起するコモンモード電圧を測定対象とする。信号は二線を反対方向に流れ、大地をリターンパスとする電磁ノイズは二線を同じ向きに流れるため、コモンモード電圧を測定することで、ノイズのみを観測することが可能である。

作業者が掴むケーブルには電磁ノイズが伝搬しており、ケーブルからは電磁波が空間に放射されていると考えられる。総務省の電波防護指針 [72] では、100 kHz～6 GHz の周波数帯を利用する無線設備に対し、電波の人体における比吸収率の6分間平均（局所 SAR）を 2 W/kg とするという指

針が示されている。これは、携帯電話など意図的に電波を発する無線装置に対する指針であり、今回対象とする ADSL モデムを始めとする通信装置に繋がるケーブルから放射される電磁ノイズがこの基準を超える可能性は低いと考えられる。一方で、本章における提案手法では作業者がケーブルを握るため、漏電などによりケーブルに過大な電圧が生じている場合もしくは高圧の電気が伝搬するケーブルである場合、握った際に感電の危険性がある。そのため、検電が必要とされるケーブルは掴む前に適切に検電作業を行うなどの感電防止対策が必要である。



## 4.2 ウェアラブルデバイスを用いた測定手法の概要

本項では靴状のウェアラブルデバイスを用いて電磁ノイズを測定する手法について、その概要を説明する。

図 4.1 にケーブル上の電磁ノイズを作業者が測定する様子を示す。作業者は靴状のウェアラブルデバイスを装着し、測定対象のケーブルを掴む。片方のウェアラブルデバイスは大地との間の静電容量を評価するためのデバイス、もう片方のデバイスは電磁ノイズの対地電圧を測定するためのデバイスである。前者をデバイス A、後者をデバイス B とする。

デバイス A の構成を図 4.2 に示す。このデバイスの基本構成は、前章までで利用していた対地容量を見積もるためのデバイスと同様である。床面と向かい合う 2 枚の下部電極、1 枚の上部電極、電極間や電極下部、上部が直接床面や作業者の足に触れないためのスペーサ、および上部電極と片方の下部電極間を接続する発振回路と、上部電極ともう片方の下部電極間を接続する電圧測定回路で構成される。電極やスペーサは靴状のウェアラブルデバイスのソール部分に実装され、作業者の足が電極とスペーサの上に乗る。発振回路から信号を出力した際に、電圧測定回路で測定される電圧  $V_R$  としてウェアラブルデバイスと大地間の静電容量は評価される。

デバイス B の構成を図 4.3 に示す。このデバイスの外観はデバイス A と同様であるが、下部電極が 1 枚である点で構成が異なる。また、発振回路は実装されず、電極間の電圧を測定するための電圧測定回路のみが実装される。作業者が測定対象のケーブルを握った際の下部電極と上部電極間の電圧  $V_m$  は、測定系に含まれるインピーダンス、例えば人体とケーブル間の静電容量やデバイスと大地間の静電容量などによって分圧されるため、実際の電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  よりも小さい。

測定系の等価回路を図 4.4、図 4.5 に示す。 $Z_c$  は電磁ノイズの等価的な出力インピーダンス、 $Z_l$  は電磁ノイズの等価的な負荷インピーダンス、 $V_n$  は電磁ノイズの対地電圧である。また、 $C_h$  は作業者が握るケーブルと作業者の手の間に生じる静電容量、 $Z_h$  は人体のインピーダンス、 $C_{d1}$  と  $C_{d2}$  は作業者の足裏とデバイス間のインピーダンス、 $C_{g1}$  と  $C_{g2}$  はデバイスと大地間の静電容量である。これらのインピーダンスのうち、 $Z_c$ 、 $Z_l$ 、 $C_{g1}$ 、 $C_{g2}$  は測定環境などによって決まるパラメータ、 $C_h$ 、 $C_{d1}$ 、 $C_{d2}$ 、 $Z_h$  は作業者によって決まるパラメータである。これらのパラメータは、測定環境や作業者の体格などの個人差、デバイスのサイズや材質などさまざまな要因によって決まる値であるが、先行研究などの情報や実験によって、おおよその値を見積もることが可能である。

電磁ノイズの等価的な負荷インピーダンス  $Z_l$  は、電気電子機器の伝導電磁ノイズの測定に関する国際規格である CISPR16-1-2 において、 $150 \Omega$  と規定されている [57]。この値は測定環境によって異なる値であるが、本検討ではこの値を代表値として採用する。次に、作業者が握るケーブルと作業者の手の間に生じる静電容量  $C_h$  であるが、芯線の直径が  $0.54 \text{ mm}$ 、外部導体の直径が  $2.9 \text{ mm}$  の同軸ケーブルの静電容量が  $100 \text{ nF/km}$  であり、作業者がケーブルを掴む部分がおおよそ  $100 \text{ mm}$  であるため、同軸ケーブルの芯線と外部導体の関係を作業者の手とケーブルの関係として考えると、おおよそ  $10 \text{ pF}$  と考えられる。また、図 4.6 のように、腕にインピーダンスアナライザに接続された医療用電極を  $50 \text{ mm}$  間隔で貼り付け、インピーダンスアナライザに接続されたケーブルを握った場合、電極とケーブル間のインピーダンスは図 4.7 に示す通りおおよそ  $10 \text{ pF}$  である、この

事からも静電容量  $C_h$  はおよそ 10 pF と考えられる。人体のインピーダンス  $Z_h$  は、手のひらから足の裏までで、10 kHz から 3 MHz の周波数帯において 300  $\Omega$  から 600  $\Omega$  と報告されている [73]。また、作業者の足裏とデバイス間のインピーダンス  $C_{d1}$ ,  $C_{d2}$  は [74] よりおよそ 100 pF と考えられ、デバイスと大地間の静電容量  $C_{g1}$ ,  $C_{g2}$  は第 2 章で検討した導体板と大地間の静電容量がおよそ 40 pF から 230 pF 程度であったことから、同程度の値となると考えられる。

これらのインピーダンスを合成すると、ケーブルから大地までのインピーダンスは 10 kHz ではおよそ 1.6 M $\Omega$ , 3 MHz ではおよそ 3.2 k $\Omega$  である。電磁ノイズの等価的な負荷インピーダンス  $Z_l$  が 150  $\Omega$  であると考え、作業者がウェアラブルデバイスを装着しケーブルを握ることが電磁ノイズの対地電圧へ与える影響は小さいと考えられる。

電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  は、デバイス B で測定される電圧  $V_m$  と変換係数  $X$  を用いて以下の式 (4.1) のように示すことができる。

$$V_n = XV_m \quad (4.1)$$

このとき、変換係数  $X$  は測定系に含まれるインピーダンスによって決まる係数である。測定系に含まれるインピーダンスのうち、測定環境によって決まるパラメータかつ測定結果に与える影響が大きいと考えられる要素は、デバイスと大地間の静電容量  $C_{g1}$ ,  $C_{g2}$  である。また、作業者が握るケーブルと作業者の手の間に生じる静電容量  $C_h$ , 作業者の足裏とデバイス間のインピーダンス  $C_{d1}$ ,  $C_{d2}$ , 人体のインピーダンス  $Z_h$  は、測定環境によって影響を受けず、作業者それぞれによって異なる値を取るパラメータだと考えられる。

そこで、事前にデバイスと大地間の静電容量を変化させながら、デバイス A で測定される電圧  $V_R$ , 既知の大きさの電圧  $V_n$  が伝搬するケーブルを作業者が握った際にデバイス B で測定される電圧  $V_m$  を測定する。そして、デバイス A で測定される電圧  $V_R$  とデバイス B での測定結果に式 (4.1) を適用することで求めた変換係数  $X$  を関係付ける。この作業は、作業者それぞれによって異なる、足や体の大きさなどが測定に与える影響を排除するための作業である。つまり、この変換係数  $X$  は作業者ごとに異なる値であり、同じウェアラブルデバイスを用いる場合においても、利用する作業者が異なる場合には、再度事前作業を実施する必要がある。

変換係数  $X$  を電圧  $V_R$  を変数とした式によって表すことで、測定現場では変換係数  $X$  をデバイス A から求める事が可能になる。求めた変換係数  $X$  とデバイス B で測定された電圧  $V_m$  を用いて、式 (4.1) から電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  を計算できる。以上が本章で提案する測定手法の原理である。

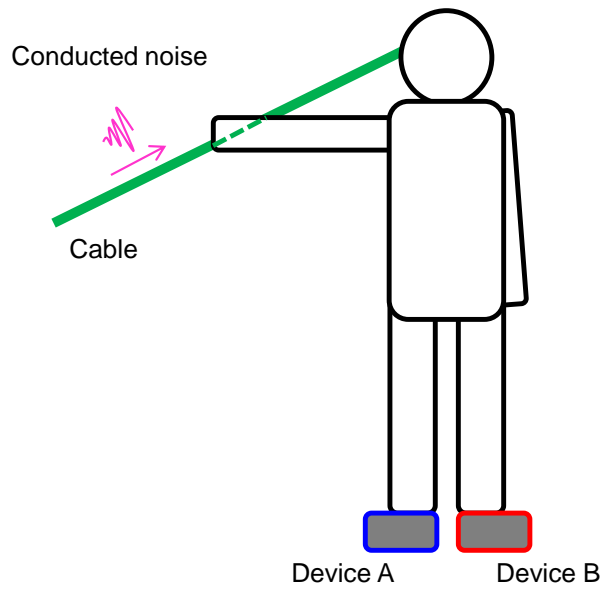


図 4.1 ウェアラブルデバイスを身につけた作業者による測定

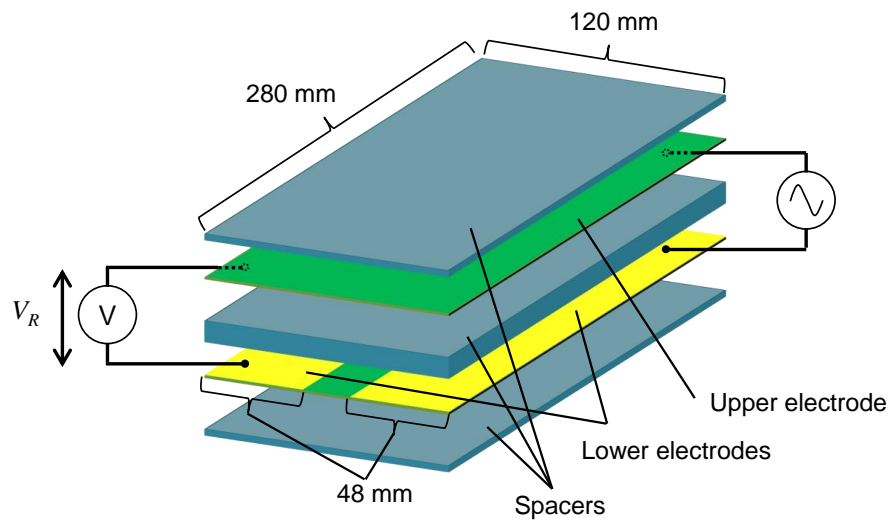


図 4.2 デバイス A の模式図

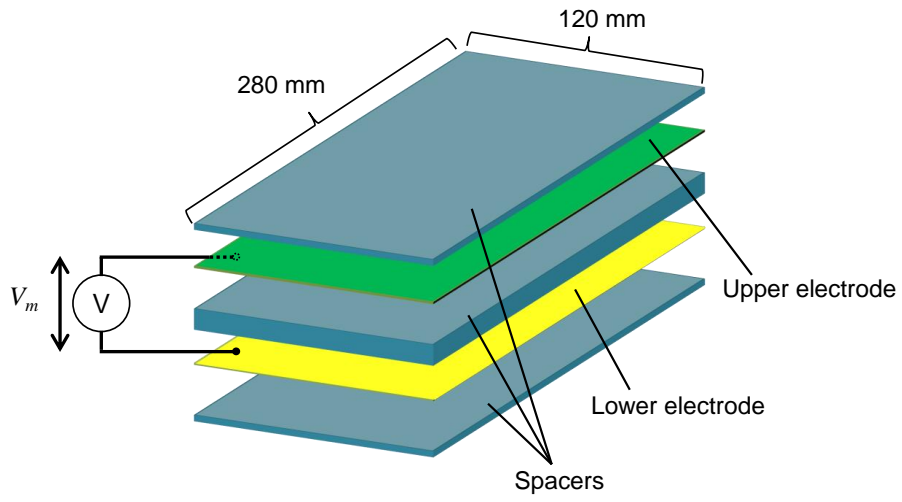


図 4.3 デバイス B の模式図

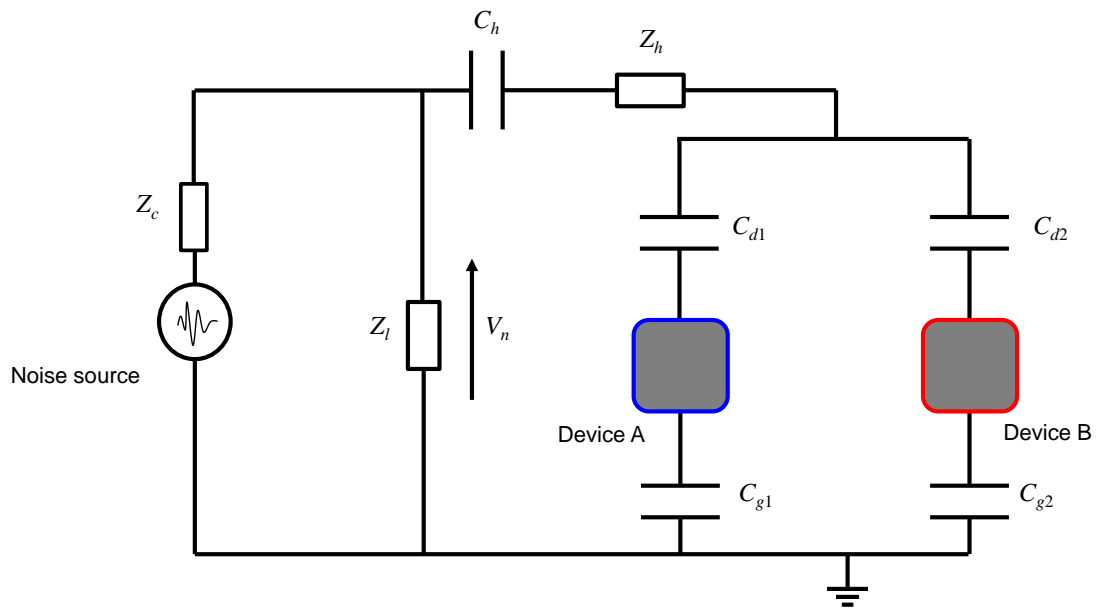


図 4.4 測定系の等価回路 (ノイズ源を含む)

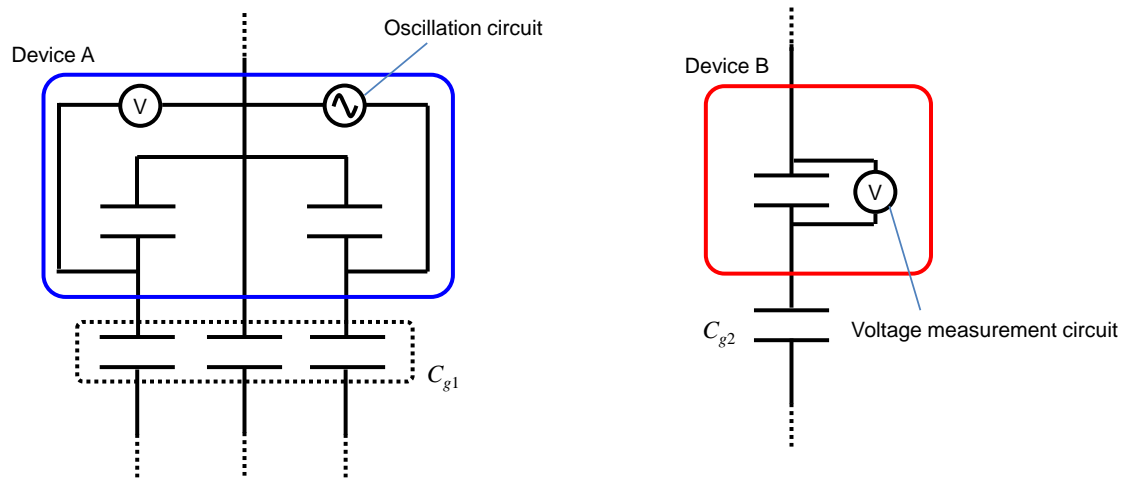


図 4.5 測定系の等価回路 (デバイス A, B)

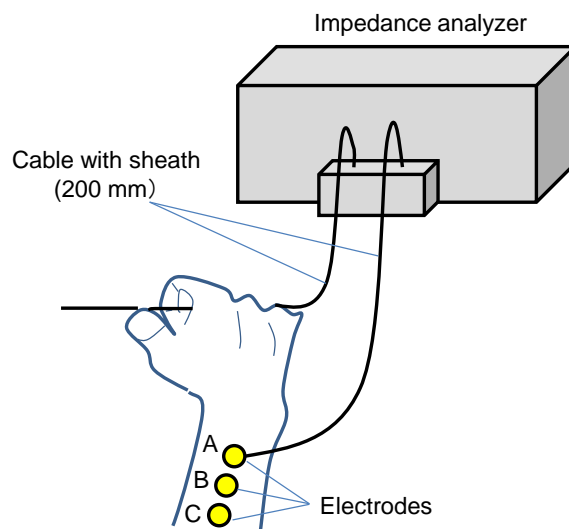


図 4.6 握ったケーブルと腕に貼った電極間のインピーダンス測定の様子

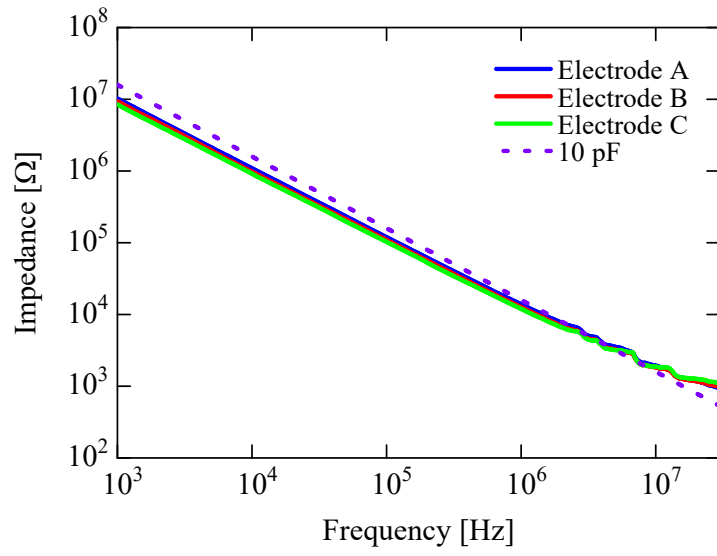


図 4.7 握ったケーブルと腕に貼った電極間のインピーダンス測定結果

### 4.3 開発したウェアラブルデバイス

本項では、開発したデバイス A およびデバイス B について説明する。

#### 4.3.1 ウェアラブルデバイスの全体構成

開発するウェアラブルデバイスのシステムイメージを図 4.8 に示す。作業者が測定現場で電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  を確認できるよう、デバイス A、デバイス B での測定結果をラップトップ PC やタブレット PC に送信し、PC 内でノイズの大きさや周波数をモニタリングできる状態が望ましい。そこで、今回の開発においては、デバイス A およびデバイス B の発振回路および電圧測定回路を、シグナルジェネレータやオシロスコープとして利用可能な小型 USB デバイスを用いて実装し PC から制御およびモニタリングする。図 4.9 にブロック図を示す。電極やスペーサで構成される電極部と小型 USB デバイスの間には、バッファ回路などを実装するためのインターフェースボードを実装する。なお、デバイス A およびデバイス B と PC を有線にて直接接続する場合には、それぞれのデバイスに対して一台の PC を利用する。これは、PC の内部回路を経由して、2つのデバイスが電氣的に接続されることを避けるためである。また、デバイス A およびデバイス B と PC を無線で接続する場合には、PC からの USB ケーブル経由での給電が行えないため、小型 USB デバイスをバッテリーで駆動し CPU ボードで制御する。この CPU ボードをアクセスポイント経由で PC と接続することで、PC から小型 USB デバイスを制御およびモニタリングする。

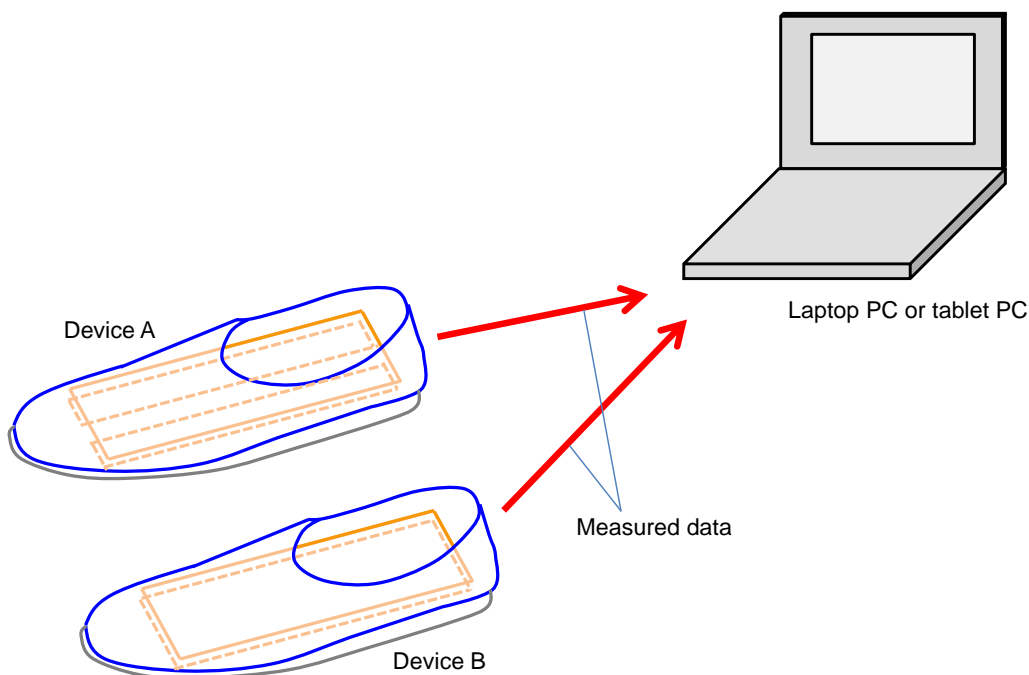


図 4.8 ウェアラブルデバイスのイメージ図

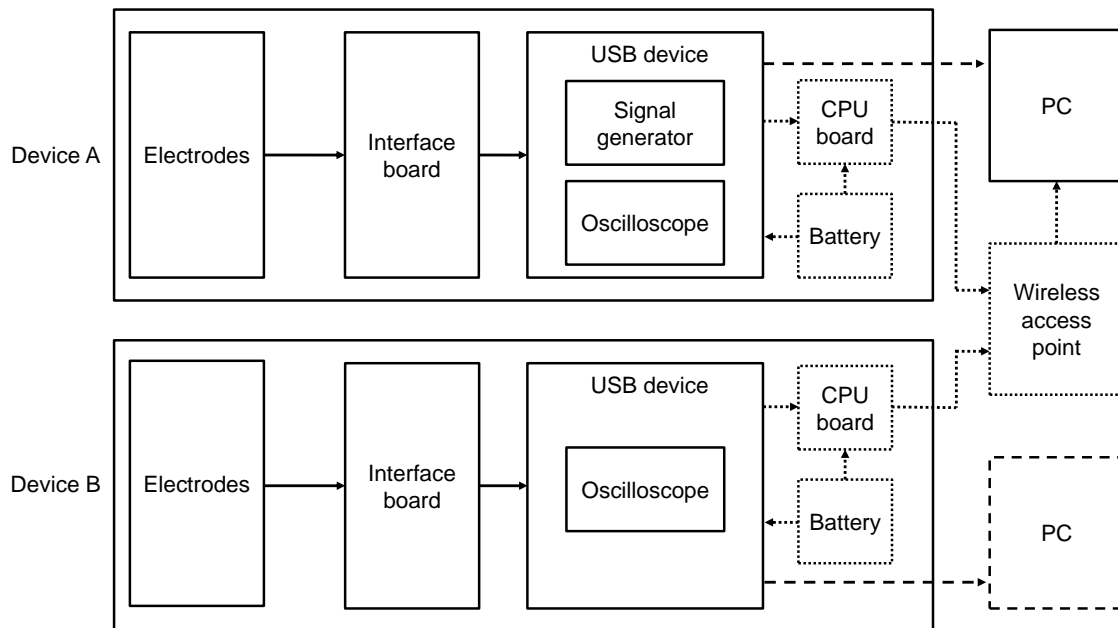


図 4.9 ウェアラブルデバイスの全体ブロック図 (破線：有線接続時のみ，点線：無線接続時のみ)

#### 4.3.2 電極部の構成

実際に電磁ノイズの測定を行う場合には，靴状のウェアラブルデバイスは歩きやすいよう，足の形に実装することや，柔らかい素材で作成する必要がある。ただし，今回の開発の目的は，提案している測定原理の確認であるため，このような実装は行わなかった。そのため，電極部は足のサイズが大きい被験者であっても利用可能なように大きめの長方形として実装した。デバイス A およびデバイス B の電極部の構成とサイズは図 4.2，図 4.3 に示した通りとした。スペーサはすべてアクリル板とし，電極はガラスエポキシ基板にベタ銅箔を配置することで実装した。スペーサのうち，デバイスの上部と下部に配置されるものは 3 mm 厚，電極間に挿入されるものは 10 mm 厚であり，ガラスエポキシ基板の厚みは 1 mm である。

#### 4.3.3 インターフェースボードの構成

電極と小型 USB デバイスを接続する際，インターフェースボードを両者の間に実装する。小型 USB デバイスのオシロスコープ機能の入力インピーダンスは  $1\text{ M}\Omega/24\text{ pF}$  であり，シグナルジェネレータ機能の出力インピーダンスは  $0\ \Omega$  である。デバイス A で利用する発振回路はシグナルジェネレータ機能を用いて実装するが，小型 USB デバイスの出力可能な電流に限度があるため，シグナルジェネレータ機能の出力にインターフェースボード上で  $50\ \Omega$  を直列に接続することで電流が過大にならないようにした。また，電圧測定回路をオシロスコープ機能のみを用いて実装する



事で、測定される電圧が影響を受ける可能性がある。そこで、インターフェースボード上にバッファアンプを用いた 1:1 バッファ回路を実装した。また、デバイス A ではバッファ回路の前段に  $10\text{ k}\Omega$  を、デバイス B ではバッファ回路の前段に  $200\text{ k}\Omega$  を入力と回路グラウンド間に挿入することで、電圧測定回路の入力インピーダンスを調整した。なお、インターフェースボードは  $26 \times 45\text{ mm}$  のガラスエポキシ基板として実装した。

インターフェースボード、および小型 USB デバイスを含めた回路図を図 4.10、図 4.11 に示す。

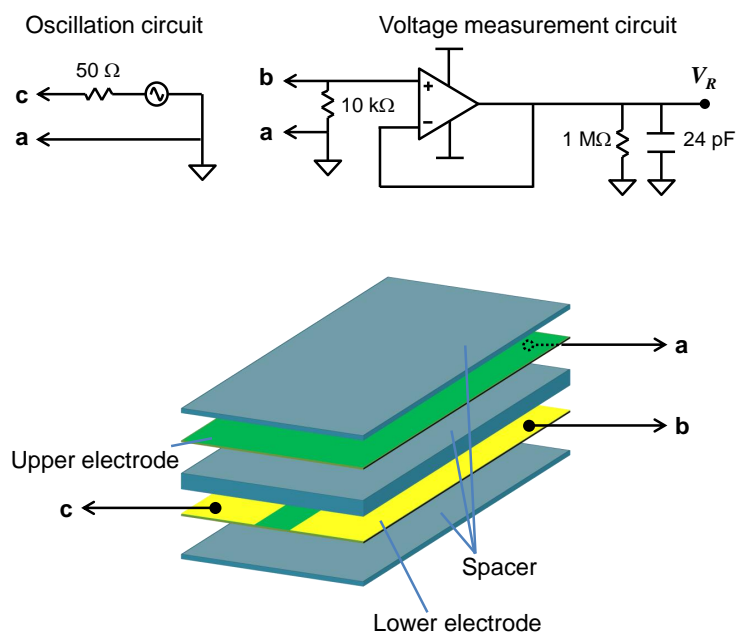


図 4.10 デバイス A の回路図

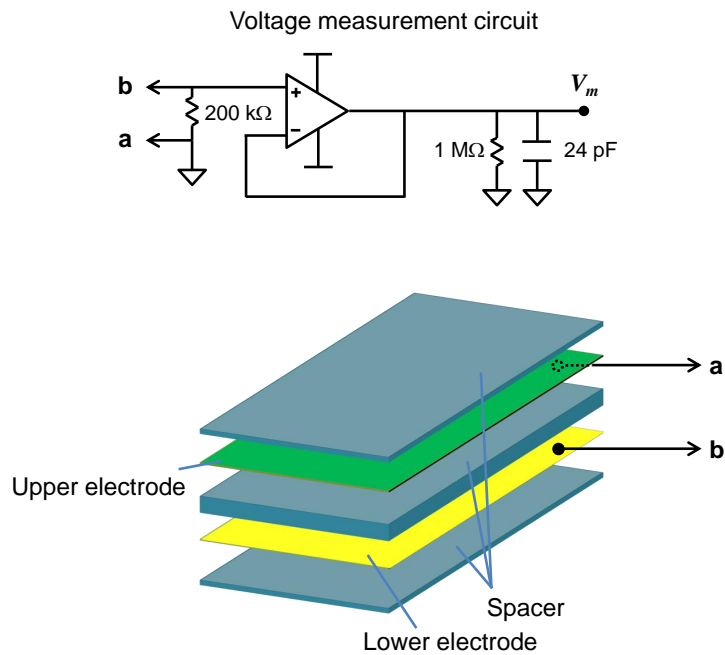


図 4.11 デバイス B の回路図

#### 4.3.4 筐体の構成

前項で説明したインターフェースボードおよび小型 USB デバイス、無線接続の場合に必要なバッテリーおよび CPU ボードを格納するための筐体が必要となる。そこで、図 4.12、図 4.13 に示す筐体をアクリル板で作成した。作業者が足を乗せるための電極およびスペーサで構成された電極部と、作業者のかかと側にはみ出す格納部でデバイスは構成される。図 4.13 に示す通りインターフェースボード、バッテリー、小型 USB デバイス、CPU ボードは格納部に収められる。なお、格納部の背面には PC と有線で接続する場合に必要な USB コネクタを実装した。また、足とデバイスを固定できるようにゴムバンドを図 4.14 の位置に脱着可能な構造とした。

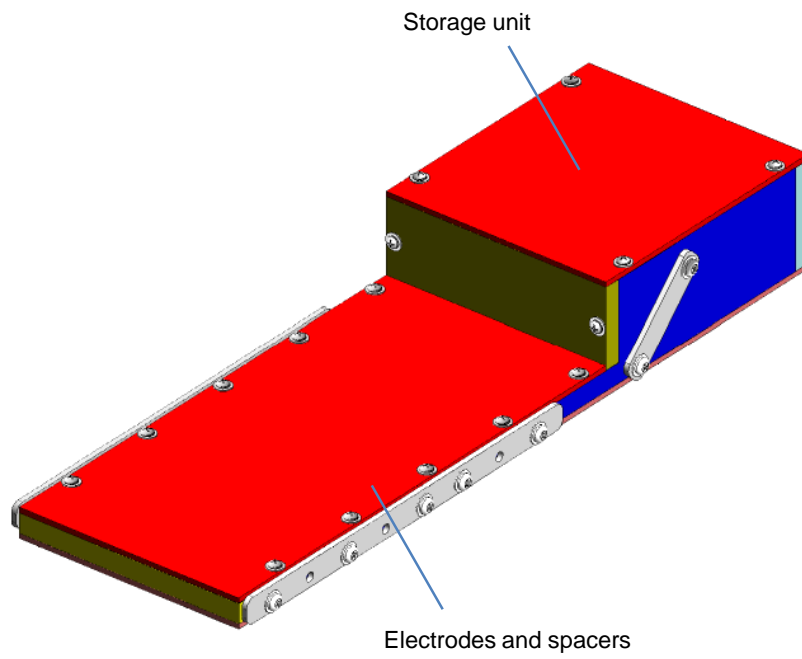


図 4.12 デバイス筐体外観

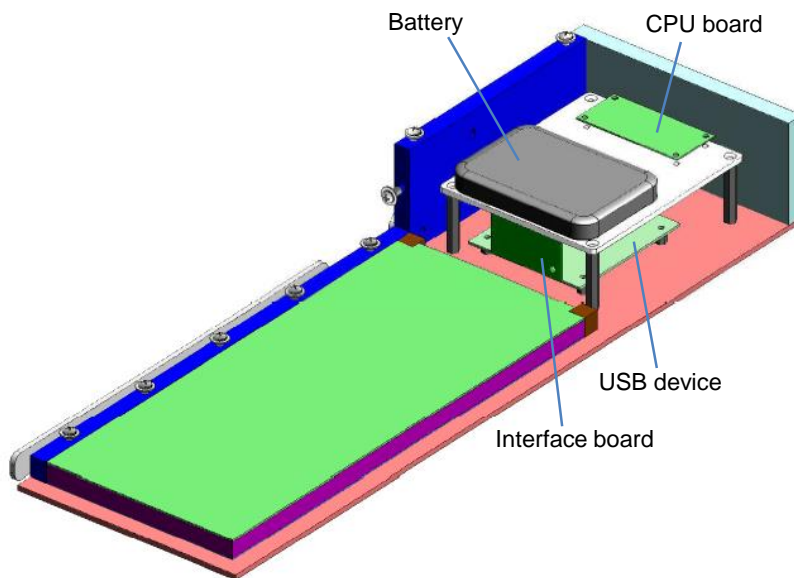


図 4.13 デバイス筐体内部

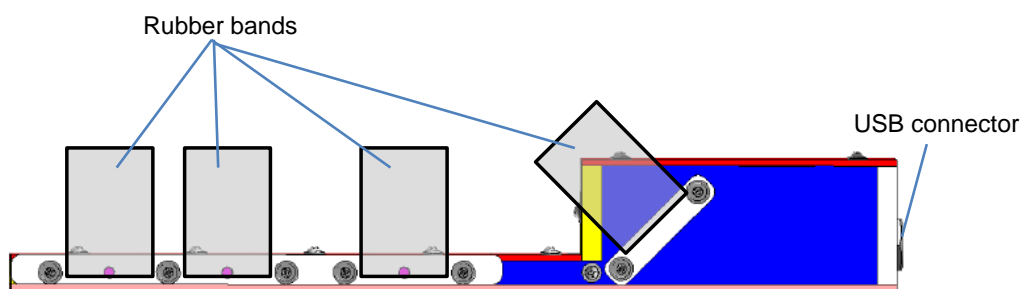


図 4.14 ゴムバンドの取り付け位置

## 4.4 提案手法の検証

提案手法を検証するため、3つの検証を行った。どの検証においても、事前作業は床面が導体で構成され、理想環境と考えられるシールドルーム内で実施する。

1つ目の検証では、提案手法によって電磁ノイズの対地電圧測定が可能かどうかを理想環境において検証する。第3章で行った検証同様、木板を積み重ねた上に被験者が立ち、電磁ノイズを模した信号が伝搬するケーブルを握り、電磁ノイズの対地電圧が測定可能かどうかを検証する。この検証をシールドルーム内で実施することで、一般的なオフィス環境に存在する床材のインピーダンスの影響を排除できる。

2つ目の検証は、金属製のパネルの上にカーペットが敷かれた環境で測定が可能かどうかの検証であり、より実際の測定環境に近い環境で測定が可能かどうかの検証である。また、この検証では被験者の姿勢を変化させることで、作業者が事前のキャリブレーション作業と違う姿勢を取った場合にも測定が可能かどうかを検証する。

最後の検証では、複数の一般的なオフィス環境において、提案手法によって測定が可能かどうかを検証する。この検証では、金属製のパネルのように明確に導体として考えられる床材ではなく、鉄筋コンクリートの床の上にビニールや木材の床材が敷かれた環境でも検証が行われる。さらに、第3章で測定器のグラウンドと大地間の静電容量  $C_m$  を、対地容量を見積もるためのデバイスで測定された電圧  $V_R$  を変数とした式として表したように、変換係数  $X$  をデバイス A で測定された電圧  $V_R$  を変数とした式として表す。

以上3つの検証を実施することによって、提案手法の有効性を示す。なお、検証における被験者数は1人である。

### 4.4.1 シールドルーム内での検証：事前作業

開発したデバイスを用いて事前作業をシールドルーム内で実施する。この事前作業は、デバイス A で測定される電圧  $V_R$  を変換係数  $X$  と関連付けるための作業である。図 4.15 に、作業の様子を示す。800 mm の高さの発泡スチロール製の台の上に、金属製の治具を設置する。治具の片側は、同軸ケーブルで出力インピーダンスが  $50 \Omega$  のシグナルジェネレータに接続され、もう片側は  $50 \Omega$  の終端抵抗が接続される。同軸ケーブルおよび終端抵抗の芯線は治具に張られた被覆ケーブルと、外導体は治具と導通する。また、この治具はシールドルームの床面と接続されるため、シグナルジェネレータからの信号は被覆ケーブルと  $50 \Omega$  の終端抵抗を介してシールドルーム床面に伝搬する。治具が設置される発泡スチロール台の前には、デバイス A およびデバイス B が設置され、被験者はこれらのデバイスの電極部に片足ずつを乗せて立つ。デバイス A を用いるときは被覆ケーブルを握らず、デバイス B を用いるときは被覆ケーブルを握る。なお、被験者は靴下を履いたままデバイスを装着して構わない。今回の検証では、被験者は靴下を履いて実験を行った。デバイス A、デバイス B はそれぞれラップトップ PC と USB ケーブルを用いて接続され、ラップトップ PC は 400 mm の高さの発泡スチロール製の台の上に設置される。ラップトップ PC をシールドルームの床面上に直接置かず発泡スチロール製の台の上に設置した理由は、ラップトップ PC の内部回路

がシールドルームの床面との間で電氣的に結合し、USB ケーブル経由で繋がったデバイス A、デバイス B が影響を受けることを避けるためである。同様の理由から、これらのラップトップ PC は内部バッテリーで駆動され外部の商用電源からは電源の供給を行わなかった。

まず、被験者はケーブルを握らず直立した状態で、デバイス A の発振回路から周波数 100 kHz の正弦波を  $10 V_{p-p}$  の大きさで出力し、電圧測定回路で測定される電圧  $V_R$  を測定した。同様の測定を図 4.16 に示すように、デバイス A、デバイス B とシールドルーム床面間に 10 mm 厚の亚克力板を 1, 3, 5 枚挿入し実施した。測定結果を表 4.1 に示す。挿入する亚克力板の枚数が増えるにつれ、電圧  $V_R$  が低下することが確認された。

次に、デバイス A の発振回路からの信号出力を中断し、金属製の治具に接続されたシグナルジェネレータから周波数 1 kHz から 10 MHz の正弦波を  $10 V_{p-p}$  の大きさで出力し、デバイス B の電圧測定回路で測定される電圧  $V_m$  を測定した。先ほどの作業と同様、この作業も同様の測定をデバイス A、デバイス B とシールドルーム床面間に 10 mm 厚の亚克力板を 1, 3, 5 枚挿入し実施した。電磁ノイズを模した正弦波の電圧  $V_n$  はシグナルジェネレータの出力インピーダンスと  $50 \Omega$  の終端抵抗で分圧され  $5 V_{p-p}$  である。式 (4.1) より求めた変換係数  $X$  を図 4.17 に示す。

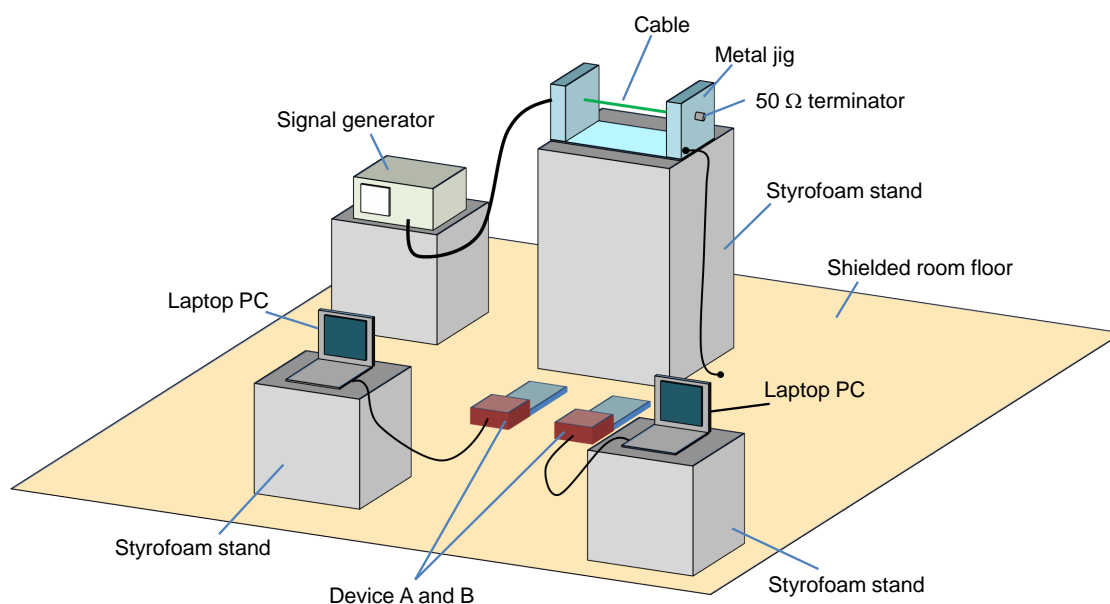


図 4.15 シールドルームでの測定の様子

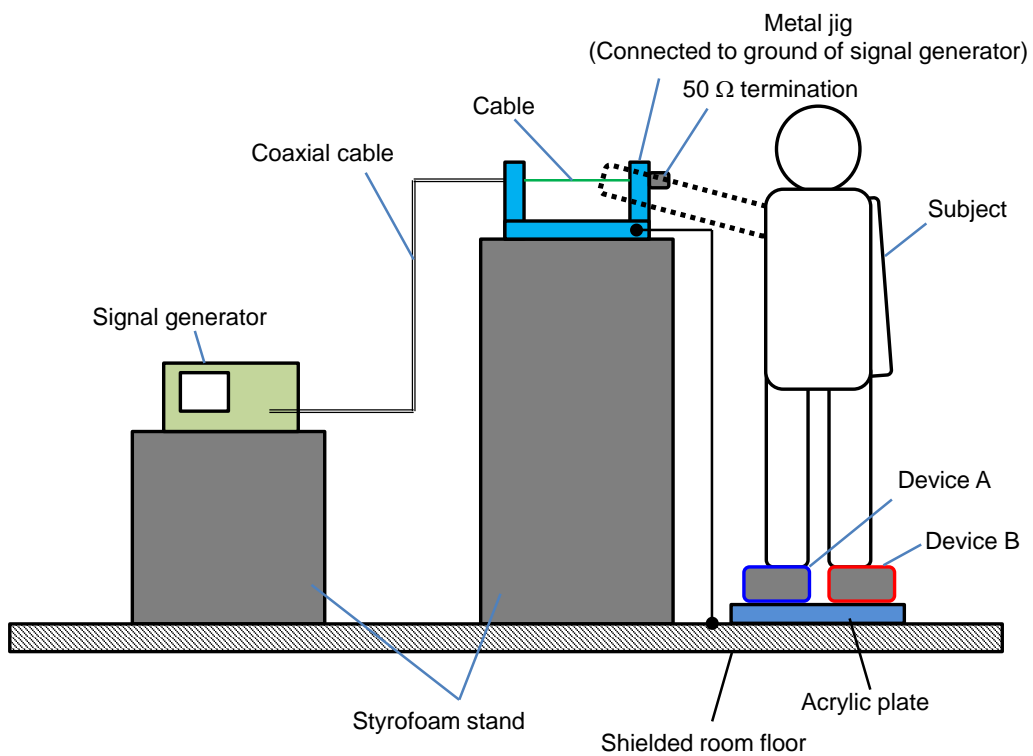


図 4.16 被験者の足元にアクリル板を挿入して実施する測定の様子

表 4.1 デバイスの下に挿入されるアクリル板の厚みと電圧  $V_R$  の関係

Thickness of acrylic plate	Voltage $V_R$
Without acrylic plate	1.64 V <sub>p-p</sub>
10 mm	0.388 V <sub>p-p</sub>
30 mm	0.216 V <sub>p-p</sub>
50 mm	0.201 V <sub>p-p</sub>

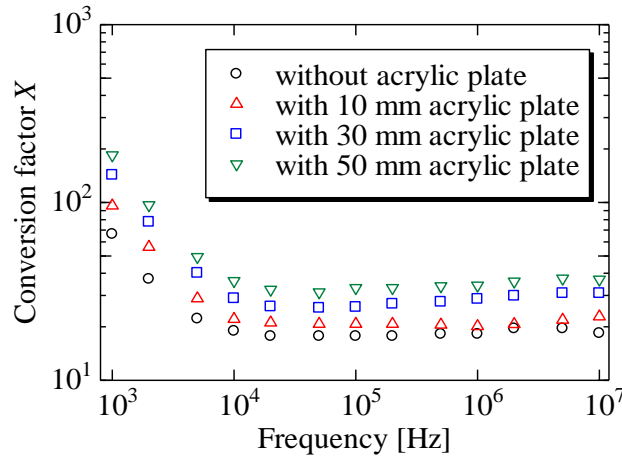


図 4.17 事前作業で求めた変換係数  $X$

#### 4.4.2 シールドルーム内での検証：電磁ノイズの対地電圧測定

前項で実施した事前作業で得られた結果から、伝導ノイズの対地電圧が測定できるか検証する。図 4.15 に示した環境において、図 4.16 に示したアクリル板の代わりに厚さ 9 mm の中質繊維板と呼ばれる木板をデバイス A、デバイス B とシールドルーム床面間に 1~2 枚挿入した。被験者がケーブルを握らない状態でデバイス A の発振回路から周波数 100 kHz の正弦波を  $10 V_{p-p}$  の大きさで出力し、電圧測定回路で測定される電圧  $V_R$  を測定した。測定結果を表 4.2 に示す。木板の厚みが 9 mm の時に測定された電圧  $V_R$  は、デバイスとシールドルーム床面間に挿入したアクリル板の厚みが 10 mm の場合に測定された電圧  $V_R$  より小さく、アクリル板の厚みが 30 mm の場合に測定された電圧  $V_R$  より大きかった。また、木板の厚みが 18 mm の時に測定された電圧  $V_R$  は、デバイスとシールドルーム床面間に挿入したアクリル板の厚みが 30 mm の場合に測定された電圧  $V_R$  より小さく、アクリル板の厚みが 50 mm の場合に測定された電圧  $V_R$  より大きかった。変換係数  $X$  を以下の式 (4.2) より求める。

$$X = \begin{cases} \frac{X_{(10mm)} - X_{(0mm)}}{V_{R(10mm)} - V_{R(0mm)}} (V_R - V_{R(0mm)}) + X_{(0mm)} & \text{if } V_{R(10mm)} < V_R \leq V_{R(0mm)} \\ \frac{X_{(30mm)} - X_{(10mm)}}{V_{R(30mm)} - V_{R(10mm)}} (V_R - V_{R(10mm)}) + X_{(10mm)} & \text{if } V_{R(30mm)} < V_R \leq V_{R(10mm)} \\ \frac{X_{(50mm)} - X_{(30mm)}}{V_{R(50mm)} - V_{R(30mm)}} (V_R - V_{R(30mm)}) + X_{(30mm)} & \text{if } V_{R(50mm)} < V_R \leq V_{R(30mm)} \end{cases} \quad (4.2)$$

求めた変換係数  $X$  を図 4.18 に示す。次にデバイス A の発振回路からの信号出力を中断し、金属製



の治具に接続されたシグナルジェネレータから周波数 1 kHz から 10 MHz の正弦波を  $10 V_{p-p}$  の大ききで出力し、デバイス B の電圧測定回路で測定される電圧  $V_m$  を測定した。電圧  $V_m$  に対し式 (4.1) を適用し、電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  を求めた。測定された電圧  $V_m$  と変換係数  $X$  により補正された電圧  $V_n$  を図 4.19 に示す。実際に測定している電圧が  $5 V_{p-p}$  であるのに対し、変換係数  $X$  により補正して求めた電圧  $V_n$  は  $4.8 V_{p-p} \sim 5.5 V_{p-p}$  であったため、この検証における誤差は 1 dB 以下であった。

本検証から、シールドルーム床面のように、理想的な導体面がデバイスの下部に誘電体板を挟んで存在する環境では、提案手法によって電磁ノイズの対地電圧が測定できることが示された。

表 4.2 デバイスの下に挿入される木板の厚みと電圧  $V_R$  の関係

Thickness of MDF plate	Voltage $V_R$
9 mm	$0.336 V_{p-p}$
18 mm	$0.215 V_{p-p}$

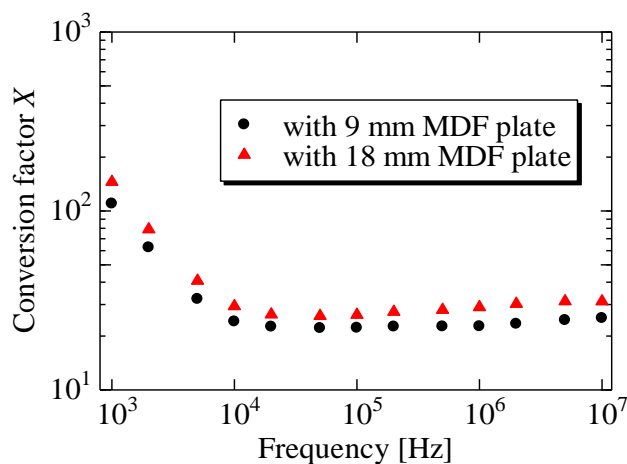


図 4.18 木板をデバイスとシールドルーム床面間に挿入した場合の変換係数  $X$

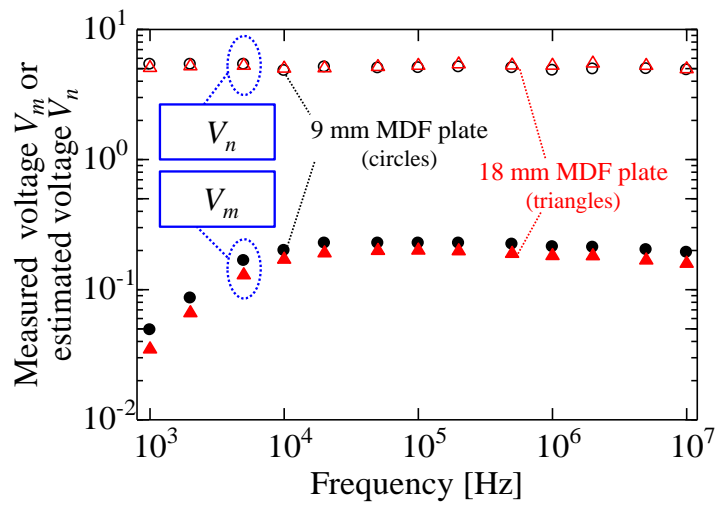


図 4.19 デバイス B で測定された電圧  $V_m$  と補正された電圧  $V_n$

#### 4.4.3 作業者の姿勢が測定に与える影響の検証：事前作業

前々項で実施した，シールドルーム内での検証と同様の事前作業を行った．事前作業を行った被験者は，前々項と同じ被験者であるが，着用していた靴下が異なったため，デバイス B で測定される電圧  $V_m$  が，前々項での事前作業とは異なる値であった．そのため，変換係数  $X$  も図 4.17 に示した値とは異なり，図 4.20 に示した通りとなった．なお，デバイス A で計測される電圧  $V_R$  は，被験者が着用する靴下によって影響を受けず，表 4.1 の通りであった．これは，デバイス A の発振回路から出力された信号は，主に電極とシールドルーム床面間に生じる静電容量を経由する経路で電圧測定回路に伝搬していることを示している．

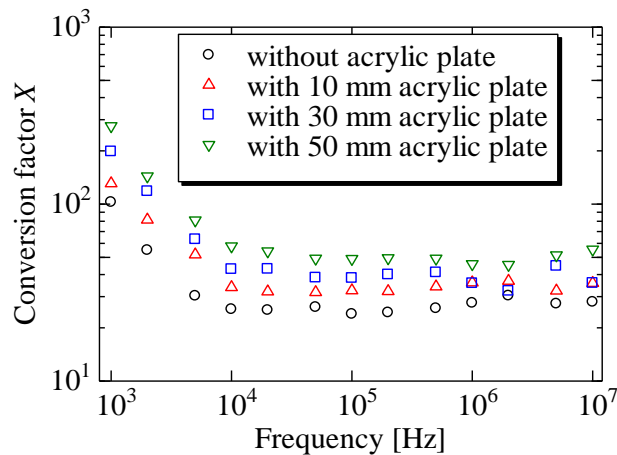


図 4.20 事前作業で求めた変換係数  $X$

#### 4.4.4 作業者の姿勢が測定に与える影響の検証：電磁ノイズの対地電圧測定

前項で実施した事前作業で得られた結果から、伝導ノイズの対地電圧が測定できるかどうかの検証を一般的なオフィス環境にて行う。図 4.21 に検証環境を示す。本項での対地電圧測定の検証は、配線のための空間が金属パネルの下にある、二重床の環境で実施した。この環境では、金属製のパネルの上に裏面にゴム製の滑り止めが付いた繊維製のカーペットが敷かれている。カーペットの一部を取り外し、露出した金属パネルに金属製の治具を接続した。これは、シグナルジェネレータのグラウンドと金属パネル間を等電位にするためである。なお、金属パネル同士は接触している部分、離れている部分などがあり、必ずしもお互いに導通している状態ではない。しかし、お互いの間に生じる静電容量によって電氣的に接続された状態である。

まず、被験者がケーブルを握っていない状態でデバイス A の発振回路から周波数 100 kHz の正弦波を  $10 V_{p-p}$  の大きさで出力し、電圧測定回路で測定される電圧  $V_R$  を測定した。測定された電圧  $V_R$  は  $0.647 V_{p-p}$  であった。この結果から変換係数  $X$  を式 (4.2) より求める。求めた変換係数  $X$  を図 4.22 に示す。

次に、デバイス A からの信号の出力を停止し、金属製の治具に接続されたシグナルジェネレータから周波数 1 kHz から 10 MHz の正弦波を  $10 V_{p-p}$  の大きさで出力し、デバイス B の電圧測定回路で測定される電圧  $V_m$  を測定した。この際、金属製の治具を置く発泡スチロール製の台の高さを 400 mm, 800 mm, 1200 mm と三種類とすることで、作業者の姿勢が測定結果に与える影響を検証した。測定された電圧  $V_m$  に対し式 (4.1) を適用し、電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  を求めた。測定された電圧  $V_m$  と変換係数  $X$  により補正された電圧  $V_n$  を図 4.23 に示す。実際に測定している電圧が  $5 V_{p-p}$  であるのに対し、変換係数  $X$  により補正して求めた電圧  $V_n$  は  $4.6 V_{p-p} \sim 7.9 V_{p-p}$  であった。

め、この検証における誤差は最大で 4 dB であった。また、表 4.3 に示すように、治具を設置した発泡スチロール製の台の高さが 400 mm の時の誤差平均は 0.98 dB、800 mm の時の誤差平均は 1.9 dB、1200 mm の時の誤差平均は 2.2 dB であった。

シールドルーム内で木板をデバイス A、デバイス B とシールドルーム床面間に木板を挿入した場合の測定誤差は最大 1 dB であったが、同様の手順、同様の実験内容を金属パネルの上にカーペットが敷かれた環境で実施した結果、最大誤差が 4 dB となった。この理由として変換係数  $X$  の導出に利用する事前作業で取得しているデータ数が少ないこと、式 (4.2) において変換係数  $X$  がデバイス A で測定される電圧  $V_R$  に対して線形に変化するという前提を置いていること、デバイス A で電圧  $V_R$  を測定する際 100 kHz のみで測定を行っており、その他の周波数で測定を行っていないことが原因として考えられる。測定現場において、デバイスの電極と大地間に挟まれる誘電体は、必ずしもアクリル板のようにフラットな周波数特性を示すとは限らない。そのため、単一周波数での測定結果のみを用いて変換係数  $X$  を導出することが誤差の原因となる可能性がある。

被験者の姿勢による測定誤差の違いは 1.2 dB 程度とあまり大きくなかったが、もっとも測定される電圧が大きかったのは治具を設置する発泡スチロール台が 1200 mm の高さだった場合、もっとも測定される電圧が小さかったのは治具を設置する発泡スチロール台が 400 mm の高さだった場合であった。これは、低い高さの発泡スチロール台の上に設置されたケーブルを握る際、被験者が屈むため、図 4.24 に  $C_b$  として示した被験者の体と大地間に生じる静電容量が大きくなったことが原因として考えられる。

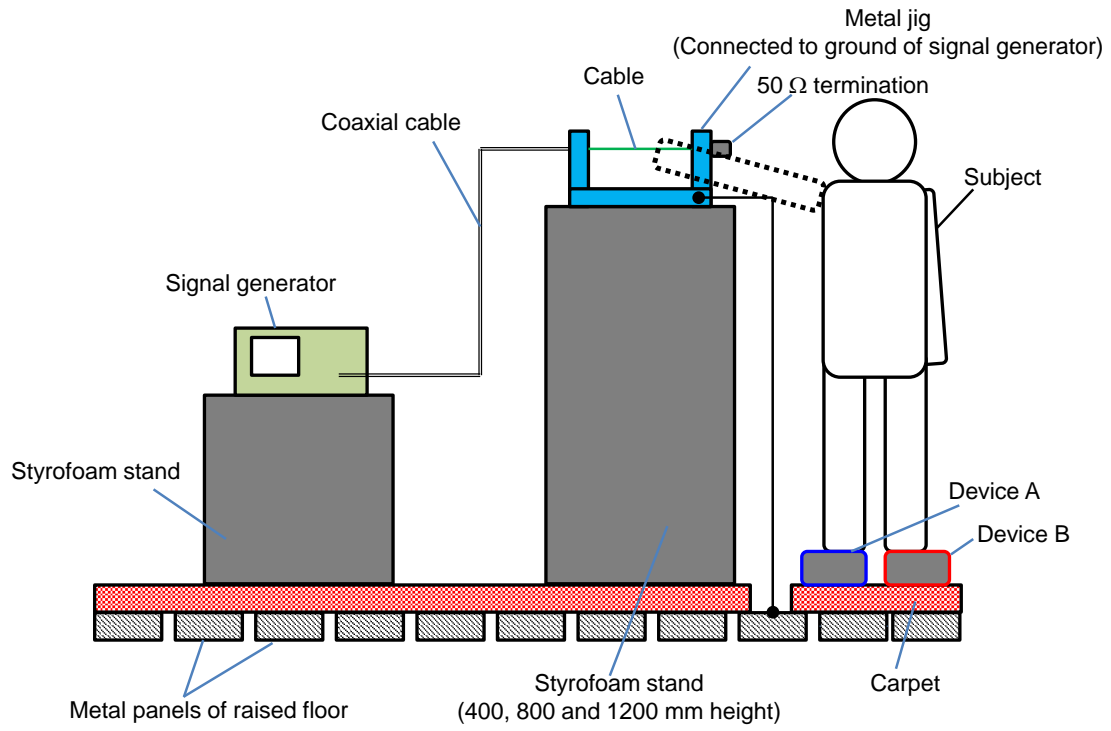


図 4.21 二重床環境における検証の様子

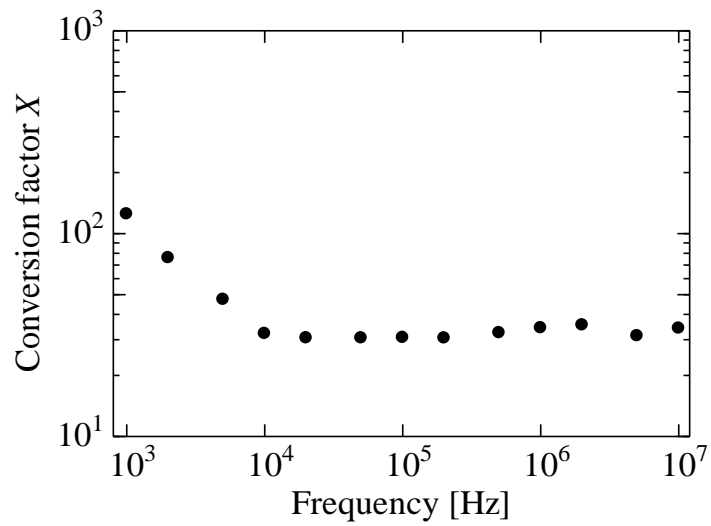


図 4.22 二重床環境における変換係数  $X$

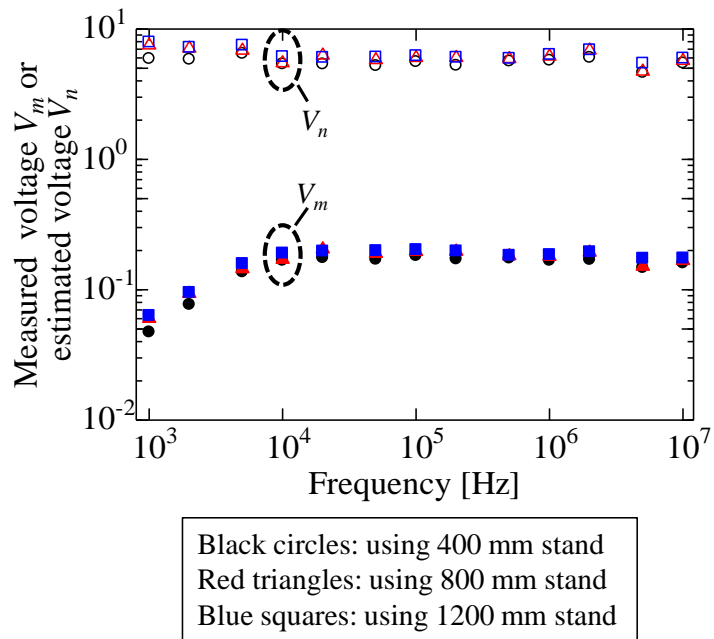


図 4.23 デバイス B で測定された電圧  $V_m$  と補正された電圧  $V_n$

表 4.3 発泡スチロール台の高さと平均誤差の関係

Height of the stand [mm]	Average error
400	0.98 dB
800	1.9 dB
1200	2.2 dB

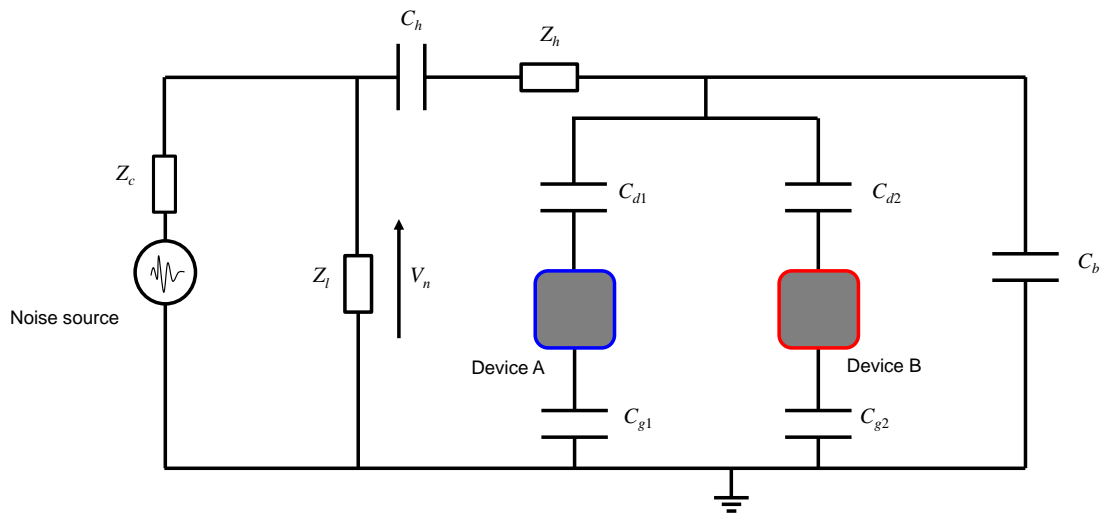


図 4.24 被験者の体と大地間に生じる静電容量  $C_b$  を含めた測定の等価回路

#### 4.4.5 複数のオフィス環境における検証：事前作業

本項の検証では、複数の一般的なオフィス環境において提案手法によって電磁ノイズの対地電圧測定が可能かどうかを検証する。この検証では前項で実験を行った金属製のパネルの上にカーペットが敷かれた環境だけではなく、鉄筋コンクリートの床の上にビニールや木材の床材が敷かれた環境でも検証を実施する。前項の検証では、変換係数  $X$  がデバイス A で測定される電圧  $V_R$  と線形の関係を持つという仮定のもと、事前作業で取得した数点の測定データから測定現場における変換係数  $X$  を求めた。この導出方法が、誤差が大きくなった原因の一つとして考えられる。そこで、第 3 章で測定器のグラウンドと大地間の静電容量  $C_m$  を対地容量を見積もるためのデバイスで測定された電圧  $V_R$  を変数とした式として表したように、変換係数  $X$  をデバイス A で測定された電圧  $V_R$  を変数とした式として表す。

前項までの検証同様、事前作業を図 4.15、図 4.16 に示した通り、シールドルーム内で実施する。なお、本検証では図 4.25 に示すように、デバイス A およびデバイス B は無線アクセスポイントを経由してラップトップ PC と接続される。

まず、被験者はケーブルを握らず直立した状態で、デバイス A の発振回路から周波数 10 kHz から 5 MHz までの正弦波を  $6 V_{p-p}$  の大きさで出力し、電圧測定回路で測定される電圧  $V_R$  を測定した。同様の測定を図 4.16 に示すように、デバイス A、デバイス B とシールドルーム床面間にアクリル板を挿入し、デバイス A、デバイス B とシールドルーム床面間の距離を 2, 4, 6, 8, 10, 20, 30, 40 mm として実施した。測定結果を図 4.26、図 4.27 に示す。挿入するアクリル板の枚数が増えるにつれ、電圧  $V_R$  が減少すること、また 2 MHz で電圧  $V_R$  がピークを持つことが確認された。

次に、デバイス A の発振回路からの信号出力を中断し、金属製の治具に接続されたシグナルジェネレータから周波数 10 kHz から 5 MHz の正弦波を  $20 \text{ V}_{\text{p-p}}$  の大きさに出力し、デバイス B の電圧測定回路に生じる電圧  $V_m$  を測定した。先ほどの作業と同様、この作業もデバイス A、デバイス B とシールドルーム床面間の距離を 2, 4, 6, 8, 10, 20, 30, 40 mm として実施した。なお、電磁ノイズを模した正弦波の電圧  $V_n$  はシグナルジェネレータの出力インピーダンスと  $50 \Omega$  の終端抵抗で分圧されるため  $10 \text{ V}_{\text{p-p}}$  である。式 (4.1) より求めた変換係数  $X$  を図 4.28, 図 4.29 に示す。

前項までは、測定現場でデバイス A を用いて測定した電圧  $V_R$  から、式 (4.2) を用いて変換係数  $X$  を求めたが、本項では図 4.26, 図 4.27 に示した電圧  $V_R$  と、図 4.28, 図 4.29 に示した変換係数  $X$  の関係を対数近似によって導出する。最小二乗法を用いて求めた関係式を表 4.4 に示す。

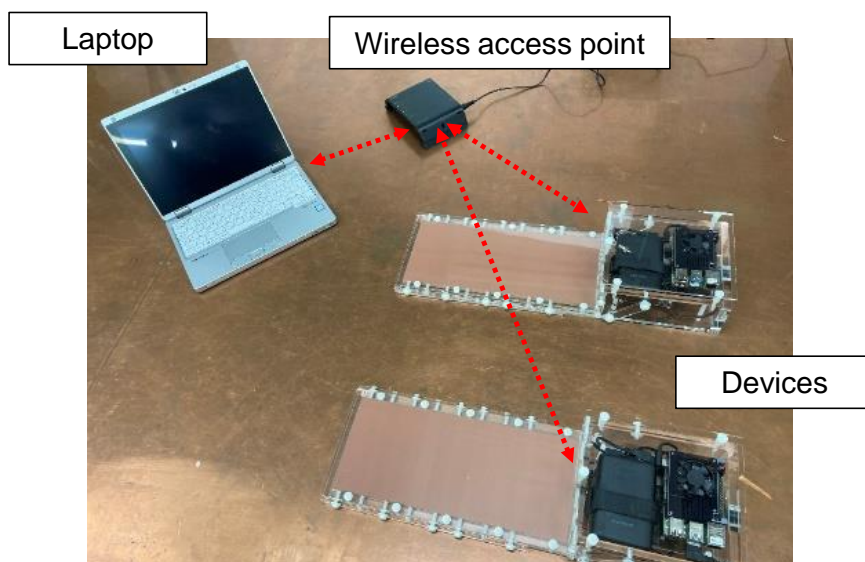


図 4.25 無線接続されたデバイスとラップトップ PC の関係



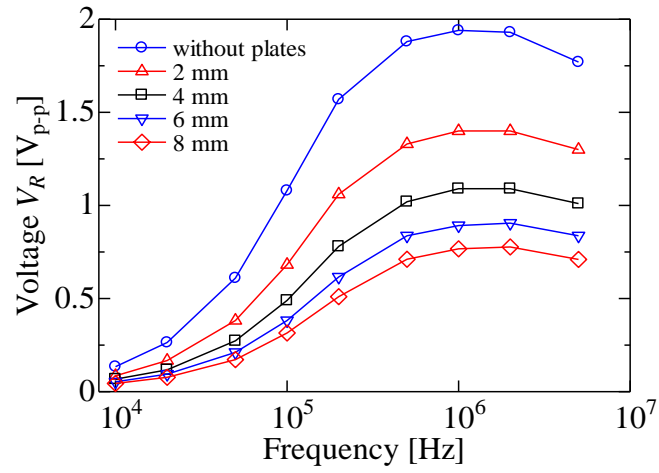


図 4.26 デバイス A で測定される電圧  $V_R$  (アクリル板無しおよび 2~8 mm のアクリル板を挿入した結果)

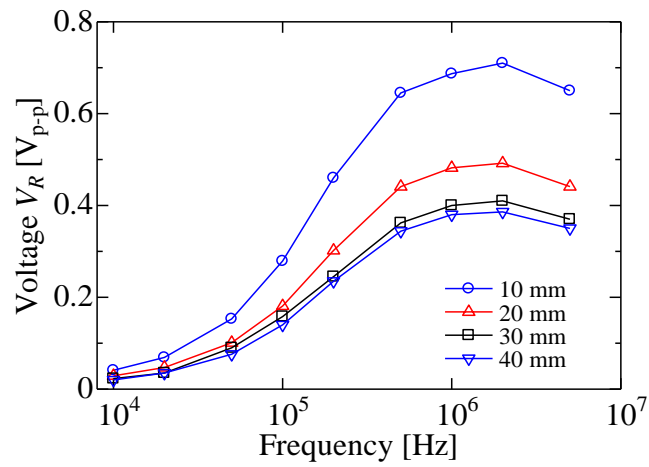


図 4.27 デバイス A で測定される電圧  $V_R$  (10~40 mm のアクリル板を挿入した結果)

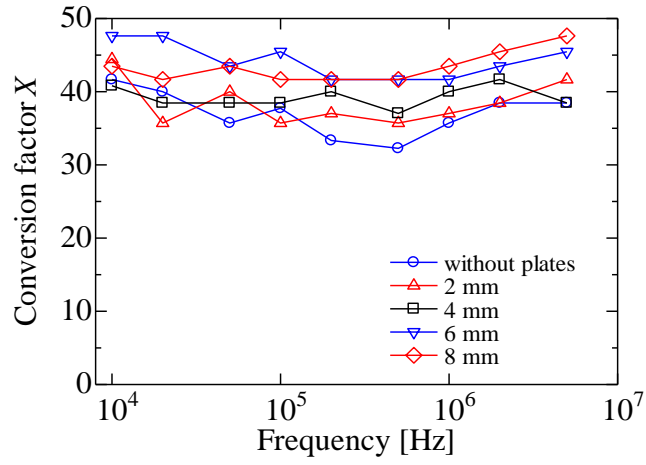


図 4.28 事前作業で求めた変換係数  $X$  (アクリル板無しおよび 2~8 mm のアクリル板を挿入した結果)

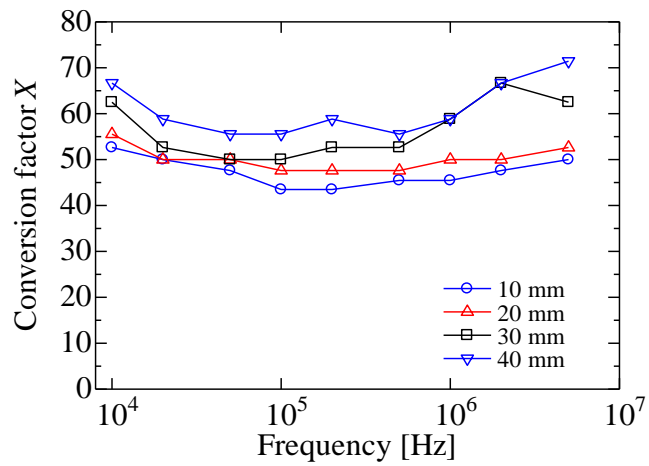


図 4.29 事前作業で求めた変換係数  $X$  (10~40 mm のアクリル板を挿入した結果)

表 4.4 電圧  $V_R$  から変換係数  $X$  を求めるための変換式

Frequency	Equation
10 kHz	$X = -13.4 \log_e(V_R) + 9.5$
20 kHz	$X = -9.4 \log_e(V_R) + 22.3$
50 kHz	$X = -9.9 \log_e(V_R) + 32.1$
100 kHz	$X = -4.7 \log_e(V_R) + 35.3$
200 kHz	$X = -11.4 \log_e(V_R) + 36.8$
500 kHz	$X = -13.1 \log_e(V_R) + 39.0$
1 MHz	$X = -6.7 \log_e(V_R) + 39.4$
2 MHz	$X = -10.7 \log_e(V_R) + 38.8$
5 MHz	$X = -17.4 \log_e(V_R) + 43.9$

#### 4.4.6 複数のオフィス環境における検証：電磁ノイズの対地電圧測定

前項で実施した事前作業で得られた結果から、伝導ノイズの対地電圧が測定できるかどうかの検証を一般的な3種類のオフィス環境にて行う。1つ目のオフィス環境は鉄筋コンクリート製の床の上に厚さ2 mmのビニール製の床材が敷かれた環境、2つ目のオフィス環境は鉄筋コンクリート製の床の上に合わせて厚さ15 mmの発泡剤と木製の床材が敷かれた環境、3つ目のオフィス環境はLANケーブルや電源ケーブルを床下に配線できるよう、金属製のパネルが使われた二重床の環境である。この環境は鉄筋コンクリート製の床から100 mmの高さに厚さ2 mmの鉄製のパネルが配置され、その上にゴム製の滑り止めが付いた厚さ7 mmの繊維製のカーペットが敷かれている。鉄筋コンクリートの床は、鉄筋がコンクリートの表面から30 mm下に敷設されており、グリッドのサイズは200 mmである。なお、鉄筋の直径は10 mmと13 mmである。図4.30～図4.32にそれぞれの検証環境の様子を、図4.33に鉄筋のグリッドを示す。今回の検証では、シグナルジェネレータと金属製の治具は、高さ700 mmの机の上に置かれ、治具やシグナルジェネレータの筐体は金属パネルやコンクリートと接続しなかった。これは、実際の電磁ノイズの測定と同様の条件である。測定の様子を図4.34に示す。なお、図4.34は二重床環境における測定の様子である。

まず、被験者がケーブルを握っていない状態でデバイスAの発振回路から周波数10 kHzから5 MHzの正弦波を6 V<sub>p-p</sub>の大きさで出力し、電圧測定回路で測定される電圧 $V_R$ を測定した。さらに、測定された電圧 $V_R$ から変換係数 $X$ を表4.4に示した式を用いて計算した。

次に、デバイスAからの信号の出力を停止し、金属製の治具に接続されたシグナルジェネレータから周波数10 kHzから5 MHzの正弦波を20 V<sub>p-p</sub>の大きさで出力し、デバイスBの電圧測定回路で測定される電圧 $V_m$ を測定した。測定された電圧 $V_m$ に対し式(4.1)を適用し、電磁ノイズの対地電圧 $V_n$ を求めた。測定された電圧 $V_m$ と変換係数 $X$ により補正された電圧 $V_n$ を図4.35に

示す。表 4.5 に示すように、ビニール製の床材上での平均測定誤差は 1.10 dB、木製の床材上での平均測定誤差は 1.32 dB、二重床環境での平均測定誤差は 1.33 dB と、どの環境でも小さな誤差となった。デバイス B の電圧測定回路で測定される電圧  $V_m$  の大きさは、一部の周波数を除いてビニール製の床材上で最も大きく、次に二重床環境、もっとも小さかったのが木製の床材上であった。これは、デバイスの電極と大地間の静電容量がこの順番に大きかった事を示している。

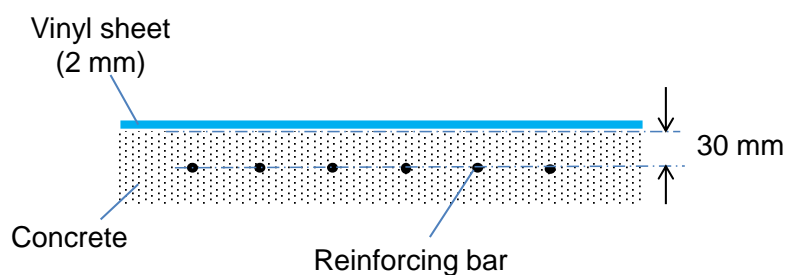


図 4.30 ビニール製の床材が敷かれた鉄筋コンクリート環境

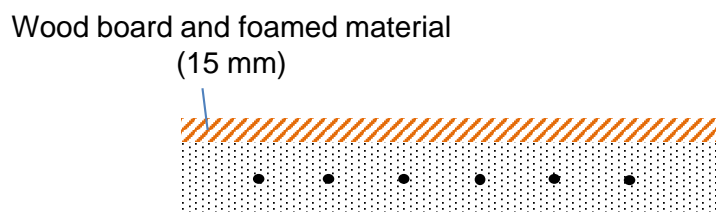


図 4.31 木製の床材が敷かれた鉄筋コンクリート環境

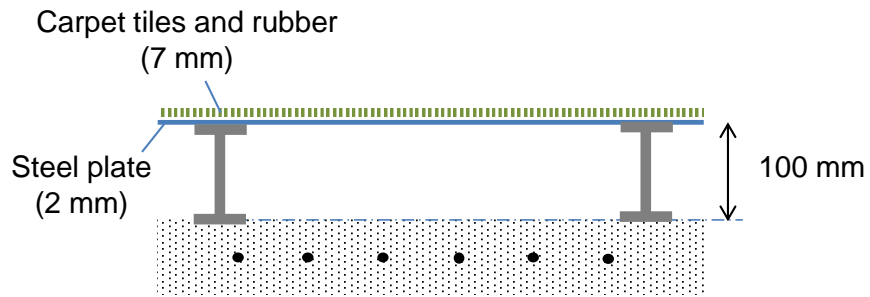


図 4.32 金属製のパネル状にカーペットが敷かれた環境

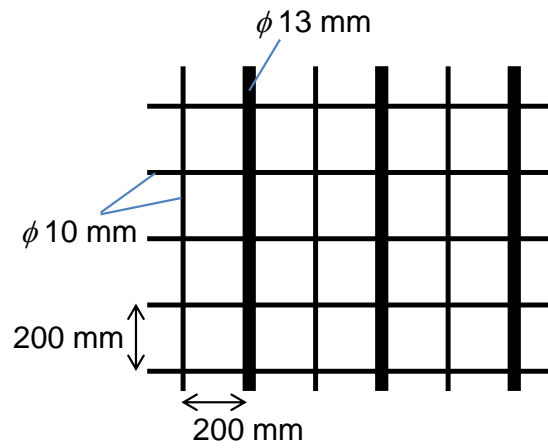


図 4.33 鉄筋コンクリート中の鉄筋のグリッド

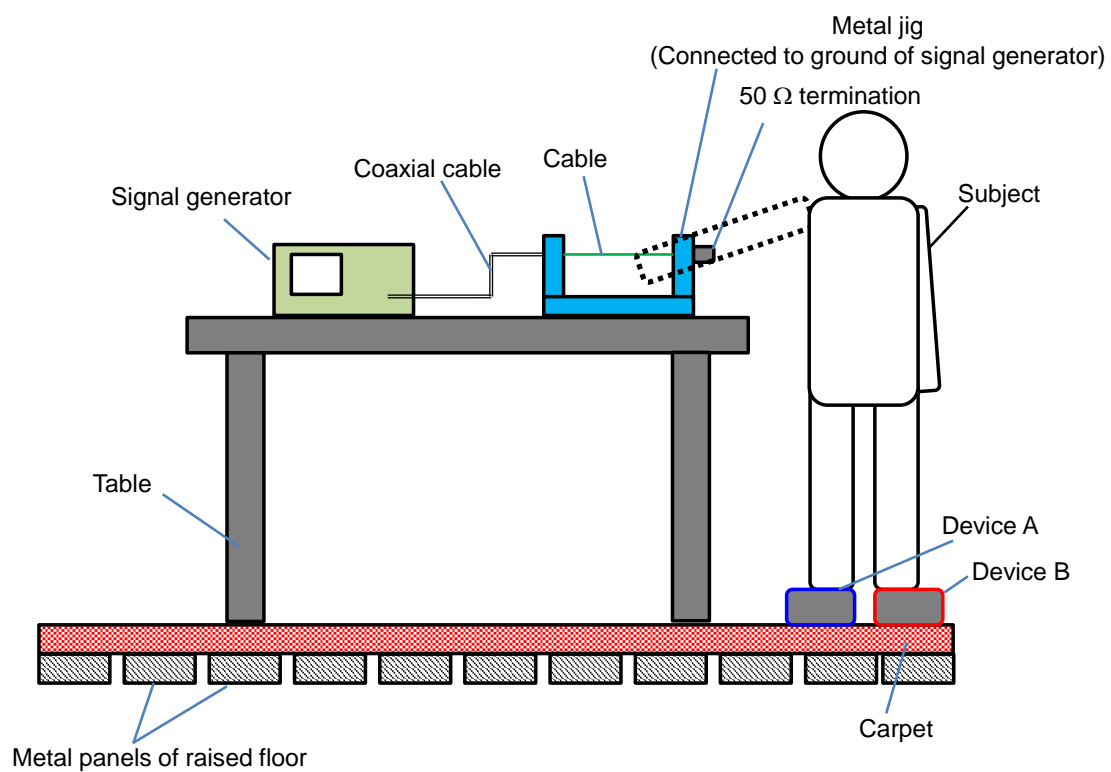


図 4.34 二重床環境での検証の様子

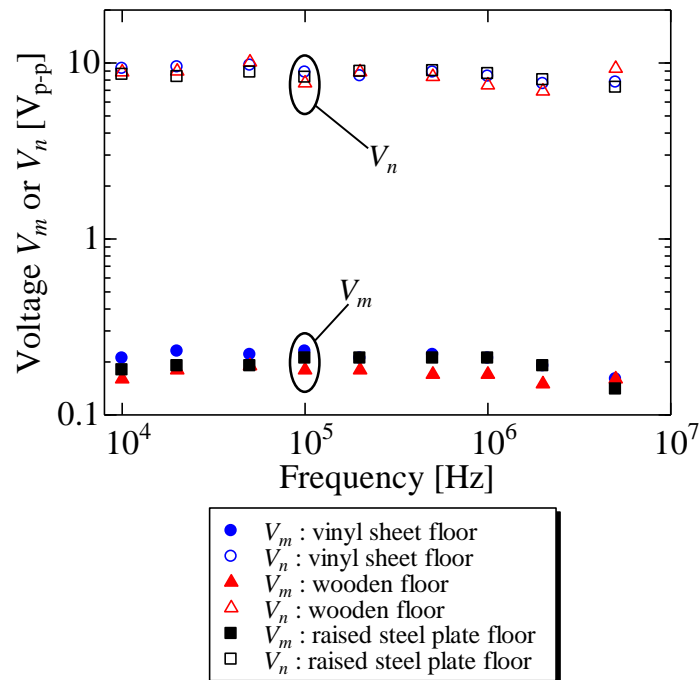


図 4.35 デバイス B で測定された電圧  $V_m$  と補正された電圧  $V_n$

表 4.5 測定環境と平均誤差の関係

Floor type	Average error
Vinyl sheet floor	1.10dB
Wooden floor	1.32 dB
Raised steel plate floor	1.33 dB

#### 4.4.7 デバイスの配置が測定に与える影響

図 4.32 に示すように、今回検証を行った環境では 200 mm おきに格子状に鉄筋が埋設されている。電極とコンクリートとの間に生じる結合ではなく電極と鉄筋との間に生じる結合が支配的である場合、デバイスの配置によって測定結果が影響を受ける。これはオンサイトの測定環境での測定結果の補正に、理想環境において取得したキャリブレーションデータを利用することが不適切であることを意味する。そこで、被験者が上に乗らない状態でデバイス A を 50 mm おきに動かした場合に、デバイス A で測定される電圧  $V_R$  を測定する検証をビニール製および木製の床材が敷かれた環境で行った。図 4.36 にデバイス A の配置位置を示す。デバイス A の発振回路から正弦波を 6

$V_{p-p}$  の大きさで出力した場合に、電圧測定回路で測定される電圧  $V_R$  を表 4.6～表 4.9 に示す。どの周波数、またどちらの床材の環境においても、デバイス A で測定される電圧  $V_R$  は変化しなかった。この結果から、デバイスの配置は測定結果に影響を与えないことが確認された。この結果は、電極とコンクリートとの間の結合が支配的な要素であることを示しているため、提案手法は鉄筋コンクリートで床が構成される一般的なオフィス環境においても利用可能な手法であると考えられる。

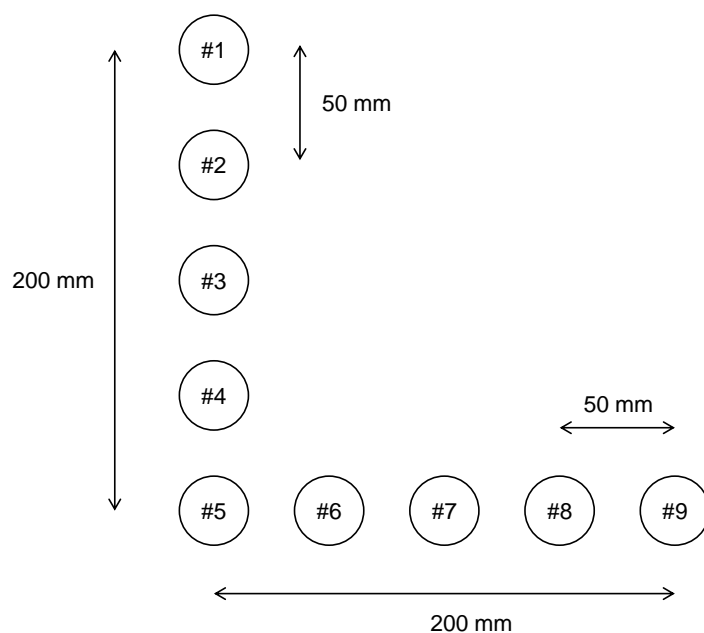


図 4.36 デバイス A の配置位置



表 4.6 電圧  $V_R$  (10 kHz)

Position	Voltage $V_R$	
	Vinyl sheet floor	Wooden floor
#1	0.09 $V_{p-p}$	0.04 $V_{p-p}$
#2	0.09 $V_{p-p}$	0.04 $V_{p-p}$
#3	0.09 $V_{p-p}$	0.04 $V_{p-p}$
#4	0.09 $V_{p-p}$	0.04 $V_{p-p}$
#5	0.09 $V_{p-p}$	0.04 $V_{p-p}$
#6	0.09 $V_{p-p}$	0.04 $V_{p-p}$
#7	0.09 $V_{p-p}$	0.04 $V_{p-p}$
#8	0.09 $V_{p-p}$	0.04 $V_{p-p}$
#9	0.09 $V_{p-p}$	0.04 $V_{p-p}$

表 4.7 電圧  $V_R$  (100 kHz)

Position	Voltage $V_R$	
	Vinyl sheet floor	Wooden floor
#1	0.66 $V_{p-p}$	0.29 $V_{p-p}$
#2	0.67 $V_{p-p}$	0.28 $V_{p-p}$
#3	0.67 $V_{p-p}$	0.28 $V_{p-p}$
#4	0.66 $V_{p-p}$	0.28 $V_{p-p}$
#5	0.66 $V_{p-p}$	0.29 $V_{p-p}$
#6	0.66 $V_{p-p}$	0.29 $V_{p-p}$
#7	0.66 $V_{p-p}$	0.28 $V_{p-p}$
#8	0.66 $V_{p-p}$	0.28 $V_{p-p}$
#9	0.66 $V_{p-p}$	0.28 $V_{p-p}$

表 4.8 電圧  $V_R$  (1 MHz)

Position	Voltage $V_R$	
	Vinyl sheet floor	Wooden floor
#1	1.24 $V_{p-p}$	0.71 $V_{p-p}$
#2	1.23 $V_{p-p}$	0.71 $V_{p-p}$
#3	1.22 $V_{p-p}$	0.71 $V_{p-p}$
#4	1.23 $V_{p-p}$	0.70 $V_{p-p}$
#5	1.23 $V_{p-p}$	0.70 $V_{p-p}$
#6	1.22 $V_{p-p}$	0.71 $V_{p-p}$
#7	1.22 $V_{p-p}$	0.71 $V_{p-p}$
#8	1.21 $V_{p-p}$	0.71 $V_{p-p}$
#9	1.21 $V_{p-p}$	0.70 $V_{p-p}$

表 4.9 電圧  $V_R$  (5 MHz)

Position	Voltage $V_R$	
	Vinyl sheet floor	Wooden floor
#1	1.01 $V_{p-p}$	0.62 $V_{p-p}$
#2	1.00 $V_{p-p}$	0.62 $V_{p-p}$
#3	1.00 $V_{p-p}$	0.62 $V_{p-p}$
#4	1.00 $V_{p-p}$	0.61 $V_{p-p}$
#5	1.00 $V_{p-p}$	0.61 $V_{p-p}$
#6	0.99 $V_{p-p}$	0.61 $V_{p-p}$
#7	0.98 $V_{p-p}$	0.62 $V_{p-p}$
#8	0.98 $V_{p-p}$	0.62 $V_{p-p}$
#9	0.98 $V_{p-p}$	0.62 $V_{p-p}$

#### 4.4.8 握り方によるケーブルと手の間の静電容量の違いが測定に与える影響

本章で提案しているウェアラブルデバイスを用いた電磁ノイズ測定では、測定前にキャリブレーションを行うことで、体格などの個人差が測定に与える影響を補正している。その一方で、個々人がケーブルを握る際の握り方によって変化する手とケーブル間の静電容量に対する補正は行っていない。しっかりとケーブルを握る場合と、指をケーブルに掛けるだけの場合では、この静電容量は大きく変化するため、本章における検証では被験者に対ししっかりとケーブルを握るよう指示を行った。なお、ケーブルと手の間の静電容量はケーブルと接触する手の面積と比例すると考えられるため、手全体でケーブルを握る場合に対し、指を2本もしくは3本ケーブルに掛ける場合は半分程度の静電容量が形成されると考えられる。しかし、このような指示のもとにおいても、実際の測定においてキャリブレーション時と同じ静電容量が手とケーブルの間に形成されるとは限らない。そこで、11人の被験者に対し、図4.6のように腕にインピーダンスアナライザの片方のポートが接続された医療用電極を貼り付け、インピーダンスアナライザのもう片方のポートが接続されたケーブルを握った場合の電極とケーブル間のインピーダンスの測定を実施した。この際、一人の被験者に対し、握る手を右手、左手の2通り、さらにケーブルの握り方を順手、逆手の2通りとすることで、

計 4 通りの測定を行った。測定結果を表 4.10 に示す。同一被験者の測定結果で、最も大きかった差分は被験者 #8, #9, #10 の 4 pF であった。差分が生じる原因として、左右の手の大きさが全く同じではないこと、測定の際の発汗状態が異なることなどの理由が考えられる。

この差分が測定に与える影響を回路解析によって評価する。図 4.37 に回路解析のモデルを示す。なお、人体のインピーダンスは手とケーブル間の静電容量に比べ十分に小さいため省略し、その他のインピーダンスに関しては、4.2 項で示した代表値もしくは検証で利用した実際の回路のインピーダンスから値を見積もった。また、デバイス A は下部電極が 2 つある形状をしているが、簡単のため 100 pF の入力インピーダンスを持ち、上部電極が被験者の足と 100 pF で、下部電極が大地と 100 pF で結合しているモデルとした。図 4.38 に手とケーブル間の静電容量を 13 pF と 17 pF とした場合に、デバイス B で測定される電圧  $V_m$  を示す。この結果から、握り方によって最大で測定結果に 1.8 dB の影響があることが確認された。今回の論文で目標とする測定精度は 2.5 dB のため、握り方による影響が 1.8 dB という結果は比較的大きな誤差要因であるものの、許容範囲であると考えられる。

表 4.10 各被験者の手とケーブル間の静電容量

Hand	Subject										
	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7	#8	#9	#10	#11
Right-Overhand	18 pF	16 pF	17 pF	14 pF	16 pF	17 pF	17 pF	17 pF	13 pF	18 pF	15 pF
Right-Underhand	18 pF	16 pF	16 pF	16 pF	16 pF	18 pF	17 pF	19 pF	14 pF	18 pF	17 pF
Left-Overhand	18 pF	15 pF	17 pF	15 pF	14 pF	16 pF	18 pF	15 pF	16 pF	17 pF	15 pF
Left-Underhand	19 pF	15 pF	17 pF	16 pF	15 pF	18 pF	17 pF	18 pF	17 pF	14 pF	15 pF

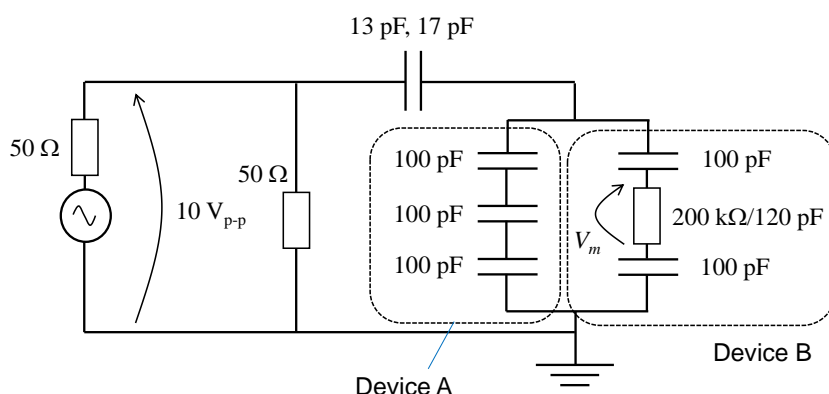


図 4.37 回路解析モデル

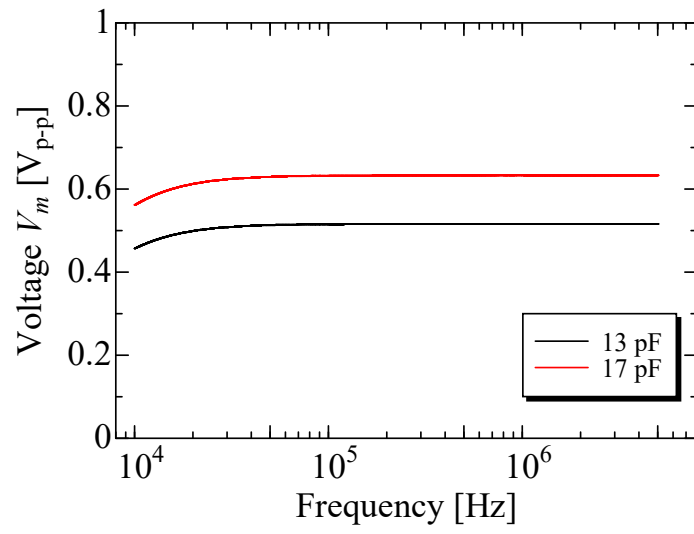


図 4.38 デバイス B で測定される電圧  $V_m$

## 4.5 本章のまとめ

本章では靴状のウェアラブルデバイスを装着した作業者が、電磁ノイズが伝搬しているケーブルを掴むことで、電磁ノイズの対地電圧を測定する手法を提案・検証した。

本章で提案した靴状のウェアラブルデバイスは左右で役割が異なり、片側に装着するデバイス A はデバイスと大地間の静電容量を評価する機能を、もう片側に装着するデバイス B は電磁ノイズの対地電圧を測定する機能を持つ。デバイス B で測定される電圧  $V_m$  は、ケーブルとケーブルを掴む手の間に生じる静電容量や人体のインピーダンス、デバイスの電極と大地間に生じる静電容量などによって分圧され、実際の電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  よりも小さくなる。そこで、事前作業をシールドルーム内で実施し、デバイス A で測定される電圧  $V_R$  と実際の電磁ノイズの対地電圧  $V_n$  とデバイス B で測定される電圧  $V_m$  の比である変換係数  $X$  を関連付けておく。この作業によって、個人に起因する人体のインピーダンスなどによる測定への影響を補正でき、また測定環境によって異なる値を取るデバイスと大地間の静電容量の測定に与える影響を測定現場で評価する事ができるようになる。

実際にウェアラブルデバイスの開発を行い、開発したデバイスを用いてデバイスを装着した作業者の姿勢が測定結果に与える影響の評価や一般的と考えられる 3 つのオフィス環境での検証を実施した。その結果、作業者が屈んだ姿勢を取る場合には作業者と大地間に生じる静電容量の影響によって、測定される電圧が小さくなることが明らかになった。一方で、姿勢の測定結果に与える影響は大きなものではなかったため、事前作業時の姿勢と測定現場での測定時の姿勢が異なっていた場合であっても、測定結果に大きな影響を与えないことが明らかになった。さらに、一般的なオフィス環境と考えられるビニール製の床材や木製の床材が鉄筋コンクリートの上に敷かれた環境や金属製のパネルを利用した二重床環境でも、1 dB 程度の誤差で提案手法によって電磁ノイズの対地電圧測定を行うことができると示された。この結果は、金属製のパネルのように導体として振舞うことが明らかな床の状態だけでなく、コンクリートの床面も今回対象とした 10 kHz から 5 MHz の周波数帯域において導体として振舞うことを示している。以上の検証から、提案手法によって電磁ノイズの対地電圧を測定できることが明らかになった。

## 5 結論

本研究では、通信断や通信速度の低下といった通信障害の原因となる伝導電磁ノイズの対地電圧測定を、作業者の負担を減らし簡易に実施可能にすることを目的に、非接地の測定器を利用して測定する手法の提案と検証を行った。第2章および第3章ではオシロスコープなどの既存の測定器を非接地で利用するため、測定器のグラウンドと大地間に生じる静電容量を見積もる手法、および見積もった静電容量を用いて非接地で測定された電圧を実際の電磁ノイズの対地電圧に補正する手法について扱った。また第4章では、さらに簡単な測定を実現するため、靴状のウェアラブルデバイスを装着した作業者が電磁ノイズの伝搬するケーブルを握ることで測定を行う手法を扱った。本研究において目標とする測定精度は2.5 dBであるが、各章で提案する手法によって2.5 dB以下の測定が可能であることが確認されたため、提案手法の有効性が示された。以下に本研究で得られた知見、および今後の展望を述べる。



## 5.1 本研究で明らかになった知見

電磁ノイズを測定する現場において非接地の測定器を利用して電磁ノイズを測定すると、測定器のグラウンドと大地間に生じる静電容量によって測定結果が影響を受け、実際の電磁ノイズの対地電圧よりも小さな値が測定されてしまう。そこで本論文では、2つの下部電極、1つの上部電極、電極間が接触しないよう間に挿入されるスペーサ、上部電極と片方の下部電極間に挿入される発振回路、および上部電極ともう片方の下部電極間に挿入される電圧測定回路を持つデバイスによって、非接地の測定器のグラウンドと大地間に生じる静電容量を見積もる手法の提案を実施した。第2章で明らかになった主な知見は以下の通りである。

- デバイスに具備された大地と並行に配置される電極同士の間および電極と大地間に生じる静電容量を平行平板コンデンサとして捉える事で、デバイスの電圧測定回路で測定される電圧から非接地の測定器のグラウンドに接続される導体板と大地間の静電容量を導出可能である。
- 導出した静電容量を用いて、非接地の測定器で測定された電磁ノイズの対地電圧を正しい電磁ノイズの対地電圧に補正可能であり、静電容量によってサグが生じた矩形波の波形をサグが生じていない矩形波に補正することも可能である。
- デバイスと大地間の距離が離れるにつれ、平行平板コンデンサモデルは成り立たなくなり、測定誤差が大きくなる傾向がある。

第2章で提案した手法は、デバイスの電極間や、電極と大地間に生じる静電容量を平行平板コンデンサとして扱うことで、非接地の測定器のグラウンドに接続された導体板と大地間の静電容量を見積もる手法であった。この手法はデバイスが大地面と離れていくにつれて、平行平板コンデンサモデルが成り立たなくなり、測定精度が劣化する。そこで第3章では、事前のキャリブレーション作業によって、デバイスで測定される電圧と非接地の測定器のグラウンドと大地間の静電容量を関係付ける手法の提案を実施した。また、電磁界解析を利用し上部電極と下部電極間に挿入するスペーサの材質が測定に与える影響について検証した。第3章で明らかになった主な知見は以下の通りである。

- 第2章で提案した電極や大地が構成する静電容量を平行平板コンデンサモデルとして扱う手法は、大地との距離が離れるに従って導出される静電容量が小さくなる定性的な傾向を正しく評価可能である。一方で、導出される静電容量の値は不正確となる場合もある。
- デバイスで測定された電圧と非接地の測定器のグラウンドと大地間に生じる静電容量を関係づける近似式を事前作業で求めておくことで、測定現場における測定器のグラウンドと大地間の静電容量の導出が可能であり、非接地の測定器で測定された電磁ノイズの対地電圧を正しく補正することができる。
- デバイスの上部電極と下部電極間に挿入されるスペーサは比誘電率が小さいほど測定される電圧が大きくなるため、S/N比の観点から有利となる。
- シールドルームのような大地面が大きな抵抗を持たない理想的な環境だけではなく、一般的なオフィスで採用される二重床の環境でも提案手法が有効である。

さらに、作業者が簡易に電磁ノイズの対地電圧測定が可能となるよう、第4章ではウェアラブルデバイスを装着した作業者が電磁ノイズが伝搬しているケーブルを握ることで、電磁ノイズの対地電圧を測定する手法の提案を行った。ウェアラブルデバイスは左右で役割が異なり、片方はデバイスと大地の間に生じる静電容量を評価するためのデバイスA、もう片方は電磁ノイズの対地電圧を測定するためのデバイスBである。デバイスBで測定される電圧は、デバイスと大地間に生じる静電容量だけではなく作業者の手とケーブル間に生じる静電容量や人体のインピーダンスなどによって分圧され小さくなる。そのため、第2章、第3章で行ったようにデバイスBと大地間の静電容量を見積もるだけでは、測定された電圧を補正することはできない。そこで事前作業によって、これらの要素が測定結果に与える影響を変換係数 $X$ として求め、この変換係数 $X$ とデバイスAで測定される電圧を関連付ける事で測定現場における変換係数 $X$ を求める手法を提案した。第4章で明らかになった主な知見は以下の通りである。

- デバイスAで測定される電圧と変換係数 $X$ の関係を対数近似として扱うことで、より正確な測定が可能である。
- 作業者の姿勢が測定結果に与える影響は1.2 dB程度と小さいため、事前作業と実際の測定時の姿勢が異なっても測定を行うことが可能である。
- シールドルームの内部のような大地面が大きな抵抗を持たない理想的な環境および金属製のパネルの上にカーペットが敷かれた二重床環境だけでなく、鉄筋コンクリート製の床の上に木製やビニール製の床材が敷かれている環境においても提案手法が適用可能である。

以上の本論文で得られた知見は、通信障害が発生し電磁ノイズを測定する環境において、作業者が測定器を接地する作業を省略し簡易に測定を実施する際に役立つ知見である。

## 5.2 今後の展望

本研究によって、通信障害の原因となる電磁ノイズの対地電圧測定をこれまでよりも簡易に実施可能にする見通しが立った。障害が発生していることはわかるものの、その原因を探ることが難しい電磁ノイズ起因のトラブルは解決に時間がかかる場合も多い。より簡易な測定の実現は保守作業者の負担を軽減するだけでなく、ユーザの満足度を向上する事に繋がる。今後、労働力人口が減少していく日本において、保守作業の効率化はより一層重要なキーワードとなると考えられ、本研究で得られた知見を活かした測定の簡易化もその一助になると考えられる。

今後、本研究で扱った測定手法を実用化する事を考える場合、提案したデバイスの実用に即した改良が必要になると考えられる。第2章、第3章で提案した測定器のグラウンドと大地間の静電容量を導出するためのデバイスは、利便性の観点からはより小型、軽量であることが求められる。一方でデバイスに具備された電極と大地間の静電容量を信号の経路として利用する性質上、ある程度の電極サイズがないと、床材などの誘電体に厚みがある場合に、正しい測定ができなくなってしまうことが予想される。このような場合に、正しく測定することができない事を測定器から作業者に知らせる機能が必要となる。この機能を実装するためには提案したデバイスで測定される電圧  $V_R$  に対して閾値を設け、閾値を下回った場合に測定不能である事を表示する方法が考えられる。

また第4章で提案したウェアラブルデバイスに関して、作業者の靴に実装するためには耐久性を考慮した設計や省電力化が必要となる。さらに、電磁ノイズの対地電圧を表示するだけでなくノイズ源となっている装置の予測などを行う機能のように、より作業者が簡易に障害対応できるようになる研究・開発が必要となると考えられる。

## 参考文献

- [1] “Method for measuring radio-frequency induced noise on telecommunications pairs,” ITU-T Recommendation K.24, 1988.
- [2] F. Pop, C. Munteanu, A. Răcășan, C. Păcurar, S. Prușu, and G. Mihai, “Evaluation of conducted disturbances from led lamps according to en 55015,” in *2016 International Conference on Communications (COMM)*, 2016, pp. 509–512.
- [3] E. Kovacs, and A. S. Varadine, “Investigation of led street lighting’s disturbances,” in *SPEEDAM 2010*, 2010, pp. 1808–1811.
- [4] M. Balsky, T. Zeifart, and M. Kozlok, “Electromagnetic disturbance in industrial led lighting systems,” in *2019 20th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, 2019, pp. 1–5.
- [5] A. Hirata, T. Nagai, T. Koyama, and O. Fujiwara, “Modeling of esd-induced ultrawideband noise propagating on the human body,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 1245–1247, 2010.
- [6] Y. Kagawa, Y. Taka, and O. Fujiwara, “Characteristic measurement of spark transients due to finger touch,” *Journal of Electrostatics*, vol. 68, no. 1, pp. 1–4, 2010.
- [7] R. Jobava, D. Pommerenke, D. Karkashadze, P. Shubitidze, R. Zaridze, S. Frei, and M. Aidam, “Computer simulation of esd from voluminous objects compared to transient fields of humans,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 42, no. 1, pp. 54–65, 2000.
- [8] A. Dolara, M. Gualdoni, S. Leva, H. Shadmehr, and R. Zich, “Reduced models for the emc analysis of high speed railway systems,” in *2012 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2012, pp. 925–928.
- [9] L. Ma, Y. Wen, A. Marvin, E. Karadimou, R. Armstrong, and H. Cao, “A novel method for calculating the radiated disturbance from pantograph arcing in high-speed railway,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 10, pp. 8734–8745, 2017.
- [10] A. Dolara, M. Gualdoni, and S. Leva, “Emc disturbances on track circuits in the  $2 \times 25$ kv high speed ac railways systems,” in *2011 IEEE Trondheim PowerTech*, 2011, pp. 1–9.
- [11] 河野 正昭, “ラジオ送信所移転に伴う電波障害とその対策”, テレビジョン学会年次大会講演予稿集, vol. 30, pp. 217–218, 1994.
- [12] E. K. Howell, “How switches produce electrical noise,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-21, no. 3, pp. 162–170, 1979.
- [13] “Asymmetric digital subscriber line (adsl) transceivers,” ITU-T Recommendation G.992.1, 1999.
- [14] A. Rodewald, “A model for fast switching transients in power systems: the near zone concept,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 31, no. 2, pp. 148–156, 1989.
- [15] R. Standler, “Transients on the mains in a residential environment,” *IEEE Transactions on*

- Electromagnetic Compatibility*, vol. 31, no. 2, pp. 170–176, 1989.
- [16] F. Mahmood, Y. Okugawa, K. Okamoto, N. Nakamura, and J. Kato, “Waveform modeling of conducted disturbances below 150 khz from power conversion equipment,” in *2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, 2018, pp. 108–112.
- [17] K. Murakawa, N. Hirasawa, H. Ito, and Y. Ogura, “Electromagnetic interference examples of telecommunications system in the frequency range from 2khz to 150khz,” in *2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Tokyo*, 2014, pp. 581–584.
- [18] A. Zainal Abidin, W. Wan Abdullah, A. Ramli, and M. Jenu, “Interference limit proposal for adsl2+ using apd methodology,” in *2010 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE)*, 2010, pp. 1–4.
- [19] W. W. Abdullah, T. Chuah, A. Z. Abidin, and M. Jenu, “Measurement and verification of the impact of electromagnetic interference from household appliances on digital subscriber loop systems,” *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 3, pp. 384–394(10), November 2009.
- [20] W. Yu, D. Toumpakaris, J. Cioffi, D. Gardan, and F. Gauthier, “Performance of asymmetric digital subscriber lines in an impulse noise environment,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 10, pp. 1653–1657, 2003.
- [21] W. Wan Abdullah, F. Mahtar, A. Zainal Abidin, M. Jenu, and A. Ramli, “The effects of electrical fast transient (eft)/burst on adsl background noise,” in *2008 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility and 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2008, pp. 84–87.
- [22] “Electromagnetic compatibility of multimedia equipment - emission requirements,” International Standard CISPR 32, 2015.
- [23] “Electromagnetic compatibility - requirements for household appliances, electric tools and similar apparatus - part 1: Emission,” International Standard CISPR 14-1, 2020.
- [24] R. Kobayashi, Y. Hiroshima, H. Ito, H. Furuya, M. Hattori, and Y. Tada, “A novel non-contact capacitive probe for common-mode voltage measurement,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E90.B, no. 6, pp. 1329–1337, 2007.
- [25] H. Takahashi, N. Kuwabara, F. Amemiya, and M. Hattori, “Method of measuring voltage without cable correction by loading capacitance changeable cvp,” in *2007 18th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2007, pp. 481–484.
- [26] 小林隆一, “光電界センサの感度特性解析と伝導妨害波測定用容量性電圧プローブに関する研究.”
- [27] 日置電機株式会社, “ノイズハイロガー 3145 ノイズサーチテスタ 3144 ユーザーズガイド”, [https://www.hioki.co.jp/file/cmw/hdFaq/1595/faq\\_file1/?action=browser](https://www.hioki.co.jp/file/cmw/hdFaq/1595/faq_file1/?action=browser).
- [28] “Electromagnetic compatibility (emc) - part 2: Environment - section 3: Description of the environment - radiated and non-network-frequency-related conducted phenomena,” IEC/TR 61000-2-3, 1992.

- [29] 村川 一雄, 大橋 英史, 山根 宏, 服部 光男, 倉本 昇一, 町田 正信, 木島 均, “補助電極を用いない接地抵抗値測定方法の提案”, 電気学会論文誌A (基礎・材料・共通部門誌), vol. 124, no. 9, pp. 803–811, 2004.
- [30] K. Murakawa, H. Oohashi, H. Yamane, M. Hattori, S. Kuramoto, M. Machida, and H. Kijima, “Proposal of earthing resistance measurement method without auxiliary electrodes,” *Electrical Engineering in Japan*, vol. 154, no. 3, pp. 16–26, 2006.
- [31] F. Dawalibi, and D. Mukhedkar, “Ground electrode resistance measurements in non uniform soils,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, no. 1, pp. 109–115, 1974.
- [32] J. Ma, and F. Dawalibi, “Influence of inductive coupling between leads on ground impedance measurements using the fall-of-potential method,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 16, no. 4, pp. 739–743, 2001.
- [33] F. Dawalibi, and D. Mukhedkar, “Resistance measurement of large grounding systems,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-98, no. 6, pp. 2348–2354, 1979.
- [34] C. gang Wang, T. Takasima, T. Sakuta, and Y. Tsubota, “Grounding resistance measurement using fall-of-potential method with potential probe located in opposite direction to the current probe,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 4, pp. 1128–1135, 1998.
- [35] T. Takashima, J. Yamaguchi, and M. Ishida, “Disconnection detection using earth capacitance measurement in photovoltaic module string,” *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 16, no. 8, pp. 669–677, 2008.
- [36] T. Takashima, J. Yamaguchi, K. Otani, T. Oozeki, K. Kato, and M. Ishida, “Experimental studies of fault location in pv module strings,” *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 93, no. 6, pp. 1079–1082, 2009, 17th International Photovoltaic Science and Engineering Conference.
- [37] M. Valtonen, J. Maentausta, and J. Vanhala, “Tiletrack: Capacitive human tracking using floor tiles,” in *2009 IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications*, 2009, pp. 1–10.
- [38] R. Henry, L. Matti, and S. Raimo, “Human tracking using near field imaging,” in *2008 Second International Conference on Pervasive Computing Technologies for Healthcare*, 2008, pp. 148–151.
- [39] M. Valtonen, and J. Vanhala, “Human tracking using electric fields,” in *2009 IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications*, 2009, pp. 1–3.
- [40] T. Kivimäki, T. Vuorela, M. Valtonen, and J. Vanhala, “Reliability of the tiletrack capacitive user tracking system in smart home environment,” in *ICT 2013*, 2013, pp. 1–5.
- [41] C. Aliau-Bonet, and R. Pallas-Areny, “On the effect of body capacitance to ground in tetrapolar bioimpedance measurements,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 59, no. 12, pp. 3405–3411, 2012.
- [42] S. Grimnes, and Ø. G. Martinsen, “Sources of error in tetrapolar impedance measurements on

- biomaterials and other ionic conductors,” *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 40, no. 1, pp. 9–14, dec 2006.
- [43] H. Scharfetter, P. Hartinger, H. Hinghofer-Szalkay, and H. Hutten, *Physiological Measurement*, vol. 19, no. 2, pp. 247–261, may 1998.
- [44] T. G. Zimmerman, “Personal area networks: Near-field intrabody communication,” *IBM Systems Journal*, vol. 35, no. 3.4, pp. 609–617, 1996.
- [45] T. Minotani, and M. Shinagawa, “Methods of estimating return-path capacitance in electric-field intrabody communication,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E97.B, no. 1, pp. 114–121, 2014.
- [46] T. C. W. Schenk, N. S. Mazloum, L. Tan, and P. Rutten, “Experimental characterization of the body-coupled communications channel,” in *2008 IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems*, 2008, pp. 234–239.
- [47] H. Baldus, S. Corroy, A. Fazzi, K. Klabunde, and T. Schenk, “Human-centric connectivity enabled by body-coupled communications,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 6, pp. 172–178, 2009.
- [48] S. Attard, and S. Zammit, “An empirical investigation of the capacitive body coupled communications channel for body area networks,” in *2012 IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireleSS)*, 2012, pp. 85–88.
- [49] R. Takeuchi, S. Hasegawa, Y. Kado, D. Ayuzawa, M. Shinagawa, K. Ohashi, and D. Saito, “Analytical modelling of near-field coupling communication between persons equipped with wearable terminals through handshaking,” in *Proceedings of the 11th EAI International Conference on Body Area Networks*, ser. BodyNets ’16. Brussels, BEL: ICST (Institute for Computer Sciences, Social-Informatics and Telecommunications Engineering), 2016, p. 118–124.
- [50] D. Muramatsu, and K. Sasaki, “Signal propagation analysis in multiuser human body communication,” in *Adjunct Proceedings of the 2019 ACM International Joint Conference on Pervasive and Ubiquitous Computing and Proceedings of the 2019 ACM International Symposium on Wearable Computers*, ser. UbiComp/ISWC ’19 Adjunct. New York, NY, USA: Association for Computing Machinery, 2019, p. 157–159.
- [51] Y. Nishida, K. Sasaki, K. Yamamoto, D. Muramatsu, and F. Koshiji, “Equivalent circuit model viewed from receiver side in human body communication,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 13, no. 4, pp. 746–755, 2019.
- [52] N. Arai, K. Sasaki, D. Muramatsu, and Y. Nishida, “Variation of impedance in transmission channel of human body communication,” in *2017 11th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT)*, 2017, pp. 49–53.
- [53] J. H. Hwang, H. J. Myoung, T. W. Kang, S. E. Kim, J. K. Kim, C. H. Hyoung, H. I. Park, I. G. Lim, J. B. Kim, K. S. Kim, and S. W. Kang, “Effects of transmitter’s location on the signal loss of the human body communication,” in *2008 IEEE Antennas and Propagation Society*

- International Symposium*, 2008, pp. 1–4.
- [54] N. Jonassen, “Human body capacitance: static or dynamic concept? [esd],” in *Electrical Overstress/ Electrostatic Discharge Symposium Proceedings. 1998 (Cat. No.98TH8347)*, 1998, pp. 111–117.
- [55] O. Fujiwara, and T. Ikawa, “Numerical calculation of human-body capacitance by surface charge method,” *Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications)*, vol. 85, no. 12, pp. 38–44, 2002.
- [56] C. Aliau-Bonet, and R. Pallas-Areny, “A novel method to estimate body capacitance to ground at mid frequencies,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 9, pp. 2519–2525, 2013.
- [57] “Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - coupling devices for conducted disturbance measurements,” CISPR 16-1-2, 2017.
- [58] 福上 大貴, 水越 睦視, 太良尾 浩生, 上松 航星, “コンクリートの電気抵抗率の測定方法およびその影響因子に関する検討”, in 土木学会年次学術講演会講演概要集 2012 年 第 67 回 第 5 部門, Sep 2012, pp. 73–74.
- [59] J. Wilson, “Variations in the electrical properties of concrete with change in frequency,” *IEE Proceedings A (Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education)*, vol. 137, pp. 246–254(8), September 1990.
- [60] S. Visacro, and R. Alipio, “Frequency dependence of soil parameters: Experimental results, predicting formula and influence on the lightning response of grounding electrodes,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 2, pp. 927–935, 2012.
- [61] D. Cavka, N. Mora, and F. Rachidi, “A comparison of frequency-dependent soil models: Application to the analysis of grounding systems,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, no. 1, pp. 177–187, 2014.
- [62] R. Alipio, and S. Visacro, “Modeling the frequency dependence of electrical parameters of soil,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, no. 5, pp. 1163–1171, 2014.
- [63] 物理学辞典編集委員会, 物理学辞典 培風館, 1992.
- [64] Tektronix, “MDO4000C シリーズ・データ・シート”, <https://download.tek.com/datasheet/MDO4000C-Series-Oscilloscope-Datasheet-JA-JA-48Z602779.pdf>.
- [65] Tektronix, “TDP1500 型・TDP3500 型・TDP4000 型データ・シート”, <https://download.tek.com/datasheet/TDP1500-TDP3500-Differential-Probes-Datasheet-JA-JA-51Z205658.pdf>.
- [66] Keysight Technologies, “4294A プレシジョンインピーダンス・アナライザ”, <https://www.keysight.com/jp/ja/product/4294A/precision-impedance-analyzer-40-hz-to-110-mhz.html>.
- [67] Keysight Technologies, “33500B/33600A シリーズ Trueform 波形発生器 20,30,80,120 MHz”, <https://www.keysight.com/jp/ja/assets/7018-05928/data-sheets/5992-2572.pdf>.
- [68] Tektronix, “TDS3000C シリーズ・データ・シート”, <https://download.tek.com/datasheet/>



- TDS3000C-Digital-Phosphor-Oscilloscope-Datasheet-JA-JA-41Z1248226.pdf.
- [69] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*. Wiley, 1993.
  - [70] Digilent, “Digilent Reference Analog Discovery 2”, <https://digilent.com/reference/test-and-measurement/analog-discovery-2/start?redirect=1>.
  - [71] ムラタソフトウェア, “Femtet 製品情報”, <https://www.muratasoftware.com/products/>.
  - [72] 総務省, “電波防護指針”, <https://www.tele.soumu.go.jp/j/sys/ele/medical/protect/>.
  - [73] I. Chatterjee, D. Wu, and O. P. Gandhi, “Human body impedance and threshold currents for perception and pain for contact hazard analysis in the vlf-mf band,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-33, no. 5, pp. 486–494, 1986.
  - [74] H. W. Ott, *Noise reduction techniques in electronic systems*. Wiley, 1988.

## 本研究に関する学術発表など (2022.01.25 現在)

- 査読付論文：3 件（うち 1 件投稿済み，査読中）

- [1] N. Arai, K. Okamoto, J. Kato, and Y. Akiyama, “Method of Measuring Conducted Noise Voltage with a Floating Measurement System to Ground,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E103-B, no. 9, pp. 903-910, Sep. 2020. 【2020 年度電子情報通信学会論文賞受賞】
- [2] N. Arai, Y. Toriumi, K. Okamoto, J. Kato, Y. Akiyama and K. Sasaki, “Unsymmetric Voltage of Conducted Noise Measurement System Without Grounding by Estimation of Ground Capacitance,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 70, pp. 1-7, Jan. 2021.
- [3] N. Arai, M. Maruyama, K. Okamoto, J. Kato, Y. Akiyama and K. Sasaki, “Method for Onsite Measurement of Common-mode Voltage of Conducted Noise based on Shoe-shaped Wearable Sensors,” *Sens. Actuator A Phys.*, 投稿済み，査読中.

- 国際会議（査読付き）：4 件

- [1] N. Arai, K. Okamoto and J. Kato, “Development of Ground Capacitance Estimating Method for Simplified Grounding,” in *Proc. Jt. Int. Symp. Electromagn. Compat. Asia-Pac. Int. Symp. Electromagn. Compat. Sapporo (EMC Sapporo & APEMC)*, Sapporo, Japan, Jun. 2019, pp. 278.
- [2] N. Arai, K. Okamoto, and J. Kato, “Conducted Noise Measuring System Using Floating Voltage Measurement Equipment,” in *Proc. IEEE Int. Instrum. Meas. Technol. Conf. (I2MTC)*, Dubrovnik, Croatia, May 2020, pp. 1-5.
- [3] N. Arai, K. Okamoto and J. Kato, “Wearable Measurement Method for Voltage to Ground of Conducted Noise on Unshielded Cables,” in *Proc. Int. Symp. Electromagn. Compat. (EMC Europe)*, Rome, Italy, Sept. 2020, pp. 1-6.
- [4] N. Arai, T. Masuda, M. Maruyama, J. Kato, K. Okamoto and K. Sasaki, “Conducted Noise Voltage Measurement Using Shoe-shaped Wearable Devices in a Raised-floor Office Room,” in *Proc. IEEE Int. Instrum. Meas. Technol. Conf. (I2MTC)*, Glasgow, Scotland, May 2021, pp. 1-5.

- 国内学会発表（査読なし）：4 件

- [1] 荒井稔登, 岡本健, 加藤潤, “人体を用いたコモンモードノイズ電圧測定に向けた測定系の等価回路モデリング”, 2018 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, pp. 243, 石川, 2018 年 9 月.
- [2] 荒井稔登, 岡本健, 加藤潤, “測定器の簡易的接地に向けた対地静電容量の見積もり手法の提案”, 2019 年電子情報通信学会総合大会, pp. 264, 東京, 2019 年 3 月.

- [3] 荒井稔登, 岡本健, 加藤潤, “非接地状態の電圧測定装置を用いた伝導電磁ノイズ測定手法の提案”, 2019年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, pp. 235, 大阪, 2019年9月
- [4] 荒井稔登, 岡本健, 加藤潤, “デバイス装着型電磁ノイズ測定への対地容量測定手法の適用性評価”, 2020年電子情報通信学会総合大会, pp. 265, 広島, 2020年3月.

- 招待講演, 特別講演: 2件

- [1] N. Arai, “Two Methods of Conducted Disturbance Voltage Measurement with Floating Measurement Equipment,” *2021 Int. Conf. Emerg. Technol. Commun.(ICETC)*, Online, Dec. 2021.
- [2] 荒井稔登, “測定器と基準大地面間の静電結合を利用した伝導妨害波の対地電圧測定手法に関する研究”, 電子情報通信学会 2022年3月期 EMCJ 研究会, 2022年3月, 発表予定.

- 表彰: 1件

- [1] 2020年度電子情報通信学会論文賞 (論文タイトル: Method of Measuring Conducted Noise Voltage with a Floating Measurement System to Ground)

## 謝辞

本論文を結ぶにあたり、この研究を通じてお世話になった方々に感謝を申し上げます。

東京大学大学院 新領域創成科学研究科 人間環境学専攻 佐々木健教授には、学部生および修士課程の学生として佐々木研究室に所属していた2014年4月から2017年3月までを含め6年間もの間ご指導いただきました。研究内容だけでなく物事に対する向き合い方など、多くの事を先生から教えて頂きました。同じ机を囲み、研究に関するディスカッションをする時間は楽しく幸せな時間でした。修士課程を修了後、一度社会人になった私を再度研究室の一員として迎え入れてくれたこと、心よりお礼と感謝を申し上げます。

東京大学大学院 新領域創成科学研究科 複雑理工学専攻 篠田裕之教授、人間環境学専攻 山本晃生教授、吉元俊輔講師、工学系研究科 精密工学専攻 高松誠一准教授には、本論文をまとめていく中で、多くの有益なご助言をいただきました。深くお礼を申し上げます。

日本電信電話株式会社 ネットワーク基盤技術研究所および宇宙環境エネルギー研究所のメンバには、研究テーマの立案から遂行まで多くのサポートを頂きました。また、東日本電信電話株式会社 技術協力センタのメンバには、本論文に関する対外発表についてアドバイスを頂きました。特に、日本電信電話株式会社 柘田俊久様、烏海陽平様、丸山雅人様、加藤潤様（現：株式会社ドコモCS）、秋山佳春様（現：エヌ・ティ・ティ・アドバンステクノロジー株式会社）には、査読付き論文の執筆など対外発表に際し多くのお力添えを頂きました。また、日本電信電話株式会社 飯塚達哉様、伊丹豪様、東日本電信電話株式会社 マハムドファーハン様には、同じ分野を志す若手研究者として多くの助言と刺激を頂きました。深くお礼を申し上げます。

本論文の研究テーマは、日本電信電話株式会社 岡本健様と二人で立ち上げました。どのように研究を進めるべきか手探りの日々の中、毎日のように研究の進め方に関して議論を行って頂きました。また、博士課程に進むことを迷っている時期に、進学するよう背中を押して頂きました。深くお礼を申し上げます。

最後に、博士課程での研究生活を温かく見守り応援してくれた両親、妻、友人に心より感謝いたします。優しく励まして頂いたことで、最後まで熱い気持ちで研究に取り組み続けることができました。ありがとうございました。

2022年1月