

■11 群 (社会情報システム) -2 編 (電子航法・ナビゲーションシステム)

5 章 基礎・共通技術

(執筆者：岩本雅史) [2009 年 11 月 受領]

■概要■

本章では、電子航法やナビゲーションシステムに利用される共通的な技術として、レーダと GPS (Global Positioning System) について解説する。これらはどちらも電波を用いて移動体の位置や速度を計測する技術であり、現在の電子航法やナビゲーションシステムに必須のものとなっている。

前者は 1930 年代、後者は 1960 年代から利用されている歴史の長い技術であるが、近年の高周波集積回路技術や計算機技術の進歩により、小型化、高性能化、高機能化が急速に進み、自動車用レーダやカーナビゲーションなど身近な製品への適用も進んでいる。今後も更なる進展が期待される技術である。

【本章の構成】

本章は、5-1 節でレーダの歴史を述べ、5-2 節でレーダの原理を解説する。また、5-3 節に GPS についてその概要を述べる。

■11 群-2 編-5 章

5-1 レーダの歴史

(執筆者：渡辺康夫) [2009年9月 受領]

5-1-1 レーダ技術の萌芽期：1900～1920 年代

1904年4月、ドイツのフルスマイヤは船舶の衝突防止のための Telemobiloskop の特許を申請し、5月にライン川岸に装置を設置して通過する船の探知実験に成功した。同年に特許は認められ、これが最初のレーダ特許と認められている。距離測定機能はなく、周波数は数百メガヘルツと推定されている。しかし、電子技術は未だ十分ではなく実用化はされなかった¹⁾⁻³⁾。

その後の電波通信の発展は目覚しく、1921～1923年にラジオ放送が米国及びドイツなどで始まった。1925年にはパルス技術が実用化され、3～30 MHz 帯の電離層高度計測に応用された。日本のヤギ・ウダアレーが1926～1928年に内外で発表され、このアンテナは1930年代に登場した欧米のレーダにいち早く採用された。1930年代に入ると FM 放送はまだ実験段階であったが、米国で TV の実験放送が始まるなど、実用的なレーダの実現に必要な技術環境が整ってきた。

5-1-2 レーダの登場：1930～1940 年代

(1) ドイツ

第二次大戦前、レーダの開発は米英独日において秘密裏に行われた。ドイツでは35年に600 MHz、ピーク出力800 Wの対水上目標用のパルスレーダが試作され、これをベースに125 MHz、ピーク出力8 KWの対空レーダの Freya が実用化された。これは目標追尾機能も備えていて、2本の斜めビームの受信出力を比較して角度を計測した。1938年に500 MHz、ピーク出力1 KWのパルスレーダが戦艦に装備された。1939年に565 MHz、ピーク出力8 KW、3 m径のパラボラアンテナを有した測定距離40 Kmの Würzburg が開発された。この改良型はフィードをオフセット回転させ、コンカルスキャンを実現した。1941年には電離層反射を利用した30 MHz帯見通外レーダが試作された。同年、戦闘機搭載型の490 MHz、ピーク出力1.5 KWのレーダが開発された。これは機首周りの4か所に配置されたヤギ・ウダアレーと機械回転切替型容量によってコンカルビームを形成した^{2), 4)}。このように大戦前のレーダ技術はドイツが最も進んでいた。

(2) 英国

1930年代に入ると空軍力が戦闘の勝敗を左右するようになり、大陸に隣接し、人口密度が高い英国は極めて脆弱な状況に置かれ、防空の新しい手段を必死に求めた。1935年1月にワトソン・ワットが電波探知方式を提言した。2月に連続波による航空機探知実験、6月にパルス方式の航空機探知実験が行われ、この結果、レーダを前提にした防空体制を築くことが決まった⁵⁾。1936年、後に Chain Home (CH) と呼ばれる短波レーダを主に開発が進められた。CHは20～30 MHzの連続波を用い、50 Hzで変調し、300 kWの出力で探知距離は120～160 kmであった。方位は2か所の受信タワーに設置された受信機の出力を比較して求めた。1939年末にピーク出力600 kWのパルス方式が導入され、探知距離は高度4500 mの目標に対して240

km であった。注目すべきはレーダの完成前の 1936 年に、要撃機を比例航法で誘導する要撃法とコマンド通信システムが開発された。1939 年 9 月に第二次大戦が始まったとき、英本土の東側を北から南までカバーする 20 基の CH レーダが 120 km ごとに配置されていた⁶⁾。

CH は低高度目標に対しては有効でなかった。このため、1937 年から 200 MHz 帯、ピーク出力 10 kW のパルスレーダの開発が始まり、1940 年 7 月までに 100 km の低高度目標を対象とする Chain Home Low (CHL) 30 基が東部、南部沿岸に 80 km ごとに配備された。1939 年末には敵味方識別装置 (IFF) も開発された。こうして 1940 年 8 月に英国空襲が始まったとき、高高度遠距離レーダ網、低高度レーダ網、レーダと要撃機を結ぶコマンドコントロール通信から構成される防空体制が築かれていた。更に、視界不良時や夜間空襲時の要撃精度を上げるため、1940 年には CHL をベースにした 360° 回転アンテナと PPI を備えた地上管制レーダ (GCI) が完成され、GCI 要員が直接要撃機を誘導することができた⁷⁾。

要撃機搭載レーダ (AI) の開発は 1939 年に始まった。AI は 200 MHz のパルスレーダで、機首周囲の 4 か所に配置されたアンテナで振幅比較型モノパルスビームを形成した。1940 年末に夜間空襲が始まったとき、GCI/AI 要撃機の防空体制が築かれていた⁸⁾。開戦時の米英独のレーダ技術は英国が最も遅れていたが、運用と技術を結び付け、最も有効なレーダ体制を築いていた。

1940 年 2 月に 3 GHz のマグネトロンが発振に成功した。英国のレーダ技術の金字塔である。直ちに 3 GHz 帯 AI などの開発が始まった。1940 年 9 月にマグネトロンは米国に開示され、米国では自動制御機能と組み合わせたマイクロ波レーダなどが実現された⁹⁾。

(3) 米 国

海軍研究所において、1934 年に 60 MHz 帯連続波レーダの実験、1936 年にパルスレーダの実験が行われ、1938 年に 200 MHz 帯パルスレーダの原型が完成した。1941 年 12 月の日米開戦時には 14 隻の艦船に探知距離 80 km の対空レーダが装備されていた^{10), 11)}。

陸軍では 1936 年にサーチライト援助装置としてレーダの開発が始まった¹²⁾。1938 年に 100 MHz 帯パルスレーダの実用試験が行われ 100 km の航空機を探知した。1939 年 9 月に第二次大戦が始まるとハワイ諸島などへの配備計画が策定された。1940 年 5 月に 104~112 MHz、ピーク出力 100 kW の移動型対空レーダ SCR-270 が量産に入った。1941 年 7 月に 6 セットの SCR-270 がオアフ島の北部、東部、西部の海岸などに配備された。8 月に臨時情報センターが設置され、ここにレーダから専用線で情報が送られ、侵入機の規模、コースなどが判断され、それが戦闘機部隊へ連絡される防空体制が築かれていた。

8 月にオアフ島空襲訓練が行われ、130 km 沖の航空母艦から攻撃機が発進するやレーダは探知し、情報センターが要撃機を誘導して 40 km 先で阻止できた。11 月末、北部のレーダを島北端のオパナの、海岸線から 1.6 km 下がった標高 170 m の切り立った高台に移動させた。レーダの真北には障害物は一つもなく太平洋はどこまでも広がり、結果として日本軍 183 機の接近を探知する絶好の場所であった。

12 月 7 日午前 4 時、オパナの 2 名の操作員はレーダの運転を開始した。7 時を過ぎたとき、突如 A スコープにとどつもなく大きい信号が真北 270 km に現れた。エコーの強度はフルスケールで、全く揺らぎもせず移動していた。操作員は、これは一体何だろう、多分航空機だろうと思ったが、最後まで確信をもてなかった。7 時 2 分、操作員は最初のプロットを押し

た。プロットされた航跡はほぼ一直線にオアフ島北端に向かって進み、25分に東に変針し、27分に再び直線的に南下し、35分にまた東に変針し、37分に再びオアフ島に向かっている。39分に目標が概ね32kmまで近づいた地点でクラッタと識別できなくなってプロットは終わっている¹³⁾。

情報センターの要員は7時に解散していたため、オパナのレーダ情報は活かされなかった。しかし、この1枚のプロットは、それまでレーダに懐疑的であった運用者、科学技術者に対してレーダは意図したとおり作動することをはっきりと理解させ、レーダを力強く発展させる役割を果たした。

(4) 日本

1937年に陸軍研究所において航空機に対するVHFドップラー探知実験が行われ、1940年にバイスタティック連続波レーダが開発され、対空警戒用に用いられた。1941年にパルスレーダの研究が始まり、波長3.4m及び3.9m、ピーク出力50kWの対空警戒レーダが開発され運用された¹⁴⁾。

海軍研究所では1937年にマグネトロンマイクロ波発振に成功し、1939年に3GHz帯連続波出力500Wの水冷式マグネトロンが製作され、3GHz帯FM-CWレーダの研究が始まった。1941年に3GHz帯対水上目標レーダが試作され、1942年から6GHz帯対空レーダとともに実艦に装備された^{15), 16)}。

外国の評価に、「1940年代初めの日本のマグネトロン技術は英米に遅れてはいなかった。日本は独自に高出力マグネトロンを開発したが、受信機やアンテナの開発は十分ではなかった」との記述がある⁴⁾。

5-1-3 現代レーダの時代：1950～現在

(1) 全般

戦後、レーダは、陸海空交通、気象観測、地中探査、宇宙探査、リモートセンシング、セキュリティなどのシビル応用に広がり、目覚ましい発展を遂げてきた。1950年代にはレーダ理論の基礎をなしているマッチドフィルタ、探知統計理論、アンビギュイティダイアグラム、MTI (Moving Target Indicator) 理論、パルス圧縮、レーダ反射断面積モデルなどが次々と公表された。応用面ではレーダをベースにした新しい航空管制が始まった。また、合成開口レーダ (SAR : Synthetic Aperture Radar) 理論が発表された¹⁰⁾。

1960年代にはデジタル技術を導入した電子式フェーズドアレーレーダ、航空機搭載MTI、見通し外レーダの開発が行われた。また、パルス圧縮レーダが登場し、新しい応用分野の地中レーダや気象レーダも開発された。更に1960年代末には逆合成開口レーダ (ISAR : Inverse SAR) の理論が発表された。

1970年代にはデジタル技術の加速的発達とコンピュータによって、理想特性に近い各種フィルタ技術、極低サイドローブアンテナ技術、自動探知追尾技術が開発された。高周波半導体技術が進み、フロントエンド増幅器が実用化された。1980年代に入るとシステムのコンピュータアーキテクチャが進んだ。マイクロ波集積回路が実用化され、航空機搭載フェーズドアレーレーダに見られるような実装度の高いレーダの開発が始まった。また、衛星、航空機に搭載されたSARによるリモートセンシング時代が始まった。

1990年代以降は高周波モジュールが一段と発達し、アレー理論の発展とともにアダプティブアレーアンテナ技術が進み、多目標同時探知追尾レーダが実現された。追尾アルゴリズムの開発が重要になってきた。ミリ波応用の自動車レーダはヒット商品になっている。超広帯域 (UWB: Ultra Wide Band) の応用研究も進んでいる。

(2) レーダシステム

(a) 航空管制レーダ

1970年代末まで航空路監視レーダ (ARSR: Air Route Surveillance Radar) 及び空港監視レーダ (ASR: Airport Surveillance Radar) はマグネトロンを使用していたが、1980年代末には ARSR に固体送信素子及びパルス圧縮方式が、また ASR にクライストロンが導入された。モノパルス、選択式アドレス、デジタルリンクを特徴とする Mode-S が 1980年代のテストのあと 1990年代に実用段階に入った¹⁷⁾。

ウインドハザードへの取り組みとして、米国のアーンルートエリア向けの S 帯 NEXRAD ネットワーク及びターミナルエリア向けの C 帯 TDWR が知られている。TDWR の歴史は 1978 年のパルスドップラーレーダによるマイクロバーストの観測、1984 年のウインドシアのリアルタイム警報サービスの試行、1988 年の実用テストを経て実際の導入が決定された¹⁸⁾。

(b) 気象レーダ

この分野の日本の貢献は大きく、1980年代に UHF 帯パルスドップラーモノパルス方式とヤギ・ウダアレー/TR モジュールを特徴とする中高層大気観測 MU レーダ¹⁹⁾ や昭和基地の X 帯パルスドップラー気象レーダ²⁰⁾ が開発された。

1990年代以降には熱帯降雨観測衛星搭載の Ku 帯 SAR 方式の降雨レーダ²¹⁾、航空機搭載の W 帯雲観測レーダ²²⁾、Ka 帯雲霧観測用ドップラーレーダ²³⁾、X 帯バイスタティック降雨レーダ及び 24 GHz 帯レーダなどから構成される降雨観測マルチセンサ²⁴⁾ などが開発された。

(c) 合成開口レーダ (SAR) 及び逆合成開口レーダ (ISAR)

1981年の衛星搭載 SIR-A はサハラ砂漠の数メートル下に横たわる有史前の河床を映し出し、SAR の有効性を見事に示した²⁵⁾。1990年代にはリモートセンシング用の衛星搭載の LCX 帯 SAR が打ち上げられた²⁶⁾。日本も 1992 年に L 帯 JERS-1 を打ち上げ、南米熱帯雨林のデジタルマップを得た。新しくポラリメトリック SAR が登場し、森林の生態調査などに応用されている²⁷⁾。更に、インターフェロメトリック SAR が登場し、1993年のランダース地震のあとの地形変形を映し出した。

現在はポラリメトリック・インターフェロメトリック SAR が研究されている²⁸⁾。また、ISAR はレーダ反射断面積の解析用の有効なツールになっている²⁹⁾。

(d) アクティブフェーズドアレーレーダ (APAR: Active Phased Array Radar)

米国において 1960年代~1980年代に X 帯 APAR 用送受信モジュールの試作が行われ、1990年代に航空機搭載 APAR が試作された³⁰⁾。現在では多くの国で実用化されている³¹⁾。将来のスペースレーダの多くに採用が計画されている。

(e) 地中レーダ

計測距離が概ね 5 m 以上の長距離地中レーダがいち早く使用された。長距離レーダの周波数は多くの場合 100 MHz 以下である。1960年代に南極の氷の厚さ計測に利用され、1970年

代には地層、氷、氷河、雪積などの学術調査やパイプライン敷設のための凍土調査に利用された。1972年のアポロ17のルナーサウンダの5, 15, 150 MHzのSARによって月の地殻調査が行われ、5 MHzのデータから地下1 km及び1.4 kmに境界層があることが探知された³²⁾。

計測距離が概ね0.5~5 mの中距離地中レーダは電力水道工事における埋設パイプなどの探知に利用されている。日本はこの分野で活発で、1970年代中期からこのためのレーダが開発された³³⁾。遺跡調査への応用は1970年代中期に米国において400 MHz帯地中レーダによるインディアンの遺跡調査が行われ、日本でも50~350 MHzパルス圧縮レーダによる都塚古墳の調査が行われた³⁴⁾。環境応用では地下水汚染探知などを目的にポアホールレーダが研究されている³⁵⁾。概ね50 cm以下の近距離探査では、1990年代以降、世界的に地雷探知が重要課題になり、1 GHz以上の周波数を用いたFM-CW方式やファクトリゼーション法などが研究されている³⁶⁾。

(f) 自動車レーダ

1970年代、特にドイツにおいて自動車用衝突防止レーダの開発が進んだ。1999年に77 GHzのACC (Adaptive Cruise Control) が実装された自動車が登場した^{2), 37)}。今日ではUWBレーダ³⁸⁾や24 GHzとシステムオンチップを採用して低価格化とコンパクト化を図る開発が進められている³⁹⁾。

(g) セキュリティ用レーダ

衣服や壁内に隠蔽された危険物を探知するため、ミリ波のアクティブ、パッシブセンサの開発や電波センサデータと光学ビデオデータとの融合処理の研究が行われている^{40), 41)}。

このようにレーダは科学技術にとって不可欠な計測ツールになってきた。今後更に多くの分野で一層発展するであろう。

■参考文献

- 1) A. Bauer, "Christian Hulsmeyer and the early days radar," 100 Years of Radar, pp.15-57, German Institute of Navigation, 2004.
- 2) W. Holpp, "The century of radars," 100Years of Radar, pp.173-200, German Institute of Navigation, 2004.
- 3) M. I. Skolnik, "Introduction to Radar Systems," Ch.1, pp.8-12, McGraw-Hill, 1983.
- 4) IEEE Spectrum, Special issue on Electrotechnology in World War II, pp.32-48, Aug. 1987.
- 5) C. P. Snow, "Science and Government," Ch.6, pp.28-38, Mentor Book, New York, 1962.
- 6) R. W. Burns, "Aspect of UK air defense from 1914 to 1935: some unpublished admiralty contributions," IEE Proc. 136, Pt.A, 6, pp.267-278, Nov. 1989.
- 7) N. Orgel, "History of fighter direction," IEE Proc. 132, Pt.A, 6, pp.411-422, Oct. 1985.
- 8) W. E. Burcham, "The development of centimetre AI," IEE Proc. 132, Pt.A, 6, pp.385-393, Oct. 1985.
- 9) I. A. Getting, "SCR-584 Radar and Mark 56 Naval Gun Fire Control System," IEEE AES Magazine, pp.3-15, Oct. 1990.
- 10) M. I. Skolnik, "Fifty years of radar," Proc. IEEE, 73, pp.182-197, Feb. 1985.
- 11) I. L. McNally, "Early shipboard search radars of the U.S. Navy," IEEE Trans. AES, AES-15, 5, pp.649-659, Sep. 1979.
- 12) S. L. Johnston, "Aircraft Warning Service, Hawaii and the Signal Company, Aircraft Warning, Hawaii," IEEE AES System Magazine, pp.3-7, Dec. 1991.
- 13) J. Lockard, "the SCR-270-B on Oahu, Hawaii -remiscences-," IEEE AES Magazine, pp.8-9, Dec. 1991.
- 14) S. Nakajima, "Japanese radar development prior to 1945," IEEE AP Magazine, 34, 6, pp.17-22, Dec. 1992.
- 15) 中島 茂, "マグネトロンの研究とレーダの開発(上)," 防衛技術ジャーナル, pp.28-33, Feb. 1994.

- 16) 中島 茂, “マグネトロンの研究とレーダの開発(下),” 防衛技術ジャーナル, pp.44-51, Mar. 1994.
- 17) M. T. Pozensky and M. K. Mann, “US air traffic control system architecture,” Proc. IEEE, 77, 11, pp.1605-1617, Nov. 1989.
- 18) J. Evans and D. Turnbull, “Development of an automated windshear detection system using Doppler weather radar,” Proc. IEEE, 77, 11, pp.1661-1673, Nov. 1989.
- 19) T. Sato, T. Tsuda, S. Kato, S. Morimoto, S. Fukao, and I. Kimura, “High-resolution MST observations of turbulence by using the MU radar,” Radio Sci., 20, 6, pp.1452-1460, 1985.
- 20) 竹谷 弘, 畑中雅彦, 吉田 豊, 木村慎也, 和田 誠, 西辻 昭, “南極昭和基地における気象レーダエコーの解析,” 信学論(B) J82-B, 12, pp.2237-2344, Dec. 1999.
- 21) 向田雄一郎, 古津年章, 下舞豊志, 北側淳一, “Ku バンド衛星搭載合成開口降雨レーダ (PSAR) の基本性能評価,” 信学論(B) J88-B, 7, pp.1339-1347, 2005.
- 22) H. Horie, T. Iguchi, H. Hanado, H. Kuroiwa, N. Okamoto, and H. Kumagai, “Development of a 95GHz airborne cloud profiling radar (SPIDER) -technical aspects-,” IEICE Commun., E83-B, 9, pp.2010-2020, Sep. 2000.
- 23) 浜津享助, 若山俊夫, 渡邊伸一郎, 橋口浩之, 深尾昌一郎, “雲霧観測用 Ka バンドドップラーレーダの開発,” 信学論(B) J83-B, 4, pp.554-566, Apr. 2000.
- 24) H. Servomaa, K. Muramoto, and T. Shiina, “Snowfall characteristics observed by weather radars, an optical lidar and a video camera,” IEICE Trans. INF & Syst., E85-D, 8, pp.1314-1324, Aug. 2002.
- 25) C. Elachi and J. Granger, “Spaceborne imaging radars probe ‘in depth,’” IEEE Spectrum, pp.24-29, Nov. 1982.
- 26) IEEE AES, Jubilee Issue, edited by N. R. Augustine, “Space-borne imaging,” pp.118-124, Oct. 2000.
- 27) P. A. Rosen, S. Hensley, I. R. Joughin, F. K. Li, S. N. Madsen, E. Rodriguez, and R. M. Goldstein, “Synthetic aperture radar interferometry,” Proc. IEEE, 88, 3, pp.333-382, Mar. 2000.
- 28) W.-M. Boerner and Y. Yamaguchi, “Extra wideband polarimetry, interferometry and polarimetric interferometry in synthetic aperture remote sensing,” IEICE Trans. Commun., E83-B, 9, pp.1906-1915, Sep. 2000.
- 29) E. Knott, J. F. Shaffer, and M. T. Tuley, “Radar,” Ch.7, pp.269-295, Artech House, Boston, 1993.
- 30) D. N. McQuiddy, R. L. Gassner, P. Hull, J. S. Mason, and J. M. Bedinger, “Transmit/Receive module technology for X-band array radar,” Proc. IEEE, 79, 3, pp.308-341, Mar. 1991.
- 31) Y. Konishi, “Phased array antennas,” IEICE Trans. Commun., E86-B, 3, pp.954-967, Mar. 2003.
- 32) D. J. Daniels, D. J. Gunton, and H. F. Scott, “Introduction to subsurface radar,” IEE Proc., 135, Pt.F, 4, pp.278-320, Oct. 1988.
- 33) T. Suzuki and I. Arai, “Advance on underground radars,” IEICE Trans. E74, 2, pp.289-293, Feb. 1991.
- 34) 荒井郁男, 鈴木 務, 富澤良行, “文化財探査の手法とその実際,” 第 1 部 文化財探査の技術, 第 1 章 地中レーダ探査, 真陽社, Feb. 1998.
- 35) 佐藤源之, “地中レーダによる地下イメージング,” 信学論(C), J85-C 7, pp.520-530, Jul. 2002.
- 36) C. Fisher, A. Herschlein, M. Younis, and W. Wiesbeck, “Detection of antipersonnel mines by using the factorization method on multistatic ground-penetrating radar measurements,” IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., 45, pp.85-92, Jan. 2007.
- 37) Y. Itoh and K. Honjo, “77-GHz MMIC module design techniques for automotive radar applications,” IEICE Trans. Electron, E88-C, 10, pp.1939-1946, Oct. 2005.
- 38) K. Takizawa, H. Li, I. Nishiyama, J. Takada, and R. Kohno, “Overview of research, development, standardization, and regulation activities in NICT UWB project,” IEICE Trans. Fundamentals, E89-A, 11, pp.2996-3005, Nov. 2006.
- 39) R. Mende, “MMIC for a 24GHz automotive radar sensor,” 2009 Int. Radar Symp. (IRS-2009), Proc. IRS-2009, pp.37-41, Hamburg, Sep. 2009.
- 40) D. M. Sheen, D. L. McMakin, H. D. Collins, T. E. Hall, and R. H. Severtsen, “Concealed explosive detection on personnel using a wideband holographic millimeter-wave imaging system,” AEROSPACE Symp., Proc. SPIE, 2755, pp.503-513, Orlando, 1996.
- 41) P. E. Keller, D. L. McMakin, D. M. Sheen, A. D. McKinnon, and J. W. Summet, “Privacy algorithm for cylindrical holographic weapons surveillance system,” IEEE AES System Magazine, pp.17-24, Feb. 2000.

■11 群-2 編-5 章

5-2 レーダの原理

5-2-1 検出技術

(執筆者：桐本哲郎) [2009年11月受領]

図 5・1 に示すようにレーダでは様々な物体からの反射エコーが同時に受信され、レーダ受信信号はこれら反射エコーと受信機内部で発生した熱雑音とが重畳したビデオ信号で表される。所望（目標）信号とする反射エコーはレーダの利用目的に依存し、それを検出するための手法はレーダ機能に応じて異なる。例えば、管制レーダでは航空機、船のような移動体からの反射エコーが目標信号であり、雲、雨などから反射エコーはクラッタと呼ばれる不要信号である。一方、気象レーダでは雲、雨からの反射エコーが所望信号である。ここでは、管制レーダのように検出対象の物理的大きさがレーダの分解能に比べて十分に小さく、目標信号が航空機のように点として扱える目標からの反射エコーである場合の信号検出法について述べる。

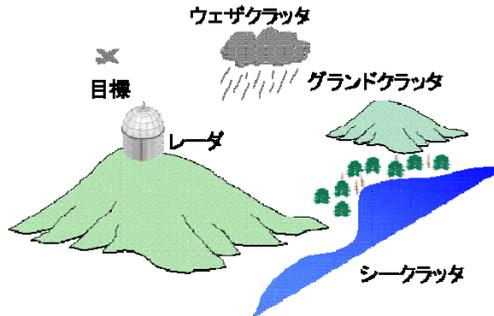


図 5・1 レーダの運用環境

図 5・2 にレーダ受信信号波形の一例を示す。横軸は時間（距離）であり、縦軸は受信強度（振幅）である。図 5・2 に示すように目標信号はパルス状の信号であり、持続時間が短いことが特徴である。その背景にある持続的な信号はクラッタ、熱雑音あるいは両者の合成信号である。背景雑音に比較して受信強度の大きなパルス信号を検出し、これを目標信号と判定する。レーダでは、受信強度が所定の閾値を越えたか否かを判定することで目標信号を自動検出しており、レーダの検出問題はレーダの検出問題は仮説検定問題に帰着される。

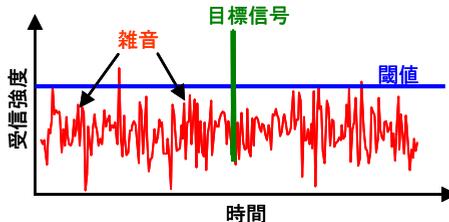


図 5・2 レーダ受信信号波形

閾値は第 1 種誤り P_{N1} (目標を受信していない状況で目標信号があると判定する誤り) と第 2 種誤り P_{N2} (目標を受信している状況で目標信号がないと判定する誤り) のトレードオフにより決定される。レーダでは、第 1 種誤り、第 2 種誤りをそれぞれ、式(1)で与えられる誤警報確率 $P_{fa}(=P_{N1})$ 及び検出確率 $P_D=(1-P_{N2})$ を指標にして評価するのが一般的である¹⁾。

$$P_{fa} = P_{fa}(V_T/\sigma_n) = \int_{V_T}^{\infty} p_n(x; \sigma_n) dx \quad (1a)$$

$$P_D = P_D(V_T/\sigma_n, \sigma_s/\sigma_n) = P_D(P_{fa}, \sigma_s/\sigma_n) = \int_{V_T}^{\infty} p_{s+n}(x; \sigma_s/\sigma_n) dx \quad (1b)$$

ここに、 $p_n(x)$ は目標信号を含まない場合の受信強度 x に対する確率密度関数であり、 $p_{s+n}(x)$ は目標信号を含む場合のそれである。また、 V_T 、 σ_n 及び σ_s はそれぞれ閾値、背景雑音強度の RMS (Root Mean Square) 及び目標信号強度の RMS を示す。式(1)に示すように、 P_{fa} は背景雑音の RMS と閾値の比で一義的に与えられ、 P_D は P_{fa} と σ_s/σ_n 、すなわち、SNR (Signal to Noise Power Ratio) で一義的に決定される。図 5・3 に V_T 、 P_{fa} 及び P_D の関係を示す。図 5・3 の横軸と縦軸はそれぞれ信号強度及び確率密度関数の値を示している。赤の網掛け領域の面積が P_{fa} に対応し、青の網掛け領域の面積が P_D に対応する。 P_{fa} は V_T の単調減少関数となり、 P_D は単調増加関数となることから、 V_T が両確率のトレードオフを与えることが分かる。 P_{fa} と P_D はレーダの運用目的により規定されるものであることから、式(1)はレーダ方程式と併せて、レーダの所要 SNR、探知距離、アンテナ利得などのシステムパラメータを定める回線設計式として用いられる。

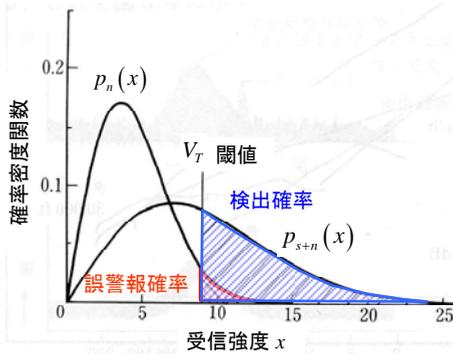


図 5・3 検出確率と誤警報確率

$p_n(x)$ 及び $p_{s+n}(x)$ の具体的な統計モデルについては、いくつかのものが提案されている。背景雑音の主要成分が熱雑音である場合には、 $p_n(x)$ はレイリー (Rayleigh) 分布で与えられる。

$$p_n(x) = \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right] \quad (2)$$

クラッタが背景雑音において支配的になる場合においては、式(2)は適当でないことが知られ

ており、この場合の $p_n(x)$ として対数正規分布あるいはワイブル分布²⁾などが提案されている。 $p_{s+n}(x)$ は、式(3)に示すライス (Rice) 分布により与えられる³⁾。

$$p_{s+n}(x) = \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left[-\frac{(x^2 + \sigma_s^2)}{2\sigma_n^2}\right] I_0\left(\frac{\sigma_s x}{\sigma_n^2}\right) \quad (3)$$

ここに、 $I_0(x)$ は 0 次の変形ベッセル関数である。ただし、式(3)は目標信号をパルス変調された振幅一定 (σ_s) の正弦波で表し、これと熱雑音を重ねた場合の受信強度の確率密度関数を定式化したものである。目標信号の強度が変動する場合あるいは背景雑音の主要成分がクラッタである場合には、式(3)は大きな誤差を生じることがあることに注意しなければならない。

さて、これまで背景雑音の平均強度などの統計量については、変動せず一定であることを暗黙の前提にして説明を進めてきた。実際にはそれらはハードウェアの特性変化やクラッタ環境の変化により、時間的、空間的に変動し、その結果、閾値を固定して自動検出を行った場合、 V_T/σ_n の変動に伴い誤警報率 P_{fa} の時間的、局所の変化が発生する。自動検出においては、いかなる状況においても誤警報率 P_{fa} を一定に保つことが重要であり、この問題を解決する一手法として CFAR (Constant False Alarm Rate) が考えられている。

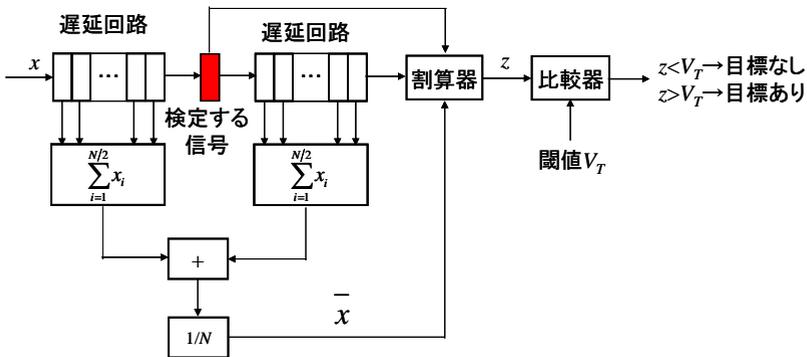


図 5・4 Cell Averaging CFAR 回路

図 5・4 に CFAR の代表的な方式である Cell Averaging CFAR の基本構成を示す。この CFAR では、背景雑音は多くのセルにわたって分布し、その平均的強度の変化は緩やかであることを前提として、目標の有無を検定するセルにある受信強度をその周辺のセルにある受信強度の平均値で規格化することで、閾値を背景雑音強度に合わせてアダプティブに調整している。統計量の急激な局所の変化や確率密度関数が未知である背景雑音への対応を目的として、GO-CFAR⁴⁾、ワイブル CFAR⁵⁾、OS (Order Statistic) CFAR⁶⁾ などアダプティブ性能を高めた改良型 CFAR が提案されている。

■参考文献

- 1) J. Marcum, "A statistical theory of target detection by pulsed radar," IRE Trans., Unformatuon Theory, 6, 2, pp.59-267, Apr. 1960.

- 2) D. A. Shnidman, "Generalized radar clutter model," IEEE Trans., Aerospace and Electronic Systems, 35, 3, pp.857-865, Jul. 1999.
- 3) S. O. Rice, "Mathematical Analysis of Random Noise," Bell System Tech. J., 23, pp.282-332, 1944, and 24, pp.46-156, 1945.
- 4) E. K. Al-Hussaini and B. M. Ibrahim, "Comparison of adaptive cell-averaging detectors for multiple-target situations," IEE Proceedings F, Communications, Radar and Signal Processing, 133, 3, pp.217-223, Jun. 1986.
- 5) V. Anastassopoulos and G. A. Lampropoulos, "Optimal CFAR detection in Weibull clutter," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, 31, 1, pp.52-64, Jan. 1995.
- 6) H. Rohling, "Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-19, 4, pp.608-621, Jul. 1983.

5-2-2 測距・測角技術

(執筆者：篠永充良) [2008年5月 受領]

レーダにおいて目標（観測対象物）の位置情報を得るための技術が、測距・測角技術である。前者の測距技術はレンジング（Ranging）とも呼ばれ、レーダ（RADAR：RADIo Detection And Ranging）という名称の語源となった基本の技術にあたる。

基本となる測距の方法は、送信した電波が目標に反射して戻ってくるまでの時間遅れを計測して目標までの距離を算出するものである。具体的には、送信する電波にタイムマークとして使用できるような変調信号を加えておいて、この送信信号のタイムマークを時間基準として受信信号のタイムマークまでの遅れ時間を計測することで測距が実現される。

単純なパルスレーダの場合は、矩形状のパルス変調がタイムマークとなっており、**図 5・5(a)**に示すような時間差を計測することによって測距を行っている。

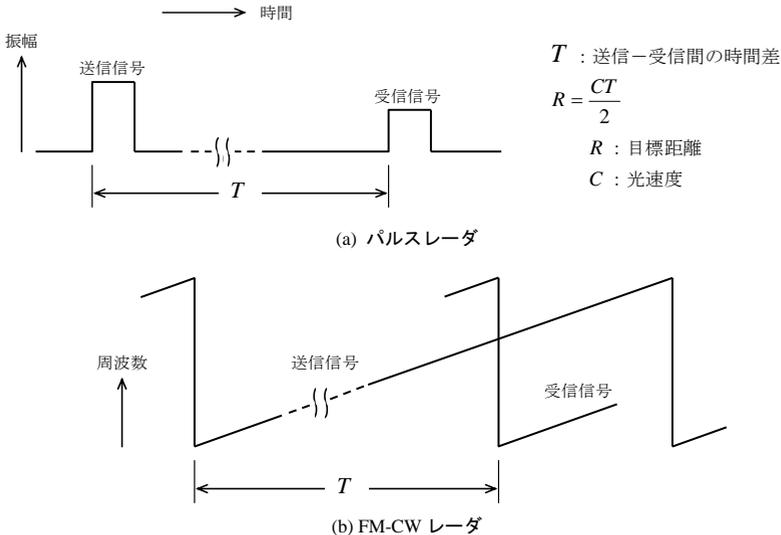


図 5・5 遅れ時間の計測による測距

図中には受信信号に重畳される雑音などは記載していないが、このようなパルスレーダの場合、ランダム雑音に対する計測誤差（最小値）は式(1)¹⁾で近似できるので、パルスレーダ

において長い送信パルス幅を用いると測定精度が劣化することが分かる。

$$(\sigma_r)_{min} = \frac{\tau_3}{1.61 \sqrt{2E/N_0}} \quad (1)$$

$(\sigma_r)_{min}$: 遅れ時間計測誤差 (最小値), τ_3 : 送信パルス幅, E : 受信信号エネルギー, N_0 : 単位周波数当たりの雑音電力.

上述のパルスレーダは送信信号のタイムマークを振幅変調 (パルス変調) によって施すものであったが, そのほかに周波数変調 (または位相変調) によってタイムマークを付加することもできる. 図 5・5 (b) には, FM-CW レーダの代表的な変調方式として直線状周波数変調を行った場合を示している. これは, 更にパルス変調とも組み合わせて, パルス内に直線状周波数変調 (チャープ) 信号を用いることも可能であり, パルス内変調信号として位相符号変調信号を用いることもできる.

このようなパルス内変調を施すことで単純なパルスレーダと比較して送信信号の帯域幅が増加し, 送信パルス幅に制限されない測距精度の向上が実現できる. ただし, このようなパルス内変調を施したものは, 目標検出の過程でパルス圧縮という相關フィルタ処理を施すことが一般的であり, そのフィルタ特性を考慮して測距処理を行うことが必要となる.

なお, レーダに対して移動している目標の場合は, 目標の速度によって発生するドップラー効果により, 受信信号の周波数が送信周波数から変化するドップラーシフトが発生する. 周波数変調された送信信号を用いる場合は, 測距する際にこのドップラーシフトによる距離ズレ (測距誤差) も加わるため, その点も考慮する必要がある.

後者の測角技術とは, 目標に反射された電波をレーダで受信する際に行う電波の到来方向推定技術であり, 電波の直進性を仮定して電波到来方向から目標の存在する方向を推定する技術である.

レーダにおいては, 前述の測距技術とこの測角技術を組み合わせて目標の位置を決定するのが一般的である. 電波の到来方向を計測する角度として方位角と仰角のような組合せを選べば, 測距された情報と合わせて目標の 3 次元的位置を確定できる. このようなレーダは 3 次元レーダと呼ばれる. これに対して, 方位角のみを計測して仰角方向の計測をしないレーダを一般的に 2 次元レーダと呼ぶ. そのほかにも運用目的に応じて様々な方式がある.

通常のレーダは, 遠距離の目標探知性能を確保するためにビーム幅の狭い指向性アンテナが用いられている. そのため, 信号を受信したときのアンテナの向きを目標方向と推定する方法が, 最も単純な電波到来方向の推定方法である.

また, このようにビーム幅の狭い指向性アンテナの場合, 受信信号が最大となるようなアンテナ指向方向を算出して目標方向とすることも可能であるが, 目標が移動している場合や計測時間に制約がある場合などには十分な精度が得られない. そのため, 計測用などの目的ではモノパルス方式と呼ばれる測角方式が多く用いられる.

モノパルス方式は, 図 5・6 に示すように複数開口で同時に受信された和差信号の振幅を比較するといった測角処理を前提としており, 高精度な計測は可能であるが複数の受信チャンネルが必要なため系統が複雑といった課題もある.

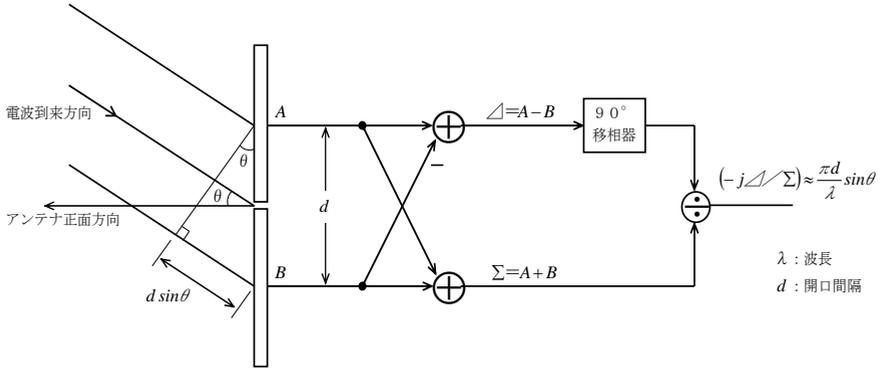


図 5・6 開口分割によるモノパルス測角

一様な振幅分布のアンテナによる測角の場合、測角におけるランダム雑音に対する計測誤差（最小値）は、測距と同様に式(2)¹⁾で近似されることから、狭ビーム幅のアンテナを用いると高い測角精度が得られることが分かる。

$$(\sigma_\theta)_{min} = \frac{\theta_3}{1.61 \sqrt{2E/N_0}} \quad (2)$$

$(\sigma_\theta)_{min}$: 角度計測誤差（最小値）, θ_3 : アンテナビーム幅.

以上に示した測距・測角の誤差は、いずれも限られた条件での一例が示されたものであり、詳細については後述の文献など専門書を参照されたい。

モノパルス方式には上述した開口分割方式のほか、複数アンテナ間の位相差情報を用いるインターフェロメトリ方式などもある。そのほかの測角方式として、複数アンテナを短時間に切り替えて単一の受信チャンネルで振幅比較を行うシーケンシャルロービング (Sequential Lobing) 方式や、単一の指向性アンテナを円錐状に駆動するコニカルスキャン (Conical Scan) 方式もあるが、モノパルス方式に比較して測角誤差が増大するという欠点がある。

なお、ここに示した測距・測角技術は、いずれも点目標（電波を反射する部分がレーダの距離分解能及び角度分解能のいずれよりも十分に小さいとみなせる目標）を対象とする場合について述べたものである。現実の目標は電波の反射点が空間的に分散しており、この各部の反射を複合した信号が受信されているが、このような複合した信号の影響を考慮することは困難であり、分解能が高いレーダに対する本技術の適用には特に注意が必要である。

■参考文献

- 1) D. K. Barton, "Modern Radar System Analysis," chap.8&9, Artech House, 1988.
- 2) D. K. Barton and H. R. Ward, "Handbook of Radar Measurement," chap.2&3, Artech House, 1984.
- 3) M. I. Skolnik, "Introduction to Radar Systems-3rd ed.," chap.6, McGraw-Hill, 2001.

5-2-3 クラッタ抑圧技術

(執筆: 関口高志) [2008年5月 受領]

クラッタ (Clutter) とは、レーダにおける地面、海面、雨、雲、鳥などからの不要反射エコーであり、意図せずに受信されることが多い。目標検出のためにはクラッタを抑圧することが必要である。クラッタ対処法としては、距離を高分解能計測できるようにして1レンジセル当たりの不要反射電力を抑える方法、移動目標指示装置 (MTI: Moving Target Indicators) などのようにクラッタ抑圧デジタルフィルタを使う方法、一定誤警報率 (CFAR: Constant False Alarm Ratio) 回路のように受信クラッタの統計的性質を利用する方法などがある。ここではスペースの都合上、パルスレーダを対象として、主にデジタルフィルタを使う方法について説明する。

(1) MTI

フィルタによるクラッタ抑圧は、目標とクラッタのドップラー周波数の違いを利用するものである。MTI は特に、クラッタ反射源がほとんど固定している場合、すなわち、地面や海面などからのクラッタを抑圧するのに用いられる。

地面など固定物からのクラッタは周波数 $f=0$ を中心とする狭帯域幅のドップラースペクトルをもつ。一方、目標は一般に移動しており、0 以外の何らかのドップラー周波数をもつ。1 パルス繰返し周期 (PRI: Pulse Repetition Interval) だけ信号を遅らせる遅延素子を z^{-1} と表すとき、両者を弁別する最も簡単なフィルタの伝達関数 $H(z)$ は、

$$H(z) = 1 - z^{-1} \quad (1)$$

である。これは2パルスキャンセラとも呼ばれる。元の受信信号に対して1 PRI だけ遅らせた信号を差し引く。このフィルタの振幅特性は $f=0$ に零点をもつ高域フィルタであり、固定物を反射源とするクラッタは抑圧される。海面を反射源とするクラッタは、海面の状態 (シーステート) によってスペクトル帯域幅が広がることもある。そのような場合は、2 パルスキャンセラを複数 P 個縦続に接続した式(2)のようなフィルタが使われる。

$$H(z) = (1 - z^{-1})^P \quad (2)$$

(2) Adaptive MTI

雨などを反射源とする気象クラッタは、反射源自体が移動しており、そのドップラースペクトルは未知の中心周波数をもつ。したがって、受信クラッタに応じた適応フィルタによりクラッタを抑圧する必要がある。これを Adaptive MTI (AMTI) と呼ぶ。

クラッタ抑圧適応フィルタとしては、線形予測法に基づいてフィルタ係数を計算するもの^{1), 2)} (ラティスフィルタ³⁾ はその一種) や、クラッタ中心周波数 f_c を自己回帰モデルなどで推定して、その周波数に零点をもつようなフィルタを設定する方法⁴⁾ などがある。

固定クラッタと反射源が移動する移動クラッタが同じ距離に存在して受信された場合、MTI と AMTI の縦続接続で対処できる。固定クラッタは MTI で、移動クラッタは MTI の後に続く AMTI で抑圧できる^{4), 5)}。

(3) スタガトリガ方式

(1)や(2)項で説明したフィルタは、パルス間隔が等間隔であることを前提にする。この場合、図 5・7(a)に示すようにクラッタ抑圧フィルタの零点はパルス繰り返し周波数 (PRF: Pulse Repetition Frequency) ごとに現れ、フィルタの振幅レベルの低い周波数領域が広い。もし目標のドップラー周波数がある領域にある場合、目標信号が大きく減衰してしまい、検出できなくなってしまうこともある。スタガトリガ方式はこれを防ぐ方式である。パルスを巡回的不等間隔に送信することで、等価的にフィルタの振幅レベルの低い周波数領域を狭くできる (図 5・7(b))。

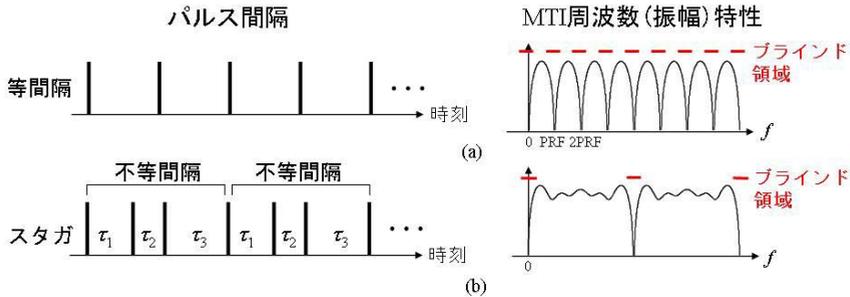


図 5・7 等間隔パルスとスタガトリガ方式のパルス間隔

スタガトリガ方式の場合、クラッタ抑圧フィルタの係数はパルス間隔ごとに異なる時変係数フィルタが適する^{6),7)}。時変係数でない式(2)のフィルタを適用したとき、フィルタ次数 P を増やしても阻止域の幅は広がらないのに対して、時変係数フィルタを適用すると阻止域幅を P に応じて広げることができる。例えば、周波数 0 に多重零点を形成して阻止域幅を広げることができる時変係数フィルタの設計法が提案されている⁷⁾。なお、スタガトリガ方式に対しても AMTI を構成することができる^{8),9)}。

(4) STAP

STAP は Space-Time Adaptive Processing (時空間適応処理) の略で、受信にアレーアンテナを使い、時間 (ドップラー周波数) だけではなく、空間の次元も使ってクラッタを抑圧する¹⁰⁾⁻¹³⁾。ドップラー周波数領域だけでは目標とクラッタのドップラー周波数が重なって目標が検出できなくなる場合でも、STAPによりクラッタだけを抑圧できることが多い。STAPは、近接した二つの開口のアンテナを用いてクラッタを抑圧する DPCA (Displaced Phase Center Antenna) の拡張ともいえる。この処理が対象とするのは、おもに航空機搭載用のレーダにおいて、移動目標検出のための地面や海面からのクラッタ抑圧である。

図 5・8 に航空機の側下方を監視するサイドルッキングレーダの様子を示す。xy 平面が地面もしくは海面である。レーダ用のアレーアンテナは航空機の側方に設置されている素子間隔 d の等間隔リニアアレーとする。素子アンテナの配置方向と航空機の移動方向 (図では x 軸と平行) が一致しているとき、クラッタ反射源の揺らぎがない場合、受信クラッタの時空間スペクトルは、反射源までの距離によらず、ドップラー周波数-空間周波数平面上で原点を通

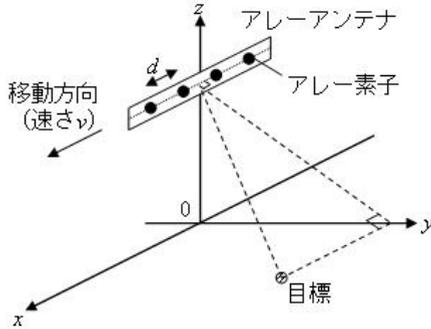


図 5・8 サイドルッキングレーダの様子

る直線上に分布する．その直線は式(3)である¹⁰⁾⁻¹³⁾．ここで， f_1 はPRFで正規化された周波数， f_2 は素子間隔の逆数で正規化された空間周波数， v は航空機の移動速度である．

$$f_2 = \frac{d}{2v \cdot PRI} f_1 \quad (3)$$

STAP における時空間適応フィルタの典型的構成は，比帯域幅が広い信号に対するアダプティブアレーと同様の，各アレー素子にタップ付遅延線回路が連なるものである．適応荷重係数計算で代表的なのは最大 SNR 法である．所望の目標方向とドップラー周波数に対して，次式により荷重係数ベクトル \mathbf{w} が計算できる．ここで， \mathbf{R} は受信信号から作られる相関行列， \mathbf{s} は所望の目標の方向とドップラー周波数から作られる時空間ステアリングベクトルである．フィルタの周波数特性としては，所望の目標方向とドップラー周波数に対して通過域が形成され，クラッタの分布する領域，例えば式(3)上に深い零点が形成される．

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s} \quad (4)$$

(5) CFAR 回路

クラッタが存在した場合，その振幅が目標検出しきい値を越えると，クラッタを目標と誤って判定してしまい，誤警報となる．クラッタ存在下で誤警報確率を一定に低く抑えるのが CFAR 回路である．受信クラッタ振幅の統計的性質を仮定して処理を行うパラメトリック CFAR と，統計的性質を利用しないノンパラメトリック CFAR に大別される．前者の代表例として，クラッタ振幅がレイリー分布に従うことを仮定する log CFAR や，クラッタ振幅がワイブル分布に従うことを仮定するワイブル CFAR などがある．クラッタ振幅の統計的性質や CFAR については文献 14) が詳しいので参照されたい．

■参考文献

- 1) S. Haykin, "Radar signal processing," IEEE ASSP Magazine, pp.2-18, Apr. 1985.
- 2) C. J. Gibson, S. Haykin, and S. B. Kesler, "Maximum entropy adaptive filtering to radar clutter," Proc. International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, pp.166-169, 1979.
- 3) B. Friedlander, "Lattice filters for adaptive processing," Proc. IEEE, vol.70, no.8, pp.829-867, Aug. 1982.

- 4) 原沢康弘, 真野清司, “メジアンフィルタを用いたアダプティブ MTI,” 信学論 (B-II), vol.J79-B-II, no.12, pp.1013-1021, Dec. 1996.
- 5) A. Wojtkiewicz and M. Tuszynski, “Polish radar technology. Part V. Adaptive MTI filters for Uniform and staggered sampling,” IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., vol.27, no.5, pp.760-767, Sep. 1991.
- 6) M. I. Skolnik, “Radar Handbook, Third Edition,” McGraw-Hill, Norwood, 2008
- 7) H. W. Thomas, N. P. Lutte, and M. W. Jelffs, “Design of m.t.i. filters with staggered p.r.f: a pole-zero approach,” Proc. IEE, vol.121, no.12, pp.1460-1466, Dec. 1974.
- 8) 関口高志, 藤坂貴彦, “スタガトリガ方式における複数の時変ノッチフィルタの組合わせによる適応的クラッタ抑圧,” 信学技法, SANE2000-149, Jan. 2001.
- 9) X. B. Zhang, S. S. Dai, and X. Y. Peng, “A block lattice MTI system compatible with stagger-period emission,” Proc. International Conference on Radar (Radar'92), pp.461-464, 1992.
- 10) J. Ward, “Space-time adaptive processing for airborne radar,” Technical Report 1015, Lincoln Laboratory, MIT, 1994.
- 11) R. Klemm, “Space-Time Adaptive Processing, Principles and Applications,” IEE, London, 1998.
- 12) J. R. Guerci, “Space-Time Adaptive Processing for Radar,” Artech House, Norwood, 2003.
- 13) P. G. Richardson, “Analysis of the adaptive space time processing technique for airborne radar,” IEE Proc. Radar, Sonar Navig., vol.141, no.4, pp.187-195, Dec. 1994.
- 14) 関根松夫, “レーダ信号処理技術,” 電子情報通信学会, 1991.

5-2-4 追尾技術

(執筆: 小菅義夫) [2008年5月 受領]

(1) 概要

目標追尾 (Target Tracking) とは, 空間を移動する航空機などの目標からの観測値をもとに, デジタル処理により目標の位置・速度などを推定し, この推定結果をもとに次サンプリング時刻の観測値を目標から得ることである¹⁾⁻³⁾. この目標追尾におけるデジタル処理を, 追尾フィルタ (Tracking Filter) と呼ぶ. 追尾フィルタの役割は, 図 5・9 に示すように, 観測雑音を含んだ観測値より, 目標の位置・速度などの真値を推定することである. なお, 追尾フィルタの出力で実際に使用するのは, 次サンプリング時刻に対する目標位置予測値及びレーダでは直接は観測できない速度・加速度などである.

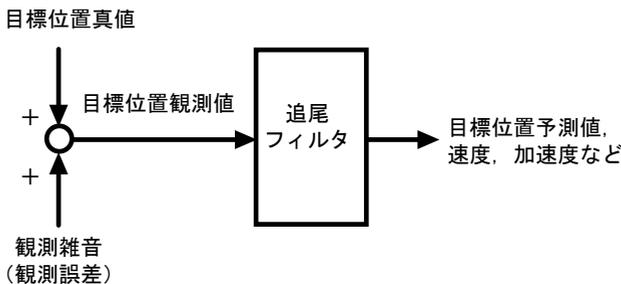


図 5・9 追尾フィルタの役割

(2) 一目標追尾 (STT : Single Target Tracking)

一目標追尾では, 電波を目標に照射し続け, 精密な目標の位置及び速度などを推定する. このため, 図 5・10 に示すような追尾ループを構成し, ビーム内に目標を捉え続ける^{2),3)}. この場合, アンテナと目標を結ぶ直線がビーム中心に一致するように, アンテナを機械的に制

御する方式が多い。なお、一目標追尾では、高精度の角度を観測する必要があるため細いビームを使用する。ところで、追尾用の初期値を得るためには、目標をビーム内に捕捉 (Acquisition) する必要がある。しかし、細いビームで広い空間の中から目標を探すのは困難である。このため、精度は悪いが広範囲に目標を探せる太いビームの他のレーダが目標の初期位置を指示し、その近辺を細いビームで探索し、目標を検出し、追尾を開始する。

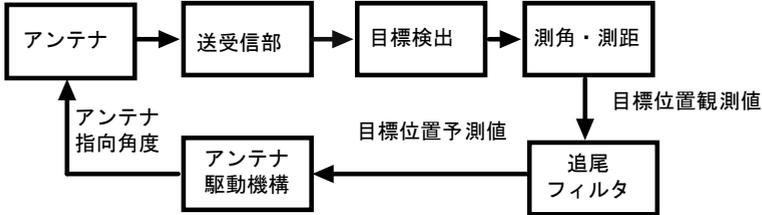


図 5・10 一目標追尾

(3) 多目標追尾 (MTT: Multiple Target Tracking)

アンテナの機械的な回転あるいは電子走査により広範囲の空間を搜索するレーダでは、多数の目標及びクラッタ (Clutter) の消え残りや受信機雑音から観測値が得られる。また、目標の検出確率は 1 とは限らない。このような場合、図 5・11 に示すようなゲート処理 (Gating) 及びデータ割当 (Data Association) からなる相関処理 (Correlation) が必要となる^{2),3)}。ここで、図 5・12 のように、ゲートは、追尾目標の位置予測値のまわりに形成し、ゲート内の観測値を追尾維持 (Track Maintenance) に使用する。なお、ゲート内に複数の観測値が存在、あるいは異なる追尾目標のゲートが重なっている場合、どの観測値をどの目標に割り当てるかのデータ割当が必要となる。特に、狭い空間に多数の目標あるいは目標以外からの不要信号が存在する高密度環境 (Dense Target Environment) でのデータ割当は、極めて困難である¹⁾⁻³⁾。

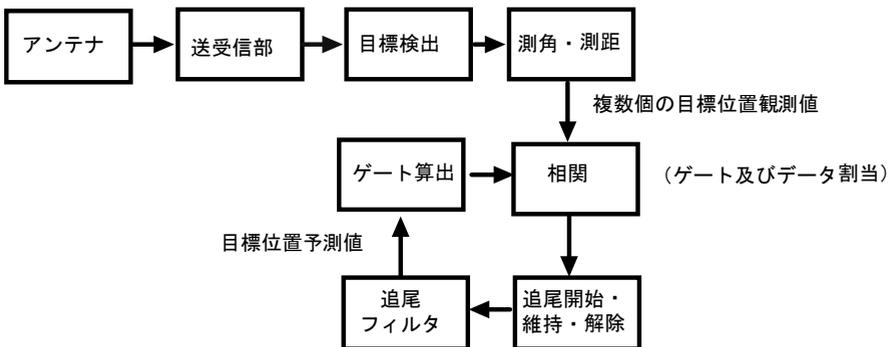


図 5・11 多目標追尾

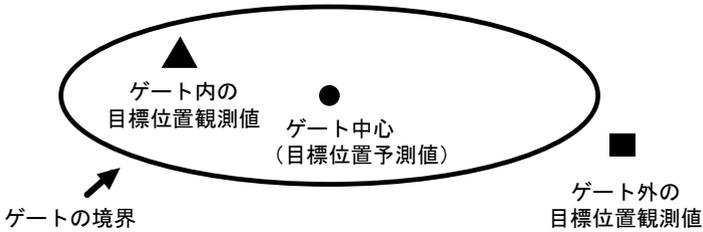


図 5・12 二次元追尾におけるゲートの例

ところで、追尾中のどの目標にも割り当てられなかった観測値は、追尾開始 (Track Initiation) の処理が必要となる。また、どの観測値とも割り当てられなかった追尾目標は、追尾解除 (Track Deletion) の対象となる^{2),3)}。なお、最も簡単な相関処理は、目標ごとにゲート中心に最も近い観測値を採用する NN (Nearest Neighbor) 法である^{2),3)}。しかし、NN 法では、追尾がクラッタあるいは他の目標に乗り移るなど、高密度環境下では必ずしも十分な性能を発揮できない。一方、PDA (Probabilistic Data Association) は、ゲート内の各観測値が追尾目標から得られているとの相関確率を計算し、ゲート内のすべての観測値を相関確率で重み付き平均化し平滑値算出に使用する^{2),3)}。また、JPDA (Joint PDA) は多目標追尾性能を向上させるため PDA を改良し、ゲートの重なる複数の目標を同時に処理する^{2),3)}。PDA あるいは JPDA は、ゲート内のすべての観測値を使用するため、AN (All Neighbor) 法と呼ばれる^{2),3)}。

上記 NN、PDA あるいは JPDA は、サンプリング時刻ごとに相関処理を完結させる逐次決定型 (Sequential Decision Logic) の方法である^{2),3)}。これに対し、MHT (Multiple Hypothesis Tracking) は、複雑な事象が発生した場合、相関に関して複数の仮説を維持し、次サンプリング以降の観測情報を使用して最終結論を導く延期決定型 (Deferred Decision Logic) の方法である^{2),3)}。なお、逐次決定型は追尾維持機能のみを有する。一方、延期決定型は追尾維持機能のほか、追尾開始及び追尾解除機能を有するが、計算機の負荷は高い。

(4) α - β フィルタ

α - β フィルタは、目標がサンプリング間で等速直線運動を行うと仮定した一次元空間用の追尾フィルタで、ゲインを容易に制御できるうえ、性能解析が簡便であるため広く使用されている^{1),2)}。なお、三次元空間の座標軸ごとに計 3 個の α - β フィルタを使用すれば、三次元空間の追尾が可能となる。この α - β フィルタでは、目標位置平滑のためのゲイン α 及び目標速度算出のためのゲイン β を使用する。ここで、 α - β フィルタは、ローパス (低域通過) フィルタであり、IIR (Infinite Impulse Response) フィルタの一種と考えられる。また、1 入力 (位置観測値が入力) で多出力 (位置予測値のほかに、速度などが出力) のデジタルフィルタである。なお、一次元空間の最新サンプリング時刻までの目標位置観測値と直線 (横軸が時間、縦軸が目標位置) との距離の自乗和を最小化することにより位置平滑値及び速度を算出する線形最小自乗フィルタ (Linear Least Squares Filter) は、 α - β フィルタの一種である。

(5) カルマンフィルタ (Kalman Filter)

三次元空間の追尾を 1 個の追尾フィルタで実現できるカルマンフィルタは、目標の運動モデル及びレーダの観測モデルが数学的に厳密に定義できれば、不偏推定量かつ推定誤差の分散が最小との意味で最適なフィルタとなる⁴⁾。このため、予め精密にモデル化できる人工衛星の追尾などには、良好な性能を発揮する。一方、パイロットの意思により、予測不可能な種々の運動を行う航空機の運動を予め精密にモデル化することは不可能である。また、カルマンフィルタでは、追尾性能を決定するゲイン行列を直接決定することができない。このため、航空機の追尾では、サンプリング間で目標は平均的には等速直線運動を行うとして、運動モデルの曖昧さを表す駆動雑音 (Driving Noise) ベクトルの大きさを調整して使用する場合が多い。なお、カルマンフィルタは、ベイズ推定 (Bayesian Inference) 手法の一種である⁴⁾。このため、相関確率を算出する多目標追尾に組み込みやすい¹⁾⁻³⁾。

(6) 目標追尾と一般的な推定論との用語の齟齬

最新サンプリング時刻に対する推定値を追尾フィルタでは平滑値 (Smoothed Value) と呼び、一般的な推定論ではフィルタ値 (Filtered Value) と呼ぶ。この違いは、追尾フィルタが、一般的な推定論とは異なり、 α - β フィルタでの用語を踏襲しているためである。

■参考文献

- 1) C. B. Chang and J. A. Tabaczynski, "Application of state estimation to target tracking," IEEE Trans. Autom. Control, vol.29, no.2, pp.98-10, Feb. 1984.
- 2) S. S. Blackman, "Multiple Target Tracking with Radar Applications," Artech House, Dedham, 1986.
- 3) S. S. Blackman and R. Popoli, "Design and Analysis of Modern Tracking Systems," Artech House, Boston, 1999.
- 4) A. H. Jazwinski, "Stochastic Processes and Filtering Theory," Academic Press, San Diego, 1970.

5-2-5 高分解能化技術

(執筆者：大内和夫) [2008年5月受領]

レンジ方向のレーダ高分解能の達成には、FM (チャープ) パルスを使ったパルス圧縮技術が利用される。実開口レーダのアジマス方向の分解能幅はアジマス方向のビーム幅に相当し、地上設置あるいは航空機搭載レーダの場合は、アンテナを長くすることでビーム幅を狭くし分解能を向上することができる。しかし、衛星搭載レーダではアンテナ長に限界があるため実開口レーダは実用的ではない。そこで、アジマス方向の高分解能を得るためには、短いアンテナを使って受信信号をコヒーレントに処理し長い仮想のアンテナを合成する「合成開口技術」が使われる。

合成開口レーダ (SAR : Synthetic Aperture Radar) は、この合成開口技術とパルス圧縮技術を使って高分解能のレーダ画像を生成する映像レーダである^{1), 2)}。ここでは、航空機や衛星に搭載されて実用されている SAR の概要と干渉及び偏波 SAR^{3), 4)} について要約する。

図 5・13 (a) にあるように、航空機などのプラットフォームに搭載されたアンテナは、アジマス方向に対地速度 V で進行しながら、オフナディア角 θ でチャープパルスを送信し受信する過程を繰り返す。アジマス時刻 t のとき散乱面の座標中心にある点散乱体とアンテナの距離を $r(t)$ とし、時刻 $t = 0$ のときの両者の最短距離を R とする。一般的な画像再生法では、受信信号にパルス圧縮処理を適用しレンジ方向の画像を生成した後に、合成開口技術を使っ

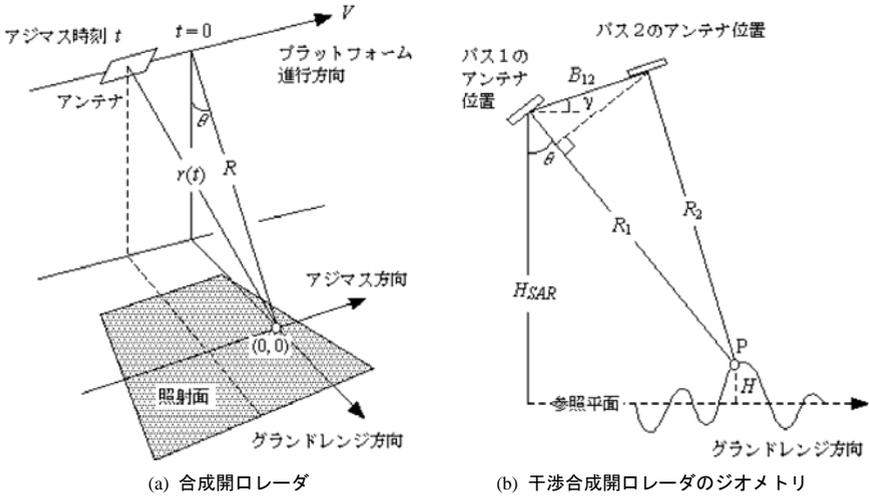


図 5.13 合成開口レーダと干渉合成開口レーダのジオメトリ

たアジマス圧縮を一次元で行う。

受信信号のアジマス成分の位相はアンテナと点散乱体の往復距離に比例するので、アジマス信号は

$$E_s(t) = E_0 \exp(-I 2kr(t))$$

と書くことができる。ここで、 E_0 はアジマスビームパターンを含んだ定数で、 $k = 2\pi/\lambda$ はマイクロ波の波数、 λ は波長である。

アジマスビーム角は約 1° 前後と小さいので、

$$R(t) \cong R + (Vt)^2 / (2R)$$

の近似が適用でき、 R を含む定数を E_0 に含めると、受信信号は

$$E_s(t) = E_0 \exp(-ik(Vt)^2/R)$$

と近似できる。このドップラー受信信号は、変調率は異なるが、レンジ方向の高分解能を得るために使われるチャープパルスと同様の形をしている。したがって、アジマス方向の高分解能を達成するにはパルス圧縮と同じように受信信号と前もって用意した参照信号との相関処理を行えばよい。

アジマス方向の参照信号は、スラントレンジ距離 R にある点散乱体から得られるであろう期待信号を軌道データから推定して算出する。つまり、参照信号は点散乱体からの受信信号の複素共役

$$E_r(t) = \text{rect}(t/T) \exp(ik(Vt)^2/R)$$

となる。 rect は矩形関数で合成開口時間 $-T/2 \leq t \leq T/2$ の間では 1 の値をもち、そのほかの領域では 0 の値をもつ。

相関処理を \otimes で表し、画像面のアジマス時間変数を t_A とすると、点画像の複素振幅は

$$E(t_A) = E_s(t_A + t) \otimes E_r(t)$$

と書くことができる。この相関関数は簡単に積分できて、

$$E(t_A) = E_0 \operatorname{sinc}(\pi B t_A)$$

という点拡張(点応答)関数が得られる。ここで、 $\operatorname{sinc}(z) = \sin(z)/z$ 、 $B = 2V^2T/(\lambda R)$ はアジマス方向のドップラーバンド幅で、他の定数は E_0 に含めた。

上記の時間領域での相関処理は高精度ではあるが演算時間が長いという欠点があり、実際には周波数領域でマッチトフィルタリングを使った処理法が利用されている。この処理法では、受信信号をフーリエ変換したスペクトルに参照信号のスペクトルを乗算して画像スペクトルを算出し、画像スペクトルを逆フーリエ変換して時間領域での画像を生成する。そのほかにもいくつかの処理法が使われているが精度的には同程度となっている。

点拡張関数から、レイリー基準による時間分解能幅は $\Delta t_A = 1/B$ 、空間分解能幅は $\Delta X = V \cdot \Delta t_A$ となる。2006年1月に JAXA によって打ち上げられた陸域観測衛星 ALOS 搭載の PALSAR (Phased Array L-band SAR) の例では、 $\lambda = 0.236 \text{ m}$ 、 $V = 7.6 \text{ km/s}$ 、 $R = 750 \text{ km}$ 、 $T = 2.6 \text{ s}$ とすると、 $B = 1697 \text{ Hz}$ となり、空間分解能は $\Delta X = 4.5 \text{ m}$ となる。TBP (Time Bandwidth Product) は $T \cdot B = 4412$ であるので、合成開口技術によりアジマスビーム幅 $L = VT$ の $1/(T \cdot P)$ 倍の空間分解能が得られることになる。

また、アンテナのアジマス長を D とすると、レイリー基準による散乱面でのビーム幅は $L = \lambda R/D$ となり、分解能幅は $\Delta X = \lambda R/(2L) = D/2$ とアンテナ長の半分となる。PALSAR のアジマス方向のアンテナ長は 8.9 m であるので分解能幅は約 4.5 m となっている。

干渉 SAR (InSAR : Interferometric SAR) 技術³⁾ とは、複数の異なるオフナディア角で生成した複素画像のインタフェログラムから散乱面の空間的高度変化を計測する技術で、地形図作成に利用される。図 5-13 (b) に、2 台のアンテナを使った InSAR のジオメトリを示す。

アンテナは軌道と直角方向に配置されているので、この手法はクロストラック InSAR と呼ばれる。航空機プラットフォームでは 2 台のアンテナを利用することができるが、衛星プラットフォームの場合には 1 台のアンテナで複数の異なる軌道を利用するのが一般的な方法である。前者はシングルパス InSAR と呼ばれ、後者はマルチパス InSAR と呼ばれる。

2 台のアンテナを使って生成された画像複素振幅は

$$E_j = E_0 \exp(i\phi_j); \quad j = 1, 2$$

で、複素インタフェログラムは

$$E_1 E_2^* = |E_0|^2 \exp(i\delta\phi)$$

となる。ここで、 $\delta\phi = \phi_1 - \phi_2$ は位相差である。図 5-13 (b) から、この位相差は

$$\delta\phi = 2k(R_1 - R_2) = 2kB_{12} \sin(\theta - \gamma)$$

で、参照平面から H の高さにある散乱体 P には

$$H = H_{\text{SAR}} - R_1 \cos \theta$$

の関係がある。これらの 2 式を使って散乱面の高さが計測される。

更に、マルチパス InSAR でデータ取得間に地震や火山活動などによって散乱面の高さが δH だけ変化したとすると、インタフェログラムの位相は

$$\delta\phi = 2k(R_1 - (R_2 + \delta H))$$

となる。そこで、変動前あるいは既知の散乱面の高さ情報を使ってこの位相から $2k(R_1 - R_2)$ を差し引くと残りの位相は

$$\delta\phi = -2k\delta H$$

となり、マイクロ波の波長単位での時間的高度変化が計測できる。この方法は差分干渉 SAR

(Differential InSAR) と呼ばれる。

アジマス方向に配置した複数のアンテナを使うアロングトラック InSAR は、海流のレンジ方向の速度成分の計測に利用される。この方法では、前後の 2 台のアンテナで受信した信号のドップラー中心が移動体のスラントレンジ速度成分によって異なることを利用して、インタフェログラムの位相から移動体の速度を計測する。

偏波 SAR⁴⁾ とは、水平偏波と垂直偏波の送受信信号から異なる偏波組合せの画像を生成する SAR である。生成される画像の複素振幅には E_{HH} , E_{HV} , E_{VH} , E_{VV} があるが、送受信を同じアンテナで行うモノスタティック SAR では $E_{HV} = E_{VH}$ となる。更に、位相は一般的に HH 偏波画像の位相を基準としているので、実質的なデータは、 $|E_{HH}|$, $|E_{HV}|$, $|E_{VV}|$ の振幅と ϕ_{HV} , ϕ_{VV} の位相データとなる。

パラメトリは、これらの 5 セットのデータから散乱体の物理量を計測する技術である。パラメトリック解析には、散乱体のランダム性を記述するエントロピーと平板やダイポールなどの偏波依存性を示すアルファ角を使った画像分類法や、後方散乱を 1 回反射と 2 回反射、体積散乱、らせん散乱の 4 成分に分解する手法などがある。また、パラメトリック InSAR による樹高測定アルゴリズムなども提案されている。

■参考文献

- 1) 大内和夫, “リモートセンシングのための合成開口レーダの基礎: 第 2 版(改訂版),” 東京電機大学出版局, 2009.
- 2) J. C. Curlander and R. N. McDonough, “Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing,” Wiley, New York, 1991.
- 3) P. A. Rosen, S. Hensley, I. R. Joughin, F. K. Li, S. N. Madsen, E. Rodriguez, and R. M. Goldstein, “Synthetic aperture radar interferometry,” Proc. IEEE, vol.88, pp.333-380, 2000.
- 4) 山口芳雄, “レーダポーラリメトリの基礎と応用,” 電子情報通信学会, 2007.

■11 群-2 編-5 章

5-3 GPS

(執筆者：坂井丈泰) [2009年1月 受領]

米国による GPS (Global Positioning System: 全地球測位システム) は、小型の受信機のみで地球上の位置を数 m 程度の精度をもって知ることができる、すぐれた衛星航法システムである¹⁾。GPS は元来軍用に開発されたものであるが、軍民両用システムとして民生利用も進められ、現在では航空機や船舶、自動車の航法にとどまらず、各種の位置測定や精密測量、通信分野における時刻同期に広く利用されており、科学観測でも有用なツールとなっている。本節では GPS の概要を述べる。

5-3-1 開発の経緯

GPS の開発の歴史は、そのまま衛星航法システムの開発史ともいえる²⁾⁻⁴⁾。初めて実用化された衛星航法システムは、米海軍による NNSS (Navy Navigation Satellite System) であった。これは主に船舶の航法を目的として開発されたもので、トランシット (Transit) とも呼ばれ、高度約 1000 km の極軌道を周回する人工衛星から送信される信号のドップラーシフトを測定して位置を算出する方式であった。NNSS 衛星が放送する信号は水晶発振器により生成される 150MHz 及び 400MHz の一定周波数で、衛星の軌道情報を含む航法メッセージが重畳されていた。受信される信号のドップラーシフト量が衛星とユーザとの間の相対速度に関係し、最接近時にゼロとなることから、地面上にいるユーザの位置を決定できるのが NNSS の原理である。ただし、測位に時間がかかることから高速で移動するユーザには使えず、潜水艦のほかは主に船舶の航法に使用され、数 100 m 程度の測位精度を実現した。NNSS は 1967 年には民間用途にも開放され、商用船舶の航法に使用された。

NNSS の実用化後、米海軍はより精密な周波数標準を衛星に搭載するための研究を行い、TIMATION (time navigation) と呼ばれる実験衛星を打ち上げた。1967 年に TIMATION I、1969 年には TIMATION II 衛星が打ち上げられ、ともに宇宙用水晶発振器の精度向上のための実験を行い、TIMATION II では 10-11 程度の安定度が得られたと報告されている。TIMATION III 以降では原子時計の搭載が計画されたが、こうした精密な周波数標準の人工衛星への搭載は GPS の重要な要素技術のひとつとなった。また、TIMATION II 衛星では、電離層伝搬遅延に関する研究も行われた。

一方で、米空軍はドップラーシフトによらない測距方式の開発を行っていた。ドップラーシフトによる方式では測位に時間がかかり航空機では利用できなかったことが大きな理由で、空軍の 621 B 計画によりスペクトル拡散コードによる測距方式が開発された。この方式は現在の GPS にかかなり近く、コード測距方式の基本的技術はここで確立されたといえる。50 bps のデータ変調により測位計算に必要な衛星の軌道情報などを送信できることもすでに実証されていた。空軍は、航空機でも使用できることを目標として NNSS とは別の衛星航法システムの構築を計画していたが、この時点では原子時計を衛星に搭載する技術をもっていなかった。原子時計がないと、米国から衛星が見えない時間帯は衛星の時計を正確に保つことができない。このため、長楕円軌道などの米国からの可視時間が長い軌道 (2010 年打上げ予定で我が国が開発中の準天頂衛星システムが採用した軌道) を選び、衛星が航法機能を提供

するのは米国上空に限定する計画であった。

1973 年、それまで海軍と空軍が別々に行っていた衛星航法システムの開発を一本化するため、国防総省に JPO (Joint Program Office) が設置され、GPS の正式名称「NAVSTAR/GPS」が決定された。海軍が開発していた TIMATION III 衛星は、JPO の設置とともに NTS (Navigation Test Satellite)-I と改名され、1974 年に打ち上げられた。これは原子時計 (ルビジウム発振器) を搭載した初めての人工衛星である。続く NTS-II 衛星 (1977 年) は、初めてセシウム原子時計を搭載するとともに空軍による PRN コード発生器を搭載しており、GPS に必要な要素技術はここで完成したといえる。

GPS 衛星の製造メーカとしては、1974 年にロックウェル・インターナショナル社が選定された。NTS 衛星での経験を踏まえ、1978 年 2 月には最初のプロトタイプ衛星が打ち上げられている。このシリーズはブロック I 衛星と呼ばれ、1985 年までに合計 12 機が製造され、打ち上げられた (うち 1 機は打上げに失敗)。

プロトタイプによる試験やデモンストレーションが完了したのち、1989 年に運用型のブロック II 衛星の打上げが開始された。450 kg 程度の重量だったブロック I 衛星に比べて、ブロック II 衛星は倍程度の 1 トン級衛星となったことから、打上げロケットもアトラスからより大型のデルタシリーズに変更されている。1990 年の最後に打ち上げられたブロック II の 10 機目からは若干の改良が加えられてブロック IIA となり、1997 年からは更に新しいブロック IIR シリーズが打ち上げられている。これらの衛星はいずれもユーザにとっては特に違いはなく、まったく同じように利用できる。GPS は、1993 年 12 月には IOC (initial operational capability : 初期運用)、1995 年 4 月に FOC (full operational capability : 完全運用) をそれぞれ宣言し、それ以来安定した運用が続けられている。

さて、開発の経緯からも明らかなおと、元来 GPS は軍用システムである。しかしながら、民生用途においても運輸分野を中心として衛星航法システムには広範な需要があることから、GPS は公式に軍民共用システム (Dual Use System) とされている。IOC 宣言と前後して、1993 年に運輸長官に対して国防長官から書簡が発せられ、民生利用を妨げない旨が保証された。また、GPS に関する公式発表のたびに民生利用の推進がうたわれている。

ただし、GPS のすべての機能が民間に開放されているわけではない。民間用とされているのは (ブロック IIR までの) GPS 衛星が放送する 2 周波数 3 信号のうちの 1 信号のみであるし、その信号についても故意に精度を劣化させる措置が実施されていた時期があった。これが SA (Selective Availability : 選択利用性) と呼ばれる操作であって、GPS が当初期待していたよりもはるかに良好な数 10 m 程度の測位性能を実現できることが判明したことから、安全保障上の理由により導入されたものである。当初は 500 m 程度の誤差を与える方針であったのが、民間側の強い要望で 100 m (航空用 VOR/DME と同等程度) に抑えられたとのことである。

1990 年 3 月 25 日に開始された SA は利用者にはたいへん不評であったが、SA の影響を除いて高い測位精度を得られるディファレンシャル GPS (Differential GPS) 技術の発展をもたらした側面もある。1996 年に当時のクリントン大統領により 10 年以内に SA を解除するとの方針が示されていたが、実際にはこれより早く 2000 年 5 月 2 日に大統領声明が出され SA は解除された。今後とも SA は再実施しないとの方針が明らかにされており、また 2001 年 10 月に発行された GPS の性能標準 (Performance Standard)⁵⁾ でも SA は実施しないとの前提

で測位精度が規定されている。

近年は後述のとおり GPS 近代化計画 (GPS Modernization) が進められており, GPS の測位精度はむしろ向上する方向にある。

5-3-2 GPS のサービスと性能

GPS が放送している無線信号の周波数は基本的には 1575.42 MHz (L1 周波数) であり, この周波数に民間用の C/A コード (Coarse/Acquisition Code) と呼ばれる信号が乗せられている。C/A コードによる測位機能を標準測位サービス (SPS : Standard Positioning Service) という。第二の民間用信号として 1227.6 MHz (L2 周波数) で L2C 信号が放送されているが, いまのところ対応している衛星 (ブロック IIR-M シリーズ) がまだ少なく, 測位には利用できない状況である。

一方, 軍用には L1 及び L2 両周波数で P コード (Precision Code, 暗号化したものは Y コードと呼ばれる) が放送されている。P コードでは精密測位サービス (PPS : Precise Positioning Service) が提供されるが, これは軍用信号でありメッセージの内容は秘密とされている。

GPS の全体システムのうち宇宙空間にある部分のことをスペースセグメント (Space Segment), 地上部分をコントロールセグメント (Control Segment), そしてユーザ受信機をユーザセグメント (User Segment) と称する。スペースセグメントには GPS 衛星が含まれ, 常時 24~30 機の GPS 衛星 (現在のところブロック IIA, IIR, IIR-M の 3 タイプの衛星が混在) が高度約 2 万 km の円軌道上を周回しながら測距信号を放送し続けている。

コントロールセグメントは, GPS 衛星群の運用・制御を統括する主統制局 (MCS : Master Control Station, 米国コロラド州) をはじめ, 世界中に五つあるモニタ局や各地の衛星通信用のアンテナから構成される。スペースセグメント及びコントロールセグメントは米軍が開発・運用しているが, ユーザセグメントについてはユーザ側が設計・製造をしなければならない。このため, GPS 衛星から放送されている測距信号の仕様は詳細に規定され, 文書として公開されている。

GPS 標準測位サービスの性能については, 米軍が発行している性能標準⁶⁾により規定されている。測位精度については表 5・1 のとおり, 水平・垂直方向の別に 95% 値で定められている。衛星の配置によっては, 規定より測位精度の悪い時間帯が発生することがある。

表 5・1 GPS 標準測位サービスの測位精度に関する規定⁶⁾

	全世界平均	最悪地域
水平方向 (95%)	9 m	17 m
垂直方向 (95%)	15 m	37 m

5-3-3 位置測定の原理

3 次元空間内で位置を決定するには 3 点からの距離を指定する必要があり, 三つの球の交点として位置が定まる。この原理に基づいて衛星-受信機間の距離の測定により位置を求めるのが GPS であり, 測定には測位用の無線信号を用いるため, 全天候で 24 時間いつでもサービスが提供される。

GPS 受信機は、測距信号の送信時刻と受信時刻の差として衛星-受信機間の距離を測定する。衛星 i と受信機間の距離の測定値を r_i と書くことにする。これは幾何学的な距離に受信機の時計誤差（進みを正とする） δ による誤差が加わって測定されたものであることから擬似距離（Pseudorange）と呼ばれ、

$$r_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} + s \quad (1)$$

の関係にある。ここで、 (x, y, z) は受信機位置、 (x_i, y_i, z_i) は衛星 i の位置であり、 $s = c \delta$ は受信機時計誤差に対応する（ c は光速）。受信機位置を求めるためには、式(1)を複数の衛星について連立させて x, y, z, s について解けばよい。3次元の位置を決めるためには未知数は最低3個であるが、受信機の時計誤差 δ も未知数としたことから合計4個の未知数があり、受信機の3次元位置を求めるには4機以上の衛星を使用して擬似距離を測定する必要がある。

式(1)を2乗すると球面を表す式となり、幾何学的には受信機位置はこれらの球面の交点として求められる。正しく距離が測定されていれば四つの球面は一点で交わるはずだが、擬似距離は受信機クロック誤差に相当する長さ s だけ長く測定されているから、一点では交わらない。このため、**図 5・14** のように球面が一点で交わるように s を変化させて球の大きさを調整すると、そのときの交点として受信機位置が求められる。5 個以上の衛星を使用する場合はそれでも一点では交わらないので、受信機位置と各球面との距離の2乗和が最も小さくなるように s を調整する（最小二乗法）。

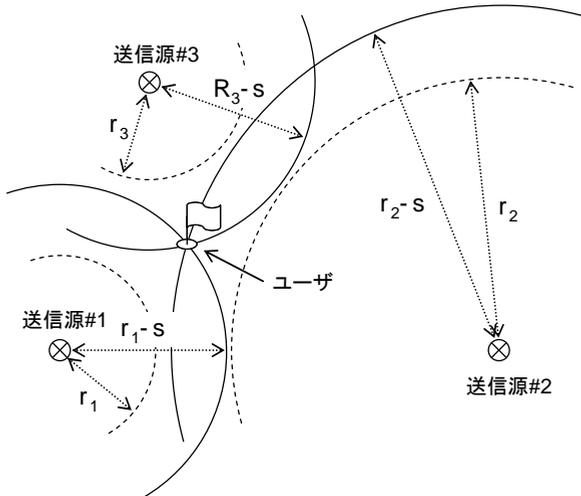


図 5・14 位置測定の原理

式(1)は非線形であるため、通常は適当な初期値のまわりで線形化を行っただけで逐次近似法により解を得ることとなる。暫定解 (x, y, z, s) のまわりで線形化を行うこととすると、線形化された連立方程式を次のように書ける（ Δ は変化分を表す）。

$$G \cdot \Delta \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ s \end{bmatrix} = \Delta \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_N \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、 G は暫定解の受信機位置から見た衛星の配置を表す行列で、方位角（北を 0 度として時計回りに測った角度）を AZ_i 、仰角を EL_i とすると、次のとおりとなる。

$$G = \begin{bmatrix} -\sin AZ_1 \cos EL_1 & -\cos AZ_1 \cos EL_1 & -\sin EL_1 & 1 \\ -\sin AZ_2 \cos EL_2 & -\cos AZ_2 \cos EL_2 & -\sin EL_2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\sin AZ_N \cos EL_N & -\cos AZ_N \cos EL_N & -\sin EL_N & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

擬似距離の測定誤差の分散をいずれの衛星についても σ^2 とすると、式(2)により得られる解の共分散行列は次のように書ける。

$$\begin{bmatrix} \sigma_{xx}^2 & \sigma_{xy}^2 & \sigma_{xz}^2 & \sigma_{xs}^2 \\ \sigma_{yx}^2 & \sigma_{yy}^2 & \sigma_{yz}^2 & \sigma_{ys}^2 \\ \sigma_{zx}^2 & \sigma_{zy}^2 & \sigma_{zz}^2 & \sigma_{zs}^2 \\ \sigma_{sx}^2 & \sigma_{sy}^2 & \sigma_{sz}^2 & \sigma_{ss}^2 \end{bmatrix} = \sigma^2 (G^T G)^{-1} = \sigma^2 C \quad (4)$$

すなわち、GPS による測位精度は、測距誤差 σ^2 と行列 C により決まることが分かる。このうち行列 C は上空にある衛星の幾何学的な配置により決まるから、衛星の移動に伴い時々刻々と変化する。衛星の配置の良し悪しを表す指標として、行列 C の対角成分より DOP (Dilution of Precision) を次のとおり定義して用いるのが普通である。

$$\begin{aligned} GDOP &= \frac{1}{\sigma} \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2 + \sigma_{zz}^2 + \sigma_{ss}^2} = \sqrt{C_{11} + C_{22} + C_{33} + C_{44}} \\ PDOP &= \frac{1}{\sigma} \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2 + \sigma_{zz}^2} = \sqrt{C_{11} + C_{22} + C_{33}} \\ HDOP &= \frac{1}{\sigma} \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2} = \sqrt{C_{11} + C_{22}} \\ VDOP &= \frac{1}{\sigma} \sqrt{\sigma_{zz}^2} = \sqrt{C_{33}} \end{aligned} \quad (5)$$

GDOP (Geometric DOP) は、受信機の位置及び時刻の総合的な決定精度を表す。また、PDOP (Position DOP) は三次元位置、HDOP (Horizontal DOP) は水平位置、VDOP (Vertical DOP) は垂直位置のそれぞれ決定精度を代表する指標として用いられる。

5-3-4 GPS 衛星

GPS 衛星本体は図 5・15 のような姿をしている⁷⁾。左右に広がっているのは太陽電池パネルで、衛星が必要とする電力を供給する。中央の本体の下側（地球側）に多数突き出ている棒状のものが送信アンテナで、ここから測位用の無線信号が放送される。下側の少し離れたところには通信用のアンテナ（やや長めの棒状のもの）もある。



図 5・15 GPS 衛星 (イメージ) ㉞

高度 2 万 km を周回する GPS 衛星は静止衛星ではないから、ユーザに対して刻々と位置を変え、時間が経つと地平線の下に隠れたり、代わりに他の衛星が昇ってくる、といったことが起こる。地平線の下にある衛星からの電波は届かないから、利用できるのは、地平線よりも上に見えていて、ユーザの周囲の障害物などで電波が遮られていない衛星である。例えば、ある時刻における GPS 衛星の見え方を図に表したのが図 5・16 である。この図の中心は天頂、外側の円が地平線を表しており、図の上下左右はそれぞれ北、南、西、東に対応する。図中の数字が衛星の PRN 番号で、21 番衛星が北西の空の仰角 30 度当たり、5 番衛星は天頂付近に見えていることが分かる。このときは合計で 9 機の衛星が利用できるから、GPS 受信機は十分に余裕をもって測位を実行することができる。

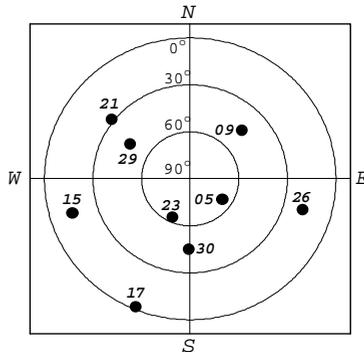


図 5・16 地上からの GPS 衛星の見え方の例

GPS 衛星の見える方向を 1 日にわたってプロットすると、東京では例えば図 5・17 左のようになる。北の空の方向に衛星が現れない円状の範囲があり、仰角 60 度以下には衛星が現れていない。この円状の範囲は緯度が高くなるにつれて天頂の方に移動し、逆に低緯度地方では地平線の方に沈み込むこととなる。南半球では、逆に南の空にこのような穴ができる。GPS 衛星の軌道は赤道面から 55 度だけ傾いており、同図右のように東京にとっての地平線を考え

ると北の空には衛星が届かない様子が分かるだろう。高緯度地方では天頂方向に衛星が見えないことになるが、低～中仰角には衛星が見えるから、測位ができなくなるわけではない。

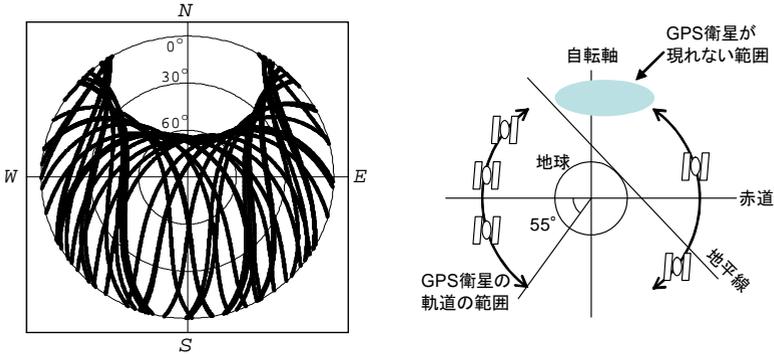


図 5・17 GPS 衛星が現れる範囲

図 5・18 は、GPS による測位結果の例である。この図は地上に固定された GPS 受信機による測位結果の誤差を表示しており、グラフの原点はアンテナの真の位置に対応する。X 軸は東、Y 軸は北方向を表すから、測位結果をそのまま地上にプロットした図と解釈してもよい。誤差の大部分は原点付近を中心に分布しているが、北西の方向に大きな測位誤差を生じた時間帯があったことが分かる。

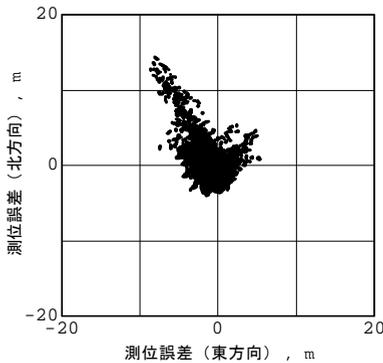


図 5・18 GPS による測位誤差の例

5-3-5 測距信号

GPS 衛星が放送する測距信号を表 5・2 に示す。ブロック IIR 衛星までは 2 周波数 3 信号(うち民間に開放されているのは L1 C/A 信号のみ)が放送されていたが、ブロック IIR-M 衛星からは民間用 L2C 信号が追加されており、更にブロック IIF 衛星では L5 信号、ブロック III 衛星では LIC 信号が追加される計画となっている。

表 5・2 GPS 衛星が放送する測距信号

周波数	L1 1575.42 MHz			L2 1227.6 MHz		L5 1176.45 MHz	打上げ 時期
	C/A	P/Y	L1C	L2C	P/Y	L5	
用途	民間	軍用	民間	民間	軍用	民間	
ブロック II/IIA	○	○	—	—	○	—	1989~
ブロック IIR	○	○	—	—	○	—	1997~
ブロック IIR-M	○	○	—	○	○	—	2005~
ブロック IIF	○	○	—	○	○	○	(2009~)
ブロック III	○	○	○	○	○	○	(2014~)

GPS 衛星が放送する測距信号は L1C 信号を除いて BPSK (Binary Phase Shift Keying) 変調とされている (L5 信号は QPSK 変調)。以下、L1 C/A 信号を例として測距信号の概要を説明する。なお、測距信号の詳細な仕様は信号仕様 (Interface Specification) に規定されている⁸⁾。

L1 C/A 信号の送信波形を詳しく書き表すと、次式のようになる。

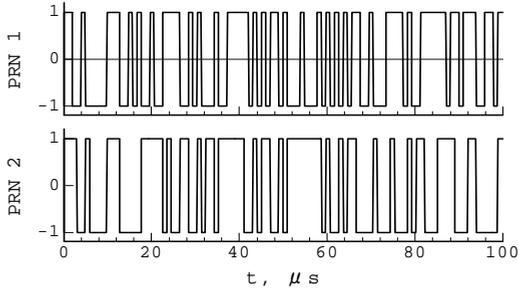
$$s_i(t) = D(t)p(t)\sin 2\pi f_c t \quad (4)$$

ここで、 $D(t)$ は ± 1 のどちらかの値をとり、50 bps のデータ信号で航法メッセージと呼ばれる。拡散符号 $p(t)$ も同様に ± 1 のどちらかで、その変化する速度は $f_p = 1.023 \text{ MHz}$ 、コード周期 $N = 1023$ である (N 回ごとに同じコードが繰り返し現れる)。正弦関数は搬送波の瞬時値を意味し、その周波数は $f_c = 1575.42 \text{ MHz}$ である。式 (4) は、1575.42 MHz の搬送波がデータ信号 $D(t)$ 及び拡散符号 $p(t)$ の双方で変調されていることを示している。 $D(t)$ 、 $p(t)$ はそれぞれ ± 1 のどちらかの値をとるので、これらにより搬送波の符号が変えられて送信信号を形成する。

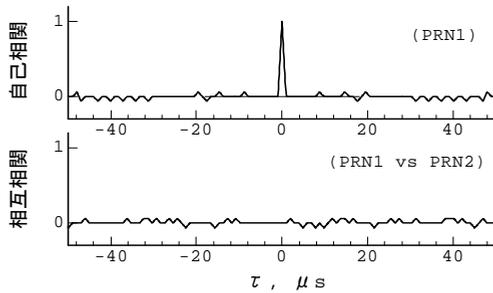
拡散符号 $p(t)$ は予め決められた乱数的な系列となっており、スペクトル拡散符号あるいは擬似乱数コード (PRN code) などという。乱数であるからそのスペクトルはほぼ白色であり、式 (4) の送信波のスペクトルは搬送波周波数を中心として左右に広がったものとなる。GPS の場合はコード周期 $N = 1023$ であるから、1023 回変化するたびに (つまり 1 ms ごとに) 同じパターンが現れる。GPS 用の PRN コードとしては 37 のコードが決められており、衛星ごとに異なるコードを使用する (衛星の PRN 番号は PRN コードの種類を表している)。

受信機は各衛星の PRN コードの内容を知っているから、拡散符号 $p(t)$ を再現し、受信した波形と比較して厳密にタイミングを合わせることができる。これが GPS の測距方式であり、コード位相の変化する周期 (1.023 MHz) に対応する波長約 300m をベースにして距離を測定することができる。

図 5・19 は、GPS が実際に使用している PRN コードの例である。図 (a) は PRN 1 衛星及び PRN 2 衛星がそれぞれ使用している PRN コードで、最初の 100 チップを表示してある。図 (b) は PRN 1 コードの自己相関及び PRN 1 コードと PRN 2 コードとの間の相互相関である。自己相関関数は時間差 $\tau = 0$ でピークを示すが、異なるコード間での相互相関はピークをもたず、常にほぼゼロとなっている。これは異なるコード同士は互いに影響し合わないことを意味するから、すべての衛星が同一の搬送波周波数で信号を送信しても混信することはなく、目的の衛星の信号だけを追尾することができる。



(a) PN コードの例



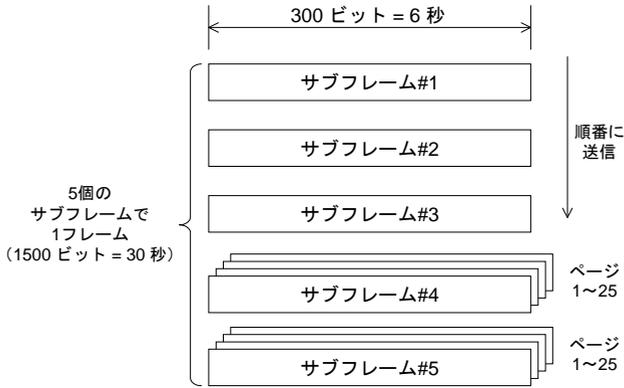
(b) 自己相関と相互相関

図 5-19 GPS の拡散符号

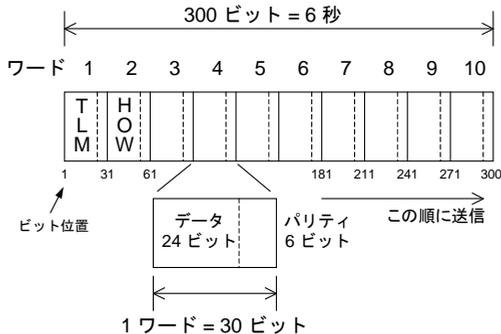
さて、GPS の原理 [本章 5-3-3 参照] に基づいてユーザが測位計算を実行するには、GPS 衛星の位置を知っていなければならない。このため、GPS 衛星は測位信号に航法メッセージ (Navigation Message) というデータを乗せており、このなかに軌道情報が含まれている。航法メッセージのデータ速度は 50 bps である。

航法メッセージの 1 サイクルはフレームという単位で呼ばれ、図 5-20 (a) のような構造となっている。1 フレームは 1500 ビットなので、これを送信するには 30 秒の時間がかかる。フレームは 5 組のサブフレーム (各 300 ビット) から構成されており、サブフレーム 1 から順番に送信を始め、サブフレーム 5 を送信し終わると再びサブフレーム 1 の送信に戻る。

5 組のサブフレームのうち、サブフレーム 1~3 は送信している衛星自身のクロック補正情報や軌道情報 (エフェメリス) が含まれており、毎回同じ内容が繰り返し送信される。これに対してサブフレーム 4 及び 5 は全衛星が同じ内容を送信しており、その内容は軌道上のすべての GPS 衛星 (最大 32 衛星) の概略の軌道情報 (アルマナック) や電離層補正情報となっているが、これらはデータ量が多いため更にページ単位に分割されてサブフレームに収容される。つまり、サブフレーム 4 及び 5 により送信されるデータはそれぞれページ 1~25 に分割されており、フレームごとに異なるページの内容が順番に送られる。すべてのページの内容を送信するには 25 フレームを必要とし、航法メッセージの全情報を得るには 12 分 30 秒の時間がかかることになる。



(a) フレーム構成



(b) サブフレーム構成

図 5・20 航法メッセージのフォーマット

サブフレームの内部は、図 2・20(b)のようにワードという単位に分割されている。1 ワードは 30 ビットで 1 サブフレームは 10 ワードに対応し、各ワードは 24 ビットのデータ部とパリティチェック用の 6 ビットから構成される。サブフレームの先頭には TLM (Telemetry) ワード、続けて HOW (Handover) ワードが送信されることとされており、TLM ワードには同期用のパターン、HOW ワードには GPS 信号の時刻情報が含まれている。

GPS における時刻は、1 週間を単位として管理されている。週の始めは毎週日曜日の 0 時 (土曜日の 24 時) で、時刻はそれからの経過時間で表される。HOW ワードにはこの経過時間を 6 秒単位で表した数が含まれており、受信機が現在時刻を知る手がかりを与える。それぞれの週には番号がつけられており、1980 年 1 月 6 日 00:00:00 に始まる週が週番号 0 である。

航法メッセージの内容は信号仕様に記載されているとおりであるが、信号仕様では航法メッセージに含まれる情報の使い方や衛星位置の計算手順、GPS 受信機が使用すべき物理定数値なども細かく定められている⁸⁾。

5-3-6 近代化計画

GPS については、初期のプロトタイプ衛星はすべてが実用型衛星に置き換えられ、現在は十分な数の衛星による安定した運用段階にある。軌道上にはまだ多数のブロック IIA 衛星があるが、現在打ち上げられている衛星はブロック IIR-M シリーズとなっている。GPS の開発から運用を通じて米軍がノウハウを蓄積していることもあり、同じ衛星を使用しながら初期に比べて測位精度は若干向上している。

コントロールセグメントの性能向上は AII (Accuracy Improvement Initiative) と総称され、1990 年代の終わりから継続して実行されてきている。モニタ局を 5 局から 11 局に増設するとともにバックアップ MCS を構築するといったハードウェア面の強化のほかにも、軌道及びクロックの予測精度の改善による測位精度の向上が図られている。

こうした状況を背景として、1999 年に第二の民間用信号として L2C 信号を導入することが発表された。複数の周波数の測距信号を使えると、電離層遅延補正の精度が改善されるばかりリアルタイム測量用受信機 (RTK-GPS) の初期化処理を高速にでき、また冗長度の増加により信頼性も向上するといったメリットがある。L2C 信号はブロック IIR-M (M は Modified の意味) シリーズ以降の衛星で放送されることとされ、実際には 2005 年 9 月に初号機が打ち上げられた。L2C 信号を放送する衛星が軌道上で 24 機以上となるのは、2016 年頃とされている。

L2 周波数は航空航法用に国際的に保護された帯域 (ARNS バンド) ではないことから、民間航空機の航法に使用できない難点がある。このため、更に新しく L5 周波数 (1176.45 MHz) で第三の民間用信号を放送することも決定されており、2009 年から打ち上げられるブロック F (F は Follow-on の意味) シリーズ以降の衛星でサポートされる。L5 信号を放送する衛星が軌道上で 24 機以上となるのは、2018 年頃とされている。民間航空分野では L2 周波数は使えないことから、この分野で二周波数といえば L1 及び L5 周波数を指す。

一方で、次世代の GPS 衛星として、GPS ブロック III 衛星の本格的な設計作業がすでに開始されている。ブロック III 衛星では第四の民間用信号として L1C 信号が追加されることとなっており、現在はその仕様決定作業の最終段階にある。L1C 信号の仕様検討にあたっては一般からも広く意見を求めており、民間ユーザの希望が最大限考慮されることとなった⁹⁾。ブロック III 衛星初号機の打上げは 2014 年頃を目指しており、2021 年頃までに軌道上の 24 機以上の衛星がブロック III となる計画とされている。

こうした GPS の近代化計画は GPS Modernization と総称され、米空軍の GPSW (GPS Wing, 以前の JPO が改組された組織) により作業が進められている¹⁰⁾。

■参考文献

- 1) 坂井文泰, “GPS 技術入門,” 東京電機大学出版局, 2003.
- 2) B. W. Parkinson, “Introduction and Heritage of NAVSTAR, the Global Positioning System, in Global Positioning System: Theory and Applications, vol.I,” Chapter 1, pp.3-28, AIAA, 1996.
- 3) R. L. Easton, “The Navigation Technology Program, in Global Positioning System, vol.I,” pp.15-20, Institute of Navigation, 1980.
- 4) C. A. Bartholomew, “Satellite Frequency Standards, Global Positioning System, vol.I,” pp.21-28, Institute of Navigation, 1980.

- 5) "Global Positioning System Standard Positioning Service Performance Standard," Department of Defense, 2001.
- 6) "Global Positioning System Standard Positioning Service Performance Standard," Department of Defense, 2008.
- 7) <http://www.losangeles.af.mil/art/>
- 8) "Navstar Global Positioning System Interface Specification," IS-GPS-200, Rev. D, Department of Defense, 2004.
- 9) "GPS L1 Civil Signal Modernization (L1C)," Interagency GPS Executive Board, 2004.
- 10) "Global Positioning Systems Wing, GPS Program Update," 48th CGSIC, Savannah, GA, 2008.