

# ソフトウェア無線機を用いた 2.4 GHz 帯の電波伝搬路測定装置の開発

黒瀬 拓人<sup>†</sup> 岩田 樹<sup>††</sup> 黒川 雄介<sup>††</sup> 金ミンソク<sup>††</sup> 佐々木重信<sup>††</sup>

<sup>†</sup> 新潟大学 工学部 電気電子工学科

<sup>††</sup> 新潟大学大学院自然科学研究科

あらまし 電波伝搬路測定は無線通信システムを適切に設計するために必要不可欠である。電波伝搬路測定にはチャンネルサウンダやベクトルネットワークアナライザが用いられるが、それらは一般的に大型であり非常に高価である。そのため、小型で安価である電波伝搬路測定装置が望ましい。本研究では、ソフトウェア無線機 (USRP) とソフトウェア (LabVIEW) を使用して電波伝搬路測定装置の開発を行った。電波伝搬路測定に必要な信号処理を実装し、マルチパス伝搬路を模擬する試験回路を作成してその伝搬路インパルス応答を測定し動作確認を行った。また、USRP に搭載されている電力増幅器の非線形性と局部発振器の位相の安定性および位相雑音特性を評価した。

キーワード 伝搬路測定, ソフトウェア無線, USRP, LabVIEW, マイクロ波帯

## Developement of Channel Sounder at 2.4 GHz using Software Radio Periperal

Takuto KUROSE<sup>†</sup>, Tatsuki IWATA<sup>††</sup>, Yusuke KUROKAWA<sup>††</sup>, Minseok KIM<sup>††</sup>, and Shigenobu SASAKI<sup>††</sup>

<sup>†</sup> Department of Electrical and Electronic Engineering, Faculty of Engineering, Niigata Univ.

<sup>††</sup> Graduate School of Science and Technology, Niigata Univ.

**Abstract** Channel measurements are indispensable for appropriate design of radio communications systems. For channel measurement, the channel sounder or vector network analyzer is commonly used. However, they are not easily used in measurements due to their large size and high cost. From these reasons, development of small and low cost equipment is needed. In this study, we developed the software defined radio based channel sounder by using Labview and Universal Software Radio Peripheral (USRP). We have implemented signal processing for channel measurements, and validated the operation measuring the channel responses of the device under test (DUT) that emulates a multipath channel. In addition, we empirically evaluated the nonlinearity of the power amplifier, and the phase stability and phase noise characteristics of the local oscillator of the USRP.

**Key words** radio channel measurement, software radio, USRP, LabVIEW, microwave band

### 1. ま え が き

近年のスマートメディア機器の急速な普及・拡大に伴い、無線 LAN 利用も急増している。従来の 2.4/5 GHz のマイクロ波帯では無線 LAN の乱立によりネットワーク間相互干渉が問題 [1] となっており、これを解消するために、60 GHz ミリ波帯を使用した無線 LAN における IEEE 802.11ay の標準化が行われている [2]。しかし、ミリ波帯では伝搬損失が大きくなり従来の広さの通信エリアの確保が困難であるため、マイクロ波帯との併用が想定されている。この場合、マイクロ

波帯とミリ波帯は電波伝搬特性が大きく異なるため、複数の無線 LAN システムを最適に選択運用する方法が重要となる。そのためには 2.4 GHz 帯と 60 GHz 帯における様々な運用環境における電波伝搬特性の比較の導入が検討されており、相関関係の解明が重要な課題であるが、十分な研究はなされておらず、両周波数帯における電波伝搬路測定を同一環境下で実施する必要がある。

現在当研究グループでは、58.5 GHz ミリ波帯のチャンネルサウンダを開発しており [3]、屋内外の様々な環境における伝搬路測定 [4] [5] を実施している。同一環境での複数の周波数

における伝搬路特性を比較検討するためには、安価で柔軟性を有するチャンネルサウンダの開発が望ましい。

一般的に伝搬路測定にはチャンネルサウンダや VNA(Vector Network Analyzer) が用いられる [6]。しかしながらチャンネルサウンダは、一般に大型で高価な装置である。また、VNA はチャンネルサウンダに比べて安価であるが、測定に時間を所要し、送受信回路が一体化されているため測定シナリオが限定されるという欠点がある。最近の研究では、安価で小型であり、さらにソフトウェアにより様々な無線通信方式に柔軟に対応できるソフトウェア無線機を使用した伝搬路測定装置の開発が検討された [7] [8]。ここでは、ソフトウェア無線機のハードウェア開発プラットフォームである USRP(Universal Software Radio Peripheral) (米 Ettus 社) を用いており、GNU Radio ソフトウェアパッケージを使用し Python や C++により信号処理を実現している。

USRP の制御ソフトウェアとしては GNU Radio のほかには LabVIEW(米 National Instruments 社) を利用することが可能である [9]。GNU Radio がソフトウェア無線専用のソフトウェア・プラットフォームである一方、LabVIEW はテスト、制御および計測アプリケーションを開発するためのグラフィカルプログラミング言語である。プログラムの開発環境の一例を図 1 に示す。LabVIEW のグラフィカルプログラミング環境は直観的な操作が可能であるため簡単に使用することができ、USRP に限らずさまざまな用途向けの計測器と通信するための API(Application Programming Interface) が実装されている。また、C/C++, Mathwork 社の MATLAB および Microsoft 社の Excel のファイルを直接呼び出すことが出来るため、ソフトウェア無線の枠を超えた柔軟な利用が可能である利点がある [10]。

そこで、本研究では USRP の制御ソフトウェアとして LabVIEW を用いて 2.4 GHz 帯の電波伝搬路測定装置の開発を試みた。開発するにあたり、USRP の電力増幅器の特性を明らかにした。そして、ケーブルを直結した状態で伝搬路のインパルス応答取得し、動作の確認を実施した。

また、伝搬路の空間特性を取得するため、仮想アレーによる信号処理が必要である。仮想アレー信号処理では素子間での入力信号の相関特性 (コヒーレンス) が重要である。コヒーレンス性の検証として位相の安定性と位相雑音を評価した。

本稿では最初に電波伝搬路測定に使用したソフトウェア無線機の概要と測定システム構成について記述する。また、USRP の電力増幅器の非線形性を調べ、電波伝搬路測定装置としての性能を明らかにする。次に電波伝搬路測定に必要な信号処理、送受信機の同期および送受信機特性の除去 (Back-to-Back 校正) について述べる。そして、ケーブルで直結した状態で校正前と校正後の伝搬路インパルス応答の比較を行った。最後にマルチパスを模擬する試験回路による測定性能、位相の安定性、および位相雑音特性を評価する。

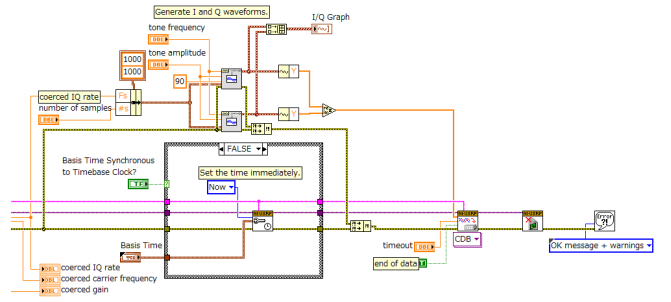


図 1 LabVIEW のグラフィカルプログラミング環境

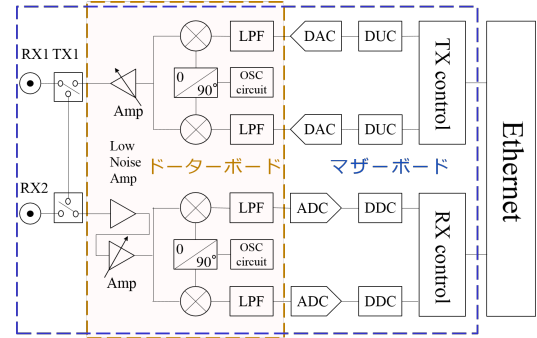


図 2 USRP NI-2922 のブロック図

表 1 USRP の仕様

項目	NI USRP-2922	NI USRP-2942R
対応する周波数帯	400 MHz~4.4 GHz	
PC との通信インターフェース	Ethernet	ExpressCard
最大帯域幅	約 20 MHz	約 40 MHz
DA コンバータの性能	16 bit, 400 Msps	16 bit, 800 Msps
AD コンバータの性能	14 bit, 100 Msps	14 bit, 200 Msps

## 2. 測定システム

### 2.1 ソフトウェア無線機の概要

本研究では、送信側にソフトウェア無線機である NI USRP-2942R [11], 受信側に NI USRP-2922 [12] を使用した。USRP はドーターボードとマザーボードの二つの基板によって構成されている。ドーターボードを変更することによって 50 MHz~6 GHz までの周波数に対応する。本研究では 400 MHz~4.4 GHz まで対応するドーターボードを使用している。NI USRP-2942R と NI USRP-2922 の主なスペックの詳細について表 1 に対応する。NI USRP-2922 内部の回路構成を図 2 に示す。NI USRP-2942R とのブロック図と異なる点は、AD/DA コンバータの性能と最大帯域幅および PC との通信インターフェースである。制御用 PC と USRP の通信は NI-USRP-2942R は ExpressCard を用いて行い、NI-2922 は Ethernet を用いる。最大帯域幅は USRP 内部の low pass filter(LPF) によって決定される。

USRP 内部での信号処理は次のような順番で行われる。最初に送信側では PC から転送された複素ベースバンド信号が、デジタルアップコンバージョン (DUC) によって DC 付近の中間周波数に周波数変換され、高速 DA 変換機により複素 IF(Intermediate Frequency) 送信信号としてドーターボード

の RF アップコンバータ回路に入力される。受信側では、受信された信号がドーターボードの RF ダウンコンバータ回路に入力され、複素 IF 受信信号にダウンコンバートされる。その信号が、高速 AD 変換機によってサンプリングされ、その後 FPGA 内でのデジタルダウンコンバージョン (DDC) により複素ベースバンド信号に変換される。

## 2.2 USRP の電力増幅器特性

本節では USRP に搭載されている電力増幅器の線形性を調べ、線形領域で動作する条件を明らかにした。USRP の電力増幅特性は搬送波周波数 2.4 GHz の正弦波を送信側から出力し、アンテナ端子における電力をスペクトラムアナライザで読み取ることによって測定した。電力増幅器の利得を変化させ測定した結果を図 3(a) に示し、振幅を変化させ測定を行った結果を図 3(b) に示す。振幅と利得としては USRP の仕様から利得は 0~30 dB の範囲で選択可能であり、振幅は 0~1 の範囲である。その範囲内で利得は 10 dB, 20 dB, 30 dB 振幅は 0.1, 0.5, 1 を選り測定を行った。図 3 の Level はベースバンド信号における正弦波の振幅を示す。また、図 3(a) の ideal は Level 1 のとき線形的に増加した場合を示し、図 3(b) の ideal は Gain 30 dB のとき線形的に増加した場合を示す。伝送電力が 20 dBm 以下では線形性をもって増加しているのが確認できた。そして、最大伝送電力が 20 dBm 程度であることが分かる。

## 2.3 同期系の構成

本研究では図 4 のように測定システムを構成した。複数の無線機を使用して電波伝搬路測定を行うためには送信側と受信側の周波数同期と信号データのタイミング同期が必要である。USRP には同期用インターフェースとして REF 端子と PPS(Pulse Per Second) 端子が用意されている。また、USRP には 10 MHz の温度補償型水晶発振器 (TCXO) が内蔵されている。周波数同期は屋内近距離伝搬路測定を想定し、送信側から受信側に入力し共有 (送信側 REF OUT から受信側 REF IN へ) することで実現した。また、タイミング同期は送信側で生成される PPS 信号を送信側の PPS OUT から受信側の PPS IN にケーブルで繋げることによって実現した。これらのハードウェアの仕様を用いて LabVIEW で同期を取るためのプログラムを実装した。詳細は 3.2 章で述べる。

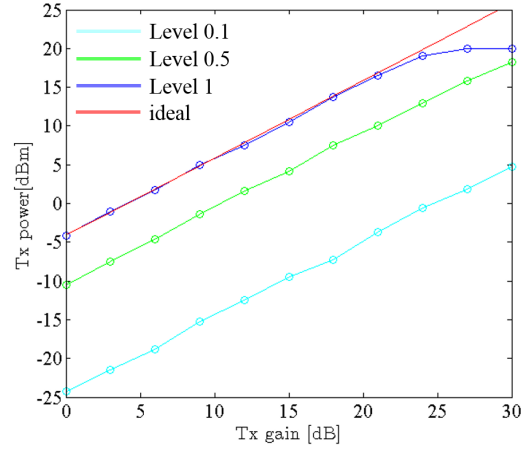
## 3. 測定システムの開発

### 3.1 電波伝搬路測定にける信号処理

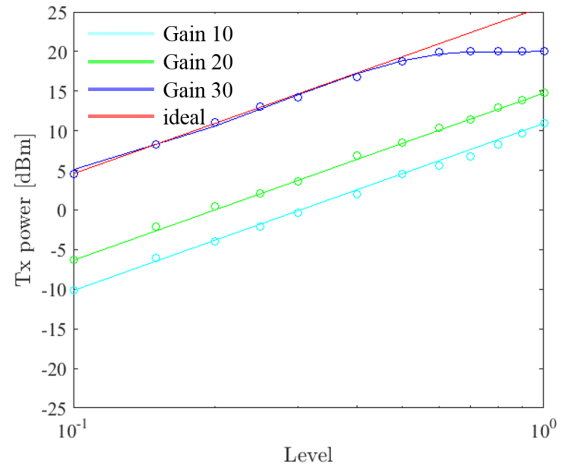
電波伝搬路測定とは伝搬路のインパルス応答を測定することである。伝搬路推定に用いられる広帯域信号は、均一パワースペクトル、低 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio) になるように設計する必要がある [13]。本研究では次のような Newman Phase Multitone(NPM) 信号 [14] を用いてこれを実現している。非変調複素 NPM 信号を次式で示す。

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \exp(j2\pi\Delta_f t + j\phi_k) \quad (1)$$

ただし  $\phi_k = \exp(\frac{k^2\pi}{N})$  は PAPR 軽減のための Newman 位



(a) ゲイン特性



(b) 振幅特性

図 3 アンプの非線形性

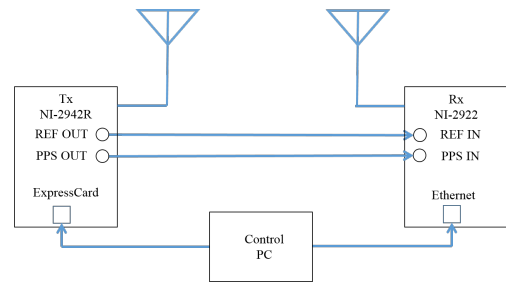


図 4 測定システムの構成

相 [14] のことである。  $N$  は副搬送波 (トーン) の数であり、信号の帯域幅  $2B$  で割り当てられている。  $\Delta_f$  は副搬送波の間隔である。

伝搬路のインパルス応答は以下の式より得られる。

$$y(t) = \int h(\tau)s(t-\tau)d\tau + w(t) \quad (2)$$

ただし  $s(t)$  は伝送信号、  $h(\tau)$  はチャネルのインパルス応答、  $y(t)$  は受信信号、  $w(t)$  は白色ガウス雑音である。さらに式 (6) を離散フーリエ変換することにより以下の伝達関数が得られる。

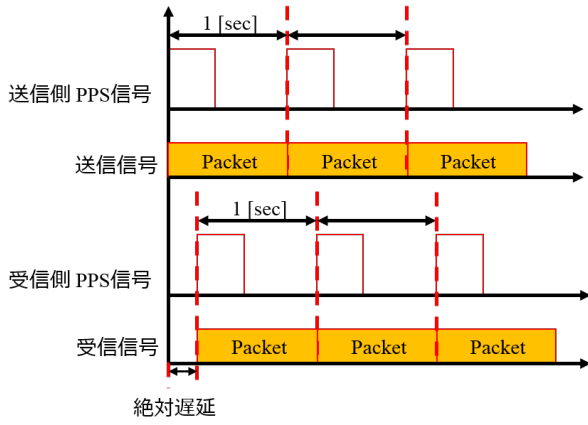


図5 タイミング同期

$$Y[k] = H[k]S[k] + W[k] \quad (3)$$

両辺を  $S[k]$  で割ると、チャネルの推定伝達関数  $\tilde{H}[k]$  が得られる。ここで  $W[k]$  が信号  $Y[k]$  に比べて十分小さいとき、次のように表せる。

$$\tilde{H}[k] = \frac{Y[k]}{S[k]} \quad (4)$$

ここで  $\tilde{H}[k]$  を逆フーリエ変換することによって、チャネルのインパルス応答が計算できる。

### 3.2 送受信機の同期

電波伝搬路測定において信号データを正確に送受信するために、搬送波周波数とシンボルタイミングの同期を考えなければならない。2.2章で述べたように USRP には同期をとるための端子がすでに実装されている。そのため周波数同期は、送信側内部の TCXO を受信側の USRP とケーブルを用いて共有する。そして LabVIEW によって送信側の発振器を参照するようにプログラムを実装することによって周波数同期を実現する。

次に、シンボルタイミングの同期について述べる。受信信号の絶対遅延を得るために、受信機は送信機から信号が送信される時刻を知らなければならない。そこで、USRP 内部で生成される PPS 信号をトリガーとして使用する。図5にあるように、PPS 信号に同期して信号の送受信が行われ、これによりシンボルタイミングの同期が可能である。図5に示す Packet とは 1 秒間に送信するサンプル数のことである。またこのとき、TX と RX 間に生じるタイミングのオフセットは、後述の Back-to-Back 校正により取り除かれる。

### 3.3 Back-to-Back 校正

正確な伝搬路測定を行うために、ローパスフィルタ、パワーアンプおよび減衰器の周波数特性といったハードウェアの特性を除去することが重要になる。これらの特性は Back-to-Back 校正によって除去することが可能である。Back-to-Back とは送信機と受信機を直接ケーブルと減衰器で繋ぐという意味である。Back-to-Back の校正方法を図6に示す。Back-to-Back での周波数領域での受信信号は以下の式で表現できる。

$$Y_{B2B}(f) = H_{RX}(f)G_{ATT}H_{TX}(f)X(f) \quad (5)$$

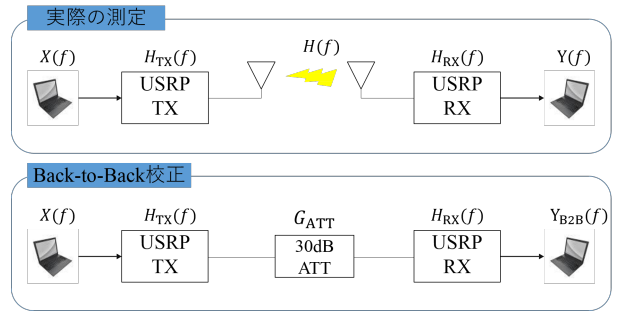


図6 ハードウェア校正

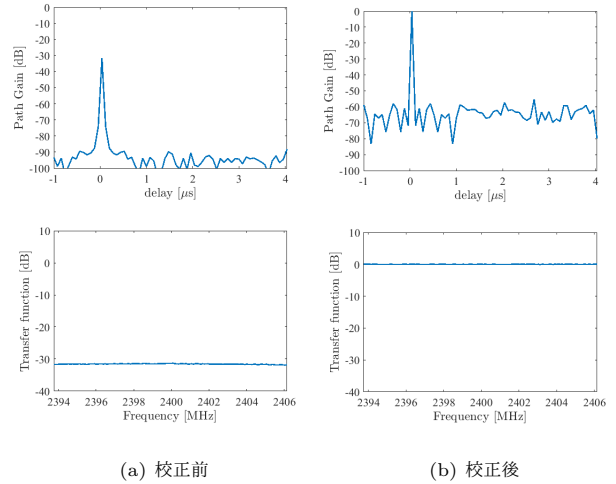


図7 校正前と校正後のインパルス応答(上部)と伝達関数(下部)

ただし、 $Y_{B2B}(f)$  はケーブル直結時の受信信号、 $H_{TX}(f)$  は送信側の周波数特性、 $G_{ATT}$  は減衰器の伝達特性、 $H_{RX}(f)$  は受信側の周波数特性を表す。一方、実際の伝搬路測定での受信信号は以下の式で表現できる。

$$Y(f) = H_{RX}(f)H(f)H_{TX}(f)X(f) \quad (6)$$

ただし、 $H(f)$  は測定対象である伝搬路の周波数特性、 $Y(f)$  は実際の測定の受信信号である。

式(5)に式(6)を代入し、 $X(f)$ 、 $H_{TX}(f)$ 、 $H_{RX}(f)$  を除去することで所望の  $H(f)$  が次式のように得られる。

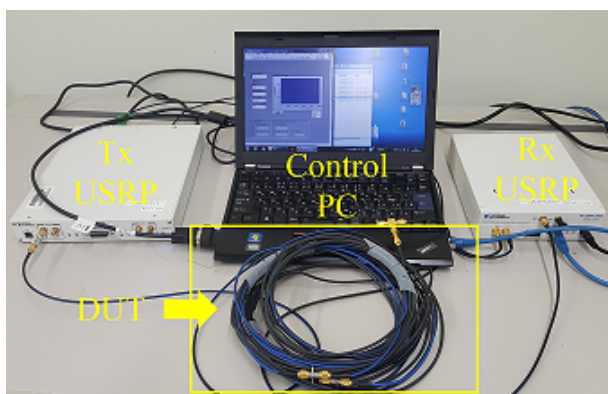
$$H(f) = \frac{Y(f)}{Y_{B2B}(f)}G_{ATT} \quad (7)$$

式(7)より得られた  $H(f)$  を逆フーリエ変換することによりハードウェアの特性を含まない伝搬路のインパルス応答  $h(\tau)$  を得ることができる。

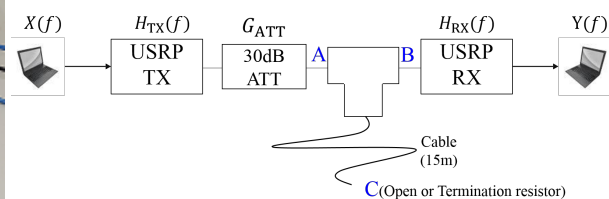
最後に送信機と受信機をケーブル (HUBER+SUHNER 社, Coaxial Cable ENVIROFLEX316) [15] で直結した状態で校正前と校正後の伝搬路インパルス応答の比較をする。伝搬路のケーブルの長さは 2 m であり、30 dB の減衰器を接続する。また、ケーブルは 1 m あたり約 1.62 dB/m の減衰と信号遅延時間 約 4.72 ns がある。

実験方法は、最初に Back-to-Back 校正をするためのデータ  $Y_{B2B}(f)$  を測定する。その後、同様の環境で測定を行う。





(a) 測定の様子



(b) ブロック図

図 8 device under test(DUT) 測定

表 2 信号諸元

搬送波周波数 [GHz]	2.4
サンプリング周波数 [MS/s]	25
伝送信号	NPM 信号
送信パケットサンプル数	25M
副搬送波周波数	256
副搬送波周波数間隔 [kHz]	97.656
遅延分解能 [ns]	80
FFT 点数	256
送信電力 [dBm]	20

2 回目に測定したデータ  $Y(f)$  に対して Back-to-Back 校正することによってハードウェアの特性が除去される。また、USRP は DDC のロールオフ特性により伝達関数の両端が歪む問題がある [16]。そのため、得られた伝達関数の 256 サンプルのうち、両端の伝達関数が歪んだ 64 サンプルを切り取るにより、伝達関数が平坦である 128 のサンプル数を使用している。校正前後でのインパルス応答と伝達関数比較を図 7 に示す。校正前は減衰器、ケーブルおよびハードウェアにより約 30 dB の減衰が確認できる。式 (7) により校正後はケーブルと減衰器による減衰が除去されたことが確認できる。

## 4. 動作の評価

### 4.1 伝搬路測定テスト

今回構成した測定システムの評価として伝搬路測定テストを行った。測定方法を図 8 に示す。測定に使用した T 分岐 (BL41-6203-00, 株式会社オリエントマイクロウェーブ) [17] は非整合の分配器である。測定に使用した信号諸元を表 2 に示す。ここで送信サンプル数は図 5 に示す一つのパケットの中にあるサンプル数を表す。またパケットのサンプル数は位相の安定性を確保するために PPS 信号と同じ 1 秒分のサンプル数としている。また、遅延分解能は 3.3 節に記述した DDC ロールフィルタの影響による信号処理により、実際に得られる帯域幅の半分になるため、遅延分解能が 2 倍になる。図 8 のように分配器の端子 A に送信信号を入力し、端子 B からの出力を受信に入力する。そして端子 C は開放状態にしケーブル端における反射波を発生させる。また端子 C に終端抵抗

を接続した場合に減衰が軽減された Path gain との比較を行う。15 m のケーブルの 1 回目反射波の遅延時間は 141.7 ns であり、減衰量は 48.6dB である。また、2 回目反射の計算値は 1 回目反射の 2 倍であり、遅延時間が 283.4 ns、減衰量は 97.2 dB となる。測定結果を図 9 に示す。終端の有無による差異が 160 ns と 240 ns の箇所で顕著に観測された。これは終端により減衰が抑えられたことによるものだと考えられる。計算値と測定値の誤差の原因としては今回構成したシステムの最大遅延分解能が 80 ns であり、それより小さい遅延を観測することは出来ないためであると考えられる。また測定結果からノイズレベルは約  $-62$  dB だと考えられる。従って、2 回目の反射波の減衰量が 97.2 dB であるため観測することができないと考えられる。

### 4.2 位相の安定性

仮想アレーアンテナ信号処理では素子間での入力信号の相関特性 (コヒーレンス) が非常に重要であるため、局部発振器の位相安定性の評価をした。評価方法は 30 秒ごとに信号の送受信を行い、位相が安定した 2 分後のデータを位相の基準として位相差を測定した。測定結果は図 10 に示すように平均で約 1.90 度の位相誤差となった。

位相誤差の原因は、内部の PLL 回路による位相雑音による影響だと考えられる。位相雑音の測定は、搬送波周波数 2.4 GHz、ベースバンド周波数 10 kHz の正弦波を受信側に送信した。電力スペクトル密度 (PSD) を求めるために受信信号のフーリエ変換を行い、PSD を得る [18]。そして、得られた PSD の値からベースバンド周波数 10 kHz から広がる裾部分が位相雑音となる。得られた位相雑音の値を 6 つ選び、得られた値を元に作成したシミュレーションモデルを作成した。得られた 6 つの値を表 3 に示し、位相雑音の測定結果を図 11 に示す。図 11 より、周波数が高くなるに従って位相雑音の電力スペクトルが低くなっていることが分かる。今回伝搬路測定テストで使用した NPM 信号の副搬送波間隔は 97.656 kHz であるため、図 11 から他のサブキャリアに対して約  $-110$  dBc/Hz の影響があることが分かる。以上の結果は他の副搬送波に対する影響が十分低いことを示しており、仮想アレー信号処理を行うことができる十分な結果であると

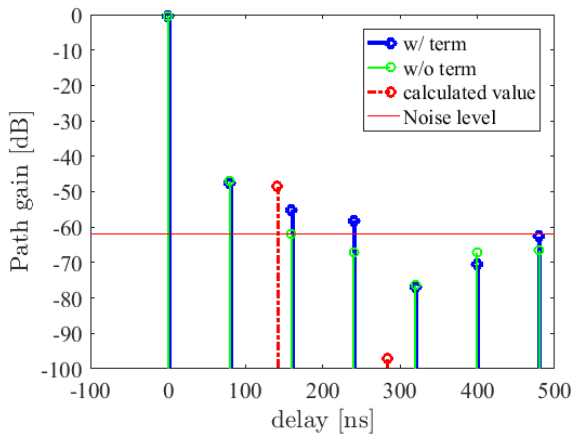


図9 インパルス応答

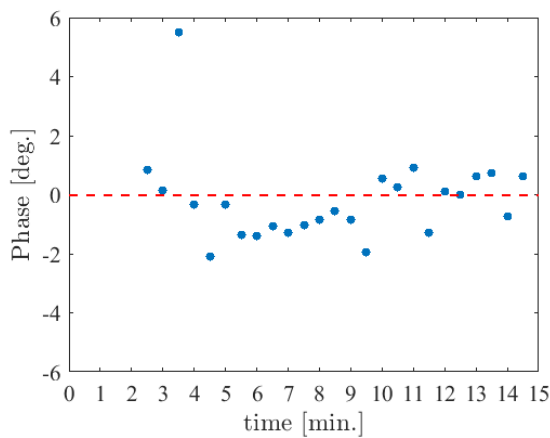


図10 位相の安定性

表3 位相雑音測定値

Frequency Offset (kHz)	1	3	10	30	100	1
PSD (dbc/Hz)	-70.3	-71.5	-92	-102	-117	-135

考えられる。

## 5. まとめ

本研究では、USRP と LabVIEW を用いた 2.4 GHz 帯の電波伝搬路測定装置の開発を行った。電波伝搬路測定に必要な信号処理と同期のプログラムを実装し、ハードウェアの校正を確認した。最後に伝搬路測定テストを行い、終端抵抗の有無による利得の比較と理論値との比較を行った。また、開発した装置の位相の安定性と確認と位相雑音の評価を行った。その結果、電波伝搬路測定装置としての動作を確認し、位相雑音の影響により位相が約 1.90 度のずれが生じていることを確認した。この結果はアレー信号処理を行う際の要求を満たす十分な精度だと考えられる。今後の展望として、今回開発したシステムを用いて仮想アレーアンテナを構築し、電波伝搬路測定を行っていく。

## 文 献

- [1] 総務省, “電波政策 2020 懇談会,” [http://www.soumu.go.jp/main\\_sosiki/kenkyu/denpa\\_2020/index.html](http://www.soumu.go.jp/main_sosiki/kenkyu/denpa_2020/index.html) (accessed Sep. 2016)
- [2] “Channel Models for IEEE 802.11ay,” IEEE Document

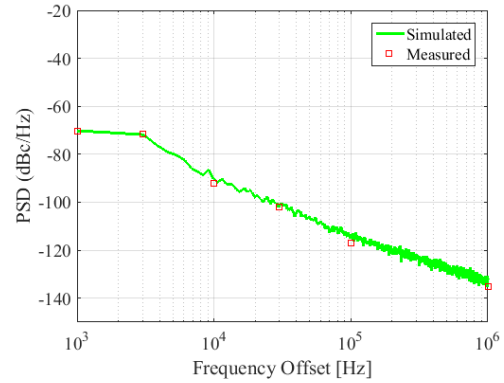


図11 位相雑音

802.11-15/1150r2, Sep. 2015.

- [3] M. Kim, J. Takada, and Y. Konishi, “Novel Scalable MIMO Channel Sounding Technique and Measurement Accuracy Evaluation with Transceiver Impairments,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol.61, No.12, pp. 3185–3197, Dec. 2012
- [4] 梅木建人, 金ミンソク, 岩田樹, カルマ ワンチュー, 高田潤一, 佐々木重信, “ミリ波帯屋外オープンエリアアクセス環境における伝搬路モデル,” *信学技報*, vol. 115, no. 474, SRW2015-76, pp. 35–40, 2016 年 3 月.
- [5] M Kim, K Umeki, K Wangchuk, J Takada, S Sasaki, “Polarimetric Mm-Wave Channel Measurement and Characterization in a Small Cell Office Environment,” *IEICE Technical Report*, SR2015-20, Jul. 2015.
- [6] C. Dias, N. Tervo, A. Roivainen, V. Hovinen, M. Tapani Sonkki, G. Fraidenraich, M. Latva-aho, “Spatial Radio Channel Sounding for Static Environment at 10 GHz,” *EurAAP, Proc. of 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016.
- [7] T. Min, M. Kim, J. Takada, “Development of Channel Sounder using GNU Radio/USRP: Timing Synchronization and Phase Alignment,” *IEICE Technical Report*, SR2014-131, Mar. 2015.
- [8] T. Min, K. Saito, J. Takada, “Development of Directional Channel Sounder using USRP and GNU radio,” *IEICE Technical Report*, SR2015-102, Mar. 2016.
- [9] USRP, 日本ナショナルインスツルメンツ株式会社, <http://www.ni.com/ja-jp.html>
- [10] トランジスタ技術編集部, “LabVIEW と USRP で体験する SDR (RF ワールド No.27),” CQ 出版, 2016.
- [11] NI USRP-2942R device specifications, 日本ナショナルインスツルメンツ株式会社 <http://www.ni.com/pdf/manuals/374410c.pdf>
- [12] NI USRP-2922 device specifications, 日本ナショナルインスツルメンツ株式会社 <http://www.ni.com/pdf/manuals/375868b.pdf>
- [13] 黒川雄介, “ソフトウェア無線を用いた伝搬路測定装置の開発,” *新潟大学学士論文*, 2015.
- [14] S. Boyd, “Multitone signals with low crest factor,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-33, no.10, pp. 1018–1022, Oct. 1986.
- [15] Coaxial Cable ENVIROFLEX\_316, HUBER+SHUNER AG 社, <http://hubersuhner.com/en/>
- [16] 金ミンソク, ハニズアズリル “オープンソースソフトウェア無線プラットフォーム GNU Radio,” *電子情報通信学会誌*, vol. 96, no. 1, pp. 52–57, 2013 年 1 月.
- [17] 分配器 BL41-6203-00, 株式会社オリエントマイクロウェーブ, <http://www.orient-microwave.com/index.html>
- [18] トランジスタ技術編集部, “PLL 周波数シンセサイザの実用設計法 (RF ワールド No.20),” CQ 出版, 2012.