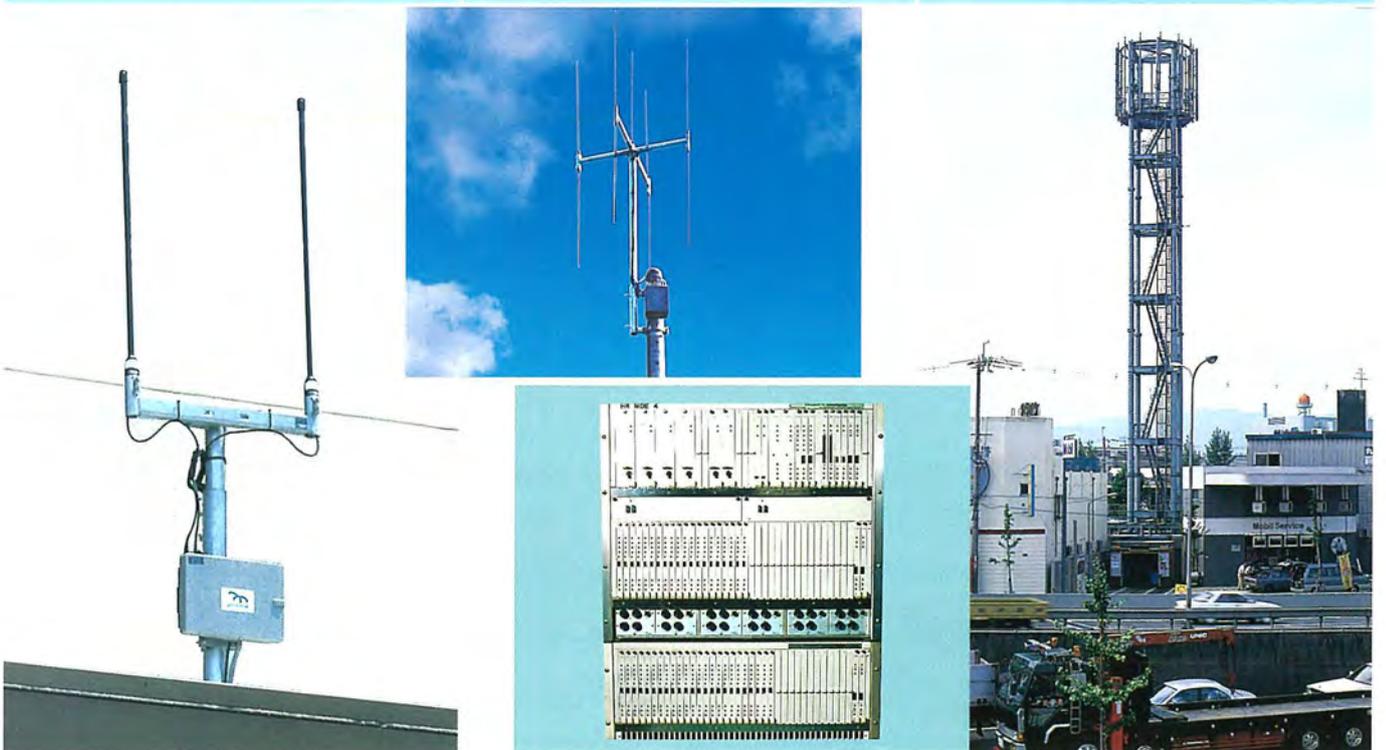


# MITSUBISHI

## 三菱電機技報 Vol.71 No.10

特集 “移動体通信”

# '97 10



## 特集 “移動体通信”

### 目次

#### 特集論文

移動体通信と社会のパーソナル化 森永規彦	1
ITU-Rにおける移動通信関連の最近のトピックス 室谷正芳	2
移動体通信の現状と展望 中西道雄	6
“デジタル・ムーバ D203HYPER” 大賀哲明・福井伸一・佐藤英樹・中井克巳	12
PHS端末“パルディオ312D” 山田伸行・久米敦也・長谷川昌昭・村田純一	17
PHS無線カード 小野木幹夫・上野 裕・永田良浩	22
GSM及びPCS1900対応携帯電話機 野並隆之	27
スマートホン“MT151” 高橋 清・小林和男・丸山和彦・松本 明	31
国内向け移動体衛星通信端末 土谷牧夫・瀬尾耕造・田中秀幸・茶谷嘉之・板橋康弘	35
公共業務用デジタル移動通信システム 関 直樹・林 亮司・久米栄子・三瀬敏生・出先芳人	41
移動体通信機器における構造CAE 安田忠文・小林直樹・村田雄一郎	46
次世代携帯電話システム用W-CDMA変復調器 青柳孝寿・村井英志・高野道明・田近寿夫	51
広帯域移動体通信用ビタビ等化器 久保博嗣・棚田一夫・村上圭司	55
最ゆう系列推定技術に基づく高性能復調方式 小島年春・三宅 真	59
低ビットレート音声符号化方式 田崎裕久・高橋真哉	63
マイクロ波増幅器のひずみ特性計算方式 中山正敏・高木 直	68
ソースインダクタ装荷型リニアライザによるひずみ特性の改善 森 一富・山内和久・中山正敏・伊藤康之・高木 直	72
市街地電波伝搬シミュレータ 稲沢良夫・千葉 勇	76

#### 特許と新案

「パケット送信装置」「データ処理装置」	81
「復調装置及び復調方法」	82

#### スポットライト

ばね操作真空遮断器“VF-20Cシリーズ”	80
大容量素子冷却用ヒートパイプ式ヒートシンク	83
三菱OLAPサーバ“DIAPRISM”	84
XGA液晶プロジェクタ“LVP-X100”	85
三菱新縮小形72/84kV GIS, 120/144kV GIS	86
NTTドコモ向け高密度MDE	(表3)

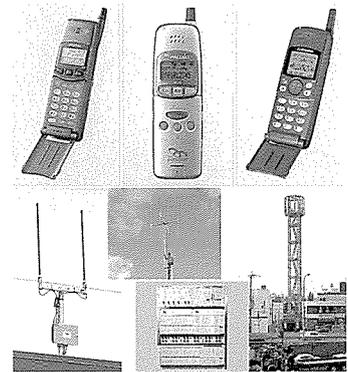
#### 表紙

##### 携帯電話と基地局装置

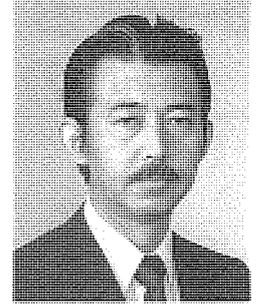
上はフリップタイプでデザインを統一した。操作性・機能性の良い携帯電話で、左からPDC、PHS、GSMの各方式に対応している。

下は、PDC方式の基地局遠景写真と実地局変復調装置、及びPHS基地局を示す。

三菱電機は、小型・軽量で多様な携帯電話と、ネットワークインフラシステム用各種装置で情報通信社会に貢献していきます。



## 移動体通信と社会のパーソナル化



大阪大学

教授 森永規彦

あたかも移動体通信を意味するかのような言葉として“パーソナル通信”がある。パーソナル、つまりは個性化・個別化ということなのであるが、技術的には、今のような携帯端末の役割を前面に出したターミナルモービリティという言葉や、将来、有線と無線が巧みに融合して、個人番号の利用も可能となるという意味のパーソナルモービリティという言葉で代表される。あるいは、一般の人たちにとっては、“いつ”“どこにいても”“だれとでも”“どんな情報でも”という表現が一番良いのかも知れない。

いずれにしても、このパーソナル化ということは、技術固有の現象ではなく、特に日本の場合、最近の大きな社会の流れの変化をよくとら(捉)えた言葉でもある。というのは、日本列島縦貫の光ファイバ網の骨子が完工したのが1985年2月だったわけであるが、ちょうど光ファイバがその実用期に入ろうとしていた80年代中ごろといえば、社会的には、個人よりも集団や組織や体制の方が大切にされていたかつての社会構造から、個人個人が大切にされ尊重される、いわゆる人に優しい社会形成を目指す方向に変わろうとする芽生えが、生活の豊かさを求めて、ぼちぼち出掛かっていたころなのである。

家庭においても、1台、固定の電話があればよいという時代は終わりを告げようとしていたところで、子供たちは親に干渉されない自前の部屋の中で電話をかけたいという欲求を持っていたし、大人は大人で、寝ながら、あるいはテレビを見ながら電話をかけたり受けたりしたいと夢見ていたのであるが、このような社会全体の強いニーズを背景に爆発的な伸びを示したのがコードレス電話であって、それ

が80年代中ごろだったわけである。いわば、パーソナル時代の“あけぼの”といってよい時期が80年代中ごろだったわけである。

このようなパーソナル化の時代背景を受けて、その後、'89年のマイクロタック、'90年のミニモ、'91年のムーバと、およそ我々、携帯と称するにふさわしい小型・軽量の端末がこの3年間に集中して出現して、技術の方はパーソナル通信という形態で一気に弾みがつくことになる。

そして社会の方も、今や日本でもベンチャービジネスが取りざたされるまでもになり、ある大学では、ベンチャー育成のための講座やカリキュラムが設けられるまでに、パーソナル化の風潮が進展している。

また大学教育の在り方もしかりであって、専門教育は従来の学部から離れてどんどん大学院の方に重点が移ってきているし、さらに、学生の評価の点にしても、かつての横並びの評価から、よい意味での個性化・個別化を図ろうとしている。例えば、よくできる学生は、4年生を飛び越して大学院へ進学できるチャンスが与えられるし、大学院においても、学業成績と研究業績が共に優れている場合は、今までのように5年間ではなく3年間で博士の学位が取得できるようにもしている。

要は、これからの学生は、ベンチャービジネスではないが、自らの学業成績と研究業績を共に高めることによって、いろいろなチャンスにチャレンジしてくる個別的姿勢が問われることになる。パーソナル化の時代にあっては、やはりそれに合ったセンスを持った若い優秀な人材がぜひ必要であり、大学教育の方も大きく変わろうとしている。

# ITU-Rにおける移動通信関連の 最近のトピックス

室谷正芳\*

## 1. ま え が き

ITU(国際電気通信連合)はスイスのジュネーブに本部のある国際機関の一つで、電気通信に関する国際的な規則の制定や標準化を進めている。ITU-RはITUの中の無線通信セクタを意味する。超小型の携帯無線電話を全世界の人が持てるようにしようという動きがITU-Rの中で具体化したのは1985年のことであり、現在も第8研究委員会(SG 8, 移動通信等を担当)の中に設置されたタスクグループ8/1(TG 8/1)が2000年ごろの実現を目指して活動を続けている。

TG 8/1が目指すのは、衛星利用も考慮するが、基本的には地上系の方式統一であり、これとは別に低高度衛星を利用して一挙に全世界をカバーする方式の実現を目指す動きも活発である。

以上のような方式の実現を目指す活動はITU-Rの中でも最重点活動の一つであり、規則の制改定及び標準(ITU-R勧告)作成の両面において動きが激しい。'94年ごろまでのITU-Rにおける移動通信関連の話題を紹介した文献(1)に引き続き、最近のトピックスを紹介する。

## 2. IMT-2000への動き

TG 8/1が85年に活動を開始した時、目標とする方式は“将来の公衆用陸上移動通信システム”(Future Public Land Mobile Telecommunication Systems)で、これを略してFPLMTSと呼ばれていた。しかし、この略称は発音が難しいこと、イメージがよくないことから評判が悪く、最近では“IMT-2000”と呼ぶことになった。IMTはInternational Mobile Telecommunicationsの略で、2000年ごろに実現を目指す国際移動通信という訳である。

無線方式の特徴として、もし世界的な統一を行うとすれば、まず無線周波数の統一が必要である。この点については多くの論争があったが、WARC-92('92年の世界無線通信主管庁会議)において、次の合意内容が無線通信規則(Radio Regulations: RR)の中に書き込まれた。

“1,885~2,025MHz及び2,110~2,200MHzの周波数帯域は、全世界的な基礎においてFPLMTSの実施を希望する主管庁による利用を意図したものである。かかる利用は、これらの帯域を分配表に従って他の業務に利用することを妨げるものではない。”

このように世界共通の帯域(230MHz幅)をIMT-2000用として指定できたことは画期的なことであるが、これで万事めでたしとは言えない。その理由は“他の業務への利用”を認めている点で、このただし書きは米国の強い主張で加えられたものであるが、米国はもとより、その他の国々も早速にこの帯域をいろいろな目的(主に移動通信用)に使いはじめている。例えば1,980~2,010MHz及び2,170~2,200MHzは移動衛星業務にも分配され、これはIMT-2000における衛星利用を念頭に置いていたものであるが、現実にはこれとは独立な移動衛星通信システムによる利用計画が先行している。

このほかの帯域でも米国・ヨーロッパ・日本などにおいてIMT-2000とは無関係な方式による利用が部分的に先行しており、RRに書き込まれた文章が空証文になる危険性もなしとしない。

TG 8/1は平均して年2回の会合を開催して、IMT-2000の標準方式を確立するために鋭意努力している。しかしその進捗(抄)状況は必ずしも順調とは言えない。'97年2月には韓国で会合を開催して、無線区間におけるいわゆるAir Interface(Radio Transmission Technology: RTTとも呼ばれる。)の標準化を行うため、世界中から候補を募集するための手続きを定め、現在は各国が候補提出の作業中である。候補としては狭帯域TDMA, 広帯域TDMA, 狭帯域CDMA, 広帯域CDMAなどが挙げられており、何が提案され、どれにまとまるかはTG 8/1活動の試金石である。Air Interfaceの統一ができれば大変な成果と見られるが、そもそも統一が可能かどうかは予断を許さない。

総論として世界的な統一の必要性を否定する人はだれもいないだろう。しかし、現実にはそれが可能かどうかは別の問題である。ITU-R勧告は現在600を超える。しかし、それらを詳細に調べると、方式の標準化を扱っている勧告の中で世界的な統一方式を勧告しているものはごくわずかである。統一方式の樹立を阻害する重大な要因として知的所有権がある。統一方式に関連する特許を関係者が無料で公開することに同意するならば、統一は可能かも知れない。しかし、現在のように知的所有権に関する競争が激しい時代において無料公開は不可能であり、また、ITUがそれを強制することは制度的にもできない。

一方で、真に世界的な方式統一を希望している人はだれだ

ろうかという疑問がある。現在世界的に普及が進んでいる携帯電話にはヨーロッパ方式、北米方式、日本方式の三つの流れがある。この中で、事実上、GSMと呼ばれるヨーロッパ方式が圧倒的な普及を示している。したがって、ヨーロッパから見れば、世界方式の統一で苦勞するより、将来もヨーロッパ方式を進めて、事実上の世界制覇をねらった方が得策との考えもあるかもしれない。

地域的な標準化機関の力は強いので、ITU-Rの世界的統一の努力が実を結ぶのは容易ではない。筆者は長い間ITU-Rの活動に関係してきたので、ITU-Rの努力が実を結ぶことを期待するものではあるが、楽観的ではない。

なお、携帯電話がこれだけ普及してくると、画像情報などの広帯域情報を伝送する要求も高まりつつあるので、IMT-2000用としてRRに指定された230MHz幅だけでは不十分であり、これを拡大したいという世界的要求が強まることが予想される。

### 3. 衛星による移動通信

近年、米国やヨーロッパを中心とした企業連合により、低高度衛星(Low Earth Orbiting Satellite, 略して“LEO”と呼ぶことが多い。)によって全世界をカバーする移動通信の計画がにぎやかである。これには1 GHz以下の周波数を利用するものと、1~3 GHzの周波数を利用するものがある。前者は伝送信号速度が低い(ポケットベルのようなメッセージ通信が主体)ことと周波数が低いことから“Little LEO”とも呼び、後者は伝送信号速度が高い(電話も可能)ことと周波数が高いことから“Big LEO”とも呼ばれる。

#### 3.1 1 GHz以下の衛星移動通信

既にLittle LEOの計画が幾つか進められているが、利用できる周波数帯域が限定されているのが欠点である。このため、帯域幅を拡大するために、他の業務に妨害を与えないで利用できる技術の研究が活発である。一例として、DCAAS(Dynamic Channel Activity Assignment System)技術が挙げられる。これは、地上の電波の利用状況を衛星でモニタし、使用されていない周波数で通信しようという複雑な利用形態である。これによって陸上移動通信で利用されている148~149.9MHz帯を衛星でも利用できるようにしたいと提案する国があるが、反対論も強い。

またTV放送(470~582MHz及び582~960MHz)や音声放送(45~70MHz, 88~108MHz, 170~240MHz)も共用で衛星に利用できるという主張があるが、放送界には反対論が根強い。筆者から見ると、この議論は十分かみ合っていない。というのは、周波数共用の可能性を主張する論者とその反対論者が同じテーブルについて議論を十分行うのではなく、それぞれが一方向的に自分の意見を述べているように見受けられるからである。しかし、これまでともすれ

ば聖域のように見られがちであった放送用の周波数帯まで利用したいとの意欲は、いかに衛星移動通信への需要が根強いかの反映であろう。

#### 3.2 1~3 GHz帯の衛星移動通信とそのフィーダリンク

##### 3.2.1 WRC-95における主な決定事項

WRC-95('95年世界無線通信会議、従来のWARCの名称変更)における重要な決定は、フィーダリンク(衛星と地上の関門局間の回線)用として、衛星→地上用に6,700~7,075MHz, 15.4~15.7GHz, 19.3~19.6GHzが、また、地上→衛星用に5,091~5,250MHz, 15.45~15.65GHz, 19.3~19.6GHz, 29.1~29.4GHzが分配されたことである。15.45~15.65GHz及び19.3~19.6GHzは上り・下りの双方に分配され、それ以外の周波数帯についても他業務との周波数共用は複雑な状況になっており、それぞれに応じた共用基準が定められた。一例を挙げると、6,700~7,075MHzは地上の固定業務(マイクロウェーブ回線)と共用であり、非静止形(non-GSO)の多数の衛星から受ける干渉をどのように評価すべきかは困難な課題であったが、日本から提案したスペースダイバシティを考慮した評価法に基づいて、衛星から来る電波の強さの許容基準が定められた。

1~3 GHz帯のいわゆるサービスリンク(衛星と携帯端末間の回線)では、2005年以降に使用開始可能と定められていた1,980~2,010MHz及び2,170~2,200MHzについて、5年間繰り上げて2000年から可能にしたいという提案がWRC-95において開発途上国の強い反対を押し切って採択された。反対の理由は、影響を受けるマイクロウェーブ回線を多数抱える国は周波数の変更ができないというものである。これについては、先進国側からの技術協力を強めるなどで、ようやく理解が得られた。

衛星移動通信と地上通信との干渉基準は、基本的に固定業務(マイクロウェーブ)の地上通信を対象に定められている。しかし、例外が若干あり、その中の一つは第2地域の衛星移動通信(下り)に分配されている1,492~1,525MHz帯である。WRC-95において、日本の領域に対して電波の強さが、すべての到来角に対し、4 kHz当たりで評価して1m<sup>2</sup>当たり-150dBwを超える場合には調整をしなければならないと定められた(RRのS5.348A)。これは、この帯域が日本においては携帯電話などの陸上移動通信に使用されていることを考慮したものである。この制限は日本にとって重要な規定であるが、国際的に見ると、周波数の利用状況が複雑化していることの反映でもある。

##### 3.2.2 WRC-97に対する検討状況

'97年秋のWRC-97へ向けては、改めて1~3 GHzにおける追加の周波数分配が議論されている。これは、'96年に開催されたGMPCS(Global Mobile Personal Communications by Satellite)に関するITU世界電気通信政策フォーラムにおいて、GMPCSについてもできるだけ競

争政策を導入すべきことが決議されたことが契機になっている。競争を図るには十分な周波数分配が必要との論理である。しかし実際上の分配となると賛否両論がある。新規分配は必ず既存の業務へ重大な影響を与えるからである。

周波数帯の混雑ぶりは、現実に衛星が運用される前に、事前公表(利用計画を数年前に公表して関係国との調整に入るためのもの。)に反映される。'97年5月現在、1～3GHz帯の衛星による移動通信のため、実に243件の事前公表が行われている。これらすべてが運用に入るのは不可能であり、また、権利確保のためのいわゆるペーパーサテライト(机上だけの衛星計画)も多いと見られるが、それにしても深刻な状態であることは間違いない。1～3GHz帯の衛星移動通信の周波数需要は2010年で500MHzという予測があり、現状の周波数分配では、2000年において、第1地域(ヨーロッパ・アフリカ)と第3地域(アジア・太平洋)では200MHz、第2地域(南北アメリカ)では280MHzが可能に過ぎない。

周波数要求は、非静止形の衛星による移動通信ネットワークにおいて、異なるシステム間で周波数をどの程度共用できるかという問題と関連する。サービスエリアが同じで周波数も同一の場合、FDMA又はTDMAを用いるシステムとCDMAを用いるシステムは共存できないとされる。二つのFDMAシステム間、又は二つのTDMAシステム間でも共存できないとされる。両者ともCDMAシステムであれば、一定条件下で周波数共用は可能である。このような制約は、非静止形の衛星移動通信の本質的な問題点と思われる。

WRC-97へ向けて、衛星移動通信と地上のマイクロウェーブの周波数共用に関し、目立たないが重要な進歩があった。これまで、ITU-R勧告IS.1141及びIS.1142において、地上のマイクロウェーブ回線との調整要否を判断する衛星からの電波強度を定めていた。これは基本的に4kHz当たりの電力で表現していたが、最近、新ITU-R勧告F.1246が成立して、これによると、デジタル地上方式については1MHzに統一する、アナログ地上方式については1MHzと4kHzを併用する、1MHz当たりの値は従来の4kHz当たりの+24dB、新しい4kHz当たりの値は+6dBが適当と定めたことによる。これにより、衛星と地上との調整はある程度容易になった。この新勧告の成立には、精密な干渉評価を行った日本の寄与が大きい。

フィーダリンクに関する検討状況の中で興味深いのは、RRの中の規定S22.2の解釈である。S22.2は、非静止形の衛星は固定衛星業務の静止衛星に妨害を与えてはいけないとの規定であるが、最近のように非静止形の衛星が増加してくると、これをどのように適用するかが問題になってきた。一つの解釈は、静止衛星側に絶対的優越性があり、以前から運用されてきたものにとどまらず、新しく運用開始

する静止衛星についても非静止衛星側は保護すべきで、かつ、非静止衛星側と協議の必要性を認めない。別の解釈としては、一方的な非静止衛星側への負担を否定し、許容できる干渉量について両者が協議し、両方のシステムが運用中であり非静止衛星からの干渉が許容量を上回る場合のみ非静止衛星の電波を止めるという解釈である。今のところ、二つの解釈が対立していて、統一解釈に達していない。

これに関連して、両者の間の干渉を軽減する技術の検討が盛んに行われ、干渉量に応じて地球局の送信電力を加減する方法、地球局のアンテナの大きさに下限を設定する方法、地球局の設置場所の地理的分離、衛星の二重化などが議論されている。また、フィーダリンクに使用できる周波数帯域を拡大すれば相互共存は容易になるとの主張もある。

例として地球局のアンテナの大きさについて述べると、静止衛星系と非静止衛星系の地球局が同一場所にあるものと仮定し、19GHz帯(下り)と29GHz帯(上り)について計算すると、静止衛星系地球局アンテナ直径を1m以上と仮定すると、低高度(1,000km程度)の衛星系に対する干渉量は許容値以下である。ただし、中高度(10,000km程度)の衛星系に対する干渉量は大きくなり、アンテナ直径を1.8mとしても不十分との計算結果が得られている。しかし、干渉量はアンテナ直径以外の幾つかのパラメータにも依存すると考えられるので、規則としてどのように表現できるかは困難な課題であろう。

#### 4. 固定通信に関する新技術

固定通信とは固定地点間の通信、移動通信とは移動体との通信であるが、それに関連する技術やサービス領域は最近に至って次第に融合してきている。したがって、厳密な意味では移動通信ではないが、それと競合する固定通信の新技術について最近の話題を紹介する。

##### 4.1 非静止形の衛星による固定通信

従来、衛星による固定通信は、静止衛星を用いるものが圧倒的であった。しかし、WRC-95に米国から20/30GHz帯で840個という数多い非静止形衛星を用いる固定通信(略称non-GSO FSS)が提案された時、一大紛糾を巻き起こした。というのは、WRC-95の議題はその2年前に決定されており、non-GSO FSSは議題に入っていなかったからである。しかし結局、これは重要な技術であり審議すべしとの議論が勝ち、18.8～19.3GHz(下り)及び28.6～29.1GHz(上り)の周波数帯域が分配された。

この計画は米国の新規企業が進めている。840個というのは余りにも多すぎるとの印象であったが、最近では200個程度に減らしたとの情報もある。多数の衛星で企業間情報ネットワークなどへの利用が目的である。地上の設備は動いている衛星を自動的に追尾するなど、かなり高度なものにならざるを得ない。

上記の周波数帯は静止衛星(GSO)による固定通信にも使用されているので、両者の間の干渉をいかに避けるかが問題になる。RRのS22.2の適用も問題であり、これを適用除外とするためには、non-GSO衛星、GSO衛星及び地球局がほぼ一直線上にあるときの干渉を避けることが重要とされる。まだ十分には整理しきれていないが、干渉基準の整備が必要であろう。

#### 4.2 成層圏中継による固定通信

'97年1月のITU-R第9研究委員会(固定業務を担当)の会合に、米国から、地上高23kmの成層圏に気球を浮かべて、これを中継点とする通信網を構築する構想が提案された。47.2~50.2GHzというミリ波帯の周波数を使うので、当面は移動通信に使うのは無理で、半径数百kmの範囲内をカバーしたいとしている。なぜこのように高い周波数の利用計画を作ったのか、その理由は簡単で、より低い周波帯を使うことが望ましいが、米国でそれを見付けるのは困難ということである。

会議ではまず、これは地上通信か宇宙通信かが話題になったが、地上通信ということで落ち着いた。技術的にこの方式が可能になった最大のブレークスルーは高効率のイオンエンジンで、太陽電池によって気球の制御及び通信系の電力供給が可能とのことである。

技術的な困難も多いこと、半径数百kmという広いサー

ビスエリアが47GHz帯で可能かどうかの疑問があることなどから、事業としての成功の見込みを含め、難問は多いものの、この計画を推進する米国の新規企業の熱意には敬服すべきものがある。米国としては、WRC-97において、47GHz帯を成層圏中継通信に優先的に使用することの指定を提案する可能性がある。

#### 5. む す び

ITU-Rでは全世界共通の移動通信方式としてIMT-2000の標準化を進めているが、それを達成できるかどうかの胸突き八丁を登っている状況にある。

一方、衛星による移動通信については幾つかのプロジェクトが実現に向かいつつあり、それを可能にするための技術基準の整備が進められているが、なお検討事項も残されている。分配される周波数帯域が十分ではないという課題は依然として解決していない。

また、固定通信の分野でも競合する市場をターゲットとする新方式の実現が試みられており、技術は全体として融合の方向に進むとともに、競争は激化しつつある。

#### 参 考 文 献

- (1) 室谷正芳：移動通信用の周波数を巡る国際的な動き，三菱電機技報，68，No.12，1097~1100（1994）



## 1. ま え が き

移動体通信システムは、従来のアナログ方式からデジタル方式への切り替えが進み、これに伴い、音声通信からマルチメディア通信への期待が高まってきている。また、公衆移動体通信では、デバイスの革新による小型軽量化・低価格化の進行により、今後とも大きな需要が見込まれている。呼称も、これまで自動車電話と呼ばれていたのが、最近では携帯電話と身近に呼ばれるようになってきている。この背景には、社会生活の広域化、経済活動の多様化/スピードアップ/国際化等があり、情報通信が担う役割の重要性が増してきているのと同時に、移動体通信の特長である即時性・簡便性が評価され、若い世代を含むあらゆる世代での需要を喚起したものと思われる。1970年代後半から導入されてきたセルラ自動車電話は、当初アナログ方式でスタートし、次いで加入者の増加に対処するため世界各国でデジタル方式が導入されてきた。'96年末には世界で1億3630万加入に達し、現在100か国以上の国が携帯電話を利用している。今後の平均伸び率は29%と予測されており、このまま推移すると、2001年には4億を超える人々の利用が見込まれる。

一方、我が国の携帯電話とPHSの加入者数は'97年6月に3,000万を超え、普及率では米国を抜いて北欧各国の水準に近づいており、市場規模は'96年度の4兆円から'97年度には5.1兆円と27%増加した。携帯電話産業は、設備投資額も1.6兆円と自動車産業に次いで、我が国経済を支えるリーディング産業となっている。

移動体通信の飛躍的な進展を支えた要因はいろいろ考えられるが、半導体技術、デジタル回路技術、実装技術、バッテリーの進歩等により、小型・軽量で長時間使用できる携帯電話が出現したこと、'94年以降の携帯電話の売り切り制度の導入、通話料及び端末の低価格化が進んだことが挙げられる。図1、図2に加入者数と普及率を示す。

現在実用化されている携帯電話の方式としては、GSM、PDC、D-AMPS等のTDMA(Time Division Multiple Access)アクセスのセルラ方式や米国クアルコム社が開発し実用化したCDMA(Code-Division Multiple-Access)などの方式がある。さらに、加入者数の増加を考慮し、効率的かつ大容量通信方式の検討・研究が各国で行われている。これらの一環として、2000年の実用化を目指して世界各国の通信方式を統一し、一つの携帯端末を共通使用でき、併せてマルチメディア通信への適用が可能なIMT-2000(FPLMTS)方式や、次世代の高速無線アクセスシステム、次世代LEOを利用した移動体衛星通信システムなどの検討・研究が日本、欧州、米国それぞれで盛んに行われている。

一方、我が国では、MCA無線・公共無線・列車無線な

どの業務用移動体通信システムでもデジタル化が進行中で、いずれも、従来の音声中心のサービスからデータ伝送・メール伝送などマルチメディア通信用としての発展を見せている。

## 2. 移動体通信の市場と技術動向<sup>(3)(4)</sup>

### 2.1 移動体通信の市場

我が国の'96年の国内の通信機器生産総額は3兆9890億円、対前年比38.6%増であり、そのうち移動体通信分野は携帯端末と基地局の増加によって58%増の1.6兆円弱と大幅に増加した。'97年も'96年とほぼ同程度で対前年比0.4%増の1.6兆円強が見込まれており、今後も高水準で推移していくものと思われる。一方、世界に目を向けると、既に普及率が25%を超えた成熟市場(北欧)、依然成長過程にある市場(日本、欧州、北米)、今後大きな需要が見込まれる新興の市場(東南アジア等)などに分かれているが、多様化するサービスの提供と併せ、移動体通信の需要はここ当分継続する見込みである。

2001年時点では、全世界で4億以上の人々が移動体通信を利用すると見込まれており、更に大きな市場に成長していくと考えられている。この加入者増に対応するために新しい通信方式の導入が不可欠で、各国で第三世代通信方式としてIMT-2000等の方式が盛んに研究されている。第三世代の携帯電話システムでは次の5項目が課題となっている。すなわち、①世界的規模で使用が可能であること、②固定網と同程度の音声、データ品質の実現、③複数の異なる無線環境に適応できること、④端末の移動性と個人の同一番号の使用を保障すること、⑤先進国だけでなく発展途上国の通信インフラも提供できることである。

移動体通信の市場の成長を支えるものとして、音声通信の需要増に加え、デジタル技術の導入によるデータ通信、その進歩に支えられたインターネットメールや画像通信等のマルチメディア通信への応用、国際間ローミングなどの高度な付加サービス開始が行われており、各キャリアで各国の実状に合った方式の開発と実用化が行われている。また、自動翻訳機能搭載等のインテリジェントな機能の実現、一層の利用料金の低減努力、通信のセキュリティの確保が今後重要である。一方、携帯電話とパソコンを組み合わせた小型PDA(Personal Data Assistance)も多数商品化されており、移動通信の利便性とデータ処理技術を組み合わせたモバイルコンピューティングの試みもなされている。

### 2.2 移動体通信技術の動向

我が国の携帯電話及びPHSなどの公衆移動体通信サービスでは、今や国民の4人に1人が携帯電話端末を持っている時代となってきた。'90年代以降加入者の増加に対応するための効率の良い通信方式として、表1に示すデジタル方式が、日本、欧州、米国で実用化されている。これ

らは、諸元の詳細は異なるが、いずれもチャンネル容量の増加に対応する高効率変復調技術、高能率音声圧縮による低ビットレート音声符号化/復号技術を採用している一方、多元接続の上では大きく方式の異なるTDMA, CDMAの2方式が採用されている。特に米国で実用化されたCDMA方式は、他のアクセス方式に比べて加入者の収容能力が大きいのが特長とされ、TDMA方式と共に北米における標準方式として商用化が行われている。

一方、コードレス電話の普及・発展も目覚ましく、PHS, DECT, DCS1800, PCS1900等の方式で我が国、欧州及び北米でサービスが開始されている。

次世代の公衆移動体通信サービスに関する提供サービスのイメージ、標準化推進の手順、無線周波数帯域の割当ては、ITUを中心として検討されており、携帯端末が世界で共通に使用できるシステムの構築を行うために、世界共通に2GHz近傍の230MHz帯域が割り当てられた。また、標準規格を統一化するための作業が進行中である。

さらに2010年ごろの適用を目指して、より高度な情報通信を可能とする無線方式の研究・開発が各国で進められている。この一環として、有線技術と無線技術をアクセス網

で融合を図るATM(Asynchronous Transfer Mode)高速マルチメディア無線アクセスについては、欧州ではHiper(High Performance Radio)LANの標準化の一環としてACTSプロジェクトの中で、日本ではマルチメディア移動アクセス(MMAC)の標準規格作成に向けてARIBの中で、米国ではATMフォーラムの一環として、それぞれ検討が進められている。

移動体通信の広域サービスを実現する移動体衛星通信システムは、従来から日本、北米、豪州等においてGEO方式をベースに実用化されサービスに供されている。さらに、グローバルな通信が可能なシステムとして、LEO方式によるグローバルスター、イリジウムなど幾つかの移動体衛星通信システムが、実衛星を用いたフィールドトライアルを行っている。今後、MEO方式のICOやオデッセイのシステムが2000年初めまで次々に登場し、それぞれの方式の特長を生かしたサービスが提供される予定となっている。図3に通信システムの発展動向を示す。

### 2.3 日本の動向

我が国の移動体通信市場は、ライフスタイルの多様化、

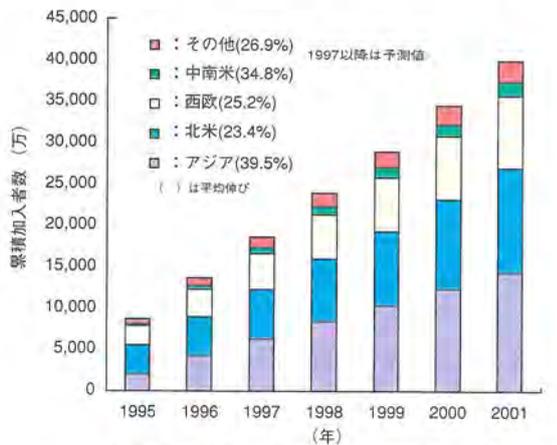


図1. 移動体電話の累積加入者数

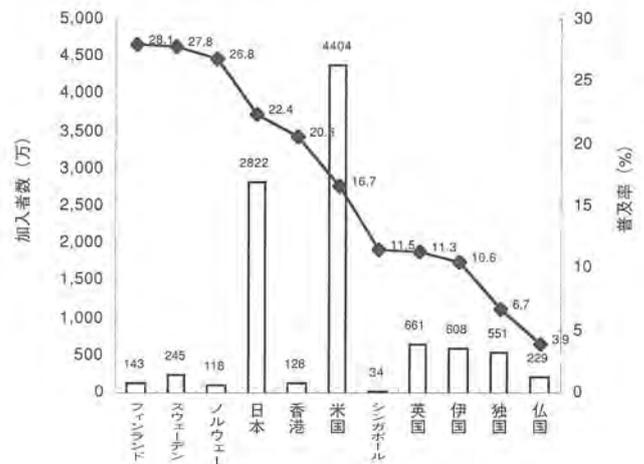


図2. 各国の移動体電話の国別加入者数と普及率

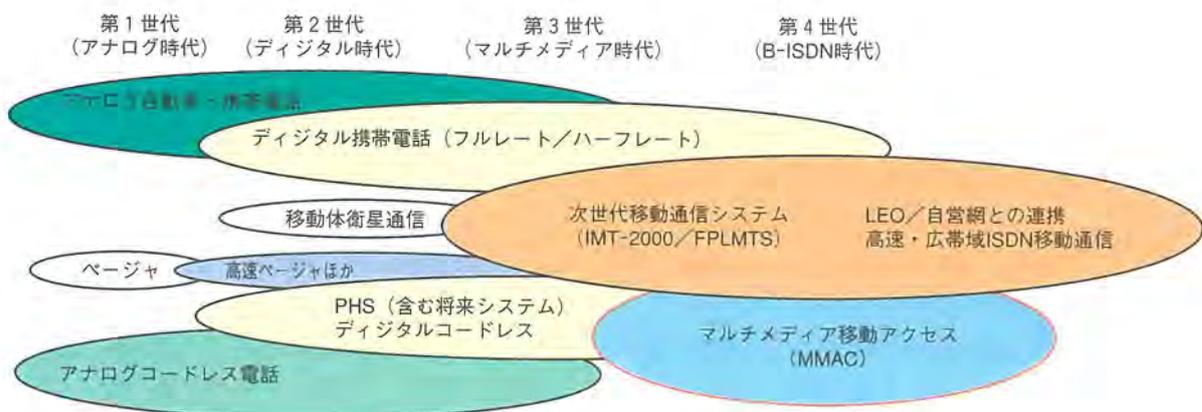


図3. 移動通信システムの発展動向<sup>(3)</sup>

社会・経済活動のグローバル化に伴い、今後も公衆用携帯電話サービスを中心に大きく成長すると予想されている。'93年3月にNTT移動通信網(株)によってデジタル方式のサービスが始められたが、'94年の1地域4社という競争体制、PHSのサービス開始、端末売り切り制度の導入、大幅な料金値下げ、小型で長時間通話を実現した技術革新等の要因で加入者数が飛躍的に伸びた。(株)日本電子機械工業会の統計による加入者の増加状況は前述のとおりである。また、'98年には、日本電信電話(株)(NTT)のPDC方式に対抗したCDMA方式(IS-95)のデジタル移動体通信サービスが、日本移動通信網(株)(IDO)、セルラ系で開始される予定である。

次世代のセルラ電話の方式は、(株)電波産業会に設けられたFPLMTS研究委員会においてIMT-2000システムの無線方式として検討が進められており、大筋のシナリオは次のように設定されている。①フェーズ1として、準動画伝送が可能な伝送速度2Mbps程度のシステムを2000年ごろに、②フェーズ2として、動画伝送が可能な伝送速度2Mbps以上のシステムを2010年ごろに実用化することを目指とする。③次世代移動通信システムは、グローバルなサービスの実現にこたえるために、インターネットやN-ISDNが使用できてマルチメディアサービスへの対応が可能なこと、としている。これまでの検討の結果、フェーズ1に対してはW-CDMA方式が、フェーズ2に対しては

表1. デジタル携帯電話・コードレス電話方式の主要システム諸元

国名 方式 項目	日 本		北 米					欧 州		
	PDC	PHS	800MHzセルラ		1.9GHzPCS			GSM	DCS-1800	DECT
			TDMA IS-136	CDMA IS-95	CDMA1900	TDMA1900	PCS 1900 (GSM)			
使用周波数(上り)(MHz)	940~956 1,429~1,453	1,895~1,918	824~849		1,850~1,910			890~915	1,710~1,785	1,880~1,900
使用周波数(下り)(MHz)	810~826 1,477~1,501		869~894		1,930~1,990			935~960	1,805~1,880	
アクセス方式	TDMA		CDMA	DS-SS	TDMA					
多重数/キャリア	3 (ハーフレート6)	4	3 (ハーフレート6)	—	—	3	8	8 (ハーフレート16)	12	
キャリアバンド幅	50kHz	300kHz	60kHz	1.25MHz		30kHz	200kHz		1.152Mbps	
伝送速度	42kbps	384kbps	48.6kbps	9.6kbps	1.23Mchips	48.6kbps	270.833kbps		GFSK	
変調方式	$\pi/4$ シフトQPSK		QPSK	OQPSK/QPSK	$\pi/4$ シフトQPSK	GMSK		GFSK		
音声符号化方式(誤り訂正を含む。)	VSELP (11.2kbps)	ADPCM (32kbps)	ACELP (8kbps)	可変レート QCELP (8, 4, 2, 1kbps) +13.3kbps可変		ACELP (8kbps)	RPE-LTP (13kbps)		ADPCM (32kbps)	

表2. 次世代移動体通信システムの検討課題

区 分	項 目	内 容
標準化・規格化における課題	グローバル化	世界統一システムの標準化
	パーソナル化	ユニバーサルな端末の利用とそれをパーソナル化するシステムとモジュールの標準化
	高品質化	固定網相当の高品質の実現
	大容量化	周波数の利用効率向上と大容量伝送によるシステムの経済化実現
	マルチメディア化	音声、高速データ伝送、映像伝送サービスの実現
	インテリジェント化	固定・移動などの異なるネットワーク、異なる無線環境の違いを意識させないシステムの実現
	フレキシブル化	任意のデータ伝送速度、サービス品質が選択的に使用できるシステムの実現
技術開発課題	グローバル化	マルチモード端末の開発
	パーソナル化	ユニバーサルな端末の利用と高度にパーソナル化するシステムとモジュールの開発
	アクセス方式	柔軟で拡張性のある広帯域なマルチメディア通信のアクセス方式の開発
	通信方式	高品質、高速データ伝送、マルチメディア通信が可能な通信方式の開発
	干渉キャンセル技術	干渉を軽減する技術の開発
	符号化方式	誤り訂正が容易で、高効率な画像・音声の符号化方式の開発

FH-TDMA方式が有力視されている。表2に検討課題を示す。

## 2.4 欧州の動向

欧州の標準方式であるGSM(Global System for Mobile Communication)は、'91年に実用化されて以来、世界で最も主流となったデジタルセルラ方式である。'96年12月現在では、97か国で運用されており、欧州で2,000万加入、アジアで700万加入となり、総加入者数は約3,000万人となっている。2001年における西欧の需要予想は3,370万加入、累積では8,793万、中欧と東欧では769万加入と見込まれている(㈱日本電子機械工業会：移動電話世界需要予測)。

GSMは、欧州電気通信標準化機構(European Telecommunication Standards Institute: ETSI)によって仕様化されたが、最初から国際ローミングが可能な設計となっており、今日では100以上の網で事業者間ローミングが行われている。'96年に制定されたフェーズ2では、フェーズ1で既に可能であったショートメッセージ、G3 FAX, その他に加え、11kbps ハーフレート音声コーデック等の多くの付加サービス機能が盛り込まれた。

欧州での次世代移動体通信システムの検討は、現在UMTS(Universal Mobile Telecommunication System)として研究・開発が進められている。UMTSの研究・開発は、ATDMA(Advanced TDMA)とCODIT(Code Division Multiple Access Test Bed)の二つのプロジェクトで推進されている。また、標準化作業はETSIの技術委員会SMG(Special Mobile Group)で進められており、広帯域移動マルチメディア通信サービスの提供のために最低144kbps, ローカルエリアでは2Mbpsのデータ通信の実現を目標としている。この活動は、基本パラメータ制定を'97年末、標準規格制定を'99年とし、商用化は、2002年から2005年を目指している。

## 2.5 米国の動向

米国のセルラ電話サービスは、'83年からアナログ方式のAMPS(Advanced Mobile Phone Service)によって行われており、加入者の増加による通信容量の不足と高度な

サービスへの要求にこたえるため、'90年にTDMA方式を、'93年にCDMA方式の標準規格を策定した。また、'95年から'96年にかけてFPLMTSの周波数帯の多くをPCS(Personal Communication System)用としてオークションによって競売した。現在米国では、このPCSサービスの構築がセルラ電話のデジタル化と並行して進められており、一地域最大6の事業者が次のいずれかの方式を選択してサービスを開始している。事業者が採用している方式には、主としてCDMA, 広域CDMA, ハイブリッド方式のCDMA, GSM, IS-136TDMA, PHSをベースとしたPACS, 及び欧州のDECT等が挙げられている。IMT-2000への標準化作業は、ようやく最近になってTIA等によって始められたところである。北米の2001年時点における携帯電話の需要は4,426万加入、累積では1億2536万加入と好調な伸びを予想しており、今後デジタル化が急速に加速すると予想される(㈱日本電子機械工業会：移動電話世界需要予測)。

## 2.6 アジアの動向<sup>(6)</sup>

アジア地域には、日本、欧州、米国等で開発されたAMPS, TACS, NMT, GSM, IS-95CDMA, PHS等の移動体通信システムが導入されている。'80年代後半にアナログセルラが、'90年代前半にデジタルセルラが導入されてきた。'96年末の日本を除くアジア各国の需要は1,030万加入、累計で1,880万加入であったが、2001年には2,820万加入、累計で8,360万加入と予測されている。アジア各国にも各種のデジタル方式が導入され、事業者間及び国際ローミングが必要となってきている。また、アジア各国では、ルーラル地域への電話網の早期導入及びインフラ建設の初期コストの経済化のため、PHSのアーキテクチャを用いた無線アクセスシステム、いわゆるワイヤレスローカルループ(WLL)が盛んに検討されている。

## 2.7 その他の移動通信システム

その他の移動体通信としては、ページャ、MCA(Multi-Channel Access), 業務用無線がある。いずれも、我が国では、携帯電話の爆発的な需要の影で需要が低迷している。特にページャは、PHSの普及に押されて、双方向のメー

表3. 携帯電話以外の主なデジタル移動体通信方式の主要システム諸元(国内)

方式	M C A	公共デジタル	列車無線代表例
使用周波数(送信)	1,501~1,525MHz	400MHz	
使用周波数(受信)	1,453~1,477MHz		
アクセス方式		TDM/TDMA	
多重数/キャリア	6	4/6	1/3/8
キャリアバンド幅	25kHz	25kHz	25/75kHz
伝送速度	64kbps	32/64kbps	32/64/96kbps
変調方式	M16QAM	M16QAM/16QAM/ $\pi/4$ シフトQPSK	$\pi/4$ シフトQPSK
音声符号化方式 (誤り訂正を含む。)	CELP (8kbps)	EL-CELP (6.4kbps)	CELP (5.6kbps)

ル機能など機能アップが図られてはいるものの、需要が伸び悩んでいる。MCA、業務用無線等は、表3に示すようにデジタル化が行われる中、利用分野の開発が遅れているため、今後デジタル技術を利用したサービスの開発が課題となっている。

### 3. IPRの課題

欧州のGSM方式のIPR(Intellectual Property Right: 知的財産権)問題が大きくクローズアップされたことを契機に、標準仕様採択後に問題が生じることがないように、標準化の中で、必ず(須)の特許に対する事前調査の実施、知的財産権に対しては“無償又は有料であっても適正な対価で非排他的に公開すること”が原則とされる等、十分な配慮がなされるようになってきた。

一方、装置の実現の上でIPRやノウハウが生み出されるが、いずれも無償、又は適正な対価での有償公開等が迅速に行われるべきであるとの共通認識が醸成されてきた。これらの原則をベースにして我が国として公開すべき知的財産の所有や独自の技術の蓄積をすることが今後の日本の移動体通信の発展にとって不可欠の要素で、重要な課題となっている。

### 4. 今後の課題

IMT-2000の標準化作業は、現在実用されている各国の独自方式を改め、世界統一方式を目指して検討を開始している。最近では各国の事情などによって当初の目標と異なった動きも出て、前途多難な様相を呈しているが、我が国としては、世界共通な方式の実現に協力していくことが必要と考える。一方、技術的には今後DSPの高速化などとともに携帯電話端末の主要機能をDSPで実現し、ソフトウェアの選択によって複数の標準無線方式へ端末機をアダプティブに切り換えるソフトウェアラジオの開発、SIM(Subscriber Identity Module Card)による課金、番号体系の統一及び国際ローミングの標準方式等を今後研究していく必要がある。さらに普遍的な技術課題としては、小型

化・軽量化、長時間通話の実現、認証方法の確立、高速モビリティの確保、高速移動通信に対応する通信プロトコルの制定、電波伝搬特性の研究、マルチパスフェージングの軽減、高速適応等化技術の確立等が挙げられる。

### 5. むすび

移動体通信の最近の市場、技術の動向を概説した。携帯電話で代表される移動体通信は、グローバル、パーソナル、マルチメディア、インテリジェントをキーワードとして、今後更に大きく発展しよう。一方、市場では、インターネットの急速な普及とともに、より経済的で高度なサービスを求めてネットワークと端末の多様化がますます加速されよう。今やビジネス社会の一部となりつつある携帯電話は、我々の日常生活の中でも切っても切れないツールとして、ますます重要さが増してこよう。

我々メーカーに課せられた使命は、期待されている役割を正しく認識して、技術開発、標準化作業をタイムリーに行い、21世紀の情報通信社会に貢献していくことと認識している。

### 参考文献

- (1) (社)日本電子機械工業会・電子予測委員会：移動電話世界需要予測 (1997)
- (2) 郵政省広報室：ゆうせいトピックス No.864, 及び No. 865 (1997)
- (3) 白幡邦彦：移動体通信の現状と展望, 三菱電機技報, 68, No.12, 1028~1031 (1994)
- (4) (社)日本機械工業連合会・通信機械工業会：通信機器標準化動向調査報告書 (1997-5)
- (5) 郵政省 Home Page : <http://www.mpt.go.jp>, 電気通信
- (6) SIA UCOM EECA KSIA : '97 Semiconductor System Solution Symposium, Emerging Wireless Technology Symposium, EMC World Cellular Database

# “デジタル・ムーバ D203HYPER”

大賀哲明\* 中井克巳\*  
福井伸一\*  
佐藤英樹\*

## 要旨

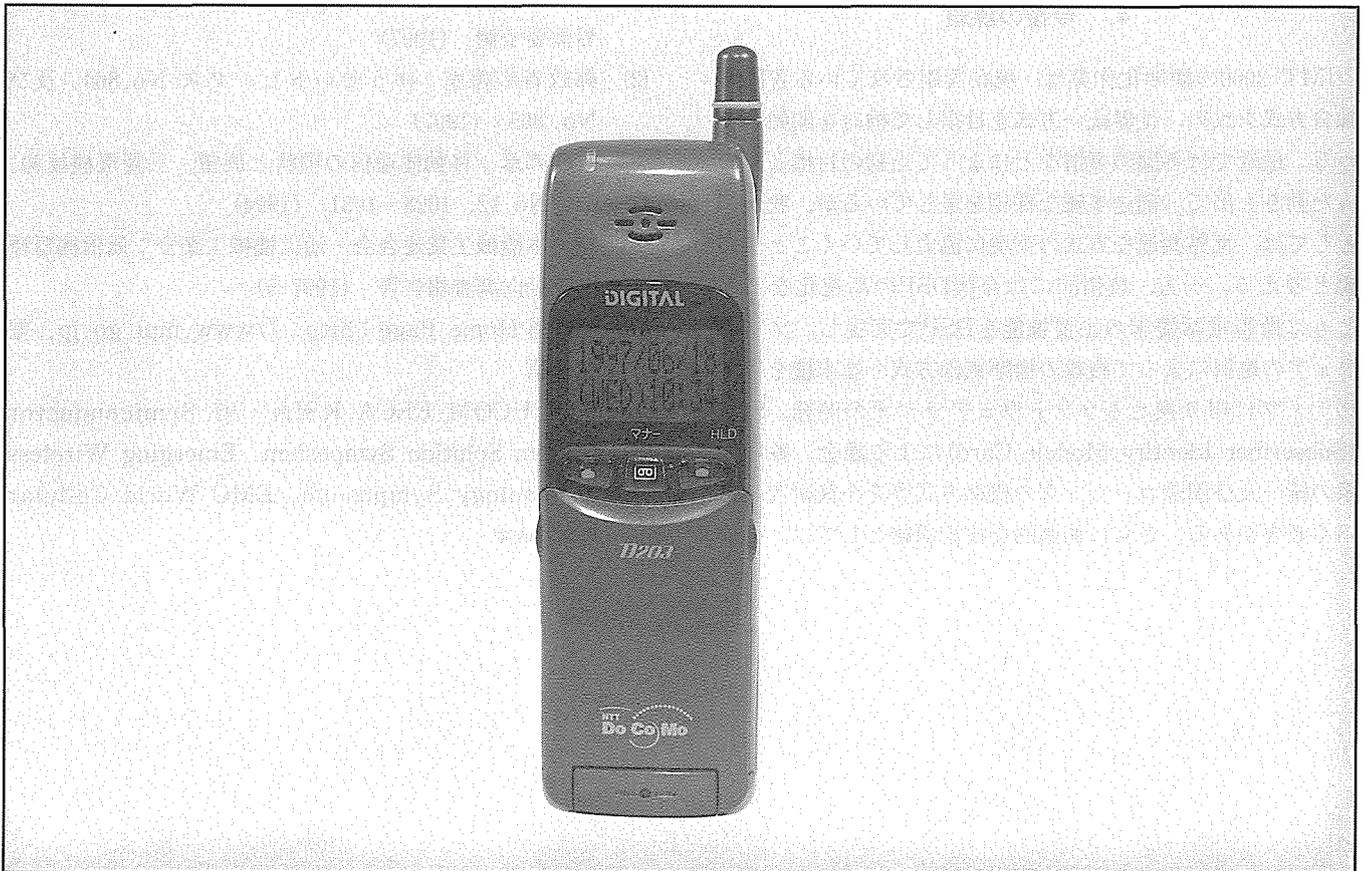
国内におけるデジタル移動通信方式（Personal Digital Cellular：PDC）の携帯電話は、1993年3月にNTT移動通信網㈱によって首都圏で商用サービスが開始されて以来、利用料金の低下と端末機の低価格化、小型・軽量化が図られ、これに伴って利用者が増え続けている。特に、ここ数年の加入者の増え方は著しく、'96年度末には国内だけで2,087万人に達した。このような市場の拡大とともにメーカー間のシェア獲得競争はし(熾)烈を極めており、この市場競争に勝つためには、利用者のニーズに合った品質の高い

製品をタイムリーに市場投入していく必要がある。

このような状況を踏まえ、三菱電機㈱では、NTT移動通信網㈱の指導の下に小型・軽量で利用者の使い勝手の良さを十分考慮したPDC方式用800MHz帯携帯電話として“デジタル・ムーバ D203HYPER”を開発し、'97年6月に市場投入した。

本稿では、その製品の概要について述べる。

“デジタル・ムーバ D203HYPER”は、NTT移動通信網㈱の商品名である。



## デジタル・ムーバ D203HYPER

小型・軽量で長時間待受け通話が可能な携帯電話“デジタル・ムーバ D203HYPER”は、“ショートメール”サービスに対応した機能を持つとともに、受信したメールを読みやすくするため10文字4行表示の液晶を採用し、さらに、暗い所でもはっきりと液晶が見えるようにEL（Electroluminescence）ライトを採用するなど、利用者の使い勝手の良さが十分に考慮されている携帯電話として高く評価されている。

### 1. ま え が き

国内におけるデジタル携帯電話の加入者は、'96年度末には2,087万人に達し、今後、更に拡大していくものと考えられる。このような状況の下、'97年6月、三菱電機(株)では、NTT移動通信網(株)の指導の下に小型・軽量で利用者の使い勝手の良さを十分考慮したPDC方式800MHz帯携帯電話として“デジタル・ムーバ D203HYPER”を市場投入した。

本稿では、その特長、構成・概要について述べる。

### 2. デジタル・ムーバ D203HYPERの特長

デジタル・ムーバ D203HYPERは、市場でのユーザーの使い勝手向上の要求にこたえるため、以下の特長を持たせた。

- (1) 電流の低減に努め連続通話約90分(約190分)、連続待受け約200時間(約420時間)の長時間化を実現し、電池切れを余り意識しなくてもよくなった(括弧内はL電池装着時の数値)。
- (2) 使いやすかつ信頼感の高い携帯機を提供するため、フリップを採用し、着信時にはフリップを閉じたままでも通話に入れる操作構造とした。
- (3) 携帯電話の使用時、着信音によって周囲の人に迷惑を掛けないため、着信音が鳴動せずにバイブレータが振動して着信を知らせるマナー機能を導入した。
- (4) '97年6月からサービスが開始された“ショートメール”サービスに対応した機能を持つとともに、受信したメールを読みやすくするため10文字4行表示のLCDを採用した。
- (5) 暗い所でもLCDがはっきり見えるように、LCDのバックライトとして面発光で輝度の高いELライトを採用した。
- (6) 多様なユーザーの好みに対応するため、色はブルー(コスミックブルー)とグレー(シャイングレー)の2色を採用した。

### 3. 構成・概要

上記の特長を持つデジタル・ムーバ D203HYPERの仕様・性能、無線部・制御部の構成、きょう(筐)体構造、電池パック、オプションについて述べる。

#### 3.1 仕様・性能

携帯機の仕様・性能を表1に示す。高さ123mm×幅40mm×厚さ26mm(38mm)、重さ約120g(約155g)(ただし、括弧内はL電池装着時の数値)と小型・軽量化を図り、フリップを用いて特長を出している。

特にS電池装着時は手で持ちやすく携帯性の良さを実現し、L電池使用時は長時間の通話及び待受けを達成した。

また、利用者が安心して使用できるように、操作面のキーを保護するためのフリップを採用した。

また、着信時の操作性を高めるため、下記の構造を採用した。

- (1) 着信時、フリップを閉じたまま通話できるように、開始キーと終了キーをフリップの外に置いた。
- (2) 電車内や会議中など着信中に電話に出にくい状態で相手の用件を録音できるように、着信中にフリップの外にある録音キーを押下すると、自動的に“ただ今電話に出ることができません。“ピー”という発信音の後に、お名前・ご用件をお話してください”という応答メッセージが流れ、相手の用件を録音できるクイック伝言メモ機能が実行できる操作部構造としている。

#### 3.2 無線部

デジタル・ムーバ D203HYPERの基本構成を図1に示す。

##### (1) 送信回路

波形生成部では、制御部から入力される2値のデータはシリアルからパラレルに変換されて差動符号化され、 $\pi/4$ シフトQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)変調用の送信ナイキストフィルタを通して帯域制限を行い、直交変調器に出力する。このフィルタはルートナイキストロールオフ率0.5の通過特性で帯域制限をしている。直交変調器では、シンセサイザ部からの送信ローカル信号を直接直交変調することにより、回路規模を小さくし、部品点数を削減している。

高周波回路については、小型・高効率化、及び汎用性を図るため、電力増幅部にGaAs2段増幅器を採用した。送信電力制御は、4dBステップ6段階の制御を行うため、デュアルFETを用いている。

##### (2) 受信回路

受信方式として、厳しい電波伝搬環境下での受信性能を

表1. デジタル・ムーバ D203HYPERの仕様・性能

項目		仕様・性能	
		S電池	L電池
寸法	幅×高さ (mm)	40×123	
	厚さ (mm)	26	38
	質量 (g)	120	155
電池	公称電圧 (V)	3.6	
	種類	Liイオン	
	公称容量 (mAh)	600	1,300
	充電時間 (min)	80	190
性能	送信出力 (W)	0.8	
	周波数帯	800MHz帯	
	連続通話時間 (min)*	90	190
	連続待受け時間 (h)	200	420

\* 最大パワー送信、フルレート、パワーセーブ機能OFF状態

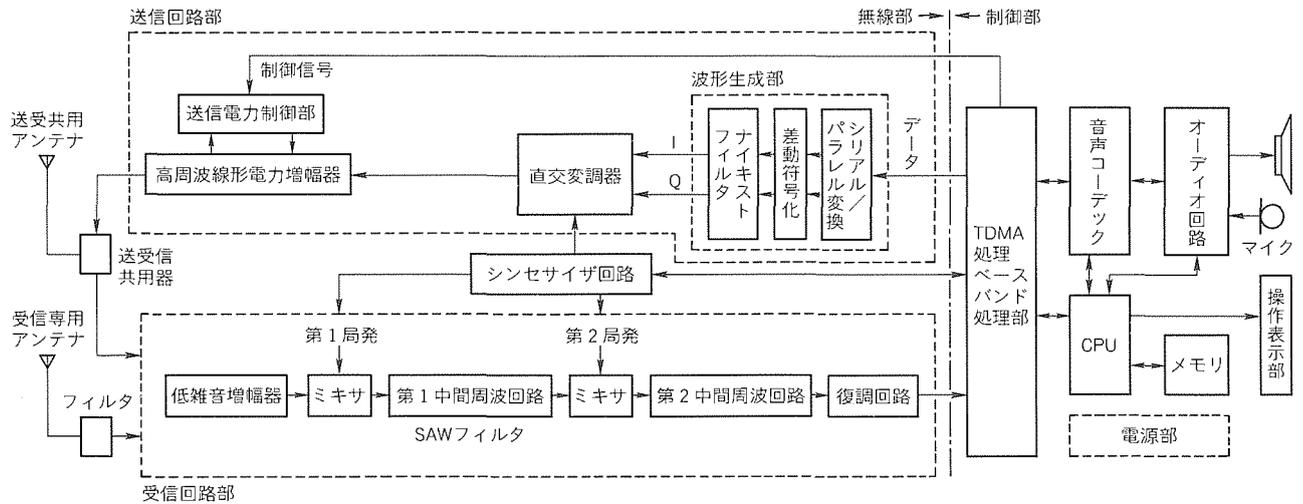


図1. デジタル・ムーバ D203HYPERの基本構成

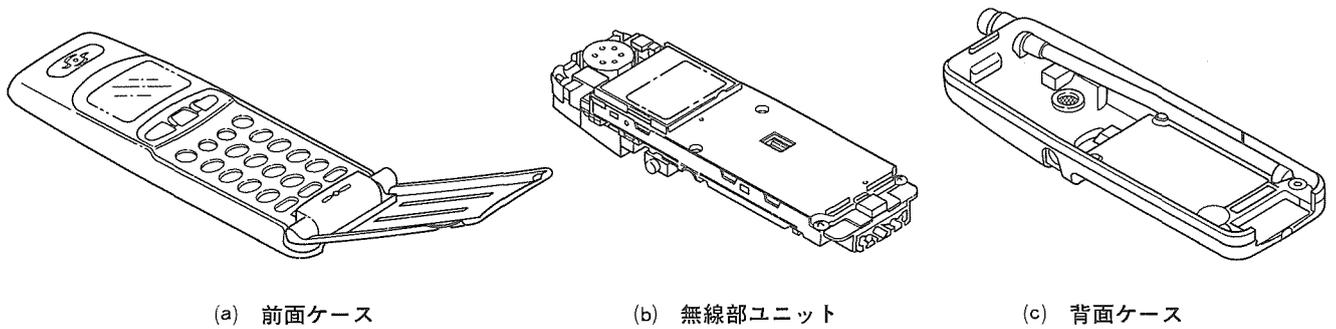


図2. デジタル・ムーバ D203HYPERの構造

向上するため、ダイバシティ方式を採用している。受信回路の方式は、ダブルスーパーヘテロダイン方式を採用しており、第1中間周波数のフィルタにはSAW(表面弾性波)フィルタを使用して小型化を図っている。第2中間周波数フィルタはルートナイキスト率0.5の特性を持ち、ひずみ特性の良好な受信を可能にしている。

(3) 周波数シンセサイザ回路

小型・低消費電流化を図るため、アナログ/デジタル両バンドの受信ローカル及び送信ローカルを生成するLSIの開発を行った。このLSIは、BiCMOSプロセスを使用し、ミキサ、増幅器、スイッチ及びPLL(Phase Lock Loop)回路を搭載している。

3.3 制御部

制御部は、無線部の制御、基地局との送受信信号処理及び接続制御、表示操作部制御、音声符号化復号及び音声パス・音量制御、並びに外部の非電話アダプタとの接続制御を行っている。

CPUとしては16ビット1チップマイコン(M30600)を用いている。また、メモリとしてプログラム格納用にフラッシュメモリを使用し、このほかにSRAM、EEPROMを使用している。

LCDはショートメールが読みやすいように10文字4行

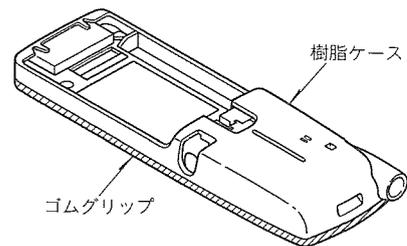


図3. 背面ケースの2色成形

表示とし、また、ドライバの占有面積を小さくするため、ドライバチップをLCDのガラス上に配置するCOG(Chip On Glass)技術を採用した。さらに、LCDのバックライトとして従来腕時計等に採用されていた面発光のELライトを使用し、点発光の発光ダイオードに比べて2倍以上の輝度と色むらのないきれいな光で、暗い場所でもLCDが見やすいように配慮した。

TDMA(Time Division Multiple Access)/DEMO(Demodulation)/ベースバンド処理部等の機能を実現するために専用のLSIを開発し、CPUによるソフトウェア処理とハードウェア処理の機能分担を行い、低消費電流化と高性能化を図っている。また、このLSIと音声符号化復号用のDSP(Digital Signal Processor) LSIをチップの状態

で基板に直接実装するCOB(Chip On Board)技術を採用しており、基板の小型化に大きく貢献するとともに携帯電話の小型化に大きく寄与している。

### 3.4 筐体及びシールド構造

デジタル・ムーバ D203HYPERの本体は、全面ケースユニット、背面ケースユニット、箱状のシールドケースに

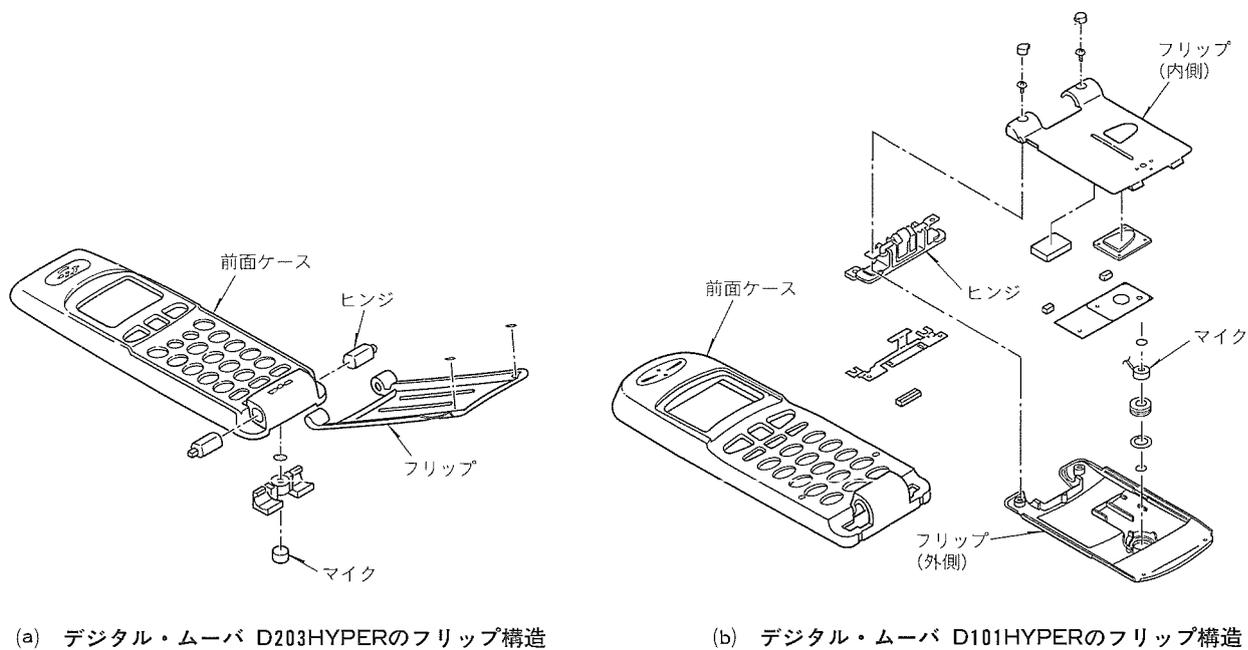


図4. フリップ組立性の改善

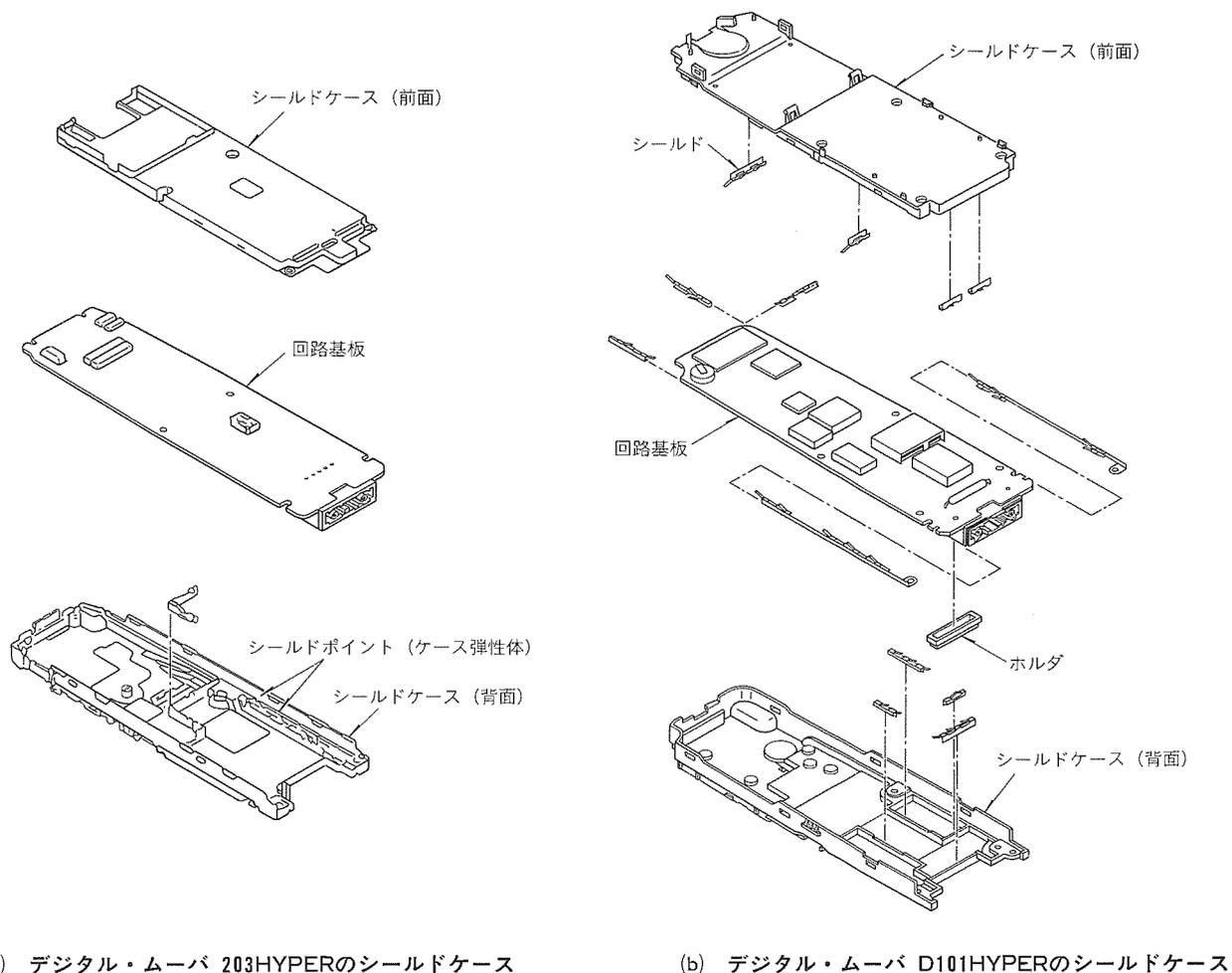


図5. シールドケース組立性の改善

表 2. デジタル・ムーバ D203HYPERの  
オプション構成

No.	名 称
1	AC急速充電器
2	AC携帯急速充電器
3	DC急速充電器 1
4	DC急速充電器 2
5	車内ホルダ
6	キャリングケース
7	ハンズフリーユニット
8	乾電池ケース
9	ストラップ

包まれた無線部ユニットで構成されている(図 2)。これは、“アナログ・ムーバ D”以来の基本構成を踏襲しているものである。

デジタル・ムーバ D203HYPERでは、この基本構成の中で以下の組立性の向上を図った。

(1) 背面ケースの 2 色成形化(図 3)

側面のグリップと防水機能を兼ねたゴムをABS樹脂のケースと一体成形(異材質 2 色成形という。)することにより、部品点数及び組立時間を大幅に削減した。

(2) フリップ組立性の改善(図 4)

“デジタル・ムーバ D101HYPER”等でフリップ内にあったマイクを前面ケース側に移し、また、ヒンジの方式を改善することにより、部品点数及び組立時間を大幅に削減した。

(3) シールドケース組立性の改善(図 5)

シールドケースと回路基板間の電気的導通を安定させる構造をばね方式からケース弾性方式に変更することにより、部品点数及び組立時間を大幅に削減した。

上記の結果、回路基板以外の部品点数の半減、組立時間の半減を達成することができた。

3.5 電池パック

電池パック選択の条件としては、①本体にマッチした形状、②放電特性が平坦、③軽量、④使用時間が携帯電話として適当であること、がポイントとなる。

デジタル・ムーバ D203HYPERでは、単位質量当たりの電荷密度が最も高く、1セルでも構成可能なLiイオン電池を、用途に合わせてS電池(600mAh)、L電池(1,300mAh)として用意した。

3.6 オプション

デジタル・ムーバ D203HYPERのオプション構成を表 2 に示す。

AC急速充電器としては、家庭や職場で普段使用する卓上用のAC急速充電器に加え、旅行や出張など移動する場合の持ち運びやすさを重視したAC携帯急速充電器も用意した。

また、自動車内で使用する場合を想定し、シガレットライターから充電可能なDC急速充電器 1、携帯電話の置台も兼ねたDC急速充電器 2、さらに運転中などの両手がふさがっている場合でも通話可能なように、ハンズフリーキットも用意した。

そのほか、充電器類が使用できない状況でも携帯電話の使用ができるように、乾電池ケース、専用キャリングケース等、携帯機の使い勝手を更に向上させるオプションを用意している。

4. む す び

“デジタル・ムーバ D203HYPER”の概要を、性能及び機能の面から述べた。小型化、通話/待受け時間の長時間化、使いやすい機能の追加により、ユーザーに魅力ある携帯電話を開発できたと考えている。

最後に、開発に当たり御指導いただいたNTT移動通信網(株)を始め関係各位に深く感謝する。

参 考 文 献

(1) 財電波産業会：デジタル方式自動車電話システム標準規格RCR STD-27F (1997)  
 (2) 佐藤一美, 入野悦郎, 吉田和幸, 村上 治：国内向けデジタル携帯電話機, 三菱電機技報, 68, No.12, 1036~1039 (1994)

# PHS端末 “パルディオ312D”

山田伸行\* 村田純一\*  
久米敦也\*  
長谷川昌昭\*

## 要 旨

最近、携帯電話を始めとする移動体通信が急速に普及しつつある。その中でもPHS (Personal Handy Phone System) は、携帯電話に比べて、①音質が良い、②小型軽量である、③使用時間が長い、④利用料金が安い、などの特長がある。また、高速データ通信、文字メッセージなどの新しいサービスが開始され、サービスエリアの着実な拡大とともにユーザーを着実に獲得している。

このような背景の中で、今回、三菱電機では公衆用PHS端末“パルディオ312D”<sup>(注1)</sup>を開発したので紹介する。

主な特長は次のとおりである。

- (1) 32kbps (実効伝送速度29.2kbps) データ通信対応
- (2) 文字メッセージサービス対応

- (3) 電話帳300件 (グループ別ファイリング可能、情報メモ各33文字付き)
- (4) 通話録音、留守録音、音声メモ (20秒4件)
- (5) 仮名文字メッセージ送受信機能あり
- (6) フリップを閉じたままでワンタッチ発信可能 (3件)
- (7) フリップを閉じたままで着信モード変更可能 (“Smart”キー)
- (8) デュアル待ち受け対応
- (9) オフィスステーション対応
- (10) ホームアンテナ対応
- (11) 容積 約88cc, 質量 約84g
- (12) サイズ：幅38mm×高さ119mm×厚さ23mm

(注1) “パルディオ”は、NTT中央パーソナル通信網㈱の商標である。



## パルディオ312D

NTT中央パーソナル通信網㈱納入。容積 約88cc, 質量 約84g。サイズ：幅38mm×高さ119mm×厚さ23mm。32kbpsデータ通信、文字メッセージサービス、オフィスステーションサービス対応。

## 1. ま え が き

PHSの公衆サービスは、1995年7月に開始されて以来、移動体通信の一般化とあいまって着実に加入者数を伸ばしている。サービス開始当初はサービスエリアの不備などで伸び悩んだが、基地局整備が進むにつれ、また、端末価格の下落、質量・容積、通話時間・待ち受け時間などの端末の高性能化により、徐々にユーザーに受け入れられるようになった。'96年3月で約150万加入、'97年3月で約600万加入と、サービス開始後わずか1～2年であるにもかかわらず、急速に加入者を獲得しつつある。

サービス開始当初から、事業者間の競争もさることながら、それ以上に携帯電話との激しい競争状態にある。現在の“安い携帯電話”という位置付けでは、使用料金が下がりPHSと差が縮まってきた携帯電話に比べ、通話エリアなどインフラの整備状態から、携帯電話が圧倒的な力を見せて付けているが、PHSが認識されるにつれて着実にシェアを伸ばしている。

最近、PHS独自の機能により、携帯電話との差別化を図ろうとする動きが出てきている。

一つはPHSが本来持つ信号伝送速度を生かした32kbpsのデータ伝送であり、'97年4月から実用化されている。“モバイルコンピューティング”の流れに乗って注目を集めている。また、携帯情報端末と一体化した製品も現れつつある。

さらに、屋外と屋内(家庭内と事業所内)とでシームレスな通信を1台の端末で可能とする、PHSのコンセプトに近い使用形態が出現している。すなわち、公衆用として使えるだけでなく、家庭内では家庭用コードレス電話の子機として使用でき、事業所内では事業所用のデジタルコードレスシステムの子機として使用できる。さらに、公衆の電波を家庭内に引き込んだり、事業所内にPHS回線を引き込んだりすることにより、PHSでの着信を家庭内や事業所内で受けることも可能となっている。端末では、これらの様々な使用モードをサポートするだけでなく、同時に複数の着信を受ける機能を採用し、より便利で使いやすいものになっている。

本稿では、今回開発したNTT中央パーソナル通信網(株)納入のPHS端末“パルディオ312D”について紹介する。

## 2. 特 長

### 2.1 文字メッセージサービス対応

'97年4月から、ポケットベルのように文字でメッセージが受けられるネットワークサービスが開始された。従来の端末間で直接通信する方式と異なりセンターで記憶するため、圏外であっても確実にメッセージを受け取ることが可能である。

端末は文字メッセージサービスに対応しており、送信受信メッセージの編集や蓄積が可能である。また、受信したメッセージに対して、音声又は文字メッセージで簡単に返信が可能な機能を持っている。

### 2.2 PIAFS方式による高速データ伝送対応

PHSインターネットアクセスフォーラム標準(PIAFS)のデータ伝送方式に準拠した、現在移動体通信の中で最高速度(実効伝送速度29.2kbps)のデータ通信が可能である。従来の携帯電話などでのデータ伝送に比べ、約3倍の通信速度を実現している。また、プロトコル変換装置を使えば、アナログモデムやFAXにもアクセスが可能である。

### 2.3 自営標準プロトコルによる

#### 事業所用コードレス電話対応

自営標準プロトコルを用いた事業所用コードレス電話のプロトコルを搭載しているため、事業所用コードレス電話の子機としても使用可能である。事業所用コードレスシステムにPHS回線をPHSインタフェースユニットを介して引き込んである場合には、PHSの番号でも使うことができる。さらに、デュアルモードを採用しているため、事業所用と公衆の着信をどちらも受けることが可能である。

### 2.4 高級感ある外観デザイン

当社製携帯電話のデザインを継承したフリップ形状を採用した。丸みを生かしたデザインで、ソフトな外観と、手に持ったときの持ちやすさを特長とする。

質量は84gと軽量であるが、それ以上に、比重が1を下回っているため、実際に感じる“軽さ”は質量の数字以上のものがある。

色は、多様なニーズにこたえるため、シルバー、ダークグレー、アイスピンクの3色とした。

### 2.5 フリップを閉じた状態で基本操作が可能

マイクが本体側にあるため、フリップを閉じて通話が可能である。

通話キー、終了キー、再送キーをフリップの外に設けているので、通常の電話をかける、受けるについては、フリップを閉じても行える。再送キーは録音/再生キーとしても使うことができ、フリップを閉じたまま、通話中の相手の声の録音や、待ち受け中のメモ録音が可能である。

さらに、フリップの上に“Smart”キーと三つのワンタッチキーを設けた。

Smartキーは、使用状況に合わせて、着信音/バイブレータ、留守録などの設定を、フリップを閉じたままワンタッチで選択することが可能である。

ワンタッチキーは、“電話帳”の1、2、3に格納した電話番号に対して、フリップを閉じたままワンタッチで電話をかけることができる。“そこだけコール”の設定をONにしておけば、ワンタッチ発信で設定している番号以外には電話がかかけられないようにすることができる。

2.6 グループ別ファイリング/メモ機能付き電話帳

目的に合わせて電話帳をグループ別にファイリングすることが可能である(最大10グループ)。

また、名前や電話番号以外に、誕生日などのメモを入れることが可能である(最大33文字)。

電話帳は全部で300件を格納できる。

3. 各部の構成

3.1 無線部

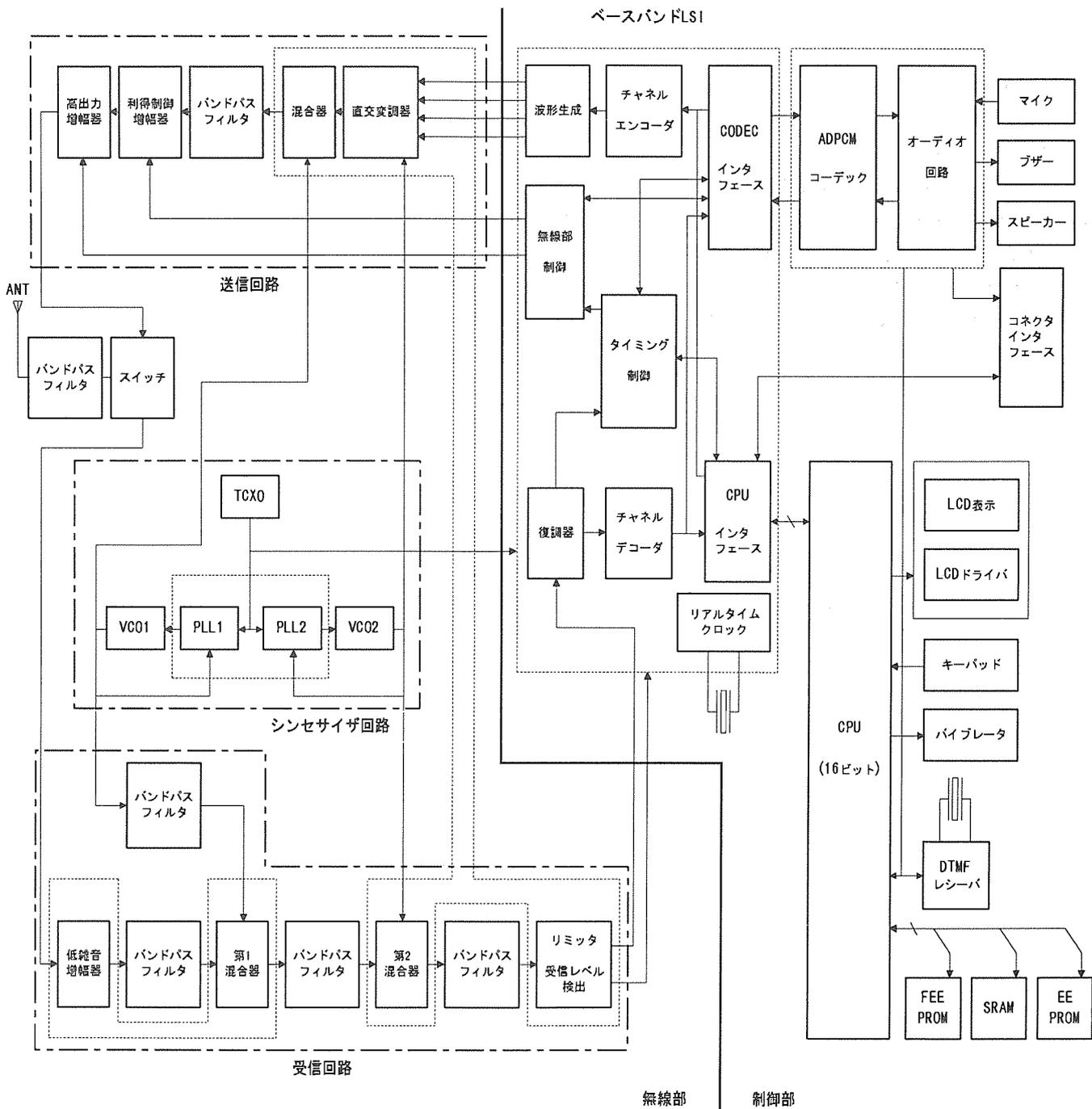
無線部は基板の両面に構成され、制御部の基板とコネク

タを介して接続されている。シールドボックスを含めた無線部の大きさは31mm×40mm×7mmである。

図1に全体のブロック図を示す。無線部は、送信回路、受信回路、シンセサイザ回路で構成される。低消費電力化のため、各回路内能動素子に対してきめ細やかなバッテリーセービング制御を行っている。

(1) 送信回路

直交変調器、第1混合器、利得制御増幅器、高出力増幅器、送受切換スイッチで構成される。直交変調器及び第1混合器は、受信部の中間周波数帯リミッタ増幅器とともに



VCO(Voltage Controlled Oscillator:電圧制御発振器)

図1. パルディオ312Dのブロック図

1チップICで作成される。利得制御増幅器は、主に高出力増幅器への入力電力レベルを安定させるために用いられる。高出力増幅器には正電源1電源化ICを採用し、小型化を図っている。また、受信回路も含めて無線周波数帯のフィルタには積層フィルタを用い、小型化を図っている。

(2) 受信回路

低雑音増幅器、第1混合器、第2混合器、リミッタ増幅器で構成される。低雑音増幅器及び第1混合器はGaAs-FET(ガリウムヒ素電界効果トランジスタ)を使用し、高受信感度、低ひずみ特性を達成している。第1中間周波数帯のフィルタにはSAW(表面弾性波)フィルタを用いて小型化を図っている。

(3) シンセサイザ部

三つの周波数発生回路で構成されている。基準周波数には19.2MHzのTCXO(温度補償型水晶発振器)が用いられ、1.6GHz帯の第1ローカル周波数、233.15MHzの第2ローカル周波数が生成される。TDMA/TDD(Time Division Multiple Access/Time Division Duplex)であるため、送受信系への分配を簡易に構成可能な抵抗分割回路で行い、小型化を図っている。低消費電流化の実現方法として、PLL(Phase Locked Loop)ICのパワーセーブを行

うため周波数ロック時間を2スロット以内に抑えている。

3.2 制御部

(1) CPU、メモリ

限られたスペースに多彩な機能を取り入れるため、CPUは、16ビットマイコンM30612SGPを採用した。消費電流を削減するため、動作クロックは低速と高速をLSIで切り換えている。

メモリは、実装密度を上げるため、CSP(Chip Scale Package)品を採用した。ボタン電池でバックアップすることにより、大容量(300件、メモ付き)電話帳を実現している。

(2) 録音/再生IC

留守録や通話中の録音や待ち受け中のメモ録音が可能である(20秒4件)。

(3) DTMF(2波方式多周波)レシーバ

プッシュボタンにより、一般の電話などから送られたメッセージを直接受信することができる。

3.3 ベースバンド処理LSI

ARIB STD-28で規定された信号処理を効率良く行い、かつ部品実装面積を縮小するために、TDMA処理部と変復調部とを一体化したベースバンド制御用LSIを開発した。

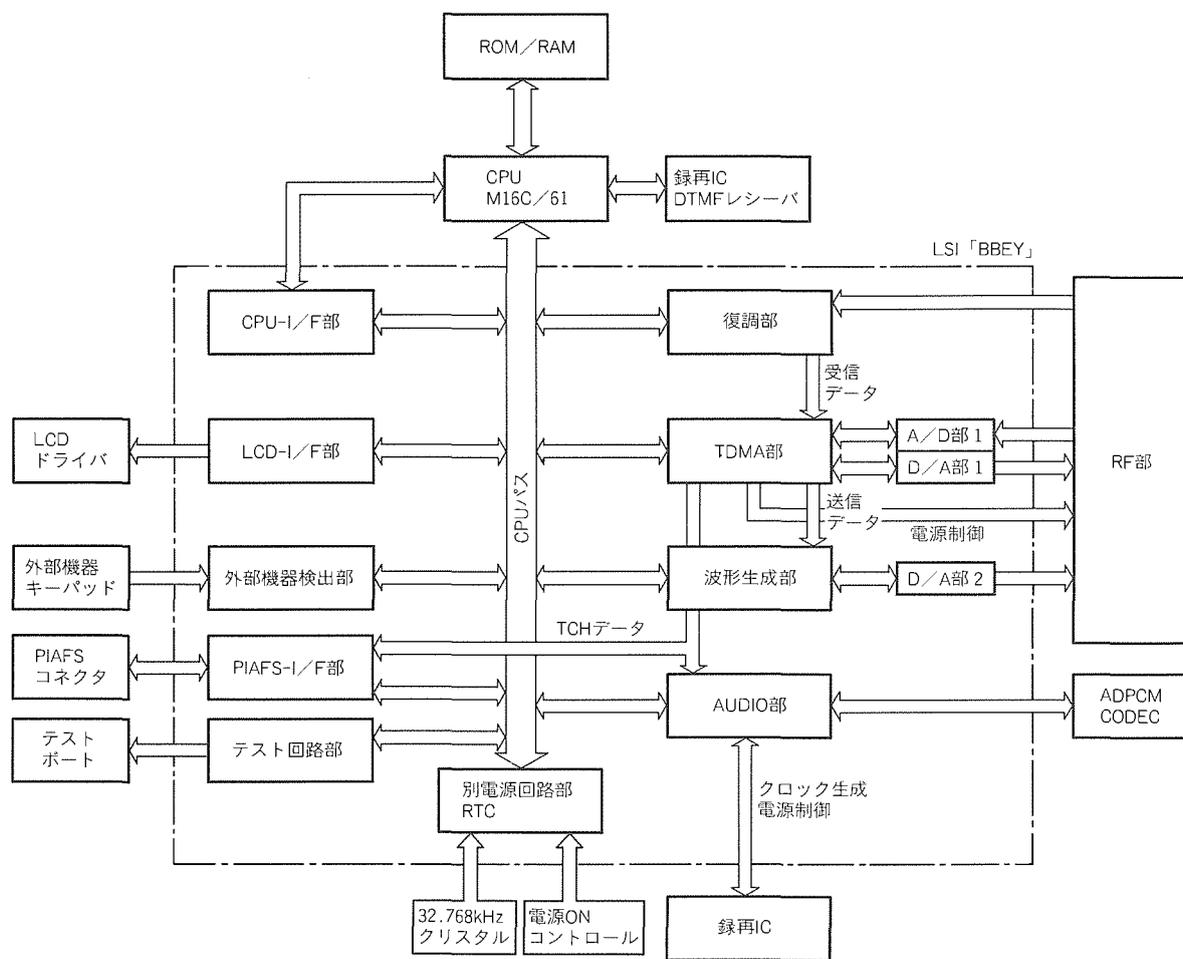


図2. 制御用LSIのブロック図

図2にこのLSIのブロック図を示す。このLSIはアナログ・デジタル混在のICである。

変復調部では、 $\pi/4$ シフトQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)の変復調を行う。特に復調部では、最ゆう系列推定を行う遅延検波方式<sup>(1)</sup>を採用し、特性の改善を図った。

TDMA処理部では、ハードウェアとソフトウェアで実現できる機能を整理・検討し、処理速度や消費電流の点から機能分担を最適化した。特に、待ち受け受信時の消費電流低減のために、信号受信処理をできるだけハードウェアで行い、ソフトウェアが動作する割合を最小限にするとともに、低いCPU動作周波数でも十分な処理速度性能が得られるよう工夫している。また、各回路のON/OFFタイミングをきめ細かく制御できるようにした。

さらに、時計機能をLSIに取り込んでおり、高密度実装に貢献している。

### 3.4 構造

312Dの本体は、フロントケースユニット、無線部ユニット、リアケースユニットで構成されている。これは、従来機(パルディオ201D)と同じ基本構造であるが、電子部品や電池の薄型化により、本体を3mm薄型化した(201D:26mm, 312D:23mm)。

#### (1) シールド構造及び無線部ユニット

無線部ユニットは、無線部基板と制御部基板の2枚で構成されている。無線部基板は、ABS(Acrylonitrile Butadiene Styrene)樹脂にニッケルめっきを施したシールドケースで完全に囲まれている。シールドの接点は、樹脂の突起によるケースの弾性方式を採用し、組立性を向上させている。

#### (2) フロントケースユニット

フロントケースユニットは、フロントケースとフリップで構成されている。フリップには、めっきのボタン(Smartキー)が組み込まれており、正面視において本体のほぼ中央に位置し、312Dのデザイン的な特徴の一つとなっている。

#### (3) リアケースユニット

バイブレータは、今回初めてリアケースに取り付ける構造を採用した。その電源は、金属ばねで制御基板と接触をすることで供給している。さらに、バイブレータと充電端子をユニット化することで、部品点数を減らし、組立性の向上を図った。

また、電池カバーについては、スライド式を採用し、201Dのコインオープン式に比較して、操作性の向上を図った。

## 4. むすび

今回開発したPHS端末“パルディオ312D”の概要を紹介した。

今後PHSは、ますます多くのユーザーに浸透していくものと思われる。それにつれ、ユーザーのニーズも多様化しつつある。

当社は、今後も多様化するユーザーのニーズを的確にとらえ、タイムリーに製品化していく所存である。

最後に、開発に当たりご指導いただいたNTT中央パーソナル通信網(株)を始め、関係各位に謝意を表す。

## 参考文献

- (1) 小島年春, 三宅 真, 藤野 忠: 差動PSK信号位相の系列推定を行う遅延検波方式, 信学論(B-II), J76-B-II, No. 10, 783~792 (1993)

小野木幹夫\*  
上野 裕\*  
永田良浩\*\*

# PHS無線カード

## 要 旨

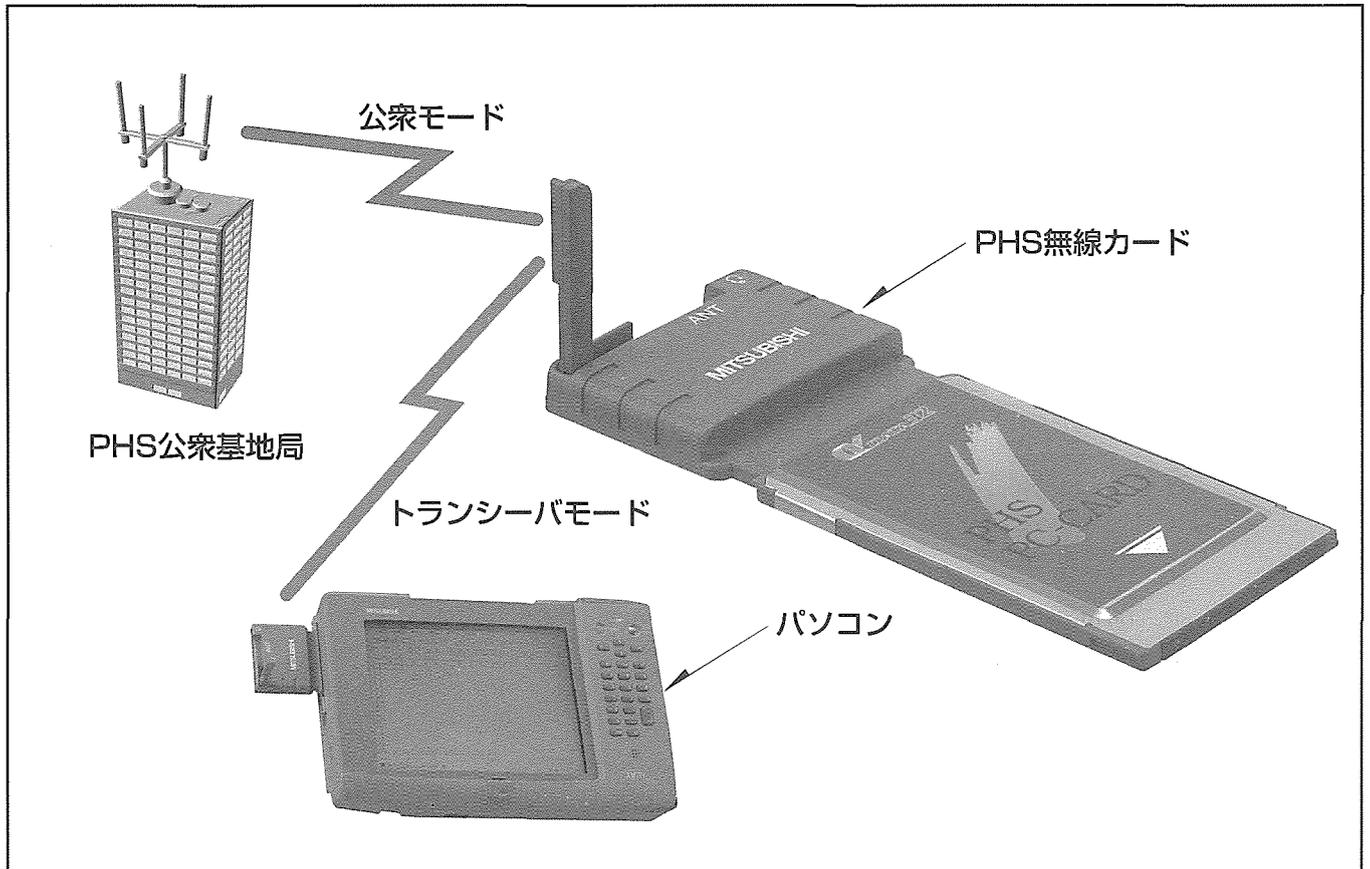
国内の移動体通信電話端子の加入者数は、1997年8月現在で、携帯電話が約2,525万台、PHS電話機が約702万台と急速に伸びている。これは、乳児からお年寄りまでを含めた日本国民の約4人に1人が所有していることになる。携帯電話やPHS電話機が一般市民にとって身近な存在になっており、外出先や移動中など日常生活の中で恩恵を受けることが多くなってきた。

その中でPHSは'95年7月から発売・サービスされた新しい通信手段であるが、電話機の価格や基本料金及び通話料金が携帯電話に比べて大幅に安く、小型化と一般消費者好みのデザインの電話機が登場したことにもより、'95年度約150万台、'96年度約450万台(累計約600万台)と急成長を遂

げてきた。

'97年4月からはPHSの最大の特長である32kbpsの高速データ通信が全事業者によってサービスが開始され、音声でのコミュニケーションだけでなく、インターネットやモバイルでのデータ通信に関心が集まってきており、パソコンや携帯情報端末の普及と併せてデータ通信機能付きPHS電話機の普及が期待されている。

三菱電機ではこのようなモバイル通信市場の要求に対応するため、ユーザーの使用環境を変えずにデータ通信ができるようにパソコンのPCMCIAインタフェースに対応したPHS無線カードを発売した。本稿では、PHS無線カードの構成と要素技術の紹介を行う。



## PHS無線カード“TL-DC100”

Windows95対応DOS/VパソコンのPCMCIAスロットに差し込み、市販のデータ通信ソフトウェアを使用して通信を行う。付属のイヤホンマイクを使用して音声通話を行うことも可能である。また、PHS事業者のサービスエリア内での使用であるが、子機間直接通信モードを使用したパソコン対パソコンでの通信も可能である。

1. ま え が き

'97年4月から各PHS事業者が一斉に、PHSの特長である32kbps非制限デジタルデータ通信の公衆サービスを開始した。また、各端末メーカーも順次、データ通信対応の電話機を発売している。通信には、専用PCカードとPHS電話機をケーブルで接続するアダプタ方式が主流である。

当社は、データ通信を主目的で使用するために、このケーブルをなくし、パソコン及び携帯情報端末のPCMCIAスロットに直接差し込んで使用できる、使い勝手の良いPHS無線一体型データ伝送カードを開発して発売した。

2. PHS無線カードの仕様と構成

2.1 仕 様

有線通信と異なり、無線を使用した通信は、その性格から、電波雑音やフェージング等の阻害要因及びハンドオーバーに対応する仕様が必要となる。表1にPHS無線カードの仕様一覧を示す。長さわずか13.5cm、質量約60gであるが、音声通話機能と2通りのデータ伝送手順を実装したことを特長としている。

図1にPHSの階層構造を示す。PHS無線カードは図中の網掛けで示される部分を実現している。

PHSでは、呼接続時に、情報転送能力の指定により、音声、3.1kHzオーディオ、非制限デジタル情報の選択ができる。従来は音声サービスのみであったので、3.1kHzオーディオを選択し、みなし音声による4,800bps程度のデータ通信が利用されていた。

今回新たにサービスが開始された非制限デジタルは、32kbpsのベアラ伝送を提供するのみであり、実際のデータ伝送には上位プロトコルが必要である。このPHS無線カードは、レイヤ2までの2通りのプロトコルを実装している。それぞれの方式の概要を以下に記す。なお、詳細は、次章以降で説明する。

(1) PIAFS (PHS Internet Access Forum Standard) 方式

ARIB(電波産業会)の下部組織(PHSインターネットアクセスフォーラム)で規格化された32kbps非制限デジタルデータ通信の標準方式で、最高伝送速度は29.2kbpsである。

'96年末から'97年3月にかけてPIAFSによる伝送手順を実装した端末機器等で相互に接続実験を行い、提案仕様の確認作業を行った。

無線回線の中断に対して自動復帰の機能があり、基地局間のハンドオーバーにも対応している。ただ

し、通信の相手側にPIAFS対応のユニットが必要である。

(2)  $\alpha$ -DATA方式

PHS事業者であるDDIポケット電話グループの提案した方式で、次の2方式がある。いずれも、基地局に内蔵された装置によるメディア変換機能を用いており、既存のモデムとの通信が可能である反面、ハンドオーバーができない制約がある。

(a) 無線インターネット

ISDN標準同期PPP32kbps通信で、実効伝送速度は28.8kbpsである。

(b) 無線モデム

アナログモデム通信で、実効伝送速度は14.4kbpsである。

2.2 ハードウェア構成

表1. PHS無線カードの仕様

形 名	PHS無線カードTL-DC100 (家庭用デジタルコードレス電話機の子機兼用)
外形寸法	(幅)約54.0mm×(長さ)約135.6mm×(厚さ)約10.5mm (PCMCIAタイプIIエクステンディッド)
アンテナ	可倒式小型アンテナ
質 量	約60g
対応パソコン	DOS/V及び互換機、携帯端末
対応OS	Windows95
インタフェース	PCMCIA 2.1/JEIDA4.2適合
ドライバ	Windows95用ドライバ(同梱)
通信モード	音声通話: 公衆, 公衆/家庭, 家庭, トランシーバ, 公衆/トランシーバ データ通信: 公衆, トランシーバ (ただし, 家庭及びトランシーバは家庭用デジタルコードレス電話機の親機が必要)
音声通話	付属の小型イヤホンマイクによる
データ通信	PIAFS/ $\alpha$ -DATA
実効伝送速度	29.2kbps (PIAFS) 14.4kbps ( $\alpha$ -DATA (無線モデム)) 28.8kbps ( $\alpha$ -DATA (無線インターネット))
電 源	パソコン又は携帯端末から供給
消費電力	約10mA (待受け時) 約100mA (動作時)

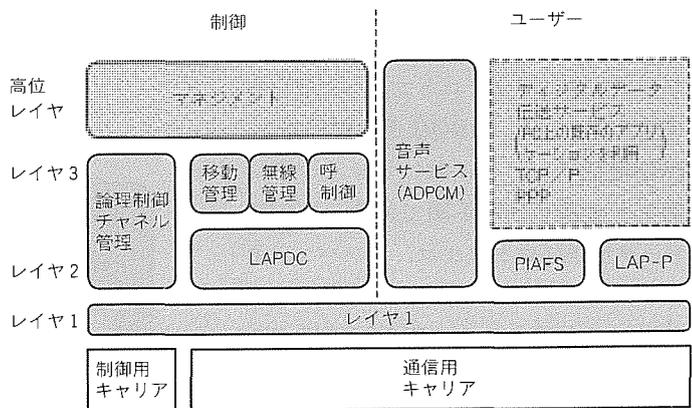


図1. PHSの階層構造

上記の方式を実現したPHS無線カードのハードウェア構成を図2に示す。また、以下に各部の特長などについて述べる。

(1) アンテナ部

基板とマッチングをとったメアングーラインアンテナを採用し、収納した状態でも十分な利得を得ている。アンテナは収納式とし取り扱いやすくした。

(2) 高周波変復調部

当社開発の高周波LSIチップセットを中心に、高密度実装を実現した。パソコン等の放射ノイズの影響を受けないようにシールドを施している。

(3) ベースバンド部

当社で開発したTDMA部を主体としたLSI(M64170)及びRCR STD-28の protocols を主体とした16ビットマイコン(M37735)で構成している。

(4) PIAFS及び $\alpha$ -DATA処理部

当社で開発したPIAFS処理LSI及び $\alpha$ -DATA処理の専用LSIを搭載し、両方式のデータ伝送に対応した。

(5) ユーザーインタフェース部ほか

パソコンとのインタフェースをとる当社開発PCMCIA I/F LSI及びマイコン(M37735)で構成している。

PHS無線カードは、パソコン上のWindows95用ドライバを同梱し、ATコマンドをサポートすることでダイヤルアップPPP接続を可能とし、パソコン上の既存ソフトをそのまま利用できる。

3. PIAFS手順

図3にPHSデータ通信にかかわる標準の概念図を示す。

PIAFSはエンド-エンド間の伝送制御手順であり、インバンドネゴシエーションとARQ(Automatic Repeat Request:自動再送要求)伝送制御手順で構成される。インバンドネゴシエーションは、データ通信に先立って伝送制御手順を選択するもので、リアルタイムプロトコルや、将来プロトコルへの対応を可能としている。ARQ伝送制御手順は、PHS通信フェーズにおけるレイヤ2に相当する誤り制御手順である。PIAFSデータ伝送プロトコルは、インバンドネゴシエーションでARQ伝送制御手順を選択して実現される。PIAFSの構成を図4に示す。

PIAFSは以下のような特長を持っている。

(1) 全二重通信

ユーザーデータと制御情報を同一フレーム内に多重伝送することで、常時全二重通信が可能である。

(2) 応答遅延時間の測定

呼ごとに応答遅延時間(RTF)の測定をするため、国内/国際/衛星通信など種々のネットワーク形態での伝送路遅延条件下で最適な再送制御が可能である。

(3) 同期系の制御方式

初期同期方式、固定フレーム長、誤りフレームのみを再送するSR(Selective Repeat)ARQを採用し、簡易な制御

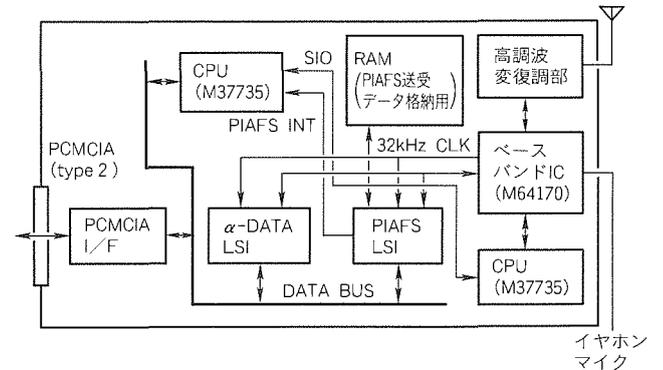


図2. PHS無線カードのハードウェア構成

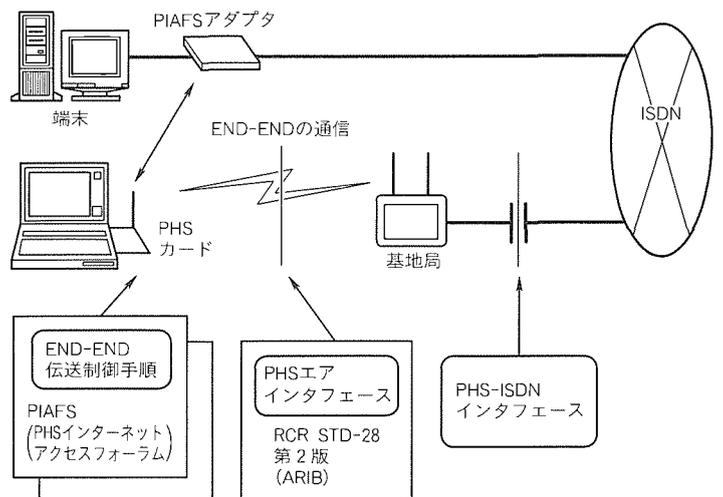


図3. PHSデータ通信の概念図

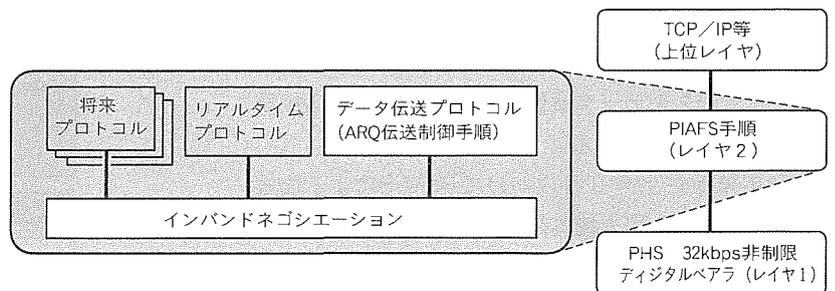


図4. PIAFSの構成



操作によってLANにアクセスできる、シームレスなLANアクセスが可能なモバイル通信システムの実現が可能となる。

公衆網・自営網を利用した接続では、一例として、PBXとルータの間に挿入したPIAFSターミナルアダプタ(TA-P)とPHS端末間で、PIAFSのエンド-エンド伝送を行う。子機間利用においては、LANに接続したRAS(Remote Access Server)にPIAFS機能を持つPHS端末(PHSボックス)を結合し、RAS経由でノートパソコンからLANのサーバにアクセスを行う。

更に利便性を向上させるために、パソコン上のアプリケーションにおける回線の自動接続制御方法を開発した。具体的には、一定時間以上データ伝送が行われない場合の回線自動切断、データ伝送を開始するときに登録された電話番号での空き回線の自動検索と回線接続など、回線の有効利用と待ち時間の削減を目指している。

PHS無線カードを用い、ノートパソコンからのシームレスなアクセスが可能なモバイル通信システムの一例を示したが、今後の課題としては、より一層のモビリティの向

上のため、移動管理機能の強化やユーザー承認、データの暗号化などのセキュリティの向上等が挙げられよう。

## 6. む す び

PHSの32kbpsというデータ伝送の高速性を生かし、電話機とのケーブル接続といった手間なしに、パソコンや携帯情報端末を無線接続できるPHS無線カードを開発した。このカードにより、公衆・自営・子機間でのモバイル通信システムに既存のパソコン等を容易に利用できるようになった。

また、PHSデータ通信は、インターネットを介したWebアクセスやスチールカメラの画像伝送、テレビ電話などに利用分野がますます広がっていくことが期待されており、より高速な伝送を目指した64kbpsの伝送方式や、動画・音声等の伝送のためのリアルタイムプロトコルについて、現在、標準化作業が進められている。

今後、より一層の利便性向上を目指し、このような高速化・高機能化に対応した技術確立と製品開発を鋭意推進する。

# GSM及びPCS1900対応携帯電話機

野並隆之\*

## 要旨

900MHz帯域のはん(汎)欧州移動通信システムとして欧州で標準化されたデジタル携帯電話方式であるGSM(Global System for Mobile Communications)システムは、その後1.8GHz帯域のDCS1800システム、1.9GHz帯域のPCS1900システムとしても標準化され、既に約100か国で合計3,000万人以上の加入者がそのサービスを受けており、大きく普及している。

三菱電機では、このGSM方式のデジタル携帯電話機として、全回路3V動作によってトップクラスの長時間待ち受け動作を実現した小型軽量のMT-30(GSM対応)及びG100(PCS1900対応)を開発したので紹介する。

MT-30は、標準電池使用時で、質量170g、寸法135mm×48mm×26mm、連続通話時間2時間、待ち受け時間120時

間というトップクラスの性能を実現している。また、48文字表示の大型LCDディスプレイ、マルチファンクションラウンドカーソルキーにより、メモリダイヤル、ショートメッセージ伝送、データ伝送等の多機能で、容易な操作を可能としている。

待ち受け時の低消費電力化を実現するために、新たにGMSK(Gaussian Minimum Shift Keying)変調部、復調DA変換部、TDMA(Time Division Multiple Access)制御部、CPUインタフェース部からなる専用ベースバンドICを開発した。また、全回路3V動作を実現するために、新たにGaAs FETによるGSM方式2W出力対応の3V送信電力増幅ICを開発した。



## GSM方式のデジタル携帯電話機、MT-30とG100の外観

MT-30は、質量170g、寸法135mm×48mm×26mmと小型軽量で、標準電池使用時で、連続通話時間2時間、待ち受け時間120時間というトップクラスの性能を実現している。

1. ま え が き

欧州で1991年に標準化されたデジタル携帯電話方式であるGSMシステムは、既に約100か国で合計3,000万人以上の加入者がそのサービスを受けており、大きく普及している。このGSM方式のデジタル携帯電話機として、今回、全回路3V動作によって100時間以上の長時間待ち受け動作を実現した小型軽量のMT-30を開発したので、その構成、機能、特長、主要技術について説明する。また、米国向けの1.9GHzのGSM方式であるPCS1900対応のG100も開発したので併せて紹介する。

2. GSMシステムの概要

2.1 GSMシステムの仕様

GSMシステムは、欧州電気通信標準化機関ETSI(European Telecommunication Standardization Institute)のSMG(Special Mobile Group)委員会により、ISDN(Integrated Service Digital Network)ネットワークシステムとTDMA移動通信システムを基にして'91年にその基本部分がPhase 1として標準化され、'92年にドイツで最初の商用運転が開始されている。その後、引き続き本来の移動ISDNとして考えられていた機能の実現及び改良が加えられ、'96年にPhase 2として標準規格が更新されている。また、更に将来へ向けた機能拡張のために、Phase 2+として現在さらに標準規格の改訂がETSIで続けられている。各Phaseの比較を表1に示す。

GSMシステムはもともと欧州共通移動体通信用として900MHz帯のシステムとして標準化されていたが、その後、英国の新規オペレータが中心となりPCN(Personal Communication Network)という名前で1,800MHz帯のシス

テムとしての開発がなされた。これは、Phase 2規格からDCS(Digital Cellular System)1800としてETSI標準の中に含まれている。また、米国でのPCS(Personal Communication System)システムの8種の標準規格の中の一つとして1,900MHz帯のGSMシステムが選定され、PCS 1900という名前で米国TIA(Telecommunication Industry Association)で規格化されている。これにより、現在GSM方式のシステムは、900MHz、1,800MHz、1,900MHzの3種の無線帯域で標準化されている。GSM方式のシステム諸元を表2に示す。

2.2 システムの機能

GSMシステムの特長としては、加入者情報を含んだSIM(Subscriber Identity Module)カードの使用、国際ローミング機能、SMS(Short Message Service)と言われる最大160文字の双方向文字メッセージ伝送機能、転送、保留、三者通話等の各種付加サービス、データ/FAX伝送機能(最大9.6kbps)などがある。

現在は、前に述べたようにPhase 2+としての標準化が進められており、14.4kbpsデータ伝送、マルチバンドオペレーション、パケットデータ伝送、複数スロット利用による高速データ伝送、SIMカードの高機能化、デジタルコードレスシステムや移動体衛星通信システムとの融合などが検討されている。

2.3 GSMシステムの市場状況

GSM方式は、既に100か国以上で標準として採用されており、合計239のオペレータがあり、そのうち194のオペレータが現在商用運転中である。これらのGSMオペレータはMoU(Memorandum of Understanding)という名前のオペレータグループを構成しており、ETSIによる標準規格だけでは規定できない項目の標準化などを進めている。

表1. GSM方式のPhase別機能

	Phase 1	Phase 2	Phase 2 +
規格化時期	1987~91	1992~95	1995~99
実用化時期	1992~96	1996~99	1998~2000
音声伝送	フルレート音声	フルレート音声 ハーフレート音声	フルレート音声 ハーフレート音声 エンハンスドフルレート音声
データ伝送	フルレート (最大9.6kbps) ハーフレート (最大4.8kbps)	フルレート (最大9.6kbps) ハーフレート (最大4.8kbps)	フルレート (最大11.4kbps) ハーフレート (最大4.8kbps) パケット伝送 (最大76.8kbps) 高速回線交換 (最大76.8kbps)
付加サービス	転送、発着信規制	転送、発着信規制、保留、相手先番号表示、課金表示、三者通話 (最大6人) 等	Phase 2 付加サービスの強化
ショートメッセージサービス	双方向型文字伝送 セル別報知型文字伝送	クラス別双方向文字伝送 (基本、音声メール通知等) セル別報知型文字伝送	Phase 2 に、データパケット伝送、2バイトコード伝送等を追加
その他	国際ローミング 5V動作SIMカード	国際ローミング 3~5V動作SIMカード DCS1800規格化	国際/国内ローミング SIMツールキット機能 GSM/DCSマルチバンド化 DECTとのインターワーキング

GSMシステムの加入者数は'96年12月現在で3,200万あり、これは全世界の携帯電話加入者数1億3800万の23%を占めている。MoUとしては、2000年には全世界で更に1億の

加入者数を獲得することを目標としている。

### 3. GSM方式携帯電話機

#### 3.1 仕様

今回開発したGSM方式携帯電話MT-30の概略仕様を表3に示す。質量170g、寸法135mm×48mm×26mmと小型軽量であり、標準電池使用時で、連続通話時間2時間、待ち受け時間120時間というトップクラスの性能を実現している。今回はGSM方式のうち、900MHz帯であるGSM機だけでなく、1,900MHz帯であるPCS1900対応機も同時に開発したので、その概略仕様も併せて表に示す。

アクセサリは、表4に示すように、車載使用時アクセサリも含めて各種用意されている。

#### 3.2 機能

意匠的には、12文字×4行の文字表示と上下2段のアイコン表示を可能とする大型LCDディスプレイ、多機能操作を簡単

表2. GSM方式の仕様一覧

GSM方式	GSM	DCS1800	PCS1900
上り周波数帯	890~915MHz	1,710~1,785MHz	1,850~1,910MHz
下り周波数帯	935~960MHz	1,805~1,880MHz	1,930~1,990MHz
送受間隔	45MHz	95MHz	80MHz
アクセス方式	TDMA-FDD		
多重数	8		
TDMAフレーム長	4.615ms		
キャリア周波数間隔	200kHz		
RFキャリアチャンネル数	124	374	299
無線伝送速度	270.833kpbs		
変調方式	GMSK, BT=0.3		
音声符号化方式	RPE-LTP: 22.8kbps ACELP: 22.8kbps VSELP: 11.4kbps	RPE-LTP: 22.8kbps /ACELP: 22.8kbps	RPE-LTP: 22.8kbps /ACELP: 22.8kbps
ユーザーデータ伝送速度	2.4/4.8/9.6kbps		
波形等化	16μsまで		
移動機送信電力	2Wピーク 250mW平均	1Wピーク 125mW平均	1Wピーク 125mW平均

TDMA-FDD: Time Division Multiplex Access-Frequency Division Duplex

RPE-LTP: Regular Pulse Excited-Long Term Prediction

ACELP: Algebratec Code Excited Linear Prediction

VSELP: Vector Sum Excited Linear Prediction

表3. MT-30の概略仕様

型名	MT-30	G100
GSM方式	GSM	PCS1900
寸法	135×48×26 (mm) (S電池)	135×48×26 (mm) (S電池)
質量	170g (S電池)	170g (S電池)
電源電圧	3.6V	3.6V
電池容量	600mA・h (S電池)	600mA・h (S電池)
通話時間	2h (S電池, 50%DTX)	3h (S電池, 50%DTX)
待ち受け時間	120h (S電池)	120h (S電池)
音声伝送	RPE-LTP: 22.8kbps	RPE-LTP: 22.8kbps ACELP: 22.8kbps
データ伝送	2.4/4.8/9.6kbps	2.4/4.8/9.6kbps
最大ピーク送信電力	2W	1W
使用周波数	送信: 890~915MHz 受信: 935~960MHz	送信: 1,850~1,910MHz 受信: 1,930~1,960MHz

表4. アクセサリー一覧

AC/DCアダプタ	米国, 英国, 欧州, 豪州各AC仕様
電池パック	S電池 600mA・h M電池 650mA・h L電池 1,150mA・h
デスクトップ急速充電器	本体, スペア電池の急速充電
カーアダプタ急速充電器	車載時の本体の急速充電
ハンズフリーアダプタ	車載時ハンズフリー通話
ヘッドセット	簡易ハンズフリー通話
データ伝送アダプタ	PCMCIAカード型, データ/FAX伝送用
データ伝送ケーブル	RS-232C直接接続型, SMS等伝送用

表5. 機能一覧

表示部	12文字×4行, 縦倍角表示可, アイコン11種
操作部	4方向ラウンドカーソルキー ファンクションキー×4 サイドボリュームキー×2 ダイヤルキー×12
アンテナ	固定型25mm長
外部インタフェース	RF, DC入力, ヘッドセット, SIM, 外部機器入出力
伝送サービス	音声通話, 緊急通話 報知型文字メッセージ受信 双方向文字メッセージ送受信 音声メール着信通知 データ/FAX伝送
付加サービス	転送, 発着信規制, 保留, 三者通話, 相手先番号表示, 課金表示, 内線通話など
メモリダイヤル	短縮ダイヤルメモリ 固定番号ダイヤルメモリ ラストダイヤルメモリ 着信時相手先番号メモリ 非応答時相手先番号メモリ スクラッチパッドメモリ
その他	ネットワーク選択 表示言語選択 キーパッドロック 通話時間表示

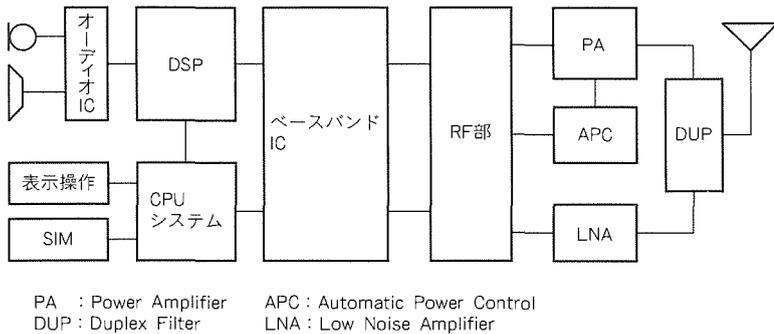


図1. ハードウェア構成

にするマルチファンクションラウンドカーソルキー、誤動作を防ぎシンプルな外観を作り出す大型フリップを特長としている。携帯電話機としての基本機能である音声通話機能に加えて、表5に示すように、各種の伝送サービス機能、付加サービス機能、メモリアル機能を装備している。

3.3 構成

内部のハードウェア構成は、図1に示すとおり、右側のRF部と左側のベースバンド部に大別される。RF部は、送信パワーアンプ、受信トップアンプ、送受信RF部からなり、すべて3V動作可能な構成となっている。ベースバンド部は、CPUシステム、DSP(Digital Signal Processor)、ベースバンドIC、オーディオICからなり、すべて3V動作となっている。

ソフトウェア構成は、図2のとおり、リアルタイムOSの下でのマルチタスク処理をする構成となっている。

3.4 主要技術

今回特に開発した主要技術アイテムについて簡単に述べる。

(1) ベースバンドIC

待ち受け時の低消費電力化を実現するために、今回新たに専用ベースバンドICを開発した。このICの構成を図3に示す。このICは、GMSK変調部、復調DA変換部等からなるアナログ部と、TDMA制御、CPUインタフェースからなるデジタル部の二つに分けられる。TDMA制御部で高速クロック13MHzと低速クロック32kHzを必要に応じて切り換えて使用することにより、低消費電力化を可能とした。

(2) DSP

DSPでは、フルレート音声コーデック(RPE-LTP)、エンハンスドフルレート音声コーデック(ACELP)、各種音声/データ伝送対応誤り訂正、受信同期復調の複数の機能を1チップで実現した。特に復調部においては、最ゆう系

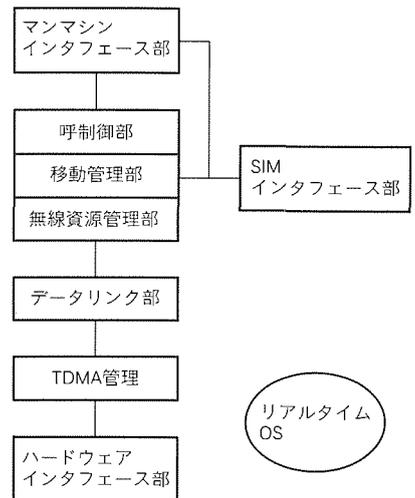
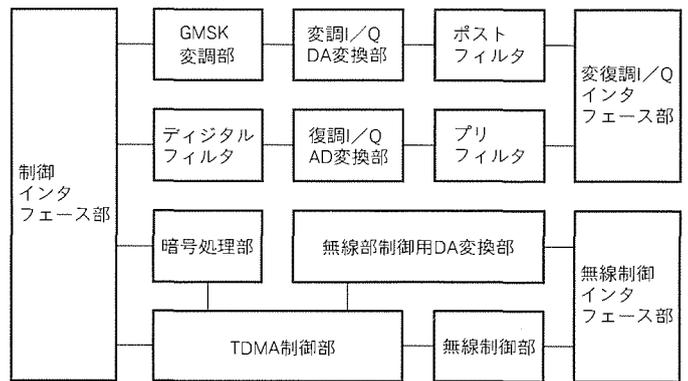


図2. ソフトウェア構成



I/Q: I信号/Q信号

図3. ベースバンドICの構成

列推定技術を基本とする独自の方法を採用し、受信性能向上を図っている。

(3) 3V送信電力増幅IC

全3V動作を実現するために、今回新たにGSM方式対応の2W出力用の3V送信電力増幅ICを開発した。これは、GaAs FETによるハイブリッドICで、0.4ccで効率50%以上を実現している。今回、PCS1900用にも、GaAsのMMICで3V送信電力増幅ICを新たに開発した。

4. むすび

以上、GSM方式のデジタル携帯電話機“MT-30”と“G100”の開発について述べた。

今後は、今回開発した機種をベースに、GSM方式の技術動向に合わせて、ハーフレート音声コーデック対応機、GSMとDCS1800のデュアルバンド対応機などを開発していくとともに、更に小型軽量化、長時間通話化が可能なGSM方式携帯電話機を開発する予定である。

# スマートフォン “MT151”

高橋 清\* 松本 明\*  
小林和男\*  
丸山和彦\*

## 要 旨

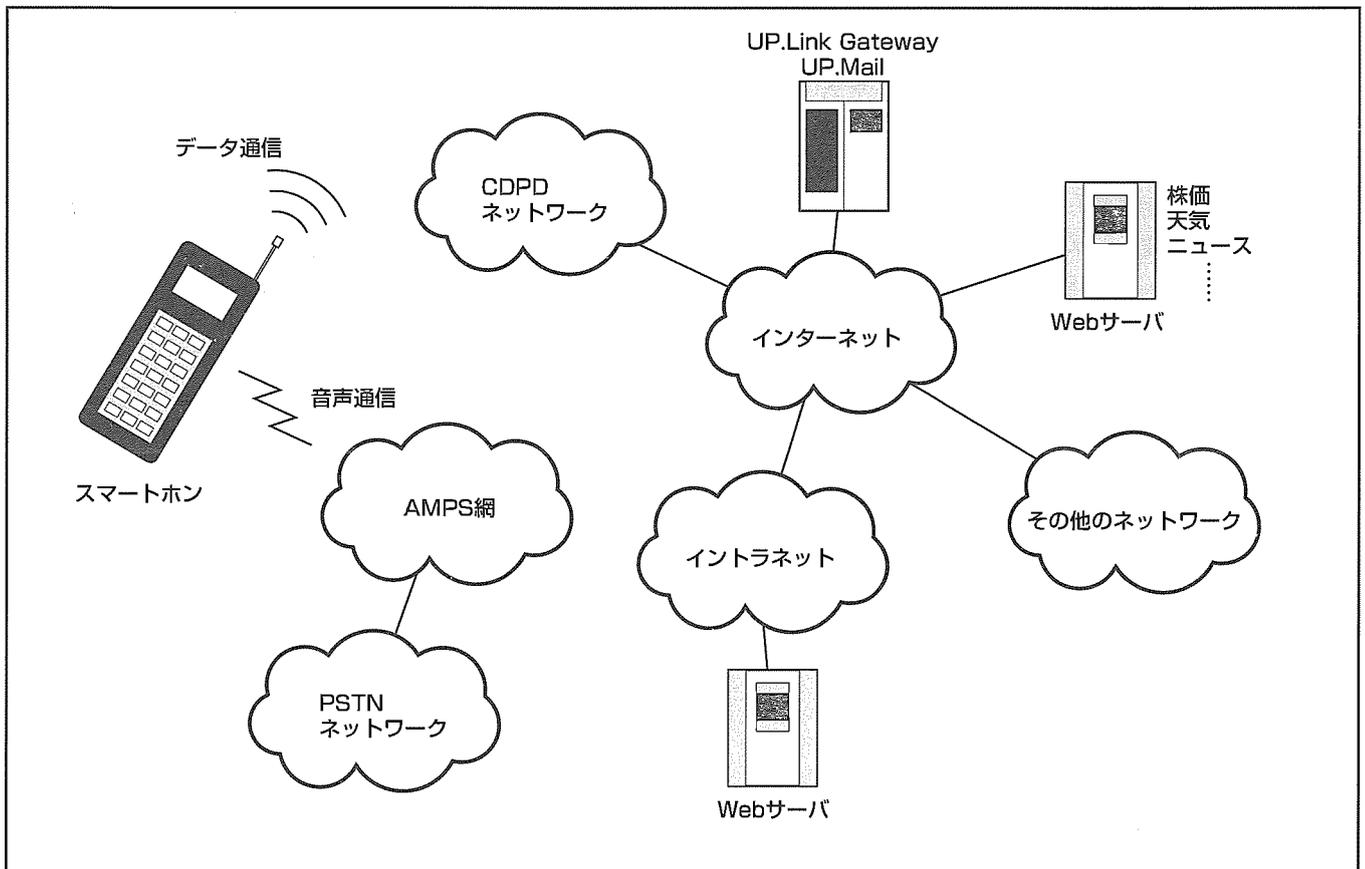
ここ数年で急激な勢いで普及したのものとして、携帯電話とインターネットを挙げることに異論がある人は少ないであろう。どちらも、インフラの整備と前後して、その利便性、手軽さ、手ごろな価格が一般の市場に受け入れられて普及した。これら二つの機能を併せ持った“携帯できるインターネット”は、当然市場の大きな要求として存在しているが、端末の画面サイズと通信速度、通信費用等の問題のために、これらの市場要求に十分にこたえることができなかった。

今回開発したスマートフォン“MT151”では、このような

市場要求にこたえるため、次の課題を解決することを目標として開発を進めた。

- (1) 手ごろな通信費でインターネットサービスを実現するための無線パケットデータ通信端末の開発
- (2) 従来の携帯電話の可搬性、使い勝手の良さを損なわないサイズでのインターネットアクセスの実現

ここでは、上記課題を解決するためのキー技術として開発したCDPD (Cellular Digital Packet Data) 技術、UP.Link技術について説明する。また、スマートフォンで実際に利用できるサービスについても紹介する。



## スマートフォンのネットワークへの接続例

無線区間は高速かつ信頼性の高いCDPDインフラを利用して接続し、UP.Link技術によってインターネット上の各種データベースをアクセスする。一方、音声通話は従来のAMPS網に接続して行う。

## 1. ま え が き

最近の携帯電話の普及には目を見張るものがあるが、携帯電話とパソコンを融合することによってインターネット／イントラネット情報に手軽にアクセスして、必要なときに必要な場所で必要な情報を得たいという市場要求が高まっている。しかし、従来の無線通信インフラでインターネットの多量のデータを扱うことは、通信費用や通信速度の面で難点があり、普及の妨げとなっている。

このような背景から、今回“携帯電話でインターネットのサービスを利用することができる”というコンセプトを持つ次世代携帯電話の開発を行った。

本稿では、このコンセプト実現のためのキー技術であるCDPD通信技術と、携帯電話機程度の小さな表示画面でインターネットサービスの利用を可能とするUP.Link<sup>(注1)(2)</sup>技術について述べる。

## 2. 製品コンセプト

### 2.1 製品仕様・特長

スマートホンは、米国向けAMPS(Advanced Mobile Phone Service)携帯電話にCDPD無線パケットデータ通信機能を付加し、CDPDを利用するプラットフォームとしてUP.Linkを搭載した携帯端末である。

ユーザーは、スマートホンを使用することにより、従来の携帯電話による音声通話はもちろん、単体(パソコンを接続していない状態)でも、無線による電子メール送受信とインターネット上のサービスを利用することができる。イントラネットを使ったユーザー固有のサービスを構築することも、Webサーバ上でアプリケーションを作成することによって容易に実現することができる。また、単に電話とデータ通信を個別に使えるだけにとどまらず、両方の機能を組み合わせることにより、例え

(注1) “UP.Link”“Unwired Planet”“UP.Browser”  
“HDML”は、米国Unwired Planet社の商標である。



図1. スマートホンの外観

ば電子メールの中に電話番号を入れておき、折り返しその番号に電話をかけるとか、Webサーバ上の電話帳から引き出した番号に電話をかけるという便利な使い方もできる。

また、CDPD、UP.Linkを使用したデータ通信では、それぞれ認証とデータ暗号化のセキュリティ機能を持っており、ユーザーが特に意識することなく、不正使用とデータの漏えい(洩)を防ぎ、高い信頼性を実現している。

### 2.2 構成

図1に示すように、スマートホンは、表示に12文字×4行のLCD、前面及び側面にテンキーを含む24個のキー、アンテナ、マイク、スピーカー、バッテリーパックを持っている。コネクタ類は、シガレットライターなどのアクセサリを接続するコネクタを下部に、パソコンと接続するためのシリアルコネクタを側面に配置した。

ハードウェアの構成を図2に示す。CPUには当社製の16ビットCPU(M37702)を使用している。プログラムメモリとしてはフラッシュメモリを使用しており、プログラムをバージョンアップすることも可能である。

ソフトウェアの構成を図3に示す。CPU上で動作するOSはマルチタスクによるリアルタイム制御が可能であり、端末のソフトウェアはこのリアルタイムモニタの管理の下に動作する。

## 3. 主要技術

### 3.1 CDPD

#### 3.1.1 概要

CDPDは、北米で普及しているアナログセルラ方式であるAMPSの空きチャンネルを有効に活用するために考案された無線パケットデータ通信方式である。通話に使用され

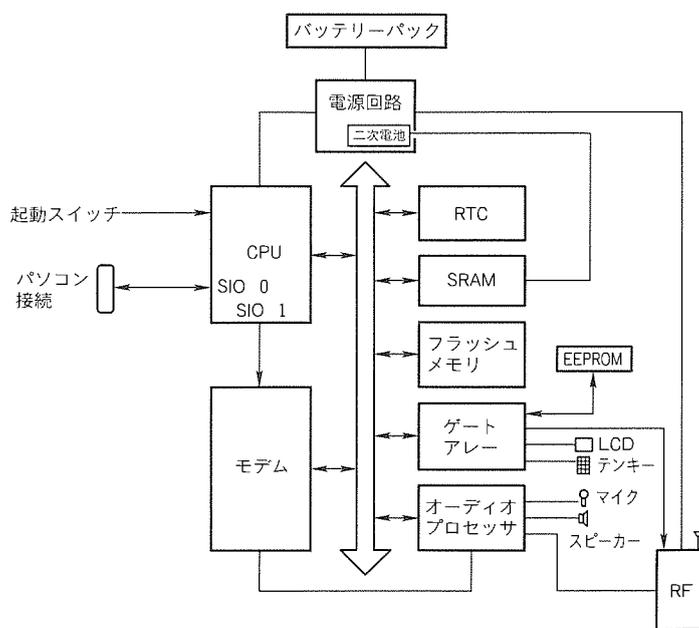


図2. ハードウェアの構成

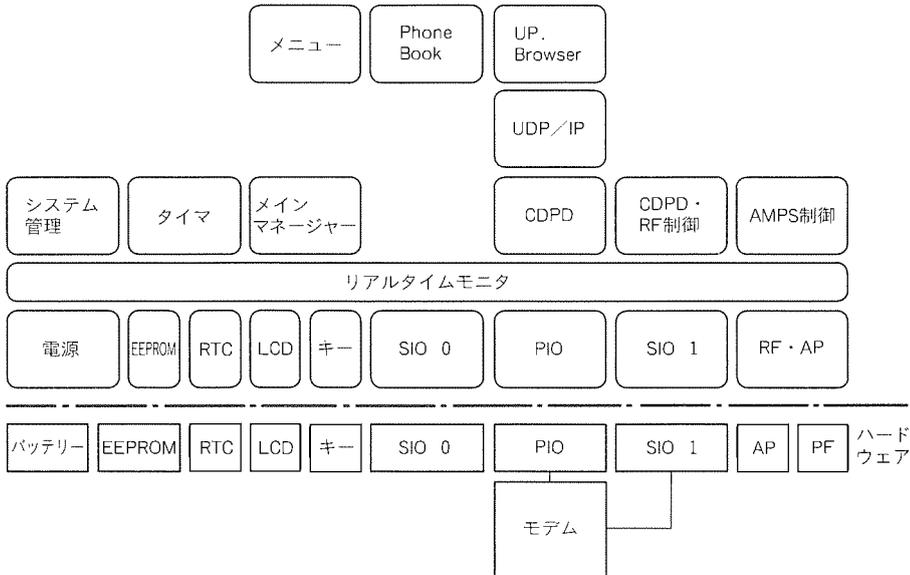


図3. ソフトウェアの構成

ていないチャネルを利用するので、基地局の設備投資が少なく、普及が容易である。1994年にフィールドトライアルがスタートしてからサービス域は一気に広がった。'97年第一4半期だけでサービス域は12%増加し、'97年5月時点で米国人人口の50%をカバーするに至った<sup>(2)</sup>。

CDPDは図4に示すOSI(Open System Interconnection)参照モデルを採用している。ネットワークレイヤにIPプロトコルを採用し、端末ごとにIPアドレスを持っているため、簡単にインターネットへ接続し、サービスを利用することができる。また、通信時におけるセキュリティ機能を規格の中に包含しており、IPパケットを含むすべてのユーザーデータを暗号化している。さらに、電力消費低減のため、スリープモードと呼ばれる待受け時の間欠動作がプロトコルに定義されており、端末の連続待受け時間をAMPSに比較して長くできる特長がある。一方、パケットを送信するときのみ送信出力をONにするため、同じデータ量を送信する場合にも、回線交換型のAMPSよりもバッテリー駆動時間を長くできる。

### 3.1.2 CDPDプロトコル

CDPDは、OSI参照モデルにおけるネットワークレイヤの下位のレイヤを規定している。以下に簡単に各レイヤごとの機能を述べる。

(1) SNDCP(Subnetwork Dependent Convergence Protocol)

MNRP(Mobile Network Registration Protocol)と連携し、端末の認証機能及びRC4暗号処理を実現する。認証プロセスは網側で作成され、適宜変更されるランダム数に追従できなければ不正使用とみなされ、その後の継続使用ができなくなる。

(2) MDLP(Mobile Data Link Protocol)

レイヤ3	SNDCP	MNRP
レイヤ2	MDLP	RRM
レイヤ1	MAC	

図4. OSI参照モデル

データリンクレイヤであり、これより上位のレイヤではエラーフリーであることが保証される。また、MDLPは携帯無線端末用の機能が加えられており、スリープモードの制御も行う。スリープ時間は網と端末間で同期制御され、起き上がるタイミングで次のスリープ時間を通知され、同時に端末へのメッセージの有無も通知される。

(3) MAC(Medium Access Control)

端末と基地局のデータ列の同期をとり、FEC(Forward Error Correction)コードを用いてブロック単位でのデータ訂正を行うため、効率良く信頼性の高い無線データ通信を行うことができる。また、チャネル競合制御により、複数端末の同一チャネルへのアクセスが可能になる。

(4) RRM(Radio Resource Management)

CDPDの最大の特長であるチャネルホップの制御を行う。CDPDはAMPSの空きチャネルを効率的に利用するため、現在獲得中のチャネルに流れる情報を基に最適なチャネルへホップを行う。チャネルホップの要因としては、AMPS通話優先のためのチャネル退避のほかにもノイズと通話中の移動などがあり、これらに対して通信を継続するため、次の4種類のチャネルホップを行う。

- (1) ノイズ等によってチャネルを見失ったときに、端末自ら最適なチャネルを捜しに行くForced hop
- (2) AMPS通話の発生によって網からホップ先チャネルを指定されるPlanned hop
- (3) セル間の移動時に発生するIntra Cell Transfer
- (4) 基地局間の移動時に発生するInter Cell Transfer

## 3.2 インターネットアクセス

### 3.2.1 UP.Link技術

スマートホンでは、インターネット上の情報を単体でアクセスするために、Unwired Planet<sup>(注1)</sup>社が開発したUP.Link技術を採用している。この技術を採用することにより、スマートホンのように小さな画面を持つ携帯端末でも、インターネット上の情報を簡単にアクセスすることを可能としている。図5にUP.Link技術を用いたネットワークの概要を示す。

(1) UP.Link Gateway

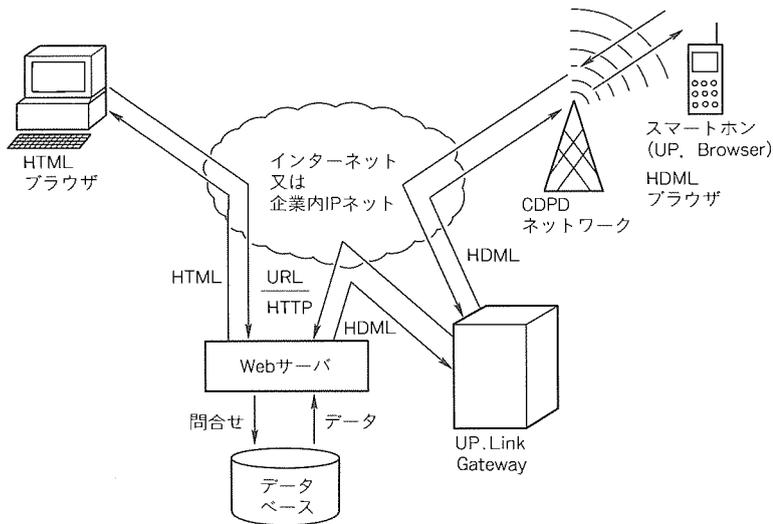


図5. UP. Link技術を用いたネットワークの概要

表1. UP. Linkのサービスの例

汎用	電子メール, 個人情報管理, ニュース, 株価情報, 飛行機フライトスケジュール
ビジネス	セールス状況管理, 受注状況確認, 在庫チェック, 顧客状況
コンシューマー	銀行サービス, 個人ニュース, イエローページ, 映画上映スケジュール, 宝くじ結果, 星占い, ゲーム

UP.Link Gatewayは、情報サービスを提供するWebサーバとスマートホンのWebブラウザ(“UP. Browser”<sup>(注1)</sup>と呼ぶ)の間に位置する。主な機能は、インターネットのアクセスに標準で使われているHTTP(Hyper Text Transfer Protocol)をオーバーヘッドの少ない独自のプロトコルへ変換する機能、課金情報の管理などである。

(2) UP. Browser

パソコン用のWebブラウザの機能は日々向上しているが、一方、プログラムメモリ容量や必要とするCPUパワーも増加している。UP. Browserは、メモリ容量が少なく、CPUパワーの小さいスマートホンのような携帯端末でも快適に動作することを目的に機能を絞る、無線データ通信に最適化したブラウザである。UP. Browserは、テキストを表示するために、パソコン用のWebブラウザで使われているHTML(Hyper Text Markup Language)を携帯端末用に最適化したHDML (Handheld Device Markup Language)<sup>(注1)</sup>を使用する。メニュー機能、ソフトキー機能、ブックマーク機能、送受信の通信状態表示機能などにより、分かりやすいユーザーインタフェースを提供している。サーバから受信した情報を端末上に保存することにより、サーバとの通信コストを減らしている。メッセージ通知機能により、電子メール到着を音と表示で知らせることができる。この機能により、電子メールの到着を確認するためにメールサーバを定期的にアクセスするいわゆるポーリングの必要がなく、通信コストを削減するのに役立つ

いる。

(3) HDML

HDMLは、WWW(World Wide Web)で使用されているHTMLの機能を、画面サイズやキー数などの制約条件のある携帯端末用に最適化している。現在のHDMLでは、①情報を表示する画面、②メニューを選択する画面、③文字を入力する画面、を提供している。

図5におけるデータの流れを述べる。スマートホンからのアクセスはすべてUP.Link Gatewayを経由する。UP.Link Gatewayには各サービスに対応したURL(Uniform Resource Locators)が書かれており、実際のサービスはURLで指定されたインターネット上のWebサーバで実行される。Webサーバは、必要な情報例えば株価情報や天気の情報、インターネット上の情報サーバ又は在庫情報を企業内LAN上のデータベースサーバから取得して、その結果をHDMLで記述する。HDMLで書かれた表示データは、UP.Link Gatewayを経由して、スマートホン上

のUP. Browserに転送されて表示される。スマートホンで扱えるのはテキスト情報のみであるが、ワイシャツのポケットに入る大きさでありながら無線でインターネット上の情報にアクセスできる手軽さにより、新しい携帯端末市場が開けることが期待される。

3.2.2 サービス

インターネット又はイントラネットのサービスの例を表1に示す。

4. むすび

“ポケットに入る大きさで、インターネットを”というコンセプト実現のため、AMPS, CDPD, UP. Linkキー技術を統合し、これまでにない形の次世代携帯電話を開発した。このコンセプトは、米国だけでなく、日本やヨーロッパにおいても幅広く受け入れられることを期待している。

このコンセプトが広く市場に受け入れられるよう、関連各社とも協力し、次機種の開発に努力を重ねていく所存である。

参考文献

(1) Unwired Planet : <http://www.uplanet.com>, (1997-6)  
 (2) Mason, C. : CDPD Coverage Expands during Q1, Wireless Week, 3, No.21, 30 (1997)

# 国内向け移動体衛星通信端末

土谷牧夫\* 茶谷嘉之\*\*  
 瀬尾耕造\* 板橋康弘\*\*  
 田中秀幸\*

## 要旨

日本国内において移動体衛星通信サービスが開始され、地上回線の届かなかった地域でも通信サービスが利用できるようになった。これはNTT移動通信網(NTTドコモ)と日本電信電話(NTT)の通信衛星“N-STAR”を用いた移動体衛星通信システムによるものであり、1996年からサービスが開始され、現在、車載移動機、可搬型移動機、船舶移動機が利用可能である。

三菱電機(以下“当社”という)は、このシステムで使用される可搬型衛星移動機“サテライト ポータブルホンD”を開発し、今年4月から発売を開始した。サテライト ポータブルホンDの主要な開発課題は、携帯性を実現するための小型・軽量化、通話/待ち受け時間を最大限に延ばすための低消費電力化、及び低コスト化であった。

サテライト ポータブルホンDの主な特長は次のとおりである。

- ノートブックパソコン並みの軽量化(約2kg)、及び小型化(幅204mm×長さ275mm×厚さ41mm)
- 音声のほかに、FAX(G3対応)、データ通信(4,800bps)等の非電話サービス機能
- 一般に使われている800MHzデジタル方式携帯電話とのデュアルシステム
- 標準電池パックで連続通話1時間以上、連続待ち受け6時間以上
- 携帯電話と同様の機能と簡単な操作性

本稿では、製品の概要と開発課題達成のための主要技術について紹介する。



## サテライト ポータブルホンD

N-STARによる移動体衛星通信システムで使用できる可搬型移動機で、音声通信のほかにFAX、データ通信が可能である。

1. ま え が き

NTTドコモは、NTTと共同で打ち上げた通信衛星 N-STAR を用いた移動体衛星通信サービスを1996年から開始した。N-STARは四つのビームで日本全土及び海上200海里の範囲をカバーしており、従来の地上回線では届かなかった地域でも通信サービスが可能となった。現在、陸上移動用端末として車載移動機及び可搬型移動機が、海軍用として船舶移動機が利用可能となっている。

当社は、このシステムで使用する可搬型衛星移動機サテライト ポータブルホンDを開発した。サテライト ポータブルホンDは、ノートブックパソコンに近い形状で、従来の衛星通信端末を大幅に小型・軽量化し、携帯性を向上させている。

本稿では、製品の概要と主要技術について述べる。

2. N-STARによる移動体衛星通信システムの概要

N-STARによる移動体衛星通信システムの概念を図1に示す。主な特長を以下に述べる。

- (1) 衛星は四つのビームで日本全国及び海上200海里をサービスエリアとしてカバーしている。使用する周波数としては、衛星と移動機(サービスリンク)はSバンド(2.5/2.6GHz)、衛星と基地局(フィーダリンク)はCバンド(4/6GHz)を用いている。
- (2) このシステムでは、衛星移動機同士、衛星移動機-NTT公衆網間、衛星移動機-ドコモ携帯電話間等のサービスが可能である。
- (3) 車載移動機及び可搬型移動機は、ドコモの800MHzデジタル携帯電話網と衛星電話のデュアルモード方式を採用しているため、携帯電話のエリア以外では衛星方式を自動選択できる。
- (4) 衛星はマルチビームの採用によって高効率化されているため、移動機は約10dBiのアンテナ利得で所要の回線マージンを確保できる設計となり、移動機の大幅な小型化・軽量化・低コスト化が可能となった。

3. 製品の概要

サテライト ポータブルホンDは静

止軌道上にあるN-STARと送受信できる衛星通信装置であるが、外観上はノートブックパソコンに近い形状の携帯型端末である。以下にその概要を紹介する。

3.1 特 長

- (1) ノートブックパソコン並みの質量(約2kg)及び小型化(幅204mm×長さ275mm×厚さ41mm)により、携帯性向上を図った。
- (2) 音声はもとより、FAX(G3対応)、データ通信(4,800bps)等の非電話サービスが利用できる。また、これらのサービスは、ポータブルホン同士、ポータブルホンとNTT公衆網間、ポータブルホンとドコモ携帯電話間でも可能である。
- (3) 一般に使われている800MHzデジタル方式携帯電話を標準装備しており、携帯電話の利用可能なエリア内では

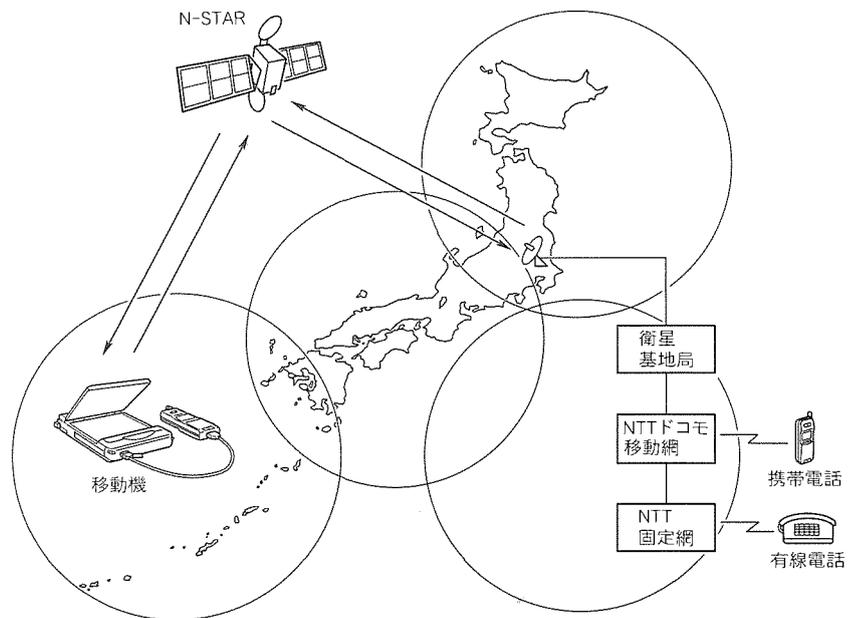


図1. N-STARによる移動体衛星通信システムの概念

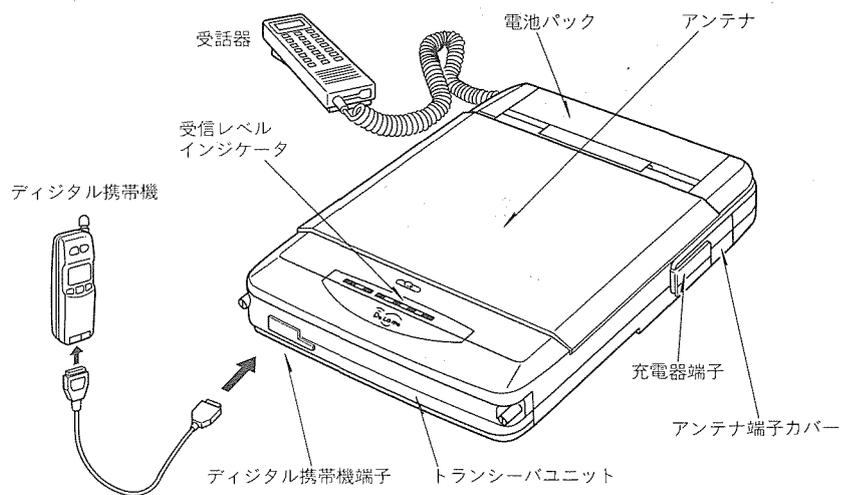


図2. 製品の概要

携帯電話を優先的に選択し、携帯電話で通話できない地域

表 1. 主な仕様

項目	性能	
電氣的性能	周波数	送信帯 2,660~2,690MHz 受信帯 2,505~2,535MHz
	偏波	右旋円偏波 (送受信帯とも)
	アンテナ利得	10dBi以上 (仰角37~61°)
	最大送信出力	2 W
	チャンネル間隔	12.5kHz
	アクセス方式	FDMA/SCPC
	伝送速度	14.0kbps
	変調方式	絶対同期検波 $\pi/4$ シフトQPSK
	音声符号化	5.6kbps PSI-CELP
	バッテリー	NiMH (9.6V) 連続通話 1時間以上 連続待ち受け 6時間以上
機械的性能	寸法	204×275×41 (mm)
	質量	2.0kg
	環境条件	周囲温度 20°C ± 40°C 相対湿度 65% ± 20%

表 2. FAX/データ通信の諸元

項目	諸元
通信方式	データモデム 全二重方式 FAXモデム 半二重方式
通信速度	衛星方式 4,800bps 携帯電話方式 9,600bps
データ規格	ITU-T規格 V.21, V.22, V.22bis, V.32
FAX規格	ITU-T規格 V.21, V.27ter, V.29
プロトコル	データ通信 MNPクラス 4, 5, 10 ITU-T V.42, V.42bis FAX通信 ITU-T V.4, T30

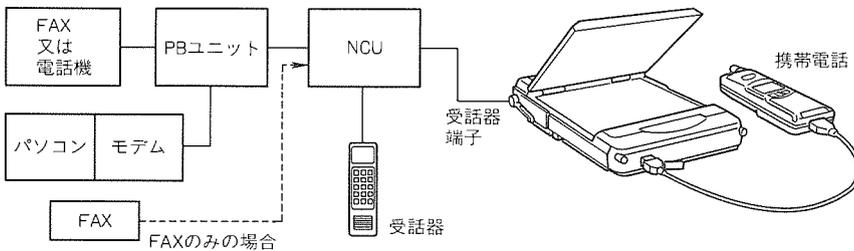


図 3. FAX/データ通信の構成

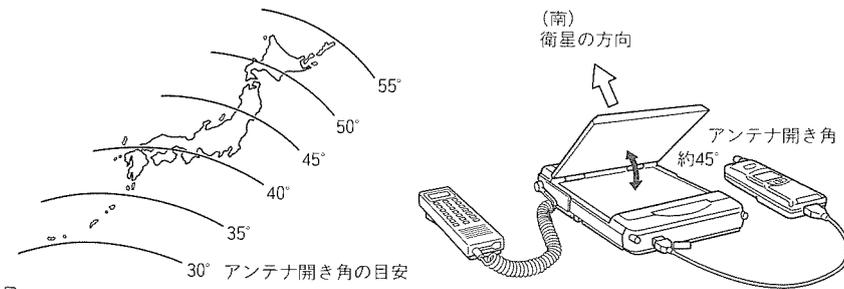


図 4. 衛星ポインティング

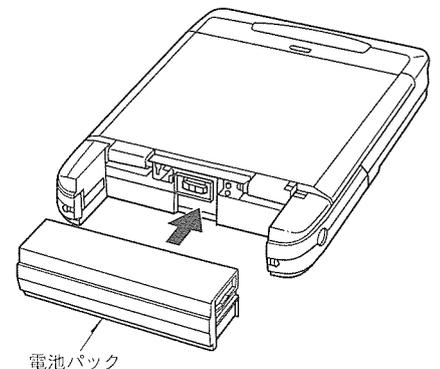


図 5. 電池パックの装着

では衛星方式を自動的に選択するデュアルシステムである。

(4) 省電力設計により、電池パック一つで連続通話1時間以上、連続待ち受け6時間以上を実現している。

(5) 操作方法は携帯電話とはほぼ同じで、携帯電話で親しまれている機能が利用でき、さらに、キャリングケースを始めアクセサリも豊富に用意している。

### 3.2 製品の概要

図 2 に製品の概要を、表 1 に主な仕様を示す。また、以下に概要を述べる。

#### (1) 音声通信

音声通信を行う場合には、衛星方式及び携帯電話方式共に付属の受話器を用いて行う。携帯電話は、衛星移動機から切り離して携帯電話単体としても使用できる。

#### (2) FAX/データ通信

図 3 に示すように、NCU(Network Control Unit)及びPBユニットを用いることにより、FAX、データ通信が利用できる(FAXのみの場合はPBユニットは不要)。

FAX/データ通信の主な諸元を表 2 に示す。

#### (3) 衛星ポインティング

図 4 に示すようにアンテナをほぼ南方向に向けて約45°傾け、本体の受信レベルメータを見ながらレベルが最大となるようにアンテナの水平方向を調整するだけで衛星捕そく(捉)が容易に行える。

#### (4) 電源

ポータブルホン電池パックで動作する。電池パックは、図 5 に示すように、容易に着脱できるような構造としている。また、この製品にはAC急速充電器が標準装備されており、電池パックの充電が可能である(充電時間:標準100分)。さらに、電池パックをポータブルホンに装着したままで充電することも可能である。

## 4. 主要技術

サテライトポータブルホンDの開発に当たっては、携帯性を追求し

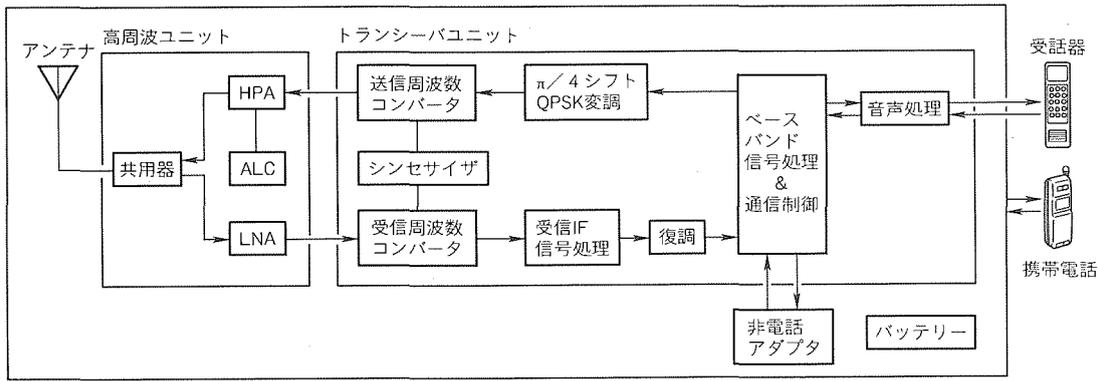


図6. サテライト ポータブルホンDの全体構成

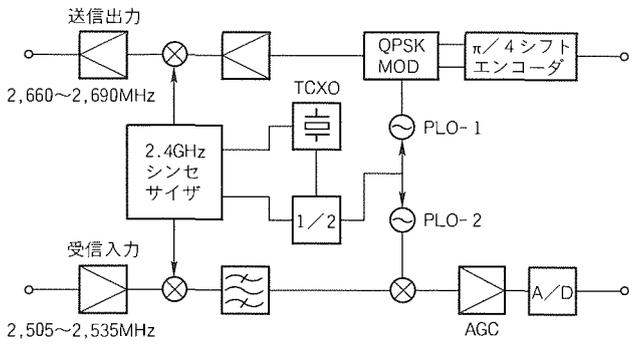
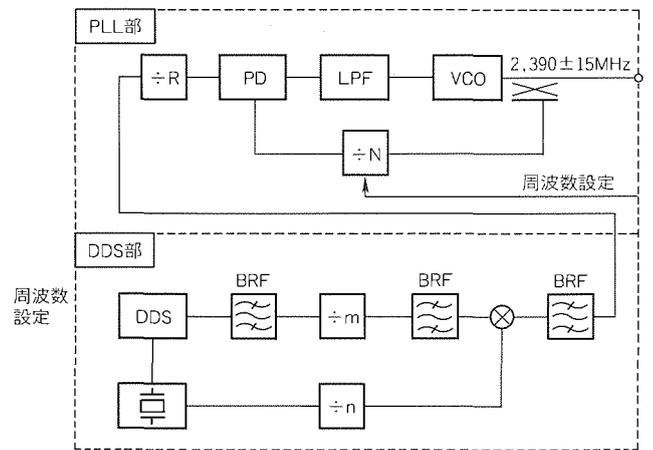


図7. 周波数コンバータの構成



PD : Phase Detector  
LPF : Low Pass Filter

図8. 2同調型DDS駆動PLLシンセサイザ

つつ、音声だけでなくFAXとデータ通信機能を装備した端末を低コストで実現することに主眼を置いた。ここでは、これらの目標を達成するための主要な技術について述べる。

図6に製品の全体構成を示す。この製品はトランシーバユニット、アンテナ・高周波ユニット、バッテリー等で構成される。以下に各部の主要技術について述べる。

#### 4.1 トランシーバユニット

トランシーバユニットは、図6に示すとおり、周波数コンバータ部、シンセサイザ、変復調部、音声処理部、ベースバンド信号処理・通信制御部で構成される。

##### (1) 周波数コンバータ部及びシンセサイザ

図7に周波数コンバータの構成を示す。このシステムに使用される周波数コンバータは、狭帯域な送受信チャンネルに対応できるよう、高い周波数設定精度及び隣接チャンネル間干渉抑圧のため、低位相雑音、低スプリアスであることが要求される。また、今回、衛星からのダウンリンク信号に対して同期検波を行うため、Hzオーダーの高精度のAFCが必要である。

小型で多チャンネル対応が可能なシンセサイザとしてPLL(Phase Lock Loop)シンセサイザが使用されるが、狭帯域な周波数間隔が必要な場合、PLLの収束が低速になり、かつ分周数が高くなるため、位相比較器、ループフィルタの雑音によって出力信号の位相雑音レベルが上がるなどの欠点がある。ここでは、周波数切換え速度や位相雑

音を劣化させることなく狭い周波数間隔のPLLシンセサイザを実現する方法として、直接デジタルシンセサイザ(DDS)をPLLの基準発振器として用いるDDS駆動PLLシンセサイザを採用した<sup>(1)</sup>。

しかし、DDSにも、位相と振幅の量子化誤差、D-A変換器の非線形性等によるスプリアスの問題がある。そこで今回、スプリアス抑制のため、DDSの出力に周波数変換器を設けた2同調型DDS駆動PLLシンセサイザを開発した。構成を図8に示す。

このシンセサイザでは、可変分周器を用いたDDS駆動PLLシンセサイザの出力周波数をPLLの可変分周器によって粗同調し、粗同調の周波数間隔の1ステップの範囲をDDSによって微同調する構成とした。主要な性能を表3に示す。

##### (2) 変復調部、及び音声、ベースバンド信号処理部

変調部は市販のπ/4シフトDQPSK(Differential Quadrature Phase Shift Keying)エンコーダ、差動絶対位相変換器、直交変調器で構成し、小型化と低消費電力化を図った。

復調部は、π/4シフトQPSKの絶対同期検波を実現する

表 3. 周波数シンセサイザの主要性能

項目	性能
周波数	2,375~2,405MHz
周波数安定度	1×10 <sup>-6</sup> 以下
チャンネル周波数間隔	12.5kHz
AFC微調周波数	1.0Hzステップ
スプリアスレベル	55dBc以下

ためにIFサンプリング方式を採用し、DSP(Digital Signal Processor)による完全デジタル方式を実現した。受信信号は、受信周波数変換部でIF信号に変換された後、IFサンプリング処理され、直交検波される。キャリア再生には、適応フィルタを応用した同期検波復調方式を用いた。

変復調部、ベースバンド処理部、及び音声コーデックは、二つのDSPで構成されている。

図9に、DSP及びLSIに組み込まれた機能を示す。

#### 4.2 アンテナ・高周波ユニット

アンテナ・高周波ユニットは、主にアンテナ部、送受分波器、送信増幅部、受信増幅部、送信出力制御回路、I/F回路、きょう(筐)体で構成される。アンテナ・高周波ユニットの構成ブロック図を図10に、性能一覧を表4に示す。

以下に各部の主な特長を示す。

##### (1) アンテナ部

アンテナ部は、2点給電円形マイクロストリップアンテナを用いた4素子シーケンシャルアレーアンテナを採用することにより、197mm×163mm×9mmという小型・薄型化を図っている。アンテナ放射パターンを図11に示す。所要利得10dBiを満足するビーム幅が約30°と広いため、アンテナを45°傾けた状態で、水平方向のみの方向調整で使用可能である。

##### (2) 送受分波器

ブリッジ結合ストリップ線路形有極フィルタと容量結合ストリップ形帯域阻止フィルタの組合せによって構成した送受分波器を新たに開発し、小型化・高アイソレーション化を図った。開発した送受分波器は、体積29cc、挿入損失0.8dB以下、VSWR(Voltage Standing Wave Ratio)1.5以下、送受間アイソレーション60dB以上の特性を実現している。

##### (3) 送信増幅部

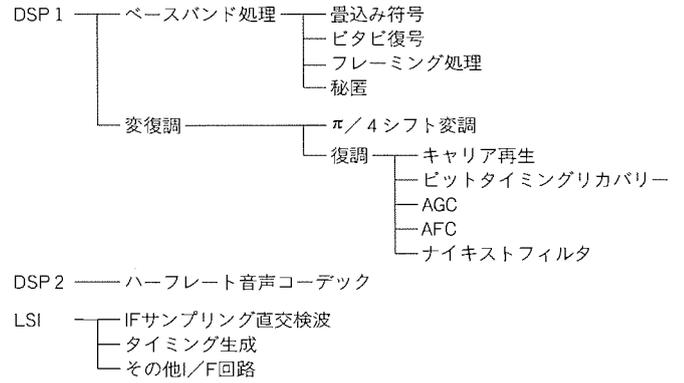


図 9. DSP及びLSIの機能

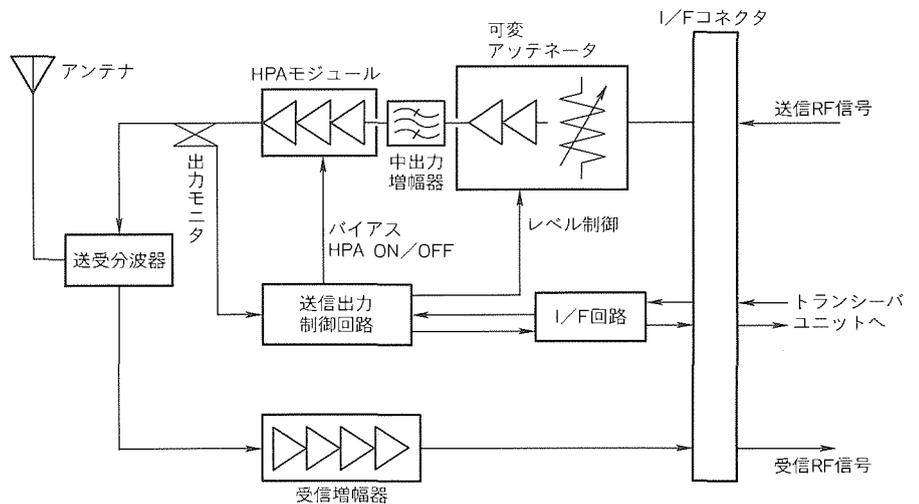


図10. アンテナ・高周波ユニット構成ブロック図

表 4. アンテナ・高周波ユニットの性能

アンテナ部	
項目	性能
利得	10dBi以上 (ビーム幅30°)
偏波	右旋円偏波
送信増幅器	
項目	性能
送信周波数	2,660~2,690MHz
最大送信出力	33dBm+20%, -30%以内
送信出力制御範囲	0 dB, -2 dB, -4 dB, -6 dB
隣接チャンネル漏洩電力	-28dBc以下 (12.5kHz離調)
	-48dBc以下 (25.0kHz離調)
キャリアオフ時漏洩電力	最大送信出力に対して60dB以下
占有帯域幅	14kHz以下
スプリアス発射強度	-53dBc以下
受信増幅部	
項目	性能
受信周波数	2,505~2,535MHz
雑音指数	1.0dB以下

送信増幅部は、中出力増幅器、可変アッテネータ、高出力増幅器(HPAモジュール)で構成される。HPAモジュールの開発に当たっては、コスト削減と小型化を目指し、

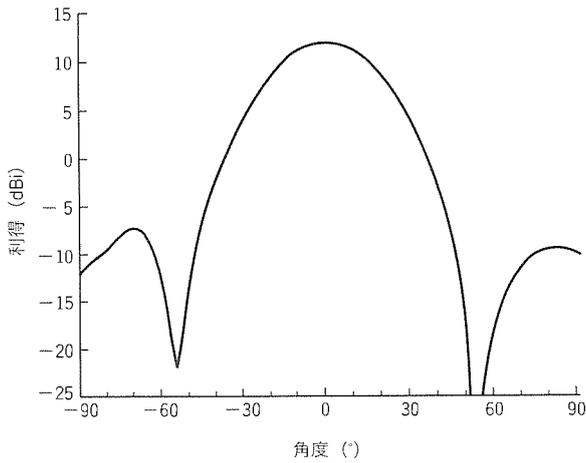


図11. アンテナ放射パターン

FETをチップキャリアに実装したキャリアパッケージタイプのFETを使用するとともに、従来2.6GHz帯などの比較的高い周波数では実績のなかったチップキャパシタ、チップ抵抗などの集中定数エレメントを用いた回路構成とした。その結果、FET3段構成として、基板サイズ34mm×12mm、出力電力34dBm時に、利得26dB以上、隣接チャネル漏えい(洩)電力-28dBc以下を実現している。

(4) 送信出力制御回路

送信出力制御回路は、送信出力レベルが送信増幅部への入力レベルの変動又は送信利得の温度変動によらず一定になるように制御を行うフィードバック回路であり、送信出力を検出する検波ダイオードと、可変アッテネータの減衰量を制御する信号を出力する差動増幅回路で構成される。出力レベルは、トランシーバユニットからの制御信号により、+33, +31, +29, +27dBmの4レベルに切り替えが可能である。

(5) 受信増幅部

超低雑音HEMTを用いた4段構成であり、2.5GHz帯においてNF1.0dB以下を実現している。

(6) 筐体構造

製品の外観はノートパソコンに近い形状で、アンテナ部は液晶パネル部に対応したデザインとしている。外形寸法は(幅)204mm×(長さ)275mm×(厚さ)41mmで、A4サイズより小さいサイズを実現するとともに、小型軽量感を出すために、筐体コーナーには丸みを設けるなどの工夫を施している。設計には三次元CADを利用し、内部実装部品の高密度化を実現し、全体形状デザインを細部まで具現化を図ることができた。筐体は、軽量化実現のためプラスチック成形(材料は耐熱ABS樹脂)とし、肉厚は1.2mmの薄肉としている。薄肉成形による問題点を試作段階で改良するために、三次元データから紙造形モデル及び真空成形によるポリウレタン樹脂成形品を製作し、剛性、偏肉、実装部品干渉等のチェックを実施し、製品化までの期間短縮を図った。

5. む す び

通信衛星“N-STAR”による移動体衛星通信システムで使用される可搬型移動機“サテライト ポータブルホンD”を開発した。本稿ではその製品概要と主要技術について述べた。

この製品は、衛星通信のメリットを生かしながら従来の衛星通信装置に比べて格段に小型・軽量化されて携帯性が大幅に向上し、かつ音声以外に、FAX、データ通信も利用できるなど機能の充実を図っている。

三菱電機は、今回の開発を生かし、今後とも移動体衛星通信の更なる発展に貢献していく所存である。

参 考 文 献

(1) 伊東健治, 田島賢一, 西村修司, 飯田明夫: 周波数変換器を用いた2同調形低スプリアスDDS駆動PLLシンセサイザ, 信学論(B-II), J79-B-II, No.7, 353~362 (1996)

# 公共業務用 デジタル移動通信システム

関 直樹\* 三瀬敏生\*  
林 亮司\*\* 出先芳人\*  
久米栄子\*

## 要 旨

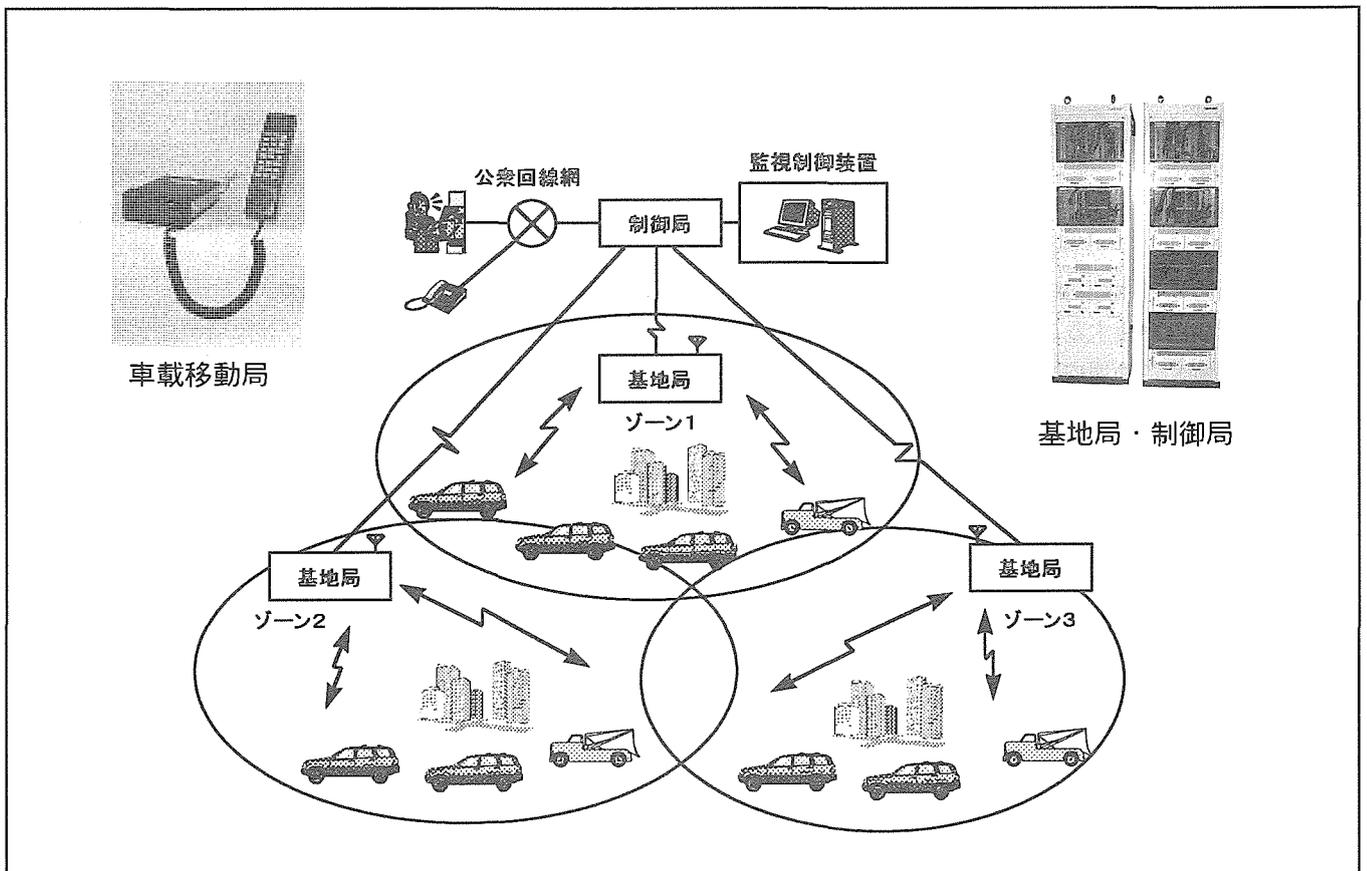
公共業務用(国, 電力, ガス, 上下水道, 消防・救急, 鉄道等)の移動通信システムのデジタル化が電気通信技術審議会から答申(1993年4月)され, 郵政省令(同年11月)によって告示された。

これを受けて三菱電機では, 時分割多元接続(Time Division Multiple Access: TDMA)方式の公共業務用デジタル移動通信システムを開発した。このシステム概要とサブシステムの詳細について紹介する。

制御局・基地局は標準規格に勝る機能を実現し, 車載移

動局は小型軽量化を図った。引き続き, 周波数分割多元接続(Frequency Division Multiple Access: FDMA)方式のシステムについての開発も行い, 最適なシステムを構築できるようにする。

他の周波数帯を含めた公共業務用デジタル通信システムの法整備が順次進展する見通しであり, 公共機関を中心として, 急速にこのシステムの普及が図られるものと考えられる。



## 公共業務用デジタル移動通信システム

このシステムは基地局設備及び移動局設備で構成され, 基地局-移動局間又は移動局-移動局間で通信を行う。制御局は基地局と指令卓, PBX等の間にあって, 移動無線回線と地上回線の接続制御を行う。

## 1. ま え が き

電気通信技術審議会の答申('93年4月)では、公共業務用(国、電力、ガス、上下水道、消防・救急、鉄道等の公共・公益事業)における狭帯域アナログ方式の移動通信システムについては、周波数の有効利用と通信の高度化を図るため、デジタル化が望ましいとされた。

この答申を受けて告示された省令に対応した公共業務用デジタル移動通信システムとして、400MHz帯の電波を使用したデジタル変調方式とTDMA方式を採用した規格(RCR STD-39)<sup>(1)(2)</sup>が、(財)電波システム開発センター(現、(株)電波産業会)によって制定された。

本稿では、この規格に沿った当社の公共業務用デジタル移動通信システム、並びに今回開発した制御局、基地局、及び移動局の各装置について述べる。

## 2. 公共業務用デジタル移動通信システムの概要

### 2.1 システム構成

システム構成を前ページに示す。公共業務用デジタル移動通信システムは、複数の基地局装置(以下“基地局”という。)、それらの基地局に割り当てるチャンネルの制御及び基地局間の接続制御を行う制御局装置(以下“制御局”という。)、基地局を介して通信を行うユーザーの無線局(指令装置、移動局で構成される。以下“移動局”という。)、で構成される。通信インフラは基地局及び制御局で構成され、これを中継局装置と呼ぶ。

基地局と制御局とはスター結線構成からなり、移動局はすべての基地局ゾーンの移動局と通信することができる。また、制御局にPSTN(Public Switched Telephone Network)接続装置を内蔵することにより、移動局は、制御局を介して自営通信の範囲内で一般電話機と通信することができる。

### 2.2 サービス機能

今回開発した公共業務用デジタル移動通信システムは、サービス機能として、以下の機能を備えている。

#### (1) 個別通信

移動局から特定の1移動局又は一般電話機を呼び出し、1対1の通信ができる。

#### (2) グループ通信

移動局から複数の移動局をグループ選択で呼び出し、1対複数の通信ができる。

#### (3) 同報通信

全移動局(通信中の移動局は除く。)を呼び出し、基地局から移動局への片方向の通信を行うことができる。

#### (4) メッセージ伝送

定型文字メッセージを伝送することができる。また、自由文字メッセージを伝送することもできる。

#### (5) データ伝送

移動局にパソコンや携帯情報端末等のデータ通信端末を接続してデータ伝送ができるように、インタフェースを持っている(RS-232C等)。

#### (6) モニタ接続

移動局の状況を把握するため、移動局間の通話内容をモニタすることができる。

#### (7) ハンドオフ

通信中の移動局がある基地局ゾーンから隣接の基地局ゾーンへ移動した場合、通信を終了することなく、通信を隣接基地局ゾーンへ切り換える。

#### (8) 追跡接続

制御局は、常に移動局の所在する基地局ゾーンを把握しており、所在する基地局ゾーンでの呼接続を自動的に行う。

#### (9) 通信時間の制限

通信時間の制限を設けることにより、基地局は制御局からあらかじめ通知された通信時間に達すると、無線チャンネルを解放し、他の通信を可能とする。

#### (10) 制御チャンネル通信

通話チャンネルがすべて使用状態となった場合、一時的に制御チャンネルを通話チャンネルとして割り当て、空き通話チャンネルができるまで通話用に使用できる。

#### (11) 障害時の基地局折り返し通信

制御局又は基地局と制御局間の回線に障害を生じた場合、基地局折り返しによる移動局相互の通信ができる。

#### (12) 緊急連絡

非常災害等において緊急連絡を行うために、一般の通信より優先的に基地局・制御局と通信することができる。

#### (13) 通信統制

緊急時等において、基地局及び移動局の発呼規制、通話時間制限、強制一斉指令等の通信統制が可能である。

## 2.3 システム仕様

公共業務用デジタル移動通信システムの概略仕様は以下のとおりである。

(1) 無線周波数帯：400MHz帯(335.4~470MHz)

(2) キャリア周波数間隔：25kHz

(3) 変調方式： $\pi/4$ シフトQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)方式

(4) アクセス方式：下り(基地局→移動局) TDM(Time Division Multiplex)

上り(移動局→基地局) TDMA

(5) 多重数：4

(6) 伝送速度：32kbps

(7) 音声符号化速度：誤り訂正を含め6.4kbps以下

## 3. 中継局装置

### 3.1 装置構成及び概要

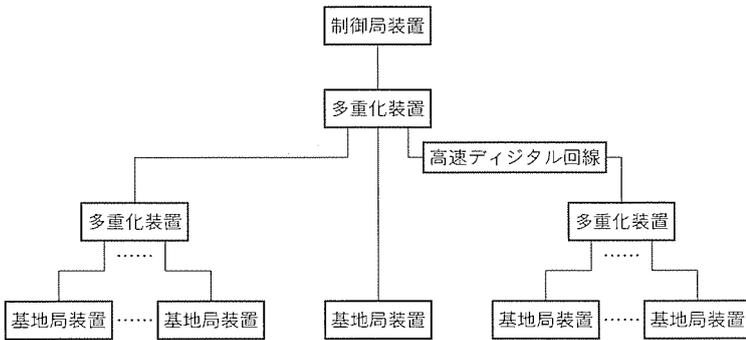


図1. 中継局ブロック構成

中継局装置のブロック構成を図1に、中継局装置の外観を図2に示す。

中継局装置は、最大4キャリア(16チャンネル)の送受信部が実装可能で、移動局との無線通信又は移動局同士の無線中継を行う基地局と、最大16局の基地局と接続され基地局間の呼接続などを行う制御局で構成される。

3.1.1 制御局装置

制御局装置は、呼接続制御や回線制御を行う制御部と、中継する信号を切り換える共通部で構成される。電源、ファンが各部に実装されており、電源は信頼性を考慮して二重化している。

(1) 制御部

制御部は、信頼性向上のために制御部現用系(0系)と制御部待機系(1系)を備えて二重化しており、呼接続制御や回線制御、接続された基地局の管理、移動局の管理(認証や付加サービスの有無)等を行っている。

(2) 共通部(共通部1~3)

共通部1は、1個のCPUで基地局間で中継する信号を切り換える回線切換えを行っている。また、制御部0系/1系の共通アクセスボードとして、基地局との通信を行うゾーン間接続用ボード(ZNIF)、公衆回線との通信を行うPSTN接続用ボード(PTIF)、各種タイミング生成用のボード等を実装している。

3.1.2 基地局装置

基地局装置は、最大4キャリア(16チャンネル)実装の送受信ユニット、呼接続制御や回線制御を行う制御部、及び中継する信号を切り換える共通部で構成される。電源、ファンが各部にそれぞれ実装されており、制御部・共通部に実装される電源についてはシステムの信頼性に配慮して二重化している。また、制御局と接続せずに基地局単独での運用(スタンドアロン)も可能である。

(1) 送受信ユニット

送受信ユニットは、送受信部、電力増幅部、及び電源部で構成される。

(2) 制御部

制御部は、信頼性向上のために制御部現用系(0系)と制

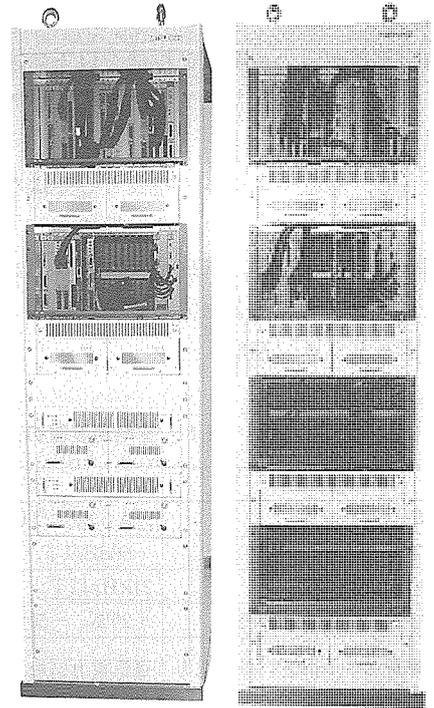


図2. 中継局装置の外観

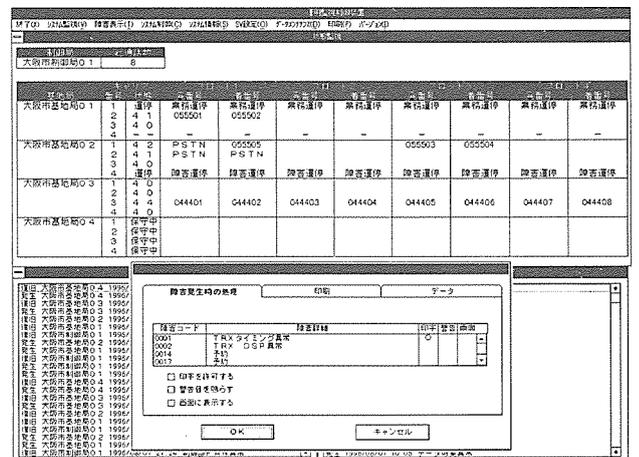


図3. 監視制御装置の画面例

制御部待機系(1系)を備えて二重化しており、呼接続制御や回線制御等を行っている。

(3) 共通部

共通部は、基地局で中継する信号を切り換える回線切換えを行っている。また、制御局との通信を行うZNIFや、公衆回線に接続するPTIFを実装している。

3.1.3 監視制御装置

監視制御装置は、CPU部、ディスプレイ、プリンタ、キーボードで構成される。

制御局と有線で接続することにより、制御局・基地局の遠隔監視機能、保守用機能、通話記録収集、ユーザー管理を実現している。

監視制御装置の画面例を図3に示す。

3.2 特長及び機能

この中継局装置の特長及び機能を以下に述べる。

(1) システム機能として、2.2節で述べたサービス機能を持っている。

このうち、当社システムの特長としては次のものがある。

(a) 基地局スタンドアロン運用機能

制御局と接続せず、基地局だけのスタンドアロンでのシステム運用を可能としている。

(b) ホットライン通話

緊急連絡については、更にレベルを上げ、VIP用通信としてホットライン通信を可能としている。

(c) モニタ、割込み通話機能

移動局間の通信のモニタのみならず、その通信に後追い参入しての割込み通話を可能としている。

(2) 制御局及び基地局とも、前面保守が可能な構造としている。

(3) 監視制御装置は、中継局の装置状態の監視、中継局のシステム運用状況の監視、通信記録収集、ユーザー管理(移動局の登録及び削除など)等の機能を持っている。

表 1. 基地局装置の送信部性能

項目	規格	備考
1 周波数許容偏差	$\pm 0.5 \times 10^{-6}$ 以内	
2 スプリアス発射強度	-60dB以下、又は2.5 $\mu$ W以下	
3 占有周波数帯幅	21kHz以下	
4 空中線電力の許容偏差	+20%, -50%以内	
5 隣接チャネル漏えい(洩)電力	送信電力に対して-55db以下	$\pm 25$ kHz離れ 受信帯域幅 $\pm 9$ kHz
6 伝送速度精度	$\pm 5.0 \times 10^{-6}$ 以下	
7 変調精度	12.5%以下	
8 きょう(筐)体輻射	2.5 $\mu$ W以下	

表 2. 基地局装置の受信部性能

項目	規格	備考
1 受信感度(静特性)	6.0dB $\mu$ 以下 (BER=1%)	(規格感度)
2 受信感度(フェージング)	10.0dB $\mu$ 以下 (BER=3%) (ノンダイバシティ受信)	
3 スプリアスレスポンス	53dB以上 (規格感度+3dBとの比)	
4 隣接チャネル選択度	42dB以上 (規格感度+3dBとの比)	
5 相互変調特性	53dB以上 (規格感度+3dBとの比)	
6 副次的に発する電波の強度	4 nW以下	
7 バースト受信タイミング	共通スロット基準受信タイミングに対して 受信可能範囲は-45~-712 $\mu$ sとする	
8 筐体輻射	1 GHz以下: 4 nW以下 1 ~ 3 GHz: 20nW以下	

表 3. 移動局装置の主な仕様

項目	仕様
1 送受信周波数	400MHz帯
2 空中線電力	2 W
3 送受信間隔	18MHz
4 キャリア周波数間隔	25kHz
5 変調方式	$\pi/4$ シフトQPSK方式
6 伝送速度	32kbps
7 アクセス方式	TDMA方式
8 多重数	4
9 フレーム長	40ms
10 音声符号化速度	6.4kbps
11 電源電圧	DC+13.8V $\pm 10\%$
12 使用温度	-10~+50 $^{\circ}$ C
13 外形寸法(本体,突起物含まず。)	(W) 120 $\times$ (D) 194 $\times$ (H) 44 (mm)
14 質量(本体)	1.5kg

3.3 装置性能

基地局の送信部性能を表1に、受信部性能を表2に示す。

4. 移動局装置

移動局装置の外観を図4に示す。

4.1 特長と機能

この移動局装置は、以下の特長及び機能を持っている。

(1) 小型軽量である。

(2) 操作部と表示部をすべてハンドセットに集中させたことにより、操作性が高く、かつ本体の設置場所の自由度が高い。

(3) 個別、グループ、一斉、PSTN接続のセレコール機能を持っている。

(4) 複信機能、半複信機能、文字メッセージ伝送機能(最大96文字、62文書)、メモ録音機能、不在着信機能、短縮ダイヤル機能、相手局番号表示機能、ハンドオーバー機能、自動パワーOFF



図 4. 移動局装置の外観

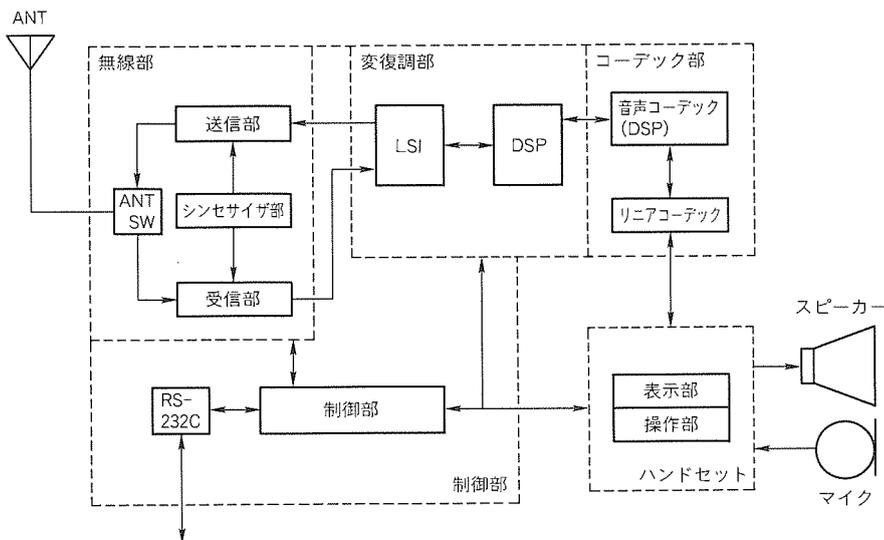


図 5. 移動局装置の全体ブロック図

機能など多彩な機能を装備している。

(5) データ通信等に活用できるRS-232C外部インターフェースを標準装備している。

#### 4.2 仕様と全体構成

移動局装置の主な仕様を表 3 に、移動局全体のブロック図を図 5 に示す。移動局装置は、移動局本体とハンドセットで構成される。移動局本体は信号制御部と無線部の基板 2 枚構成となっており、ハンドセットは操作部と表示部からなる 1 枚基板で構成している。

#### 4.3 信号制御部

##### (1) 変復調部

変復調に関する信号処理及び誤り訂正、チャンネルコーディングについては、LSIとDSP(Digital Signal Processor)で分担処理している。変調部は、制御部からのレイヤ 2 情報を元に、DSPでスクランブルとチャンネルコーディングを行い、LSIで波形生成を行っている。復調部は、受信部からのリミッタ波形をLSIで遅延検波によって復調し、DSPで判定している。また、同時にLSIで位相誤差情報を生成することにより、制御局の送信周波数に追従するための送信AFC(Automatic Frequency Control)制御を行っている。

##### (2) コーデック部

音声処理は、リニアコーデックICでA/D, D/A変換を行い、音声コーデックDSPで符号化、復号、誤り訂正等を行っている。

##### (3) 制御部

通信制御及び無線機制御は、16ビットCPUで処理しており、レイヤ 2, レイヤ 3 及びアプリケーション処理を行っている。

#### 4.4 無線部

##### (1) 送信部

信号制御部で生成されたデジタル信号( $\pi/4$ シフトQPSKのI, Q信号)を演算部で直交変調し、PAモジュールで平均出力 2 Wに増幅して送信する。

##### (2) 受信部

アンテナからの受信波をリミッタによって(矩)形波に変換して信号制御部へ伝送する。1st IFバンドパスフィルタ(Band Pass Filter: BPF)は、安定度が高く実績のあるクリスタルフィルタを使用している。2nd IFBPFには、群遅延特性の良いセラミックフィルタを使用することにより、隣接チャンネル選択度 42dBを実現している。

#### 4.5 操作部, 表示部

ハンドセットは、マイク、レシーバ、スピーカー、プレストークスイッチ、テンキー部、LCD(液晶)表示部、それらを制御する 8 ビットCPUで構成されている。

### 5. むすび

以上のとおり、業務用無線システムのデジタル化、高機能化をターゲットとした移動体通信システムを開発することができた。

このシステムは、当社の他の無線系通信システム(マイクロ波多重無線システム, 業務用無線システム等)及び有線系通信システム(多重化装置, 交換機)と接続することにより、デジタル移動体通信ネットワークシステムを構成することが可能である。また、動態管理システムや無線データ伝送システムの車載端末装置及びホストコンピュータシステムと接続し、多彩なユーザーニーズに対応したシステムを提供することも可能である。

さらに引き続き、周波数分割多元接続(FDMA)方式のシステムについての開発も行い、最適なシステムを構築できるようにする。

#### 参考文献

- (1) 電波システム開発センター：公共業務用デジタル移動通信システム研究開発報告書 RCR TR-48 (1993)
- (2) 電波産業会：公共業務用デジタル移動通信システム標準規格 RCR STD-39A (1996)

# 移動体通信機器における構造CAE

## 要旨

通信機器の高密度実装化，開発工期の短縮，価格競争の激化等に伴い，構造設計においても，過去の経験やカットアンドトライに頼らない設計が必要となっている。

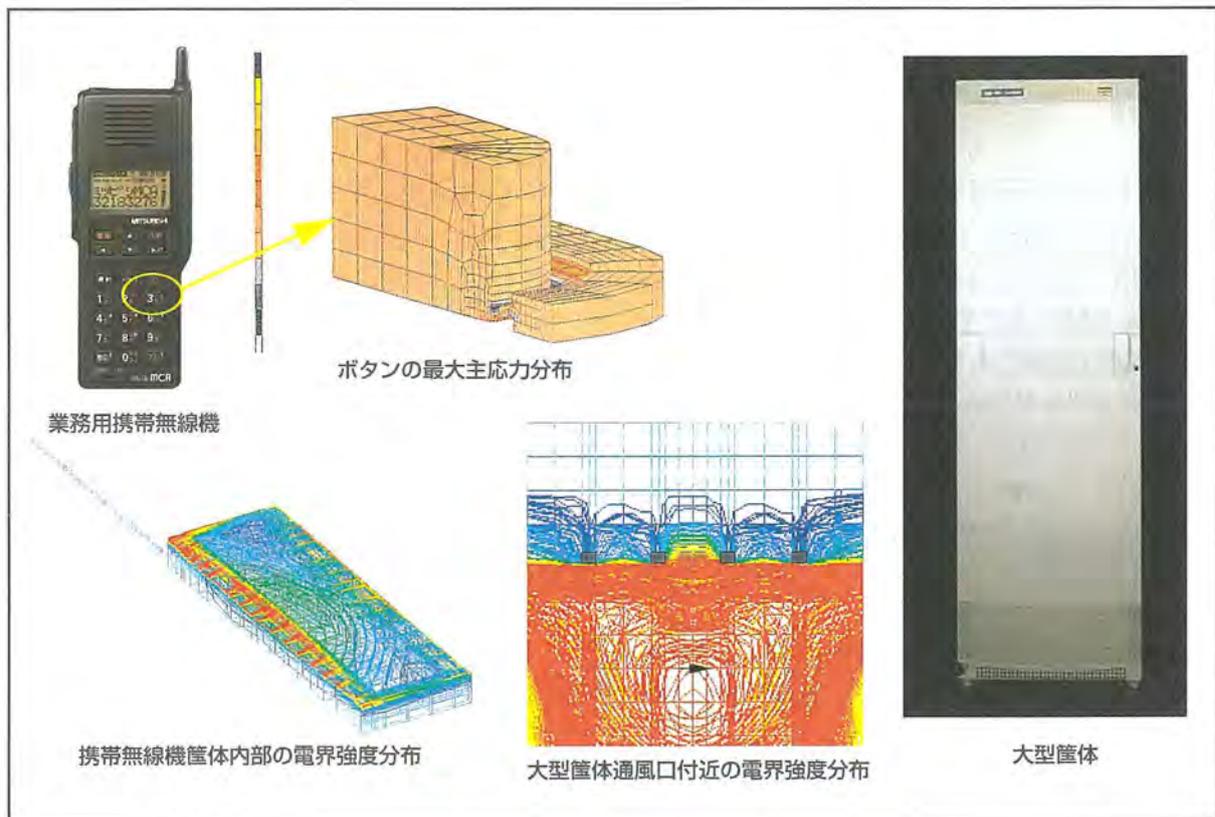
現在，機器の開発・設計において，熱流体解析・EMI解析・構造解析などにCAEを適用し工学的手法による解析とシミュレーションを行って，設計の効率化，製品の品質向上を図っている。

本稿では，その中から，EMI解析事例と操作ボタン大変形解析事例について述べる。

EMI解析では，三次元の有限要素法電磁界解析ツール“MAGNA/EMI”を使用し，携帯無線機のアンテナから

放射する電磁波がきょう(筐)体内部に回り込む現象と大型筐体に設けられている通風用の穴からの電磁波の漏れを把握し，設計段階でシールド構造の検討を行うことができた。

また，操作ボタンの大変形解析については，三次元の有限要素法汎用構造解析ツール“MARC”を使用し，ボタン部のクリック率(ボタンを押した時の感覚)と反力が，形状と硬さによってどのような影響を受けるかを解析し検討した結果，クリック率が18%で実測値とほぼ一致し，さらにスカート部の形状，ベースの固定法などの最適設計が可能となった。



業務用携帯無線機と大型筐体の電磁波強度分布と最大主応力分布図

図は，業務用携帯無線機の筐体内部にアンテナから放射される電磁波が回り込まれたときの強度分布，ボタンに押圧を与えた際ボタンに加わる最大主応力分布，及び大型筐体内部のシールド板付近の電界強度分布を示す図である。

## 1. ま え が き

通信機器の高密度実装，開発工期の短縮，価格競争の激化などに伴い，構造設計においても，過去の経験やカットアンドトライに頼らない設計が必要となっている。

現在，機器の開発・設計において，熱流体解析・EMI解析・構造解析などにCAEを適用し工学的手法による解析とシミュレーションを行って，設計の効率化，製品の品質向上を図っている。

本稿では，その中から，携帯無線機のアンテナから放射する電磁波が筐体内部に回り込む現象と大型筐体に設けられている通風用の穴からの電磁波の漏れを有限要素法電磁界解析ツール“MAGNA/EMI”を適用しシミュレーションを行ったEMI解析事例，及び業務用携帯無線機のボタン部の形状と材料の硬さがクリック率(ボタンを押した時の感覚)と最大反力にどのように影響を与えるのかを有限要素法汎用構造解析ツール“MARC”によって解析し検討した大変形解析事例について述べる。

## 2. EMI解析事例

### 2.1 解析手法と原理

使用した三次元の有限要素法電磁界解析ツールMAGNA/EMIは，三菱電機(株)先端技術総合研究所と(株)CRC総合研究所が共同開発したものである。

解析の出発点は，渦電流・変位電流の項を含んだマクスウェルの方程式(Maxwell's Equations)にあり，

$$\text{rot}\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = 0 \quad (\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}) \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\text{rot}\mathbf{H} - \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \mathbf{J} \quad (\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E}) \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\text{div}\mathbf{D} = \rho \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$\text{div}\mathbf{B} = 0 \quad \dots\dots\dots (4)$$

これに，磁気ベクトルポテンシャル $\mathbf{A}$ ，電気スカラーポテンシャル $\phi$ を導入し，

$$\mathbf{B} = \text{rot}\mathbf{A} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \text{grad}\phi \quad \dots\dots\dots (6)$$

と定義し，式(2)，式(3)に代入した $\mathbf{A}$ ， $\phi$ に関する連立2階の微分方程式を有限要素法で離散化して解いた。ここで式(1)，式(4)は自動的に満たされている。

この解析の特徴としては，

- (1) 誘電率 $\epsilon$ ，透磁率 $\mu$ ，導電率 $\sigma$ など，実際の物理定数を入れて解析できる。
- (2) 三次元の現実に近い形状で解析できる。
- (3) いわゆるニアフィールドでもファールドでもない中間的な距離の問題を，近似なしに解ける。
- (4) 電磁波の放射・反射・回折・共振などの物理現象は，

自動的に考慮される。

などが挙げられる。

今回行った解析の節点数は，空気の領域を入れて10,000程度であった。

### 2.2 携帯無線機の解析事例

#### 2.2.1 設計にかかわる基本特性

携帯無線機はフロントとリアからなるケースで基板をシールドする構造となっているが，工作上ケース間にわずかなすきま(スリット)ができ，アンテナから放射する電磁波が筐体内部に回り込み，変調精度を劣化させる。対策として，ケース間にばねを取り付けているが，このばねの取付けピッチと回り込みの関係を把握するため，EMI解析を行った。

#### 2.2.2 解析モデル

携帯無線機の実寸にほぼ合わせて外形を47mm×147mm×12mmとし，筐体は，フロントとリアの二つのシールドケースで構成され，そのケース間の全周に0.4mmのすきまがあると仮定した。ばねのシールド効果を検討するために，ピッチを5mm，10mmの場合で解析を行った(図1)。

ノイズ源は，携帯機の基本周波数である1.5GHzで振動する電子双極子を二つの有限要素構成接点の電気スカラーポテンシャルの値と振動周波数を規定することで入力した。また，ケースに蒸着されているアルミの厚み $t$ を5 $\mu\text{m}$ ，導電率 $\sigma$ は $5.8 \times 10^7 \text{S/m}$ ，誘電率は全解析空間で自由空間の誘電率 $\epsilon_0$ とした。

#### 2.2.3 解析結果

ケース間のスリットから電磁波の回り込む原因は，ケース表面にノイズ源から発生した電磁波によって渦電流が流れることにある。完全に筐体で覆われていれば電磁波が回り込むことはないが，細いスリットがあると渦電流がう(迂)回しきれずスリット内を変異電流が流れる。スリットは直接筐体内部の空間とつながっているため，スリット内の変異電流は筐体内部に磁場を作り，電磁波として図2のように回り込むこととなる。

図3は，筐体内部の電界強度をケース間にスリットがな

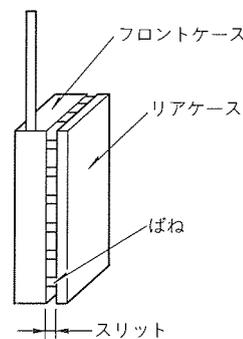


図1. 解析モデル

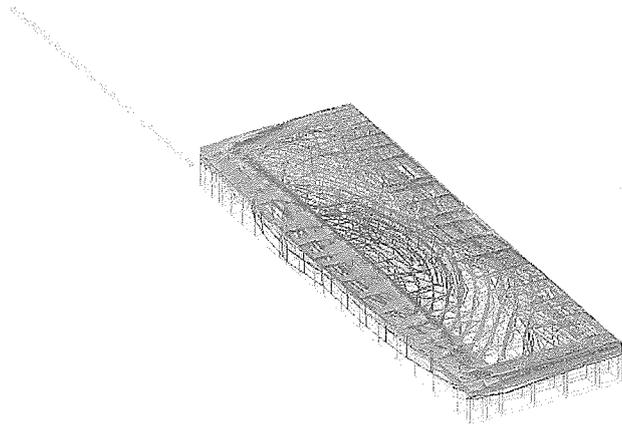


図2. 解析結果

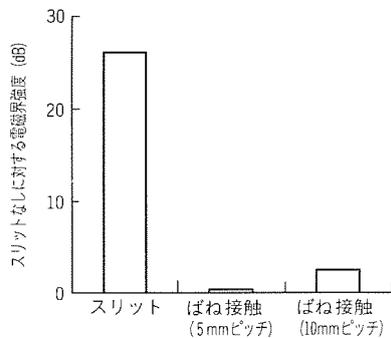


図3. ばねのピッチと電磁界強度

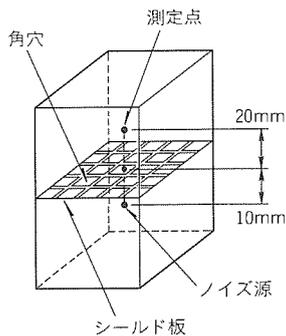


図4. 解析モデル

い電界強度を 0 dBとして表したものである。ケース間にばねを取り付けた場合、ピッチ間10mm程度まで、電磁波の回り込みを遮へいできることが分かった。

### 2.3 大型筐体の解析事例

#### 2.3.1 設計に関する基本特性

次に、大型筐体のEMI解析事例について述べる。

近年、大型筐体の外装部品は、コスト低減、軽量化、意匠性の面から、樹脂成型品化が進められている。このため装置のEMI対策を筐体内部で行っているが、一方、熱対策のため筐体には通風口を設けなければならない。

今回、シールド板に設けた通風用の穴のサイズによる電磁波の漏れについて、シミュレーションを行い検討した結

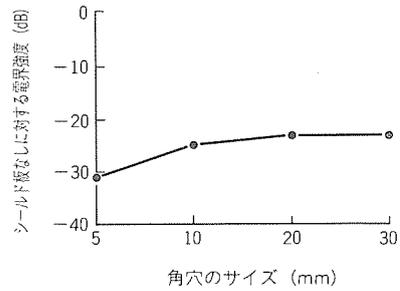


図5. 角穴のサイズと電磁波の漏れ

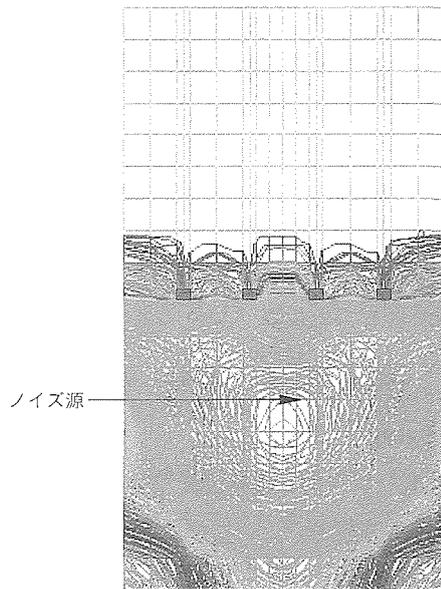


図6. 電磁波の強度分布

果をここで述べる。

#### 2.3.2 解析モデル

基板上のノイズ源に対し、図4に示すように、ノイズ源から10mm離れた所に板厚1mmのシールド板を設置し、シールド板に設けられた角穴の1辺が5mm、10mm、20mm、30mmのときの電磁波の漏れ量を解析によって求めた。ノイズ源の周波数を100MHzとし、シールド板の導電率 $\sigma$ は $5 \times 10^7 \text{ S/m}$ 、誘電率は全解析空間で自由空間の誘電率 $\epsilon_0$ とした。

#### 2.3.3 解析結果

通常、導波管のようなものでは、穴の径が波長と同程度以上の大きさを持たなければ電磁波は伝わらないが、シールド板の厚みは1mmと薄く、ノイズ源とシールド板の距離が10mmと近いため、電磁波は平面波ではなく球面波に近いなどの理由から電磁波は漏れる。

図5は、シールド板から20mm離れた位置での電界強度を、シールド板のないときを0dBとして表したものである。解析結果から、漏れ量を-30dB以上に遮へいするためには角穴を5mm以下にしなければならないことが分かった。図6は、角穴が5mmのシールド板を設置したとき

の電磁波の強度分布を示す。

### 3. 構造解析事例

#### 3.1 座屈(大変形)の解析手法と原理

次に、操作ボタンのクリック率と反力について構造解析を行った事例について述べる。

解析は三次元の有限要素法構造解析ツールMARCの大変形解析を使用した。大変形解析の剛性マトリックスは、

$$dF = (K_0 + K_1 + K_2) du \quad \dots\dots\dots (7)$$

$K_0$  : 微小変位剛性マトリックス

$K_1$  : 初期応力剛性マトリックス

$K_2$  : 初期変位剛性マトリックス

$$K_0 = \int_V B_L DB_L dV \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$K_1 = \int_V B_N \sigma dV \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$K_2 = \int_V (B_L DB_N + B_N DB_L) dV \quad \dots\dots (10)$$

$B$  : 形状関数マトリックス

$D$  : 応力-ひずみマトリックス

L : Linear

N : Non Linear

の連立方程式を解く。 $K_0$ は微小変位の線形剛性マトリックスであり、 $K_1$ 及び $K_2$ は初期形状を参照する変位を含む非線形のマトリックスである。 $B_N$ はラグランジェ式による。ここで、操作の押圧 $dF$ を与えるのではなく強制変位 $du$ を与えた。この解析の全節点数は1,280程度であった。

#### 3.2 操作ボタンの解析事例

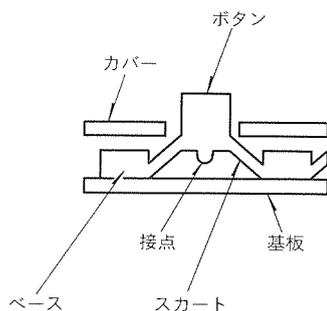


図7. ボタン部の構造

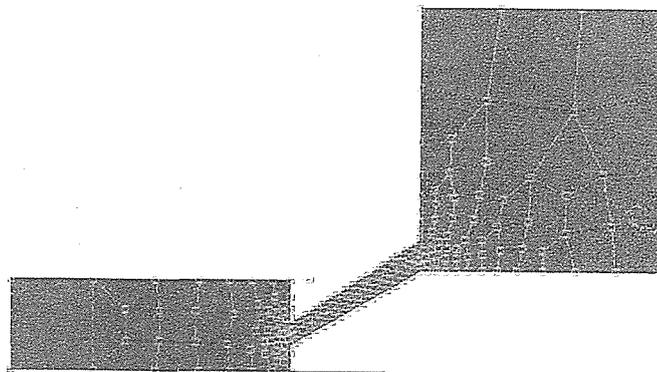


図8. ボタン形状1

#### 3.2.1 操作ボタンの設計にかかわる基本特性

携帯無線機の操作ボタン(図7)はシリコンゴム等で製造しているが、これまでボタンのクリックに関してその現象を把握できず、カット アンド トライによって特性を求めていた。

そこで今回、解析により、クリック率又は反力が形状と硬さによってどのような影響を受けるのかを解析し検討した。解析に当たっては、材料特性の測定など、東洋紡績㈱の協力を得た。軸対称同断面を持つ理想的にまっすぐなスカート部(図8)が中心軸に圧縮を受ける場合、横方向力が作用し、スカート部は曲げられるが、この横方向力がなくなると元のまっすぐな形に戻る(安定)。そこで、軸方向力を徐々に大きくしていくと、ある点で、横方向力が作用して生じるたわみが、この横方向力を取り去っても元に戻らなくなる(図9)。このような不安定現象を座屈と言ひ、このときの荷重を座屈荷重と言う。

今回、この座屈現象を幾何学的非線形問題として取り扱った。

#### 3.2.2 解析モデル

ボタンのクリック感は、一般的に、クリック率 $\alpha = (\text{座屈前最大反力} - \text{座屈後最小反力}) / \text{座屈前最大反力}$ によって計算され、この $\alpha$ はボタンを押圧した際クリック感を得る指標となり、 $\alpha$ が高いと良いクリック感を得る。

ボタン形状を、図10に示すように、実寸に合わせて3mm×8mmの長円三次元軸対称モデルで仮定した。ベース部の接触条件をコンタクトで表現し強制変位を入力した。

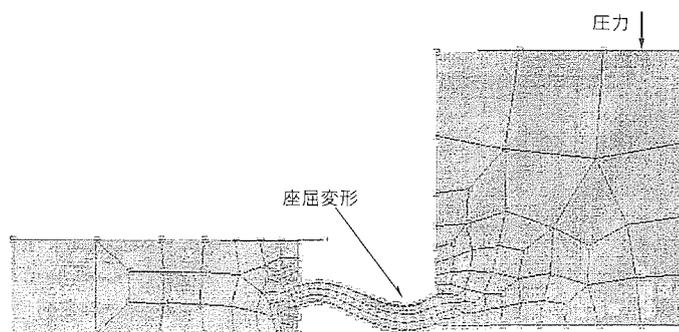


図9. ボタン形状2

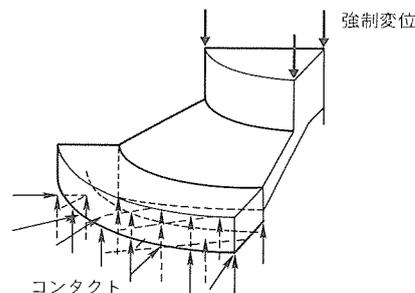


図10. 解析モデル

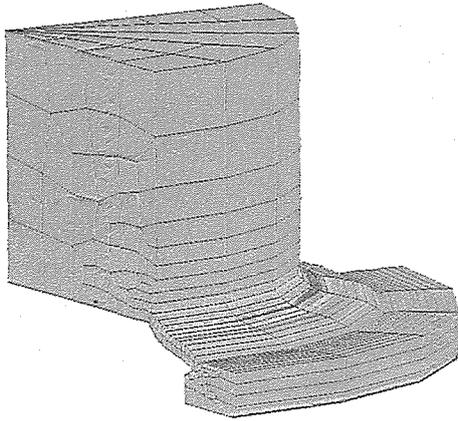


図11. 最大主応力図

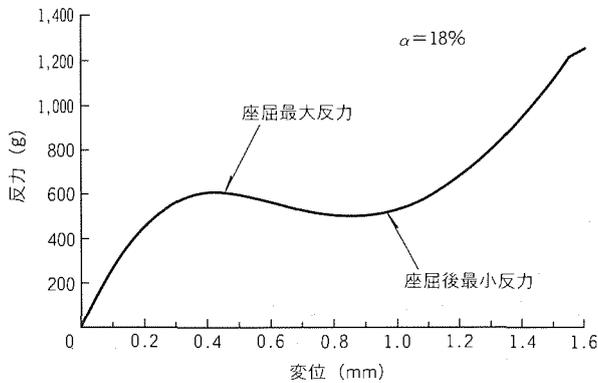


図12. 反力とストローク

表 1. 解析値と実測値の比較

	クリック率 (%)	座屈最大反力 (g)
解析値	18	605
実測値	17	570

### 3.2.3 解析結果

解析によって求めた強制変位に対するボタン部の最大主応力を図11, グラフを図12に示す。これより, 最大反力とクリック率を実測値と比較すると, 表1のように, ほぼ一致する結果が得られた。さらに, この解析で次の現象を把握できた。

- (1) クリック率は, スカートの厚みが厚いと低下する。これは, 集中荷重を受ける片持ちはりの原理と同様で, 強制変位が一定の場合, 断面二次モーメントが小さくなると反力は低下するためである。
- (2) クリック率は, 応力-ひずみマトリックスから, 材料の縦弾性係数に関係なく, 形状に依存する。
- (3) 長円形ボタンは, 円形ボタンに比べてスカート部の周

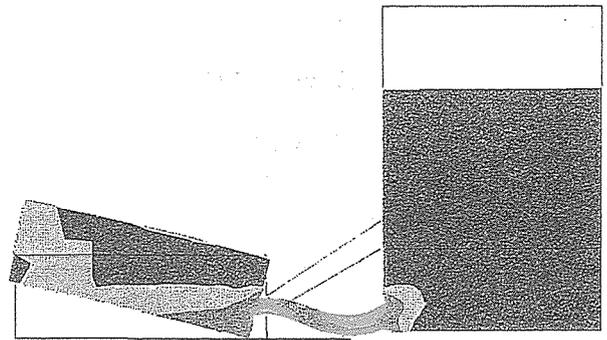


図13. 解析結果 1

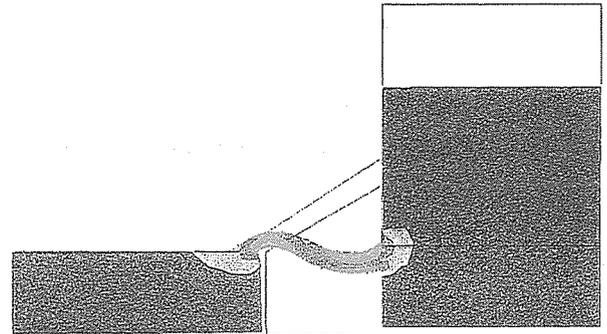


図14. 解析結果 2

囲が不均一のモードシェープになるため, クリック率が低下する。

(4) ベースの接着が不十分であると自由支持となり, 図13に示すように, ベースが浮き上がり, クリック率が低下する。

(5) スカートの取付位置をベース側面から上部に変更すると, 図14に示すように, ベース部の浮き上がる現象を抑制でき, クリック率が安定した。

## 4. むすび

以上, EMI解析により, 携帯無線機のアンテナから放射する電磁波が筐体内部への回り込む現象と大型筐体に設けられている通風口からの電磁波の漏れを把握し, 設計段階でシール構造の検討を行うことができた。また, 操作ボタンの大変形解析においても, ボタンの形状と材料の硬さがクリック率にどのように影響を与えるのかが把握でき, ボタン部の最適設計が可能となった。

今後も, 熱流体解析や構造解析を含め, システム全体の事例を積み重ね, 設計の効率化, 製品の品質向上を図っていく予定である。

# 次世代携帯電話システム用 W-CDMA変復調器

青柳孝寿\* 田近寿夫\*  
村井英志\*\* 高野道明\*

## 要旨

国際ローミングができ、画像等の高速マルチメディア通信に対応可能な第三世代の移動体通信サービスとして、IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) の標準化作業が国際電気通信連合 (International Telecommunication Union : ITU) で進められている。

広帯域符号分割多元接続 (Wideband-Code Division Multiple Access : W-CDMA) 方式は、その周波数利用効率の高さや可変伝送速度に対する柔軟性等によってIMT-2000の有力候補として現在注目されており、日本案としてITUに提案される見通しである。

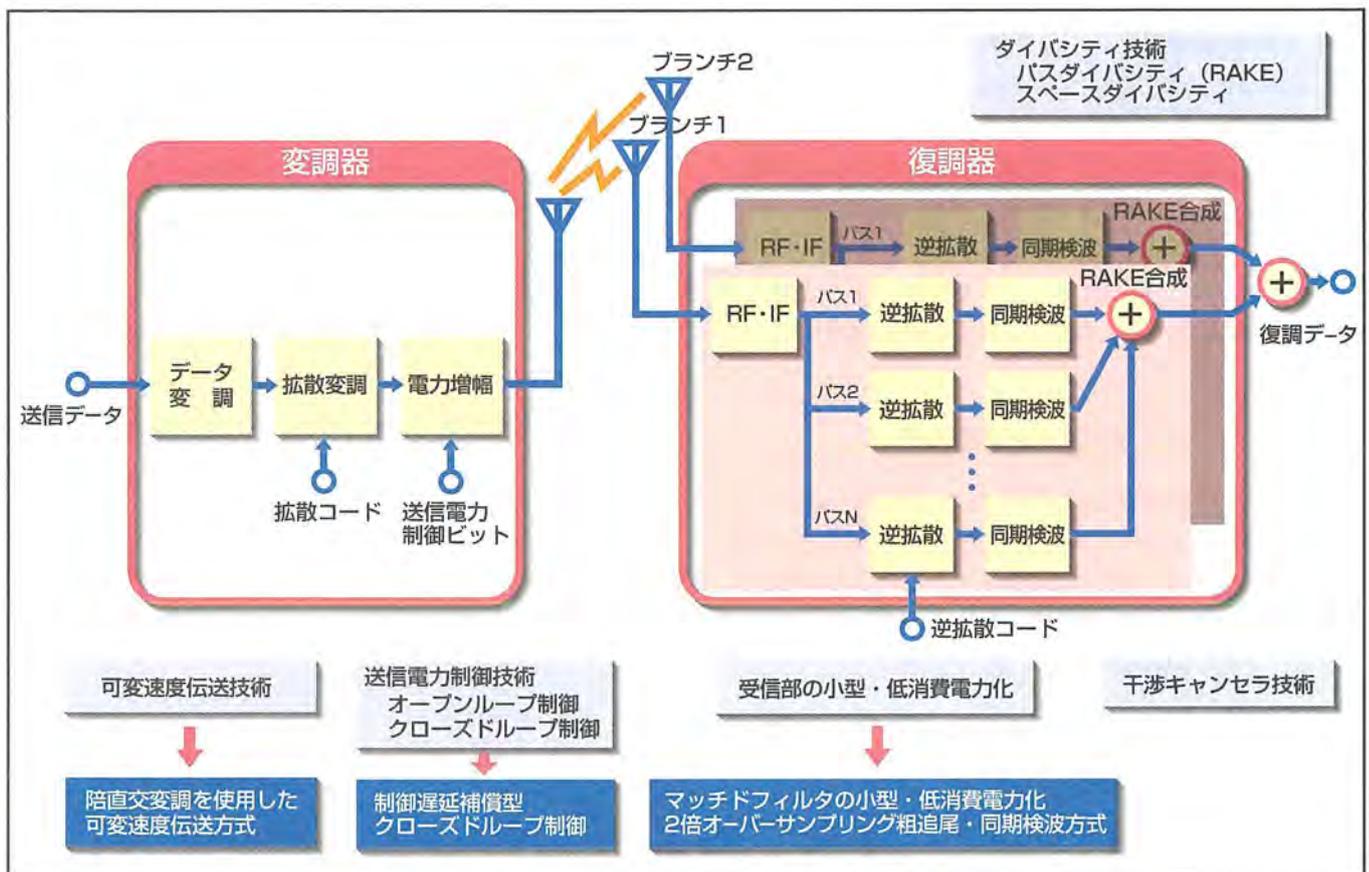
IMT-2000に要求される性能の中でシステム容量の増大は最も重要であり、三菱電機では、そのための要素技術とし

て以下の項目を中心に検討を行っている。

- チャンネル間 (マルチコード) の直交性を保持できる可変速度伝送技術
- システムのチャンネル容量を最大にし、かつ必要最小限の送信電力に抑える高精度な送信電力制御技術
- 低 $E_b/N_0$  (1ビット当たりの信号電力対雑音電力密度比) での受信が可能な同期検波RAKE受信技術

また広帯域・高速伝送に対応するために、小型・低消費電力化の技術も重要となる。

本稿ではこれらの要素技術についての開発内容を述べるとともに、試作したW-CDMA試験機の室内フィールド試験結果について紹介する。



## W-CDMA変復調器の構成と要素技術

当社では、システム容量の増大のための可変速度伝送、送信電力制御、また小型・低消費電力化のために特に重要な復調器のマッチドフィルタ、同期検波方式等について検討し、実験を行い、FPLMTS (Future Public Land Mobile Telecommunication Systems) 研究委員会に提案を行っている。

1. ま え が き

携帯電話の利用加入者が我が国において急速に増加しており、1998～2000年ごろに携帯電話用の周波数が不足するとの予測である。携帯電話は第一世代のアナログ方式から、現在、第二世代のデジタル(Time Division Multiple Access: TDMA)方式が主流となっている。我が国で2000年ごろに導入される第三世代の携帯電話システムは、第二世代のデジタル方式よりも更に周波数利用効率が優れ、また、マルチメディア通信に対応した種々のサービスへの対応に優れている方式が期待されている。

第三世代携帯電話は“IMT-2000”(FPLMTSとも呼ばれる。)としてITUで国際標準化される動きにある。

日本においては'94年ごろから郵政省、電波産業会(Association of Radio Industries and Businesses: ARIB)が主導するFPLMTS研究委員会で技術的に検討され、フィールド実験を経て'96年末にW-CDMAが日本案として採択されITUへ提案されることが決まった<sup>(1)</sup>。

一方、欧州においても、'98年中ごろにITUに提案するため、ETSI(European Telecommunications Standards Institute)で欧州案をまとめる作業に入った。欧州のIMT-2000のサービスインは2002年とみられる。米国はIMT-2000の標準化としては具体的な動きは少ないが、N-CDMA(IS-95)<sup>(2)</sup>及びPCS(Personal Communications Services)システムの米国内の標準化は進みつつある。

当社は、国内において、FPLMTS研究委員会に参画し、W-CDMA当社案を提案し、同時に要素技術の開発を行ってきた。

本稿では、その中で開発してきた技術、及び試作したW-CDMA試験機で行ったフィールド試験結果について述べる。

2. W-CDMA開発技術

第三世代の移動通信に期待される方式の特長として、①第二世代と比較して大きな通信容量が得られること、②画像などの高速通信に対応可能であること、③低速通信から高速通信を効率良く収容できること、等の技術が必ず(須)である。これらの特長を満足し更に改善するW-CDMA技

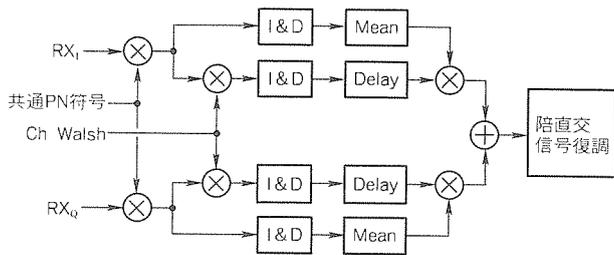


図1. 同期検波方式

術として、特に重要な同期検波方式、可変速度伝送方式、送信電力制御方式について以下に詳細に述べる。

2.1 同期検波方式

同期検波は遅延検波等に比べて所要 $E_b/N_0$ を低くできるため、CDMAシステムの高容量化に有効な検波方式である。高速フェージング下においても同期検波の優位性が得られる方式として、送信側で挿入されたパイロットチャネルを基準位相とする同期検波方式<sup>(3)</sup>について検討した。なお、2.2節で述べる陪直交信号伝送は同期検波が前提となる。

図1に同期検波方式(BPSK拡散変調の場合)の概要を示す。同相軸、直交軸の準同期検波信号 $RX_1$ 、 $RX_q$ は、共通PN符号のみとの相関を求める系と、共通PN符号と、Ch Walsh符号の合成符号との相関を求める系とに分割される。前者はパイロット成分が抽出され、後者は希望信号成分が抽出される。抽出パイロット成分から得られる位相差情報を基に、残留する搬送波位相を補償することによって同期検波が実現される。

図中のI&Dは32チップ長( $T_{32}$ )の積分放電フィルタであり、Meanは平均化部で、雑音の影響を軽減する。また、Delayは周波数補償のために導入された遅延回路である。

遅延回路による周波数補償の原理<sup>(4)</sup>を図2に示す。図中 $\Delta\omega T_{32}$ は送受周波数偏差 $\Delta\omega$ に起因する積分時間 $T_{32}$ 中の位相回転を示す。平均時間が $5 \cdot T_{32}$ の場合、参照位相(平均値)と実際の位相は $\Delta\phi_{error}$ だけ位相差が生じ、復調特性が劣化してしまう。しかしながら、相関結果を $3 \cdot T_{32}$ 遅延させる(図中の $n-3$ を検波する。)ことにより、位相を一致させることができる。

2.2 可変速度伝送方式

音声、データ、画像等の情報に応じて伝送速度を適応的に変化させる可変速度伝送方式について検討した。

図3に方式の概要を示す。検討方式の特長として以下の点が挙げられる。

(1) 変調信号として陪直交信号を採用

陪直交信号の採用によって伝送特性が改善され、BPSK信号に比べて所要 $E_b/N_0$ を低減できる(約2.2dB: 4ビット/系列、ガウス雑音、FECなし、所要誤り率 $10^{-5}$ のとき<sup>(6)</sup>)。

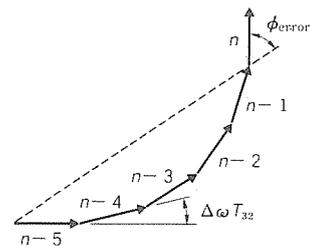


図2. 周波数補償の原理

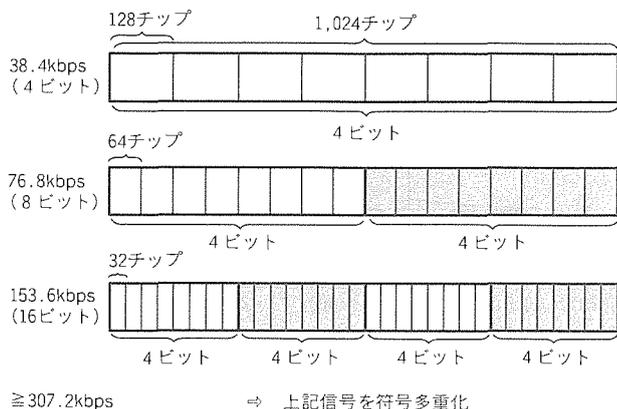


図 3. 可変速度伝送方式

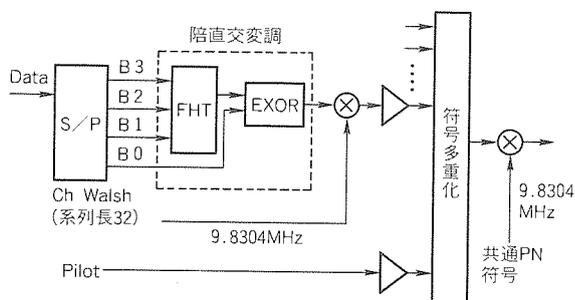


図 4. 変調部の構成

図 4 に陪直交信号の変調部の構成を示す。これは、極性まで考慮した直交符号(互いに直交する符号系列)を送信情報に応じて選択して送信する方式である。図中の送信情報 B 1, B 2, B 3 によって直交信号(系列長 8 の Walsh 関数)を選択し、選択された直交信号の極性を B 0 によって決定する。受信側では、どの直交符号がいずれの極性で伝送されたかを検出することにより、送信情報を復調する。

(2) 伝送速度 ( $R \leq 153.6\text{kbps}$ ) では処理利得を変更

陪直交符号化ビットを拡散するチップ数(128, 64, 32チップ)を伝送速度に応じて変更するのみで容易に適応可能である。

(3)  $R > 153.6\text{kbps}$  では直交符号多重化

図 3 に示すように  $R = 153.6\text{kbps}$  のとき、陪直交符号化ビットに対して 32 チップの PN 符号で拡散しているため、図 4 に示すように系列長 32 の互いに直交する符号(Ch Walsh)を陪直交信号に乗積し、符号多重化して伝送することができる。直交符号によって符号多重化を行うため、多重化信号間での相互干渉を招くことなく、符号多重数に応じて伝送速度を上げることができる。

符号多重化では、処理利得を一定値以上に行っているため、他局から送信される W-CDMA 信号との相互相関を小さくし、相互干渉をランダム化できる。また、陪直交信号は 2 値系列で複数の情報ビットを含むため、BPSK 信号の符号多重化に比べて所要多重化数を少なくすることができ、多

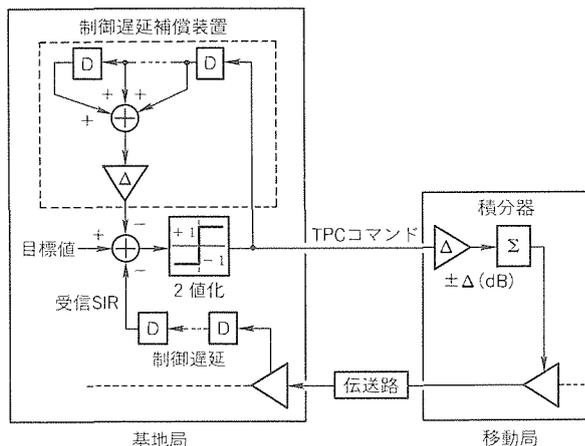


図 5. 制御遅延補償方式の構成

重化による包絡線変動を緩和することもできる。

2.3 送信電力制御方式

CDMA では伝送容量を増大させるため送信電力制御を行っており<sup>(6)</sup>、オープンループ制御とクローズドループ送信電力制御を行っている。クローズドループ制御では、基地局における受信 SIR (信号電力対干渉電力比) を一定にするため、移動局に電力制御コマンドを送信することにより、移動局の送信電力を高速に制御している<sup>(7)</sup>。しかし、制御遅延が存在するため、電力制御誤差が増大する。この問題点を解決するために制御遅延補償方式<sup>(8)</sup>を開発した。制御遅延補償方式の構成を図 5 に示す。

制御遅延  $2T$  ( $T$  は制御周期) が存在する場合、制御結果が反映されるまでの遅延により、定常状態であっても目標値の周りで寄生振動が生じる。したがって、図において  $1T$  だけ過去に行った制御を制御遅延補償装置でキャンセルすることにより、寄生振動が低減される。

この遅延制御方式は、インタリーブによる誤り訂正効果が期待できない低いドップラー周波数領域において、機器の制御遅延  $2T$  の存在下で送信電力制御誤差を約 0.4dB 改善できることを確認した。また、この方式は基地局に簡単な処理を施すことで実現できるなどの特長がある。

3. 室内フィールド実験

室内伝搬環境における W-CDMA 信号の耐マルチパスフェージング特性、オープンループ送信電力制御特性を明らかにすることを目的として、フィールド実験を行った。実験局の諸元を表 1 に示す。

まず、遅延プロファイル特性例を図 6 に示す。図のように遅延時間差は最大  $0.35 \sim 0.4 \mu\text{s}$  であり、今回の室内伝搬環境においては RAKE 受信の観測窓は約  $0.4 \mu\text{s}$  で十分であることが確認された。

次に、オープンループ送信電力制御特性を図 7 に示す。図より、この制御は中央値に対しては受信レベルが一定と

表 1. 実験局の諸元

送信周波数	(下り) 2,150.5MHz (上り) 1,990.5MHz
空中線電力	0.1W
チャンネル数	Pilot 1ch/Data 0~2ch
多重化方式	直交符号多重
データ変調方式	BPSK/陪直交伝送 (k=4)
拡散変調方式	BPSK
伝送速度	9.6×n (n=1~32) kbps
チップレート	9.8304MHz
処理利得	30~15dB

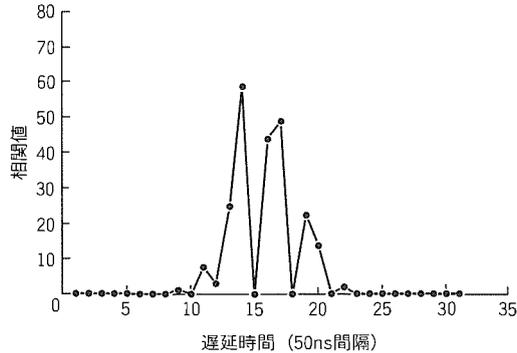


図 6. 遅延プロファイル

なり有効であるが、瞬時値に対しては10MHzのW-CDMA信号でも依然として約10dB程度の変動が存在し、クローズドループの併用が必要であることを確認した。

なお、これらの実験結果はFPLMTS研究委員会に標準化のための参考データとして報告している。

#### 4. む す び

W-CDMAは従来の通信方式と異なった多くの新しい技術を含み、その開発には多くの技術分野の融合が必要である。当社のCDMA通信技術(スペクトル拡散通信技術を含む)への取組は古いが、ベースバンド変復調技術の分野では、デジタルマッチドフィルタの小型・低消費電力化、及び同期・捕そく(捉)技術に注力してきた。

W-CDMAはほとんどの要素技術がシステムの伝送容量にかかわり、単独では最適解が求められる技術は少ない。今後のW-CDMA技術の開発にはシステム技術が大きな要素となり、特に変復調技術の開発にはシステム性能設計が必須となると思われる。

ここで紹介した技術は、IMT-2000の日本案とは方式・諸元が異なるが、IMT-2000を設計する上で、同期方式、送信電力制御処理、検波方式、可変速度制御技術などの要

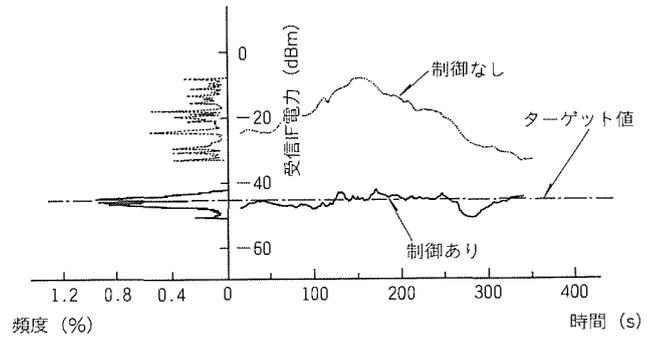


図 7. オープンループ送信電力制御特性

素技術としてのノウハウや応用に利用される技術である。今後、さらに商品化のための小型、低消費電力化技術が重要となるであろう。

#### 参 考 文 献

- (1) 電波産業会FPLMTS研究委員会：IMT-2000無線方式技術セミナー講演予稿集 (1997)
- (2) TIA / EIA Interim Standard IS-95 : Mobile Station - Baseband Station Compatibility Standard for Dual - Mode Wideband Spread Spectrum Cellular Systems (1993)
- (3) 横山光雄：スペクトル拡散通信システム，科学技術出版社 (1988)
- (4) Gilhausen, K.S., Jacobs, I.M., Padovani, R., Viterbi, A.J., Weaver, L.A., Wheatly, C. E. : On the Capacity of a Cellular CDMA System, IEEE Trans.on Vehicular Technology, VT-40, No.2, 303~312 (1991)
- (5) 村井英志, 田近寿夫, 藤野 忠 : CDMA移動機復調方式に関する一検討, 電子情報通信学会春季大会, A-268 (1994)
- (6) Viterbi, A.M., Viterbi, A.J. : Erlang Capacity of a Power Controlled CDMA System, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 11, No.6, 892~900 (1993)
- (7) 土肥智弘, 佐和橋 衛 : DS/CDMAにおける干渉電力を用いる送信電力制御, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS94-99 (1994)
- (8) 石岡和明, 高野道明, 田近寿夫, 藤野 忠 : 制御遅延補償方式を用いた閉ループ送信電力制御特性, 電子情報通信学会総合大会, B-5-73 (1997)

# 広帯域移動体通信用ビタビ等化器

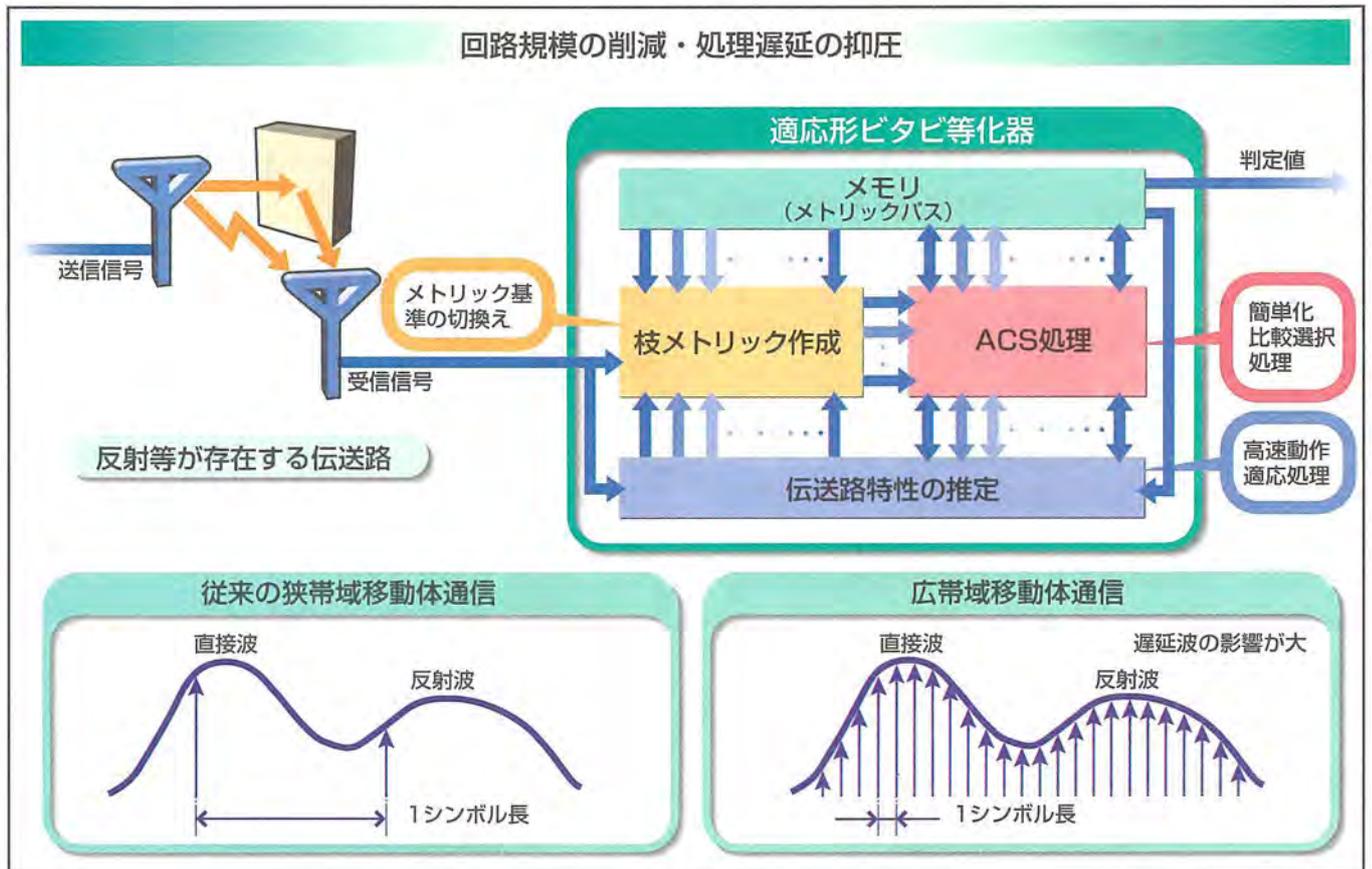
## 要旨

マルチメディア移動体通信では、移動しながら、大量の情報を高い信頼性を保ちながら伝送することが要求される。ところが、情報伝送速度が高くなるにつれて、反射や散乱等の影響により、フェージングに加えて、信号波形の時間分散（波形ひずみ）が増大するため、情報の伝送品質が大幅に劣化する。情報伝送速度が10Mbps以上の場合、遅延波の最大遅延時間は、ビットレート正規化値で十ビットから数十ビットに及ぶことがある。このような条件下では適応等化器が有効である。中でも、ビタビアルゴリズムに基づくビタビ等化器は優れた特性を持っている。しかし、ビ

タビ等化器は、時間分散の増大とともにその回路規模が膨大となる。さらに、回路の実現に際しては、伝送速度の高速化に伴い、処理遅延を小さい値に抑圧する必要がある。

本稿では、これらの課題を克服するために三菱電機が開発したビタビ等化器について述べる。開発したビタビ等化器に関する技術の一例として、次の手法が挙げられる。

- 伝送路特性を基にメトリック基準を切り換える手法
- 比較選択処理の高速化を図る手法
- 高速に適応処理を実現する手法



## 伝送路モデルと当社の開発した適応形ビタビ等化器

当社では、広帯域移動体通信用ビタビ等化器に関する新技術を開発している。適応形ビタビ等化器の主要構成要素のうち、枝メトリック作成部及びACS (Add Compare Select) 処理部の改良によって小さい回路規模で良好な特性を実現し、さらに、ACS処理部及び伝送路推定部の改良によって処理遅延の削減を実現している。

1. ま え が き

近年、マルチメディア通信を移動環境下で実現しようという需要が高まっている。マルチメディア通信においては、高い伝送速度が要求されるため、反射等による遅延分散の絶対時間が同一であったとしても、伝送路メモリ(伝送レートで正規化した遅延時間)が大きくなる。このような条件(広帯域伝送条件)下では等化器が有効であるが、回路規模の増大や動作遅延の問題を解決する必要があり、これらが重要な課題となっている。

ビタビアルゴリズム<sup>(1)</sup>に基づく等化器であるビタビ等化器は、最適受信方式である最ゆう(尤)系列推定(Maximum-Likelihood Sequence Estimation: MLSE)<sup>(2)(3)</sup>を包含する。これらビタビ等化器は、欧州のデジタル自動車電話方式であるGSM(Global System for Mobile Communications)における適応等化器として広く用いられている。しかし、GSMで用いられているビタビ等化器の方式を広帯域伝送にそのまま利用すると、伝送路メモリのべき乗で回路規模が増大するため、回路規模が現実的でなくなる。このようなビタビ等化器の問題点は、リスト出力ビタビアルゴリズム<sup>(4)</sup>によってある程度解決されている。しかし、広帯域伝送においては、伝送速度が高いため、1サンプル当たりの処理時間を短縮して高速動作を実現する必要がある。リスト出力ビタビアルゴリズムはソート(大きさ順の並び替え)処理が必要であり、これが高速処理を妨げている。

本稿では、当社が開発した広帯域伝送用ビタビ等化器技術について述べる。このビタビ等化技術は次の特長を持っている。

- ソート処理を必要としない簡易リスト出力ビタビアルゴリズム<sup>(5)</sup>
- 伝送路特性を基にしたメトリック(データを判定する際に利用する評価関数)切手法<sup>(6)</sup>

そのほかにも、当社は、①伝送路変動に関する追従特性の改善のため、ビタビアルゴリズムの状態ごとに生き残りパスに従って伝送路推定を行う手法<sup>(7)</sup>及び処理遅延の少ない適応形ビタビ等化手法<sup>(8)</sup>、②軟判定値出力を得るために、トレリスにおけるメモリ長を拡大した軟判定ビタビアルゴリズム<sup>(9)</sup>、③ビタビアルゴリズムの演算量削減のために、いったん決定した生き残りパスを訂正するビタビアルゴリズム<sup>(10)</sup>等を開発している。

2. 従来のビタビ等化器

2.1 通信システムのモデルとビタビ等化器

図1に通信システムのモデルを示す。伝送路は、メモリ長 $L$ のトランスバーサルフィルタと仮定する。最適なデータ判定を行うためには、トランスバーサルフィルタのタッ

プ係数を推定し、受信信号とこの推定値を基に作成した受信信号のレプリカとの誤差が最小となる系列を判定値として出力する必要がある。なお、この誤差に相当する値はメトリックと呼ばれ、通常は2乗誤差が用いられるが、2乗誤差を修正した形式のメトリック<sup>(3)</sup>も提案されている。

判定値の探索をすべての系列に対して行うことは、送信ビット数 $N$ のべき乗で系列の候補が増加するため、実現が困難である。そこで、ビタビアルゴリズムを適用して、この候補の探索数を削減するものがMLSEというビタビ等化器である。すなわち、探索数を $2^d$ から $N \cdot 2^L$ (状態数が $2^L$ )に削減することができる。

このビタビ等化器に伝送路変動に対する追従機能(伝送路推定器)を付加したものが、適応形ビタビ等化器である(前ページ参照)。適応形ビタビ等化器は、枝メトリック作成部、枝メトリックを累積し比較選択するACS部、各パラメータを記憶するメモリ部、タップ係数を推定する伝送路推定部で構成される。

2.2 リスト出力ビタビアルゴリズム

MLSEは全数探索と比較して演算量の削減には有効であるが、その探索数は伝送路メモリ長 $L$ のべき乗に比例して増加する。この問題を解決するものがリスト出力ビタビアルゴリズムである。リスト出力ビタビアルゴリズムは、

- 伝送路メモリ長 $L$ よりもトレリスのメモリ長 $V$ を短く設定し、データが確定しない部分は生き残りパスを参照すること
- 各状態に対して保存する生き残りパスを1本でなく複数本( $S$ 本)とすること

という一般化を行っている。DFSE(Decision-Feedback Sequence Estimation)<sup>(11)</sup>は前者の一般化を利用している。

図2にリスト出力ビタビアルゴリズムの説明図を示す。なお、伝送路メモリ長 $L$ は3、トレリスのメモリ長 $V$ は1、生き残りパス数 $S$ は2である。リスト出力ビタビアルゴリズムは、通常のビタビアルゴリズムと同様、時刻 $k$ の状態と時刻 $(k-1)$ の状態を結ぶ線(枝)により、時刻 $k$ におけるデータの候補を決定する。しかし、状態同士の遷移から

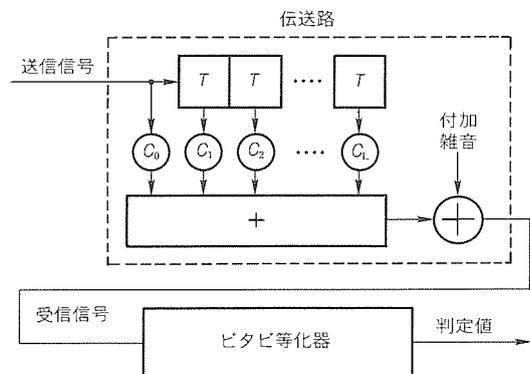


図1. 通信システムのモデル

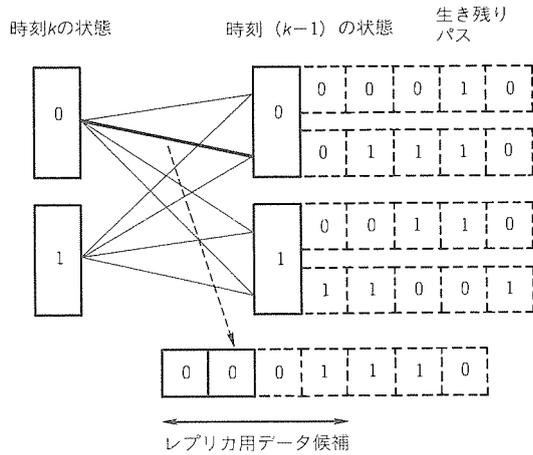


図2. リスト出力ビタビアルゴリズムの説明図

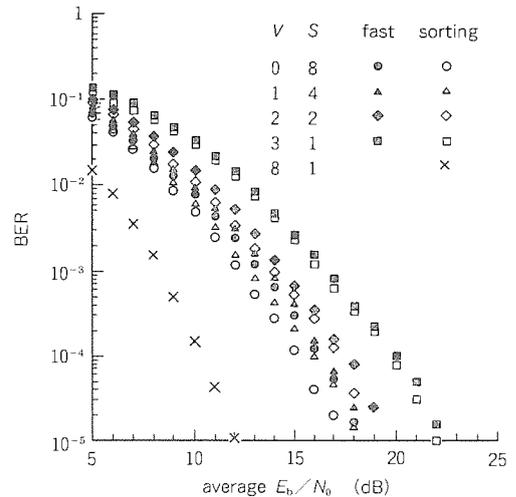


図4. 簡単化リスト出力ビタビ等化器のBER特性

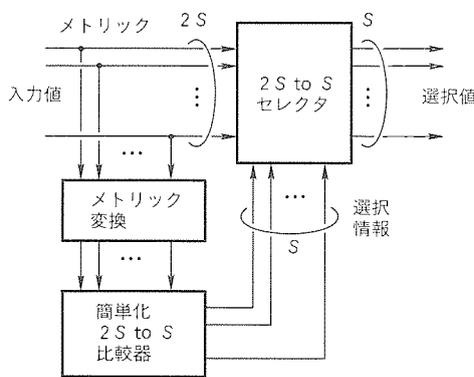


図3. 簡単化リスト出力ビタビ等化器の比較選択部

は、レプリカ用のデータの候補のうち前半の二つのデータしか決定することができない。そこで、時刻 $(k-1)$ につながる生き残りパスを参照する。図中の太線から決定されるデータの候補は、0001となる。図から明らかなように、各状態には四つの参入パスがあり、各状態ごとにこの四つから二つのパスを生き残りパスとして選択する必要がある。これが通常のビタビアルゴリズムにおける比較選択処理に相当し、ソート処理が必要となる。すなわち、生き残りパス数 $S$ が多い場合、ソート処理が複雑となることがリスト出力ビタビアルゴリズムの問題である。

### 3. 提案するビタビ等化器

#### 3.1 シミュレーションモデル

通常、等化器の特性を比較検討する際には、フェージング等の伝送路モデルが必要となる。これは、等化器のパラメータが伝送路モデルに大きく依存するためである。ここではシミュレーションモデルとして、DFSE等生き残りパスを参照するビタビ等化器が最も不得意であり、各伝送路タップ係数が等電力で、レイリー分布をする場合を取り上げる。なお、 $L$ は8とする。また、変調方式はBPSK、バーストのデータ長は200ビットである。

#### 3.2 簡単化リスト出力ビタビ等化器

図3にこの節で述べる簡単化リスト出力ビタビ等化器の比較選択部の構成を示す。このビタビ等化器は、比較選択処理を次のように簡単化したものである<sup>(6)</sup>。

- (1) メトリックの順位が下位のパスに関する選択の誤りはある程度許容する(図のメトリック変換部に関連する。)
- (2) 上位 $S$ のパスを選択できれば、パスメトリック順にリストを配列させる必要はない(図の簡単化比較器に関連する。)

上記(1)及び(2)の簡単化により、例えば、 $S=8$ のリスト出力ビタビ等化器の比較選択処理の処理遅延をMLSEと同程度にできる(簡単化により、処理遅延を従来の約 $1/10$ から $1/50$ に削減)。

図4に簡単化リスト出力ビタビ等化器のBER特性を示す(参考のため、MLSEの特性も示す)。ここで、sortingはソート処理に基づく従来のリスト出力ビタビ等化器、fastは簡単化リスト出力ビタビ等化器である。なお、アルゴリズム全体の生き残りパス数を一定とするため、各状態の生き残りパス数 $S$ とビタビアルゴリズムのメモリ長 $V$ は、 $S2^{V+1}=16$ と設定する。図から、生き残りパス数 $S$ の増大によってBER特性が改善され、簡単化による特性劣化がわずかであることが明らかとなる。

#### 3.3 メトリック切換形ビタビ等化器

2乗メトリックと修正形メトリックは、MLSEのように、トレリスのメモリ長 $V$ と伝送路メモリ長 $L$ が一致する場合には等価である。しかし、リスト出力ビタビ等化器のように、両メモリ長が異なる場合には等価とはならない。通常、2乗メトリックは遅延波成分の電力が大きい場合に、修正形メトリックは自己相関値の時間分散が大きい場合に、その特性が劣化する<sup>(6)</sup>。すなわち、スロットごとにトレーニング系列によって伝送路特性を推定する場合、この伝送路特性を基にメトリック基準を決定することにより、ビタ

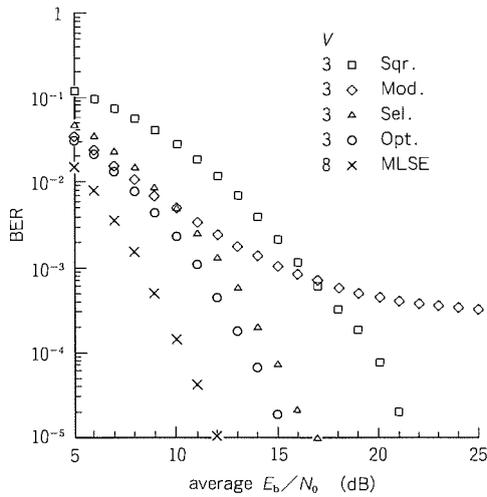


図 5. メトリック切替形ビタビ等化器のBER特性

ビ等化器の特性を改善することが可能である。

図 5 にメトリック切替形ビタビ等化器の BER 特性を示す(トレリスのメモリ長  $V$  は 3)。図中, Sqr. は 2 乗メトリック, Mod. は修正形メトリック, Sel. は提案手法, Opt. は各スロットごとに 2 乗メトリックと修正形メトリックの誤り数の少ない方を選択した場合である。提案手法が SN 比の良好な領域で 2 乗メトリック及び修正形メトリックの BER よりも優れた特性を持ち, その値が最適にメトリックを選択した場合に近いことが明らかである。

#### 4. む す び

以上, 広帯域伝送において, 現実的な回路規模及び動作速度でビタビ等化器を実現するために, 当社が開発した技術に関して述べた。これらの技術を組み合わせることにより, ビタビ等化器本来の良好な特長を維持しつつ, 回路規模等を削減できることが明らかとなった。

#### 参 考 文 献

(1) Forney, Jr, G. D. : The Viterbi Algorithm, Proc. IEEE, **61**, No.3, 268~278 (1973)  
 (2) Forney, Jr, G. D. : Maximum - likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the

Presence of Intersymbol Interference, IEEE Trans. Inform. Theory, **IT-18**, No.3, 363~378 (1972)

(3) Ungerboeck, G. : Adaptive Maximum - likelihood Receiver for Carrier - modulated Data - transmission Systems, IEEE Trans. Commun., **COM-22**, No. 5, 624~636 (1974)  
 (4) Hashimoto, T. : A List-type Reduced-constraint Generation of the Viterbi Algorithm, IEEE Trans. Inform. Theory, **IT-33**, No.6, 866~876 (1987)  
 (5) 久保博嗣, 村上圭司, 藤野 忠: 時間分散の大きい伝送路に適した簡易化リスト出力ビタビ等化器, 信学技報, **RCS-97-65**, 7~12 (1997)  
 (6) 久保博嗣, 村上圭司, 藤野 忠: 時間分散の大きい伝送路に適したメトリック切替形ビタビ等化器, 信学技報, **RCS-97-66**, 13~18 (1997)  
 (7) Kubo, H., Murakami, K., Fujino, T. : An Adaptive Maximum - likelihood Sequence Estimator for Fast Time - varying Intersymbol Interference Channels, IEEE Trans. Commun., **COM-42**, No.2/3/4, 1872~1880 (1994)  
 (8) 棚田一夫, 久保博嗣, 村上圭司, 藤野 忠: 高速動作に適した適応形ビタビ等化器の一構成法, 信学技報, **RCS-97-64**, 1~6 (1997)  
 (9) Nagayasu, T., Kubo, H., Murakami, K., Fujino, T. : A Soft - output Viterbi Equalizer Employing Expanded Memory Length in a Trellis, IEICE Trans. Commun., **E80-B**, No.2, 381~385 (1997)  
 (10) 久保博嗣, 岩瀬厚志, 村上圭司, 藤野 忠: 生き残りパス訂正形ビタビアルゴリズムとくり返し系列推定へのその応用, 信学技報, **IT96-76**, 91~96 (1997)  
 (11) Duel - Hallen, A., Heegard, C. : Delayed Decision - feedback Sequence Estimation, IEEE Trans. Commun., **COM-37**, No.5, 428~436 (1989)

# 最ゆう系列推定技術に基づく 高性能復調方式

小島年春\*  
三宅 真\*\*

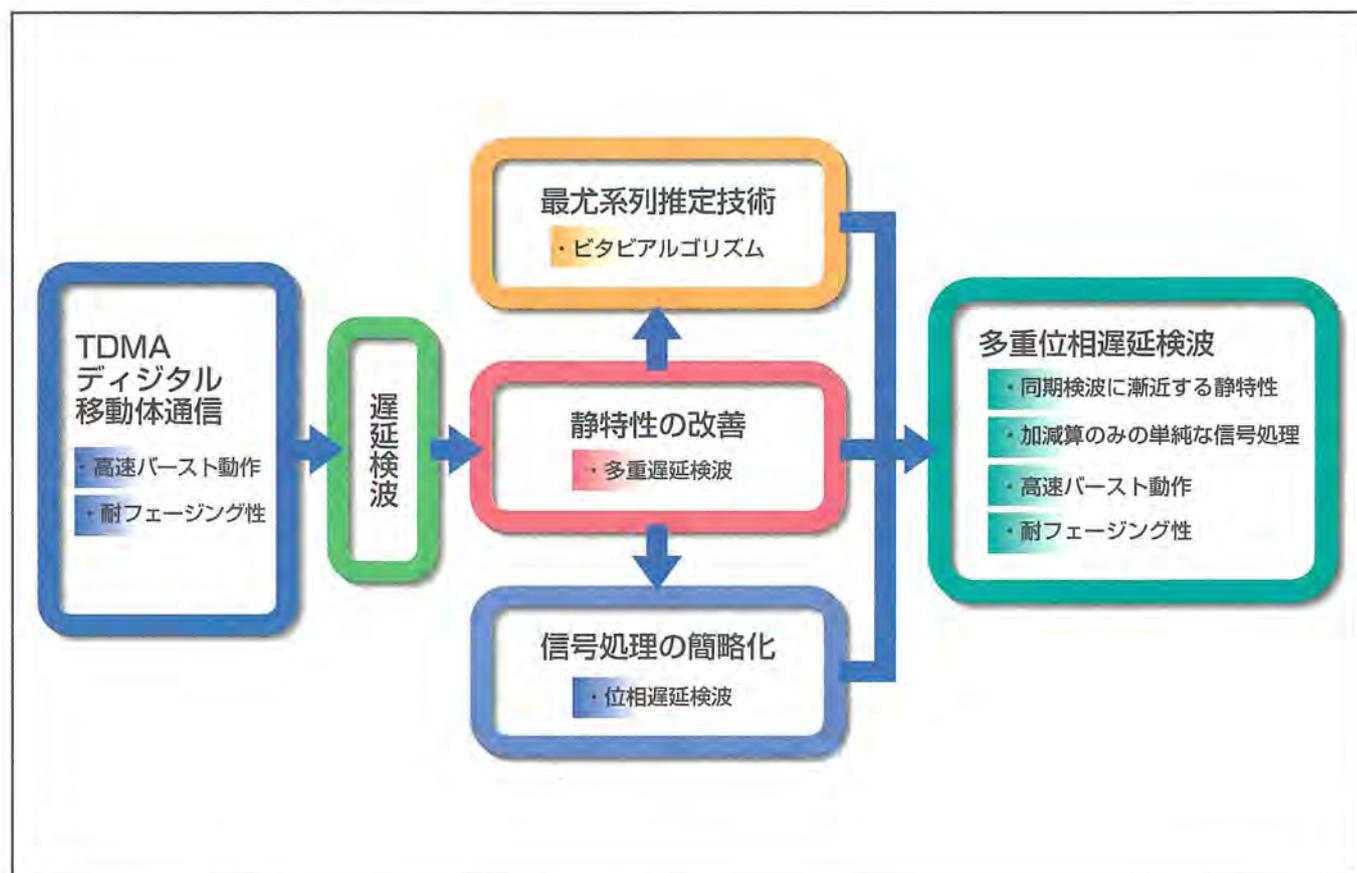
## 要 旨

PDC (Personal Digital Cellular) システムやPHS (Personal Handy-phone System) 等のTDMA (Time Division Multiple Access) デジタル移動体通信システムの復調方式として最も一般的である遅延検波方式には、静特性が同期検波方式に劣るという問題点がある。この問題を解消する手法として、三菱電機では、最ゆう(尤)系列推定技術であるビタビアルゴリズムに基づく高性能復調方式を開発し、PDC及びPHSの端末や基地局等に適用している。

この方式(多重位相遅延検波方式)は、所定シンボル周期の受信信号の位相変化を検出する、いわゆる位相遅延検波方式をベースとしており、1ないし $N$ ( $\geq 2$ )シンボル位相遅延検波を行う。次いで、これら複数の遅延検波信号から、ビタビアルゴリズムによって送信データ系列の高精度

な推定を行う。この信号処理により、この方式は、バースト動作に適する等の遅延検波の長所を保持しつつ、同期検波に漸近する良好な静特性を実現する。また、ライスフェージング下においても、遅延検波によって良好なビット誤り率特性を示す。したがって、マイクロセル通信や移動体衛星通信等、ライスフェージングの発生が想定される通信システムの復調方式としても適している。

さらに、位相遅延検波方式をベースとするこの方式は、その信号処理が基本的に加減算のみによってなされるため、高い信号処理速度を実現することが容易である。したがって、将来の広帯域無線通信システムの復調方式としても有望である。



## 多重位相遅延検波方式の概念

多重位相遅延検波方式は、遅延検波の静特性改善を目的に、信号処理の簡略な位相遅延検波方式をベースとして、多重遅延検波信号から最尤系列推定技術であるビタビアルゴリズムによって送信データの推定を行う。この信号処理により、同期検波に漸近する良好な静特性と、高速バースト動作や耐フェージング性等の遅延検波の長所を兼ね備え、TDMAデジタル移動体通信に好適な復調方式である。

1. ま え が き

国内のPDCシステムやPHSは、変調方式として差動PSK(Phase Shift Keying)変調を、また、多元接続方式としてTDMA方式を用いている。遅延検波方式は、これらシステムの復調方式として最も一般的である<sup>(1)~(3)</sup>。これは、遅延検波方式が、同期検波方式と比較して、①移動体通信に特有のレイリーフェージングによるランダムFM雑音下において、ビット誤り率(Bit Error Rate: BER)特性がより良好である、②搬送波再生(位相同期)機能が不要なため、TDMA方式で必ず(須)の高速バースト動作がより容易である、等の利点があることによっている。

また、移動体通信端末の小型・低消費電力・低コスト化のためには、回路を極力デジタル化・LSI化することが重要である。このため、遅延検波回路の実現技法としては、受信IF信号の位相を直接検出するデジタル位相検出技術を用いた全デジタル方式<sup>(2)(3)</sup>が主流である。

一方、遅延検波方式の加法的白色ガウス雑音(Additive White Gaussian Noise: AWGN)下でのBER特性(静特性)は、同期検波方式のそれより劣る。当社は、この問題を解消するため、最尤系列推定技術として知られるビタビアルゴリズムに基づく高性能復調方式を開発し、実用化した。この方式<sup>(4)</sup>は、技術的観点からは、1ないし $N(\geq 2)$ シンボル遅延検波を行うことによって静特性を改善する手法<sup>(5)~(7)</sup>に属する。また、この方式では、これら複数の遅延検波を所定シンボル周期間の受信信号の位相変化量を検出する、いわゆる位相遅延検波方式に従って行う。このため、この方式は“多重位相遅延検波方式”と呼ばれている。

位相遅延検波に従うこの方式は、前述のデジタル位相検出技術との親和性が高い。このため、NTTドコモのデジタル・ムーバDシリーズやNTTパーソナルのバルディオDシリーズなど、PDC及びPHSの様々な端末や基地局に適用中である。また、この方式は、マイクロセル通信や移動体衛星通信に特有のライスフェージング下でも遅延検波方式よりも良好なBER特性を実現する。このため、これら通信システムの復調方式としても適している<sup>(8)</sup>。これに加えて、この方式の信号処理演算は加減算のみであり、高速な信号処理の実現が容易である。このため、将来の広帯域無線通信システムの復調方式としても有望である。

2. 構 成

2.1 信号伝送系のモデル

図1に信号伝送系のモデルを示す。以下、位相に関する加減算は $2\pi$ を法とし、その値域は $-\pi$ 以上 $\pi$ 未満とする。変調器において、シンボル時刻 $i$ における $M$ 値送信シンボル $a_i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ はグレイマッピングによって送信差動位相 $\Delta\theta_i \in S$ に変換される。ただし、 $S = \{(2m + \delta)\pi / M; m = 0, 1, \dots, M-1\}$ は差動信号点位相の集合であり、 $M$ 相PSKでは $\delta = 0$ 、 $\pi / M$ シフト $M$ 相PSKの場合は $\delta = 1$ である。次に、送信信号位相 $\theta_i$ が式(1)の差動符号化によって生成され、

$$\theta_i = \theta_{i-1} + \Delta\theta_i \dots\dots\dots (1)$$

差動PSK信号である送信信号 $s_i = \sqrt{E_s} \exp(-j\theta_i)$ が位相変調器から送信される。ただし、 $E_s$ は1シンボル当たりの信号エネルギーであり、1ビット当たりの信号エネルギーを $E_b$ とすれば、 $E_s = E_b \log_2 M$ である。

伝送路では、送信信号 $s_i$ に片側雑音電力密度 $N_0$ のAWGN  $n_i$ が重畳し、受信信号 $r_i$ となる。復調器は、受信信号系列 $\{r_i\}$ から送信差動位相系列 $\{\Delta\theta_i\}$ を推定し、推定結果に基づき復調シンボル系列 $\{\hat{a}_i\}$ ( $\hat{a}_i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ )を出力する。

2.2 多重位相遅延検波方式の構成

図2に多重位相遅延検波方式の構成を示す。まず、受信信号 $r_i$ に対して多シンボル位相遅延検波を行い、1ないし $N(\geq 2)$ シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}, \dots, \theta_{(N)i}$ を生成する。すなわち、受信信号が $r_i = R_i \exp(-j\theta_{(0)i})$ であるものとすれば、式(2)により、受信信号位相 $\theta_{(0)i}$ から $n(n = 1, \dots, N)$ シンボル遅延検波信号 $\theta_{(n)i}$ を生成する。

$$\theta_{(n)i} = \theta_{(0)i} - \theta_{(0)i-n} \dots\dots\dots (2)$$

ところで、送信信号位相 $\theta_i$ は、式(1)の差動符号化に基づく

$$\theta_i - \theta_{i-N} = \sum_{j=0}^{N-1} \Delta\theta_{i-j} \dots\dots\dots (3)$$

なる性質を持っている。このため、 $N$ シンボル遅延検波信号 $\theta_{(N)i} = \theta_{(0)i} - \theta_{(0)i-N}$ は送信差動位相系列 $\{\Delta\theta_i\}$ の長さ $N$

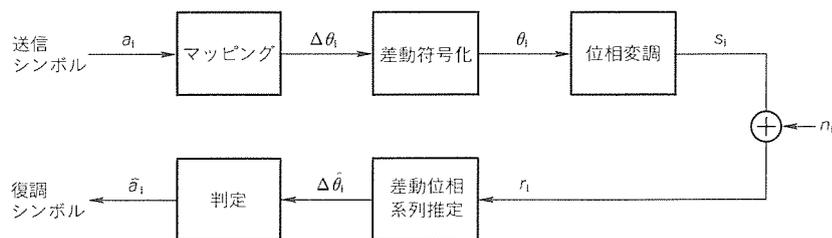


図1. 信号伝送系のモデル

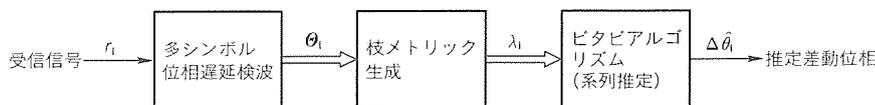


図2. 多重位相遅延検波方式の構成

の部分列 $\{\Delta\theta_{i-N+1}, \Delta\theta_{i-N+2}, \dots, \Delta\theta_i\}$ に関する情報を含んでいる。この方式は、この性質を利用し、多シンボル位相遅延検波によって得た位相差シンボル $\theta_i = (\theta_{(1)i}, \dots, \theta_{(N)i})$ から、ビタビアルゴリズムによって送信差動位相系列 $\{\Delta\theta_i\}$ を推定する。

系列推定に際しては、差動信号点位相の集合 $S$ の全 $M$ 個の元を $(N-1)$ 個組み合わせ合わせた計 $M^{N-1}$ 個の状態の状態遷移を表すトレリス線図を用いる。図3に、差動 $\pi/4$ シフトQPSK変調( $M=4$ ),  $N=2$ の場合のトレリス線図を示す。今、トレリス線図上の時刻 $(i-1)$ における任意の状態 $\Phi_{i-1} = (\phi_{i-N+1}, \phi_{i-N+2}, \dots, \phi_{i-1})$ から時刻 $i$ における状態 $\Phi_i = (\phi_{i-N+2}, \dots, \phi_{i-1}, \phi_i)$ への状態遷移を考える( $\phi_i \in S$ )。このとき、この遷移に対応する $n$ シンボル遅延検波信号 $\theta_{(n)i}$ のレプリカは $\sum_{j=0}^{n-1} \phi_{i-j}$ となる。これより、この遷移に対応する枝メトリック $\lambda(\Phi_{i-1}, \Phi_i)$ を、式(4)で与える。

$$\lambda(\Phi_{i-1}, \Phi_i) = \sum_{n=0}^N \left| \theta_{(n)i} - \sum_{j=0}^{n-1} \phi_{i-j} \right| \dots\dots\dots (4)$$

ここで、1ないし $N$ シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}, \dots, \theta_{(N)i}$ は、独立な雑音 $n_{i-1}, \dots, n_{i-N}$ を含むため、枝メトリック生成の過程で雑音の平均化の効果が生じる。一方、正しい状態遷移に対応する枝では、各遅延検波信号を同相加算する効果が生じる。このため、生成された枝メトリックは、元の遅延検波信号よりも高いSN比を持つことになり、BER特性の改善を可能とする。

この枝メトリックを用い、ビタビアルゴリズムのACS(加算比較選択)演算を行い、生き残りパスを選択する。すなわち、差動信号点位相の集合 $S$ のいずれかの元を選択し、パスメモリに保存する。最後に、最小のパスメトリックを持つ生き残りパスに対応するパスメモリの内容を、推定差動位相系列 $\{\Delta\hat{\theta}_i\}$  ( $\Delta\hat{\theta}_i \in S$ )として出力する。

以上に述べてきたように、この方式の信号処理は基本的に単純な加減算のみによってなされる。このため、ハードウェアによる実現が容易である。また、当社では、この方式の特性劣化を招くことなくトレリス線図の状態数を $M^{N-1}$ から $3^{N-1}$ に削減する手法<sup>(4)</sup>も開発している。この手法によれば復調器の回路規模と所要演算量を大幅に削減できるため、1章で述べた諸製品には専らこの手法を適用し

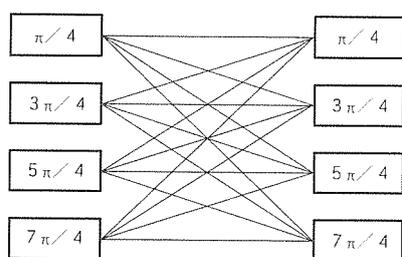


図3.  $\pi/4$ シフトQPSK信号用トレリス ( $N=2$ )

ている。

### 3. BER特性

以下、計算機シミュレーションによって得た差動QPSK変調信号に対する多重位相遅延検波方式のBER特性を示す。なお、差動 $\pi/4$ シフトQPSK変調信号に対しても、同一のシミュレーション結果を得ている。

#### 3.1 静特性

図4に静特性を示す。多重位相遅延検波方式は遅延検波方式よりも良好な静特性を示しており、

- (1) 遅延検波方式に対する特性改善利得は、枝メトリック生成に用いる遅延検波信号の総数 $N$ の増加に従って増大する。
  - (2) 特に、 $N=4$ とした場合は、理想的な同期検波方式の静特性にわずか0.3dB程度の差にまで漸近する良好な特性を得ることができる。
  - (3) トレリス線図の状態数が最小( $=4$ )で、構成が最も簡易となる $N=2$ の場合でも、1dB前後の特性改善利得を得ることができる。
- 等のことも分かる。

このように、多重位相遅延検波方式は、加減算のみの単純な信号処理により、良好な静特性を実現する。

#### 3.2 フェージング下におけるBER特性

図5に、 $C/M$ (ライスファクタ) $=10$ dBのライスフェージング下におけるBER特性を示す。ただし、フェージング変動の速さの指標である、シンボル間隔 $T_s$ で正規化した最大ドップラー周波数 $f_b T_s$ の値は $5 \times 10^{-2}$ である。また、同期検波方式は、フェージングによる位相変動に完全に追従する理想的な搬送波再生を行うものとしている。

図から、高速変動するライスフェージング下でも、多重位相遅延検波方式は遅延検波方式よりも1dB程度良好な

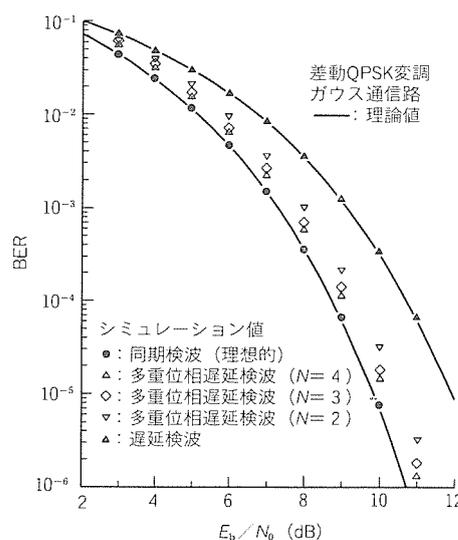


図4. 静特性

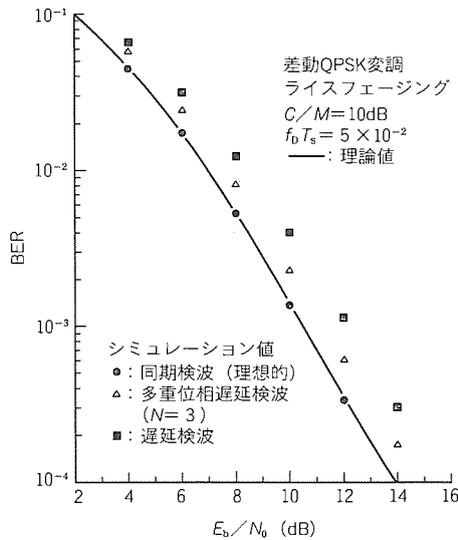


図5. ライスフェージング下におけるBER特性

BER特性を示すことが分かる。また、実際には実現困難な、理想的な同期検波方式のBER特性に対しても、0.7dB程度の差にまで迫っている。

図6に、正規化最大ドップラー周波数  $f_0 T_s = 1 \times 10^{-4}$  の緩慢なレイリーフェージング下でのBER特性を示す。多重位相遅延検波方式は、遅延検波方式よりも0.7dB程度良好なBER特性を示している。

このように多重位相遅延検波方式は、フェージング下においても良好なBER特性を実現できる。

#### 4. むすび

当社が開発し実用化した多重位相遅延検波方式の構成と特性について述べた。この方式は、受信信号位相に関する加減算のみの信号処理により、同期検波方式に漸近する良好な静特性を実現する。また、高速変動のライスフェージング下や緩慢なレイリーフェージング下でも良好なBER特性を実現する。

このように単純な信号処理によって優れたBER特性を実現する多重位相遅延検波方式は、将来の広帯域無線通信システムを含むデジタル移動体通信の幅広い分野に適用可能である。

#### 参考文献

(1) 大野公士, 安達文幸: 移動通信におけるバースト

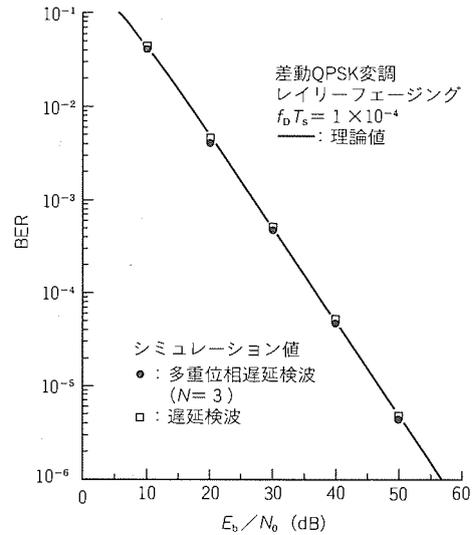


図6. レイリーフェージング下におけるBER特性

QPSK信号の遅延検波, 1989信学春季全大, 分冊2, No.B-839, 2-343 (1989-3)

(2) 富田秀穂, 笠井義彦, 松木 徹: デジタル中間周波復調方式, 1990信学秋季全大, 分冊2, No. B-299, 2-299 (1990-9)

(3) 小島年春, 佐野裕康, 三宅 真, 藤野 忠: 単純化されたデジタル周波数変換を行う遅延検波方式, 信学'92春大, 分冊2, No.B-341, 2-341 (1992-3)

(4) 小島年春, 三宅 真, 藤野 忠: 差動PSK信号位相の系列推定を行う遅延検波方式, 信学論(B-II), J76-B-II, No.10, 783~792 (1993)

(5) Samejima, S., Enomoto K., Watanabe, Y.: Differential PSK System with Nonredundant Error Correction, IEEE J. Select. Areas Commun., SAC-1, No.1, 74~81 (1983)

(6) Divsalar, D., Simon, M. K.: Multiple-symbol Differential Detection of MPSK, IEEE Trans. Commun., 38, No.3, 300~308 (1990)

(7) Edbauer, F.: Bit Error Rate of Binary and Quaternary DPSK Signals with Multiple Differential Feedback Detection, IEEE Trans. Commun., 40, No.3, 457~460 (1992)

(8) 青木克比古: 移動体衛星通信地球局の構成技術, 信学誌, 79, No.4, 380~382 (1996)

# 低ビットレート音声符号化方式

田崎裕久\*  
高橋真哉\*

## 要旨

携帯電話に代表されるデジタル移動体通信が急速に普及している。加入者数の増加に伴い回線数をより多く確保したいが、使用できる周波数帯域幅が有限であるため、デジタル音声信号の情報圧縮技術、すなわち音声符号化技術の開発と導入が必ず(須)となっている。また、適用用途の拡大に伴い、厳しい背景雑音環境や、ビット誤りの多い回線での使用に耐える方式の開発も求められつつある。

本稿では、低ビットレート(高圧縮率)音声符号化技術に関する概要と、次に示す最近の三菱電機の開発成果について述べる。

### (1) ピッチ位置同期CELP

最近の主流であるCELP (Code Excited Linear Prediction: 符号駆動線形予測方式) の音源生成部の改良を行っ

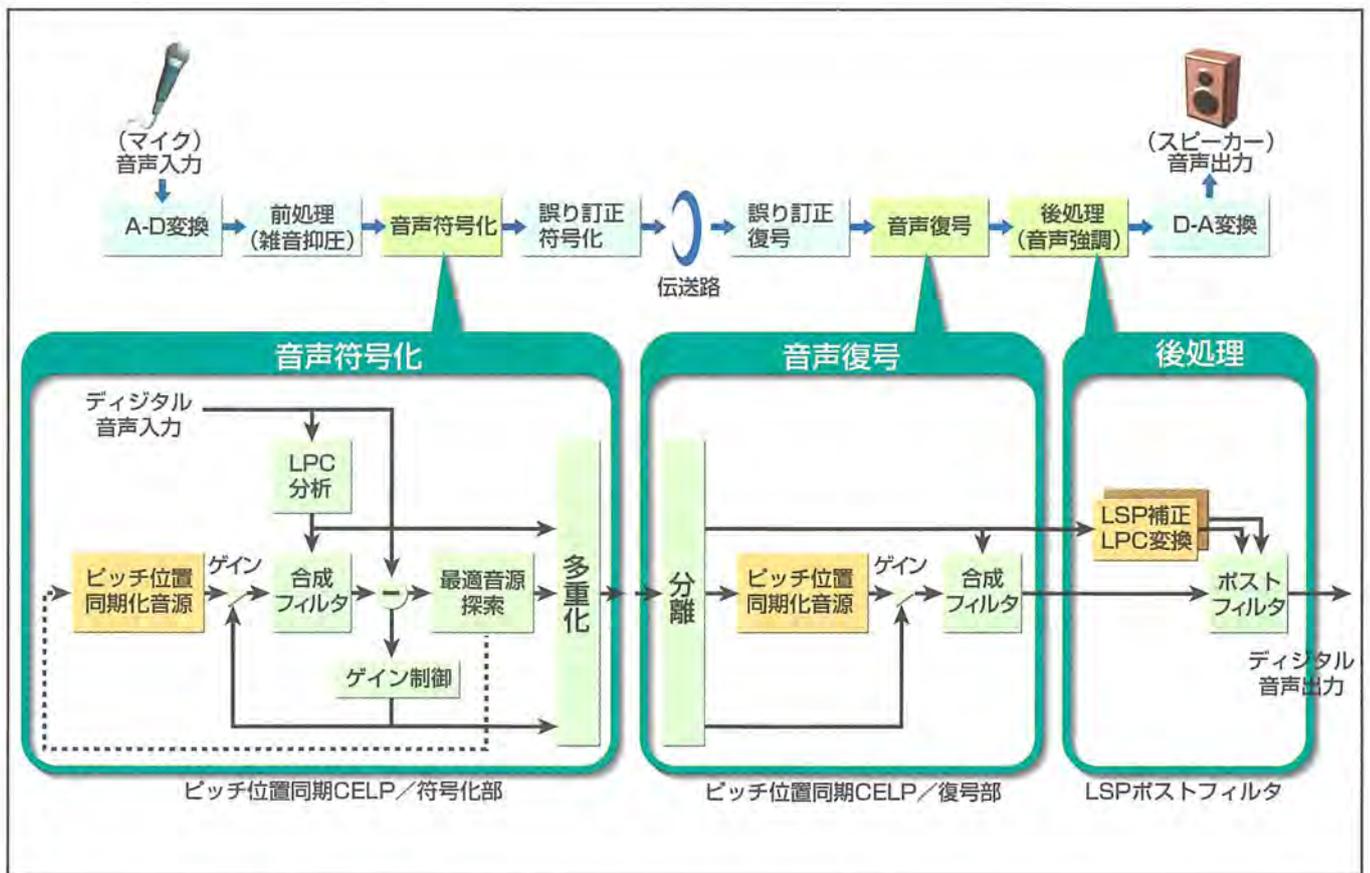
た。母音の周期性を良好に表現するピッチ位置同期化方式を用いる基本モードと、子音と遷移区間専用の代数的音源符号に基づく過渡部モードを持っている。

### (2) 誤り制御方式

通信路で生じるビット誤りの影響を軽減するために、ピッチ位置同期化方式の同期点抽出方法と音源コードブックからの読出し方法を改良した。

### (3) LSPポストフィルタ

CELP復号音を持つ雑音感を軽減するための音声強調処理を改良した。LSP(Line Spectral Pair: 線スペクトル対)を用いることでフィルタ設計の自由度が上がり、復号音をより明瞭にする等が可能になった。



## 音声符号化・復号システムの構成

マイクから入力された音声は、背景雑音の抑圧処理などの前処理後、音声符号化部で情報圧縮され、伝送路のビット誤り特性に応じた誤り訂正符号化がなされる。伝送路を介して受信されたビット列は、誤り訂正復号によって伝送路のビット誤りが訂正及び補正され、音声復号部で音声合成され、聴感的な品質を改善する音声強調処理が後処理として施され、スピーカーから出力される。

1. ま え が き

携帯電話、衛星通信、各種業務無線等では、有限資源である周波数帯域の有効活用と秘匿性の向上を目的として、デジタル音声信号の情報圧縮技術、すなわち音声符号化技術の導入が進められている。適用対象ごとに、要求される音質・情報圧縮率、伝送回線上でのビット誤り特性、送受話環境における背景雑音等が大きく異なるため、様々なバリエーションの音声符号化方式の開発が続けられている。

本稿では、様々な適用対象に対して比較的共通的に適用可能な低ビットレート音声符号化技術に関する概要と、最近の当社の開発成果について述べる。

2. 低ビットレート音声符号化技術の概要

2.1 全体構成

携帯電話などにおける音声符号化と音声復号の構成概要を図1に示す。マイクから入力された音声は、デジタル音声信号に変換され、背景雑音の抑圧処理などの前処理後、音声符号化部で情報圧縮される。そして、伝送路のビット誤り特性に応じた誤り訂正符号化がなされる。

伝送路を介して受信されたビット列は、誤り訂正復号によって伝送路のビット誤りが訂正及び補正され、音声復号部でデジタル音声信号が復元される。そして、情報圧縮のために劣化した音声信号の聴感的な品質を改善するための音声強調処理が後処理として施され、アナログ信号に変換されてスピーカーから出力される。

2.2 音声符号化方式

現在の世界の各地域の携帯電話で使用されている音声符号化方式のビットレートは3.45~13kbpsであり、誤り訂正符号を含めた総合ビットレートでは5.6~22.8kbpsとなっている。国内で用いられているVSELP(Vector Sum Excited Linear Prediction)方式とPSI-CELP(Pitch Synchronous Innovation-CELP)方式を含むこれらの方式の大半は、CELP<sup>(1)</sup>の改良方式である。

図2に最近のCELP系音声符号化方式の全体ブロック図を示す。CELPは、フレームと呼ばれる20~40msの短い区間ごとに、音源コードブック内に複数用意された音源ベクトルを用いて合成音声を生じ、その中で最も入力音声に近い合成音声を与える音源ベクトルを探索してそのインデックスを伝送する方式である。音源信号の特徴をよく表現するように音源コードブックを作成することで、低ビットレートでも良好な音質が得られるが、音源ベクトルの探索に大きな演算量を必要とする。携帯電話等で現在用いられている方式は、演算量の削減と音質の向上のために音源コード

ブックと探索方式に改良を行ったものが大半である。

2.3 誤り制御方式

移動体無線通信の場合、伝送回線上でフェージングによるバースト的なビット誤りが発生する。これに対処するため、次のような誤り制御方式が用いられる。

(1) 誤り訂正符号

主に畳込み符号によって誤ったときの被害が大きい音声符号ビットを保護する。

(2) 誤り検出符号と補間

上記(1)の能力を超える誤りをCRC(Cyclic Redundancy Check)等で検出し、連続性の高いパラメータを前後のフレームの情報で補間しつつ、音声パワーを抑制する。

(3) インタリーブ

フレーム内又は複数フレームにわたってビット位置の並べ替えを行い、バースト的なビット誤りを拡散し、誤り訂正を実行しやすくする。

(4) コードブック学習

ビット誤りを考慮して符号化ひずみが最小になるようにコードブックを設計(学習)する。

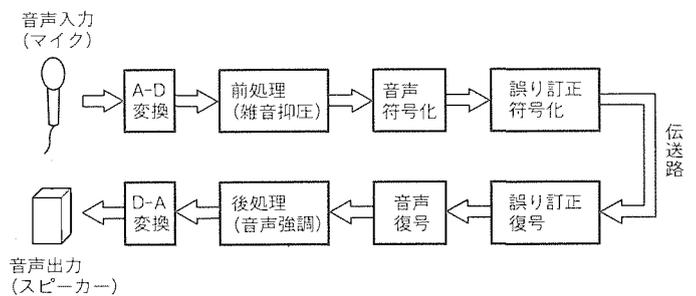
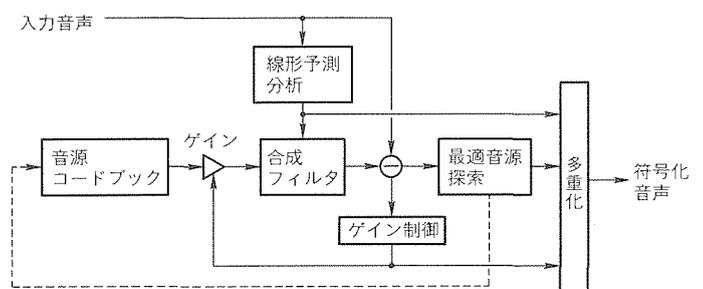
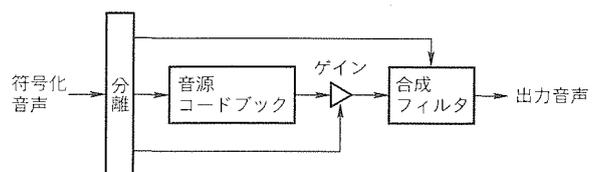


図1. 音声符号化・復号装置の構成



(a) 符号化部



(b) 復号部

図2. CELP系音声符号化方式の全体ブロック図

2.4 前処理と後処理

音声符号化の前処理では、推定雑音区間の平均特性を用いて全区間の雑音抑圧を行う。雑音区間推定精度の改善と雑音抑圧強度の適切な設定が課題である。通常、実使用環境を想定して雑音種を絞り込むことで実用レベルの品質を達成している。

音声復号の後処理には、音声強調処理があり、一般にフィルタリング処理が用いられるためポストフィルタと呼ばれる。ポストフィルタは、CELPで発生する独特の雑音感(スペクトルの谷の部分のSN比が悪く、雑音として聞こえる。)を抑制することが目的であり、スペクトルの山谷構造を強調するスペクトルフィルタと、母音のピッチ周期性を強調するピッチフィルタが用いられる。

3. CELP方式の改良

当社では、2章で説明したCELPの改良検討を継続的に進めている。ここでは、音源の符号化方式に関する最近の開発成果について述べる。

3.1 ピッチ位置同期CELP

当社では、音源を効率良く表現する手法として、過去の音源から推定した1ピッチ波形のピーク位置情報に基づいて適応的に音源を生成するピッチ位置同期化手法を検討している<sup>(2)</sup>。この手法は、他社方式にも導入され、その有効性が報告されている<sup>(3)</sup>。

図3及び表1にピッチ位置同期CELPの音源生成部の構成と全体のビット配分を示す<sup>(4)</sup>。この方式の音源符号化部では、フレームを二つに分割したサブフレームごとに基本モードと過渡部モードの両方の符号化を行い、ひずみの小さいモードを選択する。以下、詳細を説明する。

3.1.1 基本モード

過去の音源を格納してある適応音源コードブック又は固定音源コードブック内の音源ベクトルと、二つの駆動音源コードブック内の音源ベクトルとの加算で音源を符号化する。ピッチ位置同期化は、適応音源符号の値に基づいて駆

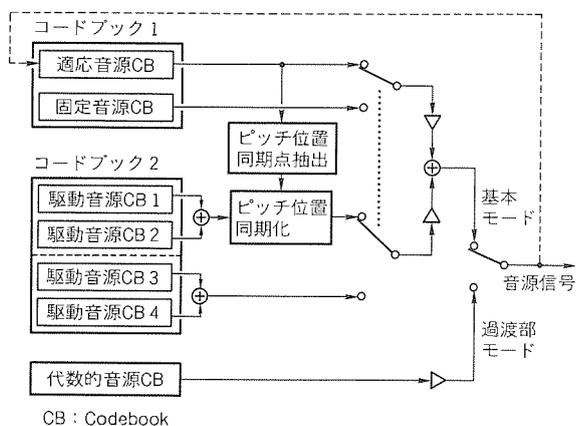


図3. ピッチ位置同期CELPの音源生成部

動音源ベクトルに対して行われる。適応音源による合成音と、適応音源と同じ繰返し周期のパルス列を音源として得られる合成音との距離を最小化するようにパルス列の先頭位置を決定し、これをピッチ位置同期点として駆動音源ベクトルの中心位置を合わせる。

なお、最近の改良点として、駆動音源コードブックの一部をパルス音源とする部分パルス化を行っている。

3.1.2 過渡部モード

基本モードはピッチ周期性が高い定常区間では良好な符号化特性を持つが、逆に音声が大きく変化する過渡部ではひずみが多い。そこで、代数的音源(パルス位置と極性)のみで音源を符号化する過渡部専用モードを導入した。

一般の代数的音源では、全パルスの振幅を一定としてパルス位置探索を行う。当社では単一パルス時の最適振幅を仮ゲインとしてパルス位置探索を行い、特性改善を図った。

3.1.3 特性

今回新たに導入した駆動音源の部分パルス化と過渡部モードの効果を調べた結果を表2に示す。セグメンタルSN比が改善され、CD(Cepstrum Distance)が低減されることが分かる。

また、表2の条件(1)と(4)について主観特性評価を行った結果を表3に示す。評価は、10文章の合成音を16人が聴取し、音質を5段階で評価した結果の平均値(Mean Opinion Score: MOS)の改善量である。男声での改善が大きい。

表1. ビット配分

	音源モード	
	基本モード	過渡部モード
LPC (LSP10次)	18	18
フレームパワー	6	6
音源モード	1 × 2	1 × 2
適応音源/固定音源	8 × 2	—
駆動音源	(6 + 6) × 2	—
代数的音源 (位置)	—	(4 + 4 + 4 + 5) × 2
音源極性	(1 + 1) × 2	(1 + 1 + 1 + 1) × 2
音源ゲイン	5 × 2	6 × 2
合計	80	80

表2. 客観評価結果

条件	部分パルス化	過渡部モード	S/N <sub>seg</sub> (dB)	CD (dB)
(1)	なし	なし	7.61	2.43
(2)	あり	なし	8.09	2.41
(3)	なし	あり	8.13	2.31
(4)	あり	あり	8.38	2.30

表3. 主観評価結果 (MOS)

条件	女声	男声	平均
(4)-(1)	+0.27	+0.53	+0.40

表4. 改良方式の客観評価結果

条 件		S/Nseg (dB)	CD (dB)
基 本 特 性	改良前	7.48	2.40
	改良後	7.45	2.40
ランダム誤り0.1%	改良前	6.00	2.53
	改良後	6.38	2.51

表5. LSP補正条件

	$\omega_r(i)$	$c_1(i)$	$c_2(i)$
ケース1	$\pi(i+1)/(p+1)$	0.5	0.8
ケース2-1	$(i+1)(0.56-0.005i)/2$	$0.5-0.02i$	0.8
ケース2-2	$(i+1)(0.56-0.005i)/2$	$0.5-0.05i$	0.8

$i=0, \dots, p-1$   
 $p$ : LSP次数=10

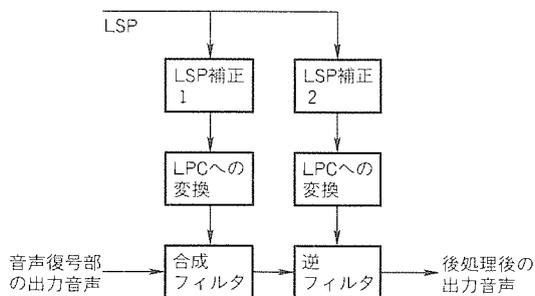


図4. LSPポストフィルタの構成

く、平均でも0.4の向上が得られた。雑音感が低減され、子音区間の明瞭さが改善されている印象である。

### 3.2 ピッチ位置同期CELPの誤り制御

#### 3.2.1 改良方式の構成

ピッチ位置同期化手法では、過去の音源に依存して駆動音源の位置同期とコードブックからのベクトル切出し位置制御とを行うので、音源の伝送誤りの影響が連鎖していく課題がある。特に、誤り保護がなされない駆動音源情報の誤りの影響が大きい。そこで、次の改良を検討した<sup>(6)</sup>。

- (1) 固定音源からピッチ位置同期点を抽出し、これを始点に適応音源周期で繰り返した位置を各同期点とした。
- (2) ベクトル切出しは固定位置を中心に行い、その後、同期点情報を用いて環状シフトを行った。

#### 3.2.2 特 性

改良方式の効果を評価した結果を表4に示す。ランダム誤りの条件下でセグメンタルSN比の向上が得られ、誤りのないときの特性劣化もほとんどないことが明らかである。

## 4. 後処理方式の改良

### 4.1 LSPポストフィルタの構成

スペクトルの山谷を強調するスペクトルポストフィルタでは、LPC(Linear Prediction Coefficient: 線形予測係数)に簡単な乗算処理を行ってフィルタ係数を算出するこ

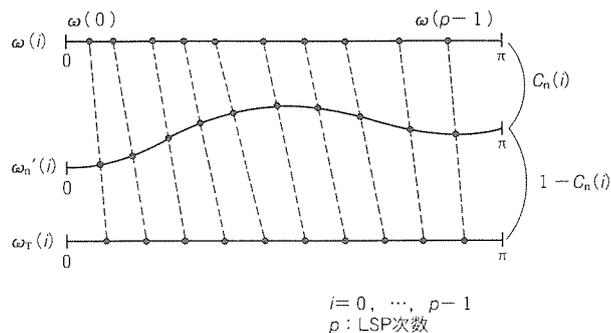


図5. LSP補正例

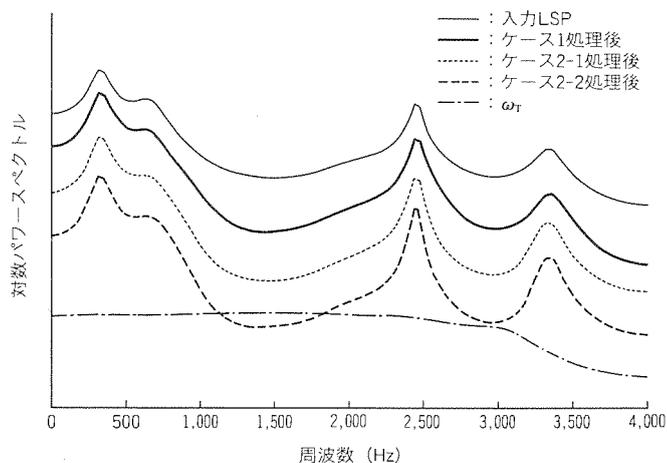


図6. スペクトル特性例

とが一般的である。しかし特性自由度が低く、各種用途に応じた適切な設計が困難であった。

そこで、LPCから算出される線スペクトル対(LSP)を補正することでフィルタ係数を算出する方法(図4)を検討した<sup>(6)</sup>。LSPはフィルタの安定性判定が簡単であるため、比較的自由的な補正が可能である。図5に内分処理を補正に用いる例を示す。 $\omega$ が入力LSP、 $\omega_n'$ は補正後のLSP、 $\omega_r$ は内分対象のLSP、 $c_n$ は内分係数である。

### 4.2 特 性

実験に用いた補正条件を表5に、特性例を図6に示す。ケース1は従来のポストフィルタをほぼ模擬(スペクトル特性上、主観品質とも)した設定である。ケース2-1及びケース2-2は、ケース1から徐々に高域の強調を強く設定したものであり、低域の特性を変化させずに高域だけ山谷が強調できていることが分かる。後処理後の合成音の品質は、より明瞭な感じに改善されている。なお、このような制御は従来方式では困難であった。

また、音声符号化を2回実行するタンデム接続が必要な通信システムの場合、ポストフィルタによる変形が重なってかえって音質劣化を起こす課題がある。今回の方式では、これを $\omega_r$ による適応的なスペクトル傾斜補償と $c_n$ の調整によって軽減することも可能である。

## 5. むすび

最近の当社の低ビットレート音声符号化方式に関する開発成果について述べた。公衆通信用としては、ITU-Tで4 kbps方式の標準化を検討中であり、業務通信系ではデジタル化が一層進展すると思われ、低ビットレート音声符号化方式の研究開発が重要である。また、適用用途の拡大に伴い、より厳しい背景雑音環境、伝送誤りの多い回線での使用に耐える方式の開発が求められると考える。

## 参考文献

- (1) Schroeder, M.S., Atal, B.S. : Code - Excited Linear Prediction (CELP) ; High - Quality Speech at Very Low Bit Rates, Proc., ICASSP'85, 937~941 (1985)
- (2) 山浦 正 : CELPの2.4Kbps化検討, 日本音響学会講演論文集, 269~270 (1992-10)
- (3) 間野一則, 守谷健弘 : 位相適応型PSI-CELP音声符号化の検討, 電子情報通信学会研究報告, SP94-96 (1995)
- (4) 田崎裕久, 山浦 正, 高橋真哉 : ピッチ位置同期CELPの音源符号化方式の検討, 日本音響学会講演論文集, 285~286 (1997-3)
- (5) 山浦 正, 田崎裕久, 高橋真哉 : ピッチ位置同期CELPの誤り耐性改善の検討, 日本音響学会講演論文集, 283~284 (1997-3)
- (6) 田崎裕久, 白木宏一, 富田和孝, 高橋真哉 : LSP上の変形に基づくポストフィルタの検討, 日本音響学会講演論文集, 365~366 (1995-9)



# マイクロ波増幅器のひずみ特性計算方式

中山正敏\*  
高木直\*

## 要旨

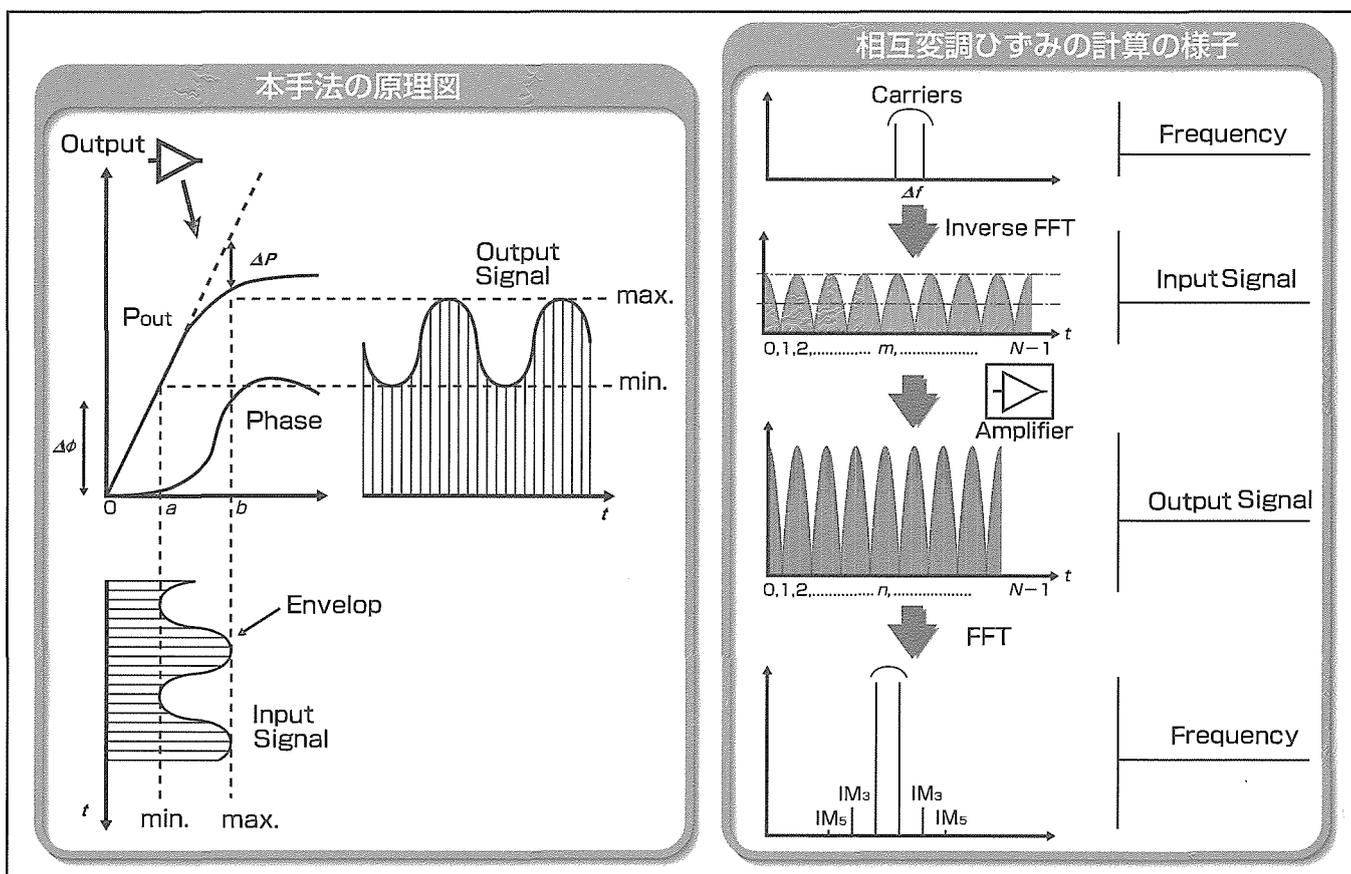
近年の移動体通信や衛星通信などでは、デジタル変調波やマルチキャリア信号波を取り扱うため、システムのひずみ特性が問題となる。特に増幅器では、効率とひずみ特性の両立を図る必要があるため、ひずみ特性に関連した解析技術の重要性が高まっている。

我々は、増幅器のシングルキャリアによるAM-AM, AM-PM特性の測定値を計算のデータとして用いることにより、実際のシステムのひずみ評価量として通常用いられている相互変調ひずみ (IM), NPR (Noise Power Ratio), 隣接チャネル漏えい (洩) 電力 (ACP) などの値を計算する手法を開発した。

この手法では、まず、IM, NPR, ACPなどの評価量を求

めるために必要となる増幅器への入力信号波形を計算機上で計算することから解析が開始される。次に、入力信号の周波数スペクトラムを逆フーリエ変換することによって、時間軸上の入力信号に変換し、増幅器のAM-AM, AM-PM特性を用いて、時間軸上での出力波形を求める。この出力をフーリエ変換することによって、周波数領域での出力信号、すなわち出力スペクトラムが得られ、IM, ACPなどのひずみ評価量が計算できる。

実際のマイクロ波増幅器にこの手法を応用し、計算と測定結果の比較を行い、両者がよく一致することを示す。この手法により、各種のひずみ評価量の見積りが可能となった。



マイクロ波増幅器のひずみ特性計算法の原理図と相互変調ひずみ特性の計算の様子

マイクロ波増幅器のAM-AM, AM-PM特性を基に、相互変調ひずみ (IM), 隣接チャネル漏洩電力 (ACP) などを計算する手法を開発した。計算機上で入力信号に相当する信号を時間領域において作成し、増幅器のAM-AM, AM-PM特性のデータを用いることにより、時間領域での出力波形信号を計算する。周波数領域の出力スペクトラムは、出力波形をフーリエ変換することによって計算できる。相互変調ひずみ特性の計算を例にして、計算の様子を示す。

1. ま え が き

近年の移動体通信や衛星通信などにおいては、 $\pi/4$ シフトQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)に代表されるデジタル変調波や複数信号波を同時に含むマルチキャリア信号波などを取り扱うため、システムのひずみ特性が問題となることが多い。特に増幅器では、効率とひずみ特性の両立を図る必要があるため、これらのひずみを、精度良く評価・解析することが重要となってきた。

我々は、マイクロ波増幅器のAM-AM, AM-PM特性を基に、相互変調ひずみ(IM), 隣接チャネル漏洩電力(ACP)などを計算する手法を開発した。計算値と測定値との比較を行い、この手法の有効性を確認した。

2. マイクロ波増幅器のひずみ計算

増幅器や増幅素子のひずみ特性を表す基本的な指標として、入力電力に対する利得及び通過位相変化量を示した値がある。いわゆるAM-AM及びAM-PMひずみ特性と呼ばれるものである。いずれも、線形領域では電力に対する変化量は0であり、非線形領域において変化量を持ち、その値が増幅器のひずみとして表される。

一方、実際のシステムにおいては、より具体的なひずみ評価量として、IM, NPR, ACPなどがもっぱら用いられている。以下では、増幅器のAM-AM, AM-PM特性の測定値を用いてIM, NPR, ACPなどを計算によって求める手法について記述する。

2.1 基本原理

この計算手法の原理を図1に示す。この計算手法は、増幅器又は増幅素子を等価回路を用いて近似したり入出力特性を関数で近似したりせずに、シングルキャリアのAM-AM及びAM-PM特性の測定値からIM, NPR, ACPなどのひずみ評価量を計算する方法である。IMの計算ではあ

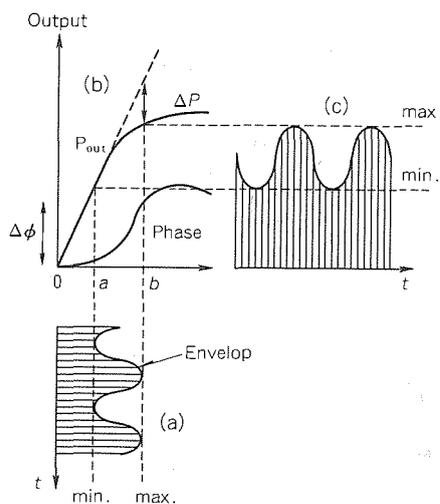


図1. 計算手法の原理

る周波数間隔を持つ2波のキャリア信号, NPR計算では信号の実数部及び虚数部がガウス分布に従ってランダムに変化する信号, ACPの計算ではデジタル変調された信号を, 計算機上で作成して計算を行う。これらの入力信号の波形を時間領域で観測すると, キャリアであるマイクロ波の周期に対してかなり遅い周期でビートを打つ信号である。これを模式的に図(a)に示す。入力信号は平均電力を中心にa点(最小値)からb点(最大値)まで変化する。入力信号の電圧を  $V_1(t)$  とし, これを,

$$V_1(t) = \text{Re}\{\rho(t) \cdot \exp(j2\pi f_0 t)\} \dots\dots\dots (1)$$

で表現する。ここで  $f_0$  はキャリア周波数,  $\rho(t)$  は入力信号の複素振幅である。入力された信号は, 図(b)のAM-AM, AM-PM特性に従って増幅され, 図(c)に示す出力信号が得られる。

AM-AM特性を  $A(|\rho|)$ , AM-PM特性を  $\theta(|\rho|)$  で表すと, 出力信号の電圧  $V_0(t)$  は,

$$V_0(t) = \text{Re}[A(|\rho|) \cdot \exp\{j2\pi f_0 t + j\theta(|\rho|)\}] \dots (2)$$

で与えられる。通常, 変調波やマルチキャリア信号はある専有帯域幅を持つが, ここでは帯域内で  $A(|\rho|)$  及び  $\theta(|\rho|)$  の周波数依存性は十分小さいと仮定している。入力信号のa点からb点までの変化に対し, 出力信号の振幅は  $\Delta P$ , 位相は  $\Delta\phi$  だけひずむ。このひずみによって出力信号のスペクトラムが広がる。この手法は  $\rho(t)$  は  $2\pi f_0 t$  に比べて十分に緩やかに変動するとして, エンベロープの波形について計算を行うものである。

図2に計算のフローチャートを示す。この解析は基本的

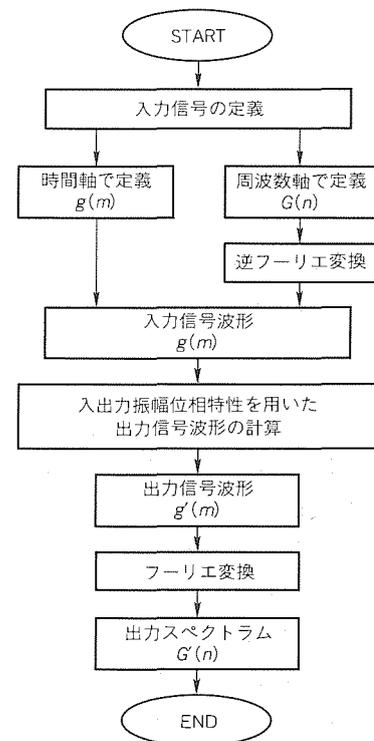


図2. ひずみ特性計算のフローチャート

に時間領域解析であり、入力信号が周波数領域で与えられる場合には逆フーリエ変換で時間領域の信号に変換する。周波数領域での入力信号を  $G(n)$  ( $n=0,1,2,3,\dots,N-1$ ) で与える。 $G(n)$  は信号の振幅及び位相を与える複素数である。時間領域での入力信号  $g(m)$  ( $m=0,1,2,3,\dots,N-1$ ) は  $G(n)$  を逆フーリエ変換することによって求めることができる。増幅器で増幅された時間領域上での出力信号  $g'(m)$  は、

$$g'(m) = A(|g(m)|) \cdot \exp\{j\theta(|g(m)|)\} \quad \dots\dots (3)$$

で与えられる。最後に、周波数領域での出力信号すなわち出力スペクトラム  $G'(n)$  は、上記  $g'(m)$  をフーリエ変換することによって得られる。

2.2 IMの計算

IMの場合を例にして計算の様子を示す。相互変調ひずみの計算では、入力信号は周波数領域で与えられるため、逆フーリエ変換によって時間領域の信号に変換する必要がある。周波数領域での2波の信号  $G(n)$  を図3(a)に示す。逆フーリエ変換を用いて  $G(n)$  を時間領域の信号  $g(m)$  に変換する。これを図3(b)に示す。 $g(m)$  はキャリアの周期に対してかなり遅い周期でビートを打つ信号である。 $|g(m)|$  の最大値は平均値より3dB高くなる。

ひずみを持つAM-AM, AM-PM特性の増幅器を用いて増幅した場合の時間領域上の出力電圧  $g'(m)$  が図3(c)となる。これを周波数領域にフーリエ変換した出力信号  $G'(n)$  を図3(d)に示す。二つの基本信号の近傍に  $IM_3$  及び  $IM_5$  が発生していることがよく分かる。以上により、増幅器のIMを計算することができる。

2.3 NPRの計算

衛星搭載の増幅器などにおいては、複数の信号キャリアを同時に増幅する増幅器が用いられることが多い。このようなマルチキャリア信号を一種の雑音と見立て、増幅器のひずみ特性を評価する評価量としてNPRがよく用いられる。上記のような用途における増幅器に関しては、IMやACPなどよりもふさわしい評価量であると考えられる。NPRは、入力信号として雑音信号に狭いノッチ(無信号の周波数帯)を設けたものを用い、ひずみを持つ増幅器でこの信号を増幅した際のひずみ成分のノッチへの漏れ込み量を示す。図4に示すように、この値は、ノッチ以外での単位バンド幅当たりの電力とノッチ内での同じバンド幅における電力の比で表される。

NPRの計算では、まず、入力信号として、ある帯域  $B$  を持つ白色雑音を作成し、さらに

雑音のないノッチ  $W$  を作成する。白色雑音は、振幅及び位相がランダムに変化する。白色雑音の電圧を  $V_n$  とすると、 $V_n$  は、

$$V_n = V_x + jV_y \quad \dots\dots\dots (4)$$

で表され、 $V_x$  及び  $V_y$  は  $V_n$  の実数部及び虚数部を示し、ガウス分布に従ってランダムに変化すると仮定する。 $V_x$  及び  $V_y$  の電力密度関数  $P_x(V_x)$  及び  $P_y(V_y)$  は、

$$P_i(V_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_i} \exp\left(-\frac{V_i^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad (i=x,y) \quad \dots\dots (5)$$

$$\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \frac{\sigma_n^2}{2} \quad \dots\dots\dots (6)$$

で与えられる。ここで  $\sigma_x^2$  及び  $\sigma_y^2$  は、 $V_x$  及び  $V_y$  の分散である。 $P_x(V_x)$  と  $P_y(V_y)$  には相関はない。

$V_n$  の電力密度関数  $P_n(V_n)$  は、

$$P_n(V_n) = P_x(V_x) \cdot P_y(V_y) \quad \dots\dots\dots (7)$$

で与えられる。マルチキャリアの平均電力は、 $\overline{|V_n|^2}$  は、

$$\overline{|V_n|^2} = \int |V_n|^2 P_n(V_n) dV_n = \sigma_x^2 + \sigma_y^2 = \sigma_n^2 \quad \dots\dots (8)$$

で与えられる。

入出力振幅・位相特性を用いたNPRの計算は、相互変調

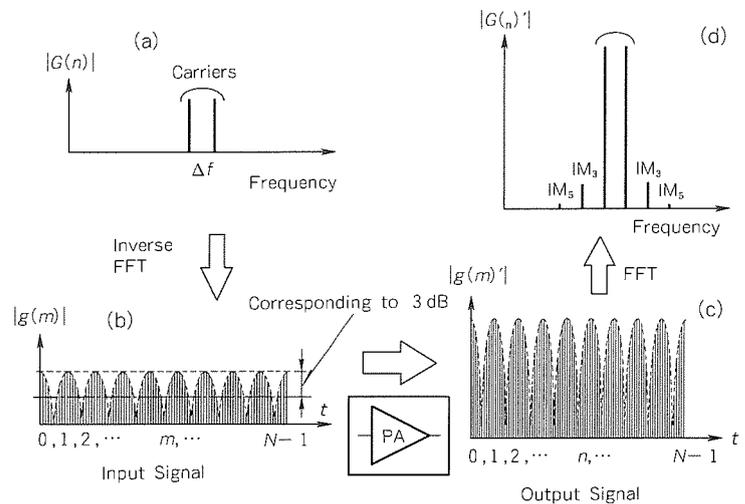


図3. 相互変調ひずみの計算の様子

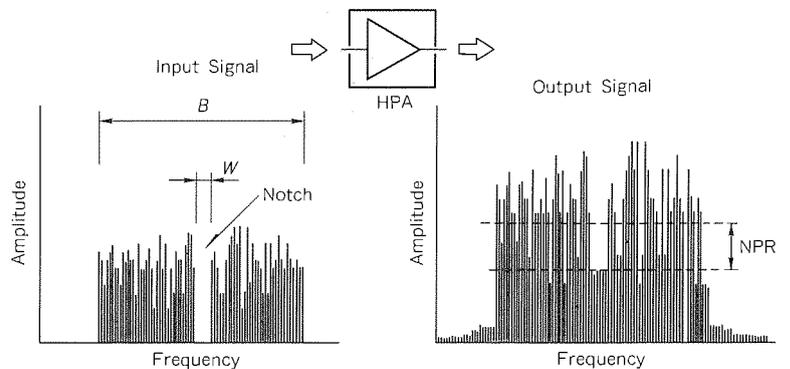


図4. Noise Power Ratio

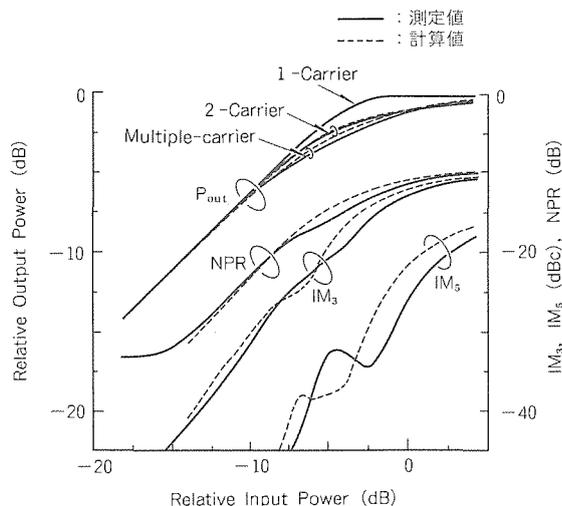


図5. IM, NPRの計算値と測定値の比較

ひずみの計算の場合と基本的に同様である。ノッチ以外の周波数域に白色雑音を与える。これを逆フーリエ変換することで時間領域の入力信号とする。

図5に、あるマイクロ波帯の増幅器に関して、IM及びNPRの測定値と、上記に述べた方法でAM-AM, AM-PM特性を基に計算を行った結果を示す。両者はよく一致していることが分かる。

### 2.4 ACPの計算

$\pi/4$ シフトQPSK変調などのデジタル変調では、データビットの値に応じてベースバンドにおけるIチャンネルとQチャンネルのマッピングを行い、ナイキストフィルタなどの帯域制限フィルタを通過させて各チャンネルの  $i(t)$ ,  $q(t)$  を発生させる。この信号によって、マイクロ波のキャリア波 ( $f_0$ ) を変調することによって所望の信号を得ることができる。したがって、増幅器への入力信号電圧  $V_i(t)$  は次式で与えられることになる。

$$V_i(t) = \text{Re}[\{i(t) + jq(t)\} \exp(j2\pi f_0 t)] \dots \dots (9)$$

上式で表される入力信号のエンベロープすなわちベースバンド信号の波形が、この計算における  $g(m)$  となる。デジタル変調波信号増幅時におけるACPのシミュレーションでは、擬似ランダム符号などのデータを基に、上記のベースバンド信号を作成することによって、入力信号  $g(m)$  を直接、時間領域で与える。この点が、IM及びNPRの計算の場合と異なる。逆に  $g(m)$  をフーリエ変換することによって入力信号のスペクトラムを求めることができる。出力信号の電圧  $g'(m)$  は、IMの場合と同様にして、

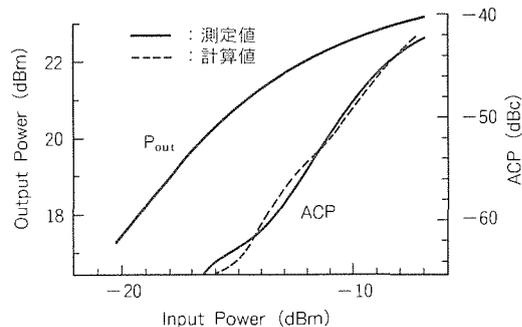


図6. ACPの計算値と測定値の比較

増幅器のAM-AM, AM-PM特性を利用して計算され、出力時間波形をフーリエ変換することで出力スペクトラムが計算できる。この結果を基に、隣接チャネル漏洩電力を導出することが可能である。

図6に、PHS用高出力増幅器を一例として、 $\pi/4$ シフトQPSK増幅時のACPについての、実際の測定値と上記の手法から計算した結果を示す。この例においても、測定値と計算値がよく一致しており、この計算手法の有効性が示されている。

### 3. むすび

マイクロ波増幅器において、シングルキャリアのAM-AM及びAM-PM特性の測定値を用いて相互変調ひずみ(IM), NPR(Noise Power Ratio), 隣接チャネル漏洩電力(ACP)などのひずみ評価量を計算する手法について述べ、この手法による計算値と測定値がよく一致することを示した。

変調波信号を用意することなく、ひずみ評価量の見積りが可能となる。さらに、例えば、ある変調波信号に対してひずみを小さくするために、最適なAM-AM, AM-PM特性の検討などにも応用することが可能である。

### 参考文献

- (1) Takagi, T., Ogura, S., Ikeda, Y., Suematsu, N.: Intermodulation and Noise Power Ratio Analysis of Multiple-Carrier Amplifiers using Discrete Fourier Transform, IEICE Trans.. Electron., E77-C, No.6, 935~941 (1994)
- (2) 伊藤康之, 高木 直: MMIC技術の基礎と応用, 120~124, リアライズ社 (1996)

# ソースインダクタ装荷型 リニアライザによるひずみ特性の改善

森 一富\* 伊藤康之\*\*  
山内和久\* 高木 直\*\*  
中山正敏\*\*

## 要 旨

近年、移動体通信の需要増大と多様化に伴う通信システムの大容量化やデジタル化、及び基地局装置での複数キャリアを同時に増幅するマルチキャリア共通増幅方式の導入に伴い、送信用高出力増幅器においては小型・高効率に加えて低ひずみであることが求められている。高効率かつ低ひずみな高出力増幅器を得るために、高出力増幅器のひずみ特性を改善する方法が必要となるが、従来用いられてきたリニアライザでは、回路構成が大規模になる、消費電力が大きいという問題点があった。

本稿では、FETのソース端子とグランドとの間にインダクタを装荷するだけで高出力増幅器のひずみ特性を改善できるソースインダクタ装荷型リニアライザを提案する。入力

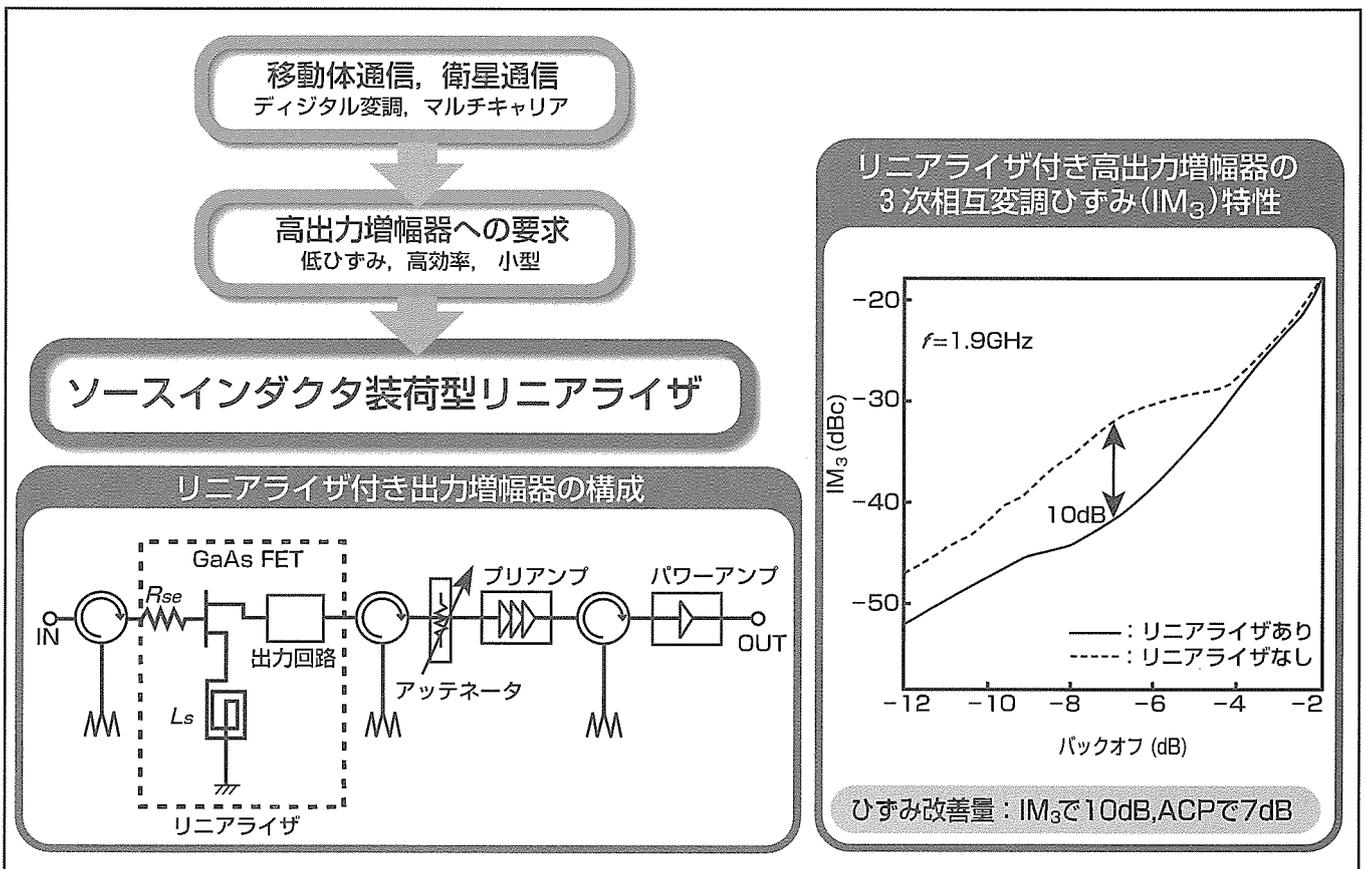
電力に対して利得が増加し、位相が遅れる特性を持つため、増幅器の振幅ひずみと位相ひずみの両方を補償することができる。

周波数1.9GHzとしてリニアライザを試作・評価し、3次相互変調ひずみ (IM<sub>3</sub>)<sup>(注1)</sup>で最大10dB、隣接チャネル漏えい(洩)電力 (ACP)<sup>(注2)</sup>で最大7 dBの改善ができた。

提案したリニアライザは小型で簡易な構成であり、また、消費電力も小さいため、移動体・衛星通信用高出力増幅器のリニアライザとして有効と考えられる。

(注1) IM<sub>3</sub> : 3rd order Intermodulation Distortion

(注2) ACP : Adjacent Channel Leakage Power



## ソースインダクタ装荷型リニアライザ付き高出力増幅器

移動体通信で用いられる送信用高出力増幅器のひずみ特性を改善するためのリニアライザとして、FETのソース端子とグランドの間にインダクタを装荷した小型で簡易な構成のリニアライザを提案した。送信用高出力増幅器の前段にこのリニアライザを装荷することにより、周波数1.9GHzにおいて、増幅器全体でのひずみ特性をIM<sub>3</sub>で最大10dB、ACPで最大7 dBの改善をすることができた。

## 1. ま え が き

近年、移動体通信の需要増大と多様化に伴い、通信システムの大容量化やデジタル化が急速に進められている。また、基地局装置では、小型・低コスト化のために、複数のキャリアを同時に増幅するマルチキャリア共通増幅機能が求められている。このような移動体通信の携帯機、基地局に用いられる送信用高出力増幅器では、小型・高効率に加えて、低ひずみであることが求められている。増幅器のひずみ特性を改善する方法として、プリディストーション型リニアライザ<sup>(1)</sup>やフィードフォワード型リニアライザ<sup>(2)</sup>等を用いる方法がある。しかし、これらの方法では、回路構成が大規模になる、消費電力が大きいという問題点があった。

これらの問題を解決するために、本稿では、FETのソース端子とグランドとの間にインダクタを装荷したソースインダクタ装荷型リニアライザを提案する。

入力電力に対して利得が増加し、位相が遅れる特性を持つため、増幅器の振幅ひずみと位相ひずみの両方を補償することができる。FETの相互コンダクタンス、ドレインコンダクタンスの非線形性と、ソースインダクタンスによってこの特性を得ている。

周波数1.9GHzとしてリニアライザを試作・評価したところ、入力電力に対して利得が増加し、位相が遅れる特性を得ることができた。また、試作したリニアライザを用いてひずみ補償実験を行ったところ、3次相互変調ひずみ

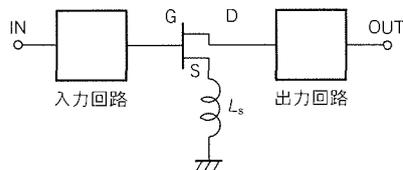


図1. ソースインダクタ装荷型リニアライザの回路構成

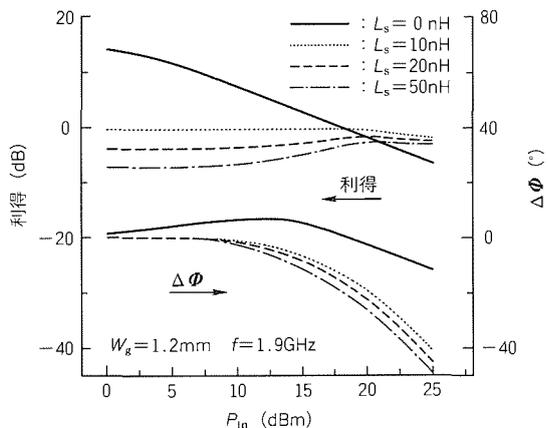


図2. ソースインダクタンス $L_s$ をパラメータとしたリニアライザの利得・位相特性の計算結果

( $IM_3$ )及び隣接チャネル漏洩電力(ACP)を改善することができた。

## 2. ソースインダクタ装荷型リニアライザ

### 2.1 リニアライザの回路構成

増幅器はA級、AB級で使用した場合、一般的に振幅特性は入力電力に対して利得が減少し、位相特性は位相が進む特性を持っている。したがって、プリディストーション型リニアライザに求められる特性は、入力電力に対して利得が増加し、位相が遅れる特性である。図1に提案するソースインダクタ装荷型リニアライザの回路構成を示す。GaAsFETのソース端子とグランドの間にインダクタ( $L_s$ )を装荷した小型で簡易な構成である。

次に、ソースインダクタンス $L_s$ をパラメータとしたこのリニアライザの利得・位相特性の計算結果を図2に示す。計算条件は周波数1.9GHz,  $V_d = 2$  V,  $V_g = -1$  V(AB級),  $I_{d0} = 94$  mA, 入出力のインピーダンスは $50\Omega$ とした。ゲート幅1.2mmのGaAsFETの大信号モデル<sup>(3)</sup>を用い、ハーモニックバランス法<sup>(4)</sup>によって計算を行った。図において利得変化量 $\Delta G$ と位相変化量 $\Delta\phi$ はそれぞれ、小信号入力時の利得、位相との差として定義する。図から、 $L_s > 10$  nHにおいて、入力電力に対して利得が増加し、位相が遅れる特性が得られることが分かる。

計算の妥当性を確認するために、周波数1.9GHzとしてリニアライザの試作を行った。インダクタとして $L_s = 16$  nHのスパイラルインダクタを用いた。リニアライザの利得・位相特性の測定結果を計算結果とともに図3に示す。測定条件は周波数1.9GHz,  $V_d = 2$  V,  $I_{d0} = 78$  mA(AB級)である。入力電力5~18dBmにおいて、利得が増加し、位相が遅れる特性が得られていることが分かる。また、測定結果と計算結果とはよく一致している。

### 2.2 リニアライザの安定性

リニアライザのソース端子とグランドとの間に装荷され

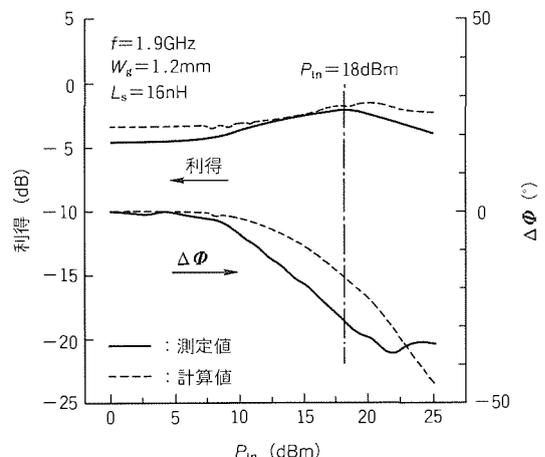


図3. リニアライザの利得・位相特性の測定結果

るインダクタとして、スパイラルインダクタを用いている。インダクタは寄生のキャパシタンスを持つため自己共振する周波数があり、共振周波数付近において、リニアライザは不安定となる問題がある。リニアライザの安定化を図るために、FETのゲートに直列に安定化抵抗 $R_{se}$ を挿入した。図4に $R_{se}$ を挿入した場合のリニアライザの回路構成を示す。安定性を考慮するために、 $R_{se}$ をパラメータとして、図4の回路のリニアライザの安定係数 $K$ を計算し、その結果を図5に示す。図5から、安定化抵抗 $R_{se}$ がない場合には安定係数は共振周波数の7GHz近傍で $K < 1$ となるのに対し、 $R_{se} > 100\Omega$ とすることにより、すべての周波数において $K > 1$ となり、安定化が可能であることが分かる。

2.3 リニアライザの負荷条件依存性

リニアライザの利得・位相特性は、補償される増幅器と逆の特性になるように調整する必要がある。図6に利得・位相特性の出力負荷条件依存性を示す。測定は周波数1.9GHzにおいて、 $L_s = 16\text{nH}$ 、ゲート幅1.2mmのFETに対して行った。図において $\Delta G_m$ と $\Delta \Phi_m$ はそれぞれ利得が最大となる入力電力での $\Delta G$ と $\Delta \Phi$ と定義する。図では、 $\Delta G_m$ は最大3dBまで、 $\Delta \Phi_m$ は最大 $-30^\circ$ まで変化している。したがって、出力負荷条件を変化させることにより、 $\Delta G_m < 3\text{dB}$ 、 $\Delta \Phi_m > -30^\circ$ の範囲でリニアライザの利得・位相特性を調整できることが分かる。

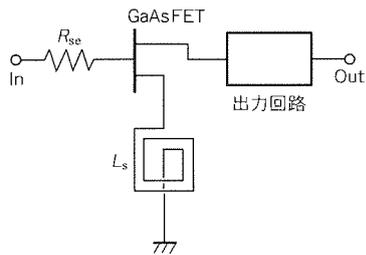


図4. 安定化抵抗 $R_{se}$ を挿入した場合のリニアライザの回路構成

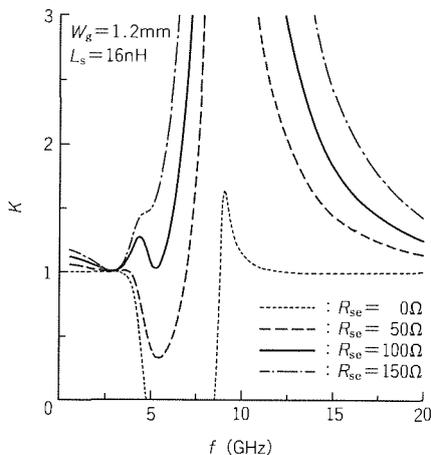


図5. リニアライザの安定係数 $K$ の計算結果

3. ソースインダクタ装荷型リニアライザを用いた増幅器のひずみ補償

図7にリニアライザ付き高出力増幅器の構成を示す。高出力増幅器の前段にレベル調整用のアッテネータとプリアンプを介してリニアライザを設置した構成である。リニアライザの前後には、反射特性の改善のため、アイソレータを挿入している。ソースインダクタンス $L_s$ の値は16nHとし、セラミック基板上のスパイラルインダクタで構成している。安定化抵抗 $R_{se}$ は2.2節の検討結果を基に100 $\Omega$ とし、出力側の負荷条件は2.3節の検討結果から $\Delta G_m = 0.2\text{dB}$ 、 $\Delta \Phi_m = -6^\circ$ となるインピーダンスを実現している。

周波数1.9GHzにおけるリニアライザ付き高出力増幅器の利得・位相特性の測定結果を図8に示す。リニアライザにより、バックオフが約4dBの場合に、振幅・位相ひずみがそれぞれ0.2dB、 $6^\circ$ 改善されていることが分かる。

次にひずみ特性の指標として一般的に用いられる $IM_3$ の測定を行ったので、その測定結果を図9に示す。図から、 $IM_3$ が最大10dB改善されていることが分かる。 $IM_3$ が改善されているバックオフレベルが、振幅・位相特性が改善されているバックオフレベルよりも低くなっているが、この原因としては、2波入力時のピーク電力が平均電力より3dB高くなること<sup>(5)</sup>が考えられる。

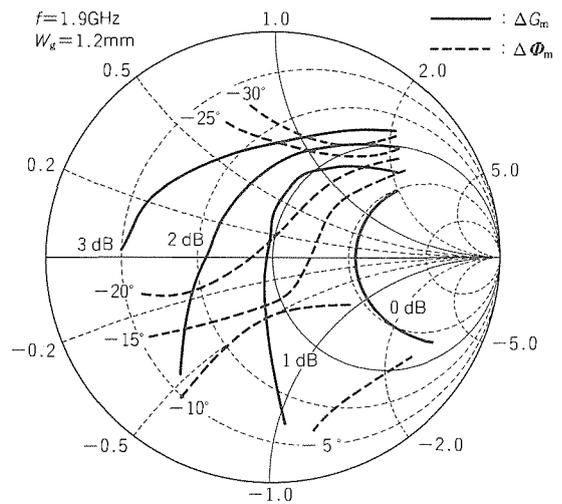


図6. リニアライザの $\Delta G_m$ 、 $\Delta \Phi_m$ の出力負荷条件依存性

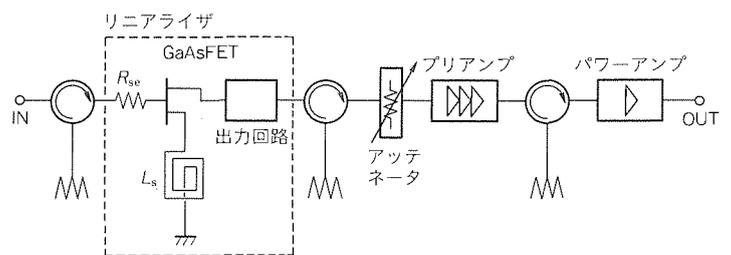


図7. リニアライザ付き高出力増幅器の構成

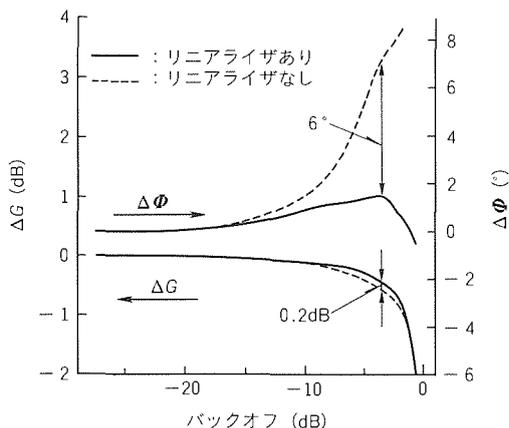


図8. リニアライザ付き高出力増幅器の利得・位相特性の測定結果

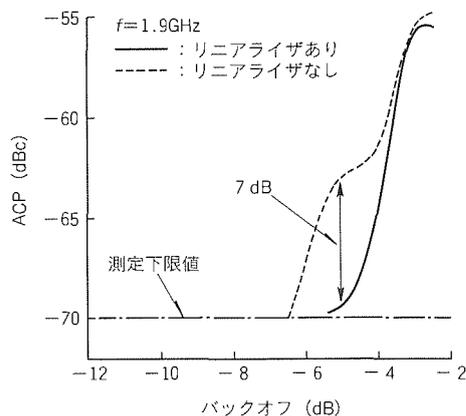


図10. リニアライザ付き高出力増幅器のACPの測定結果

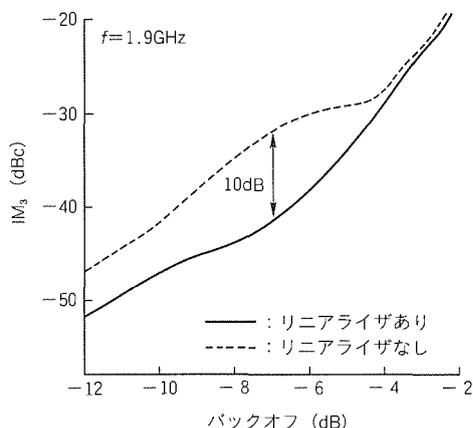


図9. リニアライザ付き高出力増幅器のIM<sub>3</sub>の測定結果

次にACPの測定を行ったので、測定結果を図10に示す。測定にはビットレート384kbpsの $\pi/4$ シフトQPSK変調波を用い、バンド幅192kHz、600MHzオフセットの条件でACPを測定した。図から、ACPが最大7dB改善されていることが分かる。これらの結果から、このリニアライザによって増幅器のひずみ特性を改善できることが分かった。

#### 4. むすび

ソースインダクタ装荷型リニアライザを提案し、安定性、負荷条件依存性を考慮し、1.9GHzにおいて試作・評価を行った。その結果、入力電力に対して利得が増加し、位相が遅れる特性が得られることを確認した。また、試作したリニアライザを用いて高出力増幅器に対してひずみ補償を行ったところ、振幅ひずみ、位相ひずみの両方を補償することによってIM<sub>3</sub>で最大10dB、ACPで最大7dBのひずみ

特性の改善が得られ、提案した回路構成がリニアライザとして動作することを確認した。

提案したリニアライザは小型で簡易な構成であり、また、消費電力も小さいため、移動体通信用高出力増幅器のリニアライザとして有効と考えられる。

#### 参考文献

- (1) Suematsu, N., Takagi, T., Iida, A., Urasaki, S.: A Predistortion Type Equi-Path Linearizer in Ku-Band, The 3rd Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 1077~1080 (1990)
- (2) Nojima, T., Narahashi, S.: Extremely Low-Distortion Multi-Carrier Amplifier for Mobile Communication Systems—Self-Adjusting Feed-Forward Amplifier—, IEICE Technical Report (in Japanese), RCS90-4 (1990)
- (3) Curtice, W.R., Ettenberg, M.: A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers, IEEE Trans. on MTT, **MTT-33**, No.12 (1985)
- (4) Nakhla, M.S., Valch, J.: A Piecewise Harmonic Balance Technique for Determination of Periodic Response of Nonlinear Systems, IEEE Trans. on CAS, **CAS-23**, No.2, 85~91 (1976)
- (5) Takagi, T., Ogura, S., Ikeda, Y., Suematsu, N.: Intermodulation and Noise Power Ratio Analysis of Multiple-Carrier Amplifiers using Discrete Fourier Transform, IEICE Trans. Electron., **E77-C**, No.6 (1994)

# 市街地電波伝搬シミュレータ

稲沢良夫\*  
千葉 勇\*\*

## 要 旨

近年、携帯電話やPHSなどの移動体通信システムが急速に普及してきた。効率的なマイクロセルの構成のため、また受信エリアを知るために、市街地における伝搬特性を把握する必要がある。しかし、実測には膨大な労力を要するため、シミュレーションで推定することが望まれている。

マイクロセルのような比較的狭いエリアの電波伝搬は、反射波や回折波などをレイトレースすることによって推定が可能である。シミュレーションを簡易に効率良く行うため、市街地環境を反映した伝搬モデルを作成し、様々な解析条件の設定などが可能な電波伝搬シミュレータを開発した。

このシミュレータは次の特長を持っている。

### (1) 電波伝搬解析法

UTD (Uniform Theory of Diffraction) 法に基づき反射波及び回折波をレイトレースし、高精度に受信電力の推定が可能である。

### (2) 伝搬モデル作成方法

地図や図面をスキャナで取り込み、CADの作図機能を利用して簡易に伝搬モデルの作成が可能である。

### (3) シミュレーション条件の設定

建物や地面の電気定数、基地局位置、送受信アンテナパターンなどの条件の設定が可能である。

今後、このシミュレータを用いて実環境の伝搬特性を把握し、移動体通信システムの様々な分野に応用する。

## 市街地電波伝搬シミュレータ

電界強度分布シミュレーション

**用途**

- 受信エリアの把握
- 基地局設置位置の検討
- フェージング特性の把握
- 移動体通信システム設計

### 市街地電波伝搬シミュレータの用途

市販の地図から市街地における受信電力をシミュレーションし、通信エリアの把握や基地局配置の検討を行う。さらに、実環境におけるフェージング特性を把握し、新しい変復調方式の開発や移動体通信システムの設計などにも応用できる。

76(916) \*情報技術総合研究所 \*\*同研究所(工博)

三菱電機技報・Vol.71・No.10・1997

1. ま え が き

近年、携帯電話やPHSなどの移動体通信システムが急速に普及してきた。効率的なマイクロセルの構成のため、また受信エリアを把握するために、市街地における受信電力を知る必要がある。しかし、実環境における測定は膨大な労力を要するため、シミュレーションでこれを推定することが望まれている。

マイクロセルなど比較的狭いエリアの電波伝搬はUTD法<sup>(1)</sup>などのレイトレース法によって推定が可能である。しかし、実際にシミュレーションを行うには、市街地環境を反映した伝搬モデルを作成して様々な解析条件を考慮する必要があり、かなりの手間を要する。これらの作業を簡易に効率良く行うため、電波伝搬シミュレータを開発した。

このシミュレータは地図や図面などをスキャナで取り込み、CADの作図機能を用いて簡易に伝搬モデルの作成が可能である。建物や地面の電気定数、基地局位置などのシミュレーション条件を設定した後、シミュレーションを実行し、受信電力分布図などを表示することができる。

本稿では、このシステムの解析理論、伝搬モデル作成方法、シミュレーション例などを示す。

2. 市街地電波伝搬シミュレータ

2.1 電波伝搬解析法

このシミュレータはUTD法に基いて解析を行う。UTD

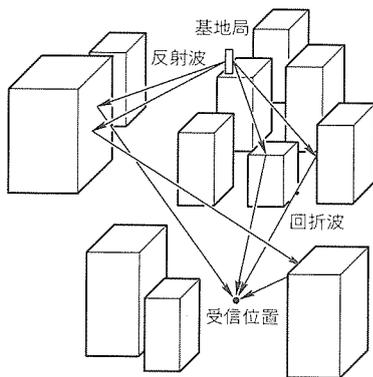


図1. 市街地における電波伝搬

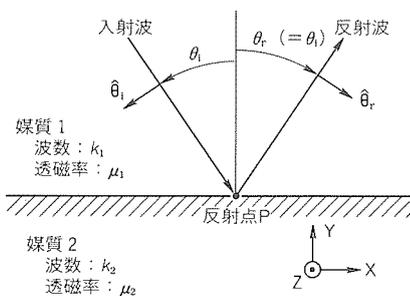
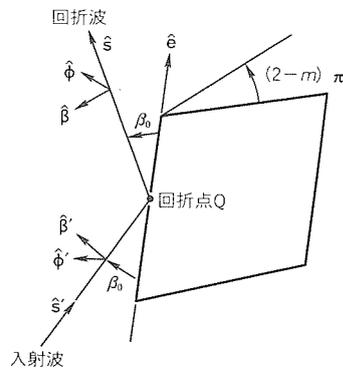
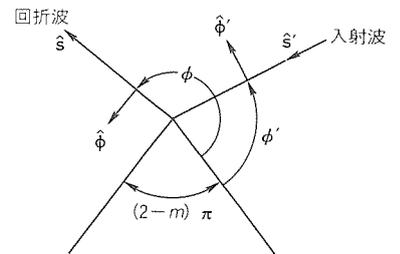


図2. 反射波計算用座標系



(a) 斜視図



(b) 側面図

法は1970年代に完全導体によるエッジ回折波を解析するために開発された手法である。ここでは、この手法を用いた市街地伝搬解析法について説明する。図1に示すように、この手法は基地局から放射された電磁波に対して建物や地面を経由し受信位置に到達する反射波や回折波などの光路をレイトレースし、それぞれの電磁波の電界を加算し、全電界強度を決定する。

建物や地面で反射された電磁波の振幅及び位相は、幾何光学法<sup>(2)(3)</sup>によって体系的に求めることができる。散乱体の形状が曲面の場合、反射による波面の曲率の変化を正確に求める必要があるが、電波伝搬の分野で扱う対象は、実用上ほとんど平面で十分なので、ここでは平面による反射の場合のみを示す。

図2に示すように、散乱体表面上で入射角と反射角が等しくなる反射点Pを探索する。反射点Pにおける入射電界を $E^i(P)$ 、その波面の主曲率半径を $s'_1$ 及び $s'_2$ 、反射点Pから観測点までの距離を $s$ とすると、反射波 $E^r(s)$ は次式で与えられる。

$$E^r(s) = E^i(P) \cdot \bar{R} \sqrt{\frac{s'_1 s'_2}{(s'_1 + s)(s'_2 + s)}} \exp(-jk_1 s) \dots\dots\dots (1)$$

ここで $\bar{R}$ は反射量を決定するダイアディック反射係数で、フレネル反射係数 $R_{\perp}$ 及び $R_{\parallel}$ を用い、次式で表される。

$$\bar{R} = R_{\perp} \hat{\theta}_i \hat{\theta}_r + R_{\parallel} \hat{z} \hat{z} \dots\dots\dots (2)$$

$$R_{\perp} = \frac{\mu_2 \cos \theta_i - \mu_1 \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta_i}}{\mu_2 \cos \theta_i + \mu_1 \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta_i}} \dots\dots\dots (3)$$

$$R_{\parallel} = \frac{\mu_1 n^2 \cos \theta_i - \mu_2 \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta_i}}{\mu_1 n^2 \cos \theta_i + \mu_2 \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta_i}} \dots\dots\dots (4)$$

$$n = \frac{k_2}{k_1} \dots\dots\dots (5)$$

次に回折波の計算法について説明する。図3に示すように散乱体のエッジ上で $\hat{e} \cdot \hat{s}' = \hat{e} \cdot \hat{s}$ を満たす回折点Qを探索する。この座標系における $\hat{\beta}'$ 、 $\hat{\beta}$ 、 $\hat{s}'$ 、 $\hat{s}$ 、 $\hat{\phi}'$ 、 $\hat{\phi}$ は次式を満たす単位ベクトルである。

図3. 回折波計算用座標系

$$\hat{\beta}' = \hat{s}' \times \hat{\phi}' \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$\hat{\beta} = \hat{s} \times \hat{\phi} \quad \dots\dots\dots (7)$$

回折点Qにおける入射電界を $E^i(Q)$ 、その波面が曲率半径 $s'$ の球面波、回折点Qから観測点までの距離を $s$ とすると、回折波 $E^d(s)$ は次式で与えられる。

$$E^d(s) = E^i(Q) \cdot \bar{D} \sqrt{\frac{s'}{s(s'+s)}} \exp(-jks) \quad \dots (8)$$

ここで、 $\bar{D}$ は回折の程度を決定するダイアディック回折係数で次のように表される。

$$\bar{D} = -\hat{\beta}' \hat{\beta} D_s - \hat{\phi}' \hat{\phi} D_h \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$D_h = \frac{\exp(-j\pi/4) \sin\pi/m}{m\sqrt{2\pi k \sin\beta_0}} \times \left[ \frac{1}{\cos\frac{\pi}{m} - \cos\frac{\phi - \phi'}{m}} \mp \frac{1}{\cos\frac{\pi}{m} - \cos\frac{\phi - \phi'}{m}} \right] \quad \dots\dots\dots (10)$$

この回折係数は観測方向によっては発散するため、実際にはフレネル積分を含む発散しない回折係数<sup>(1)</sup>を用いる。

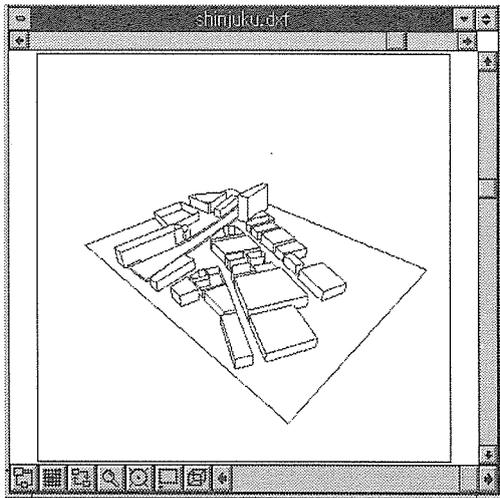


図4. 三次元電波伝搬モデル

表1. 主要諸元

周波数	1.9GHz
EIRP	34dBm
送信アンテナ	8素子コリニアダイポール
チルト角	水平方向から下方に5°
受信アンテナ	標準ダイポール
受信アンテナ高さ	地上1.5m

表2. レイトレースする電磁波

直接波	回折 — 反射波
1回反射波	反射 — 回折波
2回反射波	回折 — 回折 — 反射波
3回反射波	回折 — 反射 — 回折波
1回回折波	反射 — 反射 — 回折波

市街地における電波伝搬シミュレーションでは、2回反射波や3回反射波などの多重反射波、2回回折波のような多重回折波、回折後反射する電磁波などを伝搬モデルに合わせて適宜選択し、上述の方法で計算する。

2.2 伝搬モデル作成方法

市街地における電波伝搬のシミュレーションを行うには、実環境を反映した伝搬モデルが必要である。このシミュレータは簡易に伝搬モデルを作成するため、市販の地図をスキャナでCADに読み込み、CADの作図機能を利用して伝搬モデルを作成することができる。地図内の建物形状に合わせて二次元のモデルを作成した後、それらの高さを入力して三次元の伝搬モデルを作成する。図4にこのシミュレータを用いて作成した三次元伝搬モデルの例を示す。

3. シミュレーション例

ここでは新宿駅東口付近におけるシミュレーション結果<sup>(4)</sup>を示す。伝搬モデルは市販の地図から前述の方法で作

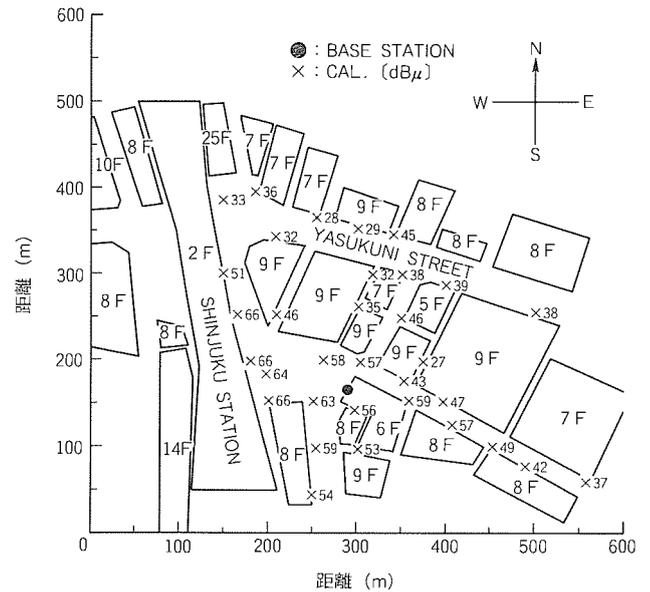


図5. 新宿駅東口における受信電力計算例

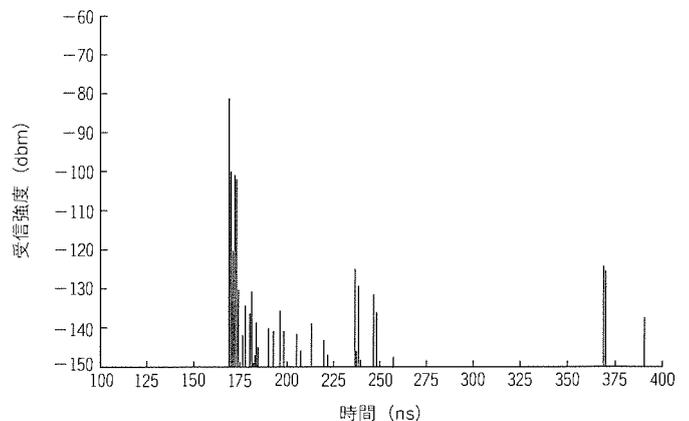


図6. 遅延プロファイル計算例

成する。計算時間の短縮のため、同程度の高さの複数の建物はまとめて扱い、建物の数を少なくする。また、建物の高さは(建物の階数) $\times 3.5\text{m}$ と仮定する。すべての建物の電気定数は比誘電率 $\epsilon_r=5.5$ 、導電率 $\sigma=0.023\text{S/m}^{(5)}$ 、地面は比誘電率 $\epsilon_r=15$ 、導電率 $\sigma=0.005\text{S/m}^{(6)}$ とした。表1に示す主要諸元及び表2に示す電磁波を考慮して計算を行う。複数の計算位置を設定して受信電界を計算した結果を図5に示す。また、このシミュレータでは図6に示すような遅延特性を計算することもできる。

#### 4. む す び

市街地における電波伝搬シミュレーションを簡易に効率良く行うため電波伝搬シミュレータを開発し、このシステムの概要を説明した。

今後、このシミュレータを用いて実環境の伝搬特性を把握し、移動体通信システムの様々な分野に応用する予定である。

#### 参 考 文 献

- (1) Kouyoumjian, R.G., Pathak, P.H. : A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface, Proc. of the IEEE, **62**, No.11, 1448~1461 (1974)
- (2) Deschamps, G.A. : Ray Techniques in Electromagnetics, Proc. IEEE, **60**, 1022~1035 (1972-9)
- (3) Lee, S.W., Sheshadri, M., Jamnejad, V., Mittra, R. : Refraction at a Curved Dielectric Interface : Geometrical Optics Solution, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **MTT-30**, 12~19 (1982-1)
- (4) Inasawa, Y., Chatani, Y., Makino, S., Satoh, S. : Analysis and Measurement of PHS Propagation Characteristics Around Shinjuku Railway Station, Proc. of ISAP'96, 1073~1076 (1996)
- (5) 岩間 司, 水野光彦 : 低基地局アンテナ高における市街地伝搬特性の推定, 信学論(B-II), **J77-B-II**, No.6, 317~324 (1994)
- (6) Xia, H.H., et al. : Radio Propagation Characteristics for Line-of-Sight Microcellular and Personal Communications, IEEE Trans., Antennas Propagat., **AP-41**, 1439~1447 (1993-10)

配電制御システムの中核として、最新ニーズを盛り込み、“より効率的に”“より機能的に”“より安全に”を実現した高圧真空遮断器“VF-20Cシリーズ”が完成しました。

### 特長

#### (1) 信頼性

- 操作機構部を中心とする構造簡単化・最適化により、部品点数を半減し、動作信頼性が一段と向上
- 限界性能試験や妥当性確認試験に加え、CAEなど先端設計技術を駆使して合理性を追求

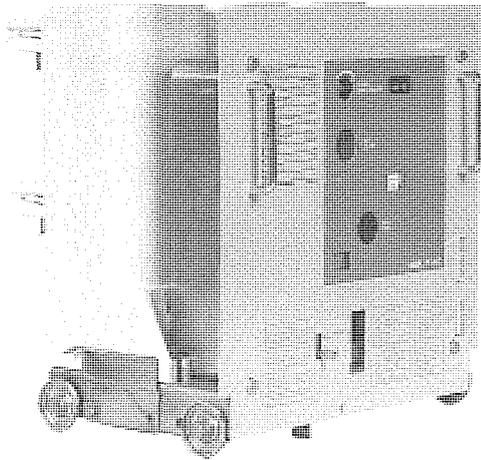
#### (2) 保守性

- 平歯車には最新技術の表面改質処理を施し、保守不要なグリースレスを達成
- その他の機構部分には、酸化劣化のほとんどない長寿命グリースを採用

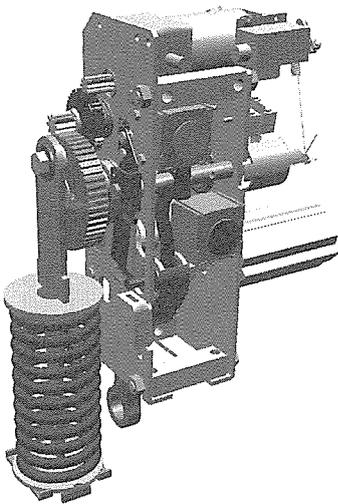
- 操作機構部と補助スイッチの接地容器内収納によって安全性が向上し、じんあい(塵埃)の影響を低減

#### (3) 利便性

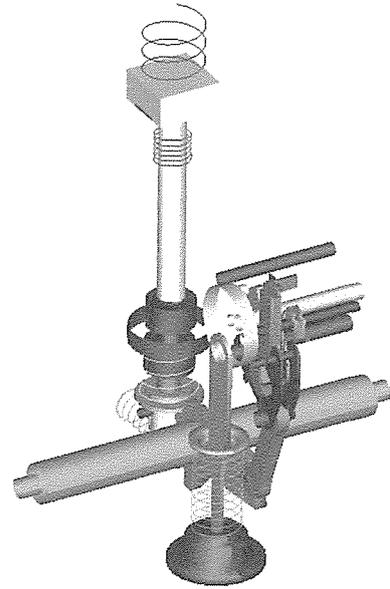
- 一層のコンパクト化により、配電盤の省スペース化を実現(奥行き630mm→567mm)
- 伝達効率の良い平歯車とクラッチ方式ばね蓄勢機構の開発により、消費電力を低減
- 操作・制御電源のAC/DC共用化や微小電流補助スイッチの品ぞろえにより、使いやすさを向上



VF-20Cの外観



操作機構部 (3D-CAD)



駆動系の運動解析モデル

### 定格一覧

品名	汎用品	VF-20H□M-C				VF-20D□M-C			
	低サージ	—				VF-20D□M-CG			
閉路操作方法	電動ばね操作								
準拠規格	JEC-2300/IEC-Pub.56								
定格電圧 (kV)		7.2	3.6	7.2	3.6	7.2	3.6	7.2	3.6
定格電流 (A)		600		630		600 1,200 2,000		630 1,250 2,000	
定格周波数 (Hz)	50/60								
定格遮断電流 (kA)	20			20		25	20		
定格投入電流 (kA)	50			50		63	50		
定格短時間耐電流 (kA)	20			20		25	20		
定格遮断時間 (サイクル)	3								
耐電圧値 (kV)	商用周波	22	20		22		20		
	インパルス	60							
動作責務	O-0.3秒-CO-3分-CO (R) O-1分-CO-3分-CO (A) CO-15秒-CO (B)								
補助スイッチ	5a・5b								



# 特許と新案

三菱電機は全ての特許及び新案を有償開放しております

有償開放についてのお問合せは  
三菱電機株式会社 特許センター

0120-787-200

## パケット送信装置 (特許 第2037250号, 特公平7-71037号)

発明者 森谷陽一, 渋谷昭宏

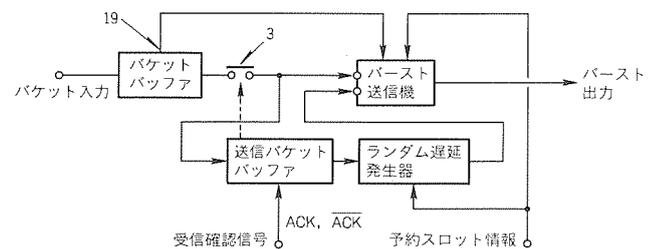
この発明は、スロット付きアロハ方式と呼ぶ多元接続方式を基本とした衛星パケット通信において、パケットの伝送遅延の増加を防止するとともに、衛星回線の効率的な使用を可能にするものである。

スロット付きアロハ方式は、ユーザーパケットの発生とほぼ同時にこのパケットの送信ができるため、パケットの送信遅延が小さいという特長がある。しかし、単位スロット当たりの送信パケット数が増加すると、パケット同士の衝突が生じやすくなるとともに、衝突したパケットの再送によってますます送信パケット数が増加し、衝突機会が更に増えるという欠点がある。

この発明は、この問題を解決するためになされたもので、パケット同士の衝突をチャンネルのふくそう(輻輳)としてとらえ、衝突パケットの再送時に送信待ち状態のパケットがある場合には、これらのパケットの送信に対してスロットの予約を同時に行い、予約されたスロットによって送信待

ち状態にあるパケットを効率的に送信するものである。実施例を図に示す。

通常、パケットバッファ内のパケットは端子(19)を通じてスロット付きアロハ方式でバースト送信機によって送信されるが、送信されたパケットが衝突した後では、スイッチ(3)を通じてバースト送信機によって予約されたスロットに送信される。送信パケットバッファとランダム遅延発生器は、衝突パケットにスロット予約情報を付加し、バースト送信機によって衝突パケットを再送するために備えられる。



## データ処理装置 (特許 第1932293号, 特公平6-50835号)

発明者 森谷陽一

この発明は、時分割多元接続(Time Division Multiple Access: TDMA)通信方式による衛星通信の地上設備で、送受信データの圧縮/伸張, 結合/分離, スクランブル/デスクランブル, プリアンプルの付加などの処理を行うデータ通信処理に関するものである。

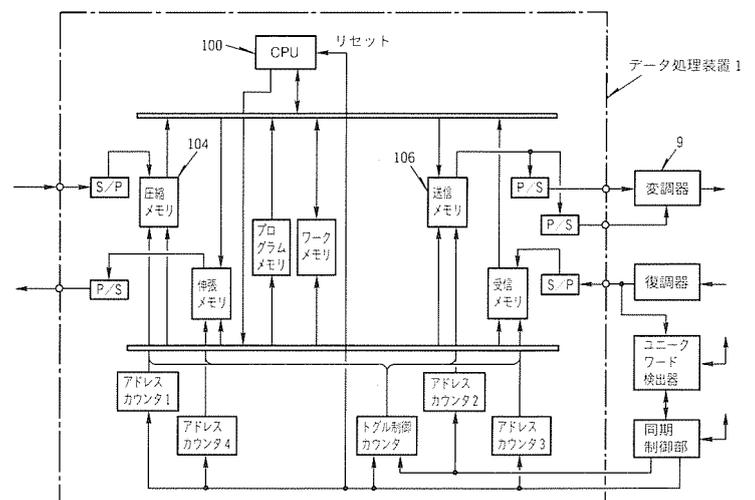
従来のデータ処理装置は、システムパラメータの変更等に際しては、回路を変更する必要がある等の困難があった。

この発明は、上記の問題点を解消するためになされたものである。

図にこの発明のデータ処理装置(1)を示す。第1の記憶手段である圧縮メモリ(104)は、二つの記憶領域を持ち、第1の基準タイミングで択一的に領域単位で送信データを書き込み、記憶する。CPU(100)は変換手段で、第1の基準タイミングで第1の記憶手段から送信データを読み出して送信処理し、バーストに対応した形式で出力する。第2の記憶手段である送信メモリ(106)は、複数の記憶領域を持ち、第1の基準タイミング信号で

書き込み、記憶する。変調器(9)は、第2の基準タイミング信号に基づいて第2の記憶手段から択一的にバーストに対応して処理された送信データを変調して出力する。

この発明によれば、送受信のデータ処理を、変換手段、変調手段、第1と第2の記憶手段によって実行できるので、システムパラメータの変更に対応できる。





# 特許と新案\*\*\*

三菱電機は全ての特許及び新案を有償開放しております

有償開放についてのお問合せは  
三菱電機株式会社 特許センター  
TEL 0120-787-200

## 復調装置及び復調方法 (特許 第2542734号)

発明者 小島年春

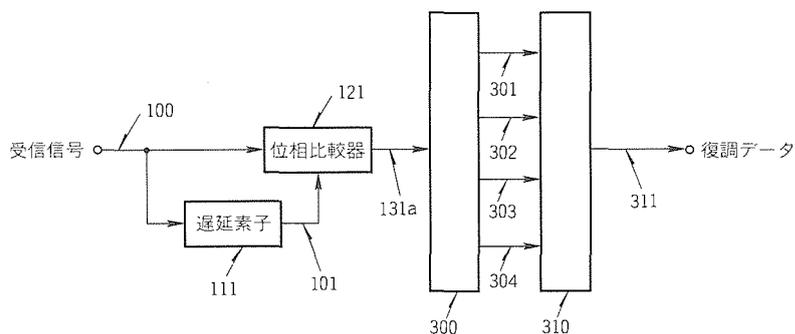
この発明は、無線通信方式の遅延検波復調装置、特に誤り訂正符号の技術を利用した遅延検波復調装置の改良に関するものである。

従来の遅延検波復調装置は、複数の位相比較器を必要としており、良好なビット誤り率特性を実現するためには、各位相比較器の調整に多大な時間を要する問題があった。

この発明は、この問題点を解消するためになされたもので、図に実施例を示す。差動4相PSK信号の受信信号(100)は、遅延素子(111)によって1シンボル遅延された受信信号(101)となる。受信信号(100)と1シンボル遅延された受信信号(101)の位相は、位相比較器(121)によって位相差データ(131a)として出力され、畳込み符号器(300)で畳込み符号化が行われた後、さらに第1の符号シンボル(301)～第4の符号シンボル(304)が出力され、ビタビ復号器(310)に入力される。ビタビ復号器(310)はビタビ

復号法によって畳込み符号化データの復号を行い、復号シンボル(311)が出力される。このようにして得られた復号シンボル(311)を復調データとして出力することにより、誤り訂正符号の技術を利用しない一般的な遅延検波復調装置よりも良好なビット誤り率特性を実現できる。

この発明によれば、位相比較器は1個あればよく、従来の装置と比べて位相比較器の調整に要する時間が著しく短縮できる。



〈次号予定〉 三菱電機技報 Vol.71 No.11 特集“上下水道システム”

### 特集論文

- 情報化のパラドクス
- 上下水道システムの技術動向
- 上下水道総合情報システム
- 上下水道高度運用システム
- 上下水道大規模監視制御システム
- 上下水道中小規模監視制御システム

- 上下水道における設備情報管理システム“MELFIS”
- 上下水道オゾン高度処理システムの技術動向
- 小規模下水処理における運転管理支援システム
- CALSと上下水道への展開
- 配水管理システム新シリーズ
- 上下水道における新規センサの現状と動向
- オブジェクト指向技術を適用したマンマシンシステムの最新状況

<p><b>三菱電機技報編集委員</b></p> <p>委員長 山本 彬</p> <p>委員 永田 謙 河内 浩明 宇治 資正 内藤 明彦 岩泉 和巳 山本 延夫 磯田 悟 前田 信吾 畑谷 正雄 才田 敏和 鈴木軍士郎 鳥取 浩 井上 誠也</p> <p>幹事 門田光司</p> <p>10月号特集担当 藤野 忠 水川 繁光</p>	<p>三菱電機技報71巻10号</p> <p>(無断転載を禁ず)</p> <p>1997年10月22日 印刷 1997年10月25日 発行</p> <p>編集兼発行人 小林 保雄</p> <p>印刷所 千葉県市川市塩浜三丁目12番地 (〒272-01) 菱電印刷株式会社</p> <p>発行所 東京都港区新橋六丁目4番地9号 北海ビル新橋 (〒105) 三菱電機エンジニアリング株式会社内 「三菱電機技報社」Tel. (03) 3437局2692</p> <p>発売元 東京都千代田区神田錦町三丁目1番地 (〒101) 株式会社 オーム社 Tel. (03) 3233局0641(代), 振替口座東京6-20018</p> <p>定 価 1部735円(本体700円) 送料別</p>
---	---

近年、電力を制御する分野でのインバータ化が拡大しており、インバータに使用されている素子は大容量化の傾向にあります。インバータ装置のシステムとしてのコンパクト化の要求を満足するためには、素子で発生した熱を効率良く放熱する必要があります。

三菱電機では、薄型フィンなどを採用した、高性能でコンパクトな大容量素子冷却用のヒートパイプ式ヒートシンクを開発しました。

## 特 長

### 1. 冷却性能の向上

- (1) 薄型高性能プレートフィンの採用及びブロックとヒートパイプの密着性向上により、従来品に比べて冷却性能を1.5倍以上向上させています。
- (2) 型式 MCP-2.5は、外形寸法(W)220mm×(D)50mm×(H)640mmで、熱抵抗は0.012K/Wです。
- (3) 質量も従来品に比べて約40%の軽量化を図っています。

### 2. 幅広い発熱量に対応

- (1) ヒートパイプ方式により、3.7kWまでの大容量冷却が可能となりました。
- (2) 1.2kW用、2.5kW用を含めて3種類を製品化しました。

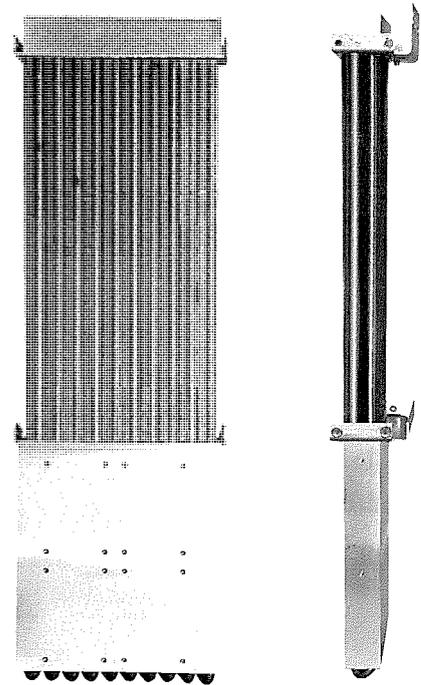
### 3. 薄型・低圧損

- (1) 薄型のため、制御盤内での設置設計に余裕を持たせることができます。
- (2) 冷却風の流れ方向のフィン幅は35mmと薄く、低圧損であり、ファンの容量を小さくできます。

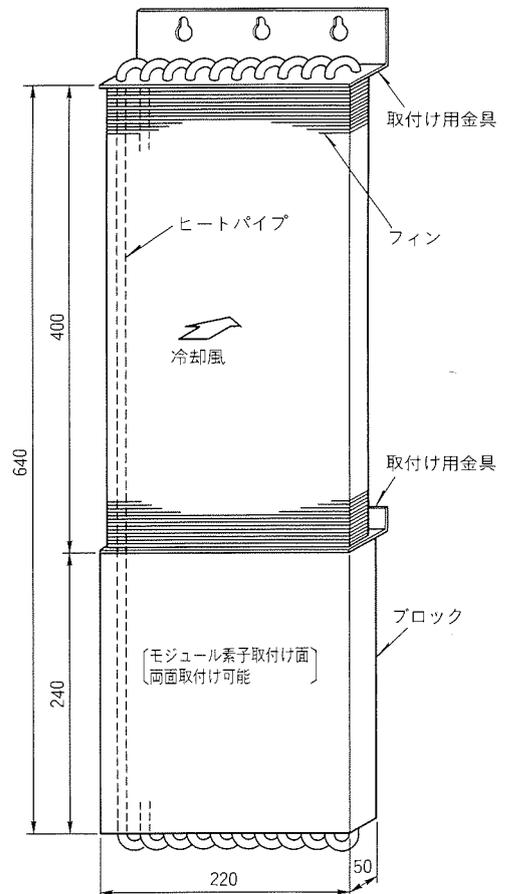
## 仕様

型 式	MCP-1.2	MCP-2.5	MCP-3.7
熱 抵 抗 (K/W)	0.024	0.012	0.008
寸 法 (W×D×H (mm))	220×50×320	220×50×640	220×50×960
質 量 (kg)	4.3	8.5	12.8
ブロック材質	アルミニウム合金		

$$\text{※熱抵抗 (K/W)} = \frac{[\text{ブロック温度 (°C)}] - [\text{入口空気温度 (°C)}]}{\text{素子発熱量 (W)}}$$



MCP-2.5の外観



MCP-2.5の外形寸法

# 三菱OLAPサーバ

## スポットライト

# “DIAPRISM”

企業情報システムの柔軟な分析システム構築手法として、明細蓄積型の大幅帳型システムが望まれています。しかし、現実には、大量に蓄積された明細データから求めたい分析結果を得るには、ディスクの大容量化・高速化とともに、データ処理の高速化が必要であり、高性能なサーバ(例えば、UNIXサーバの並列サーバ等)を必要としていました。

三菱OLAP<sup>(注1)</sup>サーバ“DIAPRISM”は、この要求をWindows NT<sup>(注2)</sup>サーバと高速データベースアクセラレータ技術による“多次元明細データベースプロセッサ(DIAPRISMプロセッサ)”を用いることにより、高コストパフォーマンスを実現した分析業務専用のサーバです。

なお、DIAPRISMプロセッサを三菱クライアント・サーバコンピュータ“apricot FT8000”に接続してご利用いただけるオプション製品“三菱データベースプロセッサ B5530”も用意しています。

製品の特長は次のとおりです。

### 特長

(1) 多次元集計(ロールアップ、キューブ)を高速に行います。

- 明細データからあらゆる条件の多次元集計が可能
- 従来のシステムに比べて2～50倍(当社比)の高速処理

(2) 分析業務に最適なソリューションを提供します。

- “商品利益分析システムBECORS”による統計分析
- Oracle社のMOLAP(Multi-

dimensional On-Line Analytical Processing)ツールである“Oracle OLAP Server<sup>(注3)</sup>”のデータベースを高速に構築するデータロードツール

(3) プログラミングレスによる生産性の向上を実現します。

- ウィザード形式のツールで明細表・集計表・マトリックス表のプログラム作成が可能

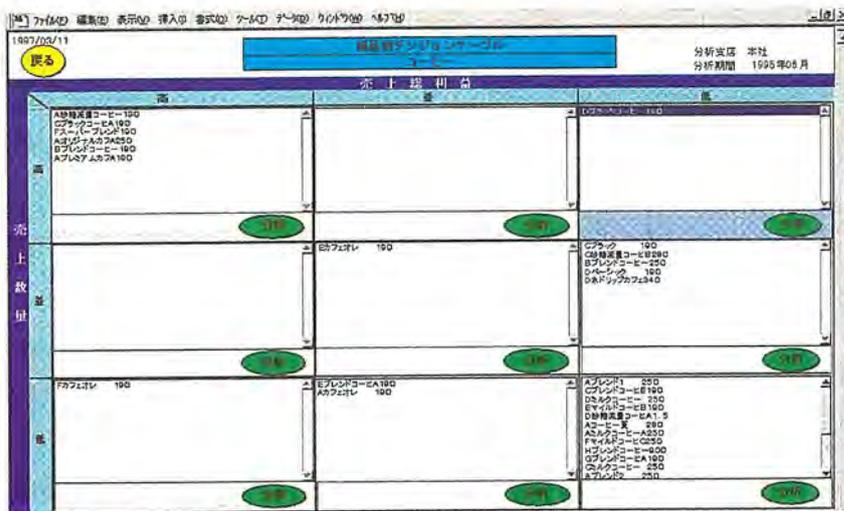
- 従来のプログラム開発に比べて5倍の生産性を実現

(注1) “OLAP”は、On-Line Analytical Processingの略で、エンドユーザーのデータ分析要求を即座に処理する技術の総称です。

(注2) “Windows NT”は、米国Microsoft Corp.の商標です。

(注3) “Oracle OLAP Server”は、米国Oracle Corp.の製品及び商標です。

(注4) “Pentium Pro”は、米国Intel Corp.の商標です。



商品利益分析システムBECORS

### 三菱OLAPサーバDIAPRISMハードウェアの諸元

項目	仕様
DIAPRISMプロセッサ	内蔵
C P U	Pentium Pro <sup>(注4)</sup> (200MHz) × 1 ~ 2
メモリー	64 ~ 512Mバイト
H D D	4 ~ 38Gバイト
拡張スロット	PCI専用 3 (空き: 2) EISA/ISA専用 2 (空き: 1) PCI/EISA (ISA) 共用 2 (空き: 1)
その他標準装備HDD	100BASE-TX LANアダプタ
	無停電電源装置 (UPS)
	DDS-2 DAT (4Gバイト、圧縮最大16Gバイト)
	Microsoft Windows NT4.0 Server (プリインストール)
自動電源制御	オプション
消費電力 (最大)	670W
エネルギー消費効率	204W (省エネ法に基づく表示)
外形寸法	(幅) 430 × (奥行き) 695 × (高さ) 605 (mm)
質量	95kg



三菱OLAPサーバDIAPRISM

今日、パソコンと液晶プロジェクタを使用するビジュアルプレゼンテーションが急速に普及しつつあります。それに伴い、液晶プロジェクタには、①パソコンのXGA化に対応した高解像度、②通常照明下でも使用可能な高輝度、③手軽に持ち運べる大きさと重さ、④効果的なプレゼンテーションを支援する使いやすい機能、等が求められています。

そこで、これらの市場ニーズに対応した、リアルXGA対応、高輝度、コンパクト、高性能プロジェクタ“LVP-X100”を発売いたしました。

## 特 長

### ●SXGA対応、XGAリアル表示

XGAモード(1,024×768ドット)のRGB信号に完全対応します。また、SXGA(1,280×1,024ドット)モード信号も、新開発の二次元画像圧縮表示処理により、情報を間引くことなく高画質映像を表示します。

### ●業界最高の明るさ=700 lm(最大値)を実現

新開発の偏光変換システムと大出力280WのDC方式メタルハライドランプにより、最大700ANSI lmの明るさを実現し、通常の照明下においても鮮明で高画質な映像表示を可能としました。

### ●PCカードドライブ搭載

業界で初めてPCMCIA/ATAカードドライブを搭載し、プロジェクタ本体にデータの記録されているカードを差し込めば、パソコンなしでプレゼンテーションが可能です。

### ●多彩な映像表現が可能=マルチ画面機能搭載

映像入力、パソコン2系統、ビデオ2系統、PCカード2系統の6入力が可能です。そのうち、2系統を選択して組み合わせ、左右並列表示、子画面表示、部分拡大等の多彩な映像表現が可能です。例えば、CADデータの複雑な部分を拡大投影したり、パソコ

ンとビデオを組み合わせる映像を映すなどの効果的なプレゼンテーションを実現することができます。

### ●スペースポインタリモコンで簡単描画

リモコンを持った手首の動きに応じて画面上のマウスを動かせるので、スムーズにマウスの位置をコントロールすることができます。また、描画機能を搭載しているため、簡単・快適に円を描いたり、強調したい部分に下線を引いたりすることが可能です。



LVP-X100の外観

## 製品仕様

投写方式	液晶パネル3枚 RGB方式	
液晶パネル	1.3インチp-siXGAパネル ストライプ配列	
駆動方式	TFTアクティブマトリックス方式	
画素数	総画素数 2,359,296画素 (786,432×3)	
解像度	ビデオ入力時	750TV本
	パソコン入力時	1,024×768ドット
画面サイズ	最大対角(投写距離)	300インチ
	最小対角(投写距離)	20インチ
ランプ	280Wメタルハライドランプ	
明るさ	700ANSI lm	
設置方式	フロント、床置き設置、天井つり下げ設置	
音声出力	3W (1.5W+1.5W) ステレオ	
スピーカー	6cm丸形(8Ω 2W) 2個	
入力端子	ビデオ 2系統	S映像DINミニ4ピン、映像RCAピンジャック(S端子優先) 音声RCAピンジャック(ステレオ)
	パソコン 2系統	RGB映像、ミニD-サブ15ピン 音声φ3.5mmステレオミニジャック
	PCカード 2系統	PCMCIA Type II規格準拠
出力端子1系統	RGB映像、ミニD-サブ15ピン 音声φ3.5mmステレオミニジャック	
映像入力信号装置	ビデオ	NTSC、PAL、SECAM自動判別
	パソコン	解像度：640×400～1,280×1,024 水平周波数：15～80kHz自動判別
脚部アジャスタ調整	上向き角度0～7°	
その他	電動ズーム・電動フォーカス・キーストン補正機能搭載	
電源	AC100V 50/60Hz	
消費電力	420W	
外形寸法	(幅)330×(高さ)145×(奥行き)385 (mm) (レンズ、足部の突起部を含まず。)	
質量	9.8kg	

# 三菱新縮小形72/84kV GIS,

# スポットライト

# 120/144kV GIS

GIS(ガス絶縁開閉装置)は、従来形の変電所に比べ、所要据付けスペースを大幅に縮小させることが可能です。近年、機器を更に縮小化して変電所全体の経済性を向上させることが望まれています。

三菱電機では、このようなGISの縮小化の御要望にこたえて、特に大幅な縮小化が期待されている特高クラスのGISに新技術と新しいコンセプトを導入し、“新縮小形GIS”を開発しました。この新縮小形GISは、同クラスの当社従来形GISと比較して、「据付け面積 43%、質量 50%」を実現し、変電所全体の経済性の向上に大きく寄与するものとなっています。

## 特長

新縮小形GISは、当社の上位電圧クラス(1,100kV, 550kV, 300kV等)の最新のGIS技術(絶縁技術, 通電技術等)を駆使し、最新形の構成機器(遮断器, 避雷器, 断路器・接地開閉路)を用いて、新しいコンセプト(断路器と接地開閉路の一体化, だ円形タンクの採用, 線路側機器の一括収納等)を適用して開発したもので、下記のような特長を持っています。

### ●業界最小のGIS

当社の同クラスの従来機器と比較して、据付け面積で43%、質量で50%という大幅な縮小化・軽量化を達成、業界最小のGISを実現しました(1997年9月現在)。この縮小化により、収納建屋面積・階高や据付け基礎が縮小でき、また、ビルや地下等の狭いスペースの有効利用も図れ、変電所全体としての経済性の向上に大きく寄与します。

### ●保守・点検の安全性の向上

機器を大幅に縮小化し、高さを抑えて、日常の

保守・点検が床面から行えるようになりました。このため、点検用の足場等も不要で、保守・点検時の安全性も飛躍的に向上しました。

### ●据付け工事期間の短縮と信頼性の向上

縮小化・軽量化によって、複数のユニットを一括輸送・据付けできるため、現地での機器の開放作業が最小となり、据付け工期が短縮できるとともに、機器の信頼性も今まで以上に向上しました。

### ●地球環境と地域社会への配慮

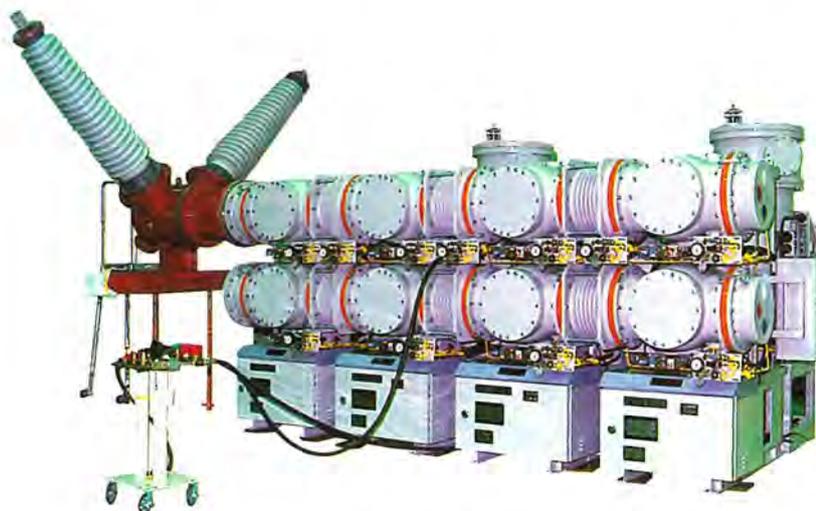
機器を大幅に縮小化することにより、生産に必要なエネルギーと機器運転時のエネルギーロスを低減することができました。また、機器の現地までの輸送機器(トレーラー, トラック等)の小型化や台数削減、据付け期間の短縮により、近隣地域社会への影響を小さくすることができました。

### ●様々な配置構成が可能

複母線, リング母線, 架空引込み, 変圧器直結, ケーブルの2条引出しなど、様々な配置構成や単線結線図に柔軟に対応できます。もちろん、既設のGISへの増設も可能です。

## 主な定格事項と諸元

定格電圧	72/84kV	120/144kV
定格電流	800/1,200/2,000/3,000A	1,200/2,000/3,000A
定格短時間耐電流	20/25/31.5kA	25/31.5/40kA
定格耐電圧 (LIWV)	350/400kV	550/650kV
定格ガス圧力	0.5MPa	0.5MPa
高さ (m)	2.4 (当社従来比73%)	3.2 (当社従来比69%)
奥行き (m)	2.4 (当社従来比54%)	2.8 (当社従来比41%)
ユニット間 (m)	1.2 (当社従来比80%)	1.5 (当社従来比100%)
ユニット容積	当社従来比: 32%	当社従来比: 28%
据付け面積	当社従来比: 43%	当社従来比: 41%
質量	当社従来比: 50%	当社従来比: 50%



三菱新縮小形GISの外観 (左から、120/144kV GIS, 72/84kV GIS)

# スポットライト NTTドコモ向け高密度MDE

近年、移動体通信の普及は目を見張るものがあります。なかでも携帯/自動車電話については、1997年7月末での加入者数累計は2,445.7万(日本経済新聞'97年8月8日付け)であり、対人口比では約20%となりました。

三菱電機(株)はNTT移動通信網(株)(NTTドコモ)との共同開発により、この携帯電話システムの基地局変復調装置(MDE)を開発し、供給してまいりました。

携帯電話の加入者の増加すなわちトラフィックの増加に対応し、携帯電話の基地局の設置も急増し、従来機種以上のキャパシタンスを持つ基地局変復調装置が求められました。高密度MDEは、このような需要に応じてNTTドコモと共同開発したもので、'97年度から供給を行っております。

## 特長

この高密度MDEは、従来のデジタル帯域ハーフレート用MDEとアナログ帯域ハーフレート用MDEの両帯域を1台のMDEで対応できるとともに、1台のMDEに収納できる携帯機の数も最大432台であり、従来のMDEに比べて1.5倍の能力を持っています。

### ●設置スペース

従来のデジタル帯域MDEとアナログ帯域MDEを設置する場合には0.443m<sup>3</sup>必要であったのが、高密度MDEでは0.307m<sup>3</sup>で済みます。

### ●制御部

高密度MDEでは、従来のMDE1台と同数の制御カードでデジタル帯域とアナログ帯域の両方を制御できます。そのため、消費電力も、デジタル帯域MDEとアナログ帯域MDEを設置する場合に比べて少なく済みます。

### ●無線部

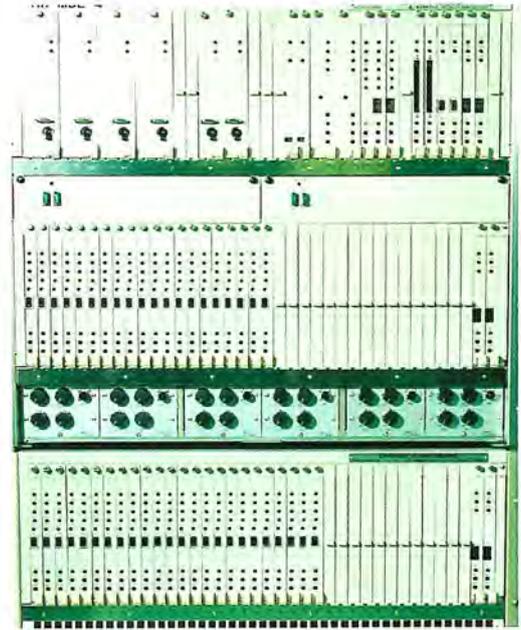
デジタル帯域用送受信カードとアナログ帯域用送受信カードは4枚を1ブロックとして任意に実装できます。

また、この1ブロックは、任意のセクタに割り当てることができます。

### ●基本性能

エアインタフェースは、日本標準規格(デジタル方式自動車電話システム標準規格RCR STD-27)に準拠しています。

高密度MDEの主要諸元を表に示します。



高密度MDEの外観

### 高密度MDEの主要諸元

アクセス方式	6 ch TDMA
送信周波数 (MHz)	810~818, 826~830, 870~885
受信周波数 (MHz)	925~940, 940~948, 956~960
収容キャリア数	72キャリア
セクタ数	3セクタ(デジタル帯域/アナログ帯域各3)
同期端局とのインタフェース	HWY速度: 2.048/1.544Mbps HWY数: 最大3 HWY
基地局制御装置とのインタフェース	信号速度: 64kbps X.25LAPB
変調方式	$\pi/4$ シフトQPSK
復調方式	遅延検波
変調信号伝送速度	42kbps
受信感度	7 dB $\mu$ V (日本標準規格) 以下 (BER=1%, フェージング下, ダイバシティ受信, 非保護信号)
CIR特性	16dB (日本標準規格) 以下 (BER=1%, フェージング下, ダイバシティ受信)