

**1－2 航空機用先進システム基盤技術開発  
(デジタル通信システム)**

## 目 次

1. 事業の目的・政策的位置づけ	1
1. 1 事業の目的	1
1. 2 政策的位置づけ	1
1. 3 国の関与の必要性	3
2. 研究開発の目標	3
2. 1 全体目標	3
2. 2 個別目標	3
3. 成果、目標の達成度	5
3. 1 成果概要	5
3. 1. 1 検討概要	5
3. 1. 2 各要素技術検討	10
3. 2 目標の達成度	35
4. 事業化、波及効果	40
4. 1 事業化の見通し	40
4. 2 波及効果	40
5. 研究開発マネジメント・体制等	40
5. 1 研究開発計画	40
5. 2 研究開発実施者の事業体制・運営	41
5. 3 資金配分	41
5. 4 費用対効果	41
5. 5 変化への対応	42

## 1. 事業の目的・政策的位置づけ

### 1. 1 事業の目的

ATM (Air Traffic Management の略、航空交通管理) の近代化計画である欧州の SESAR や米国の NextGen および我が国の CARATS における、通信・航法・監視分野にて共通して必要となる航空機と地上間の情報伝達のためのデジタル通信技術の一つとされている L-band デジタル通信システムの開発を行う。

- 注 :SESAR : Single European Sky ATM Research の略、EUROCONTROL による単一欧州航空交通管理プログラムのこと。  
NextGen : Next Generation Air Transportation System の略、FAA による次世代航空輸送プログラムのこと。  
CARATS : Collaborative Actions for Renovation of Air Traffic System の略、国土交通省による将来の航空交通システムに関する研究会のこと。  
L-band : 1 GHz 帯の周波数

### 1. 2 政策的位置付け

航空機運航管理通信は従来、音声による通信が主力であったが、定型的な通信については極力データに置き換えて通信するようになった。

しかしながら、将来の航空機運航管理システムに対しては、更なる高速データ通信が求められている。

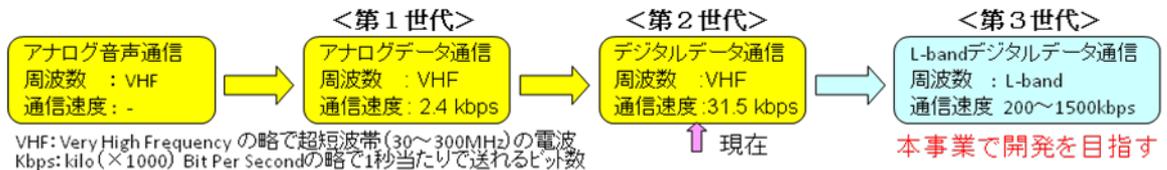


図 1.1 高速移動体通信技術戦略のイメージ図

本事業が実用化に至れば、データ通信速度の向上および通信データの品質が向上することにより、ATM システムの大幅な改善が見込める。例えば、正確な航空機の位置監視、航行交通の状況、気象状況、目的地の空港の混雑状況等の情報を地上の管制官等と航空機で共有化することにより、該当の航空機に最適かつ更なる安全安心な飛行経路の指示（飛行計画の適宜更新）が行え、消費燃料削減による CO2 排出量の削減、飛行時間の短縮、空中及び地上での待ち時間の減少による経済効果が期待できる。



図 1.2 安心安全の確保、CO2 削減、経済効果のイメージ図

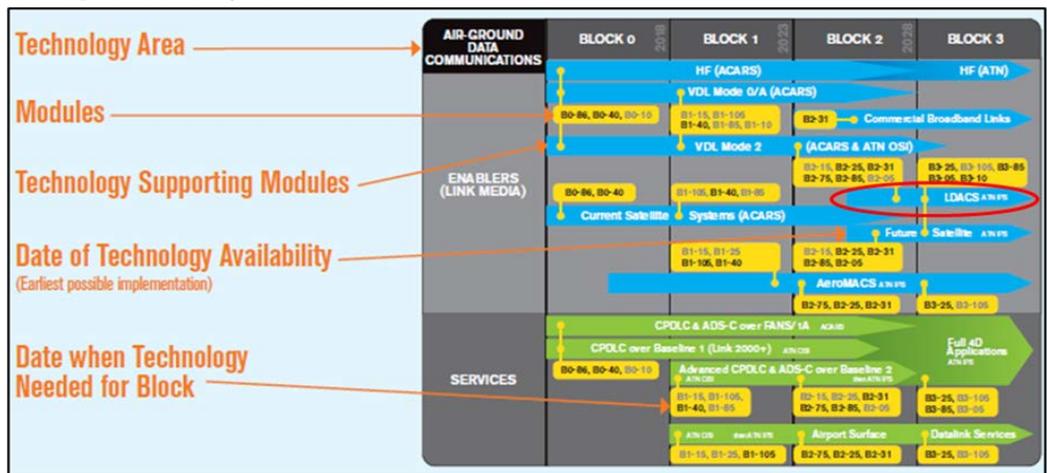
航空機産業施策の短期課題及び中期課題に位置づけて、事業を推進している。



図 1.3 航空機産業施策ロードマップ

本事業により次世代航空機搭載デジタル通信システムの候補である L-DACS1 の評価が完了し、SESAR と歩調を合わせ、ICAO（国際民間航空機関）の認定を得ることにより、日本初の航空機搭載機器の実用化も視野に入り、航空機産業の底上げが期待できる。

ICAO によるデータリンクの将来への方向性を示す Global Air Navigation Plan Technology Road Map にて、将来の通信技術として LDACS は示されている。

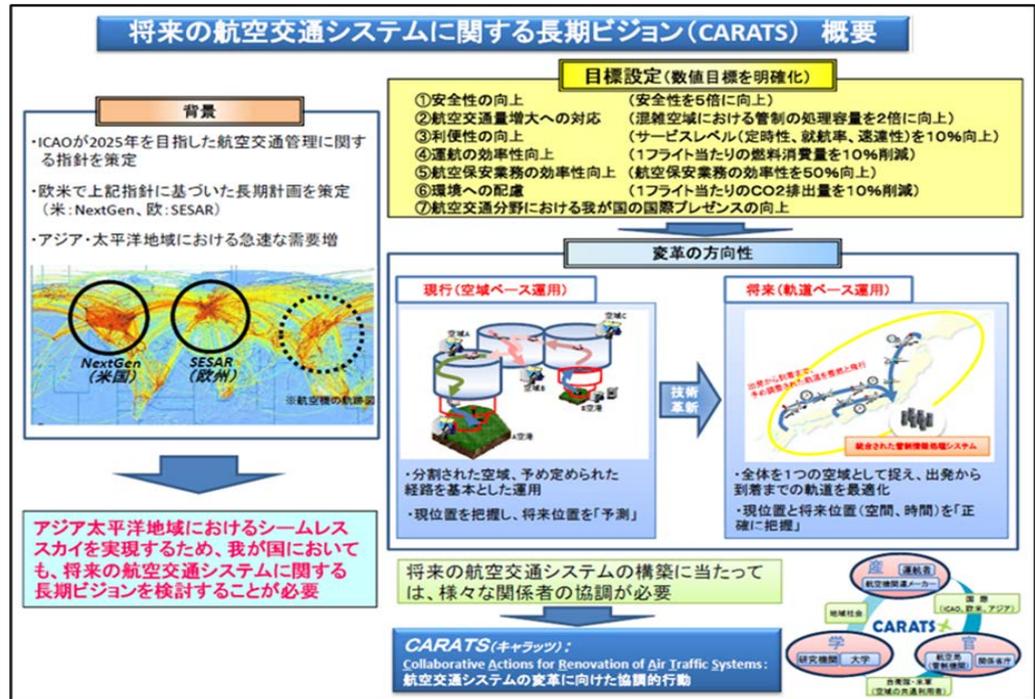


ICAOホームページより

図 1.4 ICAO ロードマップ他

ICAO: International Civil Aviation Organization の略、国際民間航空機関のこと

CARATS の長期ビジョンにて示される将来（軌道ベース運用）を実現するためには、高速データリンクが必要とされている。これに適応する L-band デジタル通信システムを開発する必要がある。



航空局ホームページより

図 1.5 CARATS 長期ビジョン概要

### 1. 3 国の関与の必要性

- (1) 本事業は、航空管制分野における安全性の向上や効率性向上といった国策を遂行しているものであり、国家レベルでの取り組みが必要である。
- (2) 航空管制と航空機間に使用する将来のデジタル通信技術の開発は、世界共通となるので、我が国の無線通信技術が航空管制分野にて国際競争力を有するとともに国際貢献できる。
- (3) 本事業で開発する技術は、航空機へ搭載する新技術であり、信頼性を実証し実現化に至るまでには膨大な技術リスクが伴うため、国が関与し、その成果を産業界に普及していく必要がある。

## 2. 研究開発の目標

### 2. 1 全体目標

研究開発の全体目標を、表 2.1 に示す。

表 2.1 研究開発の全体目標

要素技術	目標・指標	妥当性・選定理由、根拠等
EUROCONTROL 策定の L-DACS1 仕様(案)に準じたデジタル通信技術の実現化。	シミュレーションモデルにより評価したアルゴリズムを評価機に実装して評価。	製品化に向けて評価機により評価を行う。

## 2. 2 個別目標

平成 23 年度の研究開発の目標を、表 2.2 に示す。

表 2.2 平成 23 年度の研究開発の個別目標

要素技術 (中間評価時点)	目標・指標 (中間評価時点)	妥当性・選定理由、根拠等
EUROCONTROL 策定の L-DACS1 仕様(案)に準じたデジタル通信を実現するための各要素技術の確認。  ・ OFDM 送受通信技術 ・ 与干渉低減技術 ・ 被干渉低減技術 ・ PAPR 低減技術 ・ TDMA 技術 ・ 適応変調技術 ・ 通信手順	(1) OFDM 変復調や誤り訂正のシミュレーションモデルを構築し伝送特性を確認。 (2) シミュレーションモデルから得られた性能を元に回線設計を行い通信可能距離を確認。 BER= $1 \times 10^{-6}$ を通信品質の判断基準とする。(*1) (3) 通信を確保するために要求仕様に示される各要素技術および通信手順をシミュレーションモデルにより確認。	<u>従来の技術では、高速で移動する航空機と地上との OFDM 技術を用いた高速デジタル通信は、困難であった。</u> 本事業では、この課題を解決するための技術を設計、検証する。このために、L-DACS1 評価用シミュレーションモデルを構築する。

\*1 :BER : bit error rate、

$1 \times 10^{-6}$ は、SESAR Updated LDACS1 System Specification の 5.3.1 項で規定されている。

百万回に一回の誤り率を示す。(参考情報：地上波デジタル放送では  $2 \times 10^{-4}$  以下であれば画質劣化がほとんど見られない良好受信とされている。)

OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing の略、直交周波数分割多重方式のこと。

Peak Average Power Rate の略、最大電力と平均電力の比のこと。

TDMA : Time Division Multiple Access の略、同一の周波数を複数の発信者が割り当て時間に通信する方式のこと。

BER : Bite Error Rate の略、ビット誤り率のこと。

平成 24 年度の研究開発の目標を、表 2.3 に示す。

表 2.3 平成 24 年度の研究開発の個別目標

要素技術 (中間評価時点)	目標・指標 (中間評価時点)	妥当性・選定理由、根拠等
L-DACS1 要求仕様により提示されたデジタル通信の為の各要素技術の確認。	(1) OFDM 変復調部(誤り訂正含む)シミュレーションモデル作成による伝送特性の改善。 (2) 回線設計を行い通信可能距離の確認。	H 23 年度成果に対して、L-DACS1 評価用シミュレーションモデルにより誤り訂正方式を変更し性能向上を図る。

### 3. 成果、目標の達成度

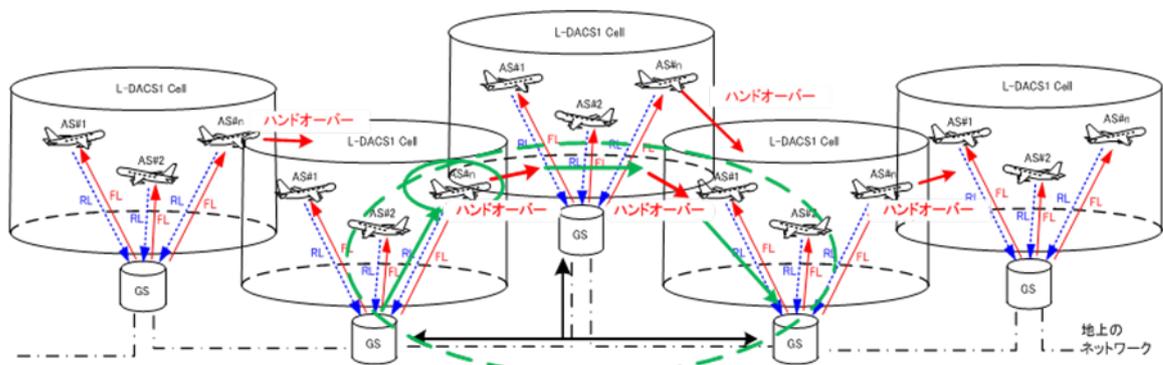
#### 3. 1 成果概要

平成 23 年度は、EUROCONTROL が提案している L-DACS1 仕様（案）に対し、実装設計前段階としてシミュレーション手法を用いて仕様の確認を実施した。今後の実装設計段階においては、実装による劣化を考慮のうえ、将来技術と成るために更なる性能向上を目指すことが必要であり、その場合には仕様の見直しも必要と考える。

#### 3. 1. 1 検討概要

L-DACS1 は、地上局（Grand Station のこと、以下 GS という）と航空機局（Aircraft Station のこと、以下 AS という）からなり、適応変調方式（電波の伝送状況に応じて 1 次変調モードやコード化パラメータを変更することにより伝送路環境条件に適した情報レートに変えることにより、安定した通信を確保するための方式（ACM：Adaptive Coding and Modulation）を採用した直交周波数分割多重（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplexing）変調方式によるデジタルデータ通信である。

GS と AS 間は、送信波と受信波とを別々の周波数に割り当てて全二重通信が可能となる周波数分割多重（FDD：Frequency Division Duplex）方式が採用されている。GS 局から AS 局への FL（Forward Link の略称）は、1 局の GS 局から複数の AS 局に向けての通信となるので OFDM ブロードキャスト、RL（Reverse Link）は複数局の AS 局から 1 局の GS 局への通信となるので OFDM-TDMA（時分割多重アクセスのこと、指定されたスロット位置に合わせて AS 局が短時間に送信することにより複数 AS 局と GS 局の通信が可能となる、Time Division Multiple Access の略称）で行う。使用周波数は 1GHz 帯を使用する。航空機は、出発空港から到着空港までの飛行ルート上に位置する GS 局のサービスエリアをハンドオーバーしながら地上局とのデータ回線を形成する。通信手順や TDMA におけるデータスロットの割り当て等は、地上局が主となって行い、航空機局はそれに従い動作する関係にある。1 つの GS 局のサービスエリアをセルと呼び、最大距離の想定は 370km(200NM)、対応可能航空機数は 208 機が想定されている。



FL: Forward Linkの略でGSからASに向けたデータ通信、RL: Reverse Linkの略でASからGSに向けたデータ通信

図 3.1 L-DACS1 トポロジー

無線により通信を行うためには、音声などの情報を自由空間を通し易くするために、より高い周波数（電波）に変換してあげる必要がある。送り側でこの処理を行うことを変調と言い、受け側で元に戻すことを復調と言う。音声などのアナログ信号をそのまま送受信周波数に変換するものをアナログ変調と言い、サンプリングしてアナログ/デジタル変換し“1”または“0”のビット列にしてから送受信周波数に変換するものをデジタル変調と言う。アナログ変調で代表的なものが FM や AM で、デジタル変調で代表的なものが QPSK や QAM（シングルキャリア方式）や OFDM（マルチキャリア方式）などである。

変調された電波は、今回は最大 370km とされる電波伝搬路（空間）の中で、様々な雑音や妨害があり、受信側で復調処理を行いデータの再生を行う際に正常に再生出来ず通信品質の劣化を招く。

FM: Frequency Modulation の略、周波数変調  
 AM: Amplitude Modulation の略、振幅変調  
 QAM: Quadrature Amplitude Modulation の略、直交振幅変調

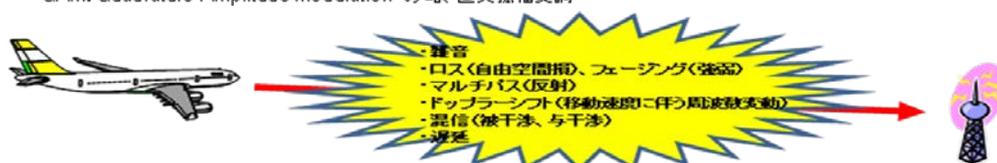


図 3.2 伝搬路による影響

ここでは、L-DACS1 において注意すべき点を①から⑤項にまとめた。

- ① 伝送距離が、一般的な固定及び移動体通信に比べて長い。  
 AS と GS の距離（最大 200NM）が遠くなるほど電波が減衰する。  
 電波伝搬における減衰量  $\alpha$  は、  

$$\alpha = 37.8 + 20 \log (\text{距離 NM} \times \text{通信周波数 MHz})$$
 で求められるので、最長伝送距離における減衰量  $\alpha_{\max}$  は、  

$$\alpha_{\max} = 37.8 + 20 \log (200\text{NM} \times 1008.5\text{MHz}) = \underline{143.89\text{dB}}$$
 最短伝送距離を 0.2NM とすると、最小減衰量との差は約 **60dB** となる。  
 これは微弱電波（約 1500 万分の 1 の電界強度）から電波（約 1.5 万分の 1 の電界高度）に至る大きさの電波を受信しなければならないことを表している。
- ② 遅延時間が、一般的な固定及び移動体通信に比べて長い。  
 AS と GS の距離（最大 200NM）が遠くなるほど電波が遅延する。  
 遅延時間  $t_d$  は、  

$$t_d = \text{距離 m} / \text{光速 m/sec}$$
 で求められるので、最大伝送距離における直接波の遅延時間  $t_{d\max}$  は  

$$t_{d\max} = (200\text{NM} \times 1852\text{m}) / (3 \times 10^8\text{m/sec}) = \underline{1.23\text{msec}}$$
 決められた時間にのみ通信する TDMA 通信において、この遅れは異なる航空機との通信の干渉を意味し、限りなく 0sec に近づけなければならない。
- ③ ドップラーシフトによる偏差が、一般的な固定及び移動体通信に比べて大きい。  
 ドップラーシフトした周波数  $f_d$  は、

$$f_d = \frac{\sqrt{1 - (\text{移動速度 m/sec} / \text{光速 m/sec})^2}}{1 - (\text{移動速度 m/sec} / \text{光速 m/sec}) \cos \theta} \times \text{元の周波数}$$

で求められるので、GSから見たASの飛行速度が最大(850knots)となった場合のドップラーシフトにより変化する周波数  $f_d'$  は、

$$f_d' = \frac{\sqrt{1 - ((850 \times 1852 / 3600) / (3 \times 10^8))^2}}{1 - (850 \times 1852 / 3600) / (3 \times 10^8)} \times 1008.5 \text{MHz}$$

$$= 1008.50147 \text{MHz}$$

よって、最大の周波数偏移  $f_{\Delta}$  は、

$$f_{\Delta} = 1008.50147 \text{MHz} - 1008.5 \text{MHz} = 1.47 \text{kHz}$$

となる。移動には方向性があるので  $\pm 1.47 \text{kHz}$

受信周波数が周波数ずれを起こし、受信信号の品質低下を招く。

④ 電波伝搬特性が一律ではない。

ASの飛行状態(GSとの位置関係)により電波伝搬の特性が常に変わる。

飛行場(APT)、飛行場入出域(TMA)、航空路(ENR)のシミュレーションモデルが提示されている。

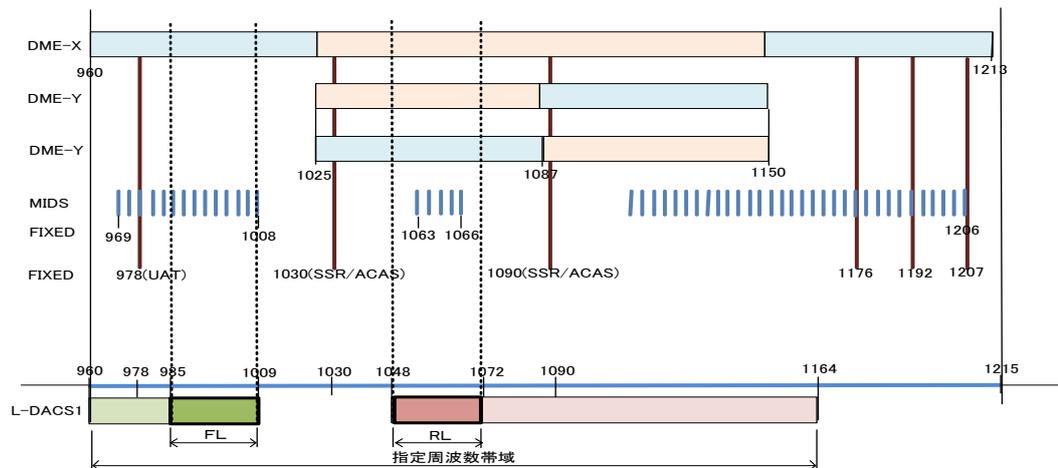
構造物や山等の反射波により受信信号が乱れて復調信号の品質低下を招くこととなるが、乱れ方が一律ではないために復調処理が複雑化するとともに受信信号の品質低下を招く。

⑤ 既設周波数間隔の隙間を利用する。

新たな周波数帯域を確保する必要はないが、既設無線設備との与干渉・被干渉の可能性がある。同じ周波数帯域に既設DMEやMIDSなどがある。MIDは規格が公開されていないこともありDMEを検討の対象とした。

以下に主な既設L-bandシステムと周波数配置利用状況を示す。

- ・ DME (距離測定装置、Distance Measuring Equipment の略)  
電波の遅延時間で距離を測定する装置。
- ・ MIDS (軍用データリンク、Multifunction Information Distribution System の略) 軍用システム (詳細不明)
- ・ UAT (Universal Access Transceiver の略)  
航空機が自らの位置情報、識別情報等を特定の時間間隔で放送する 放送型自動従属監視のためのデータリンク。
- ・ SSR (二次監視レーダー、Secondary Surveillance Radar の略)  
地上装置にて航空機の位置を監視するための二次レーダー。
- ・ ACAS (航空機衝突予防装置、Airborne Collision Avoidance System の略)  
周辺の航空機を監視し衝突の恐れがあると判断した場合に、操縦士に対して対象航空機の位置情報並びに回避情報を提供するための機上装置。



(各周波数帯の中で色分けは送信帯と受信帯を示し、その中で特定の周波数が割り当てられている)

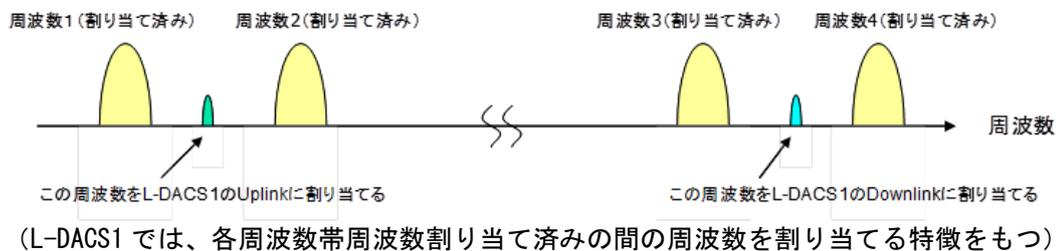


図 3.3 既設 L-band システムの周波数利用状況

隣接信号による混信により、受信信号が乱れて受信信号の品質低下を招く。また、隣接信号に対して妨害を与える。

①～⑤項に対する対応方法を図 3.4 にまとめた。

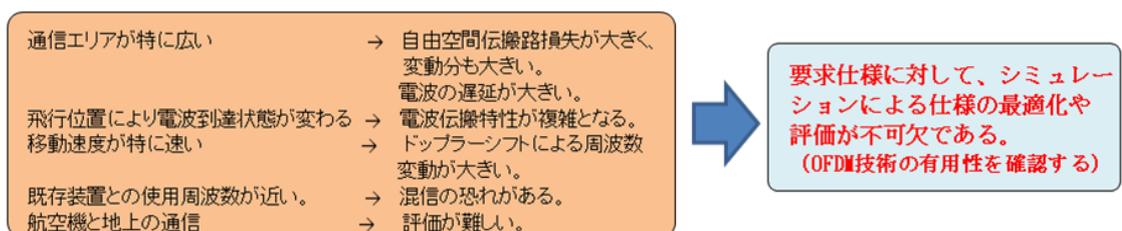


図 3.4 システムとしての課題とその対応方法

L-DACS1 では、地上波デジタルテレビ放送や固定 WiMAX 等でも採用されている OFDM 変調方式が選定されている。

OFDM の原理を図 3.5 に示す。送信信号 (ビット列) を一次変調し、複素平面 (横軸を実数、縦軸を虚数) 上にマッピングした後に、IFFT (逆フーリエ変換) を行った後に、所望の送信周波数に変換しアンテナを通して伝搬路に送信する。受信ではその逆の処理を行い復調する。

キャリアが複数となるために同時に多くの情報を送ることができ、一つ当たりのキャリアの速度を低速にすることが出来るという特徴をもつ。

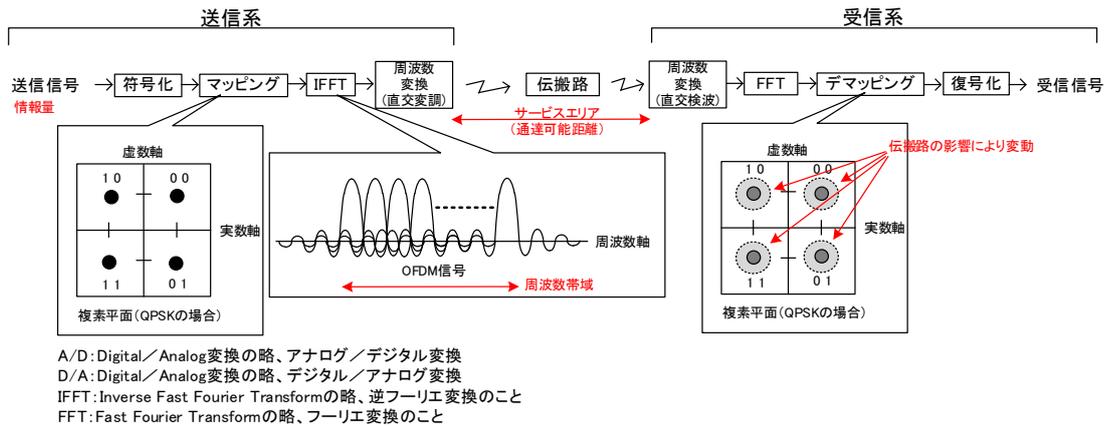


図 3.5 OFDM の原理

参考のために、既存の一般的地上通信システムと L-DACS1 の仕様比較を表 3.1 に示す。

L-DACS1 では、高速移動体通信において、狭い周波数帯域の中での高速通信と、広域の通信を両立させる必要がある。ことがわかる。

表 3.1 既存一般的地上通信システムとの仕様比較

	モバイル WiMAX	地上波 デジタル放送	L-DACS1
周波数帯	6GHz以下	0.6GHz帯	1GHz帯
周波数帯域	1.25～20MHz (可変)	6MHz	～0.625MHz (可変)
一次変調方式	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK QPSK 16QAM 64QAM	QPSK 16QAM 64QAM
二次変調方式	OFDMA	OFDM	OFDM
複信方式	TDMA,FDD	(broadcast)	TDD,FDD
情報量	最大75Mbps	最大24Mbps	最大1.5Mbps
サービスエリア 注1	～3km	～40km	～370km

利用する周波数帯域(幅)は  
モバイルWiMAXの 1/32  
地デジの 約1/10  
※数値が大きいほど多くのデータを送りやすい

通信可能な情報量は  
モバイルWiMAXの 1/50  
地デジの 1/16  
※情報量は大きいほど多くのデータを送れる

サービスエリアは  
モバイルWiMAXの 約1.23倍  
地デジの 約9倍  
※距離が遠いほど送受信局設置数を減らせる

注1: 設備の仕様等により変わるので目安とする。

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing の略、直交周波数分割多重方式

OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access の略、直交周波数分割多元接続方式

BPSK: Binary Phase Shift Keying の略、位相偏移変調のうち、一度に2通りの値を送ることが出来る変調方式

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying の略、位相偏移変調のうち、一度に4通りの値を送ることが出来る変調方式

16QAM: 16 Quadrature Amplitude Modulation の略、直交位相振幅変調のうち、一度に16通りの値を送ることが出来る変調方式

64QAM: 64 Quadrature Amplitude Modulation の略、直交位相振幅変調のうち、一度に64通りの値を送ることが出来る変調方式

TDMA: Time Division Multiple Access の略、同一の周波数を複数の発信者が共有できるように割り当てられた短時間に交互に通信する方式

FDD: Frequency Division Duplex: 二つの異なる周波数を送信と受信に割り当て同時に通信する方式

### 3. 1. 2 各要素技術検討

#### (1) 基本伝送特性

##### a. 概要

L-DACS1にて採用しているOFDM方式は、複数あるキャリアを同時に伝送することにより高効率な伝送方式ではあるが、複数あるキャリアを直交させて配列している関係上、キャリア間隔が狭くなっているために、送受信機間の発振周波数にズレや変動があるとキャリア間干渉が生じて特性を劣化させる。劣化軽減の為に、受信機では高精度の自動周波数制御（AFC：Automatic Frequency Control）が必要になるとともに、フェージングの影響に対してチャンネルの推定と等化を行わなければならない。

ここでは、L-DACS1のFLシミュレーションモデルを構築し、FLの受信BER（Bit Error Rateの略、ビット誤り率を示す）特性の評価を行うこととした。

理想環境下にてシミュレーションモデルの評価を行うとともに、実際の無線機にて必要となる復調アルゴリズムの方式検討を行い、総合特性評価を行った。

変調方式と符号化方式の組み合わせは表3.2に示す通りL-DACS1の要求仕様にて8種類とされているので、QPSK(1/2)と64QAM(3/4)の変調方式（表3.2塗りつぶし）を優先的に評価して復調アルゴリズムの最適化を行い、その後、残りの変調方式の特性を取得することとした。シミュレーションイメージを図3.6に示す。

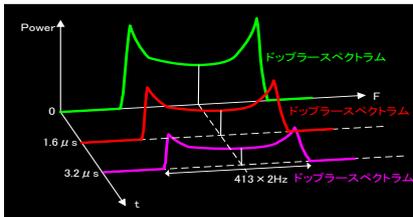
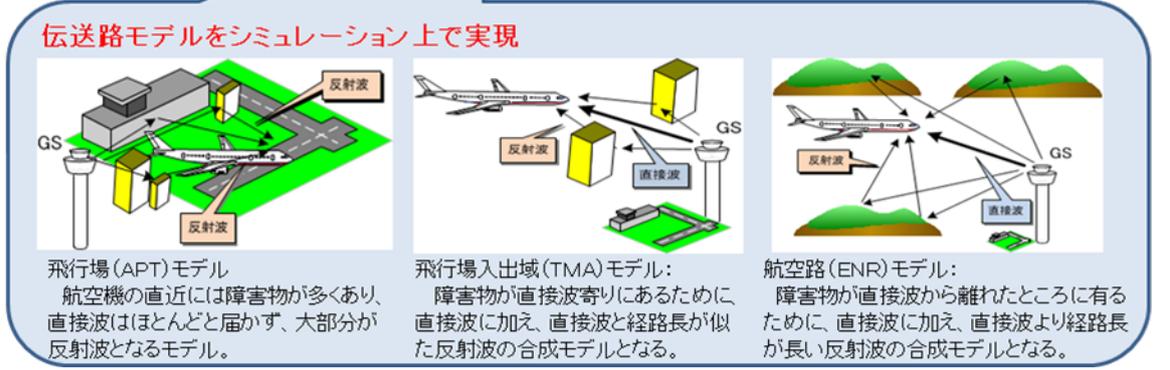
各変調方式と符号化方式について伝搬路の組み合わせで下記4種類についてBER特性を取得し評価した。伝搬路のイメージを図3.6に示す。

- ・ AWGN : 付加白色ガウス雑音 (Additive White Gaussian Noise)
- ・ ENR : 航空路 (En Route)
- ・ TMA : 飛行場入出域 (Terminal Manoeuvring Area)
- ・ APT : 飛行場 (AirPort)

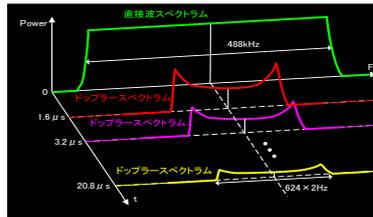
表 3.2 変調方式と符号化方式 (セル特有 ACM モード)

ACM パラメータ	変調方式	畳み込み符号化レート	RS パラメータ
QPSK-1/2	QPSK	1/2	RS(101, 91, 5)
QPSK-2/3	QPSK	2/3	RS(134, 120, 7)
QPSK-3/4	QPSK	3/4	RS(151, 135, 8)
16QAM-1/2	16QAM	1/2	RS(202, 182, 10)
16QAM-2/3	16QAM	2/3	RS(135, 121, 7)
64QAM-1/2	64QAM	1/2	RS(152, 136, 8)
64QAM-2/3	64QAM	2/3	RS(203, 183, 10)
64QAM-3/4	64QAM	3/4	RS(228, 206, 11)

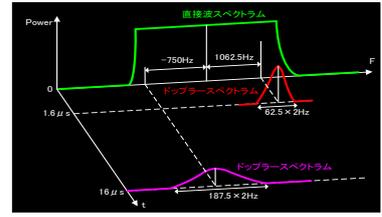
L-DACS1で採用しているOFDM変調方式は、複数あるキャリアを同時に伝送することにより高効率な伝送方式ではあるものの、複数あるキャリアを直交させて配列している関係上、キャリア間隔が狭くなっているために、送受信機間の発振周波数に少しの変動があるとキャリア間干渉が生じて特性を劣化させる。劣化軽減の為に、受信機では高精度の自動周波数制御（AFC：Automatic Frequency Control）が必要になるとともに、伝搬路の影響に対してチャンネルの推定と等化を行わなければ安定的な通信を行うことが出来ない。このアルゴリズムがノウハウとなる。



APT モデルイメージ



TMA モデルイメージ



ENR モデルイメージ

図 3.6 シミュレーションモデルと伝搬路モデルイメージ

b. 評価内容とその結果

基本伝送特性評価シミュレーションモデルを図 3.7 に示す。

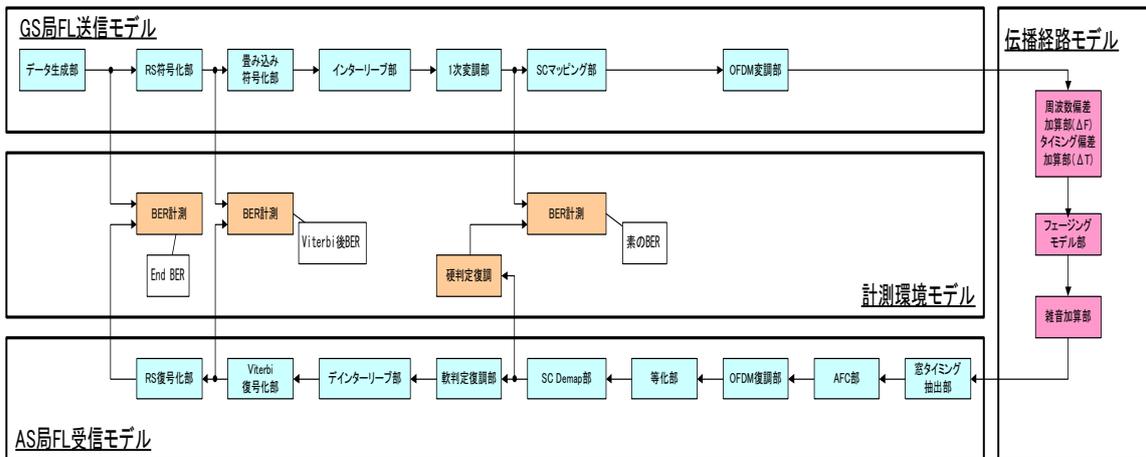


図 3.7 基本伝送特性評価シミュレーションモデル

下記の流れで評価を実施した。

- ① 基本伝送シミュレーションモデルによる特性評価
- ② 受信アルゴリズム（同期、AFC、等化）検討、評価
- ③ BER 特性取得
- ④ 等化アルゴリズム改善
- ⑤ インターリーブ改善
- ⑥ 等化アルゴリズム+インターリーブ改善

ここでは、特に改善が必要と判断し実施した改善提案となる④から⑥項について述べる。

④項における改善内容は下記の 2 項目である。

- ・ L-DACS1 では Pilot 電力を +2.5dB Up しても良いとされている。Pilot の電力を +2.5dB Up する案を採用して伝送路推定誤差を低減させた。
- ・ 足切処理を追加し、伝送路推定における検出係数を用い時間軸上にて足切処理を行うことにより雑音による伝送路推定誤差を低減させた。4 つ (AWGN/ENR/TMA/APT) の環境で全て改善が見られた。

⑤項における改善内容は下記の 2 項目である。

- ・ 欧州仕様のインターリーブ長を 3 倍 (1 フレーム長) に変更することで特性改善した。インターリーブの式、位置は変えず長さを変更した。
- ・ 欧州仕様の方式に対してインターリーブ長が 1 フレームのインターリーブを追加し、インターリーブを 2 段階にすることで特性改善した。

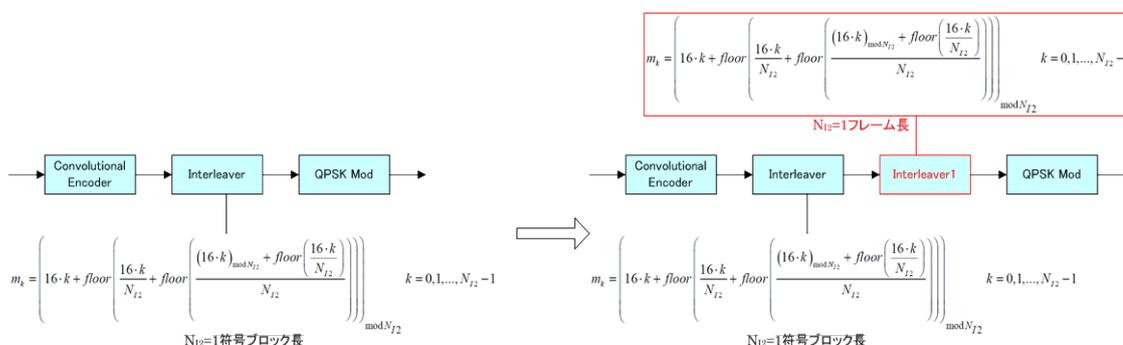


図 3.8 インターリーブ改善

⑥項における改善検討後の QPSK1/2 の時の APT、TMA、ENR、AWGN の所要 C/N 一覧を表 3.4 にまとめる。

この時の、APT における伝送特性を図 3.9 に、TMA における伝送特性を図 3.10 に、ENR における伝送特性を図 3.11 に、AWGN における伝送特性を図 3.12 に示す。以下に示す BER 特性図は、C/N（雑音量に対する信号量の比）が小さく BER 値が小さい（エラーが少ない）特性ほど伝送特性が良いことを示している。ここでは、BER=1×10<sup>-6</sup> が判断基準の為、この時の C/N 値が通信上最低限必要となる C/N 値（所要 C/N 値）ということになる。

※欧州要求仕様では、QPSK1/2 についてのみ所要 C/N が示されているので、判断基準がある QPSK1/2 について目標値を定め改善した。

ENR/TMA は共に回線設計書が示す所要 C/N 値より 1.0dB 以内劣化なので問題ないとする。APT においても 19.2dB⇒18.0dB まで改善されており、ENR 時 4.2dB(実装マージン+4dB で 8.2dB)、TMA 時 5.0dB(実装マージン+4dB で 9.0dB)、APT 時 15.6dB(実装マージン+4dB で 19.6dB)を満たしている。

表 3.4 所要 C/N 結果一覧 (改善後)

	AWGN	ENR	TMA	APT
シミュレーション結果による所要C/N値	4.6dB	5.2dB	5.7dB	18.0dB
L-DACS1回線設計書上の所要C/N値		8.2dB	9.0dB	19.6dB

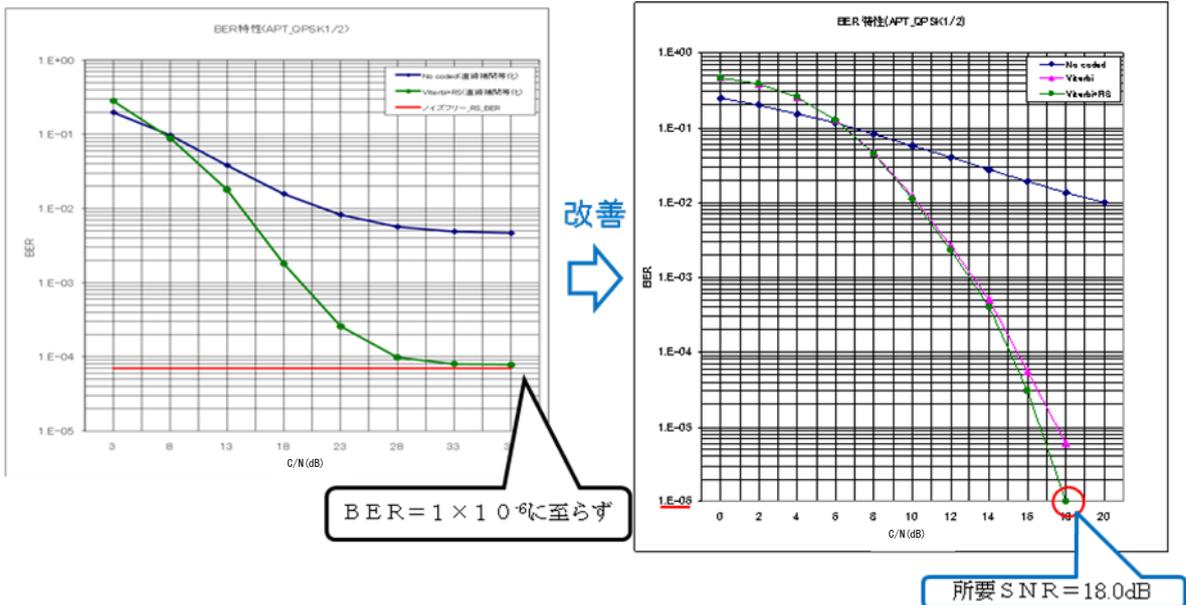


図 3.9 BER 特性 (APT、QPSK1/2、インターリーバ変更)

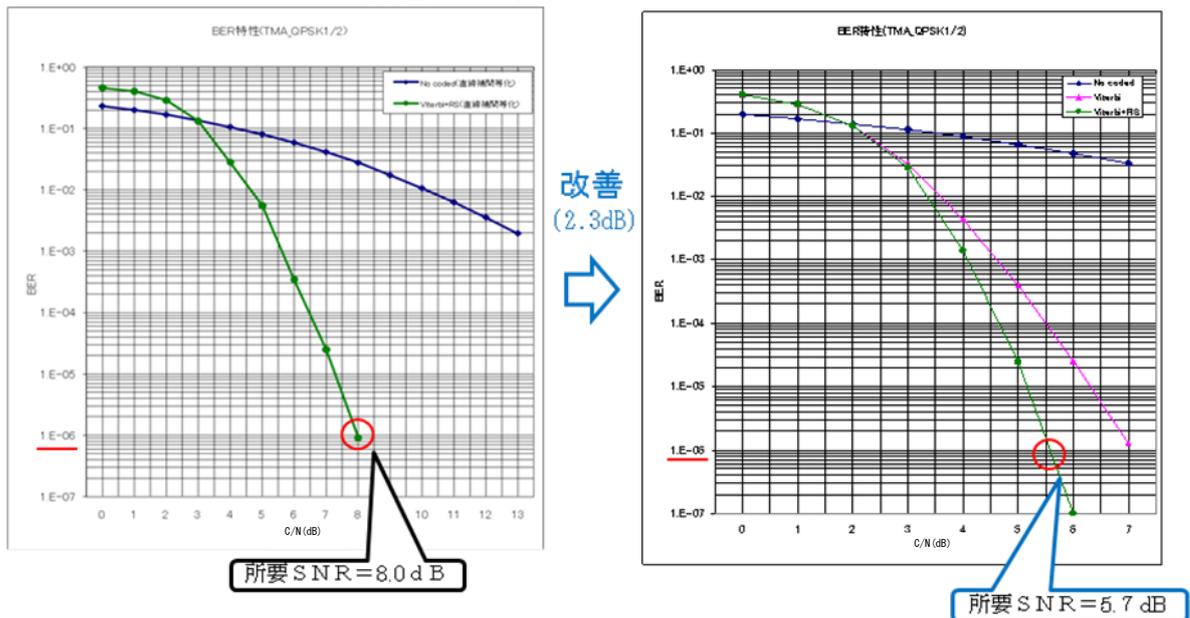


図 3.10 BER 特性 (TMA、QPSK1/2、インターリーバ変更)

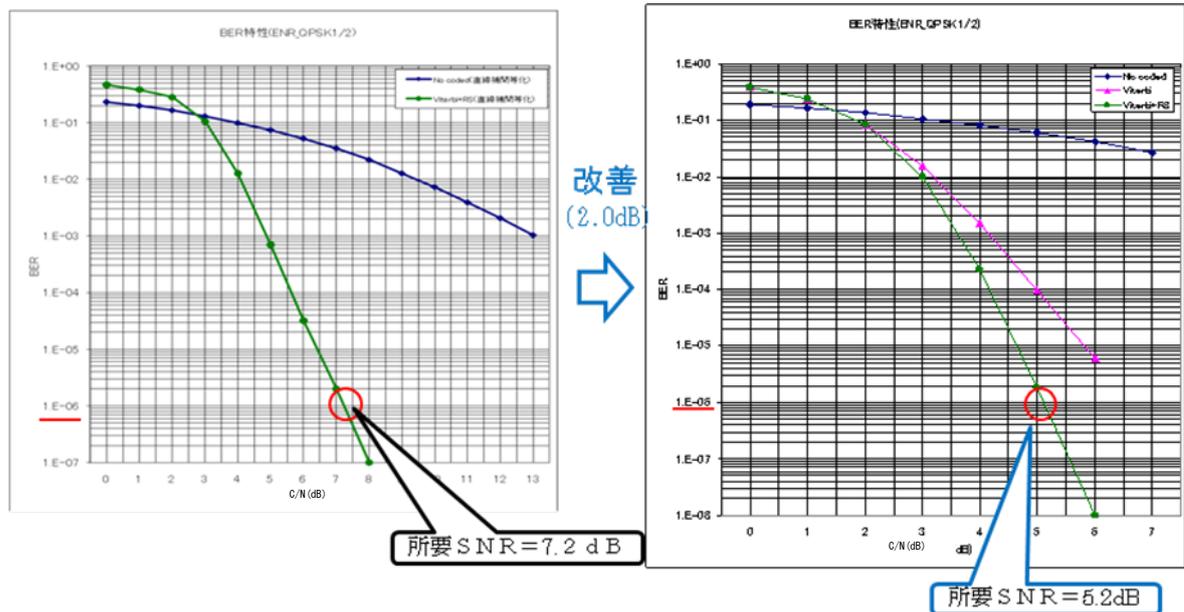


図 3.11 BER 特性 (ENR、QPSK1/2、インターリーブ変更)

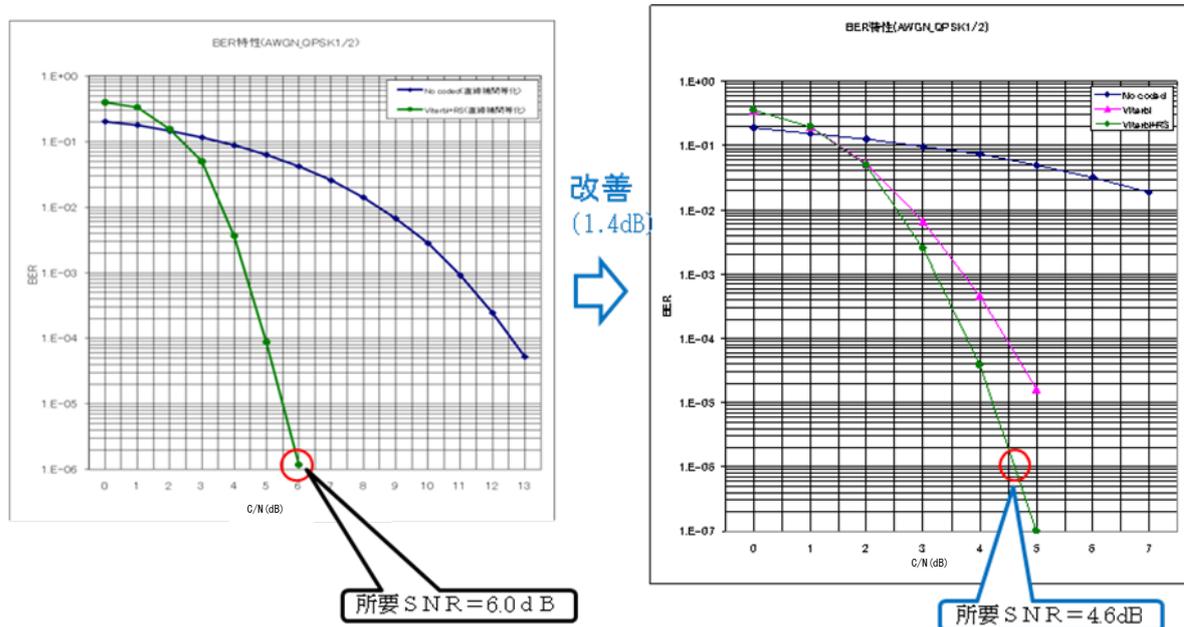


図 3.12 BER 特性 (AWGN、QPSK1/2、インターリーブ変更)

c. 結論

以上の検討結果より、欧州提案仕様に加えて、インターリーブを仕様変更すること、等化アルゴリズムの性能を改善することで、要求仕様にて示された回線設計を満たすことを確認した。

(2) 与干渉

a. 概要

L-DACS1 は、既設 L-band システムが使用している周波数の隙間の周波数を使用するように定義されている。よって、相互干渉について考慮する必要がある。

与干渉検討においては、既存システム受信性能が不明なため、L-DACS1 における送信波のスプリアス低減を評価基準とした。

L-DACS1 では、干渉低減方法として送信窓関数が規定されている。

送信窓関数は、バンド外放射の原因となる連続した OFDM シンボル間の急激な位相遷移をスムーズにするために利用される。

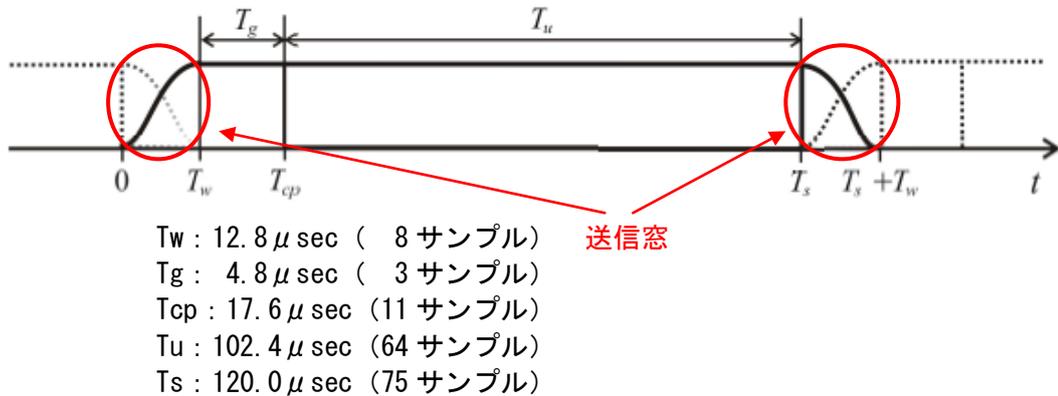


図 3.13 送信窓関数

b. 評価内容とその結果

シミュレーションモデルを作成し、送信窓関数処理の有と無による上下隣接チャンネルの ACPR 値 (Adjacent Channel Power Rate の略、隣接チャンネル電力比) について比較を行った。

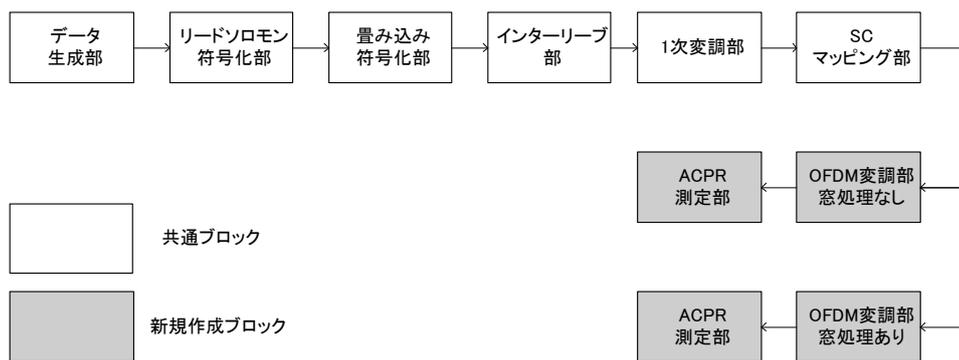


図 3.14 与干渉低減評価系統図

図 3.15 に示す通り、窓関数処理無と比べ窓関数処理有とすることにより、  
 中心周波数から 400 kHz 離れた点で約 15dB  
 中心周波数から 500kHz 離れた点で約 22dB  
 中心周波数から 1000 kHz 離れた点で 28dB  
 のスプリアス低減が期待できる。

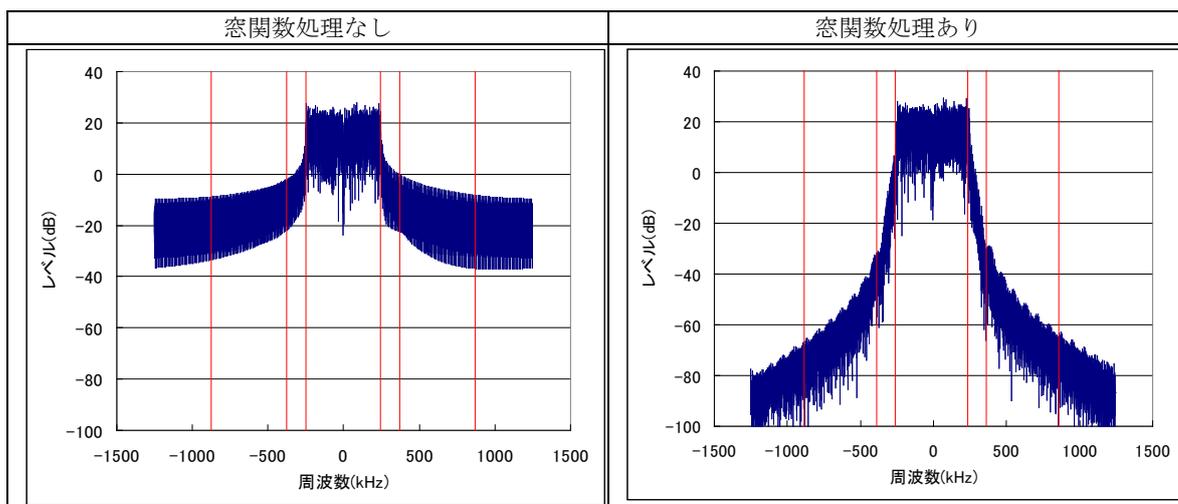


図 3.15 窓関数によるスプリアス低減効果

c. 結論

送信窓関数を設けることにより帯域外のスプリアスを低減することで隣接周波数への影響が低減されることから、与干渉低減に対して有効な手段である。

(3) 被干渉

a. 概要

L-DACS1 は、既存の L-バンド帯システムからの干渉を受けることなく動作可能なことが求められる。ここでは、最も影響を受けると考えられる DME を対象に検討した。DME 干渉の周波数上のイメージを図 3.16 に示す。また、時間領域上のイメージを図 3.17 に示す。

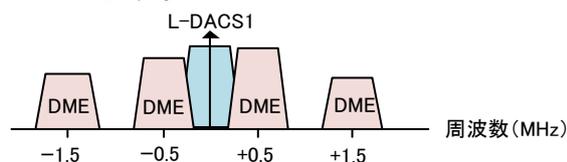


図 3.16 DME 干渉スペクトル概略図

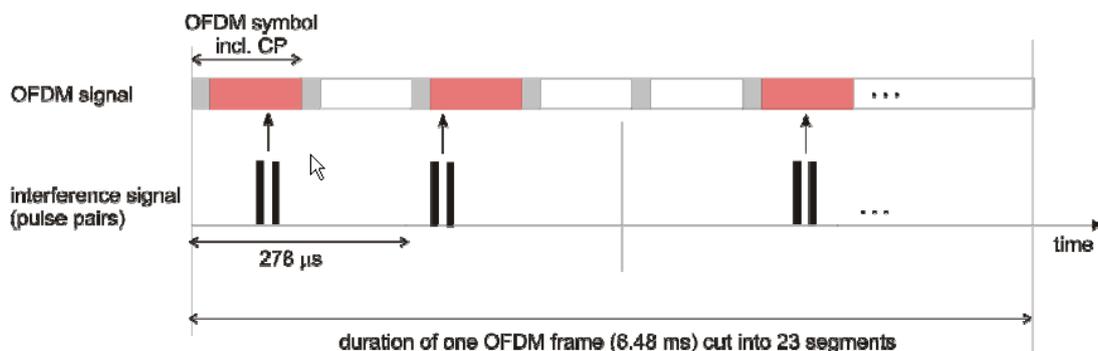


図 3.17 DME 干渉時間領域概略図 ( B-AMC Project Deliverable D5 より抜粋)

FL 受信に DME からの干渉が入力されたときに、DME 干渉低減処理を行って干渉の影響が低減されるかを評価する。L-DACS1 FL の送受信シミュレーションモデルに DME 干渉源を追加し、L-DACS1 に示された 3 種類の干渉低減処理手法（オーバーサンプリング、パルスブランキング、イレージャーコーディング）のアルゴリズム具体化と実装を行う。その上で DME 干渉付加時に DME 干渉低減処理を行わない場合と、DME 干渉低減処理を行った場合の復号後 BER 特性を取得し C/N 値比較による低減効果をまとめた。

①オーバーサンプリング

周波数的に近接した DME 干渉波を通常アナログフィルタである程度落とすことが可能であるが、落とすきれない DME 干渉波周波数成分をデジタル周波数フィルタで除去することで被干渉を低減する方式である。

② パルスブランキング

DME 波はパルス状の波形であるため、FL 波に対して高レベルのパルス波形が検出された場合その区間の時間振幅データを強制的に 0（信号無し）とすることで被干渉を低減する方式である。

③イレージャーコーディング

周波数軸上のサブキャリアの軟判定復調をする際に、干渉が載っていると思われるシンボルについて軟判定値の信頼度情報を 0（誤りあり）に設定することで 被干渉を低減する方式である。

b. 評価内容とその結果

各被干渉低減方法のシミュレーションモデルを作成し、処理の有無に対して伝送特性を比較することにより効果を確認した。

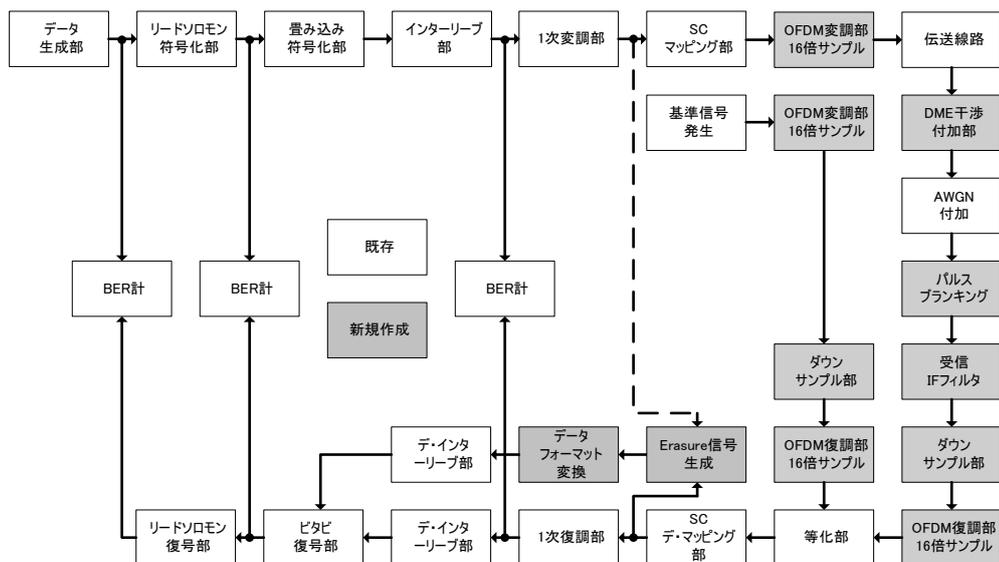


図 3.18 被干渉低減評価系統図

APTにおけるパルスブランキングの改善例を図 3.19 に示す。

DME 干渉無し（青線）に対して DME 干渉有り（緑線）により BER 特性が劣化、パルスブランキング処理追加（赤線）により DME 干渉無し特性にまでは至らないが改善されたことが確認できた。

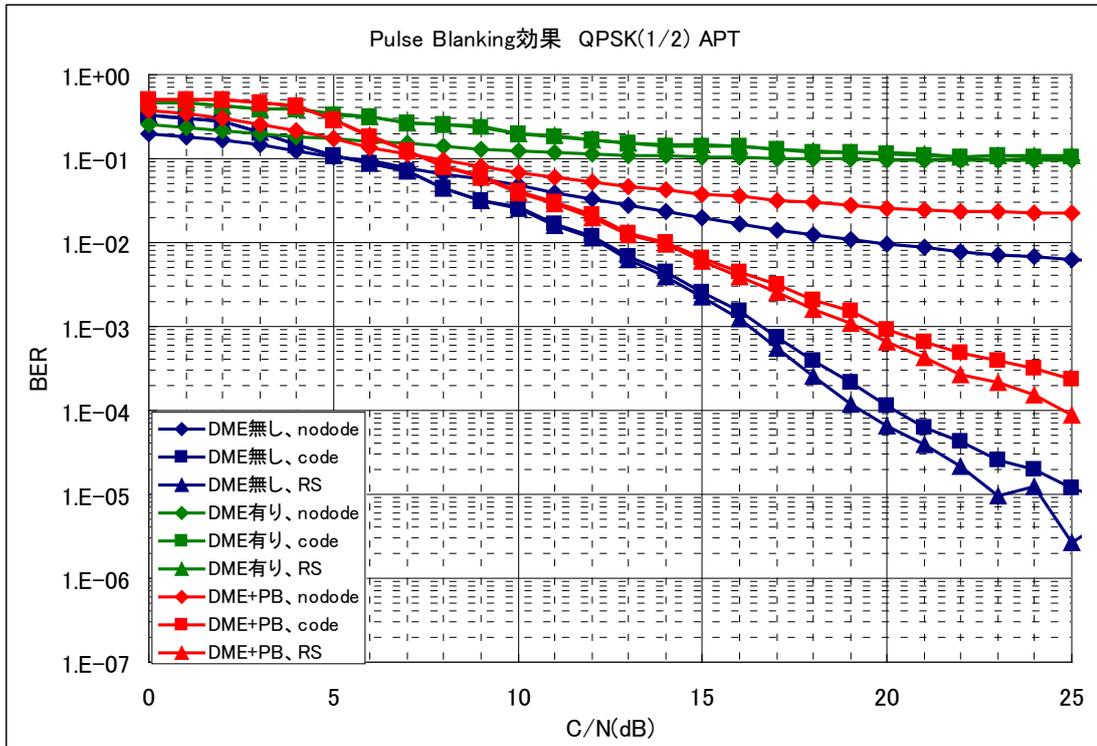


図 3.19 パルスブランキングのシミュレーション結果

c. 結論

3つの方法にはそれぞれ特徴があり、その組み合わせで改善を図る。

オーバーサンプリングは4倍以上とし、パルスブランキングはAPT環境にのみ適用、イレージャーコーディングはENR・TMA・APT環境に適用することにより改善が図れる。

(a) オーバーサンプリング

シミュレーション結果より、4倍以上のオーバーサンプリングを行わないと、BER特性は劣化する。

よって、要求仕様書で推奨されている4倍以上のオーバーサンプリングを行う必要がある。

(b) パルスブランキング

ENR・TMA環境においては、パルスブランキング単独処理による改善効果は見られず、むしろBER特性の劣化が見られた。これは、DME干渉波のスペクトラム成分が500kHz離れに集中していたのを、パルスブランキング処理によって

ピークのレベルは減少したものの、希望信号帯域内スペクトラムレベルが増え  
てしまったためと推測される。

一方 APT 環境では、BER 特性に改善効果が見られた。これは、APT 環境時の  
DME 干渉波で、-58.4dB と他の環境に比べて著しく大きな干渉波が入力されて  
いるため、パルスブランキングによる干渉波レベル抑圧の効果が、先の希望波  
帯域内スペクトラムレベルの増加よりも大きかったと考察できる。

#### (c) イレージャーコーディング

ENR・TMA 環境共に、大きな改善効果が見られた。DME 無し時に比較して BER  
特性は同等以上の改善が見られた。

一方 APT 環境では、大きく改善はしているが、DME 干渉無しの特性には至ら  
なかった。

#### (4) PAPR 低減

##### a. 概要

OFDM 伝送を代表とするマルチキャリア伝送は、狭帯域のサブキャリアを複数  
並べて伝送することによって、より多くのデータを低レートで伝送が可能であ  
り、反射波などの影響を受けにくい特徴を有する。一方、異なるデータにて変  
調された複数サブキャリアが重なり合うことによって、平均電力に対して非常  
に大きな電力成分を発生するという問題が生じる。この問題は、回路設計上  
においては増幅器による非線形歪を避けるために、増幅器の動作点は最大電力値  
を考慮して低い設定としなければならない、すなわちバックオフを大きくと  
ることによる電力効率の低下を招く。

そのため、平均電力に対する最大電力の比率を低減するための PAPR (Peak  
Average Power Rate) 低減方法がいくつか考えられている。その基本的な考え  
方は、任意の時刻に対して異なるデータ同士が同相の合成が行われないよう  
な処理を行うことである。

L-DACS1 要求仕様では、RL フレームのシンボル配置において PAPR シンボルが  
設定されている。これは、ダミーサブキャリアをパターン化した位置に配置し  
振幅並びに位相を設定することで同相の合成を起りにくい状態にして最大電  
力値を抑圧することを目的としたものである。PAPR 低減シンボル配置のみが指  
定されているので、低減アルゴリズムについて検討を行った。

##### b. 評価内容とその結果

最適な PAPR シンボルを検討して挿入した際の、CCDF (相補累積分布関数、  
Complementary cumulative distribution function の略) による改善量を評価  
した。

シミュレーションモデルとして、PAPR 低減シンボルを無効 (Null データ)  
として CCDF 値を算出する系統と、PAPR 低減シンボルを生成させ SC マッピング  
部により既定のシンボル位置に配置して CCDF 値を算出する系統を作成し、CCDF  
値の比較により低減効果を確認した。

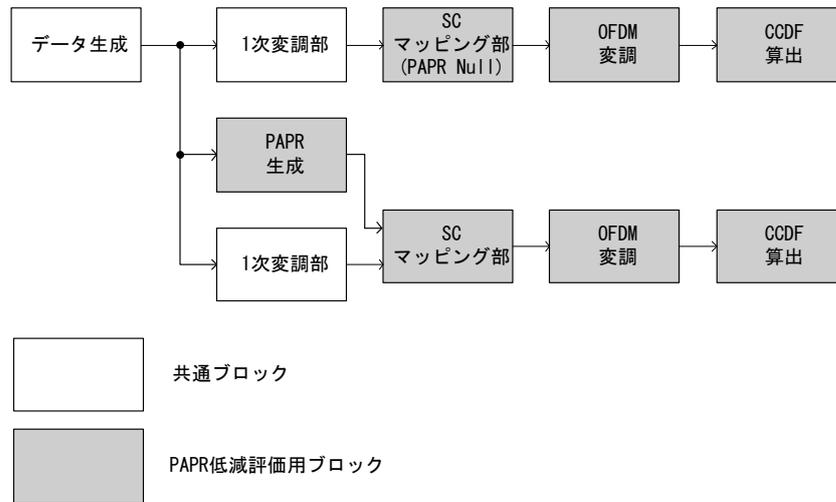


図 3.20 評価用シミュレーションモデル系統図

CCDF 値比較による PAPR 低減効果の結果を図 3.21 に示す。

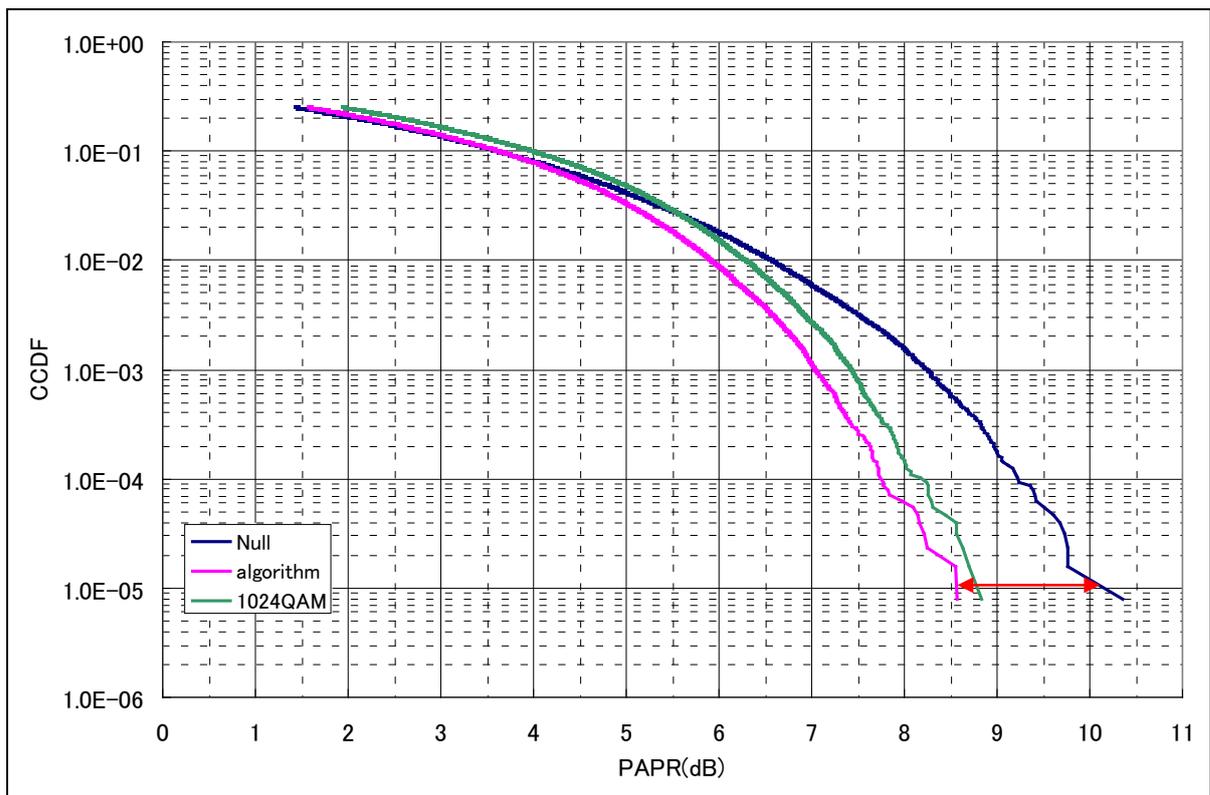


図 3.21 CCDF 比較

c. 結論

PAPR シンボル挿入による PAPR 改善は約 1.5dB となった。

(5) TDMA 技術

a. 概要

RL (OFDM-TDMA) 送信にあたり自局に割り当てられるスロットに対して正確に送信するためには、FL のスーパーフレームタイミングを正確に捕捉する必要がある。よってこの TDMA 評価では FL のスーパーフレーム同期の捕捉確率と同期の精度についてシミュレーションで評価する。受信 C/N 比、伝搬路ごとについてスーパーフレームの検出確率、未検出確率および誤検出確率と正しく検出できた際の検出タイミング精度(タイミングばらつき)を取得する。

b. 評価内容とその結果

同期信号検出アルゴリズムを検討し検出率を求めた。

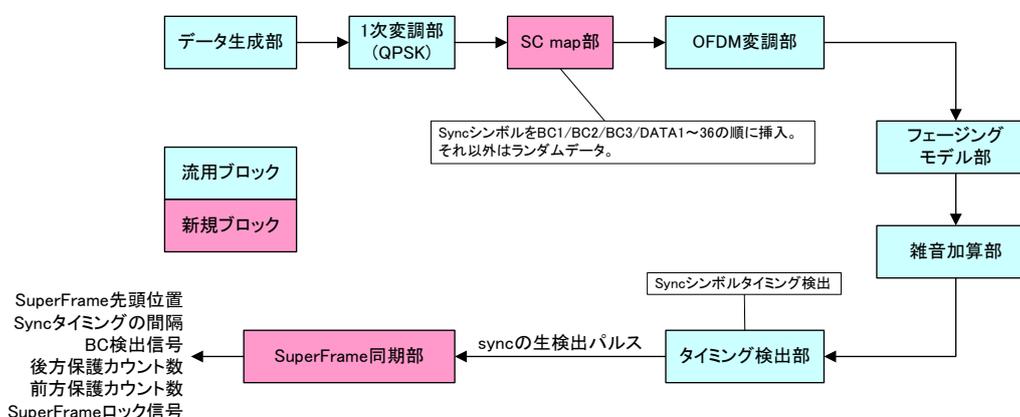


図 3.22 TDMA 評価用系統図

ENR 時のスーパーフレームの検出率結果を示す。ほぼ 100%の検出率となった。

表 3.5 スーパーフレーム検出率結果 (ENR)

SNR[dB]	検出率[%]	非検出			同期後位置誤差[sample]
		未検出率[%]	誤検出率[%]	sampleずれ率[%]	
20	100	0	0	0	0
10	100	0	0	0	0
5	100	0	0	0	0
0	98	1	1	0	0

c. 結論

AS 局が、RL における TDMA 送信を行うための基準となる FL 同期検出は可能と判断できた。APT 環境下において検出率の低下がみられたが、要求仕様の規格内であることが確認できた。

また、同期検出の次には、定められたスロット時間における送信動作となるが、これはシミュレーション上では理想動作としかならないことから実機設計時に検討と実施を行う。さらに、GS 局による遅延時間補正制御については GS 局（欧州企業が主に対処予定）の性能に対する依存度が高く、GS 局との接続検討の際に実施を行うこととする。

(6) 適用性変調技術

a. 概要

適応変調動作は、電波伝搬路の環境状況に応じて変調方式を変更することにより、良好な環境下では高スループット用の変調方式に、劣悪な環境下では低スループット用の変調方式に適應させることにより、安定かつ効率のよい通信を行うことを可能とする。

L-DACS1 では、ENR、TMA、APT の各飛行エリアにて電波伝搬路の条件が異なり、所要 C/N 値が異なるので、それぞれについて検討する必要がある。

b. 評価内容とその結果

(1) 項による各一次変調に対する伝送特性の結果を、BER=1×10<sup>-6</sup>で切り替える。情報レートは計算値で求めている。

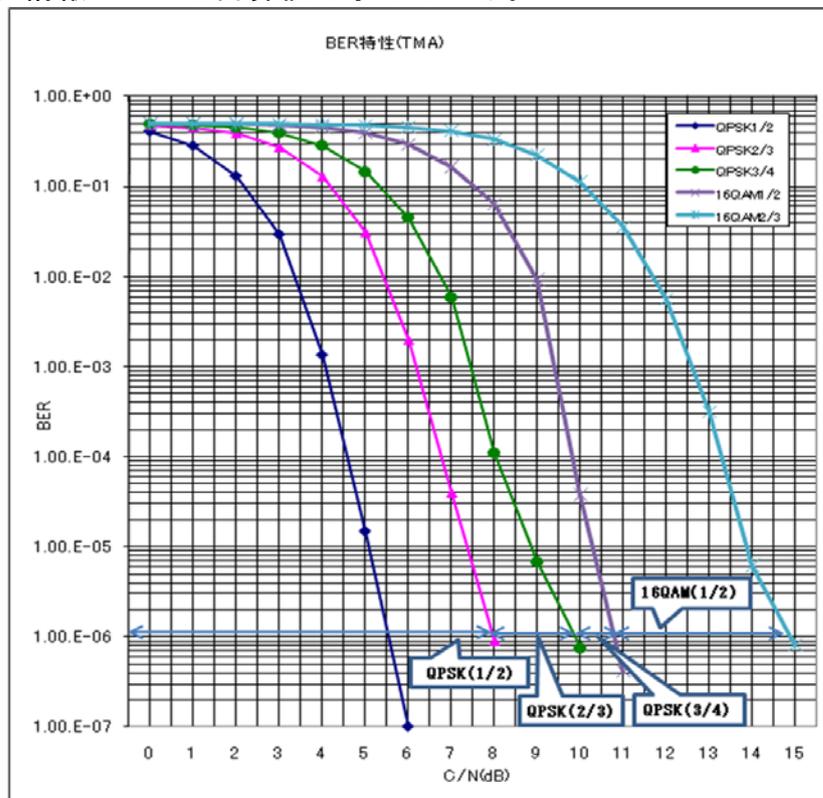


図 3.23 適応変調切替 (TMA の例)

表 3.6 適応変調時情報レート (全体)

距離 (NM)	一次変調方式	情報レート (kbps)	備考
APT	~10	QPSK1/2	303.33
TMA	10~	16QAM1/2	648.33
	22~	QPSK3/4	450.00
	24~	QPSK2/3	400.00
	30~40	QPSK1/2	303.33
ENR	40~	QPSK3/4	450.00
	118~	QPSK2/3	400.00
	145~200	QPSK1/2	303.33

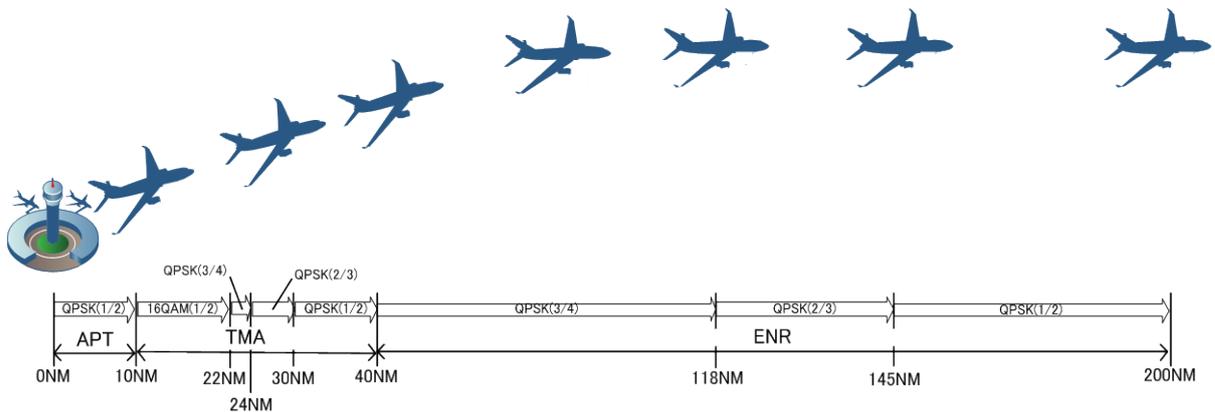


図 3.24 適応変調動作イメージ

### c. 結 論

各飛行エリアの結果をまとめると、表 3.6、図 3.24 の通りとなった。

APT については、QPSK (1/2) の使用が固定的となった。

TMA に入ると、回線マージンが増えるので 16QAM (1/2) となり徐々に低レート  
の QPSK (1/2) に移行する。

ENR に入ると、回線マージンが増えるので QPSK (3/4) となり徐々に低レートの  
QPSK (1/2) に移行する。

但し、これらは要求仕様にて規定された伝搬路モデルを対象とした検討であ  
り、実動作においては、BER 値監視のもと、切り替わり距離が異なってくる。

適応変調動作を行うことにより、伝搬路環境に応じて情報レートを高レート  
化することが可能である。今回の検討においては主に変調方式 QPSK1/2~3/4 に  
て切り替えが可能となることを確認した。

## (7) 通信手順

### a. 概 要

L-DACS1 の通信フレームは、L-バンド帯の 2 つの異なる周波数を利用し同時  
通信することを目的としたフレーム構成となっている。

地上 GS 1 局 (=1 セル) から、セル内にて登録済みである複数 (最大 208 機)  
の航空機搭載 AS に向けた通信を FL (Forward Link) と言い OFDM (連続-放送)  
通信で行う。また、それら航空機 AS 局から地上 GS 局 1 局 (=1 セル) に向けた  
通信を RL (Reverse Link) と言い OFDM-TDMA (時分割) 通信で行う。

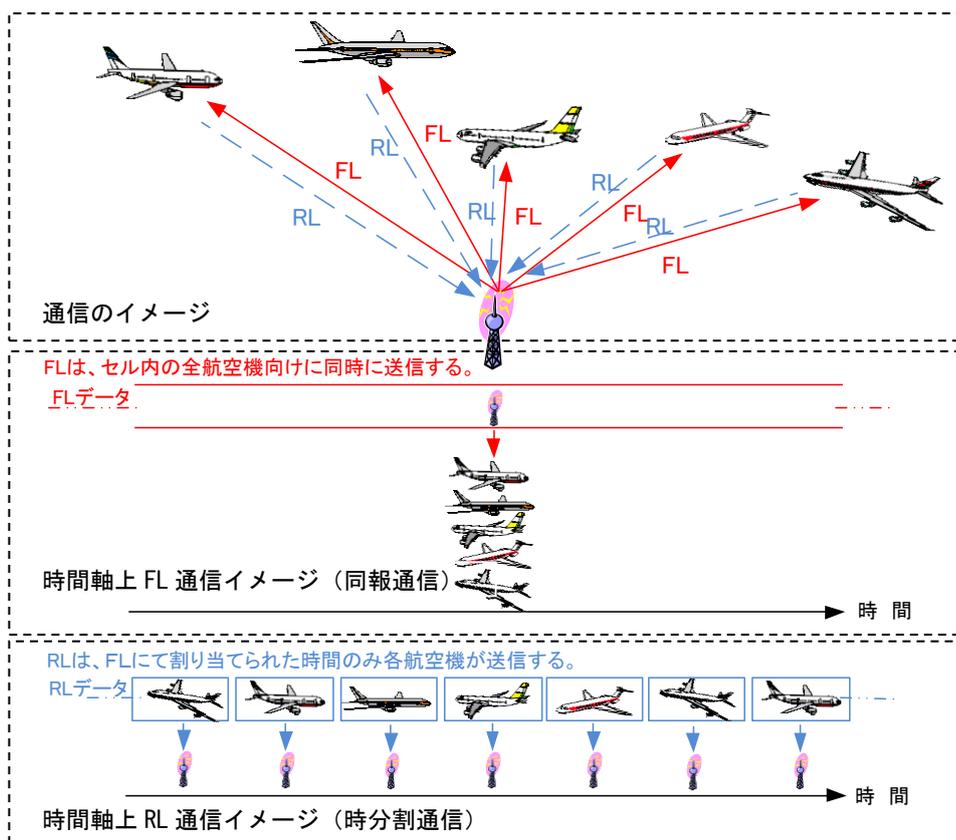


図 3.25 L-DACS1 通信方式

b. 評価内容とその結果

L-DACS1 における AS の主な通信手順を指定された通信制御コマンドをもとにフローチャートを作成し確認した。

- ① 特定の GS に対するセル加入
- ② GS 間のデータ通信

※GS 常に、セル内全航空機とのリンク維持、リソース割り当てを行う。  
AS は GS からのリンク維持、リソース割り当てに応じてデータ通信を行う。リンク維持のために、L-DACS1 における課題である送信電力補正、遅延時間補正、周波数偏差補正に対して AS と GS 間で閉ループ制御を行うように定められている。

- ③ 異なる GS へのハンドオーバー (セル退去)

GS と AS 間のリンク維持の為、AS からの送信信号を元に GS が補正值を検出、GS から示された補正值により AS は補正を行う閉ループ処理を行う。

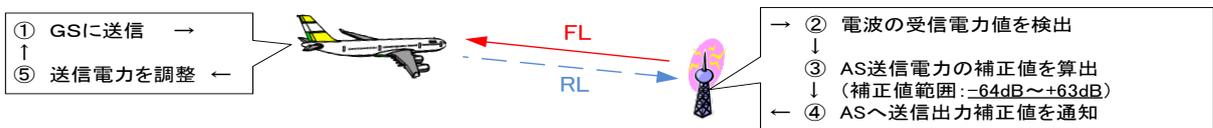


図 3.26 リンク維持その 1 (送信電力補正)

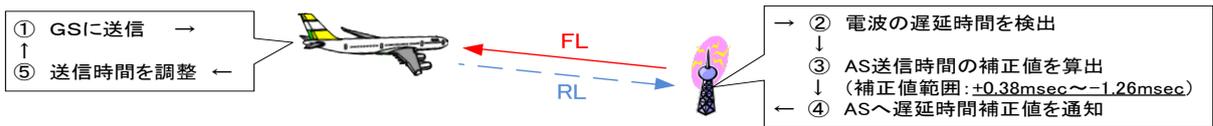


図 3.27 リンク維持その 2 (遅延時間補正)

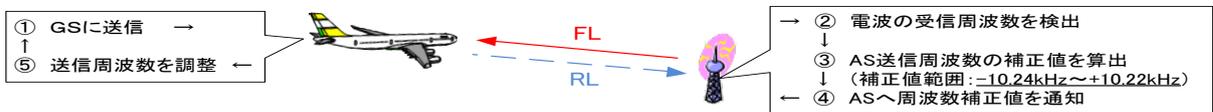


図 3.28 リンク維持その 3 (周波数補正)

### c. 結論

通信手順において、GS（欧州担当）がマスターで AS はスレーブ（GS の指示で）の動作となる。L-DACS1 要求仕様 (D2) 及び新仕様 (update 版) により規定されている制御メッセージから、GS の動作を想定し、AS としての通信手順を整理した。

AS と GS のプロトコルは、AS からのセル加入から始まり、セル登録（データ・音声送受信）、GS からのハンドオーバー指示または AS からのセル退去の流れとなる。セル登録中は、GS から AS に対して送信出力補正值、周波数補正值、時間軸補正值が示されるので、AS は指示に従うように動作すること。

OFDM 変復調部等の機能との整合性についても確認することが出来た。

ただし、すべては GS によるリンクの維持制御（たとえば、リソース管理、適応変調、周波数補正制御、送信電力補正制御、遅延時間補正制御など）が完全な動作となっていることが前提の手順であることも確認された。リンク維持が出来なくなった場合などの例外処理については、述べられていないことから、今後は、例外処理についても追加対応が必要となるものと考えられる。

(8) 基本伝送特性性能向上 ※平成24年度実施分

a. 目的

L-DACS1の新仕様書(Updated LDACS1 System Specification, P15. 2. 4 ET Task EWA04-T2)及び旧仕様書(L-DACS1 System Definition Proposal Deliverable D2)には誤り訂正符号として畳み込み符号(CC:Convolutional codes)とリードソロモン符号(RS:Reed-Solomon codes)の接続符号(RS+CC符号)が規定されている。

一方で、タレス社がリーダーである欧州プロジェクトは、誤り訂正符号として新符号化方式である低密度パリティ検査(LDPC: Low Density Parity Check)符号化方式を提案している。

そこで、本開発ではこのLDPC符号化方式の基礎調査、検討を行いシミュレーションによる評価を行う。また、両方式(RS+CCとLDPC)の比較検討を行い、将来の方向性の検討・確認を行うことを目的とした。

b. 概要

無線通信においては雑音やマルチパスフェージングといった伝搬路変動により受信データに誤りが発生する。L-DACS1に採用されているOFDM方式はマルチパスフェージングに強い方式であるが、高速で移動する航空機では激しく伝搬路が変動するためチャネルの推定・等化を行ってもなお誤りが発生する。これらの誤りを訂正する技術として誤り訂正符号があり、安定的な通信を行う上で重要な技術となっている。

L-DACS1新仕様書及び旧仕様書では誤り訂正符号としてリードソロモン符号(RS符号)と畳み込み符号の接続符号(RS+CC符号)が採用されている。この接続符号は無線通信においては比較的良好に用いられる方式であり、それぞれの符号を単体で利用する場合に比べて高い誤り訂正能力を有している。一方で、近年既存の誤り訂正符号と比較してより理論上の上限に近い復号性能が得られる符号として低密度パリティ検査(LDPC)符号が注目されており、各種無線通信方式への導入が検討されている。誤り訂正能力の高い符号を採用することにより受信における所要C/N値が改善し、結果として通信の安定化及び通信覆域(通信距離)の改善につながるためメリットは大きい。

タレス社を中心とする欧州プロジェクトはこのLDPC符号をL-DACS1へ導入することを提案していることから、本開発ではLDPC符号の基礎調査を行いL-DACS1へ適用した場合の特性をシミュレーションにより評価し有効性等の確認を行うこととした。

c. 検討方針

L-DACS1の新仕様書及び旧仕様書にはまだ検討中の段階のためLDPC符号は定義されていない。

そこで、現行の符号化方式であるRS+CC符号の総合的な符号化パラメータ(符号化前ビット数、符号化後ビット数)とほぼ同等の条件を有するLDPC符号を用意し、L-DACS1のFLのフレームフォーマットは変更しないという条件で受信ビット誤り率(BER:Bit Error Rate)特性の評価を行うことによりRS+CC符号とLDPC符号の性能比較を行うこととした。

これを踏まえて、具体的な取り組みとして以下のことを実施した。

- ① LDPC 符号化方式について基本調査を行う。このとき、他の通信方式で使用されている LDPC 符号についても調査を行い、L-DACS1 に適用可能な LDPC 符号を抽出する。
- ② ①で抽出された LDPC 符号についてシミュレーションソフトウェアである MATLAB 上でシミュレーションモデルを組み、加法性白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) 環境で BER 特性を取得して RS+CC 符号との性能比較を行う。
- ③ ①で抽出された LDPC 符号を MATLAB の L-DACS1 FL モデルに適用し、L-DACS1 で規定された通信路モデル (AWGN, ENR, TMA, APT) における BER 特性を取得して RS+CC 符号との性能比較を行う。

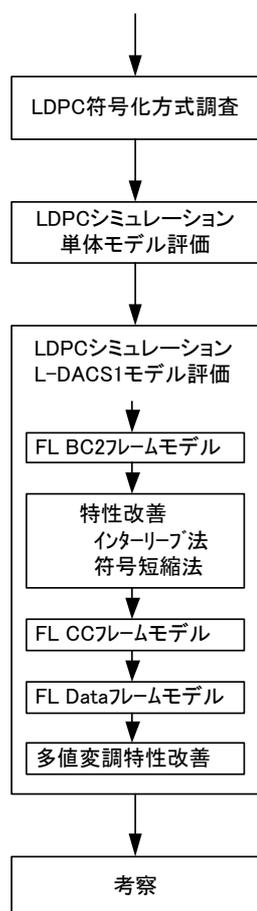


図 3.27 平成 24 年度開発の作業フロー

#### d. 検討内容

##### ① LDPC 符号化方式調査

既存の通信規格で LDPC 符号を採用、またはオプションとしている標準規格を表 3.7 にまとめた。

尚、LDPC 符号パラメータ代表例に記載される  $(n, k)$  という表記は  $n$ =符号ビット長(符号化後ビット数)、 $k$ =情報ビット長(符号化前ビット数)を表している。

表 3.7 LDPC 符号を採用している標準規格

標準規格分類	標準規格名称	LDPC 符号パラメータ代表例
広帯域無線アクセス	IEEE802. 16 (IEEE802. 16e)	符号化率=1/2, (1296, 648)
無線 LAN	IEEE802. 11n	符号化率=1/2, (1536, 768)
衛星デジタル放送	DVB-s2	符号化率=1/2, (16200, 7200)
有線 LAN	IEEE-802. 3an	符号化率=0. 84, (2048, 1723)

これらの標準規格から L-DACS1 に適用可能な符号を抽出する。L-DACS1 の FL における符号化率=1/2 の PHY-SDU サイズ(符号化前ビット数の相当)は 728 ビットであるから、情報ビット長がこれに近い符号が使用可能であると考えられる。

IEEE802. 16 (IEEE802. 16e/IEEE802. 16-2009) および IEEE802. 11n については、無線通信の規格であるため符号化率の低い符号も定義され、符号パラメータも L-DACS1 に近いため L-DACS1 に適用可能と判断した。

##### ② LDPC シミュレーション単体モデル評価

LDPC 符号単独の復号性能を確認するために加法性白色ガウス雑音 (AWGN) 環境下における BER 特性をシミュレーションにより評価することとする。あわせて従来の符号化方式である接続符号 (RS+CC) についても同様な評価を行い復号性能の比較を行う。欧州側が FL の broadcast (BC) フレームに含まれる BC2 サブフレームをターゲットして LDPC 符号の適用を検討しているため、BC2 サブフレームの符号化パラメータを流用し、FL BC2 PHY-SDU 1000bit を入力ビットとして符号化を行い評価することとする。尚、シミュレーションソフトウェアとして MATLAB を使用する。

BER 特性のシミュレーション結果を図 3.28 に示す。リードソロモン符号 (RS) と畳み込み符号 (CC) の接続符号は RS+CC と表記している。

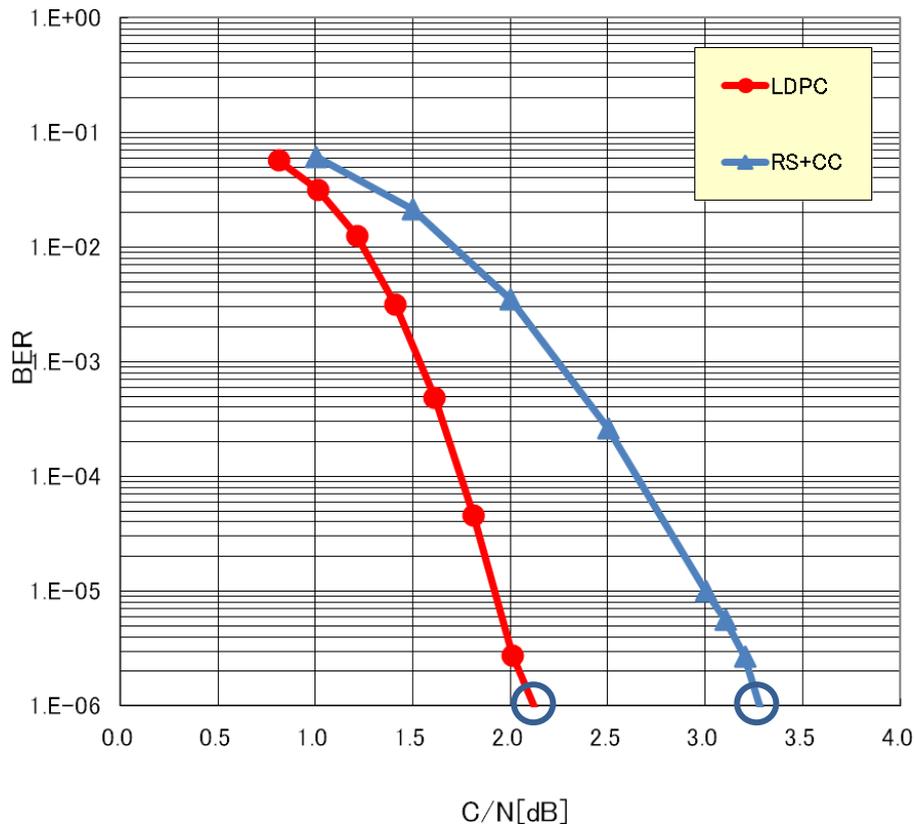


図 3.28 単体性能評価の BER 特性 (QPSK1/2、AWGN)

BER=10<sup>-6</sup>となる所要 C/N は、LDPC 符号は約 2.1dB、接続符号 (RS+CC) は約 3.3dB であり、LDPC 符号の方が接続符号よりも約 1.2dB よいという結果が得られた。

このことから、AWGN 環境下で同等の符号パラメータ (符号化率、情報ビット長、符号ビット長) を持つという条件で、接続符号と LDPC 符号では LDPC 符号の方が優れた復号性能を示し受信 BER の改善に効果が期待できる。

### ③ LDPC シミュレーション L-DACS1 モデル評価

L-DACS1 新仕様書 (Updated LDACS1 System Specification, P15.2.4 ET Task EWA04-T2) に準じた OFDM フレームフォーマットおよび伝搬路モデルの LDPC 符号の復号特性を確認するために BER 特性をシミュレーションにより評価する。あわせて従来の符号化方式である接続符号 (RS+CC) についても同様な評価を行い性能の比較を行う。尚、単体特性評価と同様に、使用する符号は接続符号については L-DACS1 の規格どおりの符号とするが、LDPC 符号については規定がないため接続符号に近い符号サイズを持つ符号を使用する。d. ①項で L-DACS1 に適用可能な LDPC 符号が 2 種類抽出されたが、共同研究の枠組みの中で、独立行政法人電子航法研究所殿は IEEE802.11n、JRC は IEEE802.16 の符号の評価を担当することとする。これ以降 IEEE802.16 の LDPC 符号を用いた評価内容を示す。

L-DACS1 シミュレーションは単体シミュレーションと同様に MATLAB Simulink を使用する。シミュレーションモデルの基本構成を図 3.29 に示す。LDPC 符号と接続符号の共通ブロックの概略を表 3.8 に示す。符号化部および復号部は、LDPC 符号と接続符号とで構成が異なるため後述する。なお OFDM 復調は理想タイミングで行う。

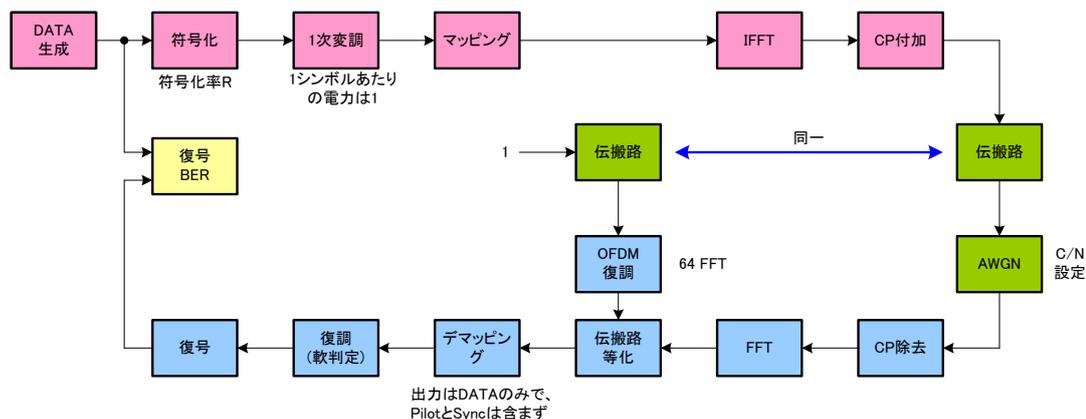


図 3.29 L-DACS1 シミュレーション基本構成図

表 3.8 各ブロックの機能概略

系統	モジュール名	機能
送信	DATA 生成	伝送データビット系列を生成する。生成には PN 系列を用いる。
	1 次変調	符号化した符号系列に対し OFDM の 1 次変調を行う。
	マッピング	1 次変調した信号系列を OFDM サブキャリアに配置する。また Sync および Pilot 信号も配置する。
	IFFT	マッピングした信号系列に IFFT (逆フーリエ変換) を行う。
	CP 付加	マルチパス耐性を持たせるための Cyclic Prefix (CP) を付加する。
伝搬	伝搬路	動特性を取得する際にライスフェージング、レイリーフェージングをかける。AWGN のみ、ENR、TMA、APT の 4 種類を用意する。
	AWGN (Additive White Gaussian Noise)	C/N 設定のため白色ガウス雑音を付加する。
受信	CP 除去	CP を除去する。
	FFT	CP を除去した受信信号系列に FFT (フーリエ変換) を行う。
	伝搬路等化	マルチパスフェージングによる伝搬路変動を推定し、変動分を元に戻す。ここでは理想伝搬路等化を用いる。
	デマッピング	受信信号の中から Sync 信号および Pilot 信号を除去し、DATA サブキャリアのみを抽出する。
	復調(軟判定)	後述の表 3.9 および表 3.10 で説明する。
測定	復号 BER	誤り訂正後のビット系列を比較し誤りビット数を計数し誤り率 (Bit Error Rate) を求める。

図 3.30 の基本構成図で符号化および復号を LDPC 符号と接続符号それぞれに対応させて、LDPC 符号シミュレーションでは図 3.31 のモデルを、接続符号シミュレーションでは図 3.32 のモデルを用いる。この接続符号シミュレーションモデルは L-DACS1 規格に則っている。なお図では伝搬路等化に使用する理想伝搬路等化(後述)は省略している。符復号部の機能概略を表 3.9 および表 3.10 に示す。

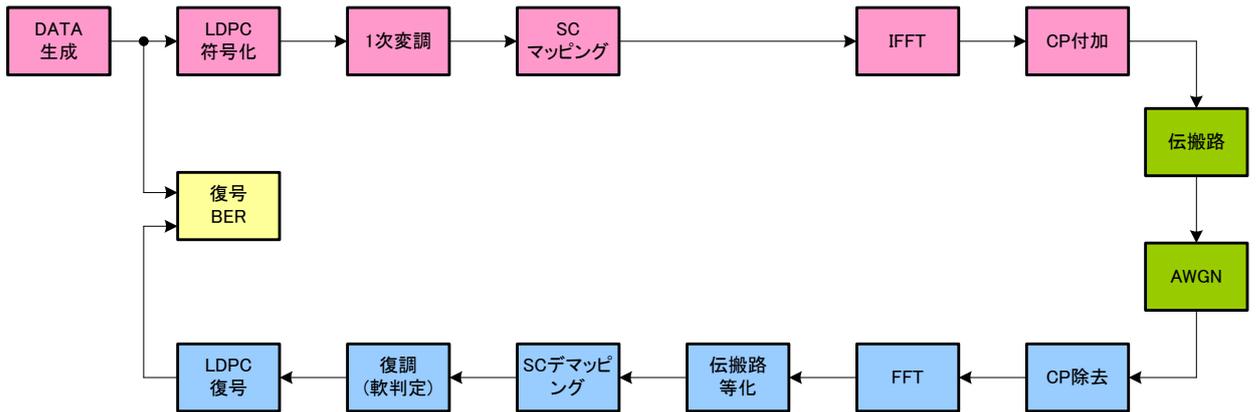


図 3.30 L-DACS1 シミュレーションモデル(LDPC)

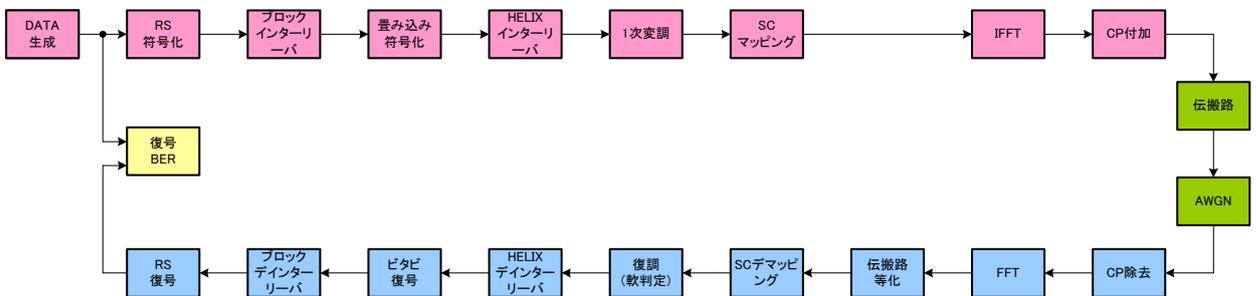


図 3.31 L-DACS1 シミュレーションモデル(接続符号)

表 3.9 LDPC 符復号部の概略

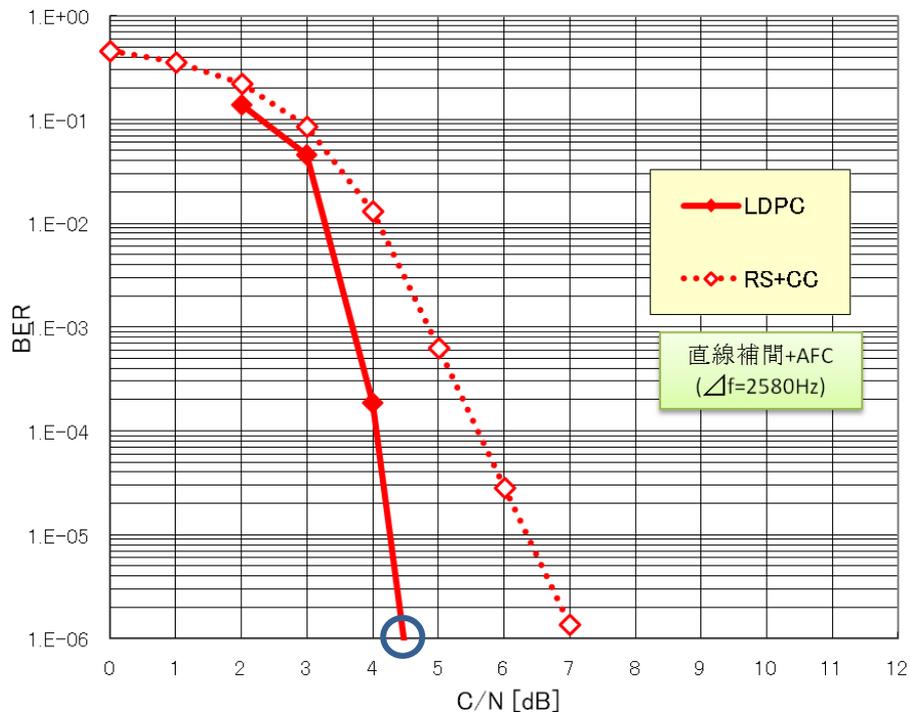
系統	モジュール名	機能
送信	LDPC 符号化	IEEE802.16 の LDPC 符号を用いて符号化を行う。
受信	復調(軟判定)	復号時に使用する対数尤度比 LLR(Log Likelihood Ratio) を出力する。LLR 算出アルゴリズムは、そのビット位置における 1 つの 0 (または 1) を含む受信信号に最も近い配置点だけを考慮して計算する近似 LLR アルゴリズムである。
	LDPC 復号	LDPC 符号の復号を行う。復号アルゴリズムは、Sum-Product 復号法である。反復回数は 100 回である。

表 3.10 接続符復号部の概略

系統	モジュール名	機能
送信	RS 符号化	L-DACS1 規格のリードソロモン符号で符号化を行う
	ブロックインターリーバ	L-DACS1 規格の行と列の要素を入れ替えるブロックインターリーバでインターリーブを行う
	畳み込み符号化	L-DACS1 規格の畳み込み符号で符号化を行う
	Helix インターリーバ	L-DACS1 規格の Helix インターリーバでインターリーブを行う
受信	復調(軟判定)	ビタビ復号で使用する 8 値軟判定値を出力する
	Helix デインターリーバ	Helix デインターリーブを行う
	ビタビ復号	ビタビアルゴリズムを用いて畳み込み符号の復号を行う
	ブロックデインターリーバ	行と列の要素を元に戻すブロックデインターリーブを行う。
	RS 復号	RS 符号の復号を行う

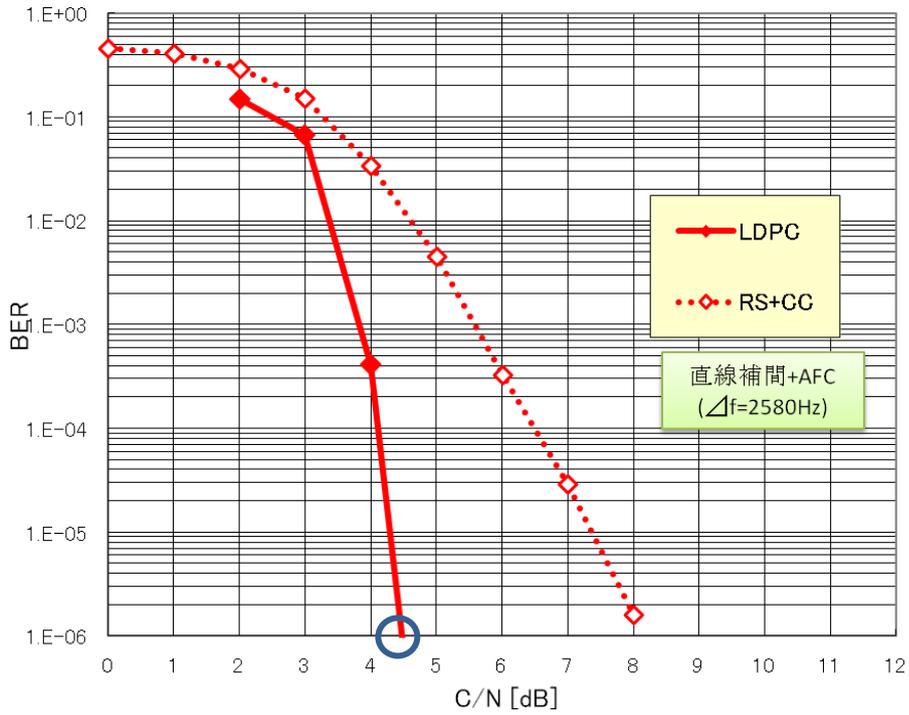
ここでは多値変調に LDPC 符号を適用した場合の BER 特性を評価する。比較対象として平成 23 年度の実施報告書の旧仕様書に基づく接続符号の多値変調 BER 特性（直線補完等価モデル）と比較を行うこととした。

さらに平成 23 年度の実施報告書では、実機を想定し AFC (Auto Frequency Control) 回路および伝搬路推定を行った場合の特性も取得しているため、LDPC 符号についても同じ条件で BER 特性を比較した。



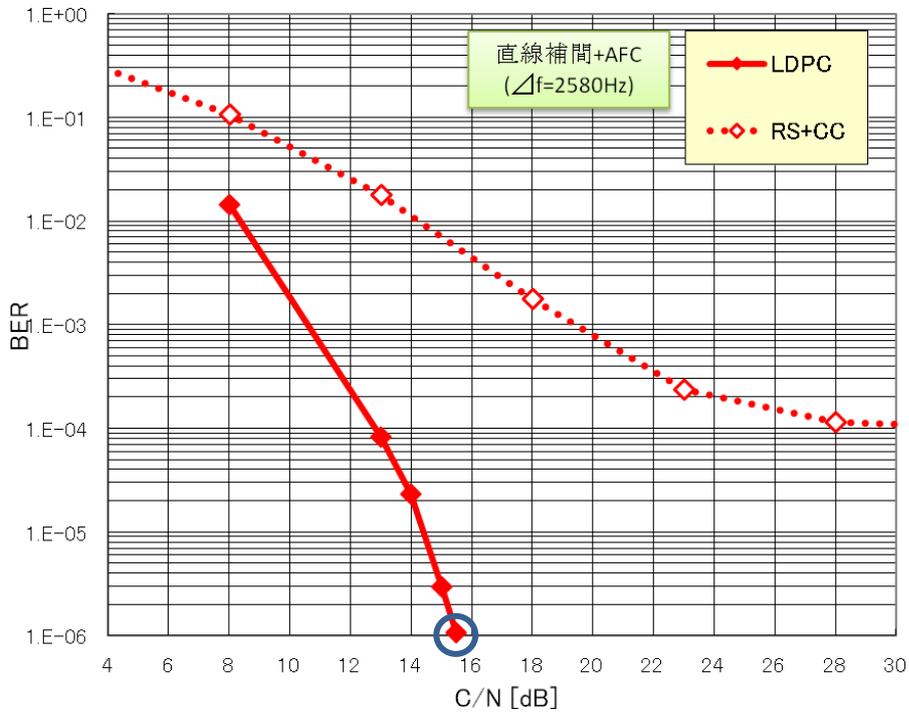
(b) 直線補間等化

図 3.32 QPSK1/2 BER 特性 (ENR)



(b) 直線補間等化

図 3.33 QPSK1/2 BER 特性 (TMA)



(b) 直線補間等化

図 3.34 QPSK1/2 BER 特性 (APT)

表 3.11 QPSK1/2 所要 C/N (理想伝搬路等化 @BER=10<sup>-6</sup>)

モデル	所要 C/N(LDPC) [dB]	所要 C/N(接続) [dB]
AWGN	1.6	3.3
ENR	1.8	4.2
TMA	2.1	5.6
APT	12.9	18.5

表 3.12 QPSK1/2 所要 C/N (直線補間等化+AFC @BER=10<sup>-6</sup>)

モデル	所要 C/N(LDPC) [dB]	所要 C/N(接続) [dB]	所要 C/N(接続改善時) [dB]
AWGN	3.9	6.1	4.6
ENR	4.4	7.1	5.2
TMA	4.4	8.2	5.7
APT	15.6	-	18.0

欧州で提案している新符号化方式である低密度パリティチェック (LDPC) 符号化方式の調査検討を行い、L-DACS1 の新及び旧仕様書で規定されている接続符号 (RS+CC) の代わりとして LDPC 符号を適用する場合、符号ビット長を長いデータ送信単位であれば性能向上が期待できる。ただし、実装段階においては処理量や実装による劣化などを考慮した総合的な検討も必要である。

#### ④ 考 察

AWGN 環境及び APT 環境共に符号ビット長が長くなるほど BER 特性が改善される傾向にあることが確認できた。特に劣悪なフェージング環境である APT 環境では符号ビット長が大きくなるほど改善効果大きい。LDPC 符号は一般的に符号ビット長が長くなるほどよい復号特性が得られるとされているため、L-DACS1 に LDPC 符号を適用した場合でもほぼ同様な結果が得られている。

従って、符号ビット長の長い LDPC 符号を適用することで BER 特性の向上が期待できる。

インターリーブや符号短縮のような性能改善手法を単体で適用または、組み合わせることにより更なる性能向上が期待できる。しかし、符号ビット長が長くなると LDPC 復号処理の演算量の増大及び復号処理の遅延が大きくなるというトレードオフ関係がある。

実機への実装を想定する場合、BER 特性の改善量と処理量を勘案して符号ビット長を定める必要がある。

独立行政法人電子航法研究所殿で IEEE802.11n の LDPC 符号の BER 特性を評価した結果、各伝搬路モデル AWGN、ENR、TMA、APT で、IEEE802.16 および IEEE802.11n の LDPC 符号を用いた場合の BER 特性はほぼ同等であった。IEEE802.16 および IEEE802.11n で定義された LDPC 符号は、基本行列が同じような構造を有している。このことから、同じ符号化率で符号ビット長がほぼ等しく、且つ似たような構造の LDPC 符号であれば BER 特性でほぼ同等の性能が得られるものと推測できた。

### 3. 2 目標の達成度

表 3. 13、表 3. 14 に平成 2 3 年度の目標に対する成果・達成度を示す。表 3. 9 回線設計書を示す。

評価シミュレーションを確立することにより、最適な変復調アルゴリズムの検討を可能とした。

表 3. 13 平成 2 3 年度の目標に対する成果・達成度の一覧（まとめ）

要素技術	目標・指標	成果	達成度
EUROCONTROL 策定の L-DACS1 仕様(案)に準じたデジタル通信を実現するための各要素技術の確認。	シミュレーションモデルを構築し、L-DACS1 仕様(案)を忠実に再現することにより、この中で提案されている技術の有用性を確認する。	○シミュレーションモデルを確立した。 ○L-DACS1 仕様(案)を忠実に再現することが出来た。 ○L-DACS1 仕様(案)による提案技術の有用性を確認することが出来た。	目標達成

表 3.14 平成 23 年度の目標に対する成果・達成度の一覧（詳細）

要素技術	目標・指標	成果	達成度
OFDM 送受 通信技術	OFDM 変復調や誤り訂正処理に関しシミュレーションモデルを確立することにより伝送特性の確認をする。具体的な数値（開発目標）が一次変調方式 QPSK1/2 にて示される。	シミュレーションモデルを確立した。各一次変調方式による BER 特性を取得、一次変調方式 QPSK1/2 において BER=1×10 <sup>-6</sup> 時の所要 C/N 値が目標に達した。	目標 達成
	シミュレーションモデルから得られた性能を元に回線設計を行い通信可能距離の確認をする。目標距離は 370km (200NM) とする。	目標である 370km の最大伝送距離を確認した。	目標 達成
与干渉 低減技術	シミュレーションモデルの作成と L-DACS1 で提案されている窓関数による低減効果を確認する。但し、具体的な低減目標は示されていない。	シミュレーションモデルを確立した。窓関数により帯域外にて 15dB 以上の低減を確認した。窓関数の有効性が確認できた。	目標 達成
被干渉 低減技術	シミュレーションモデルの作成と L-DACS1 で提案されている下記 3 方式による低減効果を確認する。但し、具体的な低減目標は示されていない。 ・オーバーサンプリング ・パルスブランキング ・イレージャーコーディング	シミュレーションモデルを確立した。提案された 3 方式について低減効果を確認した。APT、TMA、ENR それぞれの環境下において、効果の度合いが異なり特徴が明らかとなった。3 方式の組み合わせにより改善が図れることを確認した。	目標 達成
PAPR 低減 技術	シミュレーションモデルの作成と L-DACS1 で提案されている低減効果を確認する。但し、具体的な低減目標は示されていない。	シミュレーションモデルを確立した。PAPR シンボル挿入で 1.5dB 改善した。改善分、高周波回路のアンプ回路動作点を上げることが出来る。	目標 達成
TDMA 技術	シミュレーションモデルの作成と L-DACS1 で提案されている同期信号を用いて FL に対して RL が同期可能なことを確認する。	シミュレーションモデルを確立した。TDMA 動作のための時間同期検出が可能なることを確認した。TDMA 動作するための基準信号を得ることができた。	目標 達成
適応変調 技術	シミュレーションモデルの作成と L-DACS1 で提案されている適応変調動作について確認する。但し、具体的な動作目標は示されていない。	シミュレーションモデルを確立した。GS 基準 AS の相対位置に応じて一次変調方式を変更することにより最適な通信量が確保できることを確認した。	目標 達成
通信手順 （通信制 御コマ ンド）	机上検討と L-DACS1 で提案されている通信制御コマンドの確認を行う。	要求仕様が示す通信制御コマンドによる通信手順を確認した。特に、GS と AS 間のリンク維持の為の補正值が GS から指定されることを確認した。 ・送信出力補正值 ・周波数補正值 ・時間軸補正值	目標 達成

表 3.15、表 3.16 に主な平成 24 年度の目標に対する成果・達成度を示す。  
表 3.17 に回線設計書を示す。

**表 3.15 平成 24 年度の目標に対する成果・達成度の一覧**

要素技術	目標・指標	成果	達成度
EUROCONTROL 策定の L-DACS1 仕様(案) 性能向上	OFDM 変復調部(誤り訂正含む) シミュレーションモデル作成による伝送特性の確認。	LDPC 方式に変更したシミュレーションモデルを作成・BER 特性を取得した。	目標達成
	シミュレーションモデルから得られた性能を元に回線設計を行い通信可能距離を確認。	370km の最大伝送距離を確認した。	目標達成

**表 3.16 平成 24 年度の目標に対する成果(個別)の一覧**

検討項目	検討結果(成果)
LDPC 符号化方式の検討・シミュレーション	
現在 L-DACS1 の新及び旧仕様書では、誤り訂正のための符号化方式として、畳み込み符号化(CC)とリードソロモン符号化(RS)が規定されている。	新仕様書(Updated LDACS1 System Specification, P15.2.4 ET Task EWA04-T2)及び旧仕様書(L-DACS1 System Definition Proposal Deliverable D2)で CC と RS が規定されていることを確認した。
タレス社がリーダーである欧州プロジェクトは、誤り訂正のための新符号化方式である低密度パリティチェック(LDPC)符号化方式を提案している。	欧州側から FL BC2 をターゲットに LDPC 符号の検討をしているという情報提供を受けた。
この LDPC 方式の基礎調査、検討を行い、その結果についてシミュレーションを行う	シミュレーションにより効果を確認した。
両方式(RS+CC)の比較検討を行い、将来の方向性を検討、確認する。	シミュレーションにより効果を確認した。
独立行政法人電子航法研究所から技術協力を得ることで、開発内容の精度を向上させる。	独立行政法人電子航法研究所のご指導とシミュレーションによるご助力いただき、BER 特性の提供を受けた。
欧州企業(タレス社他)と L-DACS1 に関する情報交換を行い、開発内容の精度を向上させる。	欧州側から情報提供を受けた。

表 3.17 回線設計 (FL、干渉なし)

パラメータ	単位	ENR	ENR	ENR	TMA	APT	備 考
送信パラメータ							
送信出力電力	dBm	41	41	41	41	41	a 送信電力
送信アンテナ利得	dBi	8	8	8	8	8	b 送信アンテナ利得
送信ケーブル損失	dB	2	2	2	2	2	c 送信給電損失
デュープレクサ損失	dB	0	0	0	0	0	c1 デュープレクサ挿入損失
実効放射電力	dBm	47	47	47	47	47	d=a+b-c-c1 実効放射電力=送信電力+送信アンテナ利得-送信給電損失 -デュープレクサ挿入損失
伝搬パラメータ							
送信周波数	MHz	993	993	993	993	993	e
送信-受信距離	NM	200	120	60	40	10	f
	km	370	222	111	74	19	
伝搬損失	dB	143.76	139.32	133.30	129.78	117.74	g=37.8+20log(f*e)
マージン							
干渉マージン	dB	0	0	0	0	0	h
実装マージン	dB	4	4	4	4	4	i
安全マージン	dB	6	6	6	6	6	j
傾斜損失	dB	0	0	0	7	7	k
受信パラメータ							
受信アンテナ利得	dBi	0	0	0	0	0	l
デュープレクサ損失	dB	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	m
受信ケーブル損失	dB	3	3	3	3	3	m1
受信信号電力	dBm	-100.26	-95.82	-89.80	-93.28	-81.24	n=d-g+l-m-k-m1 受信電力=実効放射電力-伝送損失-傾斜損+受信アンテナ利得-受信ケーブル損失-デュープレクサ損失
雑音密度@290K	dBm/Hz	-173.98	-173.98	-173.98	-173.98	-173.98	o 10log(k*T)
帯域幅	Hz	498050	498050	498050	498050	498050	p
熱雑音電力	dBm	-117.00	-117.00	-117.00	-117.00	-117.00	q=o+10log(p)
雑音指数	dB	5	5	5	5	5	r
受信雑音電力	dBm	-108.00	-108.00	-108.00	-108.00	-108.00	s=q+r+i
E <sub>b</sub> /N <sub>o</sub>	dB	1.36	1.36	1.36	1.86	14.16	t=v-10log(u/p)
通信レート	bps	480000	480000	480000	480000	480000	u
所要 C/N@BER=10 <sup>-6</sup>	dB	1.2	1.2	1.2	1.7	14	v シミュレーション結果から実装マージンを分離
受信感度	dBm	-106.80	-106.80	-106.80	-106.30	-94.00	W=v+s
受信動作点	dBm	-100.80	-100.80	-100.80	-100.30	-88.00	x=W+j
システム動作マージン	dB	0.54	4.98	11.00	7.02	6.76	Z=n-x

表 3.18 平成 24 年度回線設計 (FL、干渉なし)

パラメータ	単位	ENR	ENR	ENR	TMA	APT	備 考
送信パラメータ							
送信出力電力	dBm	41	41	41	41	41	a 送信電力
送信アンテナ利得	dBi	8	8	8	8	8	b 送信アンテナ利得
送信ケーブル損失	dB	2	2	2	2	2	c 送信給電損失
デュープレクサ損失	dB	0	0	0	0	0	c1 デュープレクサ挿入損失
実効放射電力	dBm	47	47	47	47	47	d=a+b-c-c1 実効放射電力=送信電力+送信アンテナ利得-送信給電損失 -デュープレクサ挿入損失
伝搬パラメータ							
送信周波数	MHz	993	993	993	993	993	e
送信-受信距離	NM	200	120	60	40	10	f
	km	370	222	111	74	19	
伝搬損失	dB	143.76	139.32	133.30	129.78	117.74	g=37.8+20log(f*e)
マージン							
干渉マージン	dB	0	0	0	0	0	h
実装マージン	dB	4	4	4	4	4	i
安全マージン	dB	6	6	6	6	6	j
傾斜損失	dB	0	0	0	7	7	k
受信パラメータ							
受信アンテナ利得	dBi	0	0	0	0	0	l
デュープレクサ損失	dB	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	m
受信ケーブル損失	dB	3	3	3	3	3	m1
受信信号電力	dBm	-100.26	-95.82	-89.80	-93.28	-81.24	n=d-g+l-m-k-m1 受信電力=実効放射電力-伝送損失-傾斜損+受信アンテナ利得-受信ケーブル損失-デュープレクサ損失
雑音密度@290K	dBm/Hz	-173.98	-173.98	-173.98	-173.98	-173.98	o 10log(k*T)
帯域幅	Hz	498050	498050	498050	498050	498050	p
熱雑音電力	dBm	-117.00	-117.00	-117.00	-117.00	-117.00	q=o+10log(p)
雑音指数	dB	5	5	5	5	5	r
受信雑音電力	dBm	-108.00	-108.00	-108.00	-108.00	-108.00	s=q+r+i
E b / N o	dB	1.36	1.36	1.36	1.86	14.16	t=v-10log(u/p)
通信レート	bps	480000	480000	480000	480000	480000	u
所要 C/N@BER=10 <sup>-6</sup>	dB	0.4	0.4	0.4	0.4	11.6	v シミュレーション結果から実装マージン 4dB を分離
受信感度	dBm	-107.60	-107.60	-107.60	-107.60	-96.40	W=v+s
受信動作点	dBm	-101.60	-101.60	-101.60	-101.60	-90.40	x=W+j
システム動作マージン	dB	1.34	5.78	11.80	8.32	9.16	Z=n-x

#### 4. 事業化、波及効果

##### 4. 1 事業化の見通し

本技術の開発、製品化後は、機体メーカーへの供給を行うことによって航空機搭載品の事業化が図れる。

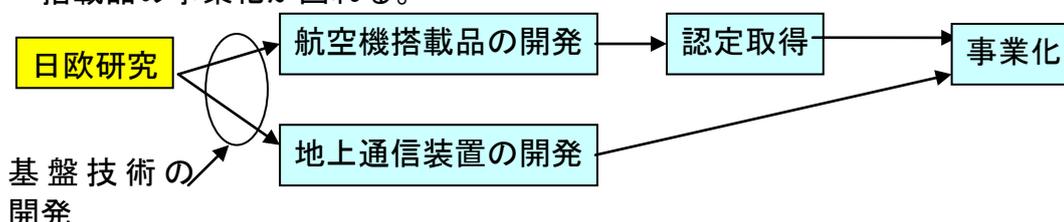


図 4.1 事業化のイメージ図

##### 4. 2 波及効果

L-DACS1 が規格として採用されれば、世界の航空管制の向上に役立つことができる。

L-DACS1 における通信環境条件は、他の地上系通信システムと比べても厳しい条件下にある。ここで、作成したシミュレーションモデル（アルゴリズム）は、他の移動体通信への応用が可能である。

#### 5. 研究開発マネジメント・体制等

##### 5. 1 研究開発計画

平成 23 年度は、主として、各種環境下（干渉の有無等）における電波伝搬のシミュレーションモデルの作成、シミュレーション実施によるビット誤り率（BER）の検証を行った。

平成 24 年度は、更なる性能向上のために、誤り訂正方式を LDPC 方式にすることによる更なる性能向上を図った。

表 5.1 研究開発計画

要素技術		平成 23 年度	平成 24 年度
OFDM 送受通信技術	伝送特性確認	→	→
	回線設計	→	→
与干渉低減技術		→	
被干渉軽減技術		→	
PAPR 低減技術		→	
TDMA 技術		→	
適応変調技術		→	
制御メッセージ（コマンド）		→	

## 5. 2 研究開発実施者の事業体制・運営

日本無線株式会社の高周波応用技術グループ、研究所、技術開発センターにて開発を実施した。取りまとめは、高周波応用技術グループが行った。

電子航法研究所では、一部の開発と、日本無線株式会社が開発した内容の評価を行った。

※平成24年度に、電波応用技術部はソリューション技術部に改名、高周波応用技術グループはレーダシステムグループに改名。

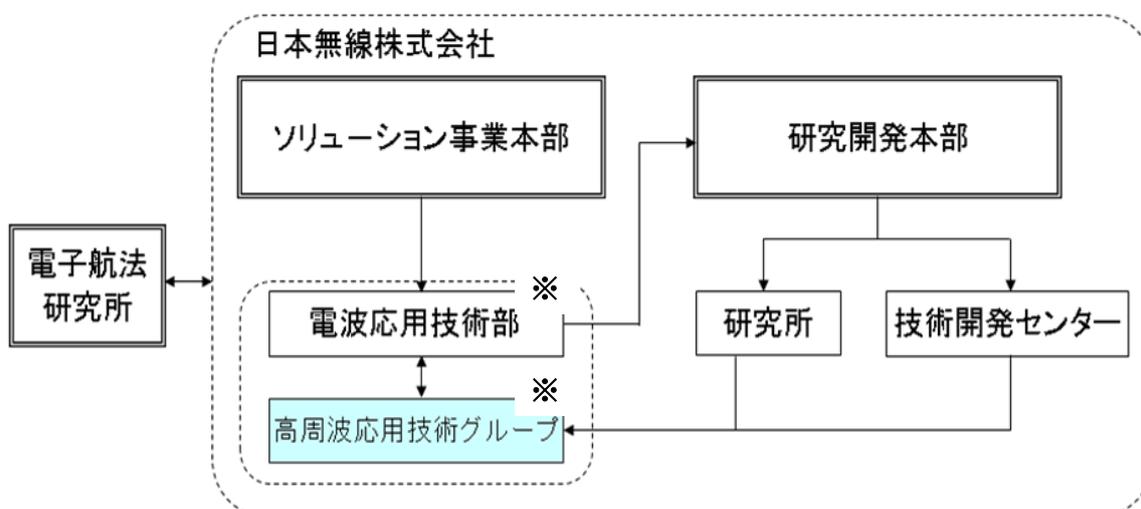


図 5.1 開発体制

## 5. 3 費用配分

平成23年度の費用配分は、以下の通りである。

OFDM 変復調技術、誤り訂正技術に対する研究開発費

(1) 日本無線株式会社	3 2 9 0 . 1 万円
(2) 独立行政法人 電子航法研究所	4 9 . 9 万円

平成24年度の費用配分は、以下の通りである。

LDPC 符号化による改善検討の研究開発費

(1) 日本無線株式会社	3 9 9 9 . 3 万円
(2) 独立行政法人 電子航法研究所	独自研究予算で実施

## 5. 4 費用対効果

投入された資源量と効果の関係

全環境下（干渉の有無）における、空港（APT）、ターミナルエリア（TMA）及び航空路（ENR）の電波伝搬モデルを作成し、シミュレーションを行い所定の成果（BER=1×10<sup>-6</sup>）を得た。

実装評価の前のシミュレーション検討は、実装評価にかかる費用（例えば、実際に航空機を飛行させての評価等）の大幅な改善となる。

## 5. 5 変化への対応

EUROCONTROL 策定の Updated LDACS1 System Specification (Project No, P15. 2. 4 ET) で規定されている誤り訂正符号化アルゴリズムである畳み込み符号化 (CC)、リードソロモン符号化 (RS) に対して、欧州のタレス社は、より高性能な LDPC 符号化を提案している。

CC, RS 符号化に比べて符号化の処理アルゴリズムが複雑ではあるが、LDPC についても実施した。

シミュレーションモデル確立により、今後の更なる規格の変更があった場合に対しても柔軟な対応が可能である。

CC : Convolutional Coding,

RS : Reed Solomon,

LDPC : Low Density Parity Check (低密度パリティチェック)