高速デジタル動画像伝送システムの開発
(OFDM の原理とベースバンド部の検討／2.4GHz LNA の設計)

吉野　武美*　　小林和仁*　　皆川　要*　　小林　豊*

Development of Digital Communications Equipment for Moving Picture with High Frequency Radios.
(Basics of OFDM. / Design of LNA Circuit in the 2.4GHz Band.)

YOSHINO Takemi, KOBAYASHI Kazuhito, MINAGAWA Kaname 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、次の項目について研究を行った。

１）ＯＦＤＭの原理及び、その利点と開発課題について調査を行った。また、ＦＰＧＡなどの素子を利用した回路実現の可能性を探るため、送信側のベースバンド部について回路構成を検討した。

２）高周波回路シミュレータを利用して、２.４ＧＨｚ帯のローノイズアンプを設計・試作し、その特性について実測・評価を行った。

１．緒言

携帯電話の高性能化や無線ＬＡＮの普及に代表されるように、無線通信分野では高速大容量通信の需要が高まり、無線周波数の高周波化と周波数利用効率の向上が課題となっている。

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、遅延波干渉の影響に対処しやすい等の利点があるため、大容量高速無線通信に適した通信技術として注目されている。この技術は、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に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、ＯＦＤＭベースバンド処理部のうち送信処理を中心に、必要な回路構成等について調査・検討した結果を報告するとともに、高周波無線回路に不可欠なローノイズアンプ（ＬＮＡ）を２.４ＧＨｚ帯用に設計・試作した結果を報告する。

*研究開発センター

２．ＯＦＤＭの原理とベースバンド部の検討

２.１．ＯＦＤＭの概要

ディジタル変調では、搬送波の振幅や位相を所定の時間間隔（シンボル長）ごとに切り替えることで電波に情報を載せるのが一般的である。受信側でみた周波数スペクトルは、シンボル長の逆数おきにゼロ点を取りながら、搬送波を中心にした広がりを持つ。（図１）。

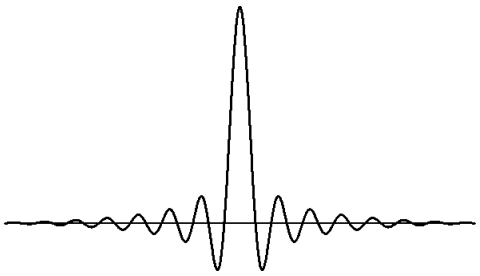

図１　周波数スペクトルの例

高速伝送を行う場合、この切り替えを早く（シンボル長を短く）するのが一般的な方法

であるが、これは周波数スペクトルをより広げ、遅延波干渉の影響を受けやすくする問題を伴う。

ＯＦＤＭは、送信データを複数の搬送波で分担することにより、個々の搬送波の周波数スペクトルを狭くした上で、搬送波をシンボル長の逆数の間隔で配置する方式である。これにより、搬送波相互の干渉を防ぎながら搬送波を密接させることができるため、同じ情報量を送信するために必要な周波数帯域は他の方式に比べて最小となる（図２）。

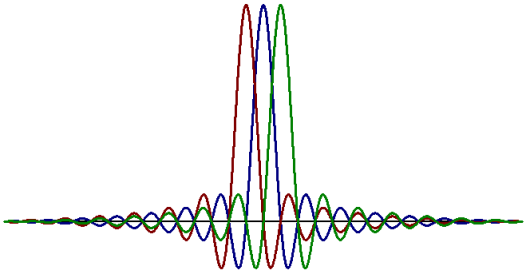

図２　ＯＦＤＭの周波数スペクトル

また、この方式では、搬送波の周波数スペクトルが狭いことを利用して、遅延波干渉に耐性を持たせることができる。遅延波により周波数選択性フェージングが発生した場合、スペクトルが狭いことでそれぞれの搬送波は一様フェージングとして扱うことができ、多くの場合問題なく復調が可能となる。また、シンボル間干渉が問題になる場合でも、元のシンボル長が長いため、対策のためガードインターバルを付加しても伝送効率はそれほど低下しない。

２．２．ＯＦＤＭベースバンド信号の生成

送信部回路を試作するための回路構成について、調査・検討した結果を示す。なお、ＯＦＤＭを採用した無線ＬＡＮの規格であるIEEE802.11a を参考にした。

２．２．1.　回路構成の概略

送信部の概略を図３に示す。

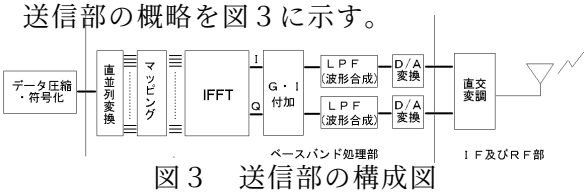

図３　送信部の構成図

以下、送信部の処理を順に挙げる。

送信するディジタルデータに、スクランブル、誤り訂正符号化、インタリーブ等の処理を行い、通信の信頼性を高める。

処理後のデータを、伝送路の品質に応じたビット数単位で、各チャネルに分配し（直並列変換）、分配されたビット列を対応する複素数データに置き換える（マッピング）。

各チャネルに割り当てられた複素数データを時系列の複素数データに変換する（ＩＦＦＴ）。

得られた時系列の複素数データを実部と虚部に分離し、それぞれをディジタルフィルタにより帯域制限する（ＬＰＦ）。この際、ＩＦＦＴが出力した時系列データの最後尾をガードインターバルとして先頭データの前に配置する（Ｇ・Ｉ付加）。

ディジタルフィルタの出力をＤＡ変換器によりアナログ信号に変換し、アナログフィルタにより波形整形する（Ｄ／Ａ変換）。

得られた実部と虚部のアナログ信号（Ｉ信号とＱ信号）を直交変調器によりＩＦまたはＲＦの信号に変換する。

２．２．2.　直並列変換とマッピング

直並列変換では、送信するデータを線路の状況に応じたビット数で順に分離し、各チャネルに分配する。このビット数は、それぞれのチャネル（搬送波）がシンボル長の間に送るビット数に相当し、値が大きい程伝送速度が向上するが、その分、振幅と位相の精度要求が厳しくなるため、線路の状況に左右される。IEEE802.11a では、BPSK、QPSK、16-QAM、64-QAM を採用しているので、これに対応してビット数１，２，４，６のいずれかを選択する。

マッピングの例として、64-QAM（ビット数６）の対応を図４に示す。

ビット数が増えるとともに振幅と位相の精度要求が厳しくなる。ＯＦＤＭでは各チャネルの信号を合成した波形を送信するため、チャネル数が増える程ダイナミックレンジが必要となり、精度要求を満たすことが難しい課題となる。

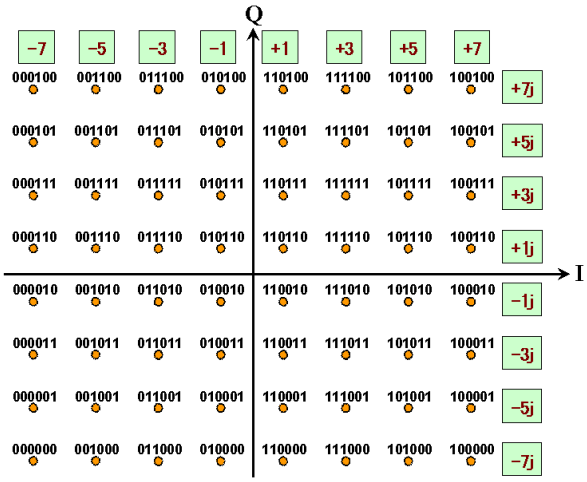

図４　64-QAM のマッピング

２．２．３．　ＩＦＦＴ

ＦＦＴ技術は、ＯＦＤＭの実用化において大きな貢献を果たしている。多数の搬送波を正確な間隔で配置する場合に、使用する周波数をすべて準備し、調整するのであれば、大規模なＲＦ回路が必要となるが、ＦＦＴ技術を応用すればディジタル回路の他に搬送波をひとつ準備するだけでシステムが実現できる。

Ｎ次のＩＦＦＴは０次からＮ－１次までのＮ通りの周波数成分を含んだ合成信号を作成する。使用するサンプリング時間をＴとすると、各周波数成分は１／（ＮＴ）の整数倍の周波数に相当する。このことは、ＮＴをシンボル長とした場合に、ＩＦＦＴの出力から合成した信号はＯＦＤＭの要件を満たすことを示している。

ＩＦＦＴの実装には、計算量の少ない基数４の方式を用いる。これは６４次など、次数が４のべき乗になる計算で有効である。この方式の基礎となる４次のＩＤＦＴと、基数４で６４次のＩＦＦＴを実現する際の式を以下に示す。

$$\begin{cases} i_0+jq_0=\{(a_0+a_2)+(a_1+a_3)\}+j\{(b_0+b_2)+(b_1+b_3)\} \\ i_1+jq_1=\{(a_0-a_2)-(b_1-b_3)\}+j\{(b_0-b_2)+(a_1-a_3)\} \\ i_2+jq_2=\{(a_0+a_2)-(a_1+a_3)\}+j\{(b_0+b_2)-(b_1+b_3)\} \\ i_3+jq_3=\{(a_0-a_2)+(b_1-b_3)\}+j\{(b_0-b_2)-(a_1-a_3)\} \end{cases}$$

４次のＩＤＦＴの式

64次のIFFT

$$i_n+jq_n=\sum_{k=0}^{63}(a_k+jb_k)\,W_{64}^{-nk}$$

右により変形 $\begin{cases} n=16n_2+4n_1+n_0 \\ k=16k_2+4k_1+k_0 \end{cases}$

$$=\sum_{k_0=0}^{3}\left[\left\{\sum_{k_1=0}^{3}\left[\left\{\sum_{k_2=0}^{3}(a_k+jb_k)W_4^{-n_0k_2}\right\}W_{64}^{-n_0(4k_1+k_0)}\right]W_4^{-n_1k_1}\right\}W_{64}^{-4n_1k_0}\right]W_4^{-n_2k_0}$$

６４次のＩＦＦＴ（基数４）

ＩＦＦＴの出力はサンプリング間隔が広いため、Ｄ／Ａ変換で波形合成するにはローパスフィルタで補間する必要がある。後述するように、ローパスフィルタの通過域を±１／（２Ｔ）に設定するので、合成される信号の周波数成分は、０次からＮ－１次ではなく、－Ｎ／２からＮ／２となる（フィルタには過渡域があるので範囲はより狭くなる）。ここでマイナスの次数が表れるが、－ｎ次はＮ－ｎ次が姿を変えたものである。この概念図を図５に示す。

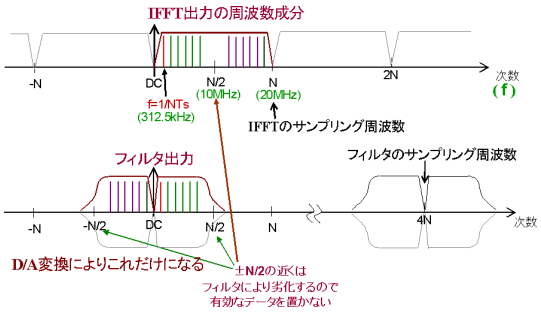

図５　IFFT とフィルタの周波数成分

IEEE802.11a では、０から６３次のうち、１から２６次と３８から６３次の周波数成分を使用する。３８から６３次は－２６から－１次に姿を変える。２７から３７次はフィルタの過渡域になるのでデータを配置しない。

２．２．４．　ガードインターバルの付加

ＯＦＤＭでは、遅延波によるシンボル間干渉を防ぐため、本来のシンボルの前にガードインターバル信号を付加している。

直接波と遅延波が重なって受信される遅延波干渉では、新旧のシンボル波形が合成される部分と、新しいシンボル波形同士が時間差で合成される部分で構成される。どちらの部分でも各搬送波の振幅と位相は変化するが、新旧の波形が合成される部分では各搬送波の位相・振幅がランダムに変化するため情報の復元が難しい。これをシンボル間干渉という。

一方、同じシンボルが時間差で合成される部分では、各搬送波における位相・振幅の変化がシンボルに依らずに一定となるので、この部分がシンボル長だけ確保できれば、受信側の等化処理により情報が復元できる。

従って、新旧のシンボルが重なる部分の長さをガードインターバル信号としてシンボル長に追加してやることで、シンボル間干渉を防ぎ、正しい情報伝達が可能となる。元々のシンボル波形は、シンボル長を周期とする連続波形であるので、この最後尾から必要な長さをコピーしてガードインターバル信号とするのが妥当である。

IEEE802.11a では、シンボル長の４分の一をガードインターバルとしているが、環境により適正な長さを設定する必要がある。

また、ガードインターバル信号のデータは別に準備する必要はなく、ＩＦＦＴ出力をリングバッファのような構造でフィルタに出力してやれば実現できる。この方法だと、フィルタの遅延や過渡応答部分なしで出力が可能となる利点もある。

２.２.５.ローパスフィルタによる帯域制限

2.2.3.に示した通り、ＩＦＦＴの出力は離散の時系列データであるために、取りうる周波数成分には無限の可能性があり、このままでは波形合成ができない。

ＩＦＦＴの出力を時間的に補間する（周波数帯域を制限する）為に、ローパスフィルタを用いる必要がある。このような用途で用いるローパスフィルタをナイキストフィルタと呼ぶが、ここではＦＩＲによるコサインロールオフフィルタを用いることとした。

ローパスフィルタは、周波数特性が偶関数となるので正負の周波数を持つ信号が同様に通過／阻止される。サンプリングデータの性質から、ＩＦＦＴの出力のうちＮ－ｎ次の信号は、姿を変えて－ｎ次に現れるので、フィルタの通過域を±Ｎ／２次に設定するのが妥当である。この場合の周波数成分の変化を図６に例示する。

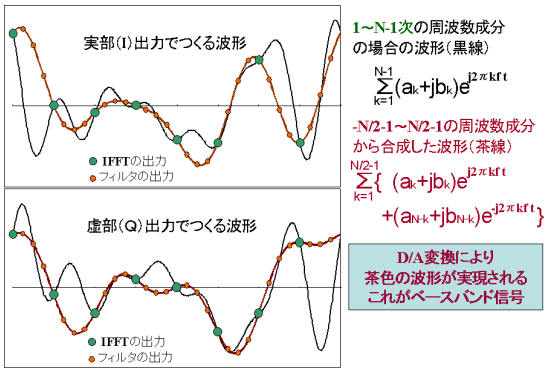

図６　IFFT とフィルタの出力信号例

グラフにおいて、変化の激しい線が１からＮ－１次の合成波形で、緩やかな線が±Ｎ／２次の範囲の合成波形である。フィルタにより見かけ上の周波数範囲が狭くなっているのが確認できる。実部と虚部の信号が組み合わさることで、元の周波数範囲が復元される。

ＩＦＦＴの出力を４倍に補間するためには、ＩＦＦＴの４倍のサンプリング周波数が必要となる（図５）。このサンプリング周波数でＩＦＦＴの±Ｎ／２次をカットオフ周波数にするため、フィルタのカットオフをナイキスト周波数の１／４に設定する。

過渡域をどの程度の範囲にするかにより、ロールオフ係数を設定する。IEEE802.11a に従って、６４次ＩＦＦＴの２７から３７次を過渡域にする場合のロールオフ係数を検討した結果、0.185 が妥当であった。

この条件で６４次１２ビットのフィルタを設計した結果を図７に示す。この設計では、通過域にある搬送波の増幅率が 0.07dB の範囲に収まり、IEEE802.11a の要件を満たす。

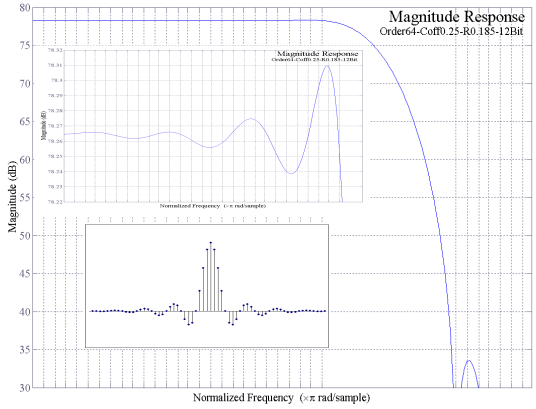

図７　フィルタの特性

２．２．６．　Ｄ／Ａ変換

ローパスフィルタの出力も離散の時系列データであるが、サンプリング周波数が逆ＦＦＴの４倍まで高くなっているので、Ｄ／Ａ変換器によりアナログ波形を合成できる。また、この出力波形を適切なアナログローパスフィルタで整形する必要がある。
ここで得られた実部と虚部（Ｉ信号とＱ信号）の２つのアナログ信号がＯＦＤＭのベースバンド信号となる。

２．２．７．　直交変調

ここまでの処理により得られたＯＦＤＭベースバンド信号を、実際の電波として送信するために高い周波数の搬送波（ローカル）を使って直交変調する。通常の変調ではローカルの上側と下側に信号が発生するので、どちらか一方をイメージとしてフィルタで阻止する必要がある。直交変調ではイメージ成分が発生しないため、フィルタリングが不要である。ただし、ＩＱの両方に正確な位相差でバランス良く搬送波を与える必要があるため、回路設計は容易ではない。直交変調の概念図を図８に示す。

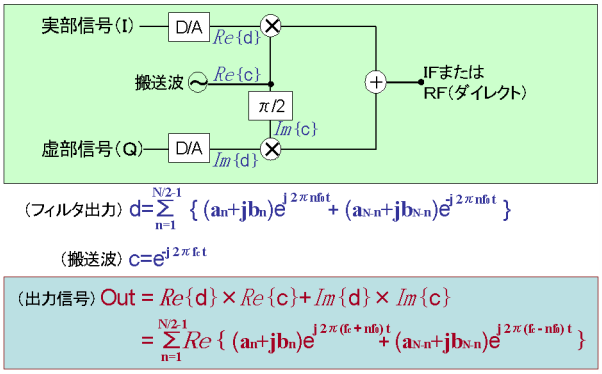

図８　直交変調

３．　２．４ＧＨｚローノイズアンプの試作

３．１．　ローノイズアンプについて

図９に OFDM 無線データ送受信回路のシステムを示す。図の中で高周波部分だけ構成要素を示した。ローノイズアンプはアンテナで受信した信号を増幅するのに使われる。受信側ではアンテナからローノイズアンプまでで全体の雑音がほぼ決まるためにできるだけ低くすることが要求される。

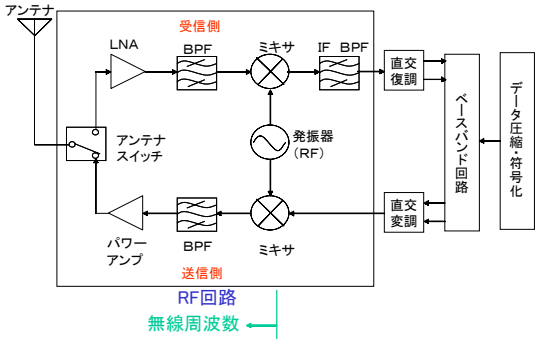

図９　OFDM 無線データ送受信回路

今回使用したローノイズアンプはｱｼﾞﾚﾝﾄﾃｸﾉﾛｼﾞｰ社製 MGA87563 である。カタログの特性では使用可能周波数帯 0.5GHz～4GHz、雑音指数は 2.4GHz で 1.6dB、ゲインは 2.4GHz で 12.5dB、電源は DC3V、消費電流は 4.5mA である。実物の写真と等価回路を図１０、１１に示す。

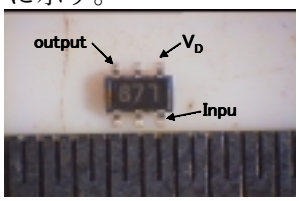

図１０　LNA チップ

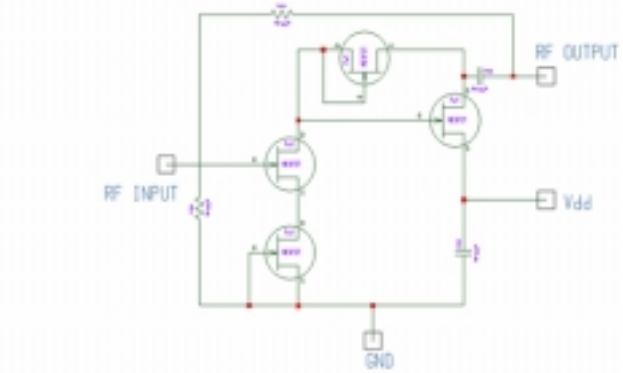

図１１　等価回路

３．２．　仕様決定と回路設計

メーカーのカタログや文献を参考に設計仕様を表１のように決定した。仕様を基に 2.4GHz で整合が取れるように設計した回路を図１２に示す。

表１　設計仕様

使用周波数帯	2.4GHz
ゲイン	10dB 以上
入出力定在波比（SWR）	2 以下
雑音指数	2dB 以下
電源電圧	DC3V

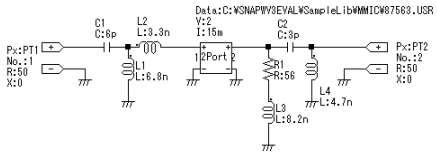

図１２　設計した回路

３．３．　測定項目

実際に測定した項目を表 2 に示す。仕様で決定した項目の他に 1dB コンプレッションを追加した。ただし、雑音指数の実測は測定器が無いために行っていない。また、1dB コンプレッションのシミュレーションはシミュレータに入出力電力値の設定項目が無いために行っていない。

表 2　測定項目

項目	シミュレーション	測定
入出力定在波比（SWR）	○	○
ゲイン	○	○
雑音指数	○	×
1 dB ゲインコンプレッション	×	○

３．４．　シミュレーション

シミュレーションは市販の高周波回路シミュレータを使用した。チップの特性はメーカから S パラメータで与えられているものを使用した。解析は設計した回路を基に、S パラメータ解析と回路パターン形状を考慮した電磁界解析の２種類で行った。

３．４．1．　S パラメータ解析

S パラメータ解析は小信号領域における線形解析機能で、ベクトルネットワークアナライザの機能を模擬するものであり、整合回路や小信号増幅器の解析に適している。ただし、配線パターン、基板の損失の影響は解析することができず、素子の等価成分は今回考慮していない。

３．４．2．　電磁界解析

電磁界解析はマックスウエル方程式を解いて配線パターン間の結合状況を知ることができる。そこで設計した回路図をもとにパターンを設計し、配線パターン形状の影響、基板の損失、素子の等価成分の影響を調べた。電磁界解析で使用した回路パターンを図１３に示す。

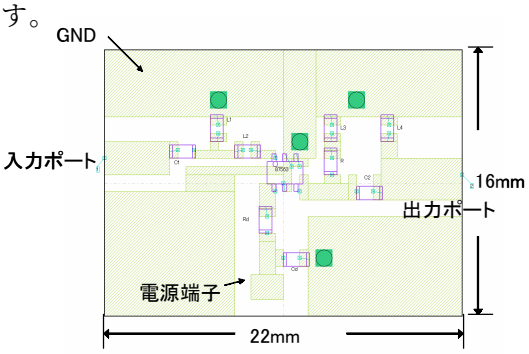

図１３　電磁界解析の回路パターン

３．５．　回路の試作

設計を基に試作した回路を図１４に示す。使用したプリント基板の特性は表３のとおりである。

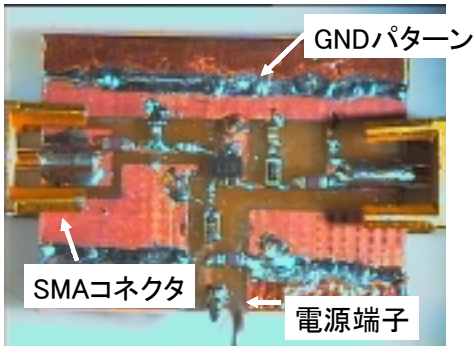

図１４　試作した回路

表３　プリント基板の特性

材質	ｶﾞﾗｽｴﾎﾟｷｼ（εr=4.7）
厚さ	1.6mm
銅箔厚さ	35μm

３．５．1.　素子値の調整

試作した回路を測定したところ結果として仕様を満たすことができなかった。原因としてシミュレーションで考慮できなかったコネクタの損失分などでインピーダンス整合が取れていないことが考えられたために、実測値を基に図１５のように素子値の調整を行い測定した。調整による入出力のインピーダンスの変化を図１６、１７に示す。

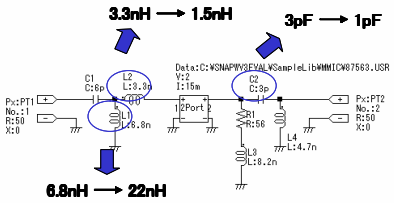

図１５　素子値の調整

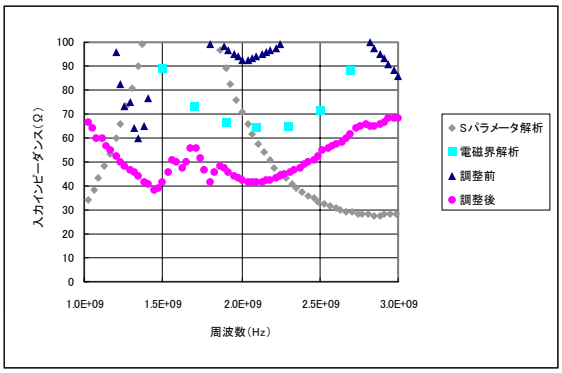

図１６　入力インピーダンス

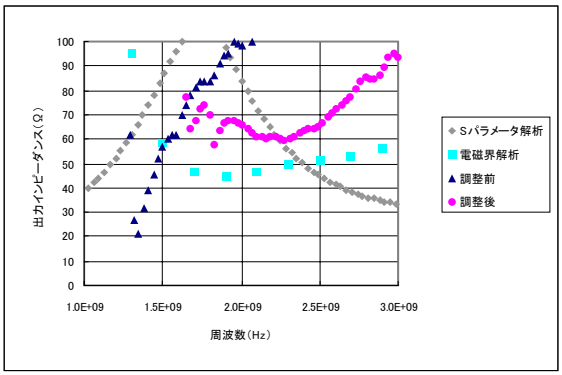

図１７　出力インピーダンス

３．６．　測定結果

測定結果を図１８から２２に示す。測定はネットワークアナライザを用い、同軸ケーブルで接続した後ケーブル端で校正した。図にはＳパラメータ解析、電磁界解析、素子値の調整前後の測定結果を示す。

３．６．1.　入力定在波比（SWR）

2.4GHz でＳパラメータ解析、電磁界解析ともに 2.0 以下になっている。実測では調整前は 2 を越えているが、調整後はほぼ 1 に近くシミュレーションよりも良い数値である。

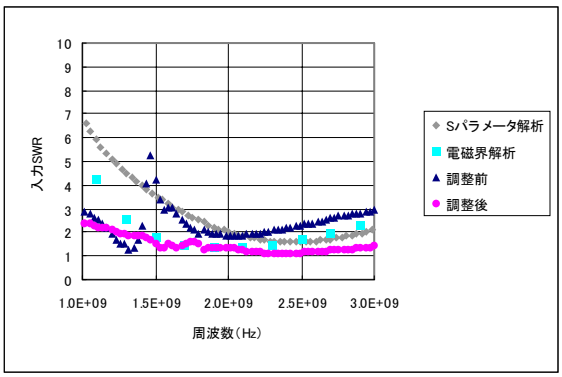

図１８　入力定在波比

３．６．2.　出力定在波比（SWR）

入力と同様に 2.4GHz で２種類のシミュレーションは 2.0 以下で、調整前は 2 を越えているが、調整後は 2.0 以下である。

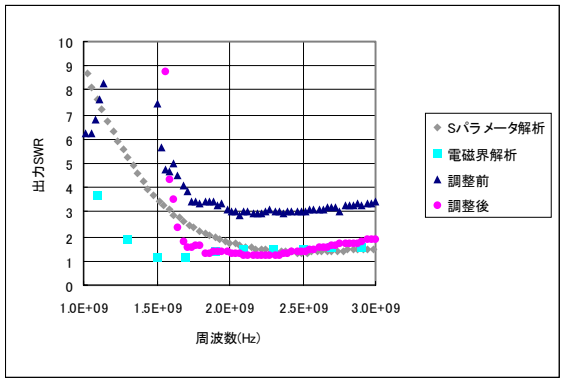

図１９　出力定在波比

３．６．3.　ゲイン

Ｓパラメータ解析では 2.4GHz で 13dB だが、電磁界解析では 10db まで低下している。実測値では調整前が 7dB、調整後は 11db まで改善している。ゲインは整合の具合にかなり影響を受けることが分かる。

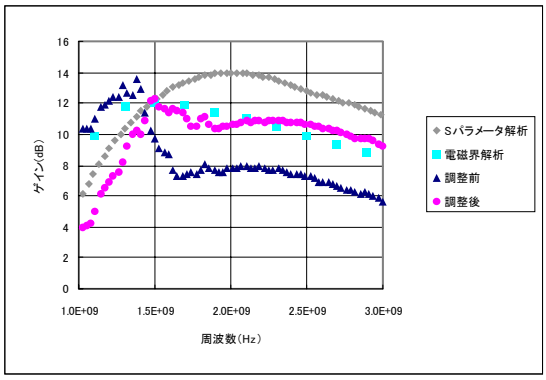

図２０　ゲイン

３．６．４．　雑音指数

実測が行えなかったため、シミュレーション結果のみ示す。S パラメータ解析、電磁界解析ともに、2dB 以下と良好な値である。

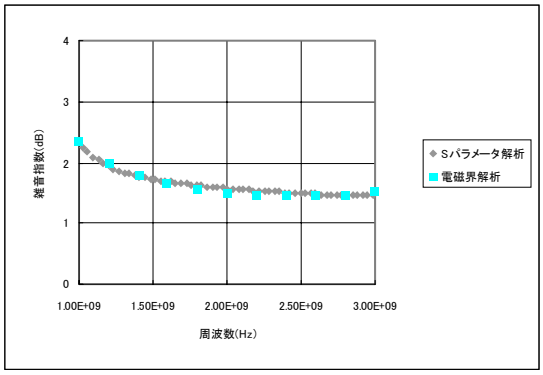

図２１　雑音指数

３．６．５．　1dB コンプレッション（P1ｄB）

アンプの直線性の指標として知られている。測定結果から約-2dBm であり、入力でいえば約-12dBm となる。今回の測定はこの数値から全て-15dBm で行った。

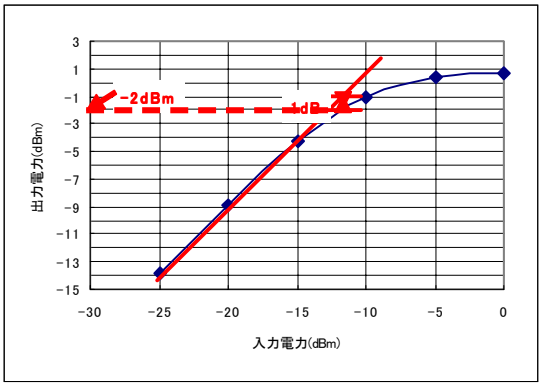

図２２　1dB ゲインコンプレッション

４．まとめと今後の課題

４．１．ＯＦＤＭベースバンド部の試作

ＯＦＤＭの送信側に必要な回路構成と、その実現に必要な技術内容について調査・検討し、理解を深めた。この理解を元にしてＦＰＧＡやＤＳＰ等の一般的な素子でベースバンド回路の試作を進めている。

今後の課題としては、演算のビット数を減らしながら精度を維持するための検証や、受信側で不可欠な同期処理、等化処理などの回路試作が挙げられる。

４．２．　２．４ＧＨｚローノイズアンプの試作

2.4GHz ローノイズアンプの設計製作を行い、仕様を満たすことができた。また

・高周波回路設計用シミュレータの利用方法
・インピーダンス整合の手法

についての理解を深めることができた。

また、今後の課題として、

・雑音指数の測定を行う。
・ミキサ、PLL 等システムを構成する他のデバイスについて設計を行う。

等が挙げられる。

参考文献

（１）　斉藤洋一：「ディジタル無線通信の変復調」　電子情報通信学会
（２）　進士昌明：「無線通信の電波伝搬」電子情報通信学会
（３）　佐藤拓朗：「ＯＦＤＭ技術の基礎から応用まで」リアライズ社
（４）　伊丹誠：「ディジタル放送／移動通信のためのＯＦＤＭ変調技術」トリケップス
（５）　Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky 著、伊達玄訳：「Singals and System（信号とシステム）」　コロナ社
（６）　貴家仁志：「マルチレート信号処理」　昭晃堂
（７）　武部幹：「ディジタルフィルタの設計」　東海大学出版会

（８） J. H. McClellan, Ronald W. Schafer, Mark A. Yoder 著、荒實訳：「DSP First（MATLAB による DSP 入門）」 ピアソン・エデュケーション
（９） IEEE Std 802.11a-1999
（１０）Hewlett Packard Application Note 1298：「通信システムのディジタル変調入門編」
（１１）三上直樹：「アルゴリズム教科書」 CQ出版社
（１２）小池慎一：「改定 C による科学技術計算」CQ出版社
（１３）上田他：「高周波・光半導体デバイス」 （社）電子情報通信学会
（１４）小暮裕明：「電磁界シミュレータで学ぶ高周波の世界」 ＣＱ出版
（１５）市川裕一：連載「高周波デザインラボラトリ」 トランジスタ技術 2001.4～20001.6
（１６）楳田洋太郎：基礎講座「高周波測定の原理と実際」 応用物理学会誌 VOL70-NO10-2001