

平成 27 年度 修士論文

面上可動型の
近距離電磁界伝送に関する研究

学籍番号 : 1431107
氏名 : 山中 拓也
専攻 : 情報・通信工学
コース : 情報通信システム
主任指導教員 : 唐沢 好男 教授
指導教員 : 藤井 威生 教授
提出日 : 平成 28 年 1 月 29 日

修士論文の和文要旨

研究科・専攻	大学院 情報理工学研究科 情報・通信工学専攻 博士前期課程		
氏名	山中 拓也	学籍番号	1431107
論文題目	面上可動型の近距離電磁界伝送に関する研究		
要旨	<p>本研究では、基板の設計や情報伝送方法の構築、回路設計を行うことで、電波を用いない近距離無線情報伝送を面上可動で実現可能とする方法を構築した。</p> <p>まず、面上可動型の電界結合方式の無線情報伝送を実現させるための基板設計を行った。具体的な方法として、常時固定させる下側基板と XY 方向に面上可動させる上側基板のパターン間隔やパターン幅、端子数を工夫した結果、端部分を除く下側基板に対して上側基板を任意の位置に配置した場合においても最低 2 端子同士が重なる構造が可能となり、3 種類の端子の重なり方に分類することができた。</p> <p>次に、設計電極を用いた伝送方法を構築した。はじめに、上側基板を X 軸方向に面上可動させて ISDB-T 信号を伝送する実験を行った。この結果、実験系でグラウンドが共通となっていたため、情報伝送では考慮する必要がない信号の極性を考慮する必要が生じた。その後、Ethernet 信号を HD-PLC 信号に変換させて同様の実験を行った結果、信号の極性に関係なく伝送が可能となったことが示せた。</p> <p>情報伝送の質を測定するパラメータとして、ISDB-T 信号は MER 値、HD-PLC 信号はスループットを用いた。上側基板の 3 端子の内、2 端子に導線を接続し、1 端子を切り捨てた状態で上側基板を X 方向に 2mm ずつ面上可動させる伝送実験を 3 種類に対して行った。この結果、導線に接続されている上側基板と下側基板の端子が重なった場合は、情報伝送の質が高かったのに対し、重ならなかった場合は情報伝送の質が低くなった。</p> <p>ゆえに、上側端子の 3 種類の接続方法の内、1 種類を選ぶ方法として、情報伝送の質が下がった場合に接続方法を決まった順序で切り替える 3 状態スイッチアンドステイダイバーシチを用いることが有用であると考えた。これをハードウェア上で実現させるために電気回路を設計し、上側基板に実装させた。この状態で HD-PLC 信号の伝送実験を行った結果、回路無しで伝送を行った場合と比較して情報伝送の性能に大きな低下が見られず、概ね安定した性能で面上可動型の情報伝送が行えることが確認できた。</p>		

概要

近年、交通 IC カードや電動歯ブラシなど、日常生活におけるあらゆる場面で近距離無線電力伝送を用いた技術が実用化されている。これらの需要は生活必需品となるほど高いものであり、実際に Qi (チー) と呼ばれる規格など様々な標準規格が立ち上げられているほどである。また、近距離無線通信も同様に日常生活には欠かせなくなっているほど爆発的な普及を見せており、数メートル単位での利用を想定したものには無線 LAN や Bluetooth, 数センチメートル単位での通信として TransferJet や NFC (Near Field Communication) など、様々な規格が存在する。

しかし、これらの技術は問題点も多く抱えている。無線 LAN や Bluetooth など数メートル単位での利用を想定した近距離無線通信では、爆発的な普及による電波資源の枯渇やそれに伴う干渉、想定外の場所に電波が伝搬することに起因するセキュリティ上の問題点が存在する。一方、数センチメートル単位での利用を想定した近距離無線通信技術や無線電力伝送では、情報または電力を近傍でのみ伝送できる技術であるため、大きな位置ずれが発生した場合に情報または電力の伝送が不可能となる問題が生じる。

そこで、本研究では以上の問題点を解消するために、電磁界伝送を面上可動型で可能とする手段を構築することを目標とし、まずは面上可動型情報伝送の手段を構築することを目的とした。

これを実証するために、固定された下側部分と面上可動可能な上側部分の電極とそれに付随する回路を作製し、情報伝送の方法としてインターネット通信によく用いられている Ethernet 信号を HD-PLC (High Definition Power Line Communication ; 高速搬送波通信) に変換した上で伝送実験を行った結果、通信速度の極度な低下または通信の途絶が見られずに XY 方向の面上可動型近距離無線情報伝送を実現することができた。この方法を基に、面上可動型の電磁界伝送が実現可能となることを見込めた。

目次

第1章 序論.....	1
第2章 情報伝送.....	3
2.1 近距離無線情報伝送の種類と特徴.....	3
2.2 電界結合方式による近距離電磁界伝送.....	5
2.3 デジタル変復調.....	7
2.3.1 デジタル変復調の概要.....	7
2.3.2 振幅シフトキーイング(ASK).....	8
2.3.3 位相シフトキーイング(PSK).....	9
2.3.4 直交振幅変調(QAM).....	11
2.3.5 直交周波数分割多重(OFDM).....	12
2.4 ダイバーシチ技術.....	13
2.5 ウェーブレット変換.....	15
2.6 ISDB-T方式.....	17
2.6.1 ISDB-T方式の概要.....	17
2.6.2 ISDB-T方式の評価方法.....	19
2.7 Ethernet信号の伝送形式.....	21
2.8 HD-PLC信号形式.....	23
第3章 面上可動型電磁界伝送の提案手法.....	26
3.1 基板設計.....	26
3.2 面上可動型電磁界伝送の方法.....	27
3.2.1 ダイバーシチ方式.....	27
3.2.2 3端子スイッチアンドステイダイバーシチ.....	29
3.3 基板の離間距離とX方向基準位置.....	29
3.4 上側基板の実装回路.....	30
3.4.1 全体概要.....	30
3.4.2 スイッチ回路.....	31
3.4.3 信号平滑化.....	33
3.4.4 差動増幅回路.....	34
3.4.5 信号測定部.....	35
3.5 通信の性能の評価方法.....	36
第4章 ISDB-T信号形式での情報伝送実験.....	37
4.1 実験系.....	37
4.2 伝送実験結果.....	38
4.2.1 テレビ受信機を用いた定性的評価.....	38

4.2.2	MER 値による定量的評価.....	39
4.3	実験系.....	40
第5章	HD-PLC 信号形式での情報伝送実験.....	41
5.1	実験系.....	41
5.1.1	ハードウェア構成.....	41
5.1.2	使用ソフトウェア.....	43
5.2	伝送実験結果.....	44
5.2.1	3状態スイッチアンドステイダイバーシチ未実施時.....	44
5.2.2	3状態スイッチアンドステイダイバーシチ実施時.....	47
5.3	考察.....	49
第6章	今後の展望.....	50
6.1	近距離情報伝送の改善.....	50
6.2	面上可動型近距離電力伝送への応用.....	51
第7章	結論.....	53
謝辞	55
参考文献	56
付録	59

第1章 序論

近年、様々な場面で近距離無線電力伝送を用いた技術が実用化されている。具体的には Suica や PASMO などの交通用 IC カードや Edy や nanaco などといったプリペイドカード、携帯電話や電気かみそり機の無線給電による充電などが挙げられる。現在、これらの需要は生活必需品となるほど高いものであり、その需要は年々高まりつつあるため、近距離無線電力伝送に関する様々な標準規格が立ち上げられている。実際に Qi (チー) と呼ばれる規格が 2008 年に策定されている [1]。

一方で、近距離無線通信も現在に至るまで爆発的な普及を見せている。数メートル単位での利用を想定したものには無線 LAN や Bluetooth などが挙げられる。これらにより、ケーブルを用いることなく高速通信が可能となる利点があるため、インターネット通信に必須なものとなっている。一方で、これらの爆発的普及に伴う電波資源の枯渇やそれに伴う電波干渉による通信障害が問題となっている。また、電波を用いることによって想定範囲外の場所に電波が放出されることで、通信の暗号化を行った場合においても暗号を破られる可能性があるため、セキュリティ上の問題が挙げられる。

これらの問題点の解決と近距離無線通信の需要の高まりの為、数センチメートル単位での通信として TransferJet や NFC (Near Field Communication) などが挙げられる。しかし、これらの方式は数メートル単位の無線通信と異なり、送信側と受信側で大きな位置ずれが発生した場合に通信が不可能となる問題が挙げられる。

本学唐沢研究室では、近距離電磁界伝送の需要と以上の問題点を解決するために近距離電力・情報同時伝送や人体情報伝送など、近距離電磁界伝送に関する研究を行ってきた[2][3]。

特に近距離電力・情報同時伝送は、電力伝送ではコイルによる磁界結合を用い、情報伝送では金属板を用いることによる電界結合を用いており、電界結合と磁界結合が相互に直交することを利用して電力と情報の同時伝送を行う方法が提案された。この方式で実際に電力と情報の同時伝送が可能であることが実証され[2]、3重リング電極を用いて片方向電力伝送と双方向通信が同時に可能であることが実証された[4]。また、実用例の一つとして、この方式を利用した無限回転カメラへの応用がなされている[5]。

しかし、近距離電力・情報同時伝送において、送電側と受電側の電極とコイルの位置が大きくなれば生じた場合に情報伝送や電力伝送が不可能となる問題があることで、電力・情報同時伝送の制約が多いため、実用上でのボトルネックとなっていた。

そこで、本研究では以上にあげる規格や研究の問題点であった、電磁界伝送を面上可動型で可能とする手段を構築することを目標とした。

その第一手順として、電界結合を用いた面上可動型の近距離無線情報伝送の手段を構築することを目的とした。具体的には、固定された下側部分に対して面上可動可能な上側部分を大きく面上方向 (XY 方向) に動かした場合においても、通信が途絶することなく高品質な通信が持続可能となる手段を構築することである。これを実現するためには、ダイバ

一シチ受信を用いることが有用であることがわかり、特に 3 状態スイッチアンドステイダイバーシチを用いる方式が簡易で費用を抑えられるため、この方式で実装を行うこととした。

これを実証するために、固定された下側部分と面上可動可能な上側部分の電極を作製した。これらの電極を用いて、まず地上デジタル放送の信号の伝送実験を行った。しかし、実験系でグラウンドが共通のため、極性を考慮せねばならない問題が生じた。これを踏まえ、次に Ethernet 信号を HD-PLC (High Definition Power Line Communication ; 高速搬送波通信) に変換した上で伝送実験を行った結果、極性を考慮する必要がないことがわかった。この実験系で上側基板の後段に回路を実装し、伝送実験を行った結果、通信速度の極端な低下または通信の途絶が見られずに XY 方向の面上可動型近距離無線情報伝送を行うことができることが確認できた。

本論文の構成は以下のとおりである。第 2 章「情報伝送」では、本研究で用いる無線通信の伝送技術やデジタル変復調、信号形式に関して述べる。第 3 章「面上可動型電磁界伝送の提案手法」では、本研究で用いた基板の設計方法、面上可動型で電磁界伝送を実現する方法の提案、基板に実装した回路の概要に関して述べる。第 4 章「ISDB-T 信号形式での情報伝送実験」では、作製基板を用いた ISDB-T 信号形式の伝送実験の結果に関して述べ、第 5 章「HD-PLC 信号形式での情報伝送実験」では、HD-PLC 信号形式で面上可動型情報伝送の結果と考察を述べる。第 6 章「今後の展望」では、本研究の改善案を検討した上で、面上可動型の近距離電力伝送に応用する場合の手法を検討する。第 7 章「結論」で本研究のまとめに関して述べる。

第2章 情報伝送

2.1 近距離無線情報伝送の種類と特徴

§1 で述べたように、近年、近距離無線情報伝送に関する様々な種類の技術が開発されている。

従来の近距離情報伝送は LAN ケーブルなど有線通信が主流であった。しかし、時代の流れとともに、PC やスマートフォンなどインターネットに接続する機器の爆発的な増加したことに伴う複雑な配線やそれに伴う景観の悪化が問題になり、LAN ケーブルの不要な無線 LAN (IEEE801.11) が爆発的に普及した。

無線 LAN は通信距離が約 100m までの使用を想定しており、2.4GHz もしくは 5 GHz 帯が現在は主に使用されている。現在実用化されている最新の規格 (IEEE802.11ac) では、最大公称速度 6.9Gbps で通信が可能である[6]。但し、コードレス電話や電子レンジ等、従来の家電機器も 2.4GHz 帯を用いている関係でそれらの電子機器との電波干渉、更には無線 LAN の爆発的普及に伴う無線 LAN 機器同士の電波干渉が問題になっている。

実際に Android アプリ ”Wifi Analyzer”[7] を用いて、電気通信大学学内での無線 LAN (2.4GHz 帯) 使用状況を測定の上、視覚的に周波数スペクトルとして表示した結果を図 2.1 に示す。この結果より、同一あるいは近接の Wi-Fi チャンネルを使用していることに起因する干渉や多くの Wi-Fi チャンネルが使用されていることによる電波環境の混雑が見られる。

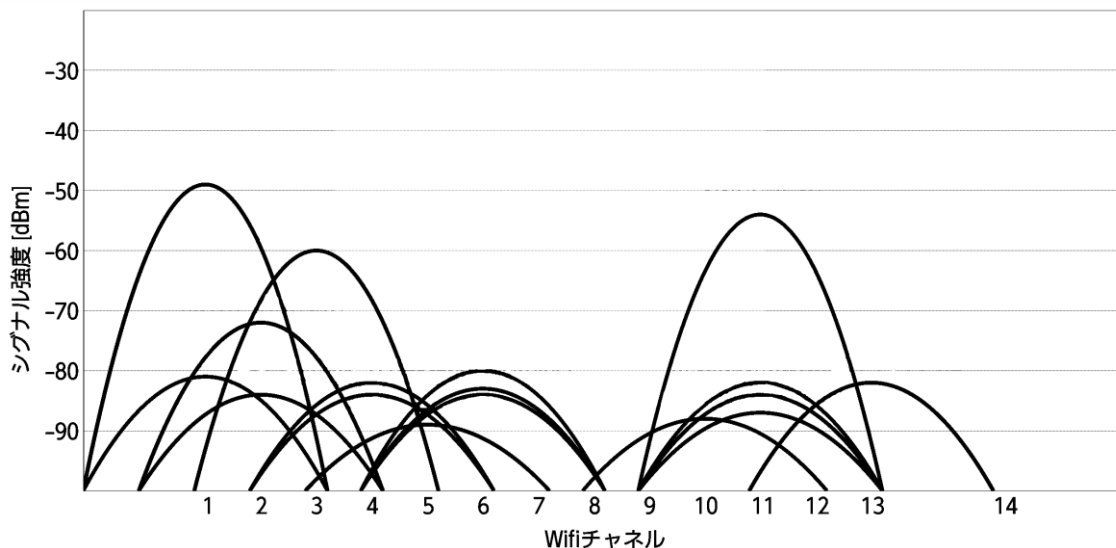


図 2.1 電気通信大学学内での無線 LAN 使用状況 (画像は一部編集)

また、無線 LAN のセキュリティ問題も度々指摘されている。この対策として、WPA (Wi-Fi Protected Access) と呼ばれる暗号化技術が現在使われている。しかし、かつての暗号化技術である WEP (Wired Equivalent Privacy ; 有線同等機密) の脆弱性が認められて WPA が用いられるようになった経緯があること、公衆無線 LAN の普及に伴い暗号化技術を用いずに接続していることが多いため、常にセキュリティ上の危機に晒されている状態である。

一方でヘッドホンや Apple Watch などに代表されるウェアラブル端末など小型化や防塵防滴が求められる機器の普及、端末同士の通信の需要が増加したことによって、通信距離が 10m 程度の近距離通信である WPAN (Wireless Personal Area Network) に対応した技術開発が盛んになされている。具体的には、Bluetooth や ZigBee, UWB (Ultra-Wide Band) があり、近年の技術として、NFC (Near Field Communication) や TransferJet が挙げられる。これらの概要を表 2.1 に示す[8][9]。

表 2.1 WPAN 技術一覧[8][9]

技術	伝送距離	使用周波数帯	最大伝送レート
Bluetooth	最大 100m	2.4GHz	1Mbps
ZigBee	最大 75m	2.4GHz	250kbps
UWB	10m 程度	数 GHz	1Gbps
NFC	10cm 程度	13.56MHz	800kbps
TransferJet	数 cm 程度	4.48GHz	560Mbps

特に、NFC は伝送速度が 800kbps と低いものであるが通信距離が 10cm 程度であり、チップ同士をかざすことで簡易にデータ通信が可能となる技術である。実際にスマートフォンやデジタルカメラ等の端末を家庭用プリンタに近づけるだけで写真印刷が可能となる仕組み等が実用化されている。

また、TransferJet も NFC と同様に通信距離数 cm を想定しており、近距離通信で端末に搭載されたチップをかざすことでデータ通信が可能となるが、NFC を遥かに上回る伝送速度 (最大 560Mbps) での通信が可能となる。

以上に挙げた技術は、無線 LAN よりも伝送距離が小さく、通信を傍受される危険性は低い。しかし、電波を用いているため、想定外の場所に電波が伝搬することには変わりはない。さらに無線 LAN とは異なり、送信側と受信側で数 cm 単位の大きな位置ずれが生じた場合は通信が不可能となる。

2.2 電界結合方式による近距離電磁界伝送

§2.1 に挙げた問題点を解決するためには、電波を必要としない数 cm 程度の面上可動型情報伝送を可能とする新たな方式を考える必要がある。この方式として、電極（金属板）を用いた電界結合方式による近距離無線情報伝送を採用することがふさわしいと考えた。

これは、電波を用いずに通信を行う方法で、実際に本研究室の高崎が地上デジタル放送で用いられる ISDB-T 信号の伝送実験に成功している[2]。また、RF 回路への変調の必要が無いこと、変調方式に依存しない伝送方式であることなど、構造が単純であることもこの方式を用いることのメリットである。但し、この実験系の場合は伝送に用いる上下基板の位置がほぼ一致した場合（数 mm 単位のずれを許容）は伝送可能であるが、数 cm 単位の位置ずれが生じた場合は通信が不可能となった。

そこで本研究では、通信の秘匿性の高い電波を用いない数 cm 程度の情報伝送を高い伝送レートで実現できる電界結合方式の通信を面上可動で実現させることで、近距離電磁界伝送をよりセキュリティレベルが高く、使いやすいものにするを目的とした。本研究が目指す実験系の構想を図 2.2 に示す。

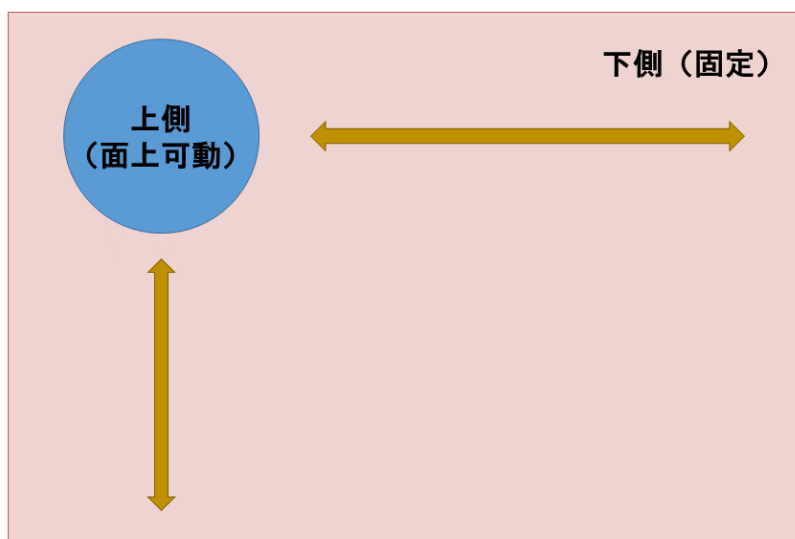


図 2.2 面上可動型電磁界伝送の概略図

電界結合方式による近距離電磁界伝送は、図 2.2 に示すような 2 枚の平行に配置された金属板によって構成される。

この配置は、平行板コンデンサ（キャパシタ）となっている。それぞれの金属板に $+Q$ [C] と $-Q$ [C] の電荷を与えると金属板の端の部分以外は一様分布となる。金属板の面積を S [m²]、真空の誘電率を ϵ_0 ($=8.864 \times 10^{-12}$ F/m)、比誘電率を ϵ_r とすると、これらの電荷が作る電界（電場） E [V/m] は (2.1) 式で示せる。

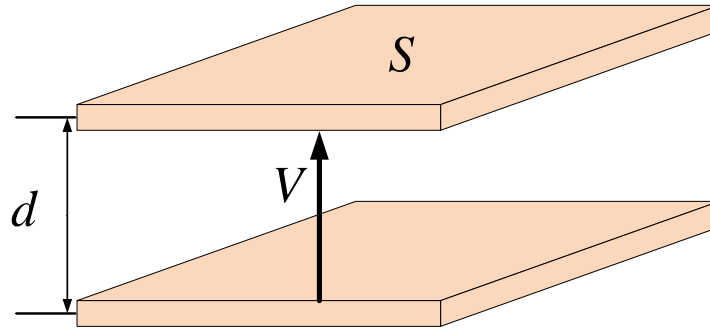


図 2.2 平行板コンデンサの概形と電位差 V

$$E = \frac{Q}{\varepsilon_0 \varepsilon_r S} \quad (2.1)$$

なお、比誘電率は媒質の誘電率と真空の誘電率の比で表される。特に空気の比誘電率は 1.00059 であるため、真空の誘電率とほぼ等しい値とみなせる。なお、本研究では紙フェノール製の基板を用いており、測定の際には電極離間距離を一定に保つために紙製の付箋を使用しているため、紙の比誘電率である 2.3 を用いることとする[10].

電極離間距離 d [m]とすると、電極間の電位差 V [V]は(2.2)式で表せる。

$$V = Ed \quad (2.2)$$

(2.1)式と(2.2)式より、電荷 Q は(2.3)式で示せる。

$$Q = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} V \quad (2.3)$$

電極の静電容量値 C [F]は、(2.4)式で示せる。

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} \quad (2.4)$$

なお、電荷 Q は静電容量値 C を用いて(2.5)式で表される。

$$Q = CV \quad (2.5)$$

ここで、時間変化する電荷 $q(t)$ を時間 t [s]で微分すると時間変化する電流 $i(t)$ [A]となる。(2.5)式の両辺を微分すると(2.6)式が導出される。

$$i(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C \frac{dv(t)}{dt} \quad (2.6)$$

(2.6)式は、コンデンサは時間変化する電位差（交流電圧）を加えた場合のみ電流を流すということを示す（直流はカットされる）[11].

この原理より、情報源を交流電圧とすることで電磁界伝送を行う方法が電界結合方式の電磁界伝送である。

2.3 デジタル変復調

2.3.1 デジタル変復調の概要

無線通信においては、一般的に情報源であるベースバンド信号を高周波の電磁波である搬送波の周波数帯に適した形で変換する動作が必要である。ベースバンド信号を搬送波周波数帯に適した信号に変換することを変調、その逆を復調と呼ぶ。特に、デジタルデータを変復調することをデジタル変復調と呼ぶ。なお、搬送波には通常、正弦波が用いられる。時刻 t における周波数 f_c の搬送波を $\cos(2\pi f_c t)$ とし、情報源を表す振幅を $a_m(t)$ 、位相を $\phi_m(t)$ とすると、変調波 $s(t)$ は(2.7)式で表せる[12]。

$$s(t) = a_m(t) \cos[2\pi f_c t + \phi_m(t)] \quad (2.7)$$

変調波を変化させることができるパラメータは(2.7)式より、振幅と位相である。デジタル変復調では、0 または 1 から構成される纏まったデジタルデータに応じて変調波の振幅や位相を変化させる。デジタル変調の種類としては、振幅のみを変化させる振幅シフトキーイング(ASK ; Amplitude Shift Keying)、位相のみを変化させる位相シフトキーイング(PSK ; Phase Shift Keying)、振幅と位相どちらも変化させる直交振幅変調(QAM ; Quadrature Amplitude Modulation)が代表的なものとして挙げられる。

また、ASK、PSK、QAM で利用しやすい数式表現として、(2.7)式を三角関数の加法定理とオイラーの定理を用いることで、 $s(t)$ は(2.8)式に示すように表すこともできる。

$$\begin{aligned} s(t) &= a_m(t) \cos\{2\pi f_c t + \phi_m(t)\} \\ &= a_m(t) \cos \phi_m(t) \cos(2\pi f_c t) - a_m(t) \sin \phi_m(t) \sin(2\pi f_c t) \\ &= \operatorname{Re}[z(t)] \cos(2\pi f_c t) - \operatorname{Im}[z(t)] \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (2.8)$$

なお、 $z(t)$ は複素包絡線と呼ばれ、

$$\begin{aligned} z(t) &= a_m(t) \exp\{j\phi_m(t)\} \\ &= a_m(t) \cos \phi_m(t) - ja_m(t) \sin \phi_m(t) \end{aligned} \quad (2.9)$$

であるため、

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[z(t)] &= a_m(t) \cos \phi_m(t) \\ \operatorname{Im}[z(t)] &= a_m(t) \sin \phi_m(t) \end{aligned} \quad (2.10)$$

である。

(2.10)式で示した複素包絡線 $z(t)$ の実部 $\operatorname{Re}[z(t)]$ は搬送波と同じ余弦波成分であるため、同相成分(In-phase ; I 成分)と呼ばれる。一方で、 $z(t)$ の虚部 $\operatorname{Im}[z(t)]$ は搬送波と直交する正弦波成分であるため、直交成分(Quadrature-phase ; Q 成分)と呼ばれる。I 成分と Q 成分は直交関係にあるため、変調時に I 成分と Q 成分に独立にデジタルデータを割り当てることが可能となる。また、デジタル変調は I 成分と Q 成分の割り当て方法とも表現できる。

本研究では ISDB-T 信号形式で伝送実験を行っているため、QPSK (ワンセグ放送)、64QAM (ハイビジョン放送) を用いている。

2.3.2 振幅シフトキーイング(ASK)

振幅シフトキーイング(ASK ; Amplitude Shift Keying)はデータ値に応じて搬送波の振幅をI軸上で変化させるデジタル変調である. 特に, ASKの内, 搬送波の振幅がある場合を"1", 振幅がない場合を"0"とした場合は OOK(On Off Keying)と呼ばれ, 主に無線通信におけるモータ信号の伝送や光ファイバでの情報伝送等に用いられている.

(2.8)式の内, 位相 $\phi_m(t)$ は変化がないので0とし, 振幅 $a_m(t)$ は任意の正数Aとすると, (2.11)式のとおり定義できる.

$$a_m(t) = \begin{cases} 0 & (\text{データ値"0"の場合}) \\ A & (\text{データ値"1"の場合}) \end{cases} \quad (2.11)$$

振幅 $a_m(t)$ より, 変調波 $s(t)$ は(2.12)の通りとなる.

$$s(t) = \begin{cases} 0 & (\text{データ値"0"の場合}) \\ A \cos(2\pi f_c t) & (\text{データ値"1"の場合}) \end{cases} \quad (2.12)$$

(2.8)と(2.12)を比較すると,

$$\begin{cases} \text{Re}[z(t)] = 0, & \text{Im}[z(t)] = 0 & (\text{データ値"0"の場合}) \\ \text{Re}[z(t)] = A \cos(2\pi f_c t) & \text{Im}[z(t)] = 0 & (\text{データ値"1"の場合}) \end{cases} \quad (2.13)$$

となる. (2.13)式より ASK (OOK) の信号空間ダイアグラムは図 2.3 の通りとなる.

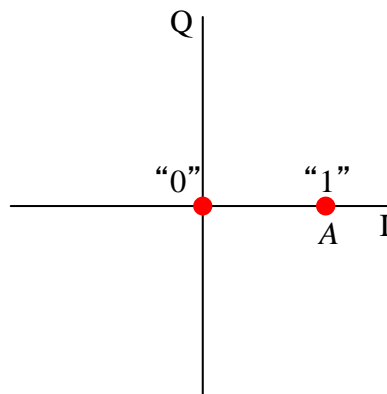


図 2.3 ASK (OOK) の信号空間ダイアグラム

2.3.3 位相シフトキーイング(PSK)

位相シフトキーイング (PSK ; Phase Shift Keying) はデータ値"0"または"1"に応じて搬送波の位相を変化させるディジタル変調である.

BPSK (2相PSK)

I成分のみを使用して, 1シンボルで1ビット伝送する方法を2相PSK(BPSK ; Binary Phase Shift Keying) と呼ぶ.

(2.x)式の内, 振幅 $a_m(t)$ は任意の正数 A (一定値) とし, 位相 $\phi_m(t)$ を(2.14)式のとおり定義する.

$$\phi_m(t) = \begin{cases} 0 & (\text{データ値"0"の場合}) \\ \pi & (\text{データ値"1"の場合}) \end{cases} \quad (2.14)$$

位相 $\phi_m(t)$ より, 変調波 $s(t)$ は(2.15)式の通りとなる.

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_c t) & (\text{データ値"0"の場合}) \\ -A \cos(2\pi f_c t) & (\text{データ値"1"の場合}) \end{cases} \quad (2.15)$$

(2.8)式と(2.15)式を比較すると,

$$\begin{cases} \text{Re}[z(t)] = A, & \text{Im}[z(t)] = 0 & (\text{データ値"0"の場合}) \\ \text{Re}[z(t)] = -A, & \text{Im}[z(t)] = 0 & (\text{データ値"1"の場合}) \end{cases} \quad (2.16)$$

となる. (2.16)式より, BPSK の信号空間ダイアグラムは図 2.4 の通りとなる.

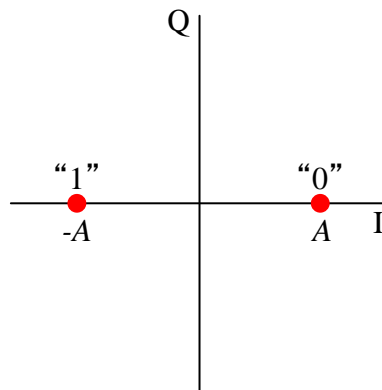


図 2.4 BPSK の信号空間ダイアグラム

多値 PSK

BPSK では I 成分のみを使用して 1 シンボルで 1 ビット伝送していたが、I 成分と直交の関係がある Q 成分も同時に使用することで、1 シンボルで 2 ビット伝送が可能である。これを 4 相 PSK (QPSK ; Quadrature Phase Shift Keying) と呼ぶ。基本原理は BPSK と同様だが、位相 $\phi_m(t)$ を(2.17)式のとおり定義する。

$$\phi_m(t) = \begin{cases} \frac{\pi}{4} & (\text{データ値"0,0"の場合}) \\ \frac{3}{4}\pi & (\text{データ値"0,1"の場合}) \\ \frac{5}{4}\pi & (\text{データ値"1,1"の場合}) \\ \frac{7}{4}\pi & (\text{データ値"1,0"の場合}) \end{cases} \quad (2.17)$$

BPSK の時と同様に $\phi_m(t)$ を(2.8)式に代入して計算すると、I 成分と Q 成分は(2.18)式の通りとなる。

$$\phi_m(t) = \begin{cases} \text{Re}[z(t)] = \frac{A}{\sqrt{2}}, & \text{Im}[z(t)] = \frac{A}{\sqrt{2}} & (\text{データ値"0,0"の場合}) \\ \text{Re}[z(t)] = -\frac{A}{\sqrt{2}}, & \text{Im}[z(t)] = \frac{A}{\sqrt{2}} & (\text{データ値"0,1"の場合}) \\ \text{Re}[z(t)] = -\frac{A}{\sqrt{2}}, & \text{Im}[z(t)] = -\frac{A}{\sqrt{2}} & (\text{データ値"1,1"の場合}) \\ \text{Re}[z(t)] = \frac{A}{\sqrt{2}}, & \text{Im}[z(t)] = -\frac{A}{\sqrt{2}} & (\text{データ値"1,0"の場合}) \end{cases} \quad (2.18)$$

QPSK の信号空間ダイアグラムは図 2.5(a)の通りとなる。

また、16PSK では、1 シンボルで 4 ビット伝送を行う PSK である。原理は BPSK、QPSK と同様のため、説明は割愛する。16PSK の信号空間ダイアグラムを図 2.5(b)に示す。

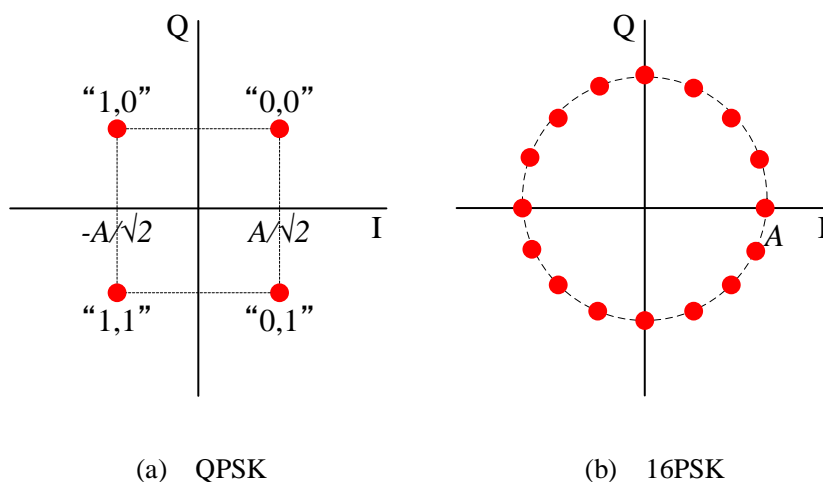


図 2.5 PSK の信号空間ダイアグラム

2.3.4 直交振幅変調(QAM)

直交振幅変調(QAM ; Quadrature Amplitude Modulation)は、§2.4.2 で述べた ASK と §2.4.3 で述べた PSK を併せた変調方式である。振幅と位相を両方とも変化させることで 1 シンボル当たりの送信ビット数を増やすことができる。また、1 シンボルあたり k ビット送信する場合は 2^k 個の信号点が必要である。

例えば、1 シンボルあたり 4 ビット送信するためには 16 個の信号点が必要となる。この変調方法として 16QAM が挙げられる。16QAM の信号ダイアグラムを図 2.6 に示す。

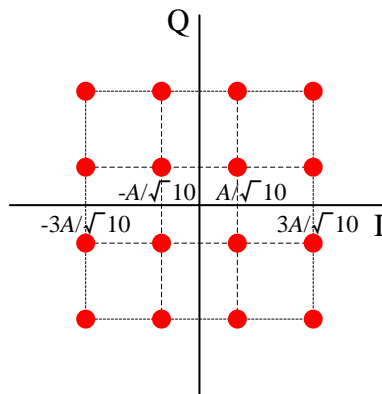


図 2.6 16QAM の信号空間ダイアグラム

図 2.6 と図 2.5(b)を比較すると、16QAM は 16PSK よりも信号点間距離が大きい (16QAM では $0.63A$, 16PSK では $0.39A$)。情報伝送時にはフェージングや雑音等の要因で信号点が正規の場所より動くことがあり、受信側で送信側と異なる信号点として誤検知する現象として、シンボル誤りと呼ばれるものがある。シンボル誤りは信号点間距離が大きいほど起こりにくいため、同じビット数を送った場合でも QAM の方が PSK よりもシンボル誤り率は少ない。

このため、一般的に多値のデジタル変調では QAM が用いられている。なお、本研究で用いた ISDB-T のレイヤーの内ハイビジョン放送のレイヤーでは、16QAM より多値の 64QAM を用いているが基本原理は 16QAM と同様である。

2.3.5 直交周波数分割多重(OFDM)

OFDM の原理

直交周波数分割多重 (OFDM ; Orthogonal Frequency Division Multiplexing) は§2.4 で述べた PSK や QAM などを用いて, デジタルデータからベースバンドにおける変調シンボルを作成 (一次変調) することで, 複数の変調シンボルを同時に効率良く伝送する変調方式である.

図 2.7 にシングルキャリア方式と OFDM 方式の周波数スペクトルを示す.

OFDM 方式は, 隣接するそれぞれのキャリア (サブキャリア) を重複させて配置する方法である. OFDM は周期 T の方形波の周波数スペクトルがゼロ交差する周波数 $f = n/T$ ($n = \pm 1, \pm 2, \dots$) を f_n と定義すると, f_n を搬送波周波数とする変調波が全て直交する性質を利用している. この原理より, 同容量のデジタルデータを伝送した場合 OFDM 方式では, シングルキャリア方式よりも周波数利用効率が高い上, 周波数選択性フェージングに強い.

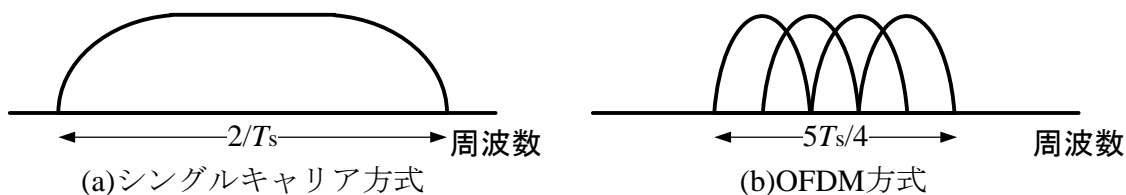


図 2.7 シングルキャリア方式と OFDM 方式の周波数スペクトル

ベースバンドでの OFDM 信号のサブキャリア数を N , OFDM 信号の周期 $T_F (=NT_s, T_s$ はシングルキャリア方式でのシンボル周期) とすると, OFDM 信号 $z_F(t)$ は(2.19)式で表せる.

$$\begin{aligned}
 z_F(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} z_N(t) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ A_{c_n} \cos\left(2\pi \frac{n}{T_F} t\right) - A_{s_n} \sin\left(2\pi \frac{n}{T_F} t\right) \right\} \quad (2.19)
 \end{aligned}$$

また, OFDM 信号の概形を図 2.8 に示す.

(2.19)式と図 2.8 に示すように, OFDM 信号は周波数の異なる正弦波と余弦波の合成である. これに起因して, 合成波の振幅変動がサブキャリアごとの振幅より大きくなるため, 増幅器を使用して信号を増幅させた際に非線形歪みが生じる問題が存在する.

実際の OFDM 変調では, 直交する複数の正弦波と余弦波が難しいため, 逆離散フーリエ変換 (IDFT ; Inverse Discrete Fourier Transform) を用いてベースバンドにおける OFDM 信号を作成し, その信号を搬送波周波数帯にシフトさせる方法が一般的である. また, 復調は離散フーリエ変換 (DFT ; Discrete Fourier Transform) を用いて, 概ね変調時と逆の方法で行う.

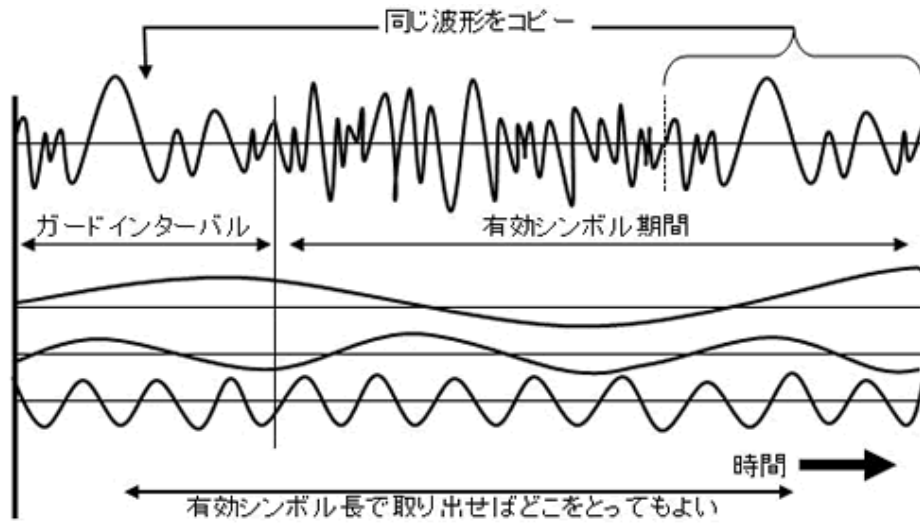


図 2.8 OFDM 信号波形（生成過程と GI の作成方法を含む） [13]

ガードインターバル (GI)

OFDM 信号の周期 T_F は、シングルキャリア方式のシンボル周期 T_s のサブキャリア周波数 N 倍と長くなる。OFDM は、前述のとおり周波数非選択性フェージングに置き換えることができる代わりにマルチパス環境などに起因する遅延波によるシンボル間干渉の影響を受けやすくなる。

この問題を解決するために、ガードインターバル (GI ; Guard Interval) が OFDM 信号に付加されている。実際に GI は、図 2.8 に示す通り遅延波の最大遅延時間より長い OFDM の 1 シンボルの末尾部分を先頭に付加することで設けることができる。

GI を設けることにより、OFDM のシンボルごとに離散フーリエ変換 (DFT ; Discrete Fourier Transform) を行う場合に、信号の直交性を保ったまま行うことが可能となるため、劣化なく復調を行うことができる [14]。

2.4 ダイバーシチ技術

通信路の特性は時と場所、送受信状況によりばら付きがあるのが一般的である。特に、電波状態の時間変化をフェージングと呼び、地形や建造物によるマルチパス環境下で発生している。また、本研究でも送受信側の片方を面上可動させているため、時間と基板の位置によって通信の質が著しく低下する場合がある。

この劣化を補償するために用いられている方法の一つが、ダイバーシチ技術である。

ダイバーシチは、複数の受信信号を受けた後に、これらから選択またはこれらを合成することで通信の質の低下を防ぐ方法である。なお、複数の受信信号はできるだけ相関が低い方が望ましい。

複数の相関の受信信号を得るための受信部（アンテナ等）の構成には、代表的なものとして、以下の方法が挙げられる。

1. **空間ダイバーシチ**：複数の受信部を、十分離れた距離に配置する。
2. **偏波ダイバーシチ**：水平偏波と垂直偏波を両方利用する。
3. **角度ダイバーシチ**：指向性の異なる複数の受信部を用いる。
4. **周波数ダイバーシチ**：複数の周波数で送信し、受信部で周波数分離を行う。
5. **時間ダイバーシチ**：同一信号を時間差で複数回送信する。

本研究では、空間ダイバーシチを用いた。この概要図を図 2.9 に示す。

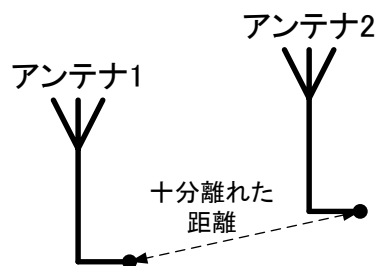


図 2.9 空間ダイバーシチの概要

また、受信信号の合成（ダイバーシチ合成）には代表的なものに、**選択合成法**、**等利得合成法**、**最大比合成法**が挙げられる。これらの概要を図 2.10 に示す。

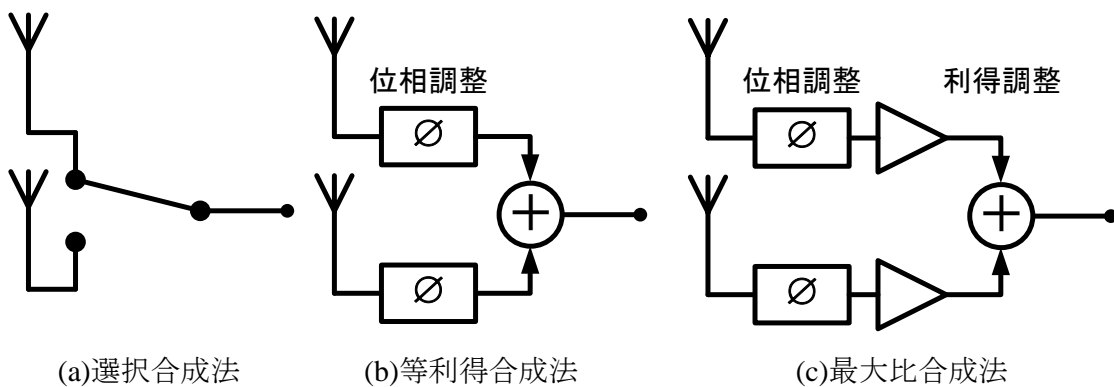


図 2.10 代表的なダイバーシチ合成法

本研究では、選択合成法を用いた。理由としては、送受信間の離間距離を数 cm 程度と短く想定しているため伝搬損失が少ないこと、ハードウェアでの実装が簡易であることが挙げられる[15].

2.5 ウェーブレット変換

ウェーブレット変換は周波数成分を調べる方法の一つである。本研究では、伝送する信号としてHD-PLC信号形式を用いており、この信号形式にウェーブレットOFDMを採用している。

周波数成分を解析する方法として代表的なものにフーリエ変換がある。但し、フーリエ変換は時間情報が含まれている信号を変換することで、周波数成分を解析することが可能であるが時間情報が失われる。そのため、定常的な周波数成分を解析することは可能であるが、時間ごとに変化する周波数成分を解析することができない。

この問題を解決したものが窓関数付きフーリエ変換である。これは、窓関数により任意の時間間隔で切り取った短時間の信号をフーリエ変換により周波数成分を解析する方法であり、従来のフーリエ変換では成せなかった時間周波数解析が可能となる。しかし、時間分解能と周波数分解能の間に不確定性原理（同時に精度を上げることが不可能である原理）が存在するため、一度窓関数を決定するとその時間幅が任意の周波数において等しくなる。そのため、窓関数の時間内で周波数が低い場合は一周期を見ることができず、逆に周波数が高い場合は複数周期見ることになり、周波数によっては窓関数の設定が不適切であると適切な周波数解析ができないという欠点がある。

この欠点をさらに解決したものがウェーブレット変換である。これは、窓の幅を任意に伸縮させることで、低い周波数では窓の幅を広げ、高い周波数では窓の幅を狭めることができるため、任意の時間で任意の周波数解析が可能となる。

ウェーブレット変換では基底関数にマザーウェーブレットと呼ばれる小さな波を用いる。マザーウェーブレットの種類としてShannonウェーブレットやMexican Hatウェーブレットなど既存のものがある。この一例として、Mexican Hatウェーブレットの式を(2.20)式に、その概形を図2.11に示す[16]。

$$\psi = (1 - 2t^2)\exp(-t^2) \quad (2.20)$$

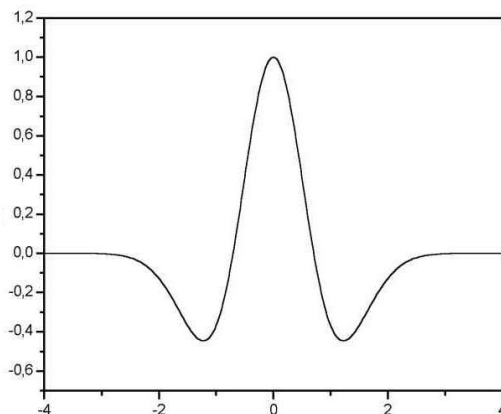


図 2.11 Mexican Hat ウェーブレットの概形[16]

また, (2.21)式に示すゼロ平均の式かつ(2.22)式に示すノルム正規の条件を満たした場合に, 使用者が任意にマザーウェーブレットを定義することも可能である.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t)dt = 0 \quad (2.21)$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |\psi(t)|^2 dt = 1 \quad (2.22)$$

ウェーブレット変換の方法は, 解析対象の波形からマザーウェーブレットを伸縮または平行移動させることで相似性を調べる方法である. ウェーブレット変換の定義を(2.23)式に示す.

$$W(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} x(t)dt \quad (2.23)$$

(2.x)の式で a は伸縮, b は平行移動を示している. また, $W(a,b)$ はウェーブレット係数と呼ばれており, マザーウェーブレットとの相似性を示している. ウェーブレット変換のイメージを図 2.12 に示す[16].

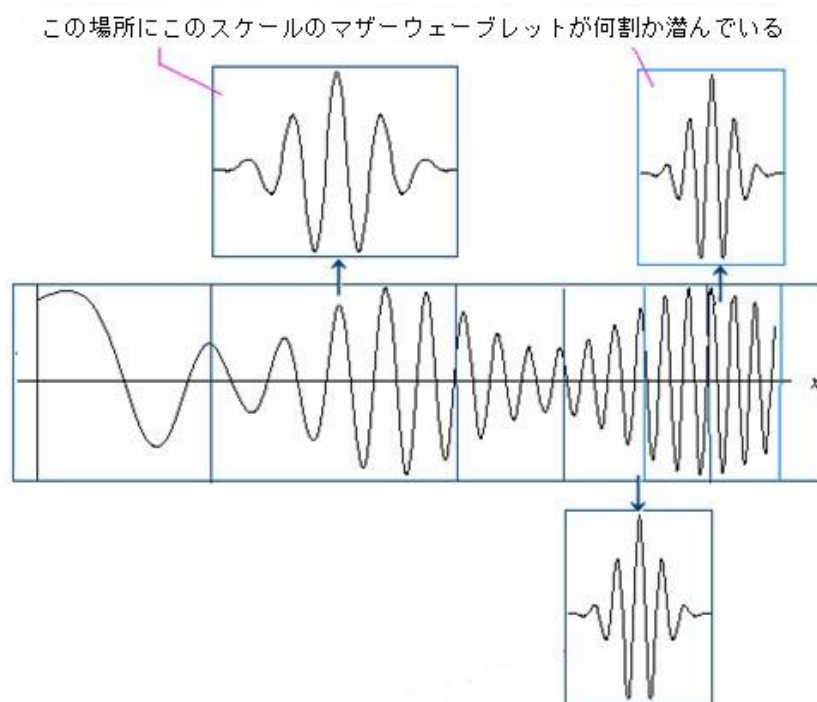


図 2.12 ウェーブレット変換のイメージ[17]

なお, 前述のとおり, 本研究で伝送する信号として用いる HD-PLC 信号形式は, ウェーブレット OFDM を採用している. ウェーブレット変換を用いることで, OFDM での周波数軸直交の性質に併せて時間軸直交の性質を持ち合わせることができると, 複数のシンボルが重畳していても復調が可能となること, シンボル区間以上の長い信号波形を使用することで低サイドローブが実現できることが利点として加わる[18].

2.6 ISDB-T 方式

2.6.1 ISDB-T 方式の概要

ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting for Terrestrial Television Broadcasting) 方式は日本の地上デジタル放送の方式であり，一般社団法人電波産業会 (ARIB) により標準規格が定められている[19].

1953年に日本でテレビ放送が開始されてから，2011年（一部地域では2012年）まで続けられた地上アナログ放送では，NTSC (National Television System Committee) 方式が用いられていた．しかし，限られた電波資源を有効活用するために VHF と UHF 併せて 370MHz もの広い周波数帯域を専有していた地上アナログ放送を再編し，地上デジタル放送が開始される運びとなった．また，視聴者側からの主なメリットとしては，鮮明な高画質の映像やデータ放送を楽しむことができる上，電子番組表や字幕放送を気軽に利用できることが挙げられる．

地上波デジタル放送では，§2.5 で説明した OFDM 方式が用いられている．この伝送信号パラメータを表 2.2 に示す．

表 2.2 地上デジタル放送伝送信号の主なパラメータ[19][20]

モード	モード 1	モード 2	モード 3
OFDM セグメント数	13		
帯域幅	5.575MHz	5.573MHz	5.572MHz
キャリア間隔	3.968kHz	1.984kHz	0.992kHz
キャリア数	1405	2809	5617
キャリア変調方式	QPSK, 16QAM, 64QAM, DQPSK		
フレームあたりのシンボル数	204		
有効シンボル長	252 μ s	504 μ s	1008 μ s
ガードインターバル	有効シンボル長の 1/4, 1/8, 1/16, 1/32		
内符号	符号化率 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8 の畳み込み符号		
外符号	短縮化リード・ソロモン(204, 188)		
情報速度	最大 23.234Mbps		

モードが3つ用意されているのは，SFN (Signal Frequency Network；単一周波数ネットワーク) と呼ばれる同一周波数で放送を行うにあたる置局間距離への適合と，移動受信におけるドップラーシフトへの耐性への対応のためである．

なお、実際の放送はモード3を用いており、ガードインターバルは有効シンボル長の1/8としている。その理由としては、長遅延マルチパスに対応させるためである。モード1からモード3にかけて有効シンボル長が大きくなるが、ガードインターバルもその分長くなるため、遅延波への耐干渉能力が大きくなる。

ISDB-T方式では13のOFDMセグメントに分割されている。セグメント単位でデータキャリアの変調方式を変えて放送することが可能であり、受信機側で対応する必要なセグメントを受信することができる。これを階層伝送と呼び、ISDB-T方式では最大で3階層伝送することができる。なお、現在の日本の地上デジタル放送では図2.13に示すように2階層の伝送が行われており、それぞれワンセグ放送とハイビジョン放送に分けることができる。

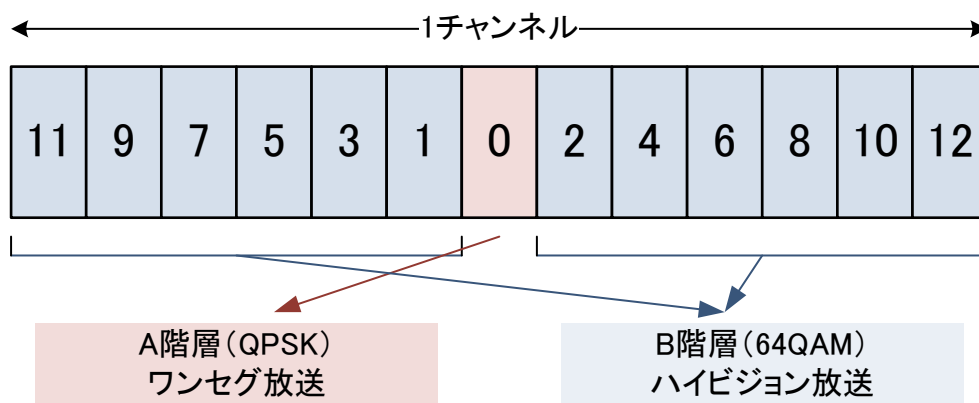


図 2.13 階層とセグメントの関係

なお、ワンセグ放送は QPSK 変調を用いているためノイズには強いが伝送情報量が小さいために低画質であり、主に携帯電話などの移動体に用いられている。一方で、ハイビジョン放送は 64QAM を用いているため伝送情報量が大きいがノイズに弱いために高画質であり、市販のテレビ受信機など固定受信に用いられている[21]。

2.6.2 ISDB-T 方式の評価方法

本研究では、ISDB-T方式の信号を測定するために、変調誤差比(MER ; Modulation Error Ratio)を用いた。

デジタル変調では、コンスタレーションのばら付きを観察することで通信の質が評価できる。各データ値のシンボル点が1点に集中した場合は通信の質が高く、ばら付きが大きい場合は通信の質が低い(ノイズによる信号劣化)。

これを数値化したものがMERである。MER値を求めるにあたっての概要図を図2.14に示し、その導出式を(2.24)式で表す。

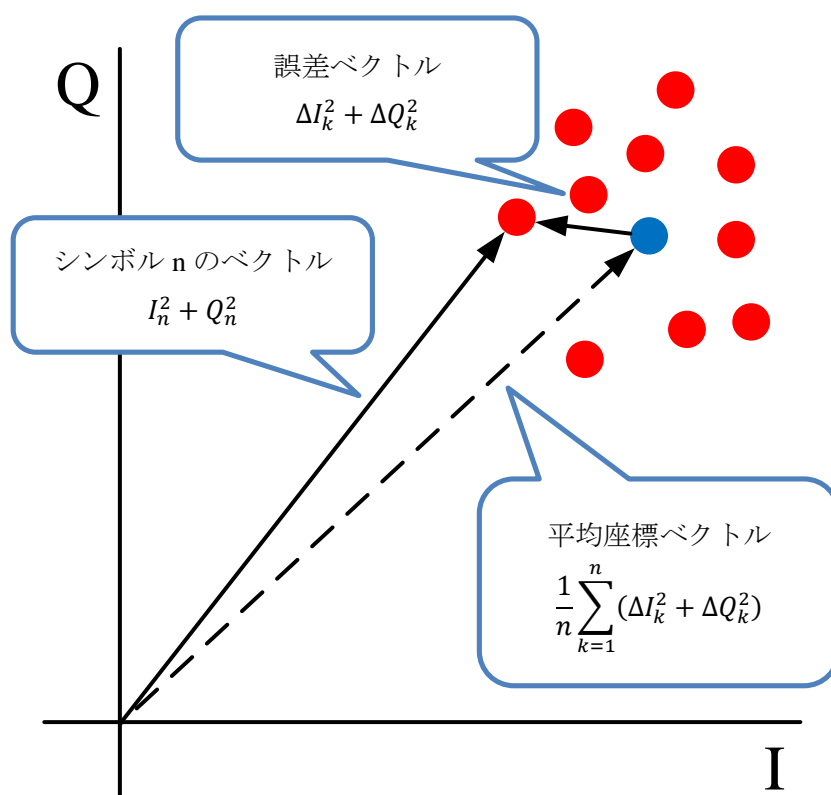


図 2.14 n 個のシンボルと MER 値を求めるための概要図

$$MER[\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (I_k^2 + Q_k^2)}{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (\Delta I_k^2 + \Delta Q_k^2)} \quad (2.24)$$

MER 値の大まかな判断基準を、表 2.3 に示す。

表 2.3 MER 値の判断基準 (目安)

MER 値	受信状態
25 以上	良
20~25	可 (余裕度は少ない)
20 以下	不可

なお、本研究で MER を用いた理由としては、劣化状態が広範囲に観測可能であるためである。通信の質を測定する際にはビット誤り率(BER ; Bit Error Rate)も存在するが、図 2.15 に示す通り、BER では通信の質が狭い範囲でしか判断できないため、本研究では受信可否の判別のみにはしか利用できず、不適合である。

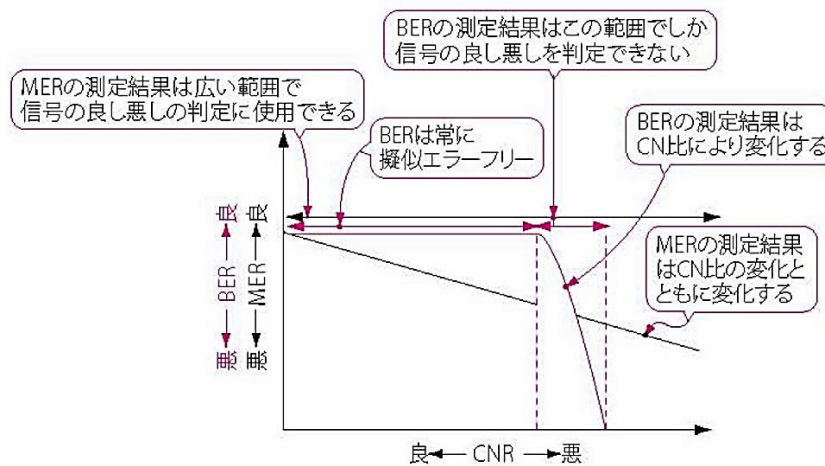


図 2.15 MER と BER の関係[21]

また、図 2.16 で示す通り、信号対雑音比(CNR ; Carrier to Noise power Ratio)と MER には一定レベルで比例関係が見られる。特に 20dB から 30dB の間は CNR と MER はほぼ同値である[22]。

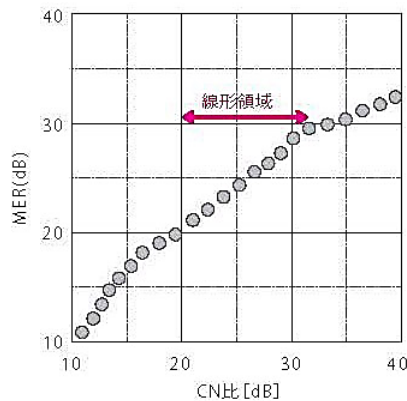


図 2.16 CNR と MER の関係[21]

2.7 Ethernet 信号の伝送形式

現在，Ethernet は広範囲に用いられる有線接続方式であり，ネットワーク技術である．Ethernet はコスト面で低廉なものであり，この恩恵によりネットワーク技術が普及したことでネットワーク機器のコスト低下につながった．また，Ethernet の仕様は 1980 年に公開された古くから存在する規格であるが，現在に至るまで拡張が続けられており，現在では最大 100Gbps で通信が可能となった．

現在，主に用いられている 100BASE-TX 規格では銅製の導線を束ねることで形成された UTP ケーブル（カテゴリ 5 以上）を使用している．なお，Ethernet で用いるケーブルには 8 本の導線が束ねられており，2 本を 1 ペアとして使用することでペア間の電位差によって情報伝送を行っている．なお，図 2.17 で示すように実際には 10BASE-T，100BASE-TX ではそのうち 4 本のみ用いられている．一方で，1000BASE-T では 8 本の導線をすべて使用している．

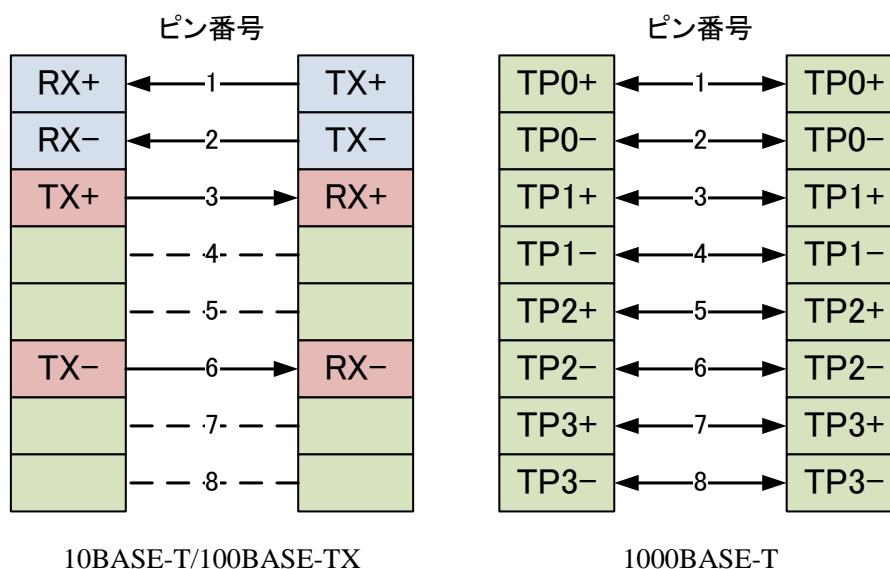


図 2.17 Ethernet ピン番号ごとの信号伝送

また，Ethernet では主にベースバンド変調が用いられている．この関係で，端末同士で通信を行う際には情報をビット列としてケーブルにかかる電圧の組合せによって伝送される．電圧の組み合わせとしてデータの判別を容易にし，エラーを早急に検出するための符号化技術が用いられている．代表的なものとしては 10BASE-T で用いられているマンチェスタ符号化（データ 0 を 10，データ 1 を 01 に置き換えることで一定の電圧が持続することを防ぐ）が挙げられ，100BASE-TX 規格ではマンチェスタ符号化よりも複雑な符号化により，まとまったデータビットごとに符号ビットにまとめている．なお，Ethernet 信号の振幅は最大で 1 V 程度である[23]．

なお、本研究ではコンピュータからのデータを Ethernet で送っているが、その後 HD-PLC 信号形式に変換している。Ethernet をそのまま用いずに HD-PLC 信号形式を用いた理由を以下に挙げる。

1. Ethernet 信号で高速双方向通信を行う場合、送受信側で最低 4 端子以上必要となる。

Ethernet 信号は前述のとおり、2 本の導線を 1 ペアとして使用し、ペア間に電位差を与えることで情報伝送を行っている。

図 2.17 に示す通り、100BASE-TX の場合は 1 ペアで片方向の伝送のみを行い、これを 2 ペア (4 本) にすることで双方向の伝送を行っている。なお、1000BASE-T の場合は 4 ペア (8 本) で双方向通信を行うことで 1Gbps の伝送を実現している。

仮に、Ethernet をそのまま用いて 100Mbps までの伝送を実現させるためには送信側基板と受信側基板共に最低 4 端子は必要となる。この状態で面上可動型電磁界伝送を実現させた場合は基板の構造が煩雑となるため、2 端子のみで最大実効速度 90Mbps で双方向通信が実現可能な HD-PLC 信号形式を用いた。

2. ノイズ耐性に弱い

Ethernet 信号の振幅は最大 1 V と小さい。特に信号レベルが減衰により小さくなり、高周波を伝送する場合には図 2.18 のように小さなノイズが混入した場合においても、波形の誤検知が発生するために通信が途切れがちになる。

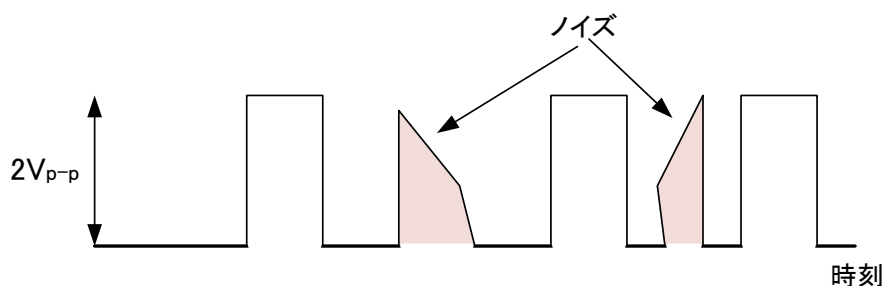


図 2.18 Ethernet 信号とノイズの関係

本研究では、電界結合を用いた情報伝送を行っており、空気や紙など不導体を介した無線通信となる。この近傍で電氣的ノイズが発生した場合には通信の誤り率が高くなると考える。なお、2 線のツイストケーブルをほぐして、それぞれのケーブルを 10 cm 程度に広げて試験した場合に通信が途切れやすくなる実験例が示されている[24]。

以上の理由により、Ethernet 信号の伝送は Ethernet 信号をそのまま用いずに、HD-PLC 信号に変換して伝送を行っている。

2.8 HD-PLC 信号形式

HD-PLC (High Definition Power Line Communication ; 高速搬送波通信)は, HD-PLC アライアンスが制定した通常の電力線に短波帯を重畳させた通信の技術であり, 愛称としてコンセント LAN とも呼ばれている. また, 高度な暗号化技術 (AES128bit) により通信の傍受が難しい仕組みとなっている.

送信側で交流商業電源周波数 (50 Hz もしくは 60 Hz) に情報信号として短波帯 (2 MHz ~28 MHz) を重畳させて信号変換を行う. 受信側では交流商業電源周波数と短波帯周波数が分離していることを利用して, 情報信号として HD-PLC 信号のみを取り出すことができる. このことを視覚的に表した図を図 2.19 に, 交流商業電源周波数と短波帯周波数の関係を図 2.20 に示す.

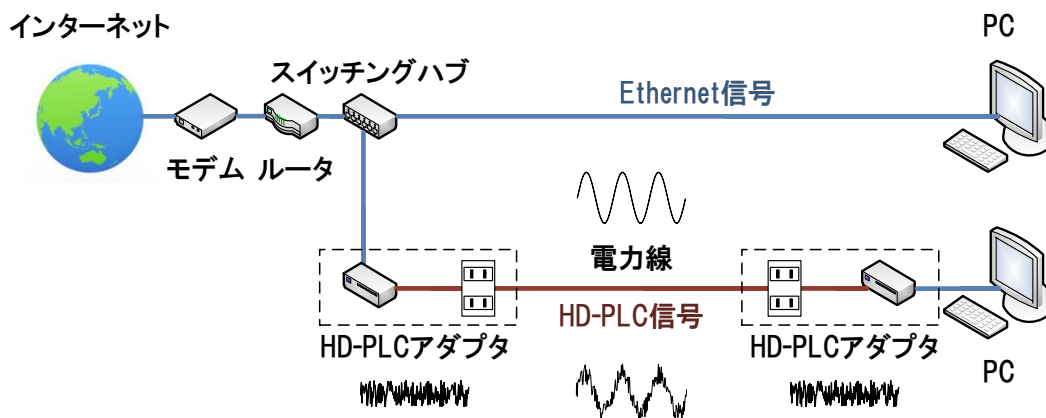


図 2.19 HD-PLC 信号の伝送



図 2.20 電力線周波数と HD-PLC 信号の周波数

HD-PLC では変調方式としてウェーブレット OFDM が用いられている. この特徴を以下に挙げる.

- OFDM は, 狭い周波数帯域幅においてもマルチパス環境に強い伝送方式が可能となる特徴に加え, ウェーブレット変換は時間軸も周波数軸も直交伝送が可能であるという特徴から, メインローブに比べサイドローブを 35dB 以上下げることが可能となる.

- ・ ガードインターバルが不要になることで伝送効率が良くなる。
- ・ OFDM の各サブキャリアは送出レベルを周波数ごとに変更することができるため、既存の電波環境に影響を与える周波数帯のサブキャリアを使用しない、またはレベルを下げることで妨害電波となることが防げる。HD-PLC では、実際に短波ラジオやアマチュア無線等、既存無線機器で使用する周波数帯に対してこの対処がなされている。

情報伝送時の HD-PLC 信号波形とスペクトルを図 2.21 に示す。

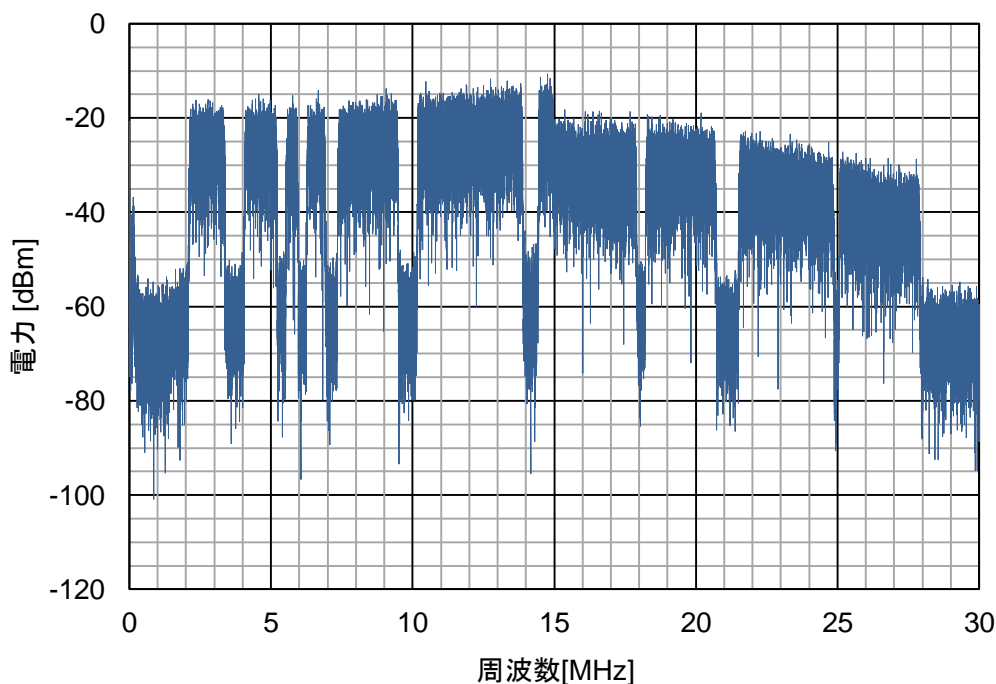


図 2.21 HD-PLC の周波数スペクトル

なお、HD-PLC には、以下の長所が挙げられる。

- ・ 建物内でコンセントに差し込むだけで建物内のどこからでも通信が可能となる。
- ・ 既存の電力線を使用した通信であるため配線工事が不要であり、LAN ケーブルなどの複雑な配線による美観の損失や障害物がなくなる。
- ・ 無線 LAN のように電波の干渉がなく、室内に障害物や建物の構造（鉄筋コンクリート等）によるスループットの低下がない。
- ・ PC なしで同一の電力線に接続して PLC のスイッチを押すことで暗号認証が完了するため、設定が簡易である。
- ・ 2 本の導線で双方向の高速通信が可能である。

一方で、以下の課題も挙げられる。

- 電力線は本来、通信信号を重畳させることを想定していないため、電力線の配線の途中にブレーカや家電機器などを介すことによって伝送特性の変化が生じる。
- 電力線に短波帯を重畳させるため、電気ノイズを発生させる家電機器（例：ヘアードライヤ）や高周波インピーダンスの低い製品（例：AC アダプタ）を使用する際には、専用のノイズフィルターを介して電源コンセントに接続しないと通信に影響が及ぶ。
- 前述のとおりノッチ挿入を行っているが、短波ラジオ等に HD-PLC 使用時のノイズが影響を及ぼす場合がある。

以上の特徴を踏まえ、本研究では Ethernet 信号をそのまま無線情報伝送させずに Ethernet 信号を一旦 HD-PLC 信号に変換して無線情報伝送を行う方式を採用した[25]。

第3章 面上可動型電磁界伝送の提案手法

3.1 基板設計

面上可動型の電磁界伝送を実現する為に，専用基板の設計と作製を行った．

基板は面上可動させる上側基板と位置を常時固定させる下側基板に分けて，図 3.1 に示す通りに作製した．

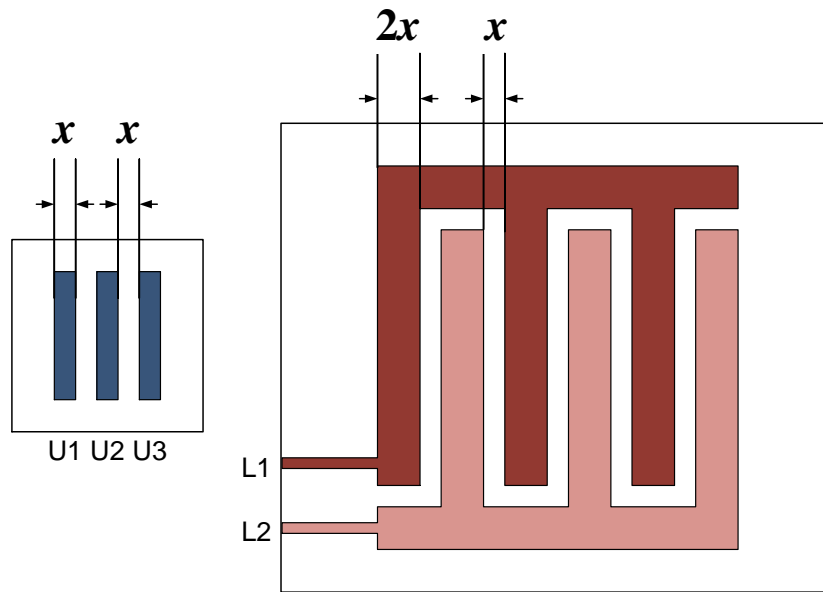


図 3.1 上側基板（面上可動）と下側基板（固定）の概形

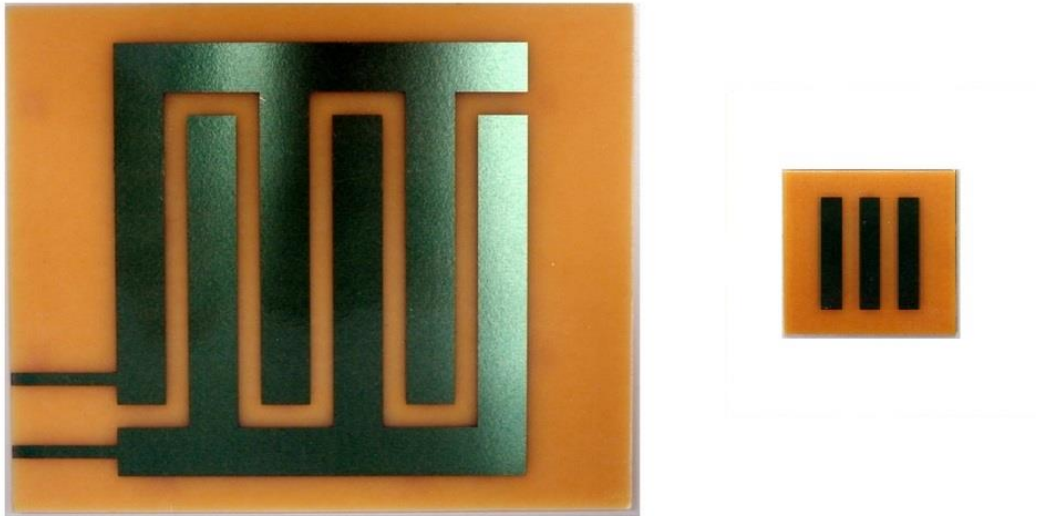
基板は厚さ 1.5 mm の紙フェノール製の片面プリント基板をエッチングさせることで作製した．なお，基板パターンの材質は銅である．

基板作製にあたり工夫を行った点を以下に掲げる．

1. 上側基板のパターン幅を x とする．
2. 上側基板のパターン間隔を x とした．
3. 下側基板のパターン間隔を x とした．
4. 下側基板のパターン幅を $2x$ とした．

なお，本研究では x を 5.0mm として作製した．

実際に作製した基板を図 3.2 に示す．



(a) 上側基板

(b)下側基板

図 3.2 実験時に使用した基板

3.2 面上可動型電磁界伝送の方法

3.2.1 ダイバーシチ方式

§ 3.1 に示す方法で基板を作製することにより，上下関係の基板位置，上側基板の端子に接続された導線と下側基板の端子に接続された導線の組合せによって表 3.1 に示す 6 種類に分けることができる。

表 3.1 上側基板の端子と接続した導線の組合せ

Type	U1	U2	U3
1	○	◎	-
2	-	◎	○
3	◎	-	○
4	◎	○	-
5	-	○	◎
6	○	-	◎

なお，情報の伝送を行うにあたり極性の区別は無いため，基板の端子に接続された導線の組み合わせを無視することができるため上下関係の基板位置のみを考慮すればよい。つまり，実質的に Type1 と Type4，Type2 と Type5，Type3 と Type6 の区別がないことになり，基板の位置関係は 3 種類に絞られることとなる。情報伝送時の上下基板の 3 種類の位置関係を図 3.2 に示す。

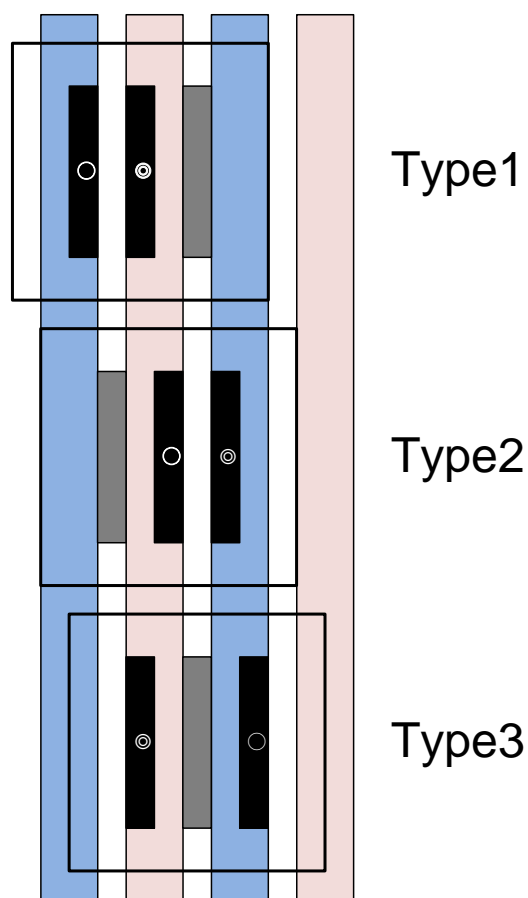


図 3.2 情報伝送時の上下基板の位置関係

右方向に x ずつずらしていくと, Type1 から Type3 (極性を考慮する場合は Type4 から Type6 を含む) を Type1 → Type2 → Type3 → Type1 → Type2 … の順番で得られ, これに周期性を見ることができる.

§3.1 で示した基板を用いることで, 3 端子のうち最低 2 端子は上下基板の重なりが見られるため, ダイバーシチ受信により上側基板の 3 端子のうち 1 端子を切り捨て, 2 端子を残すことで 3 種類のうちから 1 種類を選ぶ事ができる. この時に適切な種類を選ぶことで, 上側基板を面上可動させた場合においても良好な通信が可能となる.

3.2.2 3端子スイッチアンドステイダイバーシチ

良好なダイバーシチ受信を行うために、3端子スイッチアンドステイダイバーシチを採用した。この方式のダイバーシチは図3.3に示す要領で行われる。

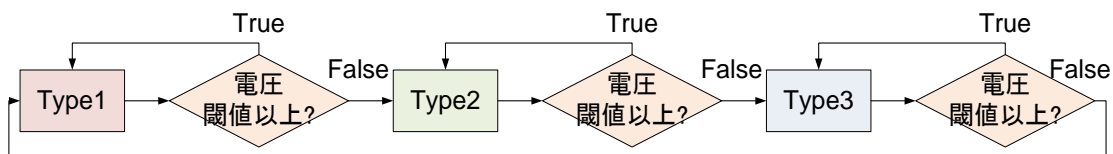


図3.3 3端子スイッチアンドステイダイバーシチのフローチャート

この方式では、3種類のうち最も良好な通信状態の1種類を適宜選ぶことができないが、簡易な実装が可能で費用を抑えることができること、面上可動させた場合に通信の質の低下あるいは通信の途絶がなくなるメリットがある。これを実装したハードウェアの概要を§3.3に示す。

3.3 基板の離間距離と X 方向基準位置

§3.1で設計を行った電極の離間距離を図3.4に示す。今回は基板の厚さが1.5mmとなっているため、電極離間距離の最小値は1.5mm、最大値は ∞ となる。



図3.4 電極離間距離の定義

また、X方向の基準位置 (Xが0mmの時) を図3.5に示す。

本研究ではX方向に2mm単位で面上可動させて70mmまで測定した。なお、移動範囲は下側基板の電極に対し、上側基板の電極が最低2端子重なっている定常状態とした。

なお、本研究ではY方向の面上可動は考えないこととする。理由は、Y方向に上側基板を面上可動させても定常状態においては重なっている端子が常に一定となり、通信の質に変化が無いためである。

また、X方向の面上可動型電磁界伝送が可能であれば、上側基板を回転させた場合においても同様に電磁界伝送が可能となるため、上側基板の回転も考えないこととする。

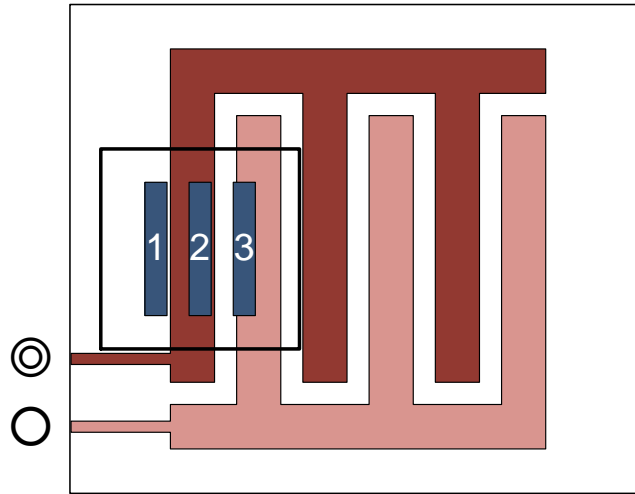


図 3.4 X が 0mm の時の上側基板と下側基板の位置関係

3.4 上側基板の実装回路

3.4.1 全体概要

上側基板の実装回路のブロック図を図 3.4 に、また実装回路の全体写真を図 3.5 に示す。
 (全体の回路図は巻末付録 A に掲載)

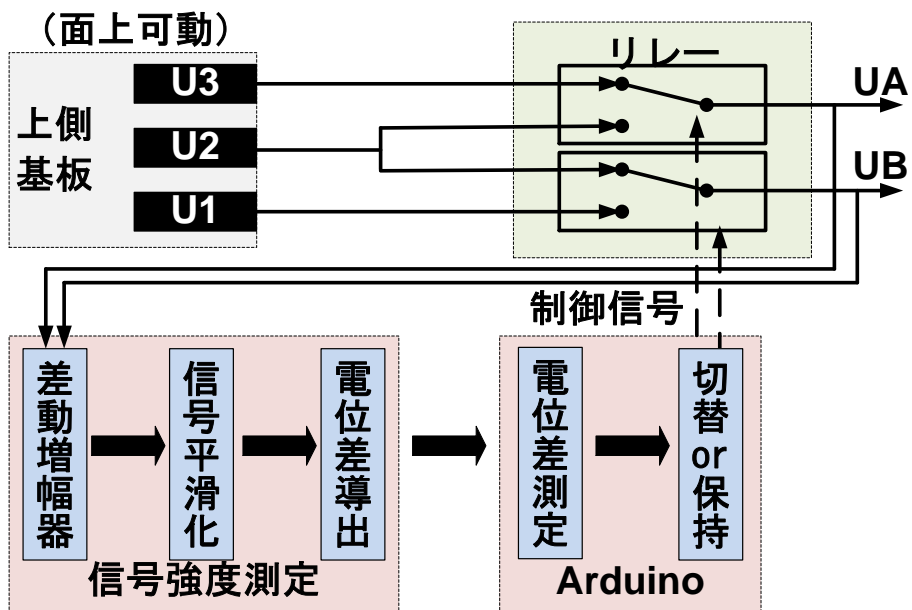


図 3.4 上側基板に実装した回路のブロック図

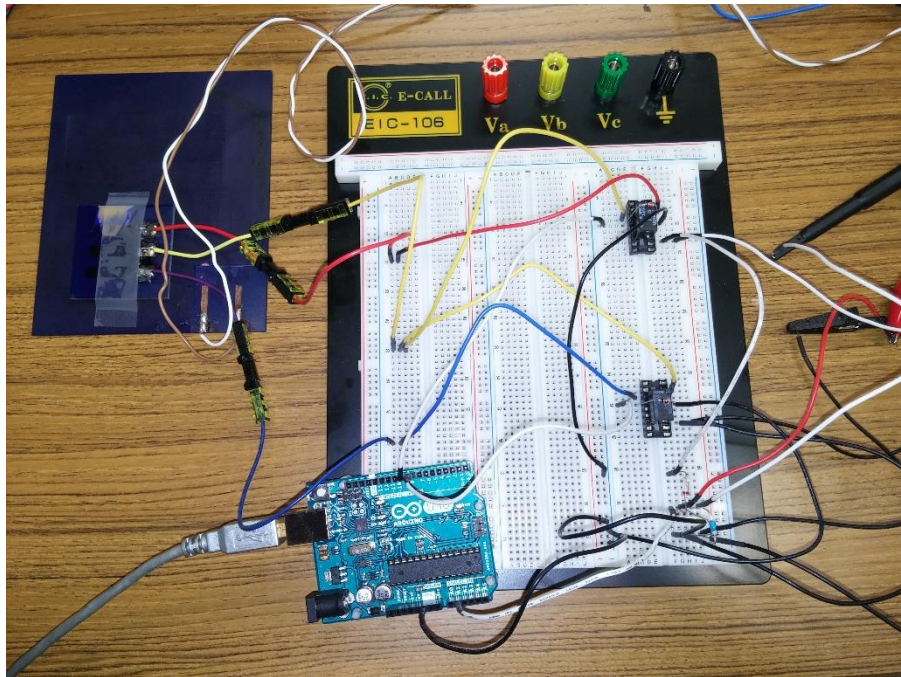


図 3.5 実装回路

この回路では、2端子側の信号を電位差として取り出し、この信号の平滑化を行うことで低周波の電圧に変換する。この電圧はスループットと比例関係にあるため（詳細は§3.5 参照）、電圧を数回測定した平均によりスループットの高低を一定時間ごとに判定し、予め設定した閾値以上であればリレースイッチの入切を維持、そうでなければ電氣的にリレースイッチの入切を変更することで Type1→Type2→Type3→Type1…のように種類を順次切り替える。本来は、スループットにより判断ができれば良いがシステムが複雑となるため、前述のように簡易な方式を取ることとなった。

本研究では、この回路をハンダ付け不要で回路を実装できるブレッドボード上で組み立てた。

3.4.2 スイッチ回路

3端子から2端子を選ぶスイッチ動作にはリレーを用いた。この回路図を図 3.6 に示す。

リレーを用いることでコイルに電位差を与えることにより、物理的な動作を必要とせず電氣的にスイッチを入れることができる。今回は Arduino の出力端子が LOW (L) の場合は 0 V、HIGH (H) の場合は 5 V を出力するため、5 V でスイッチを動作ができるリレーとして、オムロン (株) の G5V-1 を選定した。なお、今回電磁界伝送に用いる信号であるが、ISDB-T 信号の中心周波数は 10MHz、HD-PLC 信号形式の使用周波数帯は 2MHz~28MHz で

あるため、寄生容量など高周波特有の伝送問題を考慮する必要があるが、リレーを通して
も損失なく信号伝送が可能であることを確認した。

今回用いたリレーの諸元を表 3.1 に示す[26].

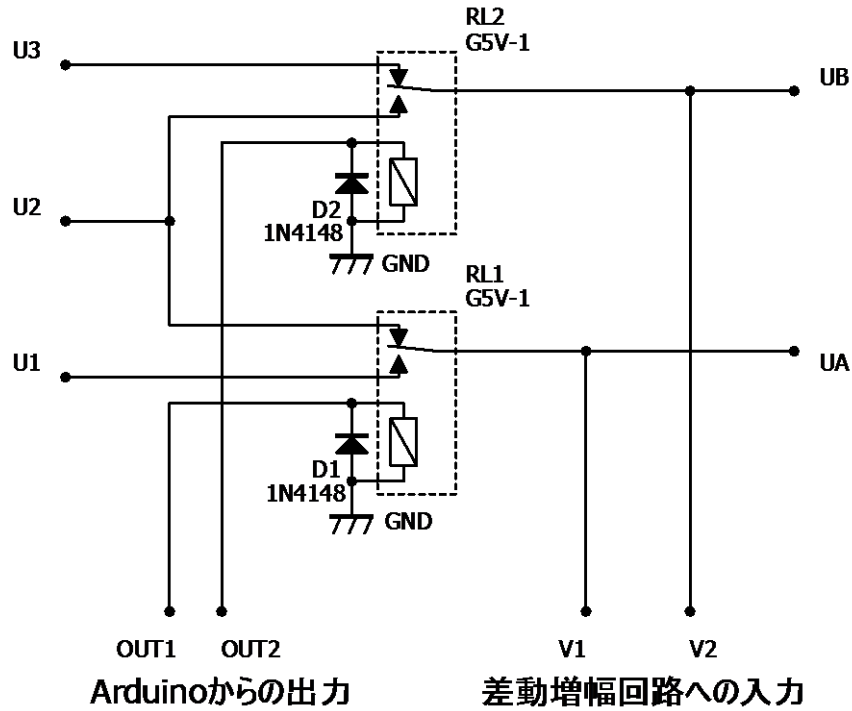


図 3.6 スイッチ回路

表 3.1 リレー諸元[26]

型番	G5V-1 (オムロン (株))
接点極数 (接点構成)	1 極 (1c)
定格電圧	5V
定格電流	30mA
コイル抵抗	167Ω
動作電圧	80% 以上
復帰電圧	10% 以上
消費電力	約 150mW
動作時間	5ms 以下
復帰時間	5ms 以下

3.4.3 信号平滑化

HD-PLC 信号及び差動増幅器の出力信号は使用周波数が 2MHz から 28MHz と高周波であるため、このまま電圧測定を行うと時間軸に対し電圧の変化が大きく、電圧の判別が難しい。これを解決するためには低周波に変換する必要がある、これを実現するために信号の平滑化が必要である。

信号の平滑化を行うにあたり、ダイオードと抵抗、コンデンサを用いて図 3.7 の回路を実装した。

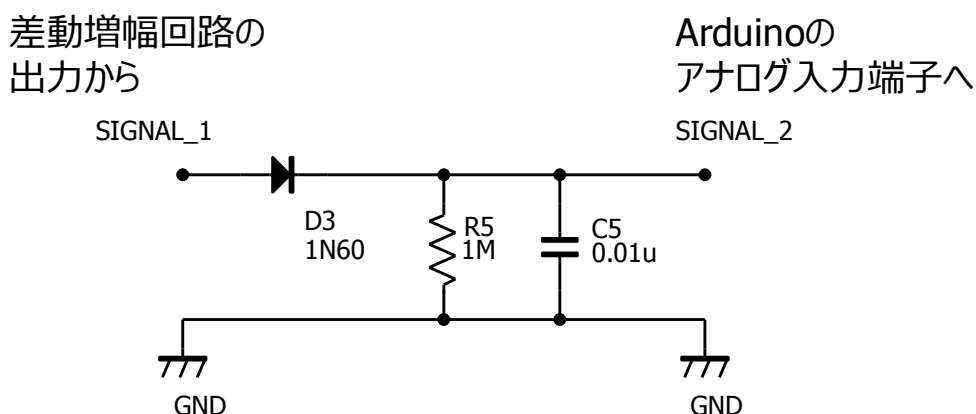


図 3.7 平滑化回路

この回路は検波回路とも呼ばれ、AM ラジオ放送の受信（ストレート方式）に用いられているものである。今回用いたダイオードはゲルマニウムダイオードと呼ばれるものであり、1N60 を選定した。

図 3.8 に、差動増幅回路を通した後の HD-PLC 信号を入力した場合の図 3.7 中の SIGNAL_1（入力）、SIGNAL_2（出力）での電圧を測定したデータを示す。

ダイオードの諸元を表 3.2 に示す[27]。

表 3.2 ダイオード諸元（参考）[27]

型番	ゲルマニウムダイオード：1N60 (WUXI XUYANG ELECTRONIC 社)
直流逆電圧	20V
直流順電流 (順電圧 1V 時)	4mA

3.4.4 差動増幅回路

出力 2 端子から直接信号の平滑化を行った場合、インピーダンスの問題により出力電圧の低下を招き、通信の質が下がる問題が生じる。これを防ぐために信号平滑化を行う前に差動増幅回路を用いた。回路図を図 3.9 に示す。

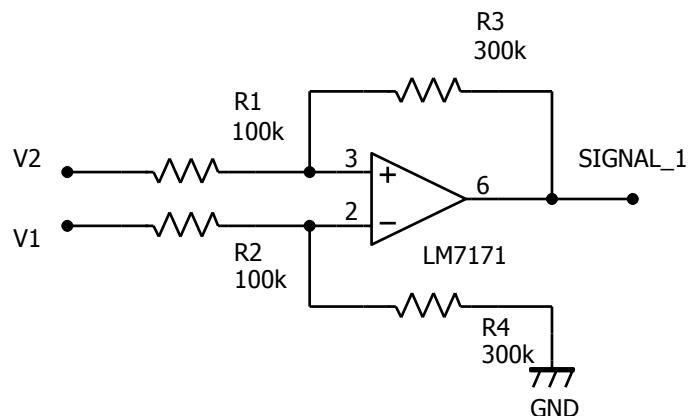


図 3.9 差動増幅回路

今回用いる HD-PLC 信号形式は 2MHz から 28MHz を占有しているため、これに対応した差動増幅器（オペアンプ）として LM7171（テキサス・インスツルメンツ社）を用いた。

なお、この差動増幅器は利得が 2 以上でないと安定動作をしないため、利得を 3 として差動増幅回路を実装した。

今回用いた差動増幅器の諸元を表 3.3 に示す[28]。

表 3.3 差動増幅器諸元[28]

型番	LM7171 (テキサス・インスツルメンツ社)
スルーレート	4100V/ μ s
ユニティゲイン帯域幅	200MHz
-3dB 周波数 (電圧利得 : +2)	220MHz

3.4.5 信号測定部

信号測定には Arduino UNO U3 と呼ばれるマイコンボードを用いた。このマイコンボードを図 3.10 に示す。

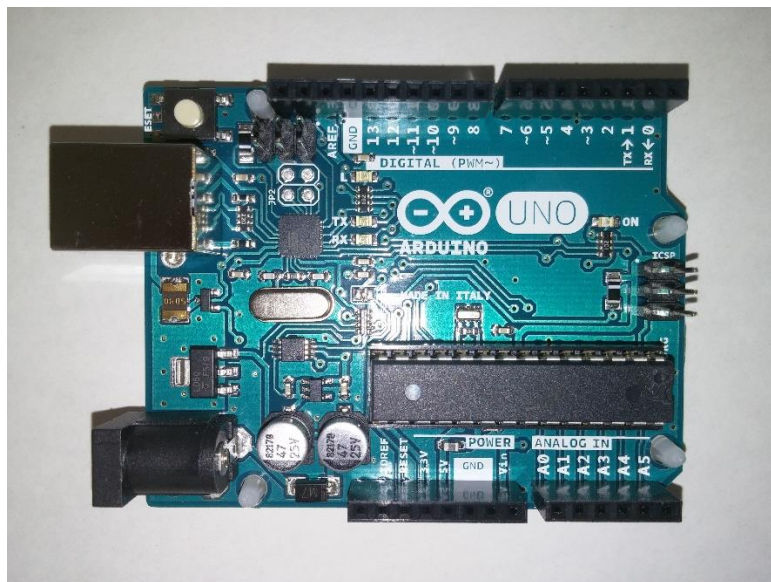


図 3.10 Arduino UNO U3

Arduino は Arduino LLC および Arduino SRL が設計製造を行っている統合開発環境である。これは、PC からライターを介してプログラムを書き換えられる AVR マイコンとデジタル・アナログ入出力端子、C 言語風の Arduino 言語からなる環境である[29]。

Arduino 用の数あるマイコンボードの一つとして Arduino UNO U3 を用いた。これは、デジタル入出力端子とアナログ入力端子を備えており、スタンドアロン型（パーソナルコンピュータ（PC）を用いずに動作可能）という特徴がある。また、シリアルポートを搭載しているため PC に接続して通信を行うことも可能である。アナログ入力はハイインピーダンスであり 0 V から 5 V まで 0 から 1023 までの数値で電圧を判断することができるため、分解能は 4.9 mV である。

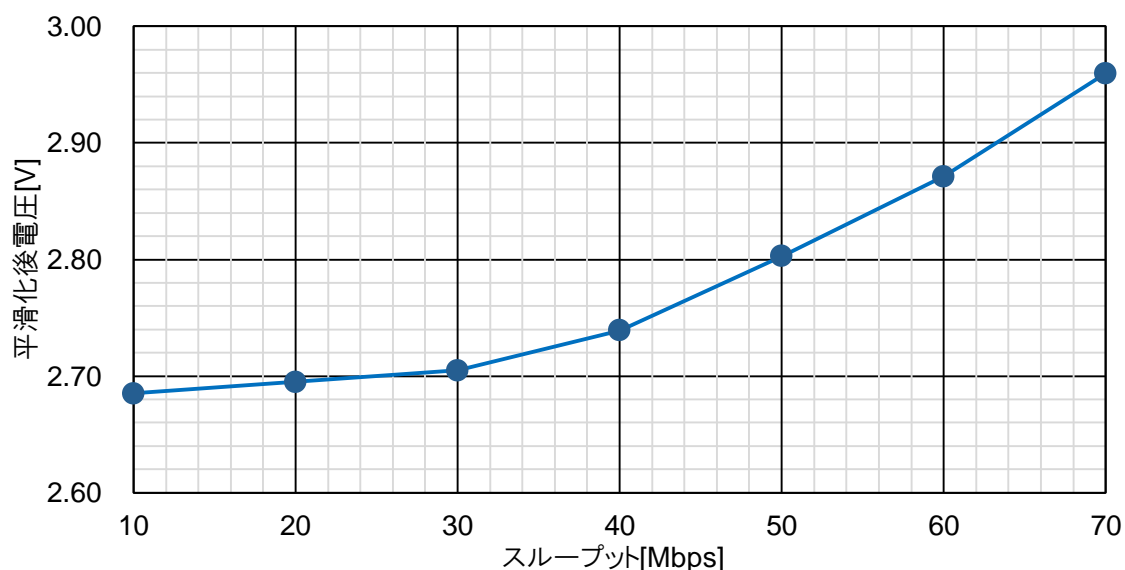
今回の回路ではアナログ入力に平滑化後の電圧を入力する。スイッチ切り替え開始から 0.25ms 待機してから 0.25ms の間に 25 回電圧測定を行い、その平均を導出する。予めプログラム内に設定した閾値より平均入力電圧が上回っていた場合には端子の種類を変更せず、下回っていた場合は端子の種類を変更する。なお、端子の種類はデジタル出力端子の状態を H または L にすることによって、リレーに流れる電流を調整して電子的にスイッチ制御を行う。これを 0.5ms ごとに繰り返すことによって 3 端子スイッチアンドステイダイバーシチを実現した。

なお、今回マイコンに書き込んだプログラムソースを付録 B に示す。

3.5 通信の性能の評価方法

通信の性能を示すパラメータの一つとなる通信速度の評価は、平滑化後の電圧を測定することにより行った。

HD-PLC 信号のスループットと Arduino のアナログ入力端子に入力された電圧の数値データの関係を図 3.11 に示す。なお、この評価を行う際は、電極離間距離を固定せずに適宜変更したため、電極間の媒質は紙でなく空気である。また、Arduino の出力端子にリレーを制御する信号を伝送するための導線は接続しない状態で行った。



この関係から、電圧範囲が 0.3mV と小さいものの、HD-PLC 信号のスループットが大きくなるほど入力電圧が大きくなる傾向にあることを確認することができた。

この関係と所望のスループットの大きさを鑑みることで、電圧の閾値を設定することで、面上可動型の電磁界伝送を行った場合にスループットの落ち込みのない、安定した通信が可能となる。

第4章 ISDB-T 信号形式での情報伝送実験

4.1 実験系

面上可動型の電磁界伝送を実現させるために、最初に実験に用いた信号が § 2.5 で述べた ISDB-T 信号である。

実験系の構成を図 4.1 に、実験時の様子を図 4.2 に示す。

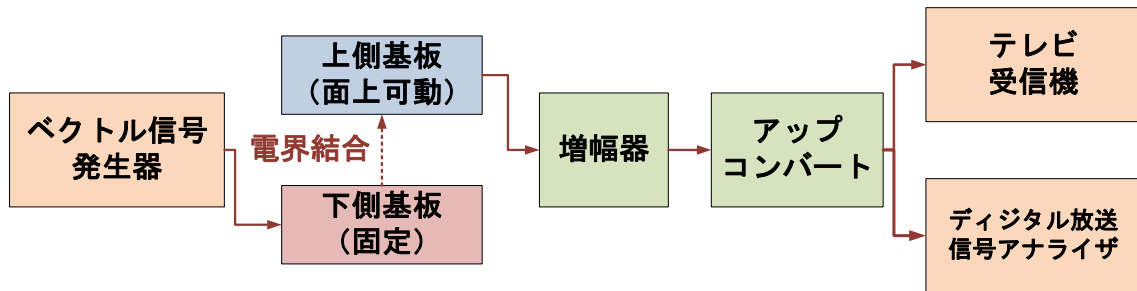


図 4.1 実験系の構成

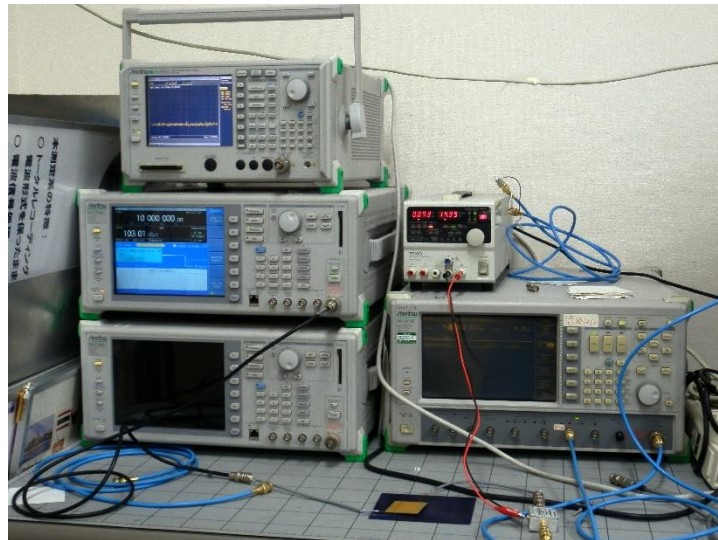


図 4.2 実験系の様子

ISDB-T 信号のデータ送信にはベクトル信号発生器 (VSG) を用いた。データには、イルカの泳いでいるハイビジョン画質の映像と音楽が含まれている。なお、VSG からの ISDB-T 信号の中心周波数は 10MHz とした。このため、下側基板と上側基板での電界結合方式での無線情報伝送に用いる帯域は ISDB-T 信号の周波数帯域幅が 5.57MHz であるため、7.215MHz ~12.785MHz となる。

また、情報伝送後の信号をテレビ受信機で視聴ができる周波数帯域にアップコンバートするために、送信に用いたものとは別の VSG をアップコンバートの用途に用いた。なお、アップコンバート後の中心周波数は 557.142857MHz（物理 27 チャンネル；NHK 東京総合テレビジョンの親局と同じ）とした。

なお、上側基板とアップコンバート用 VSG の間に増幅器を用いて信号の利得を 18dB 増加させた。

実験は § 3.3 で示したように、基準値から X 方向に 2mm 単位で右方向にスライドさせ、これを 70mm に到達するまで繰り返し行った。定性的な評価としては、アップコンバータの後に市販のテレビ受信機を接続した。一方、定量的な評価として、アップコンバータの後にデジタル放送信号アナライザを接続して MER 値を求めた。ここで、MER 値は 5 回の測定値の平均を結果とした。

4.2 伝送実験結果

4.2.1 テレビ受信機を用いた定性的評価

まず、電界結合方式の近距離無線情報伝送が可能か否か、テレビ受信機を用いて定性的に評価を行った。なお、電極の離間距離は 1.5mm（最小値）とした。

この結果、上側基板と下側基板で信号同士、グラウンド同士の電極がそれぞれ重なった場合に映像と音声テレビ受信機で確認でき、情報伝送が可能であることを示せた。良好な情報伝送ができた時の様子を図 4.3 に示す。



図 4.3 電界結合を用いた ISDB-T 信号伝送

一方で、上側基板と下側基板の電極同士が重ならなかった場合、電極同士が重なっていても上側基板は信号で下側基板はグラウンド、上側基板はグラウンドで下側基板は信号、という組み合わせでは情報伝送ができなかった。

4.2.2 MER 値による定量的評価

続いて、アップコンバータの後にデジタル放送信号アナライザを接続し、MER 値による評価を行った。表 3.1 で示した上側基板の受信端子の組み合わせを表 4.1 として再掲する。

表 4.1 上側基板の端子と接続した導線の組合せ (再掲)

Type	U1	U2	U3
1	○	◎	-
2	-	◎	○
3	◎	-	○
4	◎	○	-
5	-	○	◎
6	○	-	◎

この結果を図 4.4 に示す。

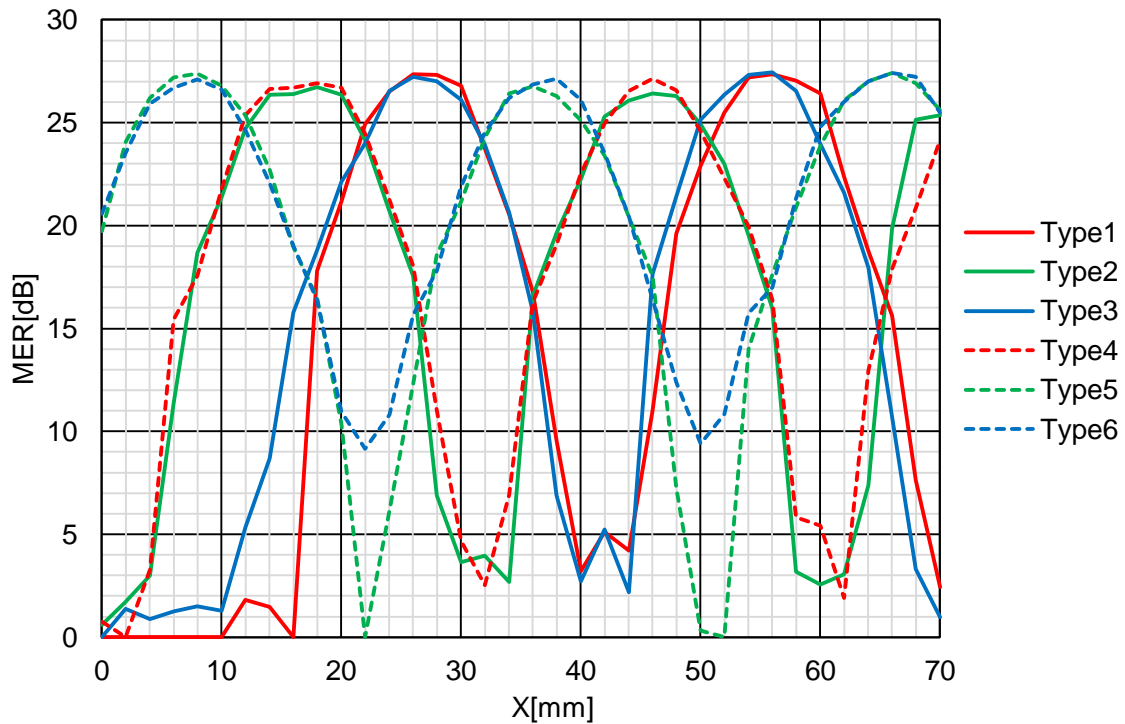


図 4.4 ISDB-T 信号スループット測定結果

§2.5 で示した通り，一般的に良好な情報伝送を行うには MER 値が 20dB 以上であれば良い．本実験では，テレビ受信機で映像と音声を確認できた場合として，上側基板と下側基板の信号とグラウンド同士が重なった場合に MER 値が 20dB 以上となった．上側基板と下側基板で信号とグラウンド，グラウンドと信号という組み合わせの場合を含め，それ以外の場合は MER 値が 20dB を下回った．この場合は，定性的に測定した場合においても，テレビ受信機に映像と音声は確認できなかった．

また，グラウンドの接続端子が異なっており，信号の接続端子が同じ場合（例：Type1 と Type6）は MER 値の測定結果がほぼ一致していることが確認できた．

4.3 実験系

以上の実験結果より，情報伝送では極性を考慮する必要はないはずであるが，上側基板と下側基板で信号同士が重なっている場合のみ近距離無線情報伝送が可能となり，重なっていない場合は不可能となった．これは，測定系（主に VSG とアップコンバータ）のグラウンドが共通となっているためであると推測した．

この状態で面上可動型情報伝送を実現するためには，X 軸方向に受信側基板を動かした際に信号とグラウンドが半周期ごとに逆転するため，場合によっては送信側で信号であったものが受信側でグラウンドと検知される問題があり，これが面上可動型情報伝送の支障となる．これを解決するためには，受信側基板に信号とグラウンドの判別回路を実装する必要がある．

また，測定系のグラウンドが共通となっていることが問題点であるため，グラウンドを非共通とする測定系の再考を行うことも挙げられる．

以上の通り，ISDB-T での情報伝送は実験系に問題があると考え，解決方法が煩雑となるため，無極性の情報伝送として HD-PLC 信号形式でスループット測定を行うこととした．

第5章 HD-PLC 信号形式での情報伝送実験

5.1 実験系

5.1.1 ハードウェア構成

電極間の情報伝送に用いる信号として、HD-PLC 信号形式を用いて実験を行った。(HD-PLC 信号形式の仕様説明は§2.5)

HD-PLC アダプタは市販のものを用い、表 5.1 にその諸元を示した。

表 5.1 HD-PLC アダプタの諸元[30]

品番	BL-PA510KT (パナソニックシステムネットワークス (株))
実通信速度	UDP: 90 Mbps TCP: 65 Mbps
物理 インターフェイス	10BASE-T 100BASE-TX
消費電力	約 3 W
使用周波数範囲	2 MHz~28 MHz
変調方式	Wavelet-OFDM

なお、HD-PLC アダプタには Ethernet 信号と HD-PLC 信号を相互に変換する回路部分と HD-PLC 信号を電力線に重畳する部分に大きく分けられるが、本実験では図 5.1 に示すように、後者を使用せず前者のみを使用した。

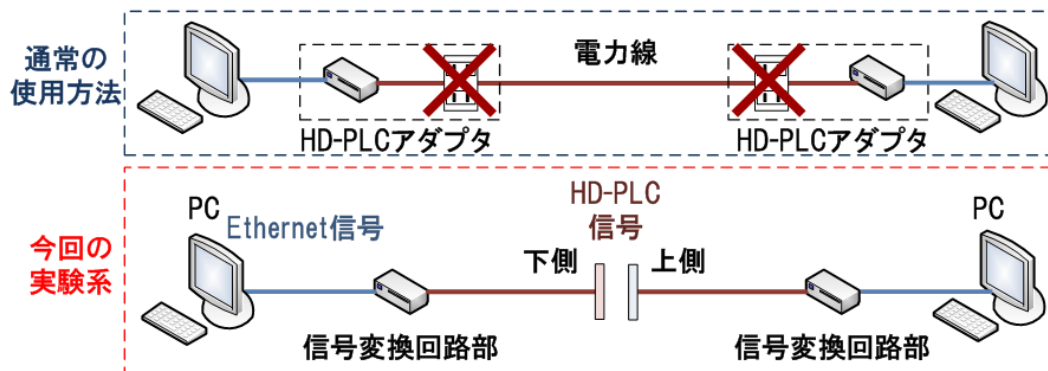


図 5.1 HD-PLC アダプタの本実験での使用方法

上側基板と下側基板の電極に HD-PLC 信号変換回路からの導線を直接接続することによって、電力線重畳部分を取り外して情報伝送実験を行った。一対の HD-PLC アダプタを介したスループット（情報伝送速度）を測定するため、測定用 PC に 100 Mbps で通信可能な LAN カード（NIC ; Network Interface Card）を 2 枚使用し、各々の NIC に Ethernet 信号と HD-PLC 信号との相互変換回路を接続した。

本実験の信号伝送は双方向であるが、以後は主方向である多量の情報を伝送している下り方向のスループットについてのみを議論することとする。全体の構成図を図 5.2 に、実験時の全体写真を図 5.3 に示す。

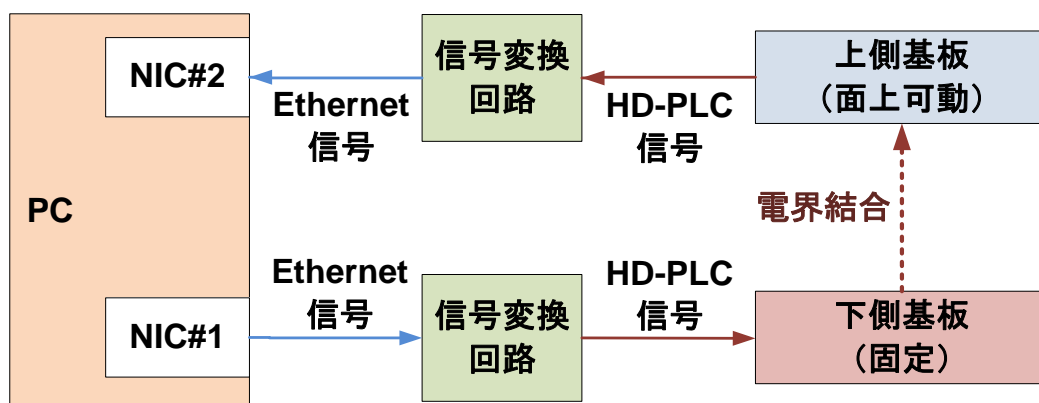


図 5.2 HD-PLC 信号形式での伝送実験系構成図
(矢印の向きと逆の方向においても若干量の情報伝送を行っている)

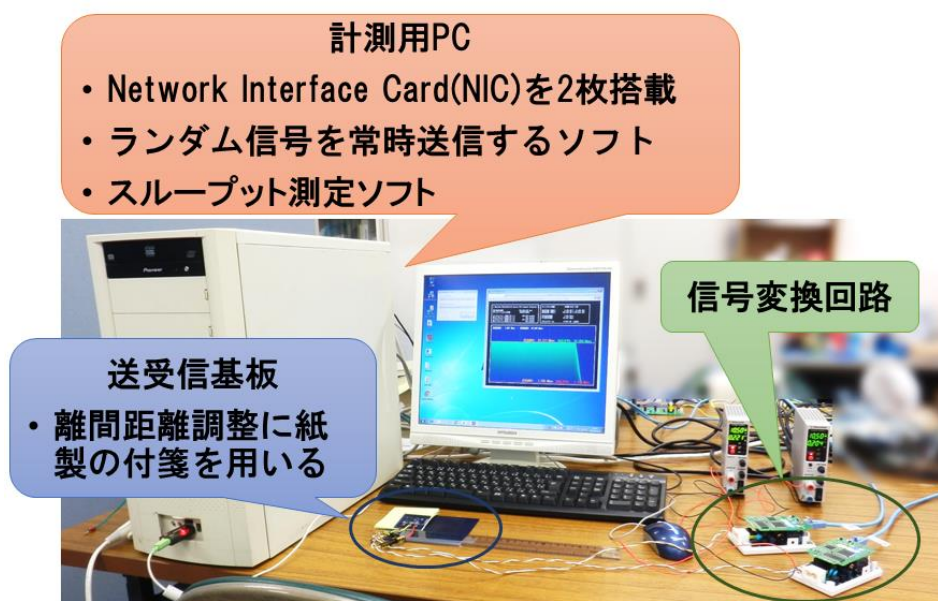


図 5.3 HD-PLC 信号形式での実験風景

5.1.2 使用ソフトウェア

送信信号生成

スループットの測定にあたり，送信信号を作成する必要がある．送信信号は常時一定の大容量データを送信できるものが望ましい．これを PC 上で作成するために，本学唐沢研究室の中田が作製した ”Loop Back Traffic” を用いた．このソフトウェアは NIC から NIC へほぼ一定の主方向のパケットを送信し続けるソフトウェアである[31]．

スループット測定

スループットの測定には，OGA 氏が作製したフリーソフト ”TCP Monitor Plus” を用いた[32]．このソフトを用いることで下り方向と上り方向スループットの常時監視が定量的に可能となる．

なお，このソフトには時間ごとにスループットの平均値の導出とログ出力が可能である．今回は 1 分間の測定平均をスループットの測定結果とし，ログの出力内容は測定開始日時と測定時間，下り方向スループット，上り方向スループットとした．

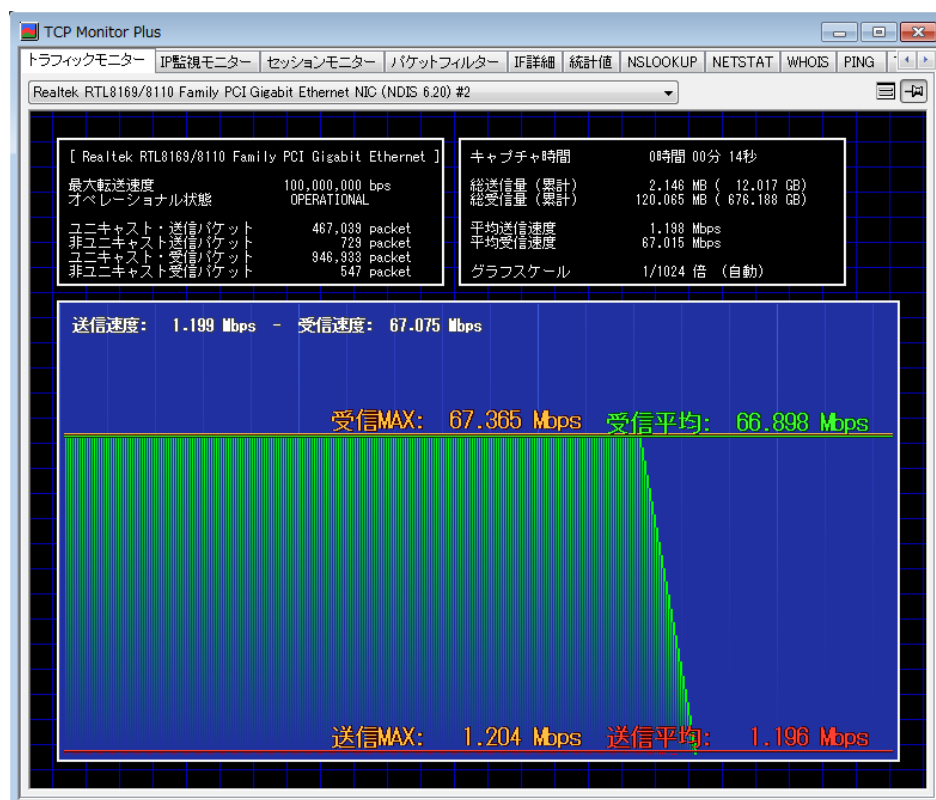


図 5.4 TCP Monitor Plus でのスループット監視状態

5.2 伝送実験結果

5.2.1 3状態スイッチアンドステイダイバーシチ未実施時

本実験では、下側基板に接続する導線の種類を固定した。この状態で上側基板の接続端子を表 3.1 に示した 6 通りの組み合わせそれぞれについて実験を行った。なお、上側基板にある 3 端子の内、2 本の導線を接続する必要があるため、1 端子は導線○を接続、1 端子は導線◎を接続、残りの 1 端子は何も接続しない状態とした。

図 5.3 に、電極離間距離が 5.0 mm の時の X 方向移動距離とスループットの関係を示す。

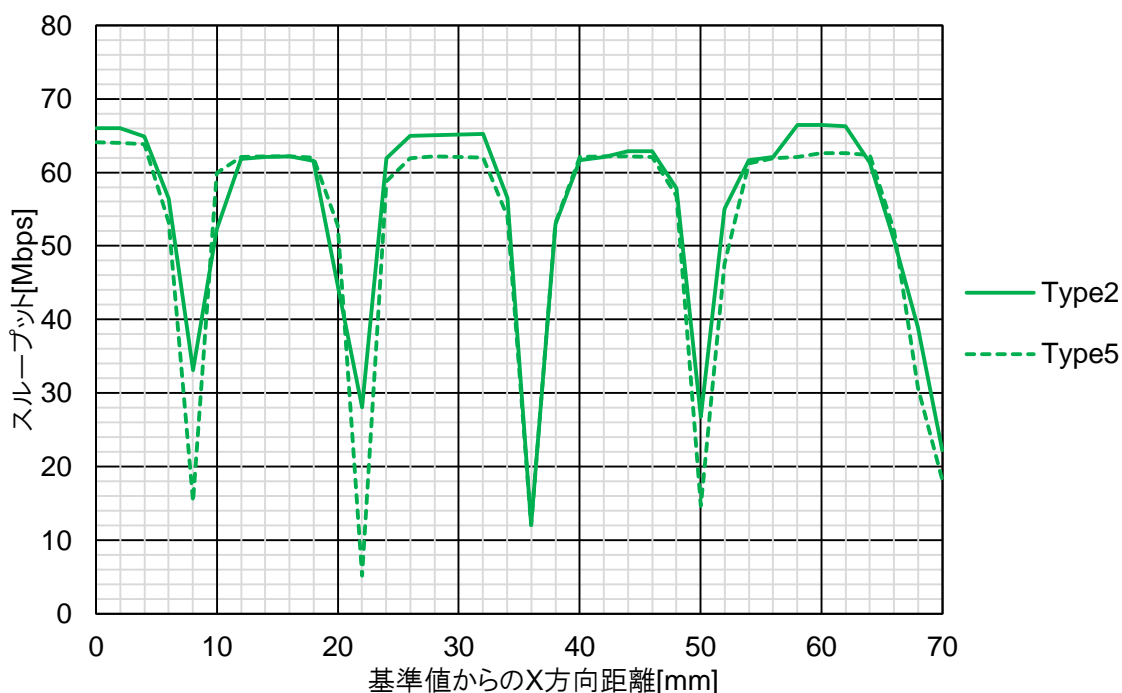
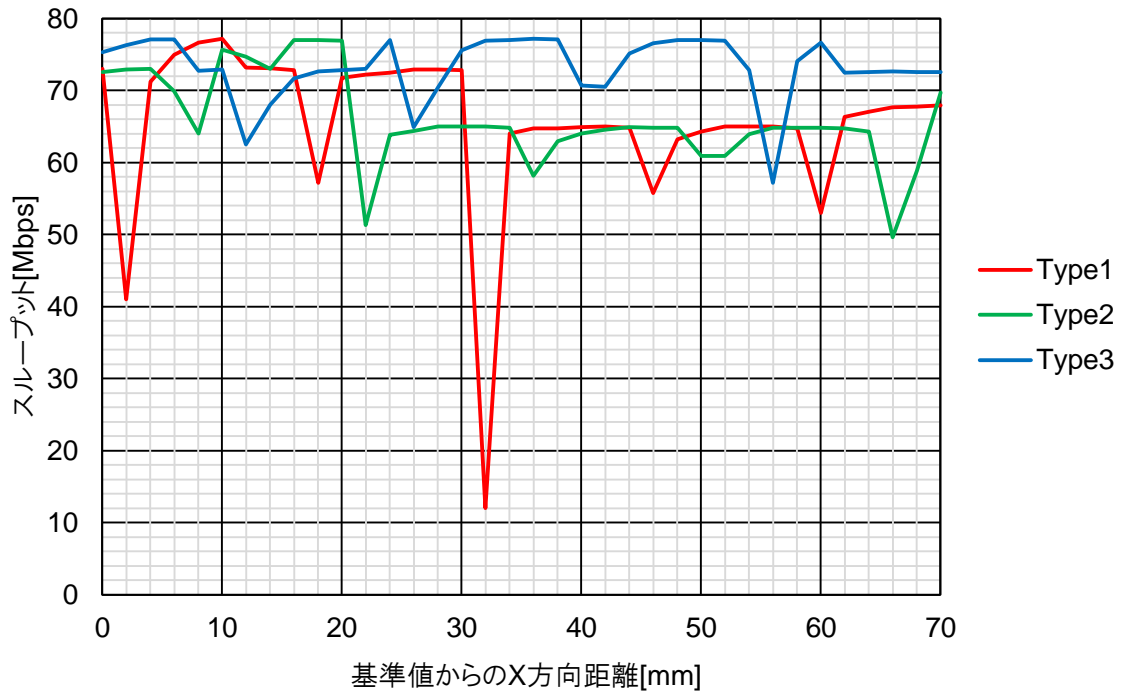


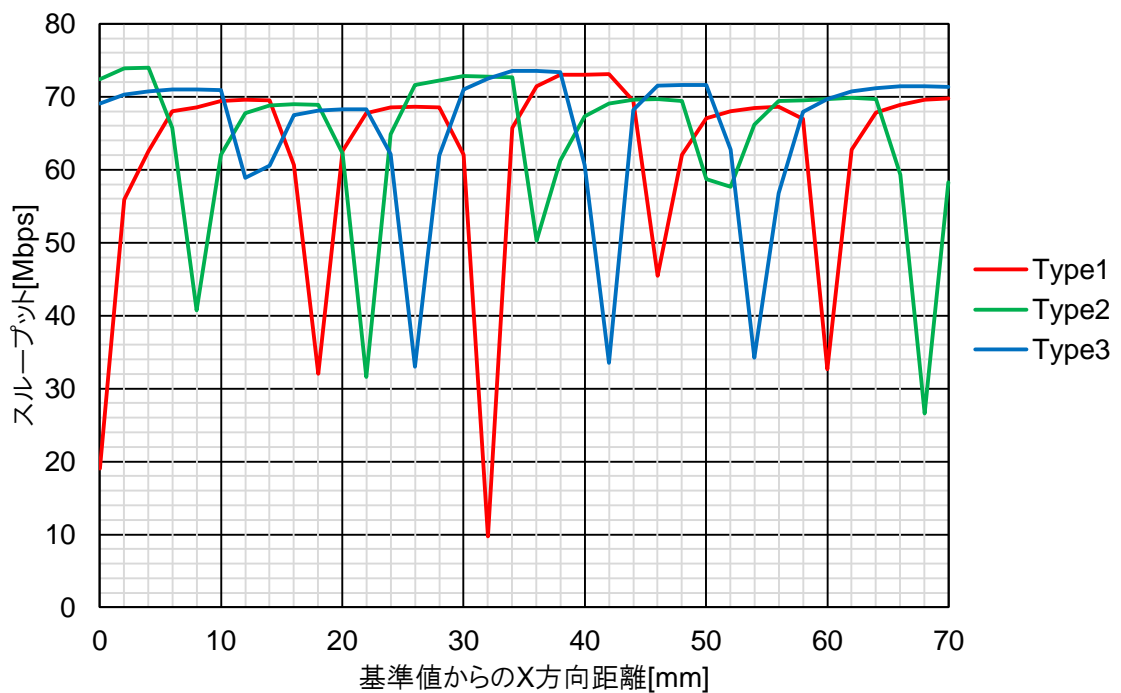
図 5.3 基準値からの X 方向距離とスループットの関係 (Type2, Type5 のみ)
(電極離間距離 5.0mm)

この結果より、導線に接続されている 2 端子が同じタイプの場合 (Type1 と Type4, Type2 と Type5, Type3 と Type6), 接続されている導線の極性が異なっても、同じ X 方向移動距離でスループットの大きさがほぼ同じとなったことがわかった。故に、この実験では ISDB-T 信号の伝送で問題となっていた極性を考慮する必要がないことが示せた。

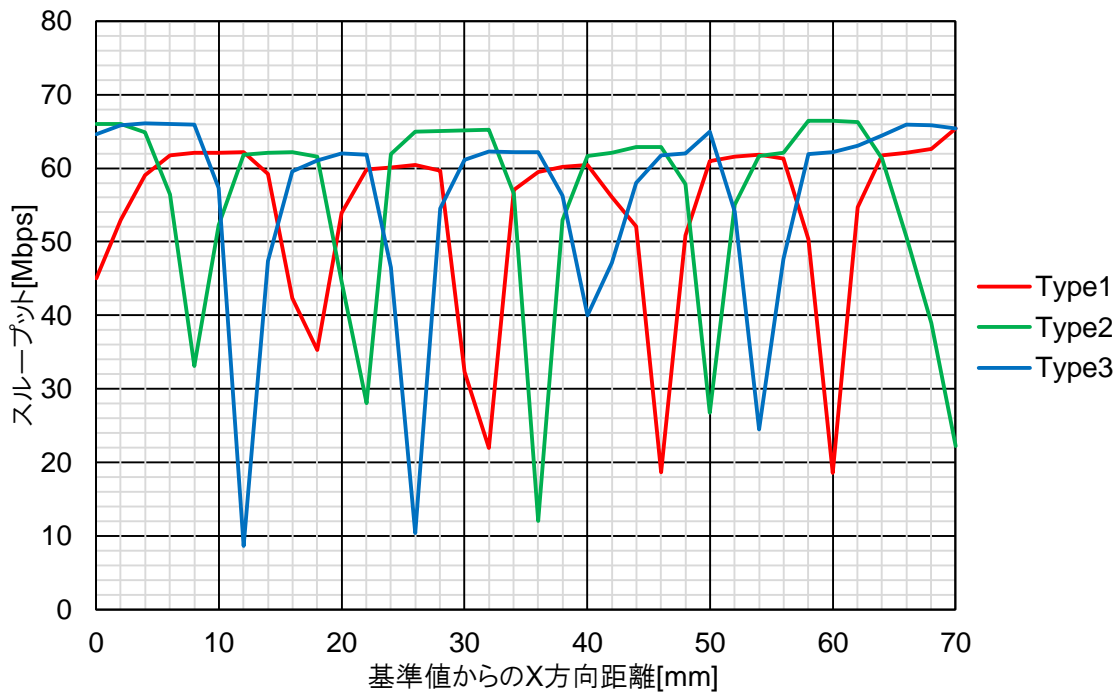
次に、電極離間距離が 1.5mm（最小値）、3.0mm、5.0mm の 3 種類において、X 方向移動距離とスループットの関係を Type1, Type2, Type3 の場合に対して示したものを図 5.4 に示す。



(a)電極離間距離 1.5mm



(b)電極離間距離 3.0mm



(c)電極離間距離 5.0mm

図 5.4 基準値からの X 方向距離とスループットの関係 (Type1, Type2, Type3 のみ)

図 5.4 より、上側基板と下側基板で電極の位置が一致した場合は、スループットが 60Mbps 以上を保持している。一方で、上側基板と下側基板の電極の位置が一致しなかった場合は、スループットの落ち込みが見られ、最悪の場合は通信が途絶する状態となった。なお、電極離間距離が大きくなるほど、スループットの落ち込みが顕著となった。

加えて Type1→Type2→Type3→Type1…の順番で、スループットの極大値、落ち込みなど、規則性が見られる事がわかった。これらは 1/3 周期ずつ X 方向にずれている。この性質を利用して、選択ダイバーシチを用いることにより X 方向に上側基板を面上可動させた場合でも良好な情報伝送が保持できることが期待できた。

5.2.2 3状態スイッチアンドステイダイバーシチ実施時

面上可動型の情報伝送を HD-PLC 信号形式で実現させるために、選択ダイバーシチを行う必要がある。具体的には、§3.2.2 で示した 3 状態スイッチアンドステイダイバーシチを採用し、受信側の 3 端子の後段に§3.4 の通り実装した回路を実装した。

まず、図 5.4 の実測値を基に、Type1→Type2→Type3→Type1…の順番で 3 状態スイッチアンドステイダイバーシチ実施後の X 方向移動距離とスループットの関係を予測値として計算機上で図 5.5 に示す通り導出した。

なお、この導出の際にスループットの閾値は、離間距離 1.5mm の時と 3.0mm の時は 60Mbps、5.0mm の時は 50Mbps と定め、X 方向に 2mm ずつ上側基板を面上可動させた場合に、現在の状態でのスループットが閾値を下回った場合に、上述の順番通りに状態を切り替えた。

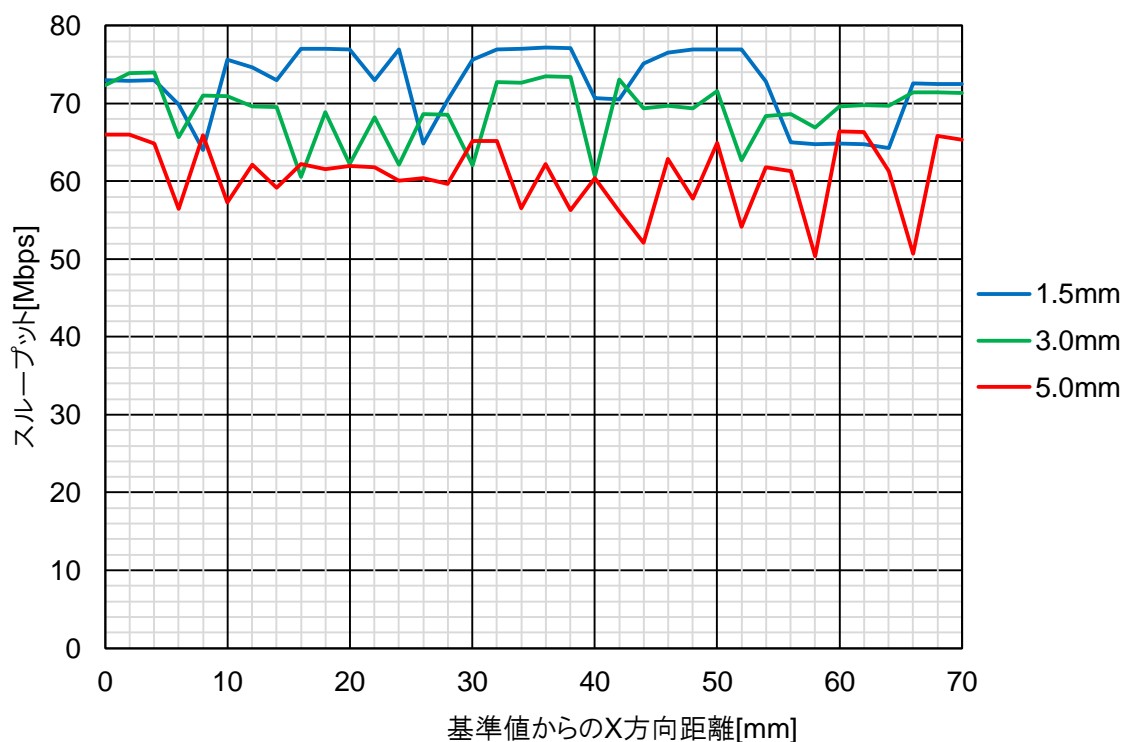


図 5.5 3 状態スイッチアンドステイダイバーシチ実施後の X 方向移動距離とスループットの関係 (予測値)

この特性を実現するため、図 5.4 の結果を基に回路で測定したスループットが低下した場合に状態を順次切り替える設定を行った。

この設定を行うことで効果的な結果が導出できると予想できた電極離間距離 3.0mm と 5.0mm で行った結果を、差動増幅無しの場合と有りの場合の 2 種類とも図 5.6 に示す。

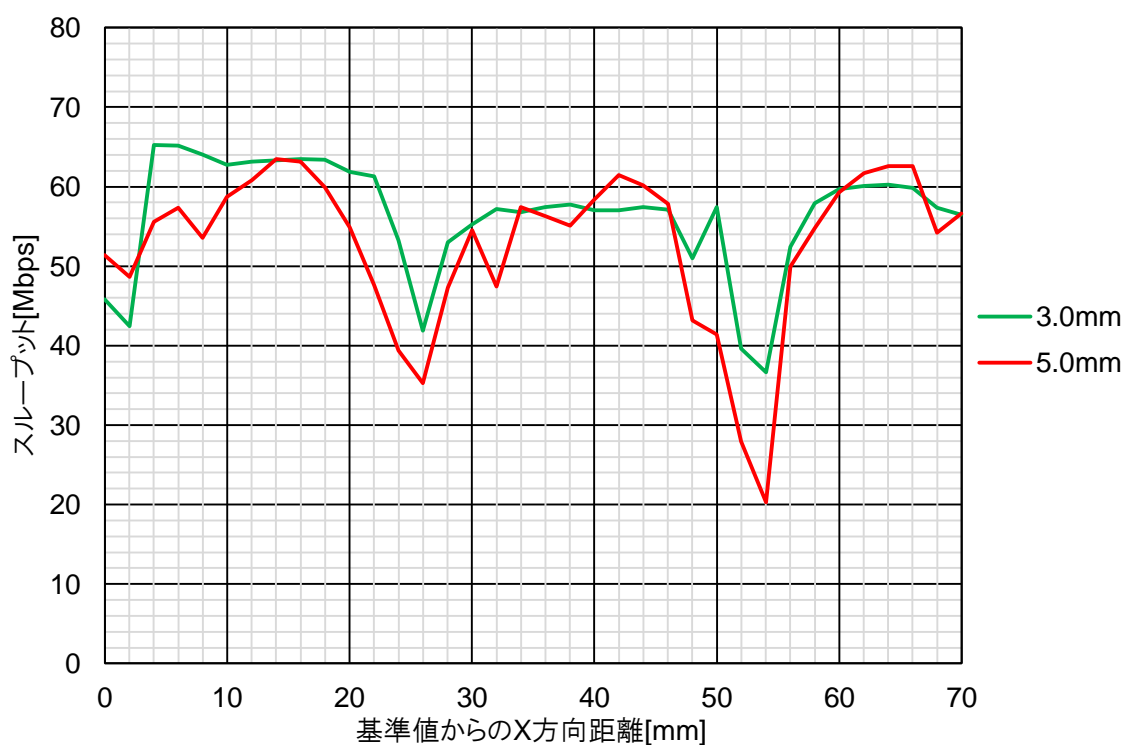
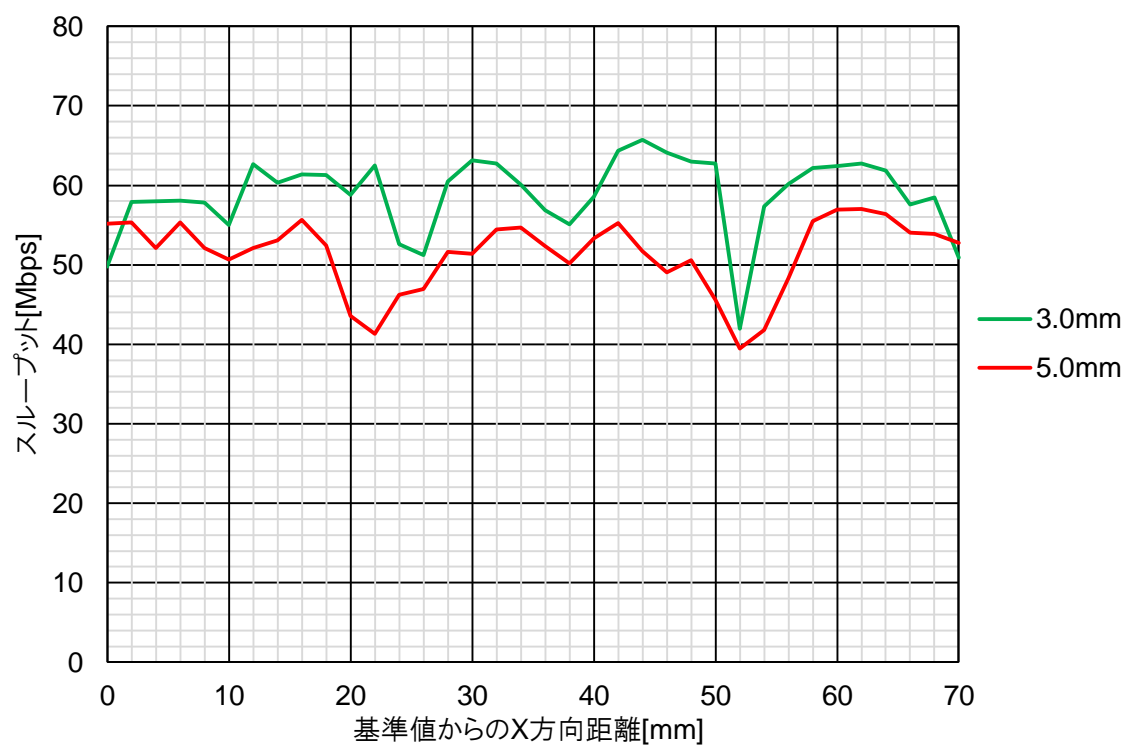


図 5.6 3 状態スイッチアンドステイダイバーシチ実施後の X 方向移動距離とスループットの関係

(実測値 ; 上 : 差動増幅無しの場合, 下 : 差動増幅有りの場合)

この結果より、電極離間距離 3.0mm の時と 5.0mm の時のどちらも、回路無しの場合と比較して、X 軸方向に電極を移動させた場合でもスループットの極度な落ち込みがほとんど見られず、概ね安定した通信が行うことができた。

5.3 考察

以上の測定結果より、上側基板を面上可動させた場合に回路無しの場合（図 5.4）と比較して回路有りの場合（図 5.6）は、概ね安定した通信が可能となることがわかった。

回路無しの場合、特に電極離間距離が 3.0mm より大きい場合はスループットが 40Mbps を下回ることが多く、場合によっては 20Mbps を下回ることによってほとんど通信ができなくなる状態になることが多かった。これに対し、回路有りの場合は上側基板を面上可動させた場合においても、X 方向の位置を変化させたことによるスループットの変動が少なかった。特に差動増幅無しの場合は常に 40Mbps 以上を保持した。加えて、差動増幅有りの場合もスループットが 60Mbps 以上の場合があった。差動増幅有りの場合は、判定回路部分におけるインピーダンスの低下を抑えることで、高いスループットで通信を行うことが可能な方法であるため、上側基板の位置によるスループットの変動を小さくするために回路の差動増幅部の構築方法を工夫することが今後の課題と考えた。

この結果より、面上可動型の通信が可能となったことに加えて、電極離間距離が大きくなっても概ね安定した通信が行えることを示せることから、3 端子スイッチアンドステイダイバーシチは有用であることが示せた。

第6章 今後の展望

6.1 近距離情報伝送の改善

差動増幅部の実装方法

§5.2 で示した結果より，上側基板の回路部分に差動増幅回路が有る場合は，差動増幅回路が無い場合と比較して，スループットの落ち込みが大きい部分が観察できた。

この原因としては，差動増幅器の性能が考えられる．今回使用した差動増幅器 LM7171 は，スルーレートが $4100\text{V}/\mu\text{s}$ と高速広帯域であるが，データシートに掲載されているパルス入力に対する出力を観察するとパルスの立ち上がり立ち下がりに遅延が見られる為，これが信号平滑化に影響を与えていると思われる．今回使用した差動増幅器のパルス入力に対する出力の電圧値を図 6.1 に示す．

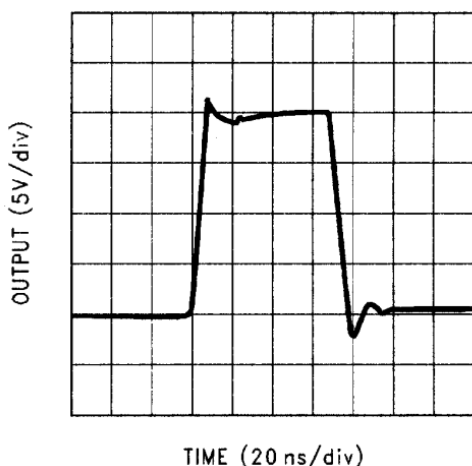


図 6.1 LM7171 のパルス入力に対する出力[28]
(電源電圧： $\pm 15\text{V}$ ，電圧増幅率： $+2$)

以上の理由で，現在使用している差動増幅器よりも信号の立ち上がり立ち下がりの速い，より高速広帯域の差動増幅器を使用する必要があると考える。

また，Arduino のアナログ入力はハイインピーダンスであるが，平滑化回路で使用している抵抗が $1\text{M}\Omega$ と十分ハイインピーダンスであるため，アナログ入力の中に差動増幅回路を実装すると，特性が改善されると予想される。

平滑化電圧の閾値設定

よりスループットの高い通信を維持するためには、マイコンボードにプログラムを書き込むことで設定可能である平滑化後電圧の閾値設定を再考する必要があると考える。

これは、伝送を行う信号やコンデンサとみなせる上側基板と下側基板間の媒質（例：空気、紙、プラスチック）等の条件によって変化があると予測できるため、条件に合わせた閾値設定を行う必要がある。

また、閾値設定に学習機能を搭載させることも可能と考える。この場合は、X方向に上側基板を面上可動させることで位置ごとのスループットを導出し、その値を基に閾値を設定すると、より安定した伝送が可能と考える。

具体的なキラーアプリケーション

面上可動型の近距離無線情報伝送が本研究の方法で有用であると見込めた為、これを改良させた場合の応用例には、位置ずれを考えなくてもよい携帯端末（スマートフォン等）を用いた情報伝送が挙げられる。他にも、面上可動型の情報伝送は様々な場面で応用が可能と考える。また、後述する電力伝送が同時に行えた場合は、より応用例が多くなることも期待できる。

6.2 面上可動型近距離電力伝送への応用

本研究では、面上可動型近距離情報伝送を情報伝送の劣化なく概ね安定した質で行うことができた。この結果より、電界結合方式を用いた面上可動型近距離電力伝送へ応用が可能と考える。

無線電力伝送には、コンデンサ間の容量結合による**電界結合方式**、コイル間の誘導電流による**電磁誘導方式**、コイルの共鳴現象を利用した**磁界共鳴方式**、伝送された電波をアンテナ（**レクテナ**）で受信し、電力として取り出す方式などが挙げられる。この中でも、本研究で設計した基板をそのまま用いて情報伝送のみならず、電力伝送が可能となる電界結合方式の無線電力伝送を本研究で構築した方法に改良を加えることで応用する方法を考える。

電界結合方式は現在実用化されており、モジュールとして製品化がなされている[33]。この基本原理の一例として、(株)村田製作所が考案した電界結合方式ワイヤレス電力伝送技術の概要図を図 6.1 に示す。

この技術の基本原理は、送電側のアクティブ電極とパッシブ電極、受電側のアクティブ電極とパッシブ電極による2組の非対称電気ダイポールを垂直方向（Z方向）に配置することで、非対称電気ダイポールの結合で発生する誘導電界によって電力伝送を行う。

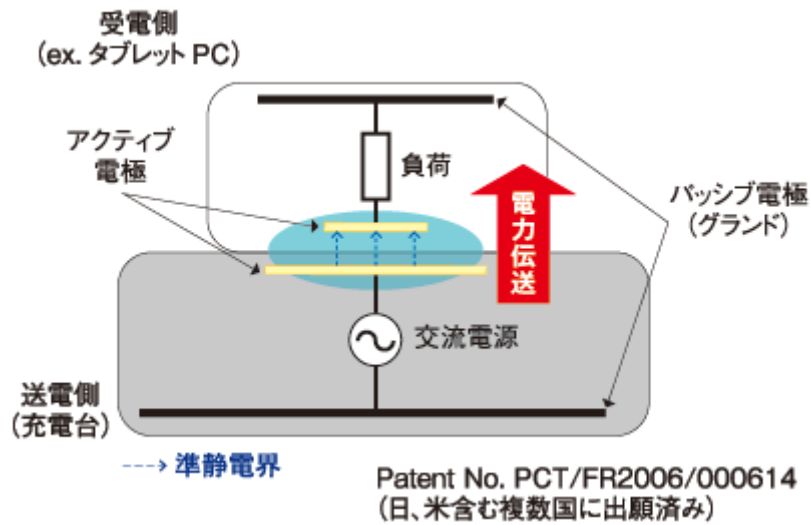


図 6.1 電界結合方式を用いた無線電力伝送の基本原理の例[34]

本研究では、送電側と受電側の電極の厚みが 1.5mm であり、送電側の 2 端子の一方をコールド（グラウンド側）、もう一方をホット（グラウンドでない側）に接続し、2つの平行板コンデンサを形成する方法で電力伝送を行うことを考える。

この方式で電力伝送を実現させるためには、受電側（面上可動）において次の方法を適用することで、電力伝送を行うにあたる障壁をなくすことが課題となると考える。

- ・コールドとホットの区別を行うこと
- ・使用部品を高電圧に耐えられるものにする
- ・無線情報伝送以上に伝送損失を小さくすること

また、無線電力伝送が実現できた場合、電力伝送と情報伝送を一定時間ごとに切り替えることで、結果的に電力情報同時伝送を実現させていきたい。

第7章 結論

本研究では、本学唐沢研究室で行ってきた近距離電磁界伝送方式の機能を拡張することを目的として、面上可動型で実現する方式に取り組んだ。具体的には、基板の設計や情報伝送方法の構築、回路設計を行うことで、電波を用いることのない近距離無線情報伝送を面上可動で実現可能とする方法の構築を行い、これが有用であることを示した。

まず、面上可動型の電界結合方式の情報伝送を実現させるための基板設計を行った。具体的な設計方法として、以下に挙げる工夫を行った。

- ・ 常時固定させる下側基板と XY 方向に面上可動させる上側基板のパターン間隔を等しくする。
- ・ 上側基板のパターン幅をパターン間隔と等しくする。
- ・ 下側基板のパターン幅を上側基板のパターン幅の 2 倍とする。
- ・ 上側基板の端子数を 3 とする。
- ・ 下側基板の端子数を 2 とする。

この結果、端部分を除く下側基板に対して上側基板を任意の位置に配置しても、最低 2 端子同士が重なる構造が可能となり、大きく分けて 3 種類の端子の重なり方に分類することができた。

次に、設計を行った電極を用いた伝送方法の構築を行った。はじめに、上側基板を X 軸方向に面上可動させて ISDB-T 信号を伝送させる実験を行った。この結果、実験系でグラウンドが共通となっていたため、情報伝送では考慮する必要がない信号の極性を考慮する必要が生じ、別の実験系を再考することとなった。その後、Ethernet 信号を変換させた HD-PLC 信号で同様の実験を試した結果、信号の極性に関係なく伝送が可能となったことが示せたため、以後の実験は HD-PLC 信号を用いることとした。

情報伝送の性能を測るパラメータとして、ISDB-T 信号は MER 値、HD-PLC 信号はスループットを用いた。上側基板の 3 端子の内、2 端子に導線を接続し、1 端子を切り捨てた状態で上側基板を X 方向に 2mm ずつ面上可動させる伝送実験を 3 種類に対して行った。この結果、導線に接続されている上側基板と下側基板の端子が重なった場合は、情報伝送の質が高かったのに対し、重ならなかった場合は情報伝送の質が低くなった。

ゆえに、上側端子の 3 種類の接続方法の内、1 種類を選ぶ方法として、情報伝送の質が下がった場合に接続方法を決まった順序で切り替える 3 状態スイッチアンドステイダイバーシチを用いることが有用であると考えた。これをハードウェア上で実現させるために、電気回路を設計し、上側基板に実装させた。

この状態で HD-PLC 信号の伝送実験を行った結果、回路無しで伝送を行った場合と比較して、情報伝送の質の大きな落ち込みが見られることが無く、概ね安定した質で面上可動型の情報伝送が行えることが確認できた。

今後の展望としては、

- ・通信の質を高く保つための、回路部分の改良（主に差動増幅部分）
- ・信号平滑化後の電圧に対する閾値の設定方法の改良
- ・面上可動型の近距離電力伝送への応用と、時分割方式による電力・情報同時伝送の実現
- ・面上可動型の電磁界伝送のキラーアプリケーションの検討

等が挙げられる。

謝辞

本研究において、日頃より多大なるご指導とご助言を頂いた電気通信大学の唐沢好男教授，実験に際し様々なご助言を頂いた海洋電子工業株式会社の小玉彰広様，電極を作製して頂いた東京都立産業技術高等専門学校の高崎和之准教授に深く感謝の意を表す。

参考文献

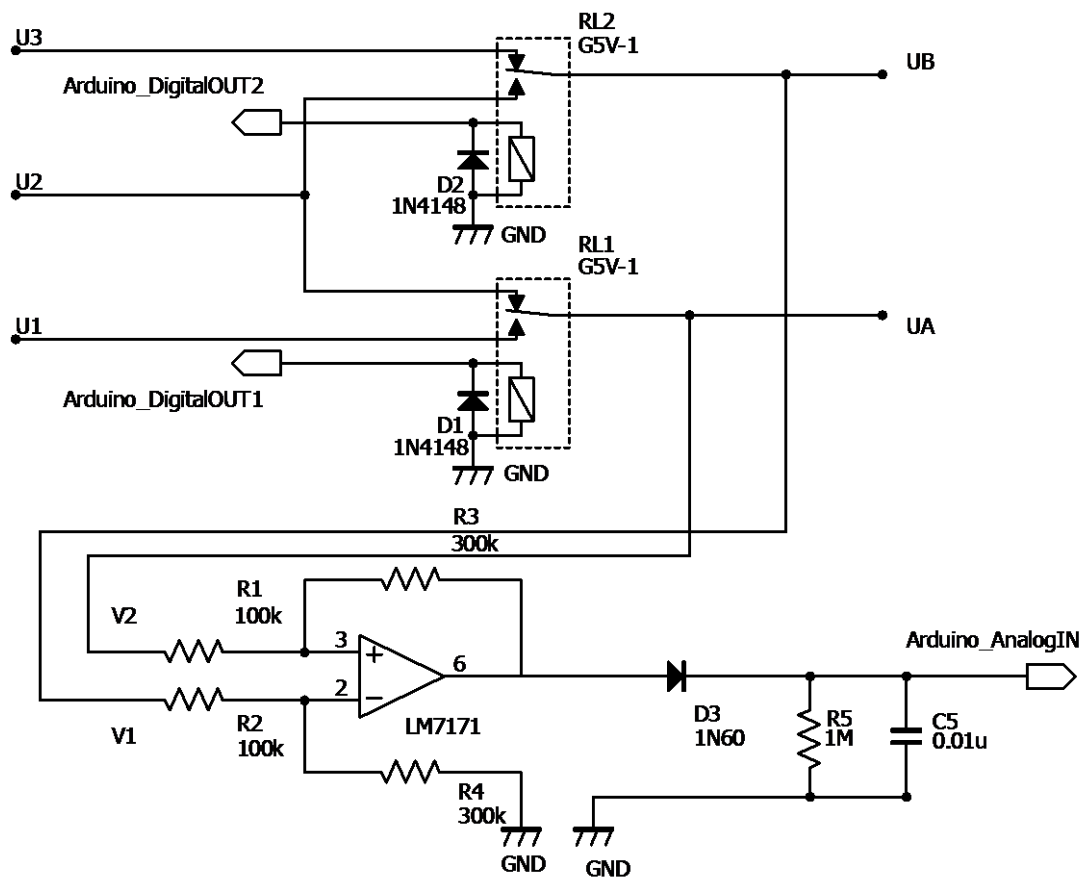
- [1] 松木英敏, 高橋俊輔, ”ワイヤレス給電技術がわかる本”, オーム社, pp.56-69, 2011.
- [2] 高崎和之, 唐沢好男, ”小型高効率な非接触型電力・情報同時伝送方式”, 信学論(B), Vol.J94-B, NO.10, pp.1389-1396, 2011.
- [3] 高崎和之, 原和樹, 前山利幸, 唐沢好男, ”人体を伝送路として利用する通信における伝送特性の実験的検討”, 数理科学会論文誌, vol. 13, no. 1, pp. 21-26, 2012.
- [4] 梶本慧斗, ”3重リング電極を用いた無線電力・情報同時伝送に関する研究”, 電気通信大学大学院 情報理工学研究科 平成26年度修士論文, 2015.
- [5] 小玉彰宏, 唐沢好男, ”非接触型電力・情報同時伝送方式の提案とその応用”, 信学技報, WPT2014-48(2014-10), pp.65-70, 2014.
- [6] 下野慶太, @IT, ”解剖! ギガビット無線 LAN 最新動向 (2): スループットの飛躍的向上を実現した「MIMO」と「MU-MIMO」”,
<http://www.atmarkit.co.jp/ait/articles/1304/09/news004.html>, 2016年1月25日最終閲覧
- [7] farproc, ”Wifi Analyzer”,
<https://play.google.com/store/apps/details?id=com.farproc.wifi.analyzer&hl=ja>,
2016年1月25日最終閲覧.
- [8] ITpro, ”今月のキーワード 近距離無線通信”, 日経 BP 社,
<http://itpro.nikkeibp.co.jp/article/COLUMN/20070111/258439/?ST=network>,
2016年1月25日最終閲覧.
- [9] TransferJet コンソーシアム, ”概要 | TransferJet について”,
https://www.transferjet.org/ja/tj/tj_overview.html, 2016年1月25日最終閲覧.
- [10] 山本電機インスツルメント株式会社, ”比誘電率表”,
<http://www.yei-jp.com/technology/hiyudenritu/hiyudenritu.html>, 2016年1月25日最終閲覧.
- [11] 鎌倉友男, 上芳夫, 渡辺好章, ”電子工学初歩シリーズ 電気回路”, 培風館, pp.61-64, 2008.
- [12] 鈴木博, ”デジタル通信の基礎”, 数理工学社, p.88, 2012.
- [13] 工事クイック, ”ガードインターバル”, 株式会社メディアテック,
http://www.koji919group.com/technical/111/2-4_ガードインターバル.php,
2016年1月25日最終閲覧.
- [14] 高畑文雄他, ”情報数理シリーズ A-7 デジタル無線通信入門”, 培風館, pp.23-72, 2002.
- [15] 府川和彦, ”電子情報通信学会「知識ベース」4群-1編-6章 ダイバーシチ技術”, 電子情報通信学会, http://www.ieice-hbkb.org/files/04/04gun_01hen_06.pdf,
2016年1月25日最終閲覧.
- [16] Petr Klapetek, ”Continuous wavelet transform”, <http://klapetek.cz/wcwt.html>,
2016年1月28日最終閲覧.

- [17] 株式会社エルメック, ”FFT 分析とウェーブレット解析の違い”,
<http://www.elmec-gms.com/software/weveletdif.html>, 2016 年 1 月 25 日最終閲覧.
- [18] 新井康平, ”独習ウェーブレット解析”, 近代科学社, pp.21-38, 2006.
- [19] 一般社団法人電波産業会, ”地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式 標準規格”,
http://www.arib.or.jp/english/html/overview/doc/2-STD-B31v2_2.pdf,
2016 年 1 月 25 日最終閲覧.
- [20] 川辺武司, 内田美紀, ”地上デジタル放送におけるデジタル受信技術とフロントエンド
評価技術”, シャープ技報,
<http://www.sharp.co.jp/corporate/rd/23/pdf/88-05.pdf>, 2016 年 1 月 25 日最終閲覧.
- [21] 川口英, 辰巳博章, ”地デジ受信機の仕組み”, CQ 出版, pp.19-81, 2010.
- [22] テレビ受信向上委員会, ”第 1 章 受信機入力レベルと信号品質”,
[http://tvkoujou.hotcom-web.com/?activity=第 1 章 受信機入力レベルと信号品質](http://tvkoujou.hotcom-web.com/?activity=第1章%20受信機入力レベルと信号品質),
2016 年 1 月 25 日最終閲覧.
- [23] ITmedia, ”LAN ケーブルの仕組みを理解して自作せよ (1/3)”,
<http://www.itmedia.co.jp/enterprise/articles/0806/09/news019.html>,
2016 年 1 月 25 日最終閲覧.
- [24] 豊中計装株式会社, ”LAN の耐ノイズ性とユニバーサルラインについて”,
http://toyonakakeisou.com/06gijyutu/Gijyutu/LAN_UNI.htm, 2016 年 1 月 25 日最終閲覧.
- [25] HD-PLC アライアンス, ”「HD-PLC」の基本技術について”,
<http://www.hd-plc.org/modules/about/hdplc.html>, 2016 年 1 月 25 日最終閲覧.
- [26] オムロン株式会社, ”G5V-1”, https://www.omron.co.jp/ecb/products/pdf/g5v_1.pdf,
2016 年 1 月 25 日最終閲覧.
- [27] WUXI XUYANG ELECTRONIC CO.,LTD, ”1N60P, 1N60”,
http://akizukidenshi.com/download/ds/wuxi/1N60P_1N60_point_rev.b.pdf,
2016 年 1 月 25 日最終閲覧.
- [28] テキサス・インスツルメンツ社, ”LM7171”, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm7171.pdf>
2016 年 1 月 25 日最終閲覧.
- [29] Massimo Banzi, Michael Shiloh 著, 船田巧 訳, ”Arduino をはじめよう 第 3 版”, オ
ライリー・ジャパン, p.1, 2015.
- [30] パナソニック株式会社, ”BL-PA510 シリーズ仕様”, <http://panasonic.jp/p3/plc/pa510.html>,
2016 年 1 月 25 日最終閲覧.
- [31] 小谷里佳子, ”MIMO-OTA 2 ステージ法による端末特性の簡易測定法に関する研究”,
電気通信大学大学院 情報理工学研究科 平成 26 年度修士論文, 2015.
- [32] OGA, ”OGA's Web Page”, <http://hp.vector.co.jp/authors/VA032928/>
2016 年 1 月 25 日最終閲覧.

- [33] 株式会社村田製作所, ”電界結合方式ワイヤレス電力伝送システム”
<http://www.murata.com/ja-jp/about/newsroom/techmag/metamorphosis16/productsmarket/wireless>, 2016年1月25日最終閲覧.
- [34] 株式会社村田製作所, ”ワイヤレス電力伝送技術の概要”,
<http://www.murata.com/ja-jp/products/power/wptm/techguide>,
2016年1月25日最終閲覧.

付録

A. 上側基板に実装した電気回路図



B. Arduino マイコンボードに書き込んだソースコード

```
//3 状態スイッチアンドステイダイバーシチに対応するリレーの制御
const int RELAY1 = 8; //リレー1 はデジタル出力 8
const int RELAY2 = 9; //リレー2 はデジタル出力 9

const int OUT_V = 1; //TYPE1 はアナログ入力 1

const int TYPE1 = 1; //TYPE1 は番号 1
const int TYPE2 = 2; //TYPE2 は番号 2
const int TYPE3 = 3; //TYPE3 は番号 3

const int VOLTAGE = 953; //しきい値と定める電圧

int type; //現在のタイプを格納する
int voltave; //一定時間ごとに決められた回数、電圧を測定した平均を格納する

void setup() {
  pinMode(RELAY1, OUTPUT); //リレー1 をデジタル出力にする
  pinMode(RELAY2, OUTPUT); //リレー2 をデジタル出力にする

  type = changetype1(); //はじめは type1 とする

  Serial.begin(9600); //9600bps でポートを開く
}

void loop() {
  voltave = 0; //voltave を初期化
  delay(250); //250ms 待機
  Serial.print("type ");
  Serial.print(type);
  Serial.print(" :");

  for (int i = 0; i < 25; i++){ //10ms 置きに 25 回電圧測定
    voltave += analogRead(OUT_V);
    delay(10);
  }
}
```

```

voltave /=25; //測定電圧の平均を導出

Serial.print(voltave);
Serial.println("");

if(voltave < VOLTAGE) { //測定電圧の平均がしきい値以下の場合
  switch (type) {
    case TYPE1: //現在 TYPE1 ならば、TYPE2 とする
      type = changetype2();
      break;
    case TYPE2: //現在 TYPE2 ならば、TYPE3 とする
      type = changetype3();
      break;
    case TYPE3: //現在 TYPE3 ならば、TYPE1 とする
      type = changetype1();
      break;
  }
}

int changetype1(){ //TYPE1 に変更するリレー操作
  digitalWrite(RELAY1, LOW);
  digitalWrite(RELAY2, LOW);
  return TYPE1;
}

int changetype2(){ //TYPE2 に変更するリレー操作
  digitalWrite(RELAY1, HIGH);
  digitalWrite(RELAY2, HIGH);
  return TYPE2;
}

int changetype3(){ //TYPE3 に変更するリレー操作
  digitalWrite(RELAY1, LOW);
  digitalWrite(RELAY2, HIGH);
  return TYPE3;
}

```