第1回航空機関連プロジェクト 事後評価検討会 **資料6一1ー2** 

# 航空機用先進システム基盤技術開発

# (航空機システム革新技術開発)

「デジタル通信システム」

評価用資料

日本無線株式会社

平成27年3月26日

1.	事業(	の目	的・政策的位置づけ	1
1.	1 🗄	事業	の目的	1
1.	2 ī	攺策	もの位置付け	1
1,	3	国の	)関与の必要性	3
2.	研究	開発	の目標・・・・・	3
2.	1 1	全体	<目標	3
2.	2 (	固別	」目標······	3
3.	成果、	目	標の達成度	5
З.	1 J	戓果	-概要	5
З.	1.	1	検討概要·····	5
З.	1.	2	各要素技術検討······	10
З.	2	目標	『の達成度	35
4.	事業	七、	波及効果・・・・・	40
4.	1 🗄	事業	化の見通し	40
4.	2 }	皮及	、効果······	40
5.	研究	開発	ミマネジメント・体制等・・・・・	40
5.	17	研究	?開発計画	40
5.	2 7	研究	2開発実施者の事業体制・運営	41
5.	3 j	資金	配分	41
5.	4 5	費用	i対効果·····	41
5.	5 3	変化	への対応・・・・・	42

# 目 次

- 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 に最適で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。



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。

主要技術課題(3/3)	]		
短期課題(~2015頃)	中期課題(~2020頃)	長期課題(~2030頃)	対応体派
T T	航・機内快適性の向上/@####2###	(1)	AN TO LOT A
√統合化センサ/高性能CO2除去 装置の開発	✓機内空気質向上システムの開発	✓ 機内空気質向上システムの実用化 開発	空间/与圧装置 最速化技術
✓薄型軽量防音材の開発		✓低騒音対策最適化技術の実用化	/ 機内騒音 、低減技術
✓能動的消音技術の開発			
✓降着装置及び機体構造による 空港騒音低減技術手法の開発	✓降着装置及び機体構造による空 港・機内騒音低減の実験実証	✓降着装置及び機体構造による 空港・機内騒音低減実用化	離着陸騒音 低減技術
✓ 無線LANを使った 機内 娯楽システムの 電磁干渉状況を確認、実用1bの 検証			名室内情報 表示システム 技術
<b>次世代航空</b> 六	通ジュテナの実用化の調査のなる。		
<ul> <li>・デ<sup>*</sup>ー列ンク等の通信媒体評価</li> <li>・マホトラフレーションの美田市し</li> <li>・MSAS, GBASの精密:進入評価</li> <li>・トラン・エクトリ管理モデ・ルの開発</li> </ul>	<ul> <li>✓新情報通信基盤の実用化</li> <li>✓新監視技術実用化</li> <li>✓新監視技術実用化</li> <li>✓MSAS, GBASの精密進入実用化</li> <li>✓トランゴクトリ管理実用化</li> </ul>	✓素人機安全運航管理システムの実用化	次世代載空 交通システム 技術

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。



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	シミュレーションモデルにより評	製品化に向けて評価機により評価
L-DACS1 仕様(案)に準じ	価したアルゴリズムを評価機に実	を行う。
たデジタル通信技術の	装して評価。	
実現化。		

#### 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22	平成2	3 年度の	研究開発の	個別目標
1 2. 2				

要素技術	目標・指標	妥当性・選定理由、根拠等
(中間評価時点)	(中間評価時点)	
EUROCONTROL 策定の	(1)0FDM 変復調や誤り訂正のシミ	従来の技術では、高速で移動す
L-DACS1 仕様(案)に準	ュレーションモデルを構築し伝送特	<u>る航空機と地上との OFDM 技術を</u>
じたデジタル通信を実	性を確認。	<u>用いた高速デジタル通信は、困</u>
現するための各要素技	(2)シミュレーションモデルから	<u>難であった。</u>
術の確認。	得られた性能を元に回線設計を行い	本事業では、この課題を解決す
	通信可能距離を確認。	るための技術を設計、検証する。
・OFDM 送受通信技術	BER=1×10 <sup>-6</sup> を通信品質の判断基準	このために、L-DACS1 評価用シミ
・与干渉低減技術	とする。(*1)	ュレーションモデルを構築す
<ul> <li>被干涉低減技術</li> </ul>	(3)通信を確保するために要求仕	る。
・PAPR 低減技術	様に示される各要素技術および通信	
・TDMA 技術	手順をシミュレーションモデルによ	
・適応変調技術	り確認。	
・通信手順		

\*1 :BER: bit error rate,

1×10<sup>-6</sup>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 2×10-4 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。

要素技術	目標・指標	妥当性・選定理由、根拠等
(中間評価時点)	(中間評価時点)	
L-DACS1 要求仕様によ	(1)OFDM 変復調部 (誤り訂正含む)	H23年度成果に対して、
り提示されたデジタル	シミュレーションモデル作成による	L-DACS1 評価用シミュレーショ
通信の為の各要素技術	伝送特性の改善。	ンモデルにより誤り訂正方式を
の確認。	(2)回線設計を行い通信可能距離	変更し性能向上を図る。
	の確認。	

表2.3 平成24年度の研究開発の個別目標

# 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 と言う) と航空機局 (Aircraft Station のこと、以下 AS と言う) 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"O"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。



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。

- 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 α は、 α = 37.8+20 log(距離 NM×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 α max は、 α max = 37.8+20 log(200NM×1008.5MHz) = <u>143.89dB</u> 最短伝送距離を 0.2NM とすると、最小減衰量との差は<u>約 60dB</u>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。
   運延時間が、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 =距離 m/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 = (200NM×1852m) / (3×10<sup>8</sup>m/sec) = <u>1.23msec</u>
     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fdは、

f d = <u>√ (1- (移動速度 m/sec/光速 m/sec)<sup>2</sup>)</u> ×元の周波数 1- (移動速度 m/sec/光速 m/sec)) cos θ

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 fd 'は、

f d '=  $\sqrt{(1-((850 \times 1852/3600)/(3 \times 10^8))^2)}$  × 1008. 5MHz 1- (850 × 1852/3600)/(3 × 10^8)

=1008.50147MHz

- よって、最大の周波数偏移 f ∆は、
  - $f \Delta = 1008.50147 MHz 1008.5 MHz = 1.47 kHz$
- となる。移動には方向性があるので <u>±1.47kHz</u> 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。
   <u>飛行場(APT)、飛行場入出域(TMA)、航空路(ENR)</u>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

により文信についた。 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)



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 3.3 既設 L-band システムの周波数利用状況



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。

	モハ・イル WiMAX	地上波 デジタル放送	L-DACS1	利用する周波数帯域(幅)は th <sup>*</sup> (bWIMAXの 1/32
周波数帯	6GHz以下	0.6GHz帯	1GHz帯	地テンの 約1/10 ※数値が大きいほど多くの
周波数帯域	1.25~ 20MHz (可変)	6MHz	~0.625MHz (可変)	J-SEEVESN
一次変調方式	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK QPSK 16QAM 64QAM	QPSK 16QAM 64QAM	通信可能な情報量は もパイルWMAXの 1/50 地デジの 1/16
二次変調方式	OFDMA	OFDM	OFDM	※情報量は大きいほど多くの
複信方式	TDMA,FDD	(broadcast)	TDD,FDD	データを送れる
情報量	最大75Mbps	最大24Mbps	最大1.5Mbps	サービスエリアは
サービスエリア 注1	∼3km	~40km	~370km	モバイルWiMAXの 約123倍 地デジの 約9倍

※距離が遠いほど送受信局

## 表3.1 既存一般的地上通信システムとの仕様比較

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

設置数を減らせる 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16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 なければ安定的な通信を行うことが出来ない。

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 Manoeuving Area)
- APT : 飛行場(AirPort)

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)		

表 3.2 変調方式と符号化方式 (セル特有 ACM モード)



APT モデルイメージ

N.

321





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。



基本伝送特性評価シミュレーションモデル 図37

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 インターリーバ改善
- ⑥ 等化アルゴリズム+インターリーバ改善

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 バを追加し、インターリーバを2段階にすることで特性改善した。



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) と言うことになる。

※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 いと考える。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。

	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		



= 3.4 所要 C/N 結果 — 暫 (改 差 後)

図 3.10 BER 特性 (TMA、QPSK1/2、インターリーバ変更)

ΕĽ

1.E-04

1.E-05

1.E-05

1.E-07

3 C/N (dB)

所要SNR=5.7dB

1.E-04

1.E-05

1.E-06

1.E-07

6 C/N(dB)

所要SNR=8.0dB





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) 与干涉

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。



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 与干涉低減評価系統図

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 k Hz 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 k Hz 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) 被干涉
- 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 を行なわない場合と、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、落としきれない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。



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こ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。





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。

	·				
SNB[4B]	梌出家[%]	<sub>6出來[%]</sub> 非検出		同期後位置調美[sample]	
		未検出率[%]	誤検出率[%]	sampleずれ率[%]	同刻反正直張在[sample]
20	100	0	0	0	0
10	100	0	0	0	0
5	100	0	0	0	0
0	98	1	1	0	0

表 3.5 スーパーフレーム検出率結果(ENR)

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(欧州企業が主に対応予定)の性能に対する依存度が高く、GS 局との連接検 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応させることにより、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。



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
- 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 カ補正、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 が補正値を検出、GS から示された補正値により AS は補正を行う閉ループ処理を行う。



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値、周波数補正値、時 間軸補正値が示されるので、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)の連接符号(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)と畳み込み符号の連接符号(RS+CC 符号)が採用されている。この連接 符号は無線通信においては比較的よく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。

- 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。
- 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。
- 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。

![](_page_28_Figure_4.jpeg)

![](_page_28_Figure_5.jpeg)

#### 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)
衛星ディジタル放送	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。

#### 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連接符号 (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)の連接符号は RS+CC と表記している。

![](_page_30_Figure_0.jpeg)

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、連接符号 (RS+CC) は約 3.3dB であり、LDPC 符号の方が連接符号よりも約 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、<u>連接符号と LDPC 符号では LDPC 符号</u> <u>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。</u>

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連接符号 (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、使用する符号は連接符号につ 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 ため連接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 と連接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 符号と連接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。

![](_page_31_Figure_1.jpeg)

![](_page_31_Figure_2.jpeg)

表3.8 各ブロックの機能概略

系統	モジュール名	機能
	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
送信		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。
仁地	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。
14111	AWGN(Additive White	C/N 設定のため白色ガウス雑音を付加する。
	Gaussian Noise)	
	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
受信		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。
测定	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
测足		(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 符号と連接符号それぞれ 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、連接符号 シミュレーションでは図 3.32 のモデルを用いる。この連接符号シミュレーシ 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。

![](_page_32_Figure_1.jpeg)

図 3.30 L-DACS1 シミュレーションモデル(LDPC)

![](_page_32_Figure_3.jpeg)

図 3.31 L-DACS1 シミュレーションモデル(連接符号)

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。
	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
受信		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。

系統	モジュール名	機能
	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	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
	<b></b> -バ	バでインターリーブを行う
达信	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	L-DACS1 規格の Helix インターリーバでインターリーブを行う
	バ	
	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	Helix デインターリーブを行う
	<b></b> -バ	
受信	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	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。
	リーバ	
	RS 復号	RS 符号の復号を行う

表 3.10 連接符復号部の概略

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連接符号の多値変調 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ので、LDPC 符号についても同じ条件で BER 特性を比較した。

![](_page_33_Figure_4.jpeg)

![](_page_33_Figure_5.jpeg)

![](_page_34_Figure_0.jpeg)

![](_page_34_Figure_1.jpeg)

![](_page_34_Figure_2.jpeg)

![](_page_34_Figure_3.jpeg)

## 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(連接) [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(連接) [dB]	所要 C/N(連接改善時)[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連接符号(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が大きい。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。

<u>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</u> <u>期待できる。</u>

インターリーブや符号短縮のような<u>性能改善手法を単体で適用または、組み</u> 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。

<u>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</u>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。

<u>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</u> 検討を可能とした。

表3.13 平成23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	シミュレーションモデル	Oシミュレーション	目標達成
L-DACS1 仕様(案)に準	を構築し、L-DACS1 仕様	モデルを 確立した。	
じたデジタル通信を	(案)を忠実に再現するこ	OL-DACS1 仕様(案)を	
実現するための各要	とにより、この中で提案	忠実に再現すること	
素技術の確認。	されている技術の有用性	が出来た。	
	を確認する。	OL-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。	

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	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した。	目標
通信技術	シミュレーションモデルを確立す	各一次変調方式による BER 特性を取	達成
	ることにより伝送特性の確認をす	得、一次変調 方式 QPSK1/2 において	
	る。具体的な数値(開発目標)が一	BER=1×10 <sup>-6</sup> 時の所要 C/N 値が目標に	
	次変調方式 QPSK1/2 にて示される。	達した。	
	シミュレーションモデルから得ら	目標である 370km の最大伝送距離を	目標
	れた性能を元に回線設計を行い通	確認した。	達成
	信可能距離の確認をする。目標距離		
	は370km(200NM)とする。		
与干涉	シミュレーションモデルの作成と	シミュレーションモデルを確立した。	目標
低減技術	L-DACS1 で提案されている窓関数に	窓関数により帯域外にて 15dB 以上の	達成
	よる低減効果を確認する。但し、具	低減を確認した。窓関数の有効性が確	
	体的な低減目標は示されていない。	認できた。	
被干涉	シミュレーションモデルの作成と	シミュレーションモデルを確立した。	目標
低減技術	L-DACS1 で提案されている下記 3 方	提案された3方式について低減効果	達成
	式による低減効果を確認する。但	を確認した。APT、TMA、ENR それぞれの	
	し、具体的な低減目標は示されてい	環境下において、効果の度合いが異な	
	ない。	り特徴が明らかとなった。3 方式の組	
	・オーバーサンプリング	み合わせにより改善が図れることを	
	・パルスブランキング	確認した。	
	・イレージャーコーディング		
PAPR 低減	シミュレーションモデルの作成と	シミュレーションモデルを確立した。	目標
技術	L-DACS1 で提案されている低減効果	PAPR シンボル挿入で 1.5dB 改善した。	達成
	を確認する。但し、具体的な低減目	改善分、高周波回路のアンプ回路動作	
	標は示されていない。	点を上げることが出来る。	
TDMA 技術	シミュレーションモデルの作成と	シミュレーションモデルを確立した。	目標
	L-DACS1 で提案されている同期信号	TDMA 動作のための時間同期検出が可	達成
	を用いて FL に対して RL が同期可能	能なことを確認した。 IDMA 動作する	
\ <del>*</del>	なことを確認する。	ための基準信号を得ることができた。	
適応変調	シミュレーションモデルの作成と	シミュレーションモデルを確立した。	目標
技術	L-DACS1 で提案されている適応変調	GS基準ASの相対位置に応じて一次変	達成
	動作について確認する。但し、具体	調万式を変更することにより最適な	
	的な動作目標は示されていない。	通信量が確保できることを確認した。	
通信手順	机上検討とL-DACS1 で提案されてい	要求仕様が示す通信制御コマンドに	目標
(通信制	る通信制御コマンドの確認を行う。	よる通信手順を確認した。特に、GS	達成
御コマン		とAS間のリンク維持の為の補正値が	
F)		GSから指定されることを確認した。	
		・送信出力補正値	
		・周波数補正値	
		・時間軸補正値	

-

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。

要素技術	目標・指標	成果	達成度
EUROCONTOL 策定	OFDM変復調部(誤り訂正含む)	LDPC 方式に変更した	目標達成
の L-DACS1 仕様	シミュレーションモデル作成	シミュレーションモデルを作成	
(案)性能向上	による伝送特性の確認。	・BER 特性を取得した。	
	シミュレーションモデルから	370kmの最大伝送距離を確認した。	目標達成
	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。		
			1

表3.15 平成24年度の目標に対する成果・達成度の一覧

表 3.16 平成 2 4 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	新仕様書(Updated LDACS1 System			
符号化方式として、畳み込み符号化(CC)とリードソロモ	Specification, P15. 2. 4 ET Task			
ン符号化(RS)が規定されている。	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。			
タレス社がリーダである欧州プロジェクトは、誤り訂正	欧州側から FL BC2 をターゲットに			
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 符号の検討をしているという情			
(LDPC)符号化方式を提案している。	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	シミュレーションにより効果を確認し			
てシミュレーションを行う	t=。			
両方式(RS+CC)の比較検討を行い、将来の方向性を検討、	シミュレーションにより効果を確認し			
確認する。	t=。			
独立行政法人電子航法研究所から技術協力を得ることに	独立行政法人電子航法研究所のご指導			
より、開発内容の精度を向上させる。	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	欧州側から情報提供を受けた。			
行い、開発内容の精度を向上させる。				

パラメータ		単位	ENR	ENR	ENR	ТМА	APT		
送信パラメータ		•			•				
	送信出力電力	dBm	41	41	41	41	41	а	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	С	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+送信アンテナ利得一送
伝搬パラメータ									
	送信周波数	MHz	993	993	993	993	993	е	
		NM	200	120	60	40	10	f	
	送信一受信距離	km	370	222	111	74	19		
	伝搬損失	d B	143. 76	139.32	133. 30	129. 78	117. 74	g=37.8+201og (f*e)	
マージン			11		L		I		
	干渉マージン	d B	0	0	0	0	0	h	
	実装マージン	d B	4	4	4	4	4	i	
	安全マージン	d B	6	6	6	6	6	j	
	傾斜損失	d B	0	0	0	7	7	k	
受信パラメータ	1	I	1 1		L				
	受信アンテナ利得	dB i	0	0	0	0	0	I	
	デュープレクサ損失	d B	0. 5	0. 5	0.5	0.5	0.5	m	
	受信ケーブル損失	d B	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 損失
		dBm/Hz	-173.98	-173.98	-173.98	-173.98	-173.98	0	10 I o g (k*T)
	帯域幅	Hz	498050	498050	498050	498050	498050	р	
	熱雑音電力	dBm	-117.00	-117.00	-117.00	-117.00	-117.00	q= o +10 l og (p)	
		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-10   o g (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
	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	ジン	dB	0. 54	4.98	11.00	7. 02	6. 76	z=n-x	

-

# 表 3.17 回線設計(FL、干渉なし)

考
信給電損失 一デュープレクサ挿入損失
+受信アンテナ 利得-受信ケーブル損失-デュープレクサ
离性

パラメータ		単位	ENR	ENR	ENR	ТМА	APT		備
送信パラメータ						•			
	送信出力電力	dBm	41	41	41	41	41	а	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	с	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+送信アンテナ利得一送信
伝搬パラメータ									
	送信周波数	MH z	993	993	993	993	993	е	
	"光后 亚后听谢	NM	200	120	60	40	10	f	
	这信一文信此離	km	370	222	111	74	19		
	伝搬損失	d B	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	d B	0	0	0	0	0	h	
	実装マージン	d B	4	4	4	4	4	i	
	安全マージン	d B	6	6	6	6	6	j	
	傾斜損失	d B	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		
	デュープレクサ損失	d B	0. 5	0. 5	0.5	0.5	0.5	m	
	受信ケーブル損失	d B	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- 損失
	雑音密度@290K	dBm/Hz	-173.98	-173.98	-173. 98	-173. 98	-173.98	0	10 I o g (k*T)
	帯域幅	Hz	498050	498050	498050	498050	498050	р	
	熱雑音電力	dBm	-117.00	-117.00	-117.00	-117.00	-117.00	q= o +10   og (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-10   o g (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 マ
	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	

-

# 表 3.18 平成 24 年度回線設計(FL、干渉なし)

考
送信給電損失 一デュープレクサ挿入損失
損+受信アンテナ 利得-受信ケーブル損失ーデュープレクサ
B を分離

- 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。

![](_page_41_Figure_3.jpeg)

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。

要素技術		平成23年度	平成24年度
0FDM 送受通信	伝送特性確認		
技術	回線設計		
与干涉低減技術			
被干涉軽減技術			
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)		

表 5.1 研究開発計画

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。

![](_page_42_Figure_4.jpeg)

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 3290.1万円

(2) 独立行政法人 電子航法研究所 49.9万円

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
- (2) 独立行政法人 電子航法研究所 独自研究予算で実施

3999.3万円

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)