平成14年度 研究開発成果報告書

「携帯テレビ用超低消費電力(地上デジタル放送受信用チューナー+OFDM復調回路) LSIの研究開発」

	日 次	
1	研究開発課題の背景	3
2	2 研究開発分野の現状	3
3	3 研究開発の全体計画	4
	3-1 研究開発課題の概要	4
	3-1-1 研究開発課題の背景	4
	3-1-2 研究開発課題の概要	4
	3-2 研究開発目標	15
	3-2-1 最終目標(平成18年3月末)	15
	3-2-2 中間目標(平成17年3月末)	16
	3-3 研究開発の年度別計画	24
	3-4 研究開発体制(平成14年度)	25
	3-4-1 研究開発管理体制	25
	3-4-2 研究開発実施体制	26
	3-4-3 研究実施場所	27
4	- 研究開発の概要	28
	4-1 委託業務実施計画(平成14年度)	28
	4-1-1 研究開発の内容	28
	4-1-2 研究開発課題実施計画	28
	4-2 研究開発の実施内容	
5	· 研究開発実施状況	
	5-1 AMP1(信号増幅用の初段のアンプ)	32
	5-1-1 検討中のブロック構成案と仕様案について	
	5-1-2 AMP1開発にあたり導入した設備について	
	5-2 OSC1(周波数発生回路)	40
	5-3 携帯テレビ信号、デジタルラジオ信号抽出回路の検討	41
	5-4 ADコンバータのビット数などに関する考察	41
	5-5 57MHzIF出力に関する検討(ダイレクトコンバージョン)	42
	5-5-1 小型化に関する検討	42
	5-5-2 低電力化に関する検討	42

目 次

5-5-3 DC/LowIF方式に関する今後の検討	
5-6 低消費電力デジタルOFDM回路	43
5-7 システムレベルRF設計統合環境構築	
5-7-1 開発目標	
5-7-2 背景	
5-7-3 開発ステップ案について	
5-7-4.設計環境構築に向けた考察	47
5-7-5 SPWでのレベル1の構築について	50
5-7-6 位相積算による、任意周波数での直交キャリア生成について	56
5-7-7 RFにおけるノイズ加算について	59
5-7-8 IF変換モデルに関する検討について	62
5-7-9 SPW上のレベル2B構築	68
5-7-10 Digital CATVを想定したシミュレーション	
5-7-11 Low IFモデルの検討	96
5-8 携帯DTV用小型アンテナの検討	110
5-8-1 アンテナ形状について	110
5-8-2. 評価結果について	113
5-8-3 本評価結果とまとめ	118
5-9 総括(全体の基本アーキテクチャー)	118
参考資料、参考文	119
1 研究発表、講演、文献等一覧	119

1 研究開発課題の背景

平成15年末、地上デジタル放送が開始される見込みです。地上デジタル放送の大きな 特徴は、ISDB-T-OFDM変調という変調方式が採用されていることです。この変 調方式採用により、部分受信/移動受信が可能になり、携帯テレビ、デジタルラジオなど の携帯型付加サービスが理論的には、実現可能になります。

テレビ放送サービスが携帯型端末までサービス領域を拡大するチャンスです。一般家庭 で視聴されるテレビ番組が携帯テレビという形で「出先」でも視聴出来るようになるとい うことです。

しかし変調方式が部分受信/移動受信に対応していても現実には、携帯テレビ、デジタ ルラジオの実現は困難です。理由は、携帯テレビやデジタルラジオ実現には、受信端末側 の低消費電力化が必要だからです。携帯端末では、充電せずに長時間の視聴が可能なこと が大きな要件になります。

現行のOFDM復調回路とチューナー回路の消費電力を調査して見ると、通常、例えば 2.5ワットと非常に電力消費が大きくなっています。これは、従来のテレビ受信端末が 一般家庭での固定受信を前提としており、小型化、低消費電化のニーズがないことと、低 消費電力化が技術的に非常に困難なためです。

以上の状況を勘案すると、携帯テレビ、デジタルラジオなどテレビ放送受信携帯端末の 実現には、「携帯テレビ用超低消費電力(地上デジタル放送受信用チューナー+OFDM 復調回路) LSI」の研究開発が必須であるが分かります。

以上が研究開発の背景です。

2 研究開発分野の現状

地上デジタル放送開始を平成15年末に控え、最近では、携帯テレビを意識した低消費 電力ベースバンドOFDM復調LSIの発表などが散見されるようになった。業界として、 携帯テレビ市場を今後のデジタル放送の有力市場と見なしていることを伺い知ることが可 能となった。しかし、現状のLSI発表は、あくまでベースバンド部を主体にしたもので あり、アナログ部(チューナー部)の低消費電力化については、まだまだ不十分である。

携帯テレビ実現には、OFDM復調回路とチューナー部の両方の低消費電力化が必要で あることは、言うまでもない。OFDM復調部、チューナー部、両方の低消費電力化を実 現する技術の研究開発が急務である。

3 研究開発の全体計画

3-1 研究開発課題の概要

3-1-1 研究開発課題の背景

平成15年末、地上デジタル放送が開始され、地上デジタルの特長である地域密着型 のデジタル放送サービスが実現可能になる見込みです。特に地上デジタル放送は、変調 方式としてOFDM変調方式が採用され、その中に(1)1セグメント受信など特定周 波数セグメント単位の信号受信機能、(2)誤り訂正強化のための信号分散(インタリ ーブ)機能、(3)16QAM/64QAM変調設定可能など受信場所が限定されない 移動受信に適した機能が多く含まれます。このため、テレビのモバイル化、携帯化,さ らには携行が前提のデジタルラジオへの適応が可能です。デジタル放送は基本的には、 映像/音声/データ放送などの情報をマルチメディア統合した放送サービスです。これ が現状は、BS/CSデジタル放送を中心に全国一律のコンテンツが固定受信テレビ市 場を前提に放送されております。地上デジタル放送が開始されると地域特有のコンテン ツを固定受信テレビ市場と同時にモバイル/携帯市場にも展開可能となり、固定受信テ レビを凌駕する新市場創出が期待されます。

しかしモバイル/携帯テレビ実現には固定受信テレビと違う技術要件が存在し、この 要件が満たされない限り、モバイル/携帯テレビ市場の創出は困難です。すなわちモバ イル受信、携帯受信では、回路の小型化、低消費電力化が必須であり、この要件に合わ せた現行回路の(地上デジタル放送受信チューナーなど)の高性能化が必須です。

3-1-2 研究開発課題の概要

以上を背景に携帯テレビ実現に必須の超低消費電力「地上デジタル放送受信用チュー ナー+OFDM復調回路」LSIの研究開発を提案します。

(目標サービス)

サービスとして地上デジタル放送で新規に立ち上がる携帯市場全般をカーバー出来る ことを目標に(1)地上デジタル放送内1セグメント携帯テレビサービスと(2)3セ グメントデジタルラジオ放送サービスを想定し、この両方に対応する回路の低消費電力 化、携帯向け小型化、LSI化を検討します。

以下、上記の2サービスを受信するLSIを研究開発する場合にLSIが処理すべき 周波数域など(チューナー部に要求される基本機能など)を検討します。

90-300MHzVHF帯	300—770MHz UHF帯
4	 合計 113チャンネル

図1・地上デジタルの周波数割り当て

図1は地上放送の周波数割り当てです。90-770MHz帯域の中に各チャンネルが6MHz単位で存在します。この中で地上デジタル放送は、基本的にはUHF帯のチャンネルが割り当てられます。また、デジタルラジオ放送は、VHF帯の空きチャンネルに割り当てが考えられております。従い、提案LSIが対応すべき周波数帯域は90-770MHzの全域となります。



図2は、UHF帯デジタル放送チャンネルの様子を示しております。6MHz毎にチャンネルが存在し、OFDM変調されたチャンネルは周波数軸で13セグメントに分割されます。携帯テレビ用に使用可能なセグメントは、図2の中心に位置する灰色の約432KHz帯域のセグメントです。1セグメント携帯テレビサービス受信には、UHF帯に6MHzごと存在するこのセグメントの抽出が必要です。



図3は、デジタルラジオに対応する場合のセグメントの概念です。1セグメント或い は、3セグメン情報が連結して(隣り合って)送信されています。通常は1セグメントの 幅は約432KHz、3セグメントはその3倍の幅を持っています。復調LSIは1/3 セグメンに関わらず、中心のセグメントを受信し、そのセグメントが1セグメントなのか、 3セグメントの中央1セグメントなのかを、自動判別し、3セグメントの場合、3セグメ ント受信に切り換える必要があります。

(目標消費電力)

消費電力は、現行固定受信テレビ用地上デジタルチューナーやOFDM復調回路では、 チューナーが約1W、OFDMが約1.5W(当社学会発表LSIなど)です。一方で、 携帯電話市場で一般にオプション機能を追加する場合に許容される「プラスα」の消費 電力は最大で50mWと言われています(当社電子デバイス事業本部営業が複数の関連 設計技術者に対し市場調査して得た数値)。本提案では、基本的には携帯テレビ受信用 のLSI開発を目指しますが、他方で携帯電話に携帯テレビ機能を追加した製品形態も 視野に入れ、携帯電話市場にも波及するLSIの研究開発を目指します。従い、消費電 力は50mW以下と想定し研究開発致します。これは、現状固定受信テレビを前提とし た地上デジタルチューナー、OFDM回路のおよそ1/50の消費電力に相当します。 (提案LSIを搭載する装置の製品形態)

携帯テレビサービスと携帯電話サービスで必要となるチューナーの特徴などを比較したのが下記です。

	携帯テレビ(1/3セグメント受信前提)	携帯電話(WCDMA前提)
		アップリンク1920-1980MHz
存在する帯域	90-770MHz	ダウンリンク2110-2170MHz
抽出必要帯域	432KHz (1セグ携帯テレビ受信時)	5MHz (現実に抽出し
	1296KHz (3セグデジタルラジオ受信時)	ている帯域)

表1・想定携帯テレビと携帯電話(WCDMA前提)のチューナーの比較

携帯テレビの場合、テレビ信号の存在する帯域は約700MHz。この中から受信するサービスに依存し432KHz或いは1296KHz帯域の信号を抽出する必要があります。これに対し携帯電話は60MHzの帯域に信号が存在し、この中から約5MHzを抽出するものです。以上のように携帯テレビと携帯電話のチューナー部分に要求される性能が大幅に違っていることが分かります。

本提案では、携帯テレビ側の要件を満たす超低消費電力回路の研究開発を行います。 携帯テレビと携帯電話を一体化した端末では、この辺のフロントエンド部分(チューナ ー及びデジタル復調部など)の回路の共有は困難ですが、プロセッサーを含むMPEG 4映像デコードなどバックエンド部分の共用はハードウエアを中心にある程度は可能と 想定されます。携帯テレビ、携帯テレビ/携帯電話一体化端末が実現した場合の想定ブ ロック図を次頁に示します。



図4・想定される携帯テレビ端末



図5・想定される携帯テレビ/携帯電話(WCDMA)一体化端末

図4、5は一般に想定される携帯テレビ端末、携帯テレビ/携帯電話一体化端末です。 図5で携帯電話信号に対応するチューナー及び復調、変調部分は表1の検討でも分かる ようにテレビ信号に対応する部分とは別の回路で実現されます。バックエンド部にはプ ロセッサー、メモリカードなどが存在します。またメモリカードは携帯向けテレビ放送 コンテンツやデジタルラジオコンテンツを蓄積し、任意の時間に視聴するようなサービ スを実現するために使います。

本提案の研究開発は、図4、5の携帯テレビ用フロントエンド部(灰色部分)のLS I化、超低消費電力化に関するものです。図4,5のような用途を想定し、消費電力な どの目標値を設定します。

(現行地上デジタル放送用チューナー、OFDMデジタル復調回路の検討)

図6に現行地上デジタル放送用チューナー、OFDMデジタル復調回路のブロック図 例を示します。携帯端末に転用する場合の問題点などをこの図をベースに詳述します。

(前提条件)

テレビ信号は、入力レベルが-20dbmから-75dbm(携帯テレビは、-20 dbmから-86dbm)、90から770MHz帯域に存在します。この中から選択 チャンネルに応じ6MHz帯域の信号を抽出し、デジタルOFDM復調する必要があり ます。

(動作概要)

このため、入力部分のHPF(ハイパスフィルター)で90MHz以下の信号成分を 除去し、その後LPF1(ローパスフィルター)により770MHz以上の信号成分の 除去を行います。AMP1(アンプ)は、この90-770MHz信号を増幅するため の初段のアンプです。

次にAGC回路により、信号レベルを調整します。レベル調整された信号を1stM IX(ミクサー)により周波数を1.2GHz帯まで上げます。1.2GHzという周 波数は、次段BPF2(バンドパスフィルター)を考慮し選択します。このバンドパス フィルターBPF2が本チューナー性能を決定する重要部分です。現行地上デジタル放 送受信チューナーでは6MHz選択チャンネルをここで抽出します。隣接チャンネル妨 害など出来るだけ削減するためフィルター特性が急峻であることが求められ、また減衰 域での減衰率は-40db以上が必要とされます。これを実現するため現行固定受信回 路ではSAWフィルターが利用されます。但し、一段のSAWフィルターでは減衰率の 十分な確保が困難なため、2段利用することも考えられます。これで1.2GHz±3 MHz帯域の信号が抽出されます。

その後、AMP2(アンプ)で増幅され、2ndMIXで57MHzIF周波数帯域 に変換されます。この信号が57MHzIF処理部で6MHz帯域のベースバンド信号 にされ、さらに10ビット・32MS/sのADコンバータ(当社開発OFDM-LS Iの例)などでデジタル変換されます。デジタル化されたOFDM信号は、同期制御部 分でフレーム同期など各種同期処理を受け、FFT処理され、ビタビなどエラー訂正後、 MPEG-TS(MPEGトランスポートストリーム)形式のデジタル信号として出力 されます。MPEG-TSの中に時分割多重形式で圧縮ビデオ、オーディオ信号などが 存在し、これを後段(図示せず)のMPEGデコードLSIなどが処理します。



以上が固定受信の(低消費電力が必須でなく、あまり意識していない)場合の回路概要です。前述のように全体で約2.5W消費しており、これを携帯受信に対応させ仕様変更を考慮した上でどう低消費電力化するかが今回提案する研究開発のポイントになります。

まだ研究開発の段階でないため、具体的な数値を上げた検討報告は出来ませんが、定 性的に考えられる低消費電力化のためのポイントを以下に示します。

(携帯受信前提とした場合の低消費電力化のポイント)

AMP1 (初段のアンプ)

AMP1は、入力テレビ信号(90から770MHz)全部を増幅しており、多大な 電力を消費していると考えられます。これに対し図6の他のアンプは、予め選択された 狭い周波数帯域の範囲の信号しか入力されておらず消費電力もかなり小さいと判断出来 ます。また携帯テレビ受信を前提とした場合、入力レベルが固定受信と比較し相当厳し く(-86dbmから-20dbm)なっております。

この部分に関しては例えば以下のような低消費電力対策があると考えます。すなわち AMP1の前段にBPF(バンドパスフィルター)を挿入し、事前に入力周波数成分を 一部遮断することが考えられます。AMP1を通過する信号成分が例えば、1/4にな れば電力を1/4に削減出来る可能性があります。特性の違うBPFを4つ用意し、選 択チャンネルに応じて4つのBPFを切り替える回路の研究開発を検討出来ると考えま す。BPFの数を増やすことでAMP1を通る信号を削減し、大幅な消費電力削減を達 成出来る可能性があります。但し、その分回路規模が増大しコストアップになります。

(1) BPFの数、(2) AMP1の消費電力、(3) コストの間で最適なポイントを見つける必要があります。





OSC1 (周波数発生回路)

本回路は選択されたチャンネルを1200MHz±3MHz帯域に引き上げるための 周波数発生器です。一般にPLL回路で作成されます。しかし90-770MHzの広 帯域に渡り放送される全113チャンネルに適応出来る低消費電力PLL周波数発生回 路の開発は困難と考えられます。狭い範囲の周波数に適応する低消費電力PLL周波数 発生回路を複数用意し、選択チャンネルに応じてPLL回路を切り替えるような対策が 必要と考えられます。但し消費電力を抑えるため、未使用のPLL回路が「オフ」にな るような対策も必要と想像され、これでかなりの電力削減が可能と思われます。また、 PLL回路が「オン」になる応答時間の検討が必要です。基本的には以下のようなトレ ードオフが存在し、検討が必要です。

(1)用意するPLL回路数、(2)各PLL回路の消費電力、(3)コスト(PL L回路数が増大するとコストアップになる)。

抽出周波数帯域と消費電力の関係

先にも述べましたが、1セグメント携帯テレビ受信或いは3セグメントデジタルラジ オ受信の場合に抽出する周波数は432KHz或いは1296KHzです。一方で固定 受信前提の地上デジタル受信チューナーが抽出するのは6MHzです。この違いをベー スに回路をどう実現するか消費電力という見地から検討が必要です。

チューナー部で従来と同様に6MHz帯域を抽出し、OFDM部のADコンバータの 後段にデジタルローパスフィルターを設置し432KHz、1296KHzバンドパス でフィルタリングすることは可能です。これが既存回路部品を利用した一番簡単な設計 です。しかし、あまり広帯域の信号をデジタル処理するのはADコンバータのサンプル レートやデジタル回路のクロックレートが増大し消費電力という見地から得策と言えま せん。逆に言うと432KHz或いは1296KHzの狭帯域バンドパスフィルターを 設計出来れば、後段のADコンバータ、デジタル回路の動作周波数が削減されかなりの 電力削減が期待されます。ADコンバータの場合、一般的に動作周波数が半分になれば 消費電力も半分になります。あくまで今後の検討によりますが、工夫し消費電力削減を 図る必要があると考えます。但し、アナログレベルで必要信号を抽出する図6のBPF 2 (バンドパスフィルター)を何処まで狭帯域に出来るかも検討が必要です。当然です が、バンドパスフィルターは狭帯域であればあるほど設計困難です。

結論としては、図6のBPF2(バンドパスフィルター)の帯域を何処まで狭帯域に し、どの周波数レベルからデジタル処理するか検討が必要ということになります。

ADコンバータのビット数などに関する考察

今回の提案では前述のように携帯受信であり1/3セグメント受信が前提になります。 1/3セグメント受信の場合、通常の13セグメント受信と違い64QAM変調モード は運用されず、16QAM変調までの対応が前提になります。従い、ADコンバータの ビット数を現行13セグメント受信OFDM-LSIの10ビットから8ビット(或る いはそれ以下)に削減し消費電力を削減出来るか、ADコンバータに入力されるアナロ グ信号の減衰帯域での減衰率の最適化などの検討が必要と判断します。

57MHzIF出力に関する考察(ダイレクトコンバージョン関連)

57MHzIF出力は、チューナー部とOFDMデジタル部が別々になった場合の便 宜的な中間周波数でありチューナー部とOFDMデジタル復調部を一体化することが前 提の本提案ではあまり意味がないと考えられます。逆に57MHz中間周波数を削除し OFDMの初段に存在するADコンバータに信号を直接入力出来る周波数まで落とし、 57MHzIF処理回路の削減などを検討出来ると考えます。また周波数を落とす時の ポイントは、DC電流による無駄な電力消費を避けることと考えられます。以上のよう に57MHzIF出力の必要性、不要とした場合に周波数を何処まで落とすのが最適か、 検討が必用になります。

デジタルOFDM回路の低消費電力化に関する考察

「抽出周波数帯域と消費電力の関係」の項でも記載しましたが、本提案のLSIは、 固定受信のように13セグメント(6MHz)の信号全部を処理する必要はなく、本質 的には1セグメント或いは3セグメント処理で十分です。チューナー部で何処の帯域ま で信号抽出が可能かにも依存しますが、処理量に応じたOFDM回路の再設計を実施す ることでメモリ容量、処理スピードなど大幅に削減し、低消費電力化出来ると考えます。 従い、以上の観点からの検討が必用と考えます。

(まとめ)

以上が提案段階で考えられる携帯テレビ受信回路の課題概要です。

一方で広く世の中の技術動向を見渡すと地上デジタル受信回路の低消費電力化を意識 して狙う動きも既に出ております。例えば、当社では3セグメント(デジタルラジオ) 対応のOFDMデジタル復調LSIを開発中であります。これはかなり低い数値(数1 00mW以下)を目標にしています。他社でもかなり低い数値の発表があります。方向 としては、PDA的な受信端末に搭載することを前提とした開発と考えられます。また 何年かたつと、LSI設計ルールの微細化が進み、それに起因しある程度の低消費電力 化は自然に進むものと考えられます。しかしここで提案しているのは、チューナー部を 含め、回路全体を50mWで実現し、一気に携帯端末搭載を可能にすることであり、回 路全体を見直し、再設計、再開発しないと(50mW以下の消費電力、現行回路のおよ そ1/50の低消費電力化)達成することは困難と判断出来ます。

3-2 研究開発目標

3-2-1 最終目標(平成18年3月末)

携帯テレビに必須の超低消費電力「地上デジタル放送受信用チューナー+OFDM復 調回路」用LSIを研究開発します。本LSIは、(1)地上デジタル放送内1セグメ ント携帯テレビサービス、(2)3セグメントデジタルラジオ放送サービスの両方に対 応するものとし、90-770MHzテレビ信号帯域の任意の1セグメント携帯テレビ チャンネル、3セグメントデジタルラジオチャンネルを受信し、OFDMデジタル復調/ 誤り訂正後、MPEG-TS形式デジタル信号を出力するものとします。また受信時の平 均消費電力は最大50mWを目標とします。さらに携帯テレビ端末搭載可能な大きさまで 回路を小型化し、量産時に民生市場適用可能な範囲までコスト削減可能なこととします。

3-2-2 中間目標(平成17年3月末)

「地上デジタル放送受信用チューナー+OFDM復調回路」用LSI試作を完成させ ます。本試作LSIの目的は、これを簡易受信ボードに搭載し、最終年度の平成18年度 で実際の電波を受信し、要求された性能が出ていることを確認出来るようにすることです。 実際の電波受信で電波受信性能、実際の電波を受信した時の消費電力などを実測し、それ をベースに最終的なLSIの研究開発を実施し致します。

3-3 研究開発の年度別計画

(金額は非公開)

研究開発項目	14年度	15年度	16年度	17年度	年度	計	備考
1) 方式検討							
2) コンポーネント試作							
3)全体試作							
4) 全体試験、改良							
間接経費額(税込み)				L		<u></u>	
合計							

単位:百万円

2 備考欄に再委託先機関名を記載。

注) 1 経費は研究開発項目毎に消費税を含めた額で計上。また、間接経費は直接経費の30%を上限として計上(消費税を含む。)。

3-4 研究開発体制(平成14年度)

3-4-1 研究開発管理体制

(注 受託者の経理部門の体制、経理責任者(所属、氏名、電話、FAX、 E-メールの連絡先)を含む。)



経理責任者 電子デバイス事業推進本部 経理部 加藤正和

- TEL 042-532-1409
- FAX 042-532-2401
- E-mail kato.masakazu@jp.fujitsu.com

3-4-2 研究開発実施体制

<研究代表者>

アナログ回路全般



3-4-3 研究実施場所

- 富士通株式会社 川崎工場
 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
- 富士通株式会社 あきる野テクノロジーセンター
 東京都あきる野市市渕上50番地

4 研究開発の概要

4-1 委託業務実施計画(平成14年度)

4-1-1 研究開発の内容

研究全体の基本計画としては、1年目(平成14年度)で基本方式を決定し、2 年目(平成15年度)で基本方式に合致した個別の回路部品の研究開発を行います。 3年目(平成16年度)で研究開発した個別部品を合体し、最初のサンプルLSI を製作します。これが中間目標になります。最終年度は、試作サンプルを用いて実際の電波をフィールドで受信し、LSIをセットに搭載した場合の問題点などを洗 い出し、その結果でLSIの改良、改版を行います。

上記基本計画に従い、初年度の平成14年度は、提案LSIの基本アーキテクチャー、基本方式を暫定的に決定し、どんな性能の回路部品が必要か、必要な回路部品と部品に要求される性能などを明確化します。これで次年度以降の個別回路部品レベルLSI化研究開発の下準備を行います。具体的に検討する項目は、例えば以下のようなことを想定しています。

4-1-2 研究開発課題実施計画

大きな流れとして、図6のような現在の技術レベルで常識的に考えられるブロック図を想定し、その中で特に大きな問題点、低消費電力化のポイントについて集中的に検討します。例えば、図6ベースに以下がポイントと考えられ、それらを中心 に平成14年度の検討を進める所存です。

検討項目1:AMP1(信号増幅用の初段のアンプ)

AMP1は、入力テレビ信号(90から770MHz)全部を増幅しており、多 大な電力を消費していると考えられます。この部分に関しては以下のような低消費 電力対策を検討します。すなわちAMP1の前段にBPF(バンドパスフィルタ ー)を挿入し、事前に入力周波数成分を一部遮断すること。AMP1を通過する信 号成分が例えば、1/4になれば電力を1/4に削減出来る可能性があります。特 性の違うBPFを4つ用意し、選択チャンネルに応じて4つのBPFを切り替える 回路などの研究開発を検討します。

検討項目2:OSC1(周波数発生回路)

選択されたチャンネルの帯域をアップコンバートするための周波数発生器の検討 です。90-770MHzの広帯域に渡り放送される全チャンネルに適応出来る低 消費電力PLL周波数発生回路の開発と考えられます。狭い範囲の周波数に適応す る低消費電力PLL周波数発生回路を複数用意し、選択チャンネルに応じて回路を 切り替えるような対策などを検討します。また以下のようなトレードオフに関し、 方針決定します。

(1)用意するPLL回路数、(2)各PLL回路の消費電力、(3)コスト(PLL回路数が増大するとコストアップになる)。

検討項目3:携帯テレビ信号、デジタルラジオ信号抽出回路の検討

1セグメント携帯テレビ受信或いは3セグメントデジタルラジオ受信の場合に抽 出する周波数は432KHz或いは1296KHzです。この信号を抽出する回路 の実現法に関し消費電力などの観点から検討し、最適の抽出回路(案)を決定しま す。

具体検討するのは、アナログレベルで何処の周波数帯域までバンドパスフィルタ ーをかけるか、またどこからデジタルで実現するか。アナログ回路とデジタル回路 の機能分担ポイントを明確化します。

検討項目4:ADコンバータのビット数などに関する考察

1/3セグメント受信の場合、通常の13セグメント受信と違い64QAM変調 モードは運用されず、16QAM変調までの対応が前提になります。扱うべき信号 レベルが異なるため、ADコンバータのビット数やアナログ信号の減衰帯域での減 衰率など検討し、方針を明確化します。

検討項目5:57MHzIF出力に関する検討(ダイレクトコンバージョン)

57MHzIF出力は、チューナー部とOFDMデジタル部が別々になった場合の便宜的な中間周波数でありチューナー部とOFDMデジタル復調部を一体化することが前提の本提案では本質的でありません。57MHz中間周波数を削除しOFDMの初段に存在するADコンバータに信号を直接入力出来る周波数まで落とす検討などIF処理回路に関し検討します。

検討項目6:低消費電力デジタルOFDM回路の検討

本提案LSIは、固定受信のように13セグメント(6MHz)の信号全部を処 理する必要はなく、1セグメント或いは3セグメント処理を行います。アナログ部 とデジタル部で帯域処理をどう分担するか検討し、処理量に応じたOFDM回路の 再設計を検討します。

検討項目7:全体の基本アーキテクチャーに関する検討

上記、検討1-6を踏まえ、回路全体の基本アーキテクチャー(案)を作成します。 またこれに合わせ、各個別回路部品の性能要求条件を作成し、次年度以降の個別回 路部品の研究開発下準備を行います。

4-2 研究開発の実施内容

検討項目1:AMP1 (信号増幅用の初段のアンプ)

AMP1は、入力テレビ信号(90から770MHz)全部を増幅しており、多 大な電力を消費していると考えられます。この部分に関し、低消費電力対策を検討 した。

検討項目2:OSC1(周波数発生回路)

選択チャンネルの帯域をアップコンバートするための周波数発生器を検討した。 90-770MHzの広帯域に渡り放送される全チャンネルに適応出来る低消費電 力PLL周波数発生回路の開発を検討した。

検討項目3:携帯テレビ信号、デジタルラジオ信号抽出回路の検討

1 セグメント携帯テレビ受信或いは3 セグメントデジタルラジオ受信の場合に抽 出する周波数は432KHz或いは1296KHzです。この信号を抽出する回路 の実現法に関し消費電力などの観点から検討し、最適の抽出回路(案)を検討した。

具体検討するのは、アナログレベルで何処の周波数帯域までバンドパスフィルタ ーをかけるか、またどこからデジタルで実現するか。アナログ回路とデジタル回路 の機能分担ポイントを検討した。 検討項目4:ADコンバータのビット数などに関する考察

1/3セグメント受信の場合、通常の13セグメント受信と違い64QAM変調 モードは運用されず、16QAM変調までの対応が前提になります。扱うべき信号 レベルが異なるため、ADコンバータのビット数やアナログ信号の減衰帯域での減 衰率など検討した。

検討項目5:57MHzIF出力に関する検討(ダイレクトコンバージョン)

57MHzIF出力は、チューナー部とOFDMデジタル部が別々になった場合の便宜的な中間周波数でありチューナー部とOFDMデジタル復調部を一体化することが前提の本提案では本質的でありません。57MHz中間周波数を削除しOFDMの初段に存在するADコンバータに信号を直接入力出来る周波数まで落とす検討などIF処理回路に関し検討した。

検討項目6:低消費電力デジタルOFDM回路の検討

本提案LSIは、固定受信のように13セグメント(6MHz)の信号全部を処 理する必要はなく、1セグメント或いは3セグメント処理を行います。アナログ部 とデジタル部で帯域処理をどう分担するか検討し、処理量に応じたOFDM回路の 再設計を検討した。

検討項目7:全体の基本アーキテクチャーに関する検討

上記、検討1-6を踏まえ、回路全体の基本アーキテクチャーを検討した。またこ れに合わせ、各個別回路部品の性能要求条件を作成し、次年度以降の個別回路部品 の研究開発下準備を行なった。

5 研究開発実施状況

5-1 AMP1(信号増幅用の初段のアンプ)

5-1-1 検討中のブロック構成案と仕様案について

フロントエンド部、特にLNAの消費電力を抑える為の施策としてRF帯で小型 であるSAWフィルタを用いたサブバンド化の検討を行った。SAWフィルタの通 過帯域特性から、サブバンド化は、入力テレビ信号を3分割することが、サイズ、 コストの面から現状、実現性の可能性が高いことが得られた。次に、移動しながら の受信を前提とした場合、入力レベルが固定受信と比較し相当厳しく、現状の検討 では、-86dBmから-20dBmのレベル変動が予想される。このため初段アンプには、低 NFに加え利得可変機能を持たせることが必須と考えられ、下記に示すブロック構 成で現在LNAの検討、設計を進めている。レベル変動値は、現状では伝搬試験等 のフィールド試験データがないため携帯電話等のレベル変化をもとに想定した値で ある。実際には、これ以上の変動発生が予想されるが未知数のため、この値で検討 を進めている。今後、電波伝搬環境(フェージング等)を十分に検討する必要があ ると考える。



図5-1-1.信号増幅用の初段アンプの構成案(現在シミュレーションにより検討中)

また、現状、検討を進めているLNAの簡単な主な仕様値案を下記に示す。この値 を元にシミュレーター等を活用して最適値を求めていく予定である。

- 1) 動作周波数:190MHz帯/450~770MHz
- 2) 利得 (MAX) : 1 6 dB
 - 利得(MIN):-14dB
- NF(利得MAX時):2dB以下
 NF(利得MIN時):30dB以下
- 4) IIP3: 今後システムシミュレーションにより決定する。

5-1-2 AMP1開発にあたり導入した設備について

AMP1開発を目的に導入した設備に関して以下に簡単に記述する。今期は、導入した設備の立上げに注力した。

(1) AMP1 設計環境

購入設備の写真を図 5-1-2、図 5-1-3に示す。本設備は、ワークステーションと回路設計のために購入したアジレント製ADSから成り立っている。



図5-1-2. 導入設備写真



図5-1-3. 導入設備写真(ワークステーション本体)

システム構成は下記の通りである。

- ワークステーション: 品名型各/メーカー:3L322AC6H Sun Blade 2000/SUN 台数:2台 その他:キボード、ディスプレイ等
- 2)高周波回路設計用CAD
 品名型各/メーカー:ADS/E8900AN/アジレント
 台数:2セット

(2) AMP1評価環境

購入設備の写真を図5-1-4、図5-1-9に示す。

*チューナー部



図5-1-4. NF評価用チューナー設備

導入したチューナ

1



図5-1-5. チューナー (高域用:CCMT-1808-2C)



図5-1-6. チューナー (低域用: CCMT704-2C)

チューナーは、RFフロントエンドIC設計に必須であるトランジスタモデル構築の ため、高域用と低域用の2種類を導入した。設計に用いるトランジスタモデルの精 度を上げるには、高域までの特性を把握する必要があるため高域対応のチューナー も導入した。主な仕様値は以下に通りである。

1) 高域用

型各/メーカー: CCMT-1804-2C/Focus

周波数範囲: 0.8-18.0GHz

インピーダンス:50Ω

2)低域用
 型各/メーカー:CCMT-702-2C/Focus
 周波数範囲:0.2-6.5GHz

インピーダンス:50Ω

3) その他 チュナーコントロール用PC、ソフトウェアー





図5-1-7. AMP1評価用信号発生器とNFメータ

信号発生器



図5-1-8. 信号発生器



図5-1-9. NFメータ

上記、導入測定器は、先に示したチューナーと組合せてAMP1設計用の基礎デ ータ取得と評価用に用いることを目的としている。各測定器の主仕様値は下記の通 りである。また、各測定器の役割は、NFメーターは、NF値の測定、信号発生器は、 実際にOFDMの変調信号あるいは想定する妨害波を入力してAMP1の歪み特性 を評価する。

4) 信号発生器 (SG)

型各/メーカー: E4438C/アジレント

周波数範囲:250kHz~6GHz

特長:高安定性、レベル感度、OFDMの変調信号発生可能。

5) NFメータ

型各/メーカー:N8975A (ノイズ ソース含む) /アジレント

周波数範囲:10MHz - 26.5GHz

インピーダンス:50Ω

特長:N8975Aは、高性能の雑音指数アナライザで、高速で正確、再現性のある雑音指数測定を行い、複雑な測定も簡単に実行でき、再現性と信頼性のある測定結果が得られる。

(3) 測定系セットアップについて

導入した測定器の構成図を図5-1-10に示す。この評価系によりAMP1の設計時 に必要なデータ取得および設計したAMP1の評価を行う。



評価において、NF評価では、NF Meter & Noise Source、歪み特性評価では、SG & Spectrum Analyzerを切替えて用いる。

5-2 OSC1(周波数発生回路)

バンド帯域の広いUHF帯対応を優先し検討を行った。また、5-5.節で述べ るように、従来のスーパーへテロダイン方式に変えて、Low-IF方式で検討を 進めている為、周波数発生器についてもこれらの方式にあう方向でかつ消費電力を できるだけ抑えて実現できる方法の検討を行い、下記の結論を得た。

- (1) LC-VCO対RING-VCO
 - LC-VCOはRING-VCOに比べて同じCNを得るための消費電力が1/ 10程度にできる可能性がある。従って、LC-VCO方式を第一候補とする。 LC-VCOの場合、大面積を必要とするON-CHIPインダクタが必要とな りコストアップとなる。インダクタサイズは周波数に反比例する為、他の回路が 動く範囲で周波数を上げる方向で検討する必要がある。
- (2) PLLの個数
 - LC-VCOの周波数可変範囲は±15%程度が限界であり、UHF帯をカバー するためには最低2個のLC-VCOが必要であることがわかった。ただし、V CO以外の分周期等は共用できるように検討する必要性がある。
- (3) Quadrature対Differential+2N分周
 QDEMの為の4相の信号の作り方についてQuadrature-VCOと対
 Differential+分周の比較を行った。消費電力的には大きな違いがないため、面積が半分以下にできる、対Differential+2N分周を
 第一候補とした。
- (4) その他

LC-VCOではインダクタのQ値を上げることによりさらなる低消費電力化が可 能であることから、CSP等の後工程でインダクタを作成する方法についてもコス トとのトレードオフを考えながら検討を継続する。

5-3 携帯テレビ信号、デジタルラジオ信号抽出回路の検討

従来の標準的な受信方式であるスーパーへテロダイン方式では、57MHz I F帯でのSAWフィルタにより6MHz幅の希望波の選択を行っている。小型化の ためには57MHz帯のSAWフィルタを使わずに希望波を選択する必要がある。 希望波の選択とは、妨害波を除去することであるが、1セグメント或いは3セグメ ント受信での妨害波としては、3種類ある。それぞれの除去方法に関する検討結果 を以下にまとめる。

- (1)13セグメント内の妨害波
 希望のセグメントに隣接するセグメントをアナログフィルタで除去するのは困難
 である。したがって、デジタル部のFFT後に除去する。
- (2) 隣接波

ADコンバータ前のフィルタで除去を行う。検討項目5で述べるLowIF方式の場合、通常のローパスフィルタでは希望波と周波数の符号が異なる隣接波の除去が難しいため、複素演算を行うBPFにより隣接波を低減する。

(3)隣接波より離れた妨害波
 検討項目1で検討するBPFで除去する。除去しきれない周波数成分に関しては
 (2)に記したADコンバータ前のフィルタで除去する必要がある。

5-4 ADコンバータのビット数などに関する考察

デジタルベースバンド部でデジタル直交復調を行うIF方式の場合、3セグメン ト16QAMの信号を受信するのに必要なADCとして、8ビットあれば信号劣化 を招かずに受信する事が出来る。一方今回有力候補として検討しているDC/Lo wIF方式を用いた場合、I/Qゲインバランスや直交ひずみの問題があるため、 8ビット精度で良いか、さらなる検討が必要である。

5-5 57MHz IF出力に関する検討(ダイレクトコンバージョン)

5-5-1 小型化に関する検討

小型化で問題となるのはRF帯の同調フィルタおよび57MHz帯のSAWフィ ルタである。これらは周波数変換前でのイメージ除去を行っている。これらのフィ ルターを不要とする方式としては2つあり、Up/Down方式およびDC(Direct Conversion)/LowIF 方式である。Up/Down方式ではRF帯のローパス フィルタおよび1.2GHz帯の小型SAWフィルタを使い、DC/LowIF方 式では周波数変換前のフィルタが不要である。

5-5-2 低電力化に関する検討

Up/Down方式ではRF帯および1st IF帯が1.2GHzの信号を処 理するため、消費電力を低減することが難しい。したがって、大幅な低電力化を目 指すために、DC/LowIF方式で検討を進める。

5-5-3 DC/LowIF方式に関する今後の検討

DC方式とLow IF方式のどちらにするかを決定するために、それぞれの方式に 関して以下の検討を行う。

DC方式:

周波数変換後に希望波の中心がOHzとなるため、低周波ノイズによるBERの 低下が問題となる。低周波ノイズの影響を受けるキャリア数とBERの関係および 低周波ノイズの低減を検討し、DC方式適用の可否を決定する。

Low I F 方式:

周波数変換後にイメージ除去を行う必要がある。13セグメント内の1/3セグメント 受信の場合には、IF=858kHz(429kHz×2セグメント)に設定するこ とにより13セグメント内の他セグメントがイメージとなるため、イメージ除去比 は所望CN比と同程度となる。アナログ部とデジタル部でのイメージ除去の割合を 検討し、所望のイメージ除去を達成できる方法を検討する。

5-6 低消費電力デジタルOFDM回路

アナログ部に対応する、デジタルベースバンド部とのインタフェースを検討した。 現在の1/3/13セグメントLSIは、デジタルベースバンド部で直交復調を行 うIF方式(図6-1中心周波数4MHzまたは8MHz)である。今回の方式では、 消費電力削減はもちろんのこと、小型化を考慮した場合、アナログ部IF段のSA Wフィルタを削除する必要から、I/Q信号インタフェースによるLow-IF方 式(図6-2)を最有力候補としている。この方式に対応したデジタル部における問題点 の洗い出しを行った。



図 6-1 IF方式



図 6-2 I/Q信号インターフェースLOW-IF方式

(1)信号のアンバランス

I/Q信号インタフェースLow-IF方式の場合、直交復調をアナログ部に おいておこなうため、I/Q信号のゲインバランスや直交ひずみが発生する。 I/Qゲインバランスが生じると図6-3に示すようI軸或いはQ軸方向に大きく なり、コンスタレーションが楕円になる。また直交ひずみの場合は、図6-4に示 すようにコンスタレーションが楕円になり傾く。これらの歪はBER(Bit Error Rate)の劣化につながるため、信号歪の補正機能が必要になる。一般に放 送系の場合、連続信号を扱うことができるので、キャンセルにかけられる演算 時間は比較的長く、時間軸上で行う方法、周波数軸上で行う方法が考えられる。
しかしOFDM方式の場合、FFT遅延があり、シンボル同期、フレーム同期 を保持した後に処理を行う必要がある。

また、信号のアンバランスにより現在の同期保持回路に影響が生じないかの検 討も必要である。今後全体の性能を考慮し詳細な方式を詰める。



図 6-3 I/Qゲインバランスの生じたコンスタレーション



図 6-4 直交ひずみが生じたコンスタレーション

(2) サンプリング周波数

A/Dコンバータ(ADC)で取り込む中心周波数は低いほど良い。これはA /Dコンバータとデジタルベースバンド部のダウンサンプル部までの動作周波 数を下げることができるので、消費電力の低減につながる。一方、A/Dコン バータのサンプリング周波数、すなわちベースバンド部に入る信号帯域は、イ メージ除去、隣接除去の方式と密接な関連がある。デジタル部でイメージ除去 を行う場合は、図6-5に示すようなイメージ除去の回路が必要となり、デジタル 部のパワーの増加につながる。アナログ/デジタルのどのパートでいかなる処 理を行うか、全体を通しての最適化が必要である。



図 6-5 イメージ除去回路例

5-7 システムレベルRF設計統合環境構築

地上波デジタルテレビ(DTV)用RFフロントエンド部ICの開発にあたり、 RF部の最適なアーキテクチャー、回路トポロジーをシステムレベル(デジタル信 号処理部も含む)でのシミュレーションにより検討し、トップダウンにより最適仕 様を求められる設計環境構築を目指し開発を進めた。目標、背景および開発ステッ プ案等は以下の通りであり、本報告は、目標としている最終ゴールでなく途中経過 であり。今後、16年度予定されている全体試作への適用を目指し開発を進める。

5-7-1 開発目標

消費電力の最適化と受信方式の検討を、短時間・高精度で行える、受信システム シミュレーション環境を構築する。

5-7-2 背景

- ・消費電力低減を優先したDTV受信LSIの開発に適用する。
- ・消費電力はアーキテクチャ(受信方式・ブロック構成)と実装方式(テクノロ ジ・回路方式)のそれぞれに強く依存する。
- ・従来のシステムシミュレーション環境では、実装方式の情報を取り込めていないため、アーキテクチャーの変更による消費電力の変化を評価できない。
- ・実装方式のシミュレーション(回路シミュレーション)で受信システム全体の評価を行うのは、時間がかかりすぎる(非現実的)。

5-7-3 開発ステップ案について

下記①の環境をベースとし、②を付加した環境を構築する。

①実装単位(回路ブロック)でのビヘイビアを作成し、そのビヘイビアを用いた システムシミュレーション環境を構築する。(既存の手法)

→ システム構成・パラメタ⇔ブロックパラメタの関係の評価

②さらに、ビヘイビアのパラメタに消費電力を付加し、その他のパラメタとの 関係をビヘイビアとして記述する。

→ システム構成・パラメータ⇔消費電力の関係の評価

(0)前提

SPW上に構築する。

(1)構築手順

①レベル1

bits→bitsの環境を立ち上げる。

この環境により、BERの評価を行いRF全体の仕様を決定する。



②レベル2A

RF 部を実装単位レベルにブロック化し、各ブロックのビヘイビアを作成する。

・各ビヘイビアには、BERに影響する特性をパラメータとして付加する。(ex. LNA のNF, IIP3, P1db)

・RF部全体のパラメータとブロックのパラメータを関連付ける(ex. IF周波数と BPF2のf0)

この環境でBER評価を行うことにより、RF部構成・パラメータと各ブロックのパラ メータとの関係を評価できる。



③レベル2B

RF部内の各ブロックのパラメータと消費電力の関係を調査・定式化し、それを各 ブロックのビヘイビアモデルに加える。

この環境でBER評価を行うことにより、消費電力を最適化しながら各ブロックの パラメータを決定できる。

5-7-4. 設計環境構築に向けた考察

レベル1の位置付けは、レベル2AでRF部の評価が出来るようになる為の準備 段階と言える。ここでの目標は、Cadence SPW上にOFDMを用いたRF送受信モデルを立 ち上げ、Bit Error Rateをシミュレーション出来る環境を構築することである。 SPWは、ベースバンドでの信号処理に特化した開発システムであり、アナログ領域の 解析にはそもそも不向きである。一応、アナログからデジタル処理までを統一して 扱えることになっているが、アナログ専用シミュレータでのアナログ・デジタルCo-Simulationを想定していると判断を誤ることになる。

SPWにおけるアナログ部の解析は、中心周波数ゼロの複素データでの処理を前提としている。アナログ部を解析するのに有用なブロックも用意されているのだが、それらの大半は中心周波数ゼロを前提としている。よって、具体的なモデルを構築する前に、RFでの信号処理手法(変調、周波数変換、雑音処理等)を確立することが必要となる。

以上の観点から、レベル1の検討方針として、以下の順番で検討を進めた。

- a. QPSKによるRFパスの構築
- b. QPSK~64QAMによるフロントエンドモデル作成
- c. システムのOFDM化

今後の方向としては、2つの方向----機能と精度---への拡張・高度化を行うこと になると考えている。このイメージを図示すると、下図のようになる。横軸はシス テムレベルの高度化を意味しており、最終目標がOFDMになる。現状は、64QAMの入り 口に達した所である。QPSKと64QAMの差は少なく、機能拡張それ自身には大きな意味 は無い。むしろ、縦軸の精度を上げる為に、より高精度が要求される変調方式が必 要とされると考えた方が良い。問題は、次のステップとなるOFDMへの拡張である。 これについては、今後の検討課題とする。



図5-7-4-1 レベル1構築の方向性

縦軸のモデル精度の高度化は、次の2Aへの展開と関連している。現状は、線形理想 素子のみを用いてRF化を検討しているが、次のステップとしてSPWライブラリーの非 線形・雑音モデルを使用して、フロントエンドを構成する。その先をどうするかに ついては、明確な方針は無いのだが、それ以上のモデル(Amp、Mixer等の)の高度 化をSPW上で行うのは適当ではないとの感触を持っている。その領域はアナログシュ ミレータの守備範囲と考えており、それらとSPWとの連携を検討する。

上記のレベル1の拡張(特にモデル精度)と重複してしまうが、図5-7-4-2のイメ ージを借りると下図の様な関係となる。



図5-7-4-2 レベル1と2A

レベル1の高精度化でも言及したが、Amp、Mixer等の高精度化をどこまでSPW上で 行うのが適当か?を考えねばならない。次のステップ2Bで消費電流との関連付けを する事を考えると、アナログシュミレータとの相互運用も視野に入れる必要がある。 以上を勘案して、以下の3点を2A構築の基本方針として検討を進める。

- ・レベル1の高精度化を行い、レベル2Aへ移行する
- ・SPWライブラリーの非線形・雑音モデルを使用
- ・ADSへの移行・移植の可能性を検討

最終的な統合環境の定義をどう捉えるかが問題だが、ここでは現実に入手可能な環 境を組み合わせて実現することを前提とする。理想を言えば、レイアウトからシス テムシュミレーションまでを同一環境で行えれば良いのだろうが、当分の間は不可 能である。

現時点で想定している姿は、

- A. アナログ設計はADSを使用
- B. 小規模・部分的システム検証は、ADS Ptolemy
- C. 全体システム検証は、Cadence SPW

となる。 $A \leftrightarrow B$ は同一環境なので問題ないが、 $B \leftrightarrow C$ 、 $A \leftrightarrow C$ の情報交換の手法、精度の確保、検証が課題となると想定される。

5-7-5 SPWでのレベル1の構築について

SPWは、中心周波数ゼロの複素データ(つまりベースバンド)での処理を前提としており、RF、IF等の周波数変換には困難が伴う。信号の周波数変換と、それに関連した処理が現時点での課題である。

伝送路の周波数を、所望の値に設定する手法について検討を行った。この手法に 関しては、信号の変調方式とは独立しているので、最も簡単なQPSK伝送モデルを用 い、ベースバンド信号のUp/Down Conversion処理をSPW上で試みている。当面は、こ のQPSK(状況によっては、多値QAM)モデルをベースに、信号のRF化と受信フロント エンドのモデル化を進めた。

ベースバンドのRF化と、それに付随した検討結果を、以下に記す。

(1) RF信号への変換

QPSK変調モデルの基本は、SPWトレーニングの例題を使用している。Nyquist Filter 出力の複素浮動小数点データが、I/Qベースバンドに対応する。このI/Qベースバン ド信号を、キャリアで直交変調を行いRFに変換する。図5-7-4-1に送信ブロックを示 す。



図5-7-5-1 送信ブロック

ここで、bb_modブロックの内部は、トレーニングで例題として使用したもので、I/Q ベースバンド信号を出力する。これをUp sample(ここでは32倍)し、直交変調部 quad_modに供給する。局部発振器に相当するのがComplex Toneである。 quad_modの構造は図5-7-4-2に示す通り。



図5-7-5-2 直交変調ブロック

ここで、I/Q各ブランチのMixerは、単純に浮動小数点乗算を行うだけである。 ここでの注意点は、直交キャリア発振器の役目を果たす複素信号源の周波数がどの 様に決定されるかである。この複素信号源のパラメータには、周波数とサンプリン グ周波数がある。この周波数のパラメータを、所望のキャリア周波数値にすれば良 さそうであるが、これでは全く意味を成さない。これを考えるには、乗算器の2入力 のデータ速度が等しくなければならないと言う原則に立ち返る必要がある。つまり、 乗算器のIQ1サンプルデータに、キャリア1サンプルデータが対応する事である。 ここで、シンボルレートをf_{Sym}、 bb_modでのオーバーサンプリング比をM、その後の Up sample比をN、複素信号源のサンプリング周波数と周波数の比率(1周期当りのサ ンプル数)を η とすると、キャリア周波数f_{car}は、

 $f_{Car} = f_{Svm} (MN / \eta)$ (1)

で表される。

ベースバンドとRFの波形をFig. 3、それぞれのスペクトラムを図5-7-4-4、5に示 す。



図5-7-5-5 RFスペクトラム

この例では、 f_{sym} =0.5、M=16、N=32、 η =16なので(1)より、 f_{car} = 16となり、 Fig.5の変調スペクトラムの位置と一致する。

この様に、ベースバンド信号をRFに変換出来るが、変換後のRF周波数は(1)の制約 を受ける。周波数設定の自由度を上げるには、(MN)、ηを大きくすれば良いが、計 算時間の増加を伴う。また、妨害信号を付加する場合を考えると、希望・妨害信号 の周波数関係が自由に設定できないのは大きな問題となるので、何らかの対応策を 講ぜねばならない。

なお、図5-7-4-5中に多数のスプリアスが見られるが、これはbb_mod出力のエイリア スがUp sampleにより帯域内に発生したものと考えられる。

エイリアスなら希望信号と同一電力になるのだが、零次ホールドにより減衰したものが見えている。この例では、シンボルレートが0.5、bb_modのサンプリング周波数が8なので、希望波と隣接するスプリアスのD/Uは、

D./U=sinc ((8-0.25) $\pi/8$) =3.22e-2=-29.8dB

となり、図5-7-5-5の結果と一致する。

このスプリアスを除去するには、Up sampleをRepeatでなくInterpolateすれば良いのだろうが、今回はこのままにしてある。



このRF送信部と対になる受信部を図5-7-5-6に示す。

図5-7-5-6 RF受信ブロック

送信側と同様の操作を逆に行っているだけなので詳細は省略するが、ダイレクトコンバージョンの原始的なモデルとなっている。

これら送受ブロックを接続した場合の結果を図5-7-5-7に示す。BER=0となり、RFでの信号伝送が正常に行われている事がわかる。



図5-7-5-7 BER測定結果

(2) パワー検出

インピーダンスは1 Ω で正規化して考えてある。よって瞬時電力 p はx²で表されるの で、平均電力はこれの時間平均を求めれば良い。平均化処理には種々の手法が考え られるが、ここでは単純な一次遅れ系を採用している。これは、実際の回路で一般 的なRCフィルターのモデル化を想定している為である。平均化に使用したSPWライブ ラリーは 'Mean Estimator' で、応答速度に関連するパラメータ、 y を有する。一 次遅れ時定数 τ から y を求める手順は以下の通り。

シンボルレート f_{sym}を基準に考える。シンボル周期をT_{sym}($1/f_{sym}$)とする。 1シンボル当りのサンプルデータ数はMNなので、

 $\tau = (T_{svm}/MN) / (1 - \gamma)$ (2)

となる。ここで、時定数 τ をT_{sym}のK倍に設定するものとすると、

 $\gamma = 1 - 1 / (MNK)$ ----- (3)

を得る。例えば、MN=512 で、100シンボル期間の時定数とするには、

 $\gamma = 0.99998 - - - -$

にすれば良い。どの程度の時定数とするかは、目的により適切な値を選択せねばな らないが、通常は信号の平均エンベロープに追従すれば良い。 τ を100シンボルとした場合の応答特性をFig8に示す。包絡線に追従した平均電力と なっている事が判る。



図5-7-5-8 パワー検出ブロック応答特性

・ALC制御

パワー検出機能を用いて、出力電力を一定に保つALCを構成する。

この機能は、送信機の送信電力を規定するのに必要となる。また、受信機のAGC機能のモデルとも考えられる。

連続信号(バーストではないと言う意味)を受信するAGCとしては、高速応答の必要 は無く、むしろ安定動作・高精度が要求される。よって、定常誤差が無い、積分制 御とするのが適当である。

図5-7-4-9にALCブロックを示す。見難いが、誤差電力を積分した値を、利得制御の 操作量としてフィードバックしている。



図5-7-5-9 ALCブロック

図5-7-4-9の応答特性を図5-7-5-10に示す。同図中の波形データは、上段より、

- ・ ALC入力
- ・ ALC出力電力
- ALC出力
- 誤差電力
- 積分器出力

の初期状態からの過渡応答を示しており、速やかに定常状態に収束している。 定常状態での電力は、同図左端のウインドウ中に示されている様に、ほぼ設定値の 10になっており、このブロックが正常に機能していると判断できる。

Minutation Manager, april 2017	File Edit View Select Gen Analysis Tools Customize Help		
Ele Icols	The Winter WinStree Store Shite I Beniare A Storey Street		
Design qpsk_model/bi_alc Config: config/bde.def	Mige Modulatar Cutput		
Simulation Parameters P Create Run 'Number of Samples' 51	1 <td>256 000 030 0,630 year 95</td>	256 000 030 0,630 year 95	
"Noise Seed" [7	WGN PFT Histo -20 Take - 10	256 000 250 390 2.633 sec	
Our Julies Cantral	Eye IF Signal		
Number of Runs : 1	Scat X/SV Sg - -10 Company and the second	256 1000 6090 5,633 wer	
Sauta in Housean Vinnisort Elle	Menne Booker By Core Street Same Same Type - Deable Same Trans	rise.niy 266	
Time diference - 784.08984375 Signal Min6.8578207681750 Signal Max - 6.8578251963903	-10	090 JINU 1.633 Jac 1721	
Signal Mean - 7.94878598355 Signal Power - 9.9533284458 Signal Variance - 9.9933284458	50 Integrator 50 Sop. Freq 9 Fits - 120 Puints - 120	geatad, vig 256 1000 4090	
Memory Used: Signal Data 49.48	-50 Tibe - 3%	4633 ANE	

図5-7-5-10 ALCブロック過渡応答

このブロックを受信側に適用すれば、AGCとして機能する。但し、現実のフロントエンドのAGC回路をシュミレーションするには、より高度なモデリングが必要となる。

5-7-6 位相積算による、任意周波数での直交キャリア生成について

フロントエンドの周波数変換をモデル化する場合、発振器の周波数を正確に設定 しないと位相同期が不可能となる。また、RFにおける歪の影響を精度良く評価する には、信号・妨害波の周波数関係を正確にシュミレーションに反映させる必要があ る。

一方、SPWが標準で提供している正弦信号発生ブロックは、周波数の設定が、基準レートの整数比でしか出来ない制約がある。そこで、任意の周波数比で正弦信号を生成する事を試みた。原理は簡単で、単位ベクトルを、毎回一定角度回転させるだけである。

ブロックを図5-7-6-1に示す。サンプリング毎に、複素定数 "PHASE CONST" の角 度 θ だけ遅延器の出力が回転する事がわかる。



図5-7-6-1 位相積算ブロック

サンプリング周波数をf_とすると、生成される正弦信号の周波数fは、

$$f = (\theta / 2\pi) f_s$$

と表される。 θ は実数なので、f は任意(但し、f < f_s/2)の値をとれる。

これにより、直交キャリアの連続的な周波数設定が可能になる。

Fig. 1を用いて生成した複素信号波形とスペクトラムを図5-7-6-2、3に示す。同図 中には、"COMPLEX TONE" の場合のデータも併記してある。これらのデータで見る 限りは、両者に差は見られない。



図5-7-6-3 スペクトラム

このモジュールを、複数個同時に用いた例をFig. 4に示す。3つのブロックの出力 を合成するもので、それぞれの周波数比は、0.9:1:1.1 に設定されている。サン プリング周波数は1Hzで、各周波数は、0.09、0.1、0.11Hzになる。

合成波形のスペクトラムを図5-7-5-5に示す。設定値通りの周波数配列となっている事が判る。

COMPLEX TONEで、同じ周波数比を設定するには、サンプリング周波数を990Hzにせね ばならない事を考えると、効果は大きいと考えられる。



原理的に疑義は無く、期待通りの動作をしているので、大きな問題は無いと思う が、より詳細な検証が必要であろう。懸念しているのが、角度だけでなく、誤差も 同時に積算されている事による影響である。

5-7-7 RFにおけるノイズ加算について

RF領域でのシュミレーションを行うに当り、所望のC/N値を設定することが必須である。これを実現する手法を検討し、有用な機能ブロックを作成する。ここで想定

しているのは、C/N vs BER性能評価する場合に使用するものである。この目的の為 には、ノイズを含まない(正確には、ノイズが無視できる)入力信号に対して、指 定された帯域内でのC/N値を、自由に制御出来なければならない。 この時に必要となるのは、

- 入力信号の(平均)電力測定
- ・ 雑音生成部の制御

である。入力信号の電力測定に関しては、以前に報告した手法が流用出来る。ノイ ズの生成については、SPWのRFライブラリーが持っている機能ブロック"Noise Generator"を使用する。ここで、Noise Generatorを使用する上での留意点につい て触れておく。このブロックで設定出来るのは、サンプリング周波数とNF [dB]であ る。サンプリング周波数は良いとして、NFに関しての記述が全くされておらず、温 度がいくらになっているのか、インピーダンスが何Ωなのかが判らない。結論から 言うと、温度は290K、インピーダンスは1Ωとして考えられている。 Noise Generatorは、帯域Bに一様分布する電力を生成する。ここでのBは、サンプリ

ング周波数f_{spl}の半分の帯域となる。全ノイズ電力をP_nとすると、

$$P_{n} = k TBNF = k TNFf_{snl}/2 \qquad [W] \qquad ----- \qquad (1)$$

となる。例えば、P_nを0dB_mにするには、NFを

NF=
$$(2 \times 10^{-3}) / (k T f_{spl}) = -27 - 10 \log (k f_{spl} T) [dB]$$

とすれば良い。今回は、Noise Generatorの出力を0dB_mに固定し、それに適当な倍率S を掛ける事で、必要な雑音電力を得る事とした。入力信号電力をP_{sig}、雑音帯域をB_N、 設定C/N値をCNとすると、必要となる全ノイズ電力P_{total}は、

 $P_{total} = (P_{sig}/CN) \quad (f_{spl}/2B_N) \quad [W] \qquad ----- \qquad (2)$

となり、

$$S= (P_{total} 10^3)^{-2}$$
 ----- (3)

を得る。

図5-7-6-1に作成したブロックを示す。定数にパラメータをリンクさせて、前記の計 算を行っている。



このノイズ加算ブロックを用いて、RF変調波にノイズを印加した場合のスペクトラムを図5-7-6-2に示す。ここでは、C/Nの設定を20dBとしている。複数回のFFT結果を 平均化すれば正確な観測が可能なのだが、この図からでもおおよそ設定C/Nとなって いる事が判る。



図5-7-7-2 ノイズ付加時の変調波スペクトラム (C/N=20dB) このノイズ加算モデルを用いて、QPSKのC/N対BER特性をシュミレーションする。 フロントエンドのモデルは、以前に報告したダイレクトコンバージョンモデルを使 用し、RF変調信号にノイズを付加する。結果を図5-7-6-3に示す。



図5-7-7-3 QPSK BER vs C/N シュミーレーション結果

理論値曲線とほぼ一致する結果となり、初期の目的通りにノイズの制御が出来ていることが判る。

5-7-8 IF変換モデルに関する検討について

受信機のシュミレーションを行なう場合、周波数変換の処理を避けることは出来 ない。

この最も重要な処理をSPW上で遂行する為に必要となる基本的な手法を検討する。ここでの主目的は周波数変換を行なう事なので、mixerについては浮動小数点乗算を用いる。

また、局部発振器に相当する部分は、前回報告の位相積算による直交キャリア生成 ブロックを用い、このブロックの妥当性も同時に評価する。変調方式としてはQPSK を用いるが、今回の検討に関しては、同じ帯域を占有するならば変調方式には依存 しない。

図5-7-7-1に受信部のRF~B.B復調部を示す。同図中のフィルターは、左側から、RF、 IF、IQ Base Bandである。



ここでの周波数関係は、

Sampling	512Hz
RF Center	16Hz
IF Center	4.8Hz
Local	20.8Hz
Baud Rate	1Hz

としている。周波数が低いので奇異の念を抱くかもしれないが、重要なのは相互の 比率である。ここでは、DBSを想定した周波数関係としている。つまり、1.6GHzを 480MHzに変換する場合を模擬している。この時のBaudRateは100Mbaudに相当し、通 常の20Mbaudの5倍になるが、計算時間とのトレードオフを考慮し、今回の検討には 影響がないので上記の値としている。

図5-7-7-1中の2つの"phacc2"が位相積算による直交キャリア生成ブロックであり、周波数変換段と直交復調の局発となっている。 周波数変換処理で注意を要するのが、

- 直交復調の局発の初期位相
- RFパスの遅延

である。以下、簡単に説明を加える。

・RFパスの遅延

RFパスにおける遅延量(サンプル数)が、RFでの1シンボル長の整数倍になっている必要がある。これは、Eye最大開口点でシンボルをサンプリングする為である。これがずれると、BER性能が劣化することになる。

これを考えるには、初めに1シンボルがRFで何サンプルに相当するのかを把握せね

ばならない。ここでは、QPSK変調時のオーバーサンプリング率が16、RF変換時のイ ンターポーレート倍率が32なので、1シンボル当り512サンプルになる。次に、遅延 素子(ここではフィルター)の遅延量を求める。遅延量の合計と、1シンボル長整 数倍の差を求め、この遅延補正項を加える。Fig.1の最終段にある遅延素子が、この 遅延補正である。

同様の処置は、送信側でも行わねばならない。

(1) 直交復調の局発の初期位相

キャリア同期の機能がない為(これをするには、ベースバンド処理が必要)、前も って位相の同期を確保せねばならない。周波数変換段、RF/IFフィルター、及び、前 記遅延補正での位相回転を考慮する必要がある。事前に計算しておくのも一法では あるものの、結構面倒であり、間違いやすい。それよりも、送信側の位相を固定し、 受信側で補正量を観測する方が簡単である。具体的な手法については後述する。

図5-7-7-2に受信部の後段(図5-7-7-1以降)を示す。ダウンサンプルとQPSK復調 を行う。この部分に関しては以前に報告しているので、ここで詳細には触れないが、 デシメーターの前に在る遅延素子は、前記の遅延補正である。

同図中に点線で示されているのが、前述の直交復調局発初期位相を測定するブロッ クである。単にI/Qの位相を測定するだけである。初期位相を測定する場合、送信側 のI/Qデータを固定(例えば、1+j0)し、受信側のI/Q角度を測定する。両者の角度 差が位相誤差なので、これを打ち消すように初期位相を設定する。



送信側のブロックを図5-7-8-3示す。送信部については、以前に報告したベースバ

ンド信号のRF化で使用したものと基本的に同じである。注意を要するのは、I/Qを入 れ替えている点である。(同図中の iqswp) これは、受信側で周波数変換する際 に、スペクトラムが反転する効果を補償するためである。



なお参考までに、前期の初期位相測定時の送信部を図5-7-8-4示す。



図5-7-8-3 初期位相測定時の送信部

入力RFBPFの入出力スペクトラムを図5-7-8-4、5に示す。今回は、イメージの減衰量 を約20dBとし、BER測定時にイメージの雑音が影響しないようにしている。



図5-7-8-4 RF入力スペクトラム @C/N=20dB



図5-7-8-6にMixer出力点でのスペクトラムを示す。今回は、mixerとして理想乗算器 を用いた為、和と差の成分のみが見られる。



図5-7-8-6 Mixer出力スペクトラム

図5-7-8-7、8は、直交復調器とLPF出力でのスペクトラムである。図5-7-8-7では、 mixerと直交復調器での和成分が残留しているのが判る。これらを十分に除去しない と、後段のダウンサンプル時に折り返してしまうので注意せねばならない。

図5-7-8-9はベースバンドLPF前後でのI/Q波形である。ここでの留意点は、フィルタ ーでの波形歪である。位相直線性を考えてベッセル形にした方が良いのかもしれな いが、ここではバターワースとし、遮断周波数を高めに設定してある。図5-7-8-9か ら見る限りは、波形歪は生じていない。



このフロントエンドモデルを用いて、C/N対BER特性をシュミレーションした。結果 を図5-7-8-10に示す。



図5-7-8-10 QPSK BER特性

理論値曲線とほぼ一致する結果となり、ここでの周波数変換処理の妥当性を確認で きる。

C/Nが9dB以上になるとシュミレーションには数時間を要するが、BERが正常な値となっている。以前に報告した位相積算による直交信号生成で検討事項とした、誤差の 積算による位相誤差の影響は見られないようである。

5-7-9 SPW上のレベル2B構築

モデルの精度を高めるには、より高精度の変調方式を用いて検討を進める必要がある。

(1) 64QAMベースバンド・リンク検討

64QAMのRF化に先立ち、ベースバンドでの送受信を確認・検討した。 検討ブロック図を図5-7-8-1に示す。基本的に、QPSKの場合と同じであるが、 ModulatorとSlicerが64QAM用となっている。



QPSKからの単純な拡張なので、問題なく機能しそうなのだが、C/N対BERをシュミレーションすると、理論値からの無視できない乖離を生じる。図5-7-8-2にBER特性を示す。

この原因は、送信・受信のベースバンド処理における、シンボルのレート変換率に 関連する。1シンボルに均等にサンプル点が配置される為、アップ・ダウンサンプル 率を偶数にすると、シンボルの中心----- Eyeの最大開口点-----にはサンプル点 が存在しなくなる。

図5-7-8-1の例では、1シンボル当たり16サンプルに設定してある。この場合の、受 信側のEye パターンをFig. 3に示す。同図中の縦方向点線が、データの位置を示す。 最大開口点が、サンプルポイントの中間に位置しており、最大開口点がサンプル出 来ないことが判る。

このデータをダウンサンプルしたものを、図5-7-8-4、コンスタレーションを図5-7-8-5に示す。最大開口点からずれた点をサンプルしている事により、等価的なC/N が劣化したため、BER特性に悪影響を与えていることがわかる。



図5-7-9-2 64QAMベースバンド・リンクBER







基本的には、図5-7-8-1と変わらないが、注意を要するのがアップサンプル後の遅延 素子(フィルター間に設置)である。

前述の1シンボル当たりのデータ数の偶・奇の問題以前に、フィルターの遅延が、1 シンボル当たりのデータ数の整数倍になっていないと、Eye最大開口点を捉えられな い。その為の遅延調整を行うのが、図5-7-8-6の遅延素子である。ここでの遅延量 は8サンプルで、送受フィルターの遅延補正を行っている。総合遅延量は136となり、 17の8倍となる。

データ数を17にした場合のEye ダイアグラムを図5-7-8-7に示す。最大開口点にデ ータポイントが一致していることがわかる。同様に、ダウンサンプルデータの時間 軸表示、及び、X-Y表示を、図5-7-8-8,9に示す。1シンボルデータ数16の場合と 比較されたし。1シンボルあたりのデータ数を17とした場合のC/N対BER特性を図5-7-8-10 に示す。

1×10⁻⁵のオーダーまで理論値に良い近似を与えている。図5-7-8-2と比較すると、 64QAMに於いては、1シンボル当たりのデータ数に対しても注意を払わねばならない 事になる。この点に関しては、マニュアル等には何の記載も無いので、使う側が適 宜判断せねばならない。

SPWでは、この様な所に意外と時間を取られるので、十分確認・注意をしながら進めていかなくてはならない。



図5-7-9-8 1シンボルデータ数17の ダウンサンプルI/Q データ



図5-7-9-10 1シンボルデータ数17のBER特性

(2) 64QAM RFリンク検討

前節の結果を用いて、64QAMベースバンドをRF変換後、ベースバンドに再変換する リンクを構成し、RF変換が正常に機能することを確認する。使用するのは、以前に 報告したQPSKを用いたダイレクト・コンバージョンモデルで、これに前記の変更を 加える。

図5-7-9-11、12に送信側の構成を示す。

構成がQPSKと同じであるが、注意をせねばならないのが、同図中の遅延素子の遅延 量の設定である。図5-7-9-11の遅延量は前述の通り、ナイキストフィルターの遅延 量を17の整数倍に調整する。図5-7-9-12の場合は、インターポーレータの遅延量が、 1シンボル相当分(インターポーレート後のレートで)の整数倍となる様に設定す る必要がある。

受信側の構成を、図5-7-9-13、14に示す。送信側と同様な注意が必要であるが、特にQPSKの場合と変化はない。なお、受信部の入力で係数を掛けているのは、振幅の調整を行なっているものである。QPSKの場合は不要であるが、多値QAMの場合は振幅の管理が重要となる。

C/N対BER特性を図5-7-9-15 に示す。64QAMのRFへの変換、及び、20dB後半までの C/N制御が正常に機能していることがわかる。

図5-7-9-15 64QAM RF パスBER特性

(3) IF 変換モデルの64QAM化

QPSKを用いたIF変換受信モデルを用いて、これを64QAM受信モデルに拡張する。 受信部を図5-7-9-16~18に示す。基本構成はQPSKの場合と同じで、これに前述の変 更を加えたものである。注意点は前節と同じであるが、IF変換モデルの場合、フィ ルターが複数存在し、これらを含めた遅延の管理が複雑となる。

直交復調の初期位相設定もQPSKの場合と同じ手法を用いているが、より厳密に (0.5°以下)初期位相を設定せねばならない。

図5-7-9-16~18のモデルを用いた場合のコンスタレーションを図5-7-9-18に、C/N対 BER特性を図5-7-9-19に示す。時間の関係上、C/N=24dBまでの確認となったが、ほ

ぼ理論値と一致する結果が得られた。これより、IF 変換モデルで用いた周波数変換等の処理が、64QAMに対しても十分な精度を有しているものと考えられる。

図5-7-9-18 IF変換モデルのコンスタレーション

図5-7-9-19 IF変換モデル64QAM C/N対BER特性

・IF 変換モデルによる64QAM諸性能シュミレーション

前節までの結果から、64QAMのシュミレーションが精度良く出来ることが判ったので、 これの利用例を以下に示す。

(4) 直交復調キャリア位相誤差によるBER劣化

I/Q復調器の再生キャリアに、位相誤差が有った場合のBER性能の変化をシュミレ ーションする。これは、I/Qの直交性は保たれているものの、全体として位相誤差分 回転している状態である。使用したシステムを図5-7-9-20に示す。なお、変更点の みを示しており、他の部分は図5-7-9-16~18と同じである。要は、復調キャリアの 位相をパラメータで回転させるだけである。

キャリア位相誤差が3[°]の場合の、コンスタレーションをFig.21、C/N対BER特性を 図5-7-9-22に示す。この例では、コンスタレーションの回転が判別できるように、 あえて大きな位相誤差を設定してあるが、当然の様に、これだけ位相回転すると実 用にはならない。

C/Nを23dBに固定して、位相誤差をパラメータスイープした結果を図5-7-9-23に示す。
これより、キャリア位相誤差単独では、0.5°以下程度にする必要があることがわかる。



図5-7-9-21 キャリア位相誤差3°のコンスタレーション



図5-7-9-22 キャリア位相誤差3°のBER特性



図5-7-9-23 キャリア位相誤差 対BER特性

(5) IQ位相誤差によるBER劣化

I/Q間の位相が90°からずれた場合のBERに対する影響をシュミレートする。 図5-7-9-24にシュミレーションモデルを示す。2つの発振器の初期位相をパラメー タで制御する事で、位相誤差を生成する。



IQ位相誤差 3°の時のコンスタレーションを図5-7-8-25に、C/N 23dB時の位相誤差 をパラメータスイープした結果を図5-7-9-26に示す。

前記キャリア位相誤差程ではないが、この項目のみを考えた場合、1[°]以下にする 必要がある。



図5-7-9-25 IQ位相誤差 3° のコンスタレーション



図5-7-9-26 IQ位相誤差対BER特性

・IQ振幅誤差によるBER劣化



シュミレーションモデルをFig. 27に示す。受信系信号のI/Qの振幅をパラメータで可

図5-7-9-27 IQ振幅誤差シュミレーションモデル

振幅誤差を 1.5 d Bとした時のコンスタレーションを図5-7-9-28、BER特性を図5-7-8-29に示す。

C/N=23dBで、振幅誤差をパラメータスイープした時のBERを図5-7-9-30に示す。 0.5dBの振幅誤差でもBERの劣化を生じる事が判る。振幅誤差単独では、0.3dB程度以 下にせねばならない。



図5-7-9-28 IQ振幅誤差 1.5dBのコンスタレーション



図5-7-9-29 IQ振幅誤差 1.5 d BのBER特性



図5-7-9-30 IQ振幅誤差 対BER特性

5-7-10 Digital CATVを想定したシミュレーション

前節に於いて、64QAMでの周波数変換を伴ったRFリンクについて検討を行った。 ここではその結果を基に、より具体的なシステムを想定したシミュレーションを行なう。

本節で検討を加えるモデルは、64QAMを用いたデジタルCATVシステムである。 パラメータも、代表的なデジタルCATVシステムに準拠した値としている。主要パラ メータは以下の通り。

サンプリング周波数	2.992GHz
RF周波数	100MHz
IF周波数	44MHz
変調方式	64QAM
シンボルレート	5.5Mbaud
ロール・オフ	0.2

また、受信ブロックの構成に関して、今回は各段の増幅器に雑音の効果(NF)を考慮したモデルを使用している。これにより、64QAMでの入力電力対BER特性がシュミレーション出来る様になった。

全体のシュミレーション・システムについては、図5-7-10-7~10を参照の事。 ここでは、ポイントとなる項目について解説を加えることとする。

(1) RFスペクトラム

これまでの記述では、各部の周波数関係比に注目して設定してきたが、信号の弱 入力限界等を考慮するには、実際の周波数で表現する必要がある。これは、抵抗雑 音と信号のC/Nを考える場合、実際の周波数帯域で発生する雑音電力を扱わねばなら ないからである。

周波数関係を前記の値とした時の、受信信号電力が - 70dBm時のスペクトラムを図5-7-10-1に示す。シンボルレートが5.5Mbaudなので、受信端でのC/Nは、約37dBとな るが、同図のC/Nも、ほぼこれと一致するものとなっており、システムの雑音が正確 に反映されている事がわかる。

87



(2) フロントエンドの構成

受信部の構成を図5-7-10-2に示す。初段に固定ゲインのブースターアンプを配置 し、次段にPINダイオードによる可変アッテネータを有する構成を模している。各ブ ロックは、SPW標準RFライブラリに有るものを使用している。なお、非線形増幅器の パラメータには、NF以外に歪のパラメータもあるが、今回は雑音に注目しているの で、これら歪パラメータは影響がない値に設定してある。

最大利得は50dB, NF 7dB, 利得可変範囲70dB、IF端での出力電力を - 30dBmとしている。

受信部構成の詳細は、図5-7-10-7~9参照の事。



(3) 各段増幅器の利得設定法

各ステージの利得は、入力電力に応じて、適宜可変せねばならない。現在は、SPW のパラメータ機能を用いて、各ステージの利得を設定している。これにより、受信 電力のパラメータのみを指定すれば、送信電力、受信部各ステージの利得が自動で 設定される。

Fig. 3に設定パラメータのリストを示す。同図に於いて、上段にシステム全体のパ ラメータ、中段にフロントエンドの固定パラメータ、下段に利得制御段のパラメー タが配置されている。設定パラメータの詳細は、図5-7-10-10参照の事。



図5-7-10-3 システム設定パラメータ

各AGC増幅段の利得は、最大利得と利得可変範囲(入力端での電力で表現)のパラメ ータから計算される。計算方法は、絶対値関数を用いて、必要な範囲のみ傾斜1or - 1となる様にしている。

(4) C/N対BER特性

図5-7-10-4にC/N対BER特性のシュミレーション結果を示す。時間の関係上、1× 10⁻⁴オーダーまでの確認となったが、この程度までのBERは精度良く求められており、 フロントエンドを含めたシュミレーションシステム全体の精度が充分高いことが判 る。

次に、受信電力が-30dBm、及び、-70dBm時のコンスタレーションをFig.5に示 す。

-70dBm時にはシンボル点が分散し始めており、C/Nの劣化が生じているものの、ま だエラーが発生する程でもない事がわかる。

受信電力-70dBm時の入力端でのRFスペクトラムは, 図5-7-10-1 で表されるが、 フロントエンド内部でのC/Nの劣化(7dB)により、IF端では約30dBとなり、Fig. 5の-70dBm時のコンスタレーションのC/Nもこの値のものである。



図5-7-10-4 C/N対BER特性



(5)受信感度特性

次に、受信電力をスイープさせた場合のBER特性を図5-7-10-6示す。

- 75dBm入力で、約1×10⁻⁴のBERとなった。



図5-7-10-6 入力電力 対BER特性

受信信号電力をPin[dBm]、シンボルレートを5.5Mbaud、NFを7dBとすると受信端での C/Nは、

C/N=Pin+99.4 [dB]

と表される。

これと図5-7-10-4の結果から想定されるBERの値と図5-7-10-6は、ほとんど一致する結果となる。



図5-7-10-7 送信側初段・受信側直交復調部



図5-7-10-8 送信側後段・受信側BB~データ出力



図5-7-10-9 フロントエンド部 (RF入力~IF出力)

X	a	A			2	
5	Fe			ara es deres and es rec's en de		
Ā	114 - 414			····		
-			nen es nen es es n			
			6 6 6 8		-	sta
		and allow here allow and allow and allow	10, 100 (100 (100 (100 (100 (100 (100 (1	2 N N N N	-	드
					:	
			21			linit linit
						₹
					2	
				: H. B. J. E. H. I. I. I.	2	
					:	
			aue aue due	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	2	
				· Υ Υ Χ. Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ Τ		
					ŝ	
				· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·		
				· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	÷	
					-	
		· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·			2	
		n na a <mark>n</mark> fàilean n	10 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	4.5. 45.	: F	
			··· 원· ፹···			
				e 2 e 2 e		
					2	
	Mo	a da a zaga da a	. <u></u>		1	
	ind	·····································			÷	
	3	C. 22	···	Sto. Sto.	2	
	33			· Æ		
	otior		··· E·E·H·H·	· Ľ. Ľ		
	ର୍ଧା		10 01 101 10 10 10	<mark>et et sta ta et sa ta s</mark>		
	<u></u>					
	Γoo			000	2	
	31 A 24	6	a 9 a	[김희찌유다] 다니다	2	
	sign					
	Бе	μ	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·			
	σ			9. E. g		
_	Þ				-	
ten	ير.		h. J. G. Z. P h. h. s. o			
sys	elec	а A A A A A A A A A A A A A A A A A A A	Hing Hang	E So a		
:3c.	ν		· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	, Ц , , , , , , , , , , , , , , , , , ,		
sys	еw					
ble	Ň	AM Kolling Minit	<u>н</u>	ц. 		
/ce	dit					
sys	ШI				34	
bld	ile		ন	det ted tode dat ted tode ted te	M	
10	921					

図5-7-10-10 システムパラメータ

5-7-11 Low IFモデルの検討

前節のIF変換モデルを基に、Low IFモデルを構成する。 現在検討を進めているモデルの主要パラメータは以下の通り。

サンプリング周波数	816MHz
RF周波数	100MHz
IF周波数	2MHz
変調方式	64QAM
シンボルレート	1.5Mbaud
ロール・オフ	0.2

今回は、サンプリング周波数がRFの約8倍に落ちてしまった。 (前回のIF変換モデ ルでは約30倍) これは、Low IF 化に伴い、シンボルレートが低下したためである。 最低でも10倍以上にしたい所なのだが、シュミレーション時間が比例して長くなっ てしまう。この様に、システム内で扱う信号の周波数の最大・最小の比が大きくな ると、シュミレーション時間が長くなることを認識する必要がある。

シンボルレートを1.5Mbaudとし、信号の帯域幅が3セグメント程度となるようにしている。この為、前回の44MHz IFモデル(5.5Mbaud)と比較して、同一受信電力で C/Nが5.6dB上昇する。

IF周波数は2MHzとしている。1MHzでも動作する事は確認しているが、シュミレーション速度との兼合いでこの値で検討を進めている。

全体のシュミレーション・システムについては、図5-7-11-11~16を参照の事。

受信部の構成を図5-7-11-1示す。

RF部は、初段に固定ゲインのアンプを配置し、次段に可変ゲインのアンプを配置している。

その後、MixerにてIFに変換するが、このイメージ除去ミキサーの構成は図5-7-11-19に示す通り。初段の直交復調部までをアナログで行い、後段をデジタル処理とし ている。デジタル処理に相当する部分は、理想モデルで表現することとする。図5-7-11-1は、アナログ部のみを示している。

受信部構成の詳細は、図5-7-11-13~15参照の事。



前回のIF変換モデルと同様に、SPWのパラメータ機能を用いて、各ステージの利得を 制御しているので、受信電力のパラメータを指定するだけで良い。 図5-7-11-2に設定パラメータのリストを示す。設定パラメータの詳細は、図5-7-11-16参照の事。

	Symbol Rafe	RF Frequency	10006	
		IF Frequency	2.0e61111	1111111111111111111111111
	: Samp) ing Frequency: : : : 816000000.0: : : : :	TX C2N EBB1	idojó () (
	: Symbol Up-Sample Rate : 32.0	RX Power Edbm 1	÷40.0 () ()	
	: Samples per symbol: : 12.0; : : : : : : : : : : : : : : : : : : :	Mixer Loss [dB]	0.0	
		Mixer NF [dB]	10.0	
	2nd: RF:Amp:NF:EdB] 3.0 1st IF Am	np:NF:[[dB]]]5.0]	IF AGC Amp N	F[[dB]]]]][6.0]]]]
	2nd: RF:Amp Gain [dB] 110.0111 [1st IF Am	npi Gainh i IdB] i i 2∔0 i i	IF AGC Amp G	ain EdB1
	Max Gaih [dB]	Gain [[dBm]]] []20.0]]	Max Gain	(dB))))))) <u>46.0</u>)))
	::::Start Point:[dBm]::::=38:0 :: :::Start	t(Poin(t)[(dBmí] ()-58.0)	i i Start Po	uinț[dBm]]]]=[88,0]]
· · · · ·	:::::Stop:Point:EdBml:::::::18;0:::::::::::::::::::::::::::::	Polinif [dBm]][][][-38-0]	: : \$tiop (Po)	n(t)[[dβm]]]]]][]=58;0]]
	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·			· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·

図5-7-11-2 システム設定パラメータ

最大利得は80dB, NF 5.5dB, 利得可変範囲70dB、IF端での出力電力を - 7.8dBmとしている。

(1) C/N対BER特性

図5-7-11-3にC/N対BER特性のシュミレーション結果を示す。1×10⁻⁴オーダーまでのBERが精度良く求められている事が判る。



図5-7-11-3 Low IF モデルC/N対BER特性 @Pin=-40dBm

(2)受信感度特性

受信電力が-40dBm、及び、-80dBm時のコンスタレーションを図5-7-11-4に示す。 -80dBm時にはC/Nの劣化を生じており、シンボル点が分散し始めている。



図5-7-11-4 入力電力によるコンスタレーションの変化

次に、受信電力をスイープさせた場合のBER特性を図5-7-11-5に示す。

前節の44MHz IFモデルの結果と比較すると、約7dB弱入力方向へシフトしていることが判る。これは前述のシンボルレートが低下したことによる効果(5.6dB)に加え



て、前回モデルと比べてNFが1.5dB良くなっている(7dB→5.5dB)為である。

図5-7-11-5 入力電力対BER特性

(3) 歪性能対BER特性

次に、歪の検討を行う。図5-7-11-1のモデルの各ブロックは、それぞれ歪に関す るパラメータを有しており、所望の値に設定できる。ここでは、IFの最終段アンプ について検討を加える。他の部分については、歪の影響が生じない設定としている。 1dBコンプレッションポイントによって、ベースンド信号スペクトラムが変化する様 子を、Fig.6に示す。ここでは、コンプレッションポイントが0dBmと-8dBmの場合に ついて示している。-8dBmの場合には、サイドリグロースが出現している。



同様に、コンプレッションポイントが0dBmと-5dBmの場合のコンスタレーションを図 5-7-11-7に示す。なお、このアンプの出力電力は前記の通り - 7.8dBmであるが、こ れは平均電力である事に注意。最も遠いシンボル点の電力はこれより3.7dB大きいの で、-5dBmコンプレッションでも、コンスタレーションの四隅が影響を受けることが 理解できる。



図5-7-11-7 1dB Compression によるコンスタレーションの変化

最後に、コンプレッションポイントがBER特性に与える影響を図5-7-11-8に示す。



図5-7-11-8 Compression によるBER特性の劣化 P_=-7.8dBm

シンボル点のみを考えるなら、平均電力とピーク電力の比は約4dBとなるが、シンボ

ル間のトランジェント部分はこれより大きな値となり、ロールオフによっても影響 を受ける。この効果を考慮すると、さらに2~ピーク電力3dB程度ピーク電力が増 加すると考えねばならない。そう考えれば、CPが-2dBm~-1dBm辺りから劣化しは じめているのも理解できる。

(4) 隣接信号妨害特性評価システム

Low IFモデルでの歪性能に関して、基本的な検討を行なったが、実際の環境下で は、受信信号自身による歪よりも、隣接するチャンネルの信号による歪が支配的と なろう。

これを評価するためには、送信側に妨害となる信号チャンネルを付加せねばならない。

これについての検討を現在進めており、図5-7-11-17~18に送信側のシステムを示す。 これにより、下隣接妨害信号を加えた時のRF・IFスペクトラムを図5-7-11-9、10に 示す。







図5-7-11-11 送信側初段 (データ入力~アップサンプル)



図5-7-11-12 送信側後段 (アップサンプル~RF出力)



図5-7-11-13 受信側初段(RF入力~IF出力)



図5-7-11-14 受信側中段 (IF~ダウンサンプル)



図5-7-11-15 受信側後段 (ダウンサンプル~データ出力)



図5-7-11-16 システムパラメータ



図5-7-11-17 隣接妨害チャンネル付送信側



図5-7-11-18 隣接妨害チャンネル付送信側後段

5-8 携帯DTV用小型アンテナの検討

開発する地上波デジタルテレビ(DTV)受信用ICが携帯端末へ搭載されるこ とを想定しているため、システム設計およびRFフロントエンド部の設計指針を得る ために、受信感度特性を大きく左右する小型アンテナの検討を行った。検討方法と しては、理想的には最終ゴールである電子機器を搭載した筐体を用いて検討、評価 を行うべきであるが、現状、搭載するICの開発段階なので、第一段階として電子機 器の影響は考慮しなしで、小型化による特性劣化の影響調査を目的に、現状の携帯 電話機の寸法(150mm×50mm×10mm)を想定して、このサイズに合う450MHzから 770MHz帯アンテナの検討、試作および評価を行った。その結果について以下に記述 する。今後は、190MHz帯の検討も含め、実際に近い状態での評価を行っていく予定 である。

5-8-1 アンテナ形状について

下図のような3種類のアンテナに関して試作、評価を行った。



図5-8-1. 検討を行った3種類のアンテナ形状

λ/4モノポールアンテナを基準アンテナとして、限られた範囲、携帯性を考えた 場合、基本アンテナ形状としてヘリカルアンテナが一般的に考えられる。このヘリ カルアンテンに関して、Model2, Model3に示すとおり、搭載方法による特性変動も考 慮にいれて試作、評価を行った。また、各寸法に関しては、図5-8-2に、また、試作 したアンテナの写真を図5-8-3、5-8-4、5-8-5にそれぞれのアンテナを示す。この写 真で、青い部分が想定した筐体部分となる。今回は、アンテナ単体での特性を把握 する為に、この筐体の材料には、発泡スチロールを用いた。



モノボールアンテナ。 ヘリカルアンテナ(縦), ヘリカルアンテナ(横),

図5-8-2 試作したアンテナ寸法について

図5-8-2においてチョークコイルは、測定用のケーブルの影響を軽減するために用いた。



想定する筐体部分(150mm×50mm×10mm、材料は発泡スチロール)

図5-8-3 試作したモノポールアンテナ



図5-8-4 試作したヘリカルアンテナ(縦)



図5-8-5 試作したヘリカルアンテナ(横)

5-8-2.評価結果について

上記に示した3種類のアンテナに関して、平均化利得、最大利得のそれぞれを下 記の図に示す。



図5-8-6. 水平面(X-Y)面におけるパターン平均化利得



図5-8-7. X-Z, Y-Z面における最大利得

次に各アンテナの放射パターン図をそれぞれ示す。



図5-8-8. λ/4モノポールアンテナ放射特性


図5-8-9. ヘリカルアンテナ放射特性(縦)



図5-8-10. ヘリカルアンテナの放射特性(横)

5-8-3 本評価結果とまとめ

水平面パターン平均化利得のグラフより、帯域内での利得差が6から8(dBd)生じ ていることを確認した。また、特性的に、横より縦のほうが良い結果を得た。今後 は、帯域内での利得差の緩和方法と内蔵アンテナおよび190MHz帯のアンテナに関し ても検討を進めていき最適なRFフロントエンド部のIC設計を行うための情報を得 ていく予定である。

5-9 総括(全体の基本アーキテクチャー)

個別回路の検討により、各コンポーネントの基本要件が出てきた。全体としてア ーキテクチャーを概ね絞ることができ、その技術展開の可能性が見えてきている。 個別回路間のインターフェイスや、それぞれの性能、電力におけるトレードオフが 課題として上がっており、来年度に試作検証すべきコンポーネントを明確化するこ とができた。

RF フロントエンドの構成においては、従来用いられていたアップコンバート・ダ ウンコンバート方式では第一IF処理での低電力化が難しいため、Low-IFあ るいはダイレクトコンバージョン方式がもっとも有力であるが、発振回路の低電力 化可能性を試作などで確認する必要がある。ダインレクトコンバージョン方式では、 周波数変換時に低周波ノイズの影響が大きくなることが懸念され、一方Low-I F方式ではベースバンドのデジタルOFDM回路の構成においてADCの消費電力 が大きくなるなど、IC形態の最終決定のために、今後詰めていくべきポイントが 明らかとなってきた。さらに相互の回路への要求と全体の性能とのバランスを把握 して最適な構成を固めるためには、具体的な個別回路の試作による性能検証が必要 である。特にフィルター選択により、その後段の回路への要求性能と全体構成が影 響を受けるため、個別回路のみならず前後の構成要素とのインターフェイス部の確 認がポイントとなる。

具体的には、前述のようにAMP1,OSC1、携帯テレビ信号/デジタルラジオ 信号抽出回路、57MHzIF,低消費電力デジタルOFDM回路などに関し、基 本的な指針を明確化してきており、次年度の試作評価結果をもとに最終的な設計方 針を決定する。

参考資料、参考文

なし

1 研究発表、講演、文献等一覧 なし