高速デジタル動画像伝送システムの開発（第２報）
（OFDM ベースバンド部の試作／5GHz RF 回路の試作）

吉野　武美*　天城　和哉*　皆川　要*　星野　公明*　小林　豊*

Development of Digital Communications Equipment for Moving Picture with High Frequency Radios.
(Design of OFDM Baseband Circuit. / Design of RF Circuit in the 5GHz Band.)

YOSHINO Takemi*, AMAKI Kazuya*, MINAGAWA Kaname*, HOSHINO Kimiaki* and KOBAYASHI Yutaka*

抄録

GHz 帯の無線通信を利用して動画像などの高速大容量データをディジタル通信するためのシステムを開発することを目的に、以下の研究をおこなった。

１）ＦＰＧＡやＤＳＰを利用したＯＦＤＭベースバンド部の試作。

２）５GHz 帯の無線回路の試作と評価。

１．緒言

ＯＦＤＭ（直交周波数分割多重方式）は、周波数利用効率が非常に高く遅延波干渉に対処しやすい等の利点があるため、既に無線ＬＡＮ等の分野で実用化が進んでいるが、中小企業が特殊用途で応用できる状況には至っていない。

本研究では、ＯＦＤＭ技術を中小企業が無線による大容量通信を実現するための中核技術として捉え、その利用技術をGHz 帯の高周波無線回路の設計技術と併せて取り組む。

本稿では、ベースバンド部の試作に必要な回路構成を検討した結果を示した後、ＦＰＧＡとＤＳＰを搭載した試作用プラットフォームによるベースバンド部の試作について報告する。また、５GHz 帯の無線回路を実現するために必要となる、アンプやフィルタ、ミキサなどの高周波回路を設計・試作した結果を報告する。なお、ＯＦＤＭの原理等については前報を参照されたい。

２．ベースバンド部の構成

ＯＦＤＭベースバンド部に必要な処理について、無線ＬＡＮ規格 IEEE802.11a を参考に検討した。

２．１．　送信部の回路構成

今年度研究した補足処理について、検討結果を報告する。

２．１．１．　スクランブル

スクランブルは、符号化処理の安定化や生成されるアナログ波形の偏り防止を目的として、元データの偏り（１の連続など）を解消する為に施す。規格では、１２７状態のＰＮ符号をスクランブラとして用い、元データ（シリアル）とＸＯＲをとっている。受信側では、同じ回路によりスクランブルを解除する。符号器の初期状態はオールゼロを除く任意のパターンが可能であるが、送信側の初期状態を受信側にコピーする必要があるので、各パケットの先頭部では、元データの前に連続したゼロを付加して、スクランブラの初期状態が送信されるように規定されている。

２．１．２．　畳込み符号

畳込み符号は、エラー訂正のために因果性と冗長性を付加する処理であり、規格では 6 ビットレジスタによる生成多項式 g0=133 と g1=171 を用いる。符号化率は、r=1/2 の他、パンクチャリングによる r=2/3 や r=3/4 を利用する。符号化率と共に伝送速度は上がるがエラー訂正の能力が低下するので、伝送線

*研究開発センター

路の状況により最適な符号化率を選定する。

送信側の符号器は簡単な回路で実現できるが、受信側では軟判定のヴィタビが必要となるので大きな回路が必要になる。

２．１．３．　インタリーブ

インタリーブは２段階の処理となっている。1段目は、符号化済みの連続ビットを離れたキャリアに分配する。畳込み符号の復号処理がデータの前後関係を元にする関係上、連続ビットが同時に消失する事は致命的であるので、これを離れたキャリアに分散する。

また、２段目は各キャリアでのマッピングが均等にばらつくようにすることで、生成波形のダイナミックレンジを抑える働きを持つ。

２．１．４．　ガードインターバルについて

規格では、室内の線路を想定して 0.8μ秒のガードインターバルを規定しているが、これは 240m までの経路差に対応することを意味する。当然、使用環境によっては、より長い時間を設定する必要も生じる。

ガードインターバルの長さが妥当な場合、シンボル長の開始位置には自由度がある。同期が確立していれば、本来の開始位置と実際の開始位置の差が一定となるので、等化パラメータが変わるだけの違いとなる。

なお、ガードインターバルの付加により、シンボル長が変わるため、スペアナ等の観察ではキャリア間干渉があるように見えるが、受信部ではシンボル長分のサンプル区間を抜き出してＦＦＴにかけるため、キャリア間干渉は発生しない。

２．１．５.ローパスフィルタ

実用上、IFFT に対し３倍または４倍のオーバーサンプリングが妥当だが、ここでは４倍を想定する。前報では６４次のコサインロールオフフィルタを用いたが、今回はＦＩＲハーフバンドフィルタ２段の構成とした。

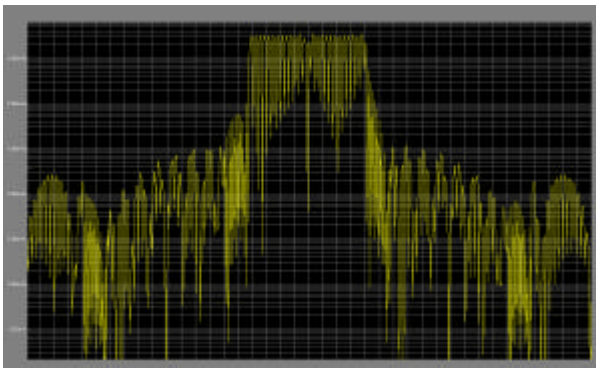
設計は、外部で観察される周波数スペクトルが規格で規定するマスクに入るかどうか、ノイズのない状況でのチャンネル復元の程度を指標に、シミュレーターで行った。

外部で観察されるスペクトルのモデルとしては、ガードインターバルのない２つの異なるシンボルをまとめてＦＦＴ処理したものを設定した。チャンネル復元の程度は、全チャンネルに同一振幅の信号を入れた場合における、復元された最大のチャンネルと最小のチャンネルの振幅比を目安とした。この際、ＦＦＴのサンプル開始点をずらした最悪値とした。

検討の結果、１２ビットの量子化で、タップ数３１のハーフバンドフィルタと、タップ数１１のハーフバンドフィルタを連結したものを採用することとした。ハーフバンドフィルタは、その係数の半分がゼロ値を取り偶対称であることから、タップ数の割にコンパクトに実装できる。

設計したフィルタのインパルス応答と、外部で観察されるスペクトル例を図１に示す。

初段（３１タップ）と次段（１１タップ）



外部で観察されるスペクトル例

図１　フィルタの検討結果

２．１．６．　その他補足事項

これまでに挙げた他に、パケットの先頭にはプリアンブル信号やパケット情報を、パケットの末尾にはヴィタビを終結させる為のデータをそれぞれ付加する必要がある。プリアンブル信号については、受信部で触れる。

また、シンボル境界における信号の不連続性がスペクトルを広げる原因になるため、境界点のサンプル点を前のシンボルで決まる値

と後ろのシンボルで決まる値の平均値に修正する処理が重要である。これは、ＩＦＦＴ出力にガードインターバルを付加した後、ローパスフィルタの前段で行う。

２.２．　受信部に関する事項

受信部の基本構成は、送信部を逆順にしたものになるが、信号検出、同期、ゲインコントロール、等化、ヴィタビその他、難しい処理が必要となるため、送信側よりも実装が難しい。また、受信した電波からベースバンド信号を生成する方法には、通常のＩＦから直交復調する方法、LowIF からアンチエイリアジングフィルタによる方法、ダイレクトコンバージョンによる方法などがあるが、LowIF の方法が有力とされる。

２.２.１．　信号検出

受信側では、いつ来るか分からない信号を検出する為に信号レベルをトリガとする。

その後、規格では、プリアンブルに含まれるショートトレーニングシンボルとの相関、さらにはロングトレーニングシンボルとの相関により、信号検出を完了する。

ショートトレーニングシンボルは、ガードインターバルを付加した通常のシンボル２つ分の期間を持ち、有効サブキャリア５２のうち、等間隔の１２サブキャリアに既知のデータを与えたものである。１２サブキャリアのうち周波数が最低のものは、基本周波数の４倍であるので、ショートトレーニングの信号周期は通常のシンボルの 1/4 となり、期間内に１０回繰り返すことになる。

ショートトレーニングでの相関は、この繰り返しを利用してＦＦＴのサンプリングをベースに行い、５回程度の繰り返しが確認された段階で、並行してロングトレーニングシンボルの検出準備を行う。

また、ショートトレーニングの間には、ゲインコントロールやアンテナダイバシティの選択等も行う。

ロングトレーニングシンボルは、ショートトレーニングと同様に、ガードインターバルを付加した通常のシンボル２回分の期間の信号であり、５２サブキャリアに既知のデータを与えたものである。

２.２.２．　シンボル同期

ＦＦＴの開始タイミングは、シンボル間干渉部を除けば自由度があるので、ロングトレーニングの相関で決定するのが現実的である。

水晶発振器の精度は数 ppm 程度あるので、パケットが短ければ、その影響を想定する必要はほとんどないと考える。

２.２.３．　等化

各サブキャリアにおいて、線路の影響は位相と振幅の変化として現れるので、補正値がわかれば、ＦＦＴの後に座標変換演算により等化処理ができる。

等化のための情報は、ロングトレーニングシンボルのＦＦＴ出力を本来のデータと比較することで得られる。

移動体や長いパケットの場合には、定期的に等化の為の情報を更新する必要もあり、このための手法を検討した。

２.２.４．　ヴィタビによる復号

送信側でかけた畳込み符号を、軟判定のヴィタビにより復号する。処理に用いるメトリックはコンスタレーションから求める。

パケットの末尾に終結用のデータが置かれているが、打ち切り長を数十ステージとするのが現実的である。処理に使うパスメモリの規模は、状態数（６４状態）と打ち切り長（数十程度）により定まる。

３．　ＯＦＤＭベースバンド部の試作

３.１．試作用プラットフォームについて

ベースバンド部の試作には、LYR 社の試作用装置 Signalmaster を利用した。

これは、ＦＰＧＡ(Xilinx Virtex XCV800)やＤＳＰ(TI TMS320C6701)の他、ビデオ入出力、ＡＤＣ／ＤＡＣ、ＴＣＰ／ＩＰポート等を装備している。

３．２．MATLAB を利用した回路設計

３．２．１．ＯＦＤＭ基本回路の設計

MATLAB/Simulink により、ＯＦＤＭベースバンドの基本回路を記述した。ＤＳＰ用とＦＰＧＡ用の記述をそれぞれ図２、３に示す。

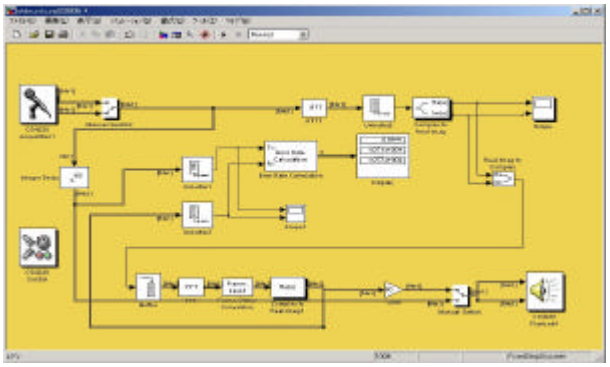


図２ Simulink での OFDM 回路(DSP 用)

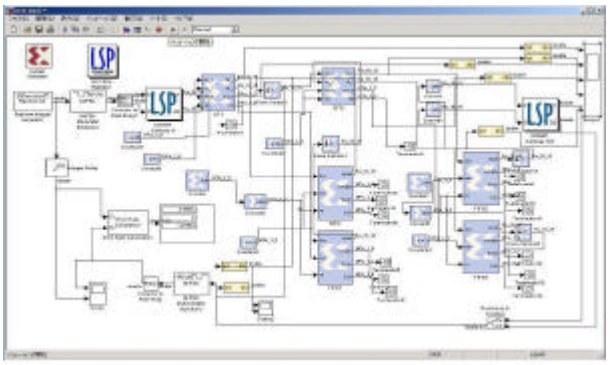


図３ Simulink での OFDM 回路（FPGA 用）

ＦＰＧＡの場合、記述したブロックが IP コアに置き換わるが、ＦＦＴコアの場合、入出力でサンプリング速度が違うため、バッファリングが必要であった。

３．２．２． MATLAB を利用した伝送実験

前項の基本回路を使用して、音声信号と動画像の伝送実験を行った。

音声信号の場合は、ＤＳＰ／ＦＰＧＡのどちらでも速度的に問題なく伝送できた。

動画像の伝送では、画像用バッファメモリ（32MB-SDRAM）を利用する必要があったが、MATLAB/Simulink でＦＰＧＡの設計する場合について、未対応であったので、ＤＳＰによる伝送実験のみ実施した。実験結果を図４に示す。この場合は、ＤＳＰの処理能力から 200×120 ピクセルの変復調が限界であった。

図４ ＤＳＰによる動画像の伝送実験

３．３．ＦＰＧＡによる動画像処理実験

ＦＰＧＡによる動画像伝送実験を行うため、ＶＨＤＬ記述での回路設計を行っている。この際、LYR 社がＶＨＤＬコードで提供するインターフェース回路を修正して利用した。ビデオ入出力、画像用バッファ、ＯＦＤＭ回路のそれぞれで対応するクロックが異なるため、処理の境界でバッファを含めたタイミング調整が必要である。

予備実験として、ビデオ信号をバッファリング後に表示する実験を行った。結果を図５に示す。通常のビデオ信号をほぼ全画面表示で処理できる能力があることを確認した。

図５ ＦＰＧＡによる予備実験

４．５GHz 帯高周波回路の試作

４．１．回路構成と仕様

信号の無線送受信に必要な回路構成は図６に示すようになる。

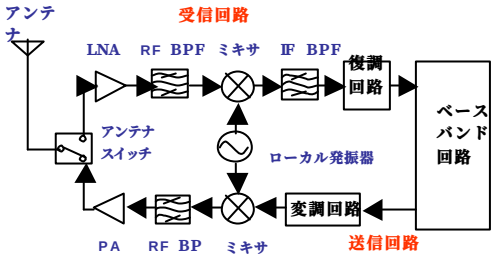


図６ 回路構成

送信回路では変調回路から出力される低い周波数の信号とローカル発振器の信号をミキサで混合して仕様で定めた周波数に変換する。同様に受信側ではアンテナで受信した信号とローカル発振器の信号を混合して復調回路で扱いやすい低い周波数の信号に変換する。
試作する回路の仕様は IEEE.802.11a および電波法で定める技術基準適合証明「5GHz 帯小電力データ通信システム」を目安とした。ただし、本研究では動作確認に重点を置いたためレベル調整や同期についてはあまり考慮していない、実際の製品開発で重要になるこれらの数値については実現が難しい場合には規格外の数値を用いた。参考までに技術適合基準の主な項目を以下に示す。

・割当周波数：5.17～5.23GHz
・占有周波数帯域幅：18MHz 以内
・空中線電力：10mW/MHz（OFDM の場合）

４．２．回路の試作、評価

送信側の動作確認のためにパワーアンプ、バンドパスフィルタ、ミキサについて市販のデバイスを使用して回路の試作、評価を行った。使用したデバイスと 5.17GHz 付近の主な特性の測定値を以下に示す。なお、測定にはベクトルネットワークアナライザ（ヒューレットパッカード 8753E）、スペクトルアナライザ（ソニーテクトロニクス WCA380）を用いた。

・パワーアンプ（アジレントテクノロジー MGA-83563）、ゲイン 12dB、１dB 利得圧縮点 10dBm、図７は電磁界解析による電流分布のシミュレーション

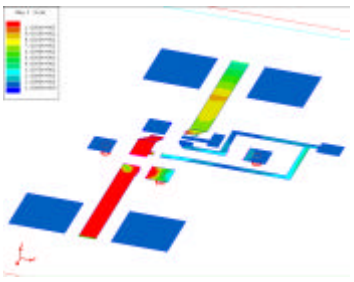


図７　パワーアンプの電流分布

・バンドパスフィルタ（村田製作所 DFCB35G25LAH）、中心周波数 5.25GHz、帯域幅 200MHz、挿入損失 10dB
・ミキサ（ミニサーキット　SKY-60LH）、ＩＦ→ＲＦ変換損失 13dB、ＬＯ→ＲＦアイソ　レーション 16dB、ＩＦ→ＲＦアイソレーション 25dB

プリント基板はガラスエポキシ（εr=4.5、ｔ0.8mm）、銅箔の厚さ 18μｍのものを用いた。

４．３．ＯＦＤＭ信号の周波数変換

４．３．１．評価方法

４．２．項で説明した各要素を組み合わせ、ＯＦＤＭ信号の周波数変換（アップコンバート）を行い、送信側の動作を評価した。図８に試作した回路、図９に測定系を示す。ＯＦＤＭ信号発生装置から 280MHz のＩＦ（中間周波数）信号を入力し、5.17GHz に変換した後、信号解析装置で解析を行った。ＯＦＤＭ信号は IEEE.802.11a 規格に準拠したデータをＰＣで作成し、任意信号発生器でＩＱ信号にした後、デジタル信号発生器でＲＦ信号として出力した（図１０）。評価はコンスタレーションと周波数スペクトルで行った。コンスタレーションはベースバンド信号のシンボル配置を振幅と位相で直交座標表示した図で、ＱＰＳＫ、ＱＡＭなど変調方式によって取り得るポイントが決定される。
評価としては測定値が、決められたポイントからどれだけ離れているかをＥＶＭ（Error Vector Magnitude）を計算して求めた。周波数スペクトルに関しては信号の形状と電力値、帯域外のスプリアス強度を評価した。

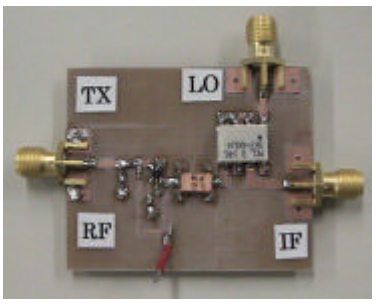


図８　試作した回路

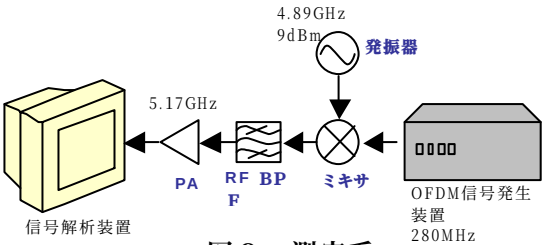


図９　測定系

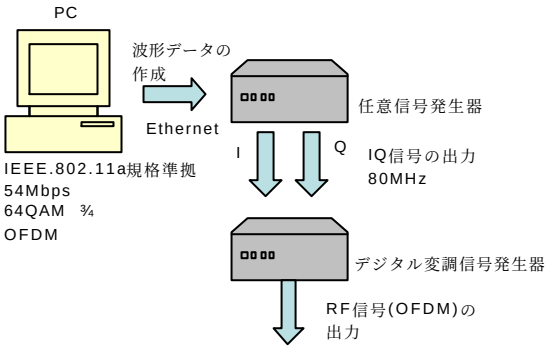


図１０　ＯＦＤＭ信号発生装置

４．３．２．評価結果

図１１にコンスタレーション、図１２に周波数スペクトルを示す。スペクトルの図には比較として 5.17GHz の信号を信号発生器から直接出力した場合を載せた。コンスタレーションはほとんどばらつきも見られず、平均ＥＶＭを計算すると-30.0dB となりIEEE.802.11a の規格-25dB を満たしている。スペクトル形状は 11a で定められたマスクに収まっており、5.17GHz を直接出力した場合とほぼ同じ形状である。信号の電力値、スプリアスについても、ともに規格に収まっている。ただし本実験では信号の電力値が約－20dBm/MHz と小さいが、実際電波で放射するには 0dBm/MHz 程度まで増幅する必要がある。

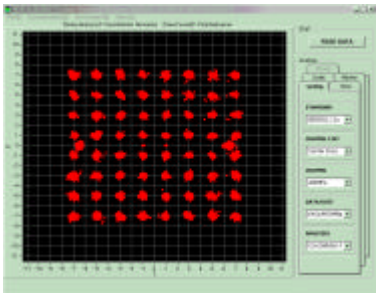


図１１　コンスタレーション

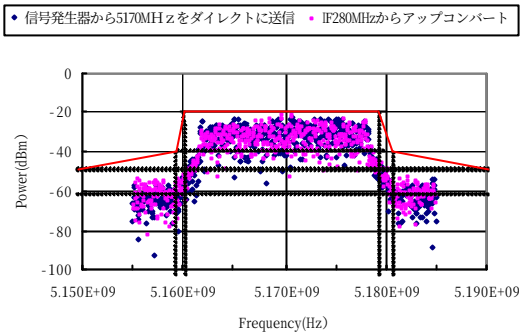


図１２　周波数スペクトル

５．結言

（１）ＯＦＤＭベースバンド部の回路構成について検討した。検討において IEEE802.11a を参考にしているが、公称の伝送速度は瞬時値であり、連続した画像伝送の速度として理解できる値ではない。画像伝送に利用する場合は、連続信号の垂れ流しが現実的と考えるが、その場合には同期の維持と連続的な等化情報の更新が必要となる。

（２）ＯＦＤＭ変複調について、ＤＳＰにより変複可能であることが確認できた。
またＦＰＧＡを用いて、全画面を処理する能力があることを確認し、変複調回路の試作を行っている。

（３）試作した回路を用いてＯＦＤＭ信号の周波数変換（アップ）を行い、コンスタレーション、スペクトルともに規格を満たすことを確認した。信号レベル、同期の考慮が今後必要である。

参考文献

１）IEEE Std 802.11a-1999

２）（財）テレコムエンジニアリングセンター：「技術基準適合証明　無線設備の特性試験方法（その１０）」

３）斉藤洋一：「デジタル無線通信の変複調」電子情報通信学会

４）貴家仁志：「マルチレート信号処理」昭晃堂

５）伊達　玄：「信号とシステム～アナログとデジタル（３）」コロナ社