

情報システム構成論 センシングシステム

山口芳雄

ここでは、情報センシングの一例としてレーダによる距離の計測、物体の識別、イメージング、偏波情報の取り扱いについて考察する。目に見えない電波を利用し、その性質を生かしながら、計測・認知に応用するシステムである。具体的には、自然現象の物理情報を取得し、コンピュータを利用して、人間にとって理解しやすい画像再生までを行うシステムである。この分野には、センサーから取得される大量の情報を効率よく処理し、人間に理解しやすい最終的なデータ形式まで生成する必要がある。数学、物理学、情報工学、画像工学など全ての学問分野が詰まっている。レーダシステムを通じて、情報システムがどのように構成されているかを理解することが目的である。

まず、2016年4月14、17日に起きた熊本地震で南阿蘇村における土砂崩れを偏波レーダでイメージングした例を図1に示す。この図は10GHzの電波を使い、目に見えない電波を3つの散乱メカニズムに対応した電力として導きだし、それをRGBの3原色に着色したものである。光学写真の画像にも劣らない詳細で鮮明な画像となっている。上空9000mから航空機で取得した約12GB x 4チャンネル分の大量のデータを分解処理し、さらに研究室で独自に開発したアルゴリズムで画像生成したものである。カラー画像によって土砂崩れの場所もよく分かり、最終的には人間にとって理解しやすい画像となっている。電波の発生からこの画像生成までを改めて考えると、ハードウェアとソフトウェアの様々な処理・事柄が付随していることが想像されるであろう。

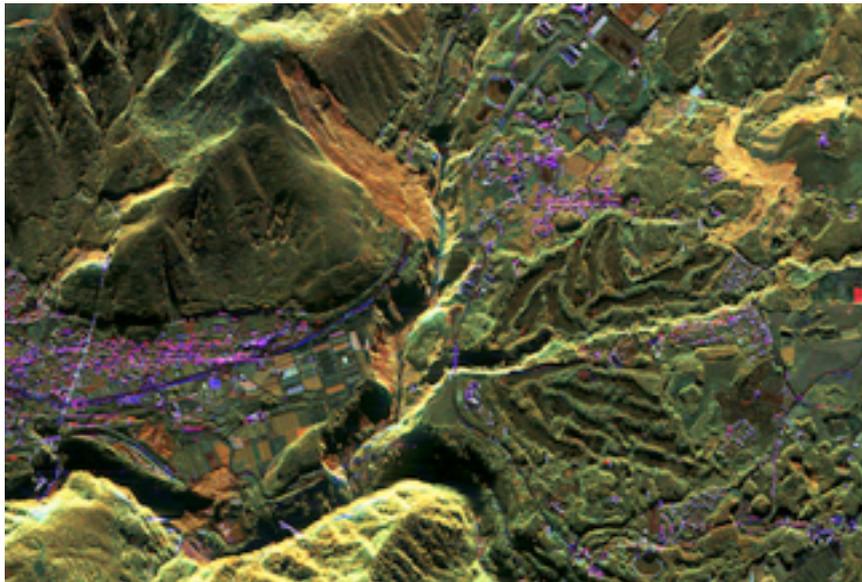


図1 航空機レーダPi-SAR2による熊本地震、土砂崩れ現場の偏波レーダ画像 (20160417)

最初に、レーダセンシングに関する基礎概念や用語（レーダ概説、レーダ方程式、電力の表現など）を説明する。次に周波数変調信号による距離や位置の計測原理、波の振幅による物体識別、偏波情報の利用、計測装置と具体例について述べる。特に偏波情報の利用に関しては、散乱電力分解として新潟大学の実績も多いので、それを基本に説明する。

参考文献

山口芳雄, レーダポーラリメトリの基礎と応用-偏波を用いたレーダリモートセンシング, 電子情報通信学会, 2007

第1章 レーダセンシングの基礎

レーダという言葉はRadio Detection And Rangingの頭文字からきている。レーダはこの英語のごとく、電波の遅延時間を使ってターゲットまでの距離を求め、反射波の強度によってターゲットの検出を行う装置である。図1(a)のように送信アンテナと受信アンテナが同じ位置にあるものをモノスタティックレーダ、図(b)のように異なる位置にあるものをバイスタティックレーダという。モノスタティックレーダがよく使われるが、その理由は、ターゲットの位置による位相変化が最も大きいためである。例えば図1で黒いターゲットがグレーの位置まで動いたとする。R方向に ΔR だけ動くと、モノスタティックレーダでは伝搬距離変化は $2\Delta R$ となる。一方、バイスタティックレーダではそれよりも変化が小さい。この伝搬距離変化はレーダ信号の位相に直接比例する重要な量であり、モノスタティックレーダで最大感度が得られるためである。

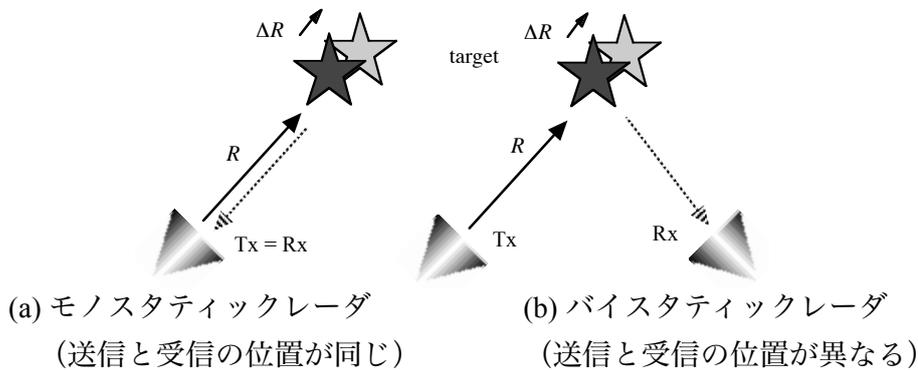


図1 送受信アンテナとターゲットの位置関係

1.1 レーダ概説

レーダは図1.1に示すようにレーダアンテナから幅の短いパルスを送信し、ターゲットから戻ってくる反射波を受信する。レーダとターゲット間の距離を R とすると、電波は $c = 3 \times 10^8$ m/s の速度で伝搬するので、パルスの往復に要する時間（遅延時間） τ は

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (1.1)$$

となる。この遅延時間を測定して距離 R を求めることができる。（なお、感覚的には時間を測定すればよいことは理解できるが、どのようにして正確な遅延時間を求めるかは大きな問題である。例えば、ナノ秒の精度で時間が計れるだろうか？ 1ナノ秒で15cmの距離精度となる！）

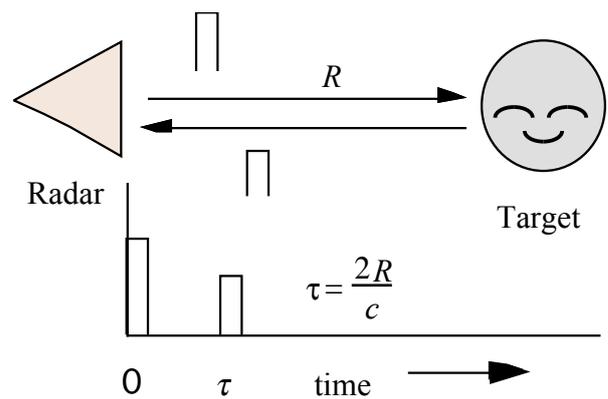


図1.1 レーダの動作原理

また、レーダ計測では同時に反射波の振幅や位相を測定する。反射波の電力はRCS (Radar Cross Section) と呼ばれ、ターゲットの検出・認識に使われる。そこで、反射波の電力について考察しておこう。

反射波の電力計測について

ターゲットに電波が当たると、いろいろな方向に散乱が生じる。散乱はターゲットの形状、材質、波長に対する大きさ、周波数、入射角、偏波など各種パラメータに依存する複雑な現象である。レーダに戻ってくる反射波の電力について、通信の場合と比較しながらレーダ方程式を見てみよう。ここでは反射係数が与えられているものとして議論をすすめる。

・フリスの伝達公式とレーダ方程式

図1.2のように二つのアンテナが対向しているときに、電力の観点からアンテナ2に受信される電力を考える。ただし、二つのアンテナは距離 r だけ離れているものとし、波長に比べて距離が十分大きいものとする。

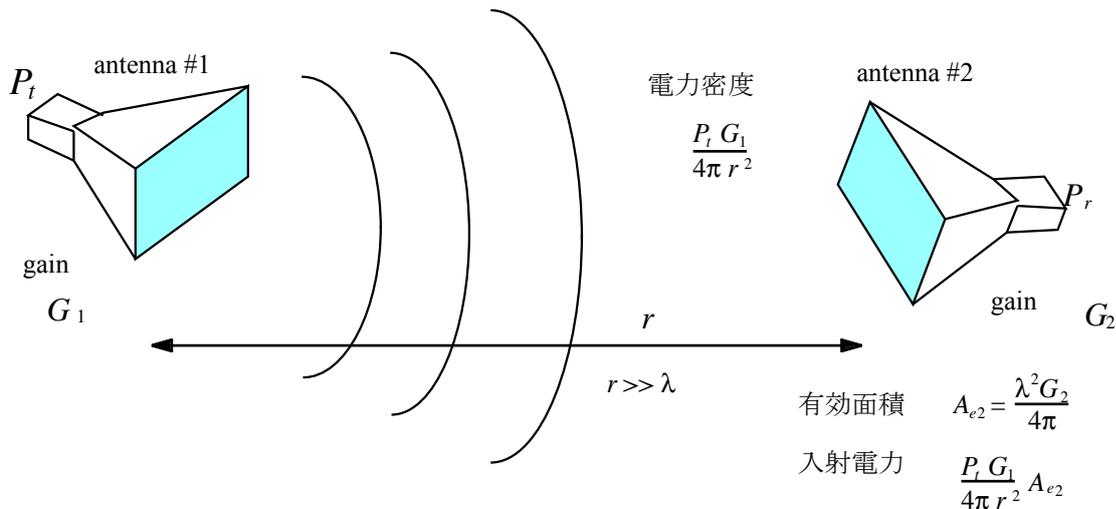


図1.2 アンテナ#2の受信電力（通信の場合）

無指向性のアンテナ#1から送信電力 P_t の電波を放射した場合、距離 r における電力密度は

$$\frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (1.2)$$

となる。

もし、アンテナ#1が指向性をもっているならば、その指向性利得とアンテナの効率を掛け合わせた利得を G_1 として、距離 r における電力密度は

$$\frac{P_t G_1}{4\pi r^2} \quad (1.3)$$

と表される。アンテナ#2の有効面積を A_{e2} とすれば、アンテナ2への入射電力は次のようになる。

$$\frac{P_t G_1}{4\pi r^2} A_{e2} \quad (1.4)$$

アンテナ#2の有効面積 A_{e2} はその利得 G_2 と $A_{e2} = \frac{\lambda^2 G_2}{4\pi}$ (1.5)

の関係で結ばれているので、アンテナ#2の受信電力 P_r は

$$P_r = \frac{P_t G_1}{4\pi r^2} \frac{\lambda^2 G_2}{4\pi} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_1 G_2 P_t \quad (1.6)$$

となる。これがよく知られているフリス（Friis）の伝達公式である。通信や放送では電力は距離に対して r^{-2} で減少する点に特徴がある。

次に、図1.3のようにアンテナ#2の位置にターゲットが置かれているレーダ計測の場合を考えてみよう。

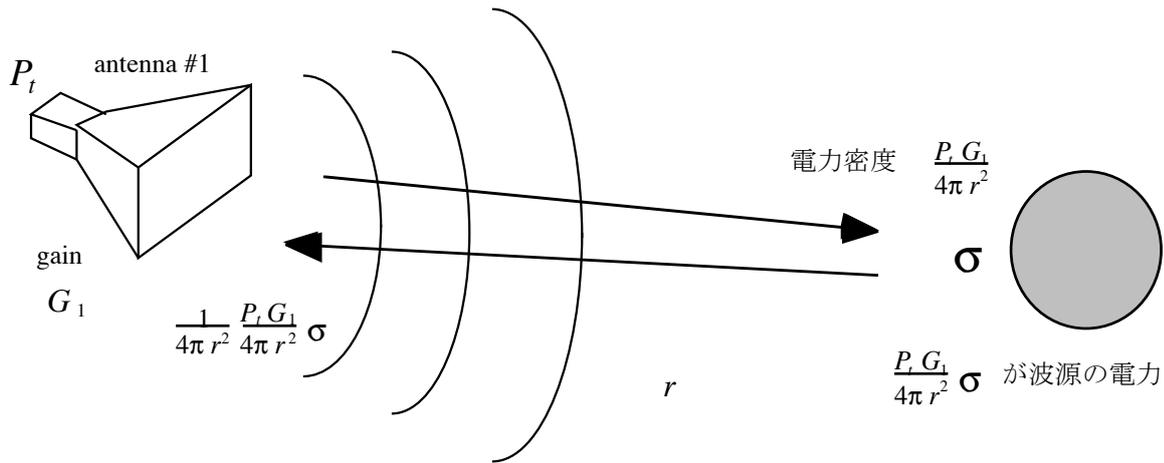


図1.3 モノスタティックレーダでの配置

ターゲットによってあらゆる方向に電波が散乱されるが、その指向性を考慮した有効反射面積を σ とおくと、電力的には

$$\frac{P_t G_1}{4\pi r^2} \sigma \quad (1.7)$$

が新たな電力波源となる。この電力波源から放射される電力密度は、アンテナ#1の位置において次のようになる。

$$\frac{1}{4\pi r^2} \frac{P_t G_1}{4\pi r^2} \sigma \quad (1.8)$$

アンテナ#1の有効面積は $A_{e1} = \frac{\lambda^2 G_1}{4\pi}$ なので、受信電力 P_r は次式で与えられる。

$$P_r = \frac{1}{4\pi r^2} \frac{P_t G_1}{4\pi r^2} \sigma A_{e1} = \frac{\lambda^2 G_1^2 P_t}{(4\pi)^3 r^4} \sigma \quad (1.9)$$

これがレーダ方程式で、電力的に見たレーダの基本式である。電力が距離に対して r^{-4} の割合で減少する点に特徴がある。通信の場合と比べて受信電力が小さくなるため、レーダでカバーできるエリアは制限される。 r^{-4} の距離依存性は原理上さけることはできないので、遠い距離にあるターゲットを検出するために遠方ほど受信機の感度を高くするような STC (Sensitivity Time Control) 技術が使われている。つまり、時間と共に受信機の増幅率を変えるような技術である。

1.2 最大探知距離

どれくらい遠くのターゲットを検出できるか？ということに興味のある事柄である。無限遠の距離のターゲットは検出できないことはだれにも想定できるが、探知できる距離にはやはり限界がある。これはレーダの最大探知距離と呼ばれており、その距離 r_{\max} は受信機の最小検出電力 S_{\min} によって決定される。式(1.9)で $P_r = S_{\min}$ とおいて次式のようになる。

$$r_{\max} = \left[\frac{\lambda^2 G_1^2 P_t}{(4\pi)^3 S_{\min}} \sigma \right]^{\frac{1}{4}} \quad (1.10)$$

この式から分かることは、送信電力を2倍にしても1/4乗のために $2^{1/4} = 1.19$ となり、約20%しか探知距離は伸びないことである。したがって電力を増やしても大きな貢献はしない。

もし、伝搬媒質に損失があれば、探知距離はさらに指数関数的に減少する。地中レーダなどではこの点が大きな難題で、レーダによる深い地中での探査は非常に難しくなる。探知距離が最も大きい媒質は自由空間である。

参考のために、損失媒質での送信電力と最大探知距離の関係を図1.4に示す。損失媒質中では、

$$E = E_0 e^{-\alpha r}$$

となるので、受信電力は

$$P_r = \frac{\lambda^2 G_1^2 P_t e^{-4\alpha r}}{(4\pi)^3 r^4} \sigma \quad (1.11)$$

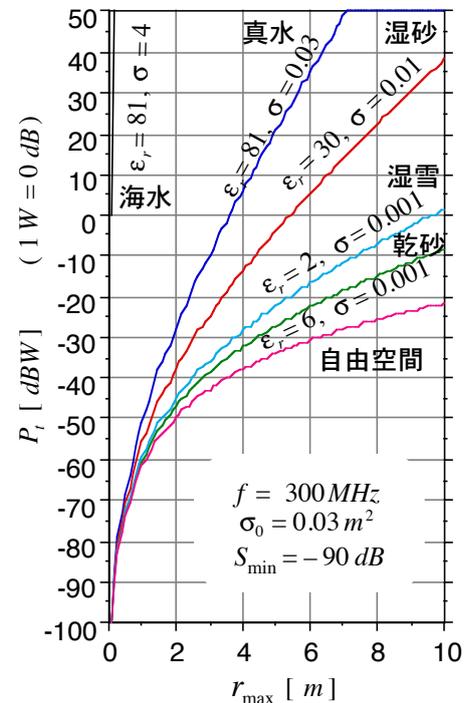


図1.4 最大探知距離と電力の関係

となる。自由空間に比べてさらに指数関数的に減少することがわかる。図1.4から例えば $\sigma = 0.03 \text{ m}^2$ のターゲットに対して $-30\text{dB} = 1\text{mW}$ の電力を送信した場合、真水では最大探知距離は $r_{\max} = 2 \text{ m}$ となるが、電力を10倍して10mWに増加しても $r_{\max} = 2.2 \text{ m}$ 程度である。また、同じ10mWでも媒質が異なると最大探知距離が大きく変わってくる。探知距離が最も大きい媒質は自由空間である。

1.3 レーダ散乱断面積 (RCS)

さて、レーダ方程式についてももう少し詳しく見てみよう。ターゲットに関する全ての情報は σ に込められている。その他の項目はレーダシステムに関連し、ターゲットの情報は含まれていない。どのレーダで測定しても同一のターゲットからは同じ反射強度が得られなくてはならない。距離やレーダの送信電力に関わらず、ターゲット固有の大きさを表す必要がある。そのために何かの基準が必要となる。そこで、この σ を次式のようにレーダ散乱断面積と定義し、**Radar Cross Section (RCS)** と呼ぶ。

$$\sigma = \sigma(\theta, \varphi) = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \left| \frac{E^s(\theta, \varphi)}{E^i} \right|^2 \quad (1.12)$$

ただし、 E^i はターゲットへの入射電界、 $E^s(\theta, \varphi)$ は散乱電界を表す。 θ, φ は球座標成分である。

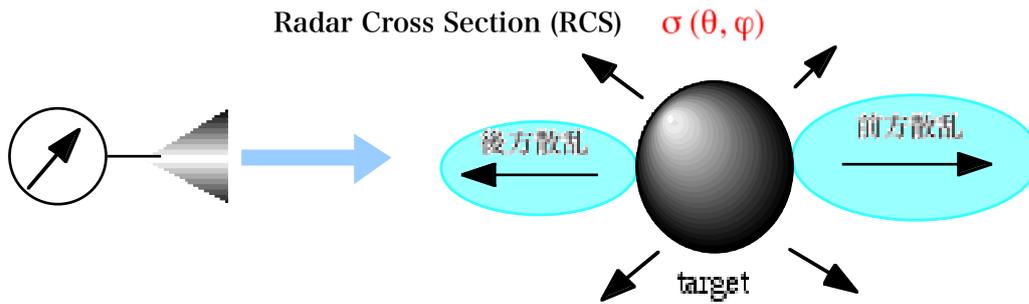
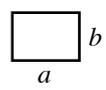
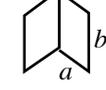


図1.5 前方散乱と後方散乱

$\sigma(\theta, \varphi)$ はターゲットに入射したエネルギーがどの方向にどれだけの強度で散乱するかを表している。この形式はアンテナの指向性利得の定義と類似しており、入射電力を全方向に均一に放射した場合と比べて特定の方向に放射される電力の比を表している。あらゆる方向に散乱される電波の中で、図1.5に示すようにレーダに戻ってくる波を後方散乱波という。後方散乱はモノスタティックレーダが対象とする方向と同じであるから、後方散乱とモノスタティック（送受信の位置が同じ）とは同じ意味合いで使われる。波長に比べて十分大きい代表的な金属ターゲットの後方散乱RCSは表1.1のように表される。

3面コーナリフレクタは他のターゲットと比べてRCSが最も大きく、入射した方向に反射波を返すので、レーダの受信電力校正用ターゲットとしてよく使用される。校正用の3面コーナリフレクタの大きさは一辺が8波長以上が望ましい。そのRCS値を図1.6に示す。金属面の形が正方形の場合とそれを半分にした直角三角形の場合を比較すると、Lバンドでは10dB近くも大きさが異なる。

表1.1 レーダ散乱断面積：RCS σ

種類	RCS	備考
 a 大きな球	πa^2	$a \gg \lambda$
 a 円板	$\frac{4\pi^3 a^2}{\lambda^2} \left[2 \frac{J_1(4a \sin \theta / \lambda)}{4a \sin \theta / \lambda} \right]^2 \cos^2 \theta$	正面に対する入射角 θ
 b a 長方形板	$\frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \left[\frac{\sin(2\pi b \sin \theta / \lambda)}{2\pi b \sin \theta / \lambda} \right]^2 \cos^2 \theta$	
 l 円柱	$\frac{2\pi a l^2}{\lambda} \left[\frac{\sin(2\pi l \sin \theta / \lambda)}{2\pi l \sin \theta / \lambda} \right]^2 \cos \theta$	
 a Square side trihedral corner reflector	$\frac{12\pi a^4}{\lambda^2}$ (max)	
 a Triangle side trihedral corner reflector	$\frac{4\pi a^4}{3\lambda^2}$ (max)	
 b a Dihedral corner reflector	$\frac{8\pi a^2 b^2}{\lambda^2}$ (max)	

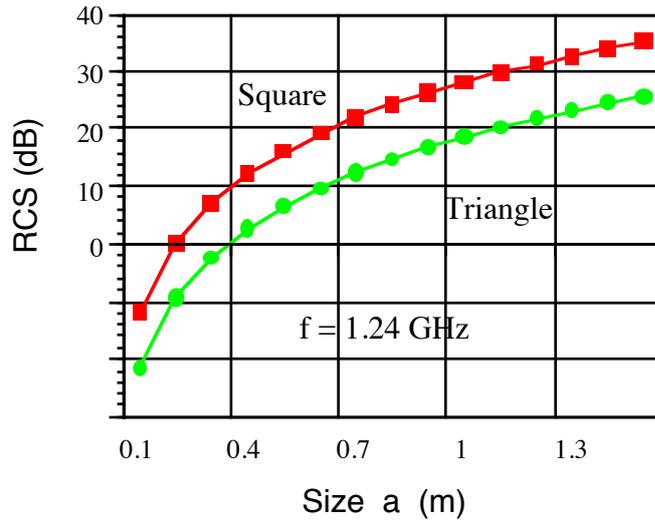


図1.6 三面コーナリフレクタの後方散乱断面積 ($f = 1.24 \text{ GHz}$)

波長に比べて大きな金属球のRCSは πa^2 となる。球を投影した円の面積に等しい。球は偏波依存性が無いため、偏波レーダの較正用ターゲットとしてもよく使用されている。なお、同じ大きさの球でも材質の違いにより後方散乱断面積が異なってくることに注意が必要である。 πa^2 で正規化したRCSを図1.7に示す。誘電体では後方散乱が小さくなり、完全誘電体では不規則な変化をする。

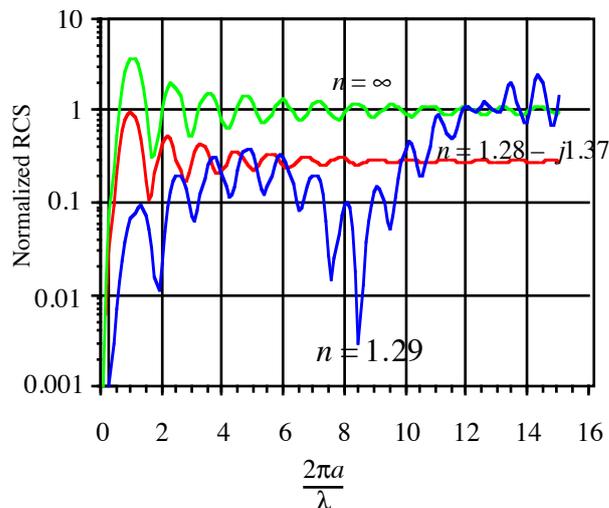


図1.7 材質の違いによる正規化後方散乱断面積 (n は屈折率)

$\frac{2\pi a}{\lambda} \ll 1$ の領域はレイリー散乱領域と呼ばれ、散乱断面積は λ^4 に比例する。この領域では僅かな半径の違いでもRCSの変化が著しいので、波長に比べて小さなターゲットの計測に利用され、雨滴サイズなどを計測する際に利用されている。

1.4 分布ターゲットの後方散乱断面積

ターゲットが分解能より大きく、広がりを持つような場合には後方散乱断面積の定義が難しくなる。地表のように面上に広がっている場合や、雲などのように体積分布を持つ場合など、受信電力はターゲット分布によって大きく変化する。また、アンテナのビーム広がりもレーダシステムによって異なる。そこで、レーダで照射している面内(Footprint)に存在する個々のターゲットの散乱断面積を次のように表す。

$$\sigma_i = \frac{\sigma_i \Delta A_i}{\Delta A_i} \quad (1.13)$$

ここで、 ΔA_i はターゲットの面積 (Foot print, 例えば地表での照射面積) である。そして正規化散乱断面積 σ^0 を単位面積あたりの散乱断面積の平均で定義する。

$$\sigma^0 = \left\langle \frac{\sigma_i}{\Delta A_i} \right\rangle \quad (1.14)$$

この値はsigma zeroと呼ばれ、単位は $[m^2/m^2]$ となるので、無単位の値となる。もし照射面積中で P_t, G_t, r が一定と見なせるような場合は、 $\sigma = \sigma^0 \Delta A_i$ である。分布しているターゲットからの受信電力を想定するとレーダ方程式は

$$P_r = \iint_S \frac{\lambda^2 G_t^2 P_t}{(4\pi)^3 r^4} \sigma^0 dS \quad (1.15)$$

となる。この式が実際に最もよく使われるレーダ方程式である。 σ^0 は面積で正規化された後方散乱断面積であり、分布ターゲットの比較によく用いられる。

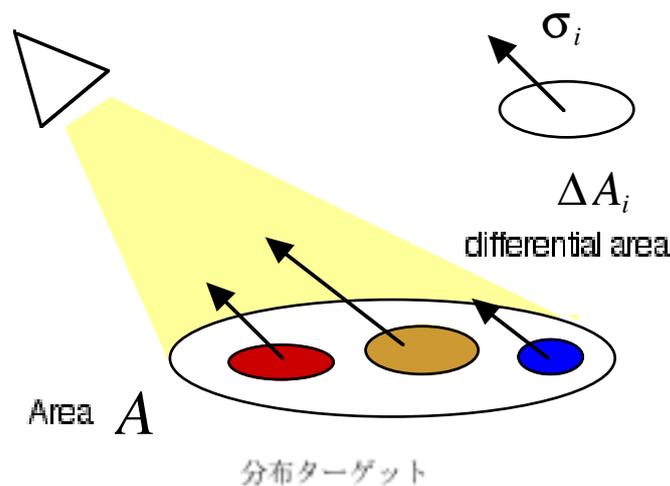


図1.8 分布ターゲットからの後方散乱断面積

第2章 偏波合成開口レーダ (POL SAR) について

合成開口レーダ(SAR: Synthetic Aperture Radar)は高分解能なイメージングを目的とするレーダである。この章ではどのようにして高分解能な画像が作成されるかを述べる。

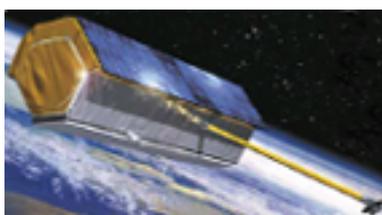
SARの原理が理解できれば、偏波レーダ(POL SAR: Polarimetric SAR)の処理は多重化するだけなので比較的簡単である。通常のSARでどのような信号処理が行われているのかを理解しておくことは偏波レーダ画像の解釈にも役立つ。

SARの距離分解能は周波数帯域幅に依存する。表2.1は周波数の名称と衛星用に割り当て周波数帯を示している。参考までに達成可能な最高分解能も示す。衛星ではどの周波数帯でも1 m以下の分解能を得ることが可能である。特に、X, Kuバンドは超高分解能が達成できる周波数帯である。

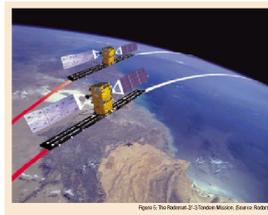
表2.1 周波数名称と衛星用周波数割り当て

名称	周波数(GHz)	衛星用割当	帯域幅(MHz)	最高分解能
P	0.25-0.5	0.432 - 0.438	6	25 m
L	1 - 2	1.125 - 1.3	85	176 cm
S	2 - 3.75	3.1 - 3.3	200	75 cm
C	3.75 - 7.5	5.25 - 5.57	320	47 cm
X	7.5 - 12	9.3 - 9.9	600	25 cm
Ku	12 - 17.6	13.25 - 13.75	500	30 cm
K	17.6 - 26.5	24.05 - 24.25	200	75 cm
Ka	25 - 40	34.5 - 36	500	30 cm

日本の地球観測衛星ALOS「だいち」(2006-2011)にPhased Array L-band SAR (PALSAR)が搭載された。その中でPolarimetric modeは実験モードであったが、世界初の衛星POL SARとして各地の偏波データを取得し、災害監視などに大きな貢献をした。後続機の「だいち2号」が2014年5月24日に打ち上げられ、Polarimetric modeが定常モードとして運用されている。POL SARでは散乱行列を取得する。この点が従来の単偏波レーダと異なる点であり、取得できるデータ量が多いことが特徴である。現時点で運用されている主な衛星搭載のPOL SARは図2.1のようである。



TerraSAR-X/TanDEM-X
2007.6.15 DLR



RadarSAT-2 (C)
2007.12.14 Canada



ALOS-2
2014.5.24 JAXA

図2.1 運用中の衛星POL SAR

2.1 レーダの方式

レーダとターゲット間の距離を R とすると、パルスの往復に要する時間（遅延時間） τ は

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (2.1)$$

である。この遅延時間を測定して距離 R を求める。この際に、時間領域の信号を扱うレーダがパルスレーダで、周波数領域の信号を扱うレーダがFM-CWレーダである。ハードウェア構成は異なるが、時間信号と周波数信号がフーリエ変換の関係で結ばれているので、どちらの方式のレーダでも基本原理は同じである。レーダ方式を表2.1に比較して示す。パルスレーダは遠距離ターゲットの検出に適しているが、FM-CWレーダは近距離ターゲット検出に適している特徴がある。

表2.1 レーダ方式の比較

	Pulse	FM-CW
動作原理	時間領域	周波数領域
距離分解能	周波数帯域	周波数帯域
距離確度	FFTポイント数	FFTポイント数
信号処理領域	RF	IF
ハードウェア	複雑	シンプル
近距離	△	○
遠距離	○	△
合成開口処理	○	○
Polarimetry	○	○

合成開口レーダの概念

SARはレーダ機能をさらに発展させ、反射強度の二次元分布を画像として得ることを目的とするレーダである。つまりイメージングレーダである。二次元画像を作成するためには、2つの座標軸が必要となる。一つは電波を照射するレンジ方向、もう一方はそれと直交するクロスレンジ方向である。図2.2(a)に示すように、レーダは進行方向の真横下方向にマイクロ波パルスを一定時間間隔で照射しながら直線的に移動する。横下方向がレンジ方向で、それと直交する方向がクロスレンジ方向となる。この場合、クロスレンジ方向はレーダの移動する進行方向と一致し、アジマス方向とも呼ばれる。

高分解能な2次元イメージングを達成するためには、レンジ方向とアジマス方向共に高分解能化が必要となる。合成開口レーダでは、レンジ方向にパルス圧縮技術を使って高分解能化を行い、さらにアジマス方向には合成開口処理を施すことによって高分解能化を達成している。

合成開口という言葉は、アンテナを列べて物理的に大開口アンテナを合成するという意味で使われている。図2.2(a)に示すように、アンテナビームはレンジ R_0 に比例して広がる。波長を λ 、アンテナ開口長を D_A とすると、地上でのビーム幅は $\lambda R_0 / D_A$ となる。この幅が実開口分解能である。したがって、分解能は距離 R_0 に比例し、遠い物体の分解能は悪くなる。

一方、図10.1.2(b)のようにそのアンテナを並べてアレー状にすることにより大きなアンテナができ、鋭いビームが形成できる。プラットフォームの等速移動を利用して、合成開口幅 L 内の数多くの位置で受信信号を記録し、あたかも1つの大きなアンテナが鋭いビームを照射しているように信号を処理する。そしてターゲットに焦点を当てる鋭いビーム合成によってアジマス方向の高分解能化を実現する。このビームによって作られる幅 $D_A/2$ が合成開口レーダのアジマス分解能となる。この分解能は距離 R_0 に依存しない点に特徴がある。つまり、航空機でも衛星でも高度に関係なく同じ分解能が得られることになる。距離に無関係ということは大きな特徴である。

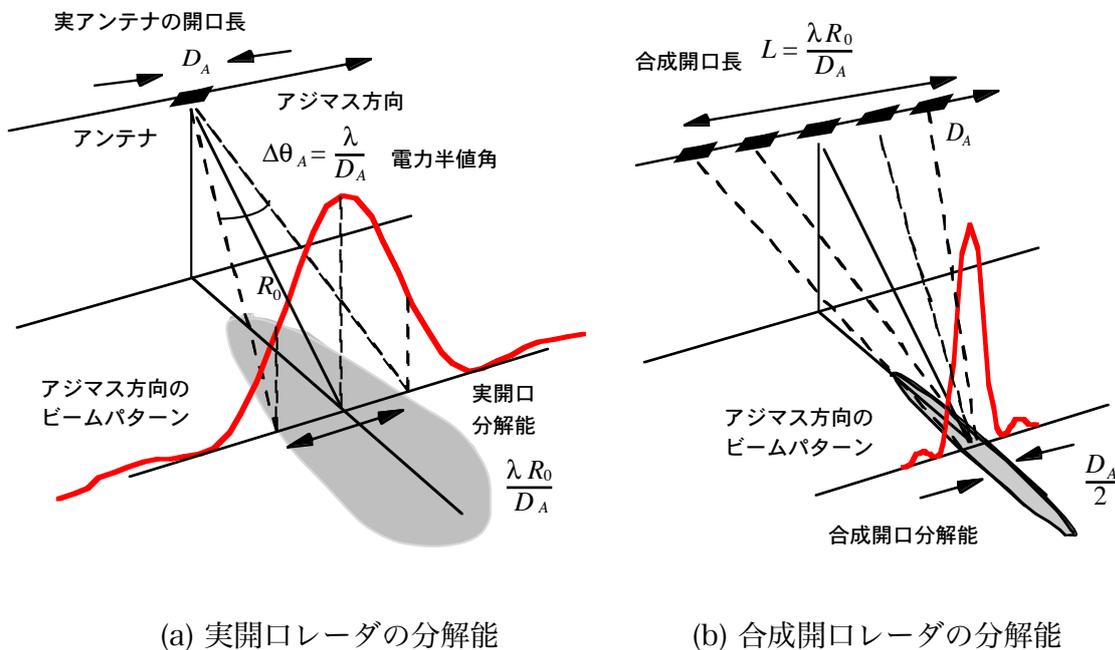


図2.2 実開口と合成開口レーダの分解能概念図

ビームを照射しながら飛行すると、図2.3のような刈り取り領域ができる。この刈り取り幅のことをradar swathという。アンテナから放射される電波ビームの方向によって地上への入射角が変わり、swathも変化する。ビーム方向をレンジ方向に可変する方式をScanSARモードといい、広いswathを観測したい場合に使われる。ビームの向きによっていろいろな角度や方向がでてくるので、合成開口レーダで一般的に使われている用語を図2.4に示した。

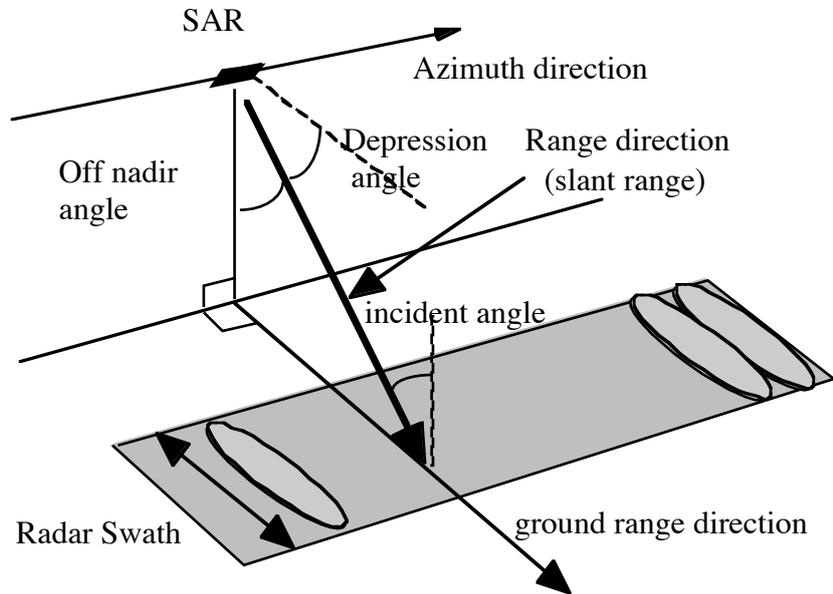


図2.3 SAR画像の生成概念図と角度、方向の名称

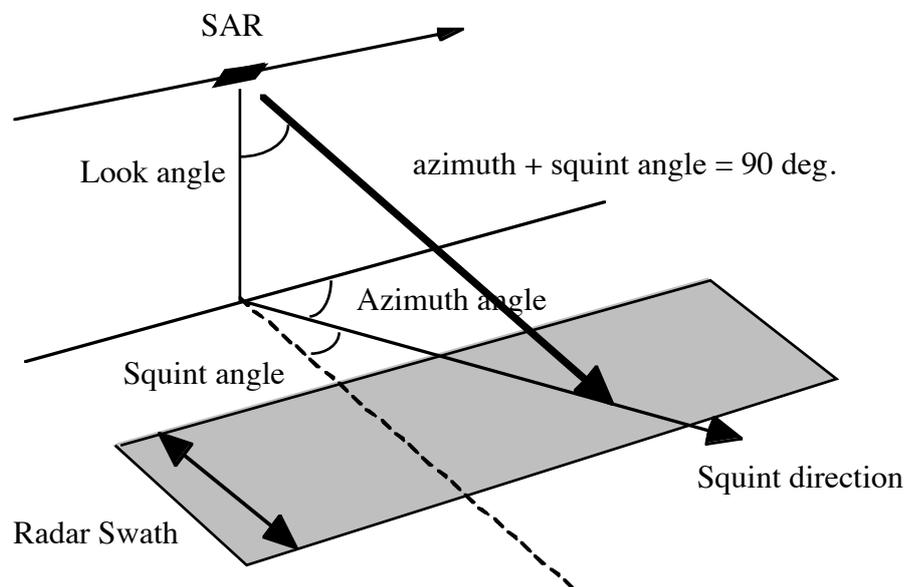


図2.4 角度、方向の名称 (続き)

ここでは、合成開口レーダで重要なレンジ方向のパルス圧縮とアジマス方向の合成開口処理について説明する。一般にSAR処理という言葉は、レンジ圧縮とアジマス圧縮の両方を指す。それらの圧縮処理には高速化のためにFFTを使ったフーリエ変換がよく用いられる。ここでは主にFM-CWレーダの合成開口処理を中心に図2.5のフローチャートに沿って説明する。

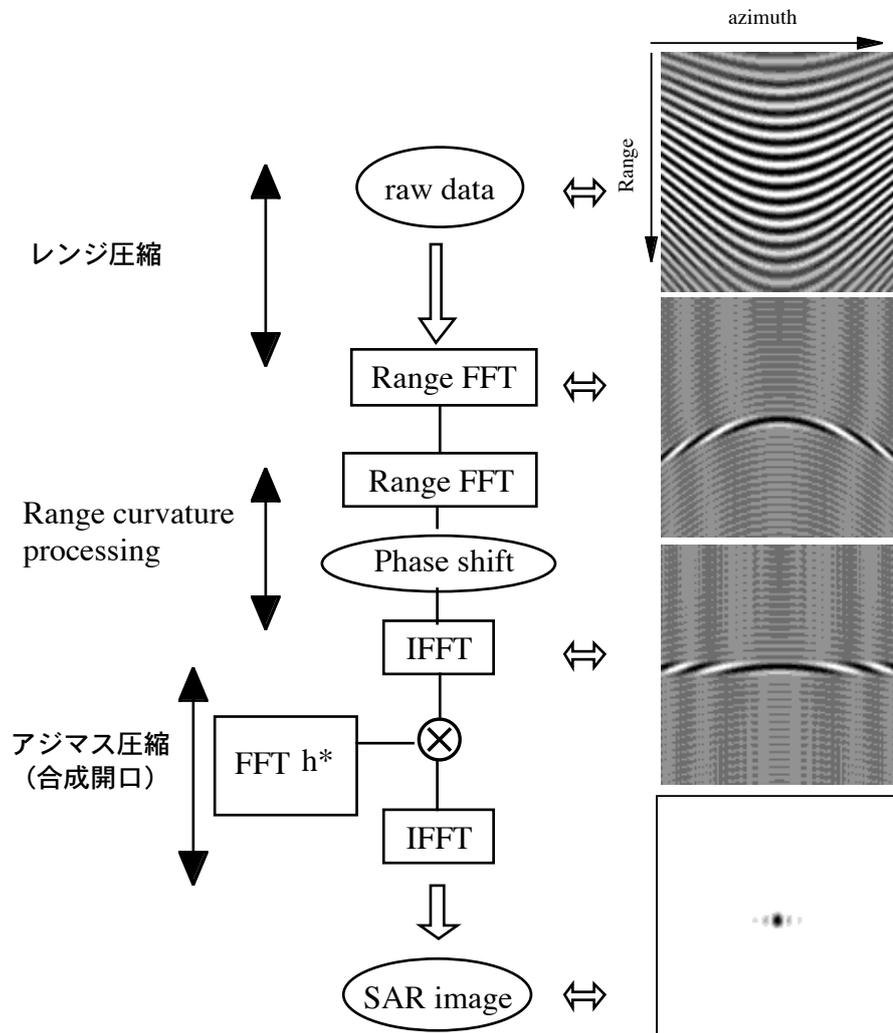


図10.1.5 合成開口処理（レンジ圧縮とアジマス圧縮）の流れ

2.2 レンジ方向の高分解能化技術＝パルス圧縮技術

レンジ方向の空間分解能は送信パルスの時間幅が短ければ短いほど向上する。しかし、短いパルスを作るためには広帯域なシステムが必要となり、また高出力の短いパルスを繰り返し放射するために非常に大きな送信電力が必要となる。一方、人工衛星や航空機では電源供給能力に限界がある。また、近距離の計測を時間領域のパルスで行おうとすると、例えば1.5 mのターゲットでは10 nsの時間を十分に識別できる高精度の装置が必要になってくる。そのハードウェアを作成することは非常に難しい。そこで、比較的長いパルスで、かつ小電力でも高分解能が達成できる方法が考案された。パルス圧縮技術として知られている。これは図2.6に示すように送信信号に線形FM信号を用いることで達成される。時間の経過と共に周波数が線形に高くなるような信号である。音声に例えれば低音から高音に移っていく鳥のさえずりに似ていることから、チャープ信号とも呼ばれている。

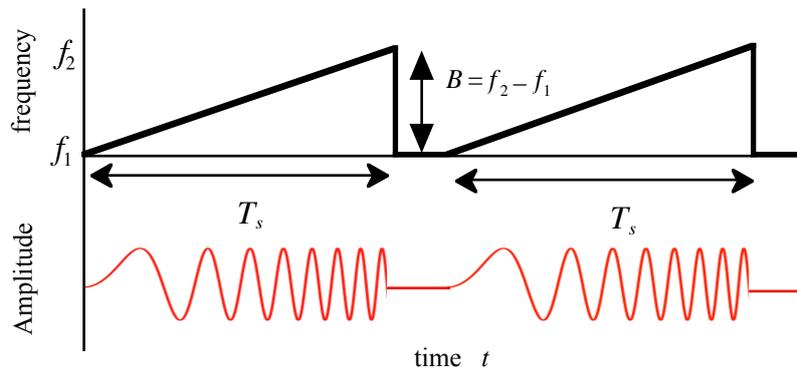


図2.6 線形FM信号

どのようにして遅延時間を計測するかという概念を図2.7に示す。パルスレーダでもFM-CWレーダでも同じ線形FM信号を使うので、ここではFM-CWレーダを例に説明する。FM-CWとは、Frequency Modulated Continuous Waveの頭文字をとった略称である。パルスレーダではパルスの中に線形FM信号を使う。

線形FM信号をアンテナから送り出し、距離 R_1 にある一つの物体に当てると、 τ_1 の遅延時間をもってレーダに戻ってくる(図2.7(a))。どの周波数でも速度は一定だから、反射波の時間と周波数の関係は図2.7(a)上段のようになる。送信FM信号と受信FM信号は τ_1 だけ時間がずれる。次に、遠い距離 R_2 にある物体では図2.7(b)のような受信信号となり、遠ければ遠いほど遅延時間が大きくなる。ここで注意すべき点は、送信信号と受信信号の周波数差である。この周波数差は遅延時間に比例する。差の周波数をビート周波数 f_b とすると遅延時間 τ の間には

$$\tau = \frac{2R}{c} \sqrt{\epsilon_r} \propto K f_b \quad K: \text{係数} \quad (2.2)$$

の関係がある。 ϵ_r は電波の伝搬媒質中の比誘電率であり、空気中では1である。したがってビート周波数 f_b を計測すれば遅延時間 τ が分かり、遅延時間が分かれば、式(2.2)の関係からターゲットまでの距離が分かる。これがFM-CWレーダの概念的な距離計測原理である。

なお、ビート周波数は通常数10kHz以下の低周波信号であるので、非常に扱いやすい。また、どのような帯域の信号をキャリア周波数に用いても周波数差だけが重要な情報となるので、ビート周波数を扱う限り回路構成はキャリア周波数に関係なく同一になる。この点がFM-CWレーダのメリットである。

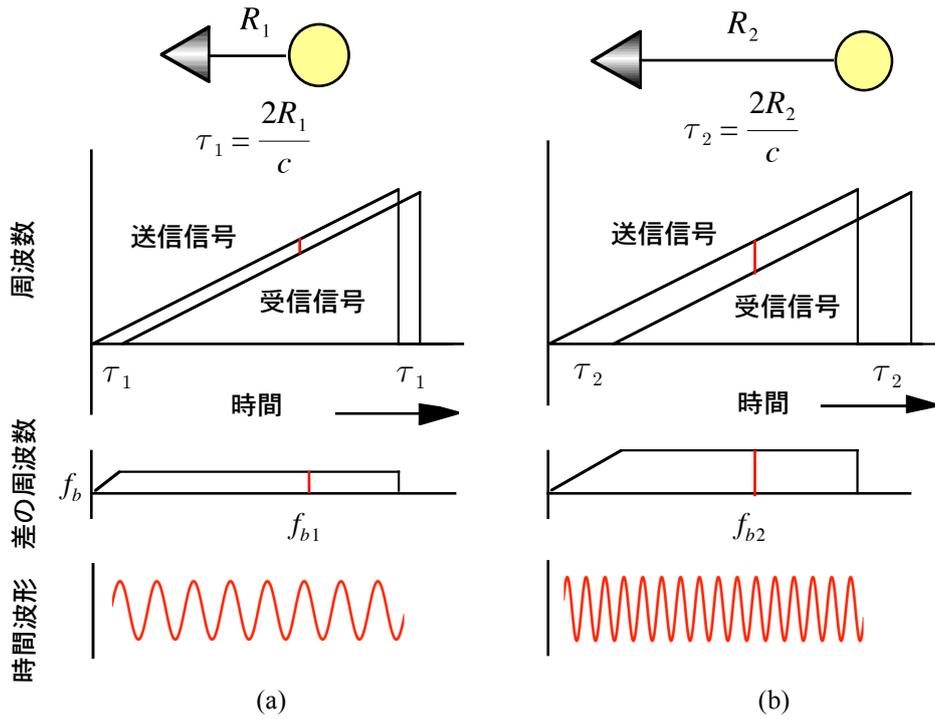


図2.7 FM-CWレーダの距離計測原理

パルス圧縮

さて、図2.8を参照してパルス圧縮処理を具体的な式で示そう。送信信号の中心周波数を f_0 、パルス継続時間を T_s とし、 T_s の時間内 ($-T_s/2 < t < T_s/2$) に B の周波数幅だけ掃引する。瞬時周波数は次のようになる。

$$f(t) = f_0 + \frac{B}{T_s} t = f_0 + M t \tag{2.3}$$

その信号の位相を $\psi(t)$ とおくと、 $f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi(t)}{dt}$ より $\psi(t) = 2\pi \left(f_0 t + \frac{M}{2} t^2 \right)$

そのため、継続時間 T_s の方形パルスに周波数変調をかけた送信信号は次のように表すことができる。

$$S_{tx}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{M}{2} t^2 \right) \right] \tag{2.4}$$

ただし、 A : 振幅, f_0 : 中心周波数, t : 時間, $M = B/T_s$: 周波数変調度, B : 掃引周波数幅, T_s : 掃引時間,

アンテナから距離 R の位置に点ターゲットがあるとして、その反射係数を

$$g = g(x_0, z_0) \quad (x_0, z_0): \text{ターゲットの座標} \tag{2.5}$$

とする。レーダアンテナに戻る信号は時間 τ だけ遅延するので

$$S_{rx}(t) = gA' \cos \left[2\pi \left\{ f_0 (t - \tau) + \frac{M}{2} (t - \tau)^2 \right\} \right] \tag{2.6}$$

となる。 A' は周波数と g に無関係な振幅で、伝搬距離による減衰などを表す。

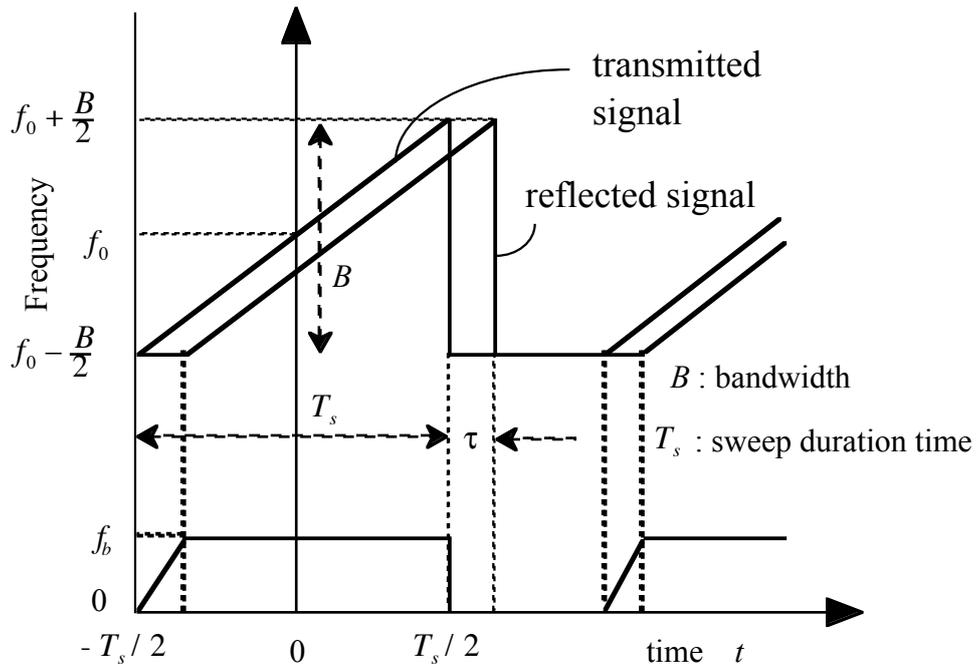


図2.8 送受信FM信号の周波数とビート周波数の時間関係

受信信号(2.6)と参照信号(2.4)を非線形素子のミキサーで2乗検波し（パルスレーダでは整合フィルタを通すことに相当），十分低い周波数分($0 < f \ll f_0$)のみをフィルタで拾い出すと次の信号が得られる。

$$S_b(t) = gAA' \cos \left[2\pi \left(f_0 \tau + M\tau t - \frac{M}{2} \tau^2 \right) \right] \quad (2.7)$$

この式で時間 t に関する項 $M\tau$ は2つの信号の周波数差を表し，ビート周波数 f_b となる。 f_b は距離 R に比例している。

$$M\tau = f_b = \frac{2}{c} \frac{B}{T_s} R \quad (2.8)$$

距離を求めるためには ビート周波数 f_b を求めればよい。そのためにビート信号(2.7)を掃引時間内 ($-T_s/2 < t < T_s/2$) でフーリエ変換し，

$$S_b(\omega) = \frac{gAA'}{2} \exp(j\omega_0\tau) T_s \frac{\sin \left[(\omega - \omega_b) \frac{T_s}{2} \right]}{(\omega - \omega_b) \frac{T_s}{2}} + \frac{gAA'}{2} \exp(-j\omega_0\tau) T_s \frac{\sin \left[(\omega + \omega_b) \frac{T_s}{2} \right]}{(\omega + \omega_b) \frac{T_s}{2}}$$

正の周波数成分を取り出すと次のビートスペクトラム $S_b(f)$ が得られる。

$$S_b(f) = C g T_s \exp \left(j \frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) \frac{\sin \left[\pi (f - f_b) T_s \right]}{\left[\pi (f - f_b) T_s \right]} \quad (2.9)$$

$$\left| S_b(f) \right|^2 = \left| C g \right|^2 T_s^2 \text{Sinc}^2 \left[\pi (f - f_b) T_s \right] \quad \text{ただし, } \frac{AA'}{2} = C : \text{定数}$$

(2.9) の最大値から f_b が求められる。パルスレーダでも受信信号を整合フィルタに通すことにより同様の式が得られる。受信信号に同相の送信信号を掛け合わせ、同位相のI成分を生成し、また、 90° 位相シフトした送信信号を掛け合わせて直交したQ成分を取りだし、次の複素信号を得る。

$$E(t) = g A'' T_s \exp\left(j \frac{4\pi R}{\lambda_0}\right) \text{Sinc}[\pi B(t - \tau)] \quad (2.10)$$

これらの式(2.9), (2.10)は、伝搬距離の位相を表すexp関数と距離（周波数あるいは時間）に関するSinc関数からなっている。大きさに着目すればSinc関数そのものである。 $\text{Sinc}(\pi B t)$ で包絡線の第一ゼロ点間隔 $2/B$ を圧縮されたパルスの間隔と考えると、もとのパルス長が T_s であったものが $\frac{2}{BT_s}$ 倍に圧縮されたことになる。図2.9を参照。例えば、 $T_s = 5 \text{ ms}$, $B = 200 \text{ MHz}$ なら、 T_s のパルスに比べて $1/500000$ となるので距離分解能は500000倍向上する。この過程はパルス圧縮と呼ばれ、レンジ方向に注目しているのでレンジ圧縮とも呼ばれている。つまり、パルス圧縮=レンジ圧縮はビート信号のフーリエ変換を行うことで達成される。時間領域波形が周波数領域に移ることになる。

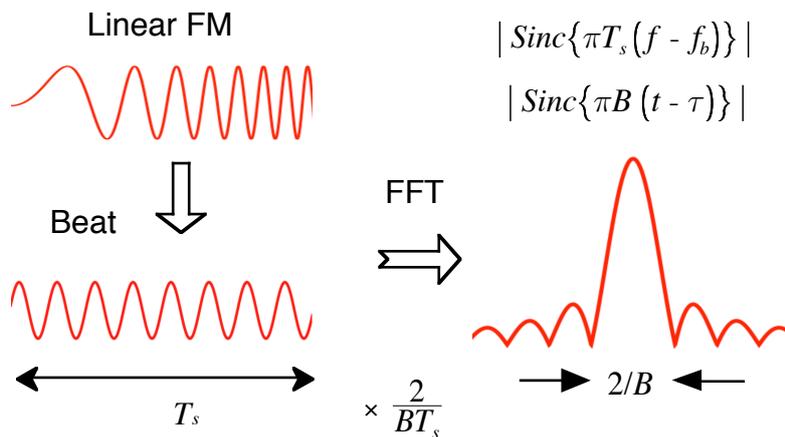


図2.9 パルス圧縮

レンジ分解能 (Range resolution) ΔR

レーダの性能を表す指標としてレンジ分解能がある。レンジ分解能とは、レンジ方向に置かれた2つのターゲットを分離できる最小距離 ΔR のことである。ターゲットの間隔を ΔL としたとき、同じ間隔 ΔL でもレーダの信号帯域幅 B によって、図2.10のようなビームの重なりがおこる。(a)は分離可能な場合 ($\Delta L > \Delta R$)、(b)は分離限界の場合 ($\Delta L = \Delta R$)、(c)は分離不可能な場合 ($\Delta L < \Delta R$) である。(b)の状況で分離できるかどうかが決まってくる。

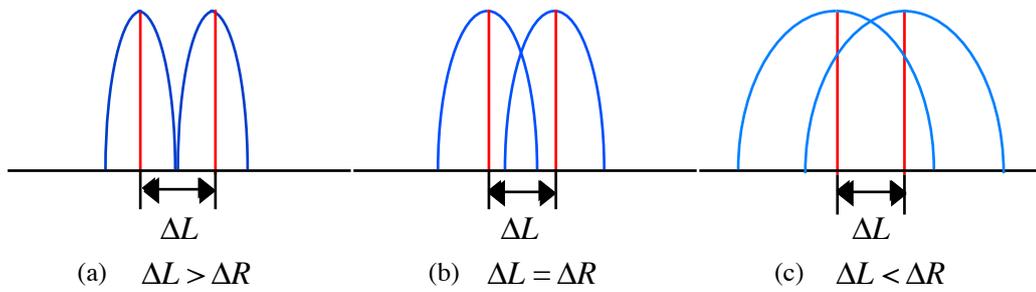


図2.10 ターゲット間隔 ΔL とレンジ分解能 ΔR の関係

分解能 ΔR は図10.1.11のように電力ピーク値の半分のローブ幅として定義されている。数式で表せば

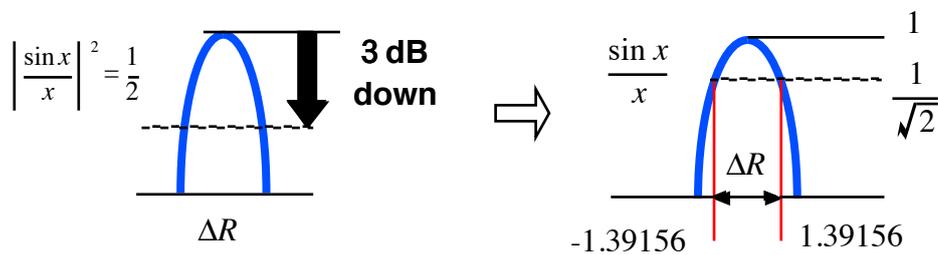


図2.11 ビーム幅とレンジ分解能

$$\text{Sinc}^2(\pi B T) = \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 = \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{\sin x}{x} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow x = 1.39156$$

$$2x = 2\pi B T = 2.78 \approx \pi \quad T = \frac{2.78}{2\pi B} = 0.88 \frac{1}{2B} \approx \frac{1}{2B}$$

$$\Delta R = c T = 0.88 \frac{c}{2B} \approx \frac{c}{2B} \tag{2.11}$$

この式から分かるように、レンジ分解能 ΔR は送信波の周波数帯域幅 B に依存し、広帯域ほど高分解能になることがわかる。パルスレーダでもFM-CWレーダでも全く同様である。なお、(2.11)の係数0.88は1とみなしている。表2.1に示した衛星用周波数割り当ての最高分解能はこの式に基づいている。

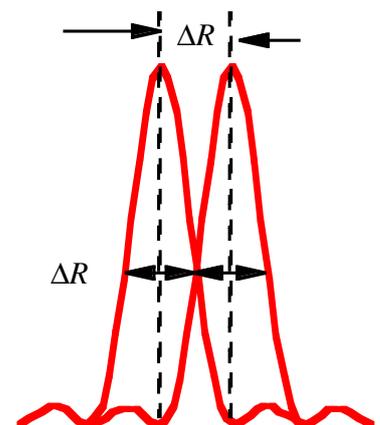
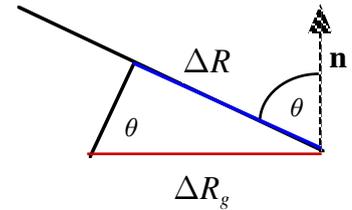


図2.12 レンジ分解能 ΔR の定義
(周波数帯域幅が決まれば分解能が決まる)

航空機や衛星のように地上を斜め下に見下ろす場合、地表面への入射角を θ とすると、地上のレンジ分解能は

$$\Delta R_g = \frac{\Delta R}{\sin \theta} = \frac{c}{2B \sin \theta} \quad (2.12)$$



となる。

その結果、小さな入射角では、地上分解能が粗く、大きな入射角では地上分解能が良くなる。SlantレンジのSAR画像を見るとNear-rangeでは間延びしたようなイメージとなり、Far-rangeでは締まったイメージとなるのはこの影響による。

・距離精度

ビートスペクトラムを算出する際に、FFTによる離散フーリエ変換がよく用いられる。FFTのポイント数を N 、データサンプリング周波数を f_s とすると、離散間隔（距離精度 ΔR_{acc} ）は次式のようにになる。

$$\Delta R_{acc} = \Delta R \frac{f_s T_s}{N} \quad (2.13)$$

N を増加することによって距離精度は細くなるが、スペクトラム全体の形状 (Envelope)は変わらない。距離精度と距離（レンジ）分解能は混同しやすいが、まったく別物であることに注意が必要である。

・圧縮後のレンジプロファイル

レンジ方向に二つのターゲットがある場合に、ビートスペクトラムを描くと図2.13のようになる。ピークをもつ周波数軸上の位置が、ターゲットまでの距離に対応している。また、ピークをもつローブの隣はサイドローブと呼ばれ、本来ターゲットからのエコーではないので小さいほど望ましい。このサイドローブを抑圧するために、Kaiser, Hamming, Hanningなどの窓関数がよく用いられる（付録参照）。

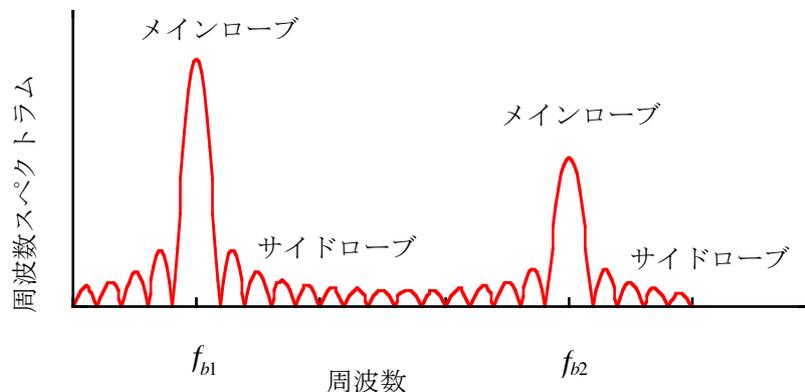


図10.1.13 FM-CWレーダのビートスペクトラム例

2.3 アジマス方向の高分解能化技術＝アジマス圧縮＝合成開口処理

次に、アジマス方向とレンジ方向から作られる二次元平面で合成開口処理を考えてみよう。図2.14のように x をアジマス座標、 z をレンジ座標とする。まず式(2.9)、(2.10)をこの空間座標を使った表現に変更する。図2.14のように点ターゲットがフレネル領域にあると仮定すると、アンテナからターゲットまでの距離 R は次式で近似でき

る。

$$R = \sqrt{z_0^2 + (x - x_0)^2} \approx z_0 + \frac{(x - x_0)^2}{2z_0} \quad (2.14)$$

それゆえ、

$$f_0 \tau = f_0 \frac{2R}{c} \approx \frac{2}{\lambda_0} \left\{ z_0 + \frac{(x - x_0)^2}{2z_0} \right\} \quad (2.15)$$

ただし $\lambda_0 = \frac{c}{f_0}$: 中心周波数の波長

さらに、 $R \approx z_0$ と仮定すれば、ビート周波数も次式で近似できる。

$$f_b \approx \frac{2B}{cT_s} z_0 \quad (2.16)$$

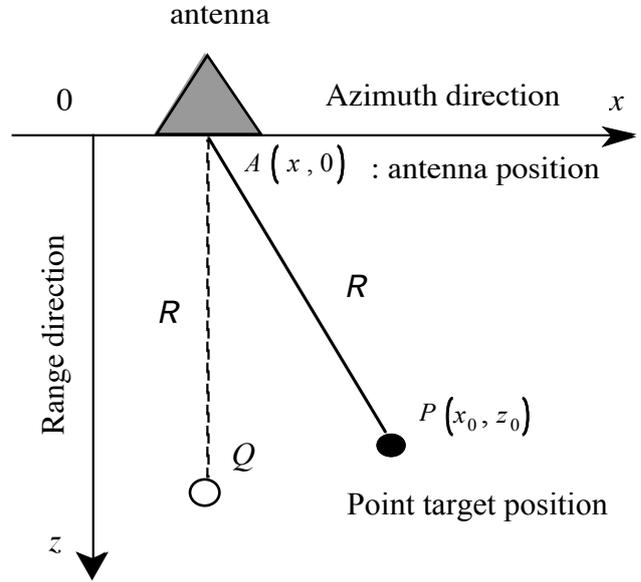


図2.14 アンテナとターゲットの位置関係

その結果、次の関係が導かれる。

$$\pi T_s (f - f_b) = \pi B (t - \tau) \approx \frac{2\pi B}{c} (R - z_0) = \pi \frac{(R - z_0)}{\Delta R} \quad (2.17)$$

$$\frac{\sin \left[\pi T_s (f - f_b) \right]}{\pi T_s (f - f_b)} = \frac{\sin \left[\pi (R - z_0) / \Delta R \right]}{\pi (R - z_0) / \Delta R} = \text{Sinc} \left[\pi \frac{(R - z_0)}{\Delta R} \right] \quad (2.18)$$

(2.9) (2.10)は空間変数だけの関数となり、ビートスペクトラムを改めて $U(x, z)$ とおくと

$$U(x, z) = B g(x_0, z_0) \exp \left[j \frac{4\pi}{\lambda_0} \left\{ z_0 + \frac{(x - x_0)^2}{2z_0} \right\} \right] \text{Sinc} \left[\pi \frac{(R - z_0)}{\Delta R} \right] \quad (2.19)$$

合成開口レーダでは位相を表すexp関数が重要な役割を果たす。形式的に $U(x, z)$ を3つの関数に分解する。

$$\text{レンジ関数} \quad f(R - z_0) = \text{Sinc} \left[\pi \frac{(R - z_0)}{\Delta R} \right] \quad (2.20)$$

$$\text{伝搬関数} \quad h(x - x_0, z_0) = \exp \left[j \frac{4\pi}{\lambda_0} \left\{ z_0 + \frac{(x - x_0)^2}{2z_0} \right\} \right] \quad (2.21)$$

$$\text{物体関数} \quad g = g(x_0, z_0) \quad (2.22)$$

レンジ関数に関して、図2.14で点Pからのエコーはレーダにとって同じ距離の点Qから来たエコーと区別できない。データはアンテナ真下の位置（点Q）に記録されるため、レーダをアジマス方向に走査すると図2.15(b)に示されるカーブした軌跡が生まれる。このカーブした軌跡を直線に配列する処理をrange-migrationという。\$z=z_0\$にデータが配置されるようにrange-migration処理を行うと、

$$f(R-z_0) \Rightarrow f(z-z_0) = \text{Sinc} \left[\pi \frac{(z-z_0)}{\Delta R} \right] \quad (2.23)$$

となる。この処理には各種の方法があり、詳しくは付録と専門書に譲る。ビートスペクトラム \$U(x, z)\$ は次のように書くことができる。

$$U(x, z) = A'' f(z-z_0) g(x_0, z_0) h(x-x_0, z_0) \quad (2.24)$$

\$A''\$ は係数である。点ターゲットが \$x, z\$ 方向にも分布しているような場合（連続物体の場合）、\$U(x, z)\$ はそれらの合成となるので積分式で表すことができる。

$$U(x, z) = A'' \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty f(z-z_0) g(x_0, z_0) h(x-x_0, z_0) dx_0 dz_0 \quad (2.25)$$

ここで、\$z \approx z_0\$ の近傍では \$f(z-z_0) = 1\$ となり、

$$U(x, z_0) = A'' \int_{-\infty}^\infty g(x_0, z_0) h(x-x_0, z_0) dx_0 \quad (2.26)$$

と近似できる。この形式は、Fresnel-Kirchoff回折積分と同じ形式である。一種のフレネルホログラムとみなせるので物体の反射係数は逆伝搬関数 \$h^*(x_0-x, z_0)\$ を掛けることによって得られる。

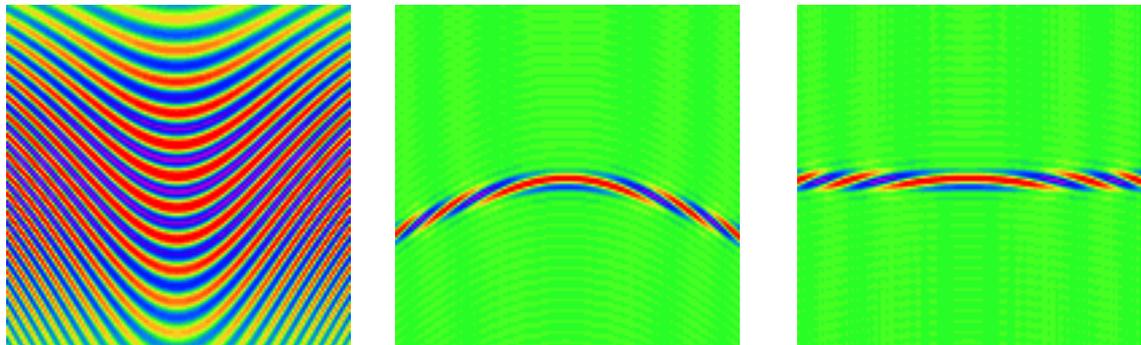
$$g(x_0, z_0) = A'' \int_{-L/2}^{L/2} U(x, z_0) h^*(x_0-x, z_0) dx \quad (2.27)$$

積分範囲の \$L\$ はアンテナの走査幅であり、\$*\$ は複素共役を表す。この式が合成開口処理そのものを示している。つまり、アンテナの走査によって各点でデータ \$U(x, z)\$ を取得し、それに位相補正を行って積算する方法である。積分範囲から分かるように、等価的に大開口のアンテナ（開口長 \$L\$）のデータを合成していることになる。具体的な演算は

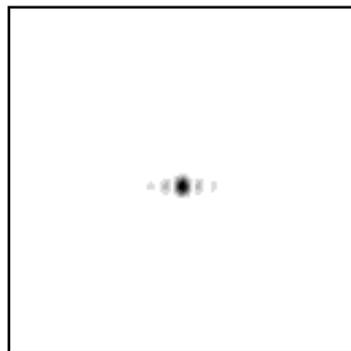
$$g(x_0, z_0) = FT^{-1} \left[FT(U) \cdot FT(h^*) \right] \quad (2.28)$$

のように3回のフーリエ変換を行うことによって実行できる。ここで、\$FT\$ はフーリエ変換、\$FT^{-1}\$ は逆フーリエ変換を表わす。なお、この演算はFFT（高速フーリエ変換）を用いて実行されるが、虚像発生を抑えるために \$U\$ や \$h\$ のデータに \$0\$ を加えてデータ長を長くとりゼロ詰め（zero-padding）を用いることが望ましい。（付録参照）

図2.15に画像の中心に点ターゲットを置いた場合の合成開口処理例を示す。(a)は式(2.7)に対応する時間領域のビート信号である。(a)をレンジ(縦)方向にフーリエ変換すると(b)が得られる。これはレンジ圧縮に相当し、式(10.1.9)に対応する。(b)ではレーダとターゲットの位置関係によりカーブした軌跡が生まれる。range-migration処理を行うと(c)が得られる。その画像のアジマス方向に対して式(10.1.27)の合成開口処理を施したものが(d)となる。(d)がSARの再生画像であり、点ターゲットからの応答を示している。これは点応答関数と呼ばれることもある。



(a) ビート信号 (b) ビートスペクトラムの実部 (c) range-migration処理結果



(d) 点物体のSAR再生画像

図2.15 合成開口処理の例

2次元合成開口法

アンテナを2次元走査して、三次元計測する場合を考えてみよう。

図2.13で示されるような二次元平面上のアンテナと物体の位置関係において、反射係数 g をもつ物体に対して自由空間でのビート信号は次式のようなになる。

$$s_b(t) = g AA' \cos \left[\frac{4\pi R}{c} \left(f_0 + \frac{B}{T_s} t \right) \right] \quad (2.29)$$

ただし、 AA' ：振幅、 c ：光速、 f_0 ：中心周波数、 T_s ：掃引時間、 B ：掃引周波数幅

アンテナから物体までの距離 R を求めるには、周波数成分

$$f_b = \frac{2B}{cT_s} R \quad (2.30)$$

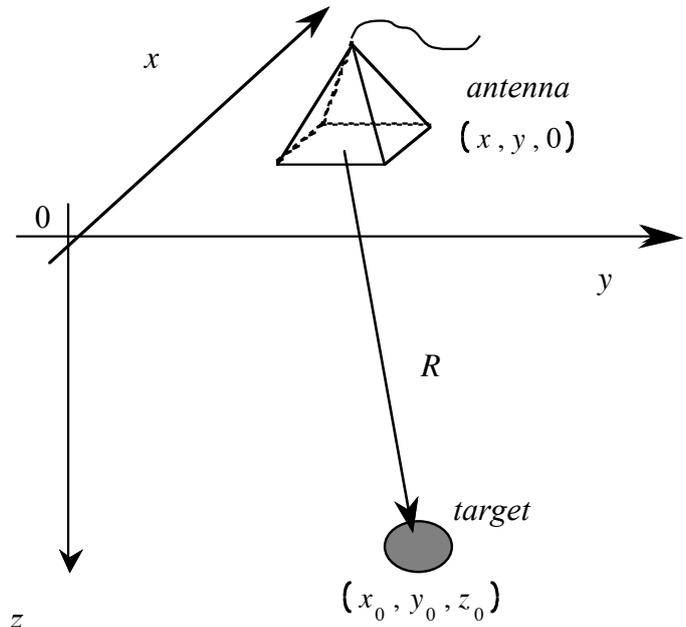


図2.16 アンテナとターゲットの位置関係

が必要であるので、式(2.29)を T_s の時間内 $(-T_s/2 < t < T_s/2)$ でフーリエ変換すると、次式のビートスペクトラムが得られる。

$$S_b(f) = g AA' \exp \left(j \frac{4\pi f_0}{c} R \right) \text{Sinc} [\pi (f - f_b) T_s] \quad (2.31)$$

ただし、上式はビートスペクトラムの正の範囲の周波数成分のみである。また、図2.16で物体がアンテナの位置に対してフレネル領域内にあると仮定すると、アンテナ-物体間の距離 R は次式のように書ける。

$$R = \sqrt{z_0^2 + (x - x_0)^2 + (y - y_0)^2} \approx z_0 + \frac{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}{2z_0} \quad (2.32)$$

実際の物体は空間的に広がりをもつので、その反射係数 g は、任意の空間点の関数となる分布として考え、次のようにおく。

$$g = g(x_0, y_0, z_0) \quad \text{ただし、} x_0, y_0 : \text{物体方位座標} \quad z_0 : \text{物体距離座標}$$

観測されたビートスペクトラムは各変数について積分された信号として次のように表される。

$$U(x, y, z) = \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty \int_{-\infty}^\infty f(z - z_0) g(x_0, y_0, z_0) h(x - x_0, y - y_0, z_0) dx_0 dy_0 dz_0 \quad (2.33)$$

ただし、

$$f(z - z_0) \approx \text{Sinc} \left[\pi \frac{(R - z_0)}{\Delta R} \right]$$

$$h(x - x_0, y - y_0, z_0) = \exp \left[j \frac{4\pi}{\lambda_0} \left\{ z_0 + \frac{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}{2z_0} \right\} \right] \quad (2.34)$$

物体が存在する距離 $z \approx z_0$ 近傍では $f(z - z_0) \approx 1$

$$U(x, y, z_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(x_0, y_0, z_0) h(x - x_0, y - y_0, z_0) dx_0 dy_0 \quad (2.35)$$

となる。これも畳み込み積分の形であり、フレネルホログラムの一種である。したがって、一次元の合成開口法と同様に物体の反射係数分布は次の逆伝搬関数

$$h^*(x, y, z_0) = \exp \left[-j \frac{4\pi}{\lambda_0} \left\{ z_0 + \frac{x^2 + y^2}{2z_0} \right\} \right] \quad (2.36)$$

を用いて、各アジマス方向に逆フレネル変換することによって求めることができる。

$$g(x_0, y_0, z_0) = \int_{-L_y/2}^{L_y/2} \int_{-L_x/2}^{L_x/2} U(x, y, z_0) h^*(x - x_0, y - y_0, z_0) dx dy \quad (2.37)$$

ただし、 L_x, L_y はアンテナの各方位方向の走査範囲、* は複素共役を示す。この式は2次元の合成開口処理を示す式で、この処理によってビートスペクトラムから物体の反射係数分布が取り出せる。

二次元の画像を作る際に、図2.17に示す二通りの方法がある。左の(a)は航空機や衛星による二次元合成開口の画像作成方法である。プラットフォームの1次元移動によってrange-azimuthの2軸方向で画像をつくる。そして地上投影してレンジを地上レンジに変換し、地上イメージに対応させる。一方、(b)のようにレーダビームを真下に向けて、アンテナの二次元走査によって三次元データを得、ある距離でスライスして二次元画像を取り出す方法もある。三次元データの一部を切り出して作成しているもので地中探査レーダなどでよく使われる。一般にリモートセンシングで合成開口処理という場合は、左図の方を想定している。

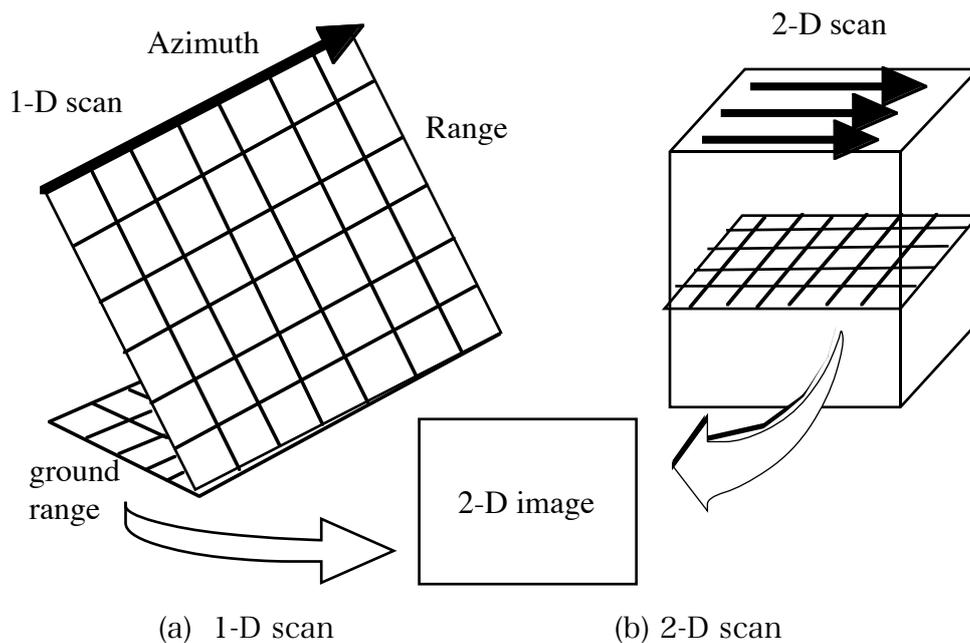


図2.17 2D-Imageの作成方法

2.3 合成開口イメージの例

FM-CWレーダで取得した二次元走査の実開口イメージと合成開口のイメージの違いを下図に示す。実開口では判明できない画像も合成開口により形状が認識できる。

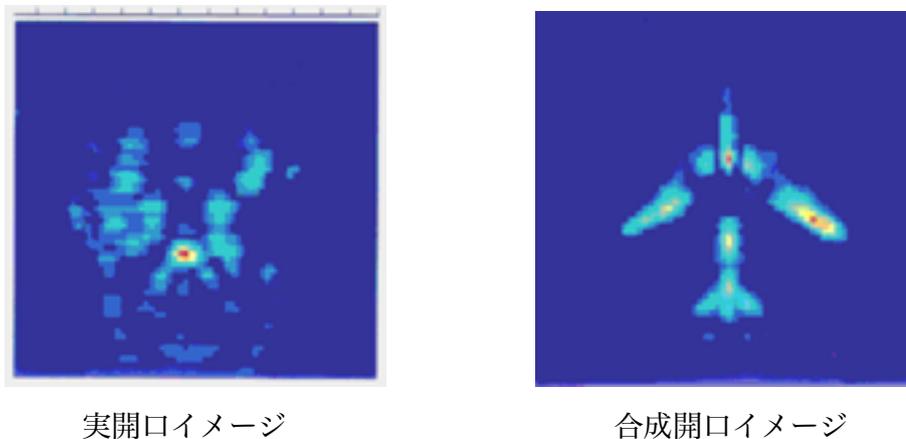


図2.18 実開口と合成開口イメージの違い

合成開口幅

逆フレネル変換式(2.27), (2.37)を見る限りでは、アンテナの走査幅によって分解能が変化する。これらの式では、アンテナが無指向性であることを仮定しているの、アンテナの走査幅は広いほど良い。ターゲットに原点をおいてレーダのアンテナを見たとき、アンテナの走査によって電波が照射されている区間が長いほど、レーダに情報が取得されることになる。図2.19にターゲットから見える走査アンテナの開口幅と伝搬関数の関係を示す。開口長=走査幅が長いほど、伝搬関数の高周波成分が多く取り込まれることになる。高周波成分が多く取り込まれるほど、締まった画像が得られる。

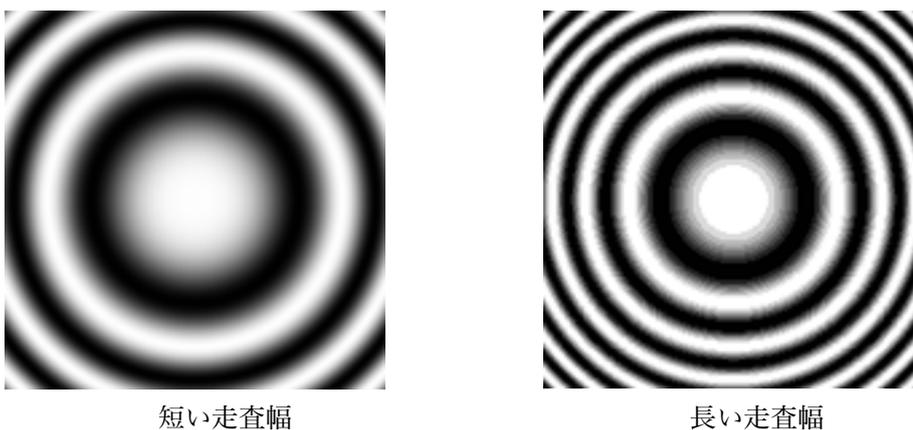


図2.19 走査幅と伝搬関数

次の図2.20は付録に示したpoint target のSAR シミュレーション結果で、開口長はどれも同じ正方形の1辺の長さである。走査幅=開口長は同じであっても、ターゲットまでの距離が変わるにしたがって、伝搬関数の高調波成分の含まれ具合が変わる。深い場所ほど低周波成分だけになるので、ぼやけた画像になる。近い所は絞まった画像になる。

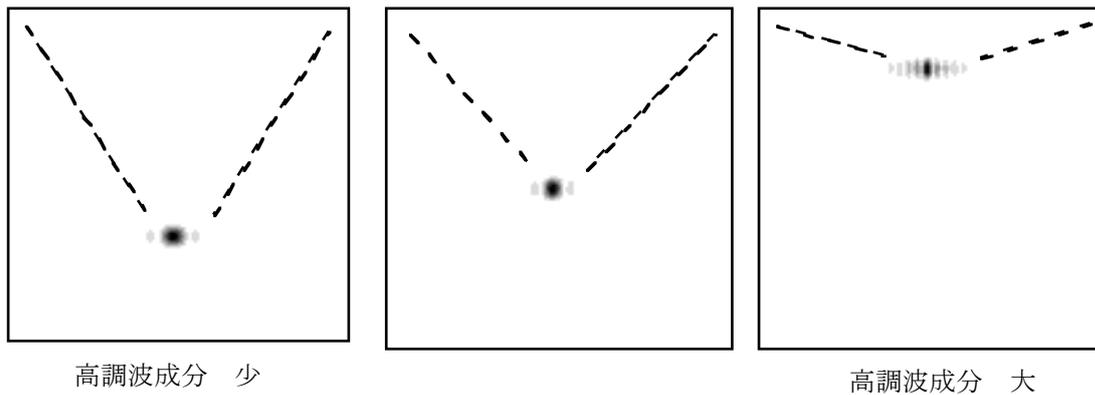


図2.20 開口幅による像の違い

同じ分解能を得るには、どのような距離でもターゲットから見た開口長の角度が同じでなければならない。そのため、遠い距離にあるターゲットを観測する人工衛星からの開口長は非常に大きくなるのが分かる。

なお、ターゲットからアンテナが見えていても、アンテナから放射されるビームは必ずしもターゲットに照射されている訳ではない。この点にアンテナの指向性パターンが影響してくる。開口面の大きなアンテナほどビームが鋭いので、照射される区間は短い。逆に開口面の小さなアンテナほど、照射される区間は長い。小さなアンテナほど合成開口に適している。そのため、合成開口幅や指向性によってどの程度分解能が変化するかが問題となる。アンテナの指向性もイメージングには重要な要素であり、ターゲットにとって一様照射となるような指向性の逆パターンを掛けた補正処理が必要となる。

一方、小さなアンテナほどビームが広いため合成開口に適しているものの、伝搬媒質に損失がある場合、メインローブ以外の方向のエネルギーはすぐに吸収されてしまう。例えば、積雪中や土壌中などの媒質では、電波の伝搬状態が実際のところ不明であり、メインローブ以外の方向では伝搬距離が長いため、波の減衰が大きい。媒質によって吸収されたり散乱されたりする場合には、合成開口法が厳密に行えるかどうかは未知の部分も残されている。

3.1 偏波 FM-CW レーダ

偏波を考慮した物体の反射係数分布は、送受信の偏波の組み合わせによって得ることができる。式(2.27), (2.37)は物体の散乱情報を表わす複素量であるから、送受信の各偏波状態における反射係数を散乱行列の各要素とみなし、次のようにおく。

$$[S(HV)] = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{HH} & g_{HV} \\ g_{VH} & g_{VV} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

散乱行列の取得では、図3.1のようにHを送信したときHとVを同時に受信、次にVを送信してHとVを同時受信する。送信偏波を交互に切り替えながら同時受信を繰り返す。

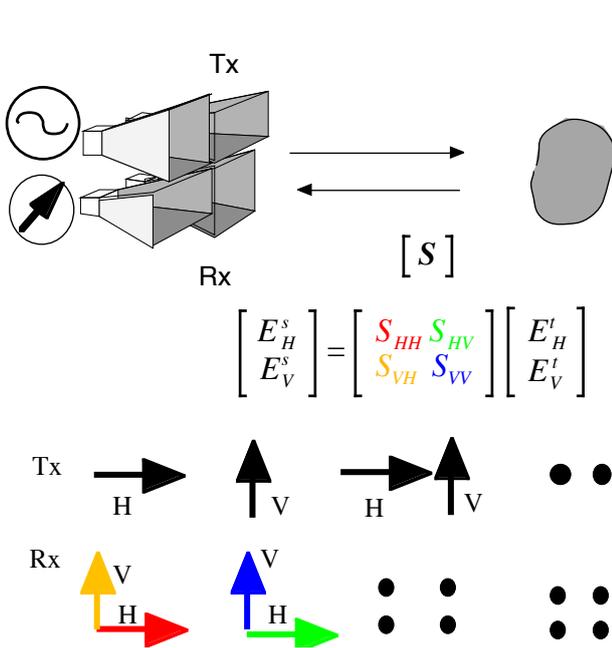


図3.1 POLSARのデータ取得

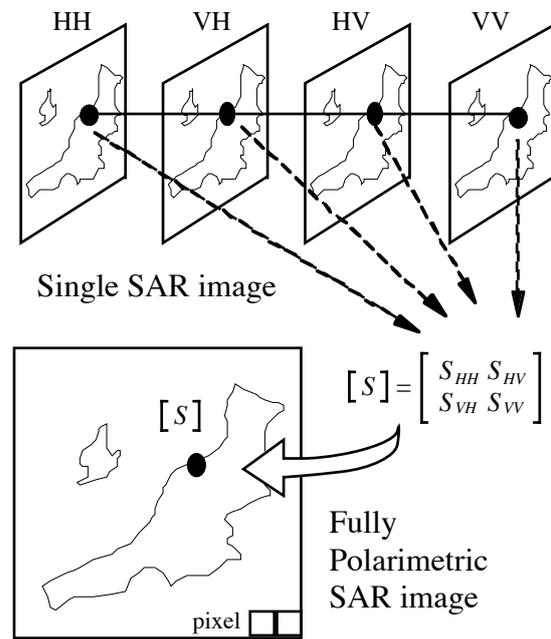


図3.2 偏波合成開口イメージ

このようにして得られたデータをチャンネル毎に合成開口処理し、SAR画像を得る。そして図3.2のように同じ位置にあるSARデータを取りだし、散乱行列として対応するピクセルに格納する。したがって、画像の1ピクセルは一つの散乱行列に対応している。

図3.3に2次元走査によって得たFM-CWレーダ偏波合成開口画像の例を示す。中心周波数16GHz、波長約1 cm、大きさ約30 cmのプラモデルをイメージしたもので、振幅画像の $|S_{HH}|$ と $|S_{VV}|$ は似た画像になっているが、 $|S_{HV}|$ は交差偏波成分であり、全く異なる画像となっている。 $|S_{HV}|$ は全体的に強度が小さく、SN比が悪い。しかし、偏波による違いがよく確認できる。さらに、位相 φ_{HH} 、 φ_{HV} 、 φ_{VV} についてもかなり異なった値をとることが分かる。したがって散乱強度だけではなく位相も含めて多次元の情報をもたらすことが分かる。

なお、全電力を受信した場合は、散乱行列の要素の二乗和となるので、Span [S]を合わせて表示した。全電力画像ではSN比が最もよくなる。そして、位相の $\frac{\varphi_{HH} - \varphi_{VV}}{2}$ はカーブしている箇所を映

し出すといわれているので、参考までに画像化した。図に示すように曲面で比較的大きな値になっているように思われる。

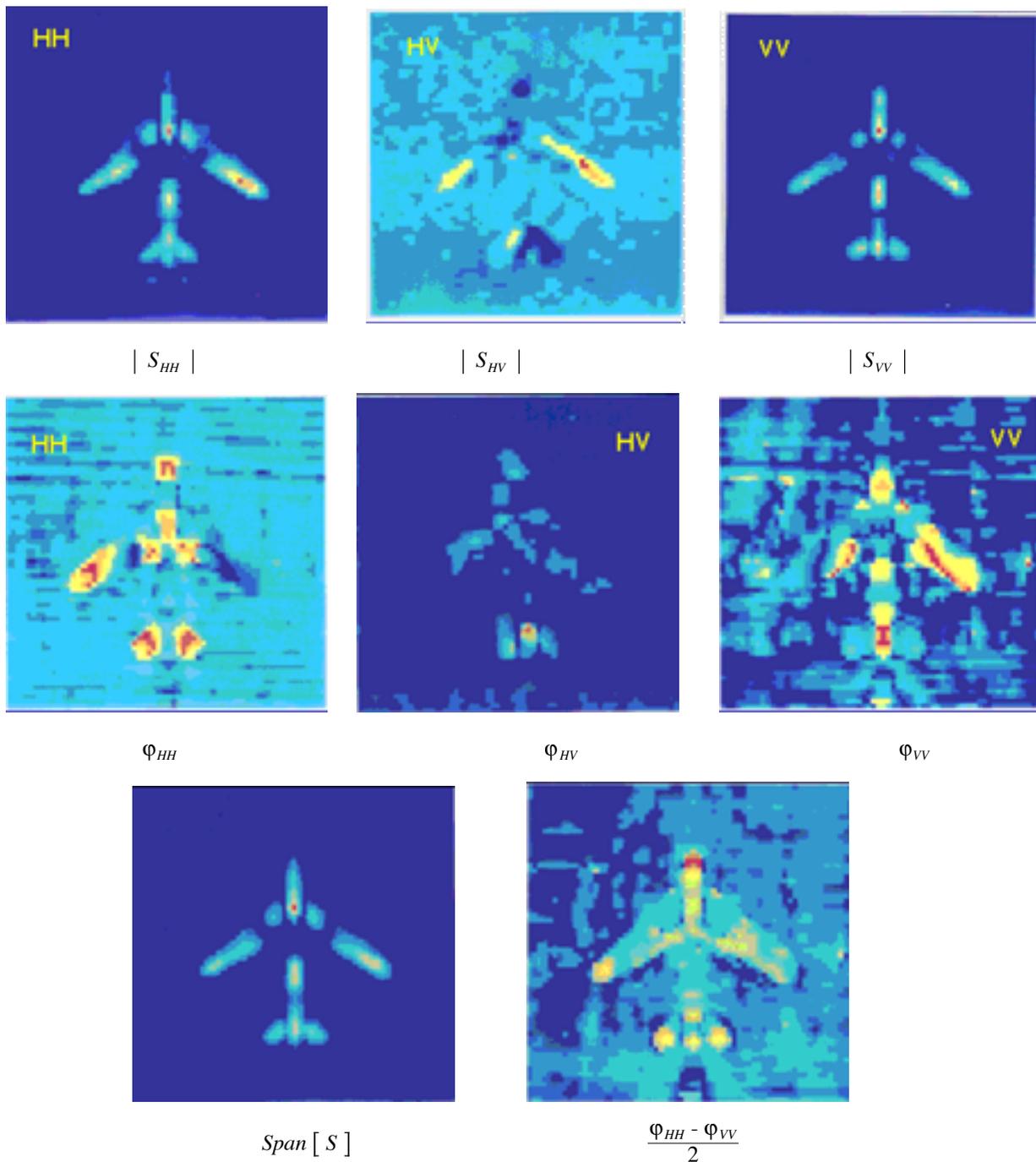


図3.3 2次元走査によるFM-CWレーダ偏波合成開口画像例

ところで、レーダでの反射係数はある帯域幅 B を周波数を掃引した結果として得られるものであり、単一の周波数での反射係数ではない。つまり、ポーラリメトリ理論の基になっている単一周波数でのものではない。掃引周波数にわたって反射係数が不変と想定しているが、この置き換えが本当に正しいかどうかは実験にて検証することが必要である。例えば、14GHzから16GHzまで掃引すると、中心周波数は15GHzとなる。また、110.5 GHzから15.5 GHzまで掃引した場合も中心周波数は15GHzとなる。中心周波数は同じ15GHzであるが、同じ値が得られるであろうか？広い帯域幅を掃引する場合に考慮すべき点であろう。

3.2 ハードウェア構成

FM-CWレーダは構成が簡単であり、比較的安価に作成できる。図3.4は構成したFM-CWレーダ装置のブロック図である。基本的には、

マイクロ波帯部品：FM信号の発振器，方向性結合器，アンテナ，ミキサ

IF帯の部品：フィルター，アンプ，A/Dコンバータ，パソコンなどの表示用装置だけである。このうち，IF帯以下の処理は，マイクロ波帯の周波数が何であれ，同じ装置を使うことができる。そのため，一度作成すれば，どのような周波数でも対応できる利点がある。

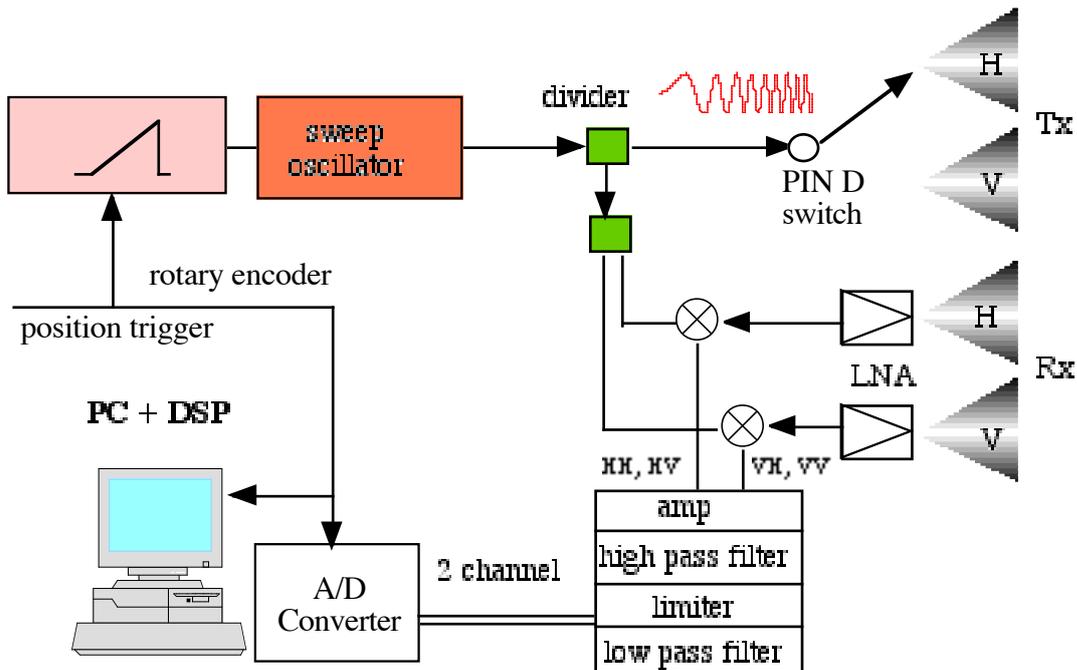


図3.4 Polarimetric FM-CWレーダ装置

偏波レーダとして重要なのは，偏波の純度の良いアンテナを使用することである。試作では広帯域であり，かつ，偏波の組み合わせができるように標準ホーンアンテナを使った。モノスタティックレーダを想定しているので，できる限りコンパクトに設計する必要があり，最終的に図10.2.5の構成になった。HVとHH，VVの位相中心位置が多少異なっている。この問題は偏波校正で対応することにした。アンテナの切り替えは，ピンダイオードスイッチや手動など，目的に応じて行えばよい。

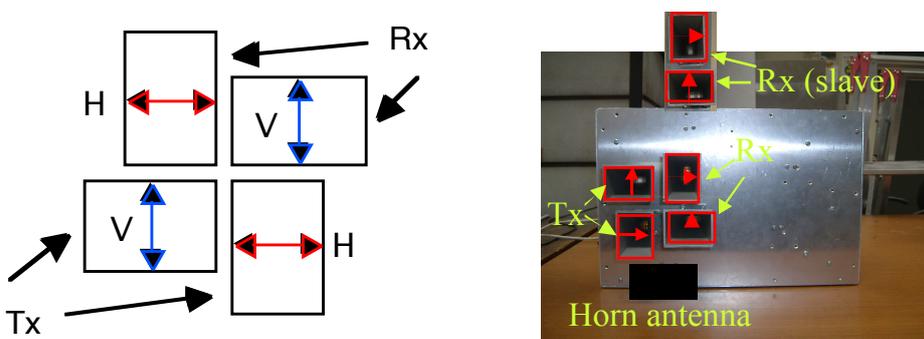


図3.5 Polarimetric FM-CWレーダのアンテナ

3.3 等価STC回路（レーダの性能改善）

自由空間において、ターゲットからの反射信号電力は、レーダの種類に関わらず距離の4乗に反比例して減少する。遠いターゲットから受信電力は小さい。受信器の最小感度によってレーダ探知距離が決まる。探知距離を拡大するためにパルスレーダでは、受信チャンネルに時間ゲートをかけ、遠い距離（遅い遅延時間）にある物体からの反射波を増幅しながら受信するSTC（Sensitivity Time Control）法が使われている。しかし、FM-CWの様な連続波レーダに対しては、そのような手法は存在しなかった。そこで、FM-CWレーダの原理に戻り、等価なSTC手法を見出し、遠い物体でも感度を上げて受信できる方法を考案した。

ビート信号は近似的に次のように与えられる。

$$S_b(t) = gAA' \exp \left[j 2\pi (f_0\tau + f_b t) \right] \quad (3.2)$$

ビートスペクトラムを求めるために、通常はこの式を用いてフーリエ変換を行うが、微分信号のフーリエ変換の性質

$$FT [S_b(t)] = S_b(f) \quad (3.3)$$

$$FT \left[\frac{\partial^n S_b(t)}{\partial t^n} \right] = \left(j 2\pi f_b \right)^n S_b(f) \quad (3.4)$$

を使うと、微分したビート信号のスペクトラムは $(j 2\pi f_b)^n$ 倍の大きさになる。 f_b は距離に比例しているため、遠くにある物体ほど増幅されることになる。つまり減衰が補正されることになる。そのため、右辺全体を改めて、ビート信号のスペクトラムとして取り扱えば、遠くにあるターゲットの振幅を増幅する等価的なSTC回路が達成できる。

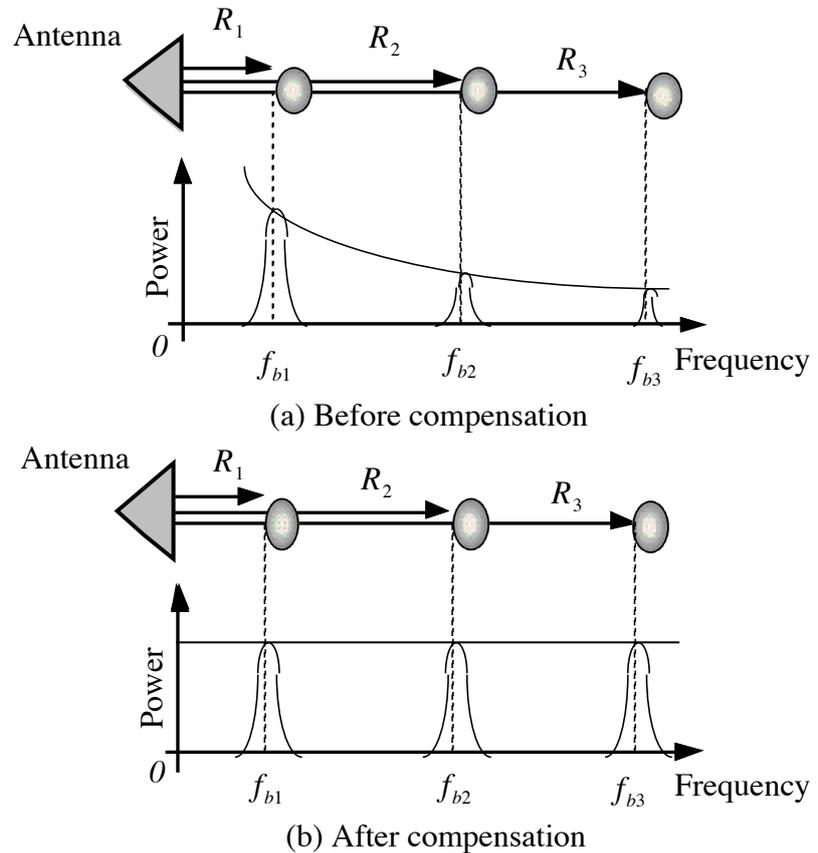


図10.2.6 受信信号の振幅補正

この方法の有利な点は、単にフーリエ変換したスペクトラムに、計算機上で $(j 2\pi f_b)^n$ を掛けることにより達成でき、特にハードウェアも必要ないことである。もし、ハードウェアを付加するにしてもIF帯での微分回路を取り付けるだけでよい。

本来、遠方のターゲットからの反射信号は微小になる。この点はレーダ方程式に示されるように物理現象の制約であり、対処ができない。等価STC回路によって遠方ターゲットの信号を増幅するとノイズも増幅してしまうのでSN比の問題が生ずるが、偏波情報を組み合わせることにより、多少とも改善できると考えられる。

また、自由空間の距離による減衰だけでなく、雪中、地中などのような損失媒質の導電率によって指数関数的に減衰する場合も、この等価STC手法を使うことができる。実際、地中のような減衰の激しい媒質でも、感度よく物体が検出できるようになった。図3.7に地中120 cmの深さに埋めた金属ターゲットの検出結果を示す。左からオリジナルなCo-PoL null 画像、中央は一次微分、右は二次微分の画像である。右ほど地表面のエコーが抑圧され、遠いターゲットが強調されていることが分かる。地中レーダでは、アンテナ近くの不要反射（クラッタ）が非常に大きく、ターゲットをマスクしてしまうことがある。そこで、予め2階微分の画像を表示するか、あるいは地表面クラッタを消去する偏波状態で画像化を行い、その後に等価STCを使って再度画像を再生すれば、ターゲットをうまく検出できる利点がある。

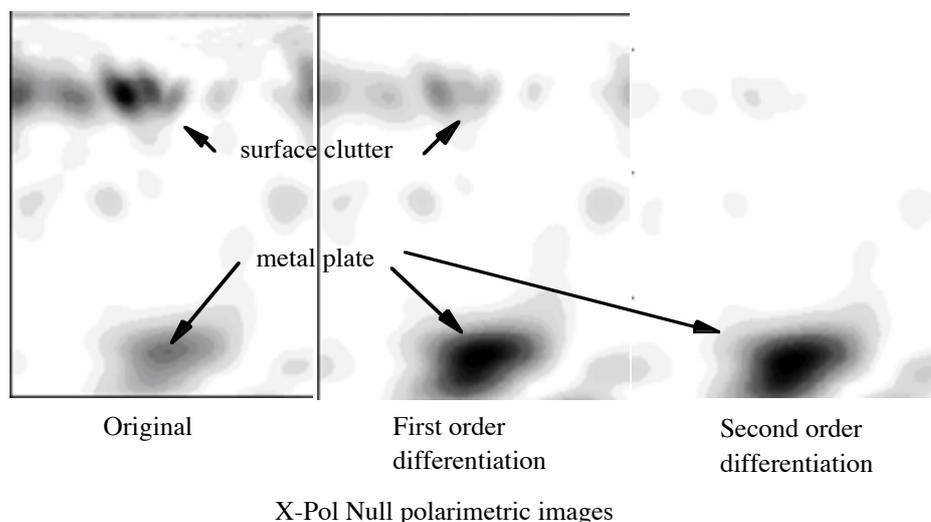
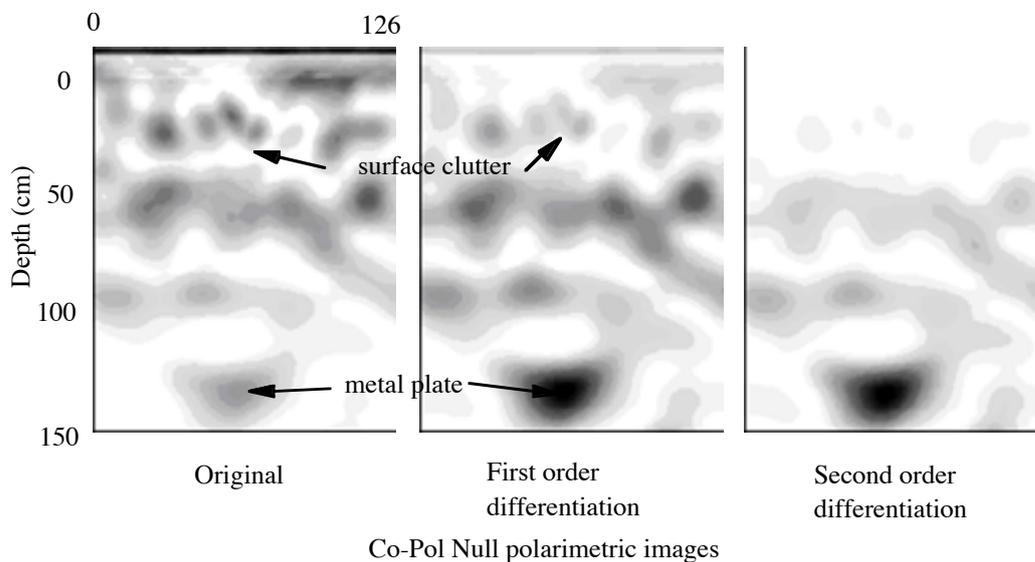


図3.7 地中120 cmの金属ターゲットの検出結果と等価STCの効果

3.4 実時間レーダ

FM-CWレーダでは距離を求める際、ビート信号のフーリエ変換を用いている。この処理は専用の信号処理プロセッサ(DSP)を使うことにより極めて高速に実行できる。レンジプロファイルを求めるには一回のFFT処理で済むので、高速処理が必要な実時間レーダとしてFM-CWレーダは方式的にも有利である。最近ではパソコンも高性能なため、DSPを用いなくてもパソコンのCPUだけでもかなり高速に実行できる。データ取得だけであれば、20 ms程度で散乱行列が取得可能である。

次の図は試作したレーダデータ取得の状況外観である。

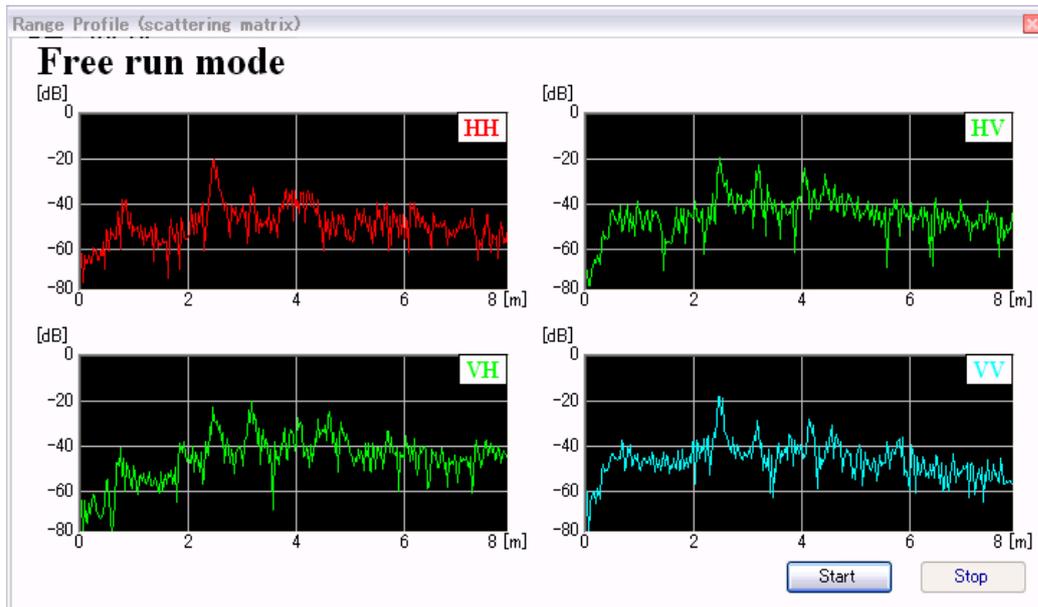
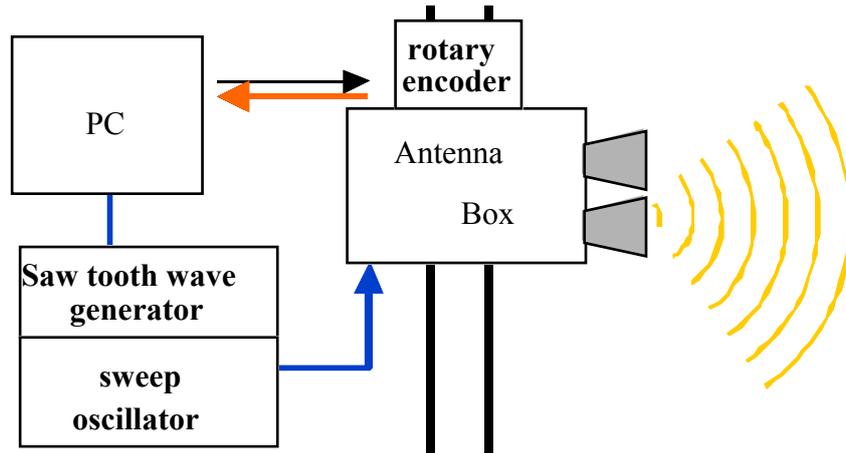


図3.8 実時間偏波レーダの動作状況（レンジプロファイルの表示例）

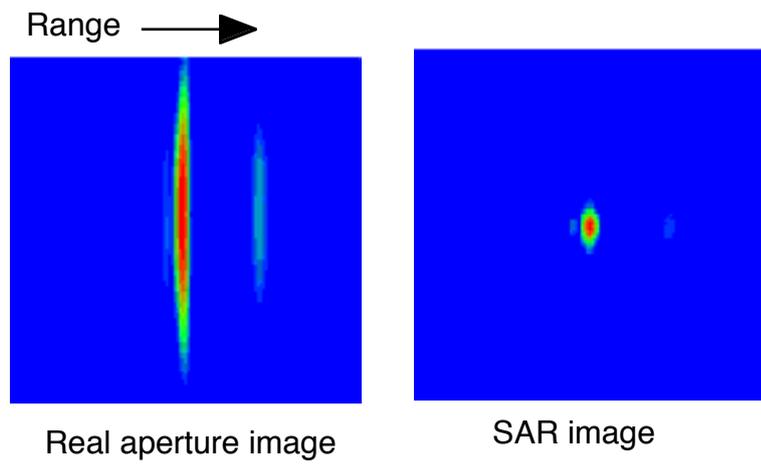
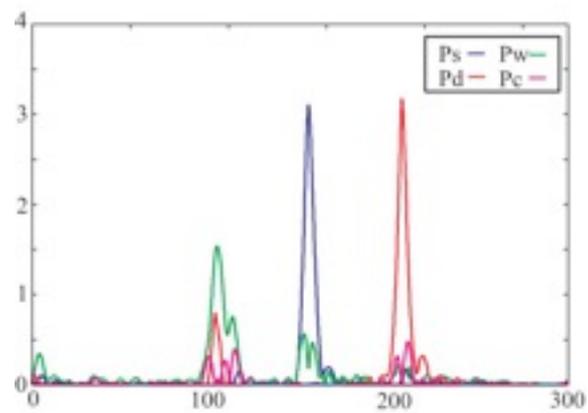
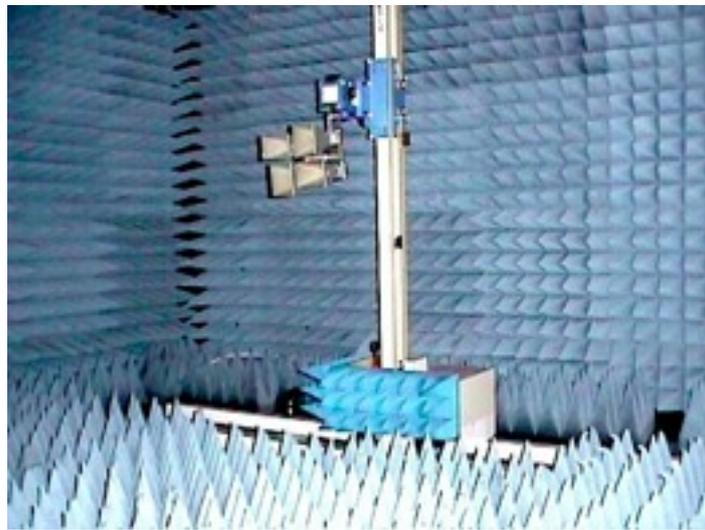


図3.9 データ取得の一例



付録：合成開口処理における信号処理注意事項

SAR処理ではFFTを用いた離散フーリエ変換がよく用いられる。定義式通りに計算しただけでは希望していたように像が生成されない場合や、虚像が発生することがある。これらの問題は離散フーリエ変換で信号が周期的であると仮定されている点と位相の扱いに起因する。希望する結果を得るためには、フーリエ変換の性質をよく理解して使うことが重要である。

窓関数について

ゲート関数のように、有限の時間範囲 T の中でだけ0でない値をとる関数を窓関数 (window function) と呼ぶ。現実の信号処理で取り扱うことができる信号は有限長であることが多いので、窓関数は重要な働きをする。

ある信号 $f(t)$ に窓関数 $w(t)$ を乗じることは、周波数領域ではそれぞれのフーリエ変換 $F(\omega)$ と $W(\omega)$ のたたみ込み積分を行うことに相当する。周波数推移の性質から、単一周波数 ω_0 の信号を人力として加えたときの出力は、伝達関数を ω_0 を中心とする位置に移動した特性となる。したがって $W(\omega)$ の形状から、ある周波数成分が他の周波数にどのように漏れ込むかを、評価することができる。

図1は矩形窓（ゲート関数）とその振幅周波数特性の対数表示である。信号処理で取り扱うデータ量を短くするためには、窓関数の時間幅 T を小さくすることが望ましい。しかし、フーリエ変換の相似性により周波数応答が広がり、周波数特性におよぼす影響は大きくなる。したがって、限られた時間幅でなるべく不要な周波数応答を抑えた特性を持つものが良い窓関数である。

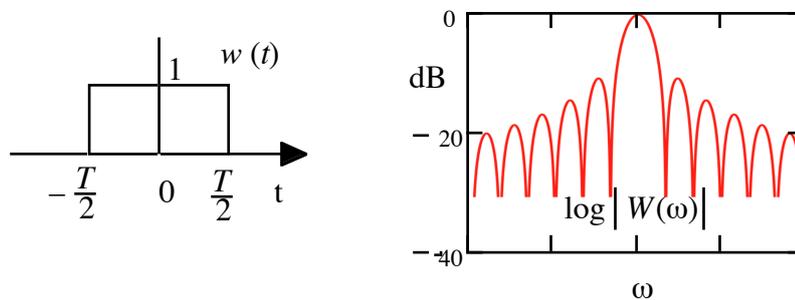


図1 矩形窓とその対数振幅周波数特性

窓関数は、多数の種類が考案されており、これらは用途に応じて使い分けられている。たとえば、矩形窓をフーリエ変換すれば、Sinc関数となる。Sinc関数のメインローブの幅は最も狭いため、互いに近接して振幅が同程度の2つの信号を識別するような場合には適している。メインローブ幅は電力が半分になる幅（電力半値幅）あるいは周波数応答が最初に0になるまでの幅のことをいう。一方、第一サイドローブのピークは-13dBとなり比較的大きいため、大きなRCSをもつターゲットのサイドローブが隣接するターゲットをマスクしてしまうことがある。例えば、陸地のようなRCSの大きいターゲットのエコーがRCSの小さい水面に映り込む現象が生じる（強度比が30dB以上）。これはサイドローブエコーが映り込むために起こる現象である。この望ましくない現象を回避するための一つの手法として、サイドローブを抑圧する窓関数が用意されている。表A.1に代表的な窓関数を示す。しかし、メインローブ幅は、矩形窓に比べて広がる。

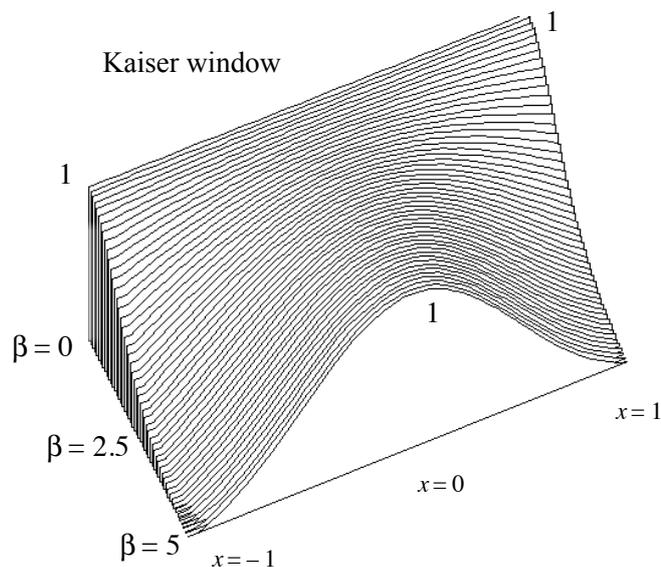
フーリエ変換に基づく限り、分解能とサイドローブレベルはtrade-offの関係にあるので、分解能を高くすればサイドローブも大きくなり、分解能を低下させるとサイドローブも下がる。レンジ方向の距離分解能は理論的に $c/2B$ が限界であるので、窓関数はこの値を多少広げても（劣化させても）サイドローブを抑えることを優先し、サイドローブによる回り込みを抑えようとするものである。窓関数はデータの振幅値だけを変更し、位相に関しては変更しない。

表A.1 代表的な窓関数

窓関数	表現	第1サイドローブレベル	メインローブ幅
方形	$W(x) = 1, -1 < x < 1$	-13	1
Hanning	$W(x) = 0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{\pi}{2}x\right)$	-32	2
Hamming	$W(x) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{\pi}{2}x\right)$	-41	2
Kaiser	$W(x) = \frac{I_0(\beta \sqrt{1-x^2})}{I_0(\beta)}$	-46 ($\beta = 2\pi$)	$\sqrt{5}$ ($\beta = 2\pi$)

メインローブ幅は分解能に該当する。方形窓が最もシャープであり、その分解能を1とすると、次にHanning, Hamming, Kaiserの順となっている。分解能とサイドローブレベルの関係では、HanningとHammingは同じ分解能であるが、Hammingの方がサイドローブレベルが小さいのでよく使われる。また、パラメータによって分解能を可変できるKaiser窓[12]もよく使われている。Kaiser窓は次式で与えられる。

$$\blacklozenge \text{Kaiser window} \quad W(x) = \frac{I_0(\beta \sqrt{1-x^2})}{I_0(\beta)} \quad -1 < x < 1 \quad (\text{A.1})$$



図A.1 カイザー窓

ただし、 $I_0(\bullet)$ は第2種0次変形ベッセル関数である。xはデータ数を正規化した値で、端部が1である。

Kaiser窓はパラメータ β を変更するだけで分解能とサイドローブレベルのtrade-offを変更しやすい。図A.1に β を変数としたKaiser窓を示す。 $\beta = 0$ では方形窓と一致する。 $\beta = 2.5$ では分解能幅は20%程度増加するが、サイドローブのピークは約-20 dBとなるのでSAR処理ではよく使われている。 $\beta = 5$ では50%増加幅で、サイドローブピークは-37 dB程度になる。 $\beta = 2\pi$ では46 dBにもなる。

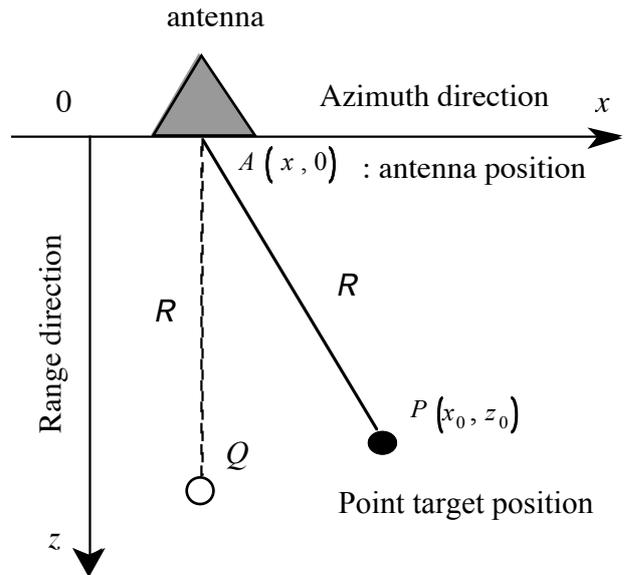
なお、窓関数の掛け方に注意が必要である。これらの窓関数の形状から想定されるように、データ区間の端では小さな値になっている。時間信号や空間信号では最初と最後の値が小さくなるように作られている。通常の時間信号や空間信号に窓関数を掛けてFFTを実行する際には問題が無い。しかし、フーリエ変換後の周波数領域データに窓関数を掛ける場合には、データの並びに注意が必要である。例えば、データの端が0周波数になっている場合では、窓関数をそのまま周波数データに掛けると、0周波数近傍が抑えられる結果となる。そのため、周波数領域のデータに窓関数を掛ける際には注意が必要である。

range-migration処理

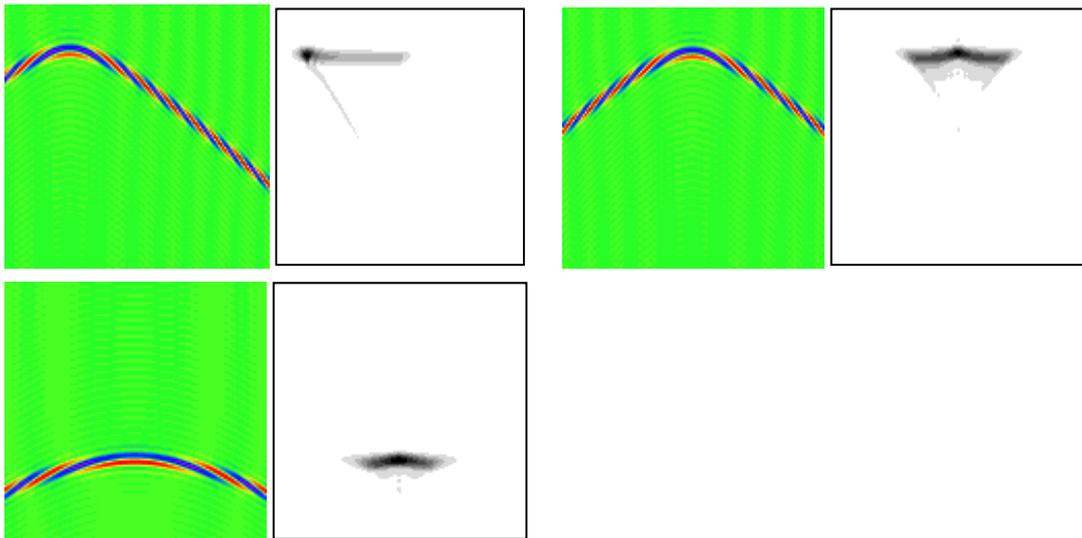
(カーブしたエコーの軌跡を直線上に列べる処理)

図A10.3のアンテナ位置で計測した点Pにあるターゲットからのエコーはレーダにとって真下の点Qから来るエコーと区別できない。アンテナビーム内で、アンテナから見て同じ距離にあるターゲットエコーは、方向に関係なく同じ強度で受信されるためである。エコーデータはアンテナ真下の直線上に記録されるため、実際は点P位置にあっても、点Qの場所にあるものとして記録される。その結果、レーダアンテナをアジマス方向に走査するとカーブした軌跡が生まれる。真上にあるときに最も近くなり、遠くなるに従い、離れるため、2次曲線のような形状の軌跡が生まれる。

その補正（カーブしたエコーの軌跡を直線上に列べる処理）を行わずアジマス方向にFFTを実行した場合、



図A10.3 ターゲット位置とレーダ記録位置



図A.4 range migration無しの合成開口処理結果（左：レンジFFT, 右：SAR image）

つまり、カーブしたままでSAR処理を行うと図A.4のようになり、焦点の合わない画像となるばかりでなく、本来の位置の他に不要なエコーが現れる。SAR処理では、アジマス方向データに対してフーリエ変換を行うので、ターゲットの軌跡は直線に乗っていないと行けない。カーブした軌跡を直線に配列する処理をrange-migrationという。

ではどのように直線に配列させたらよいか？ まず考えられることは、画像を見たうえでカーブの頂点を探して、その点のレンジに合うように画像処理する方法である。離れているピークを同じレンジに揃えるように画像処理する方法が提案されている。しかし、多数のカーブが同じ1枚の画像にあった場合、移動の相互関係がどうなるのかといった問題が発生する。そこで、レンジ毎に直線に列べる方法を使う。それには次のフーリエ変換のシフト性質を使う。

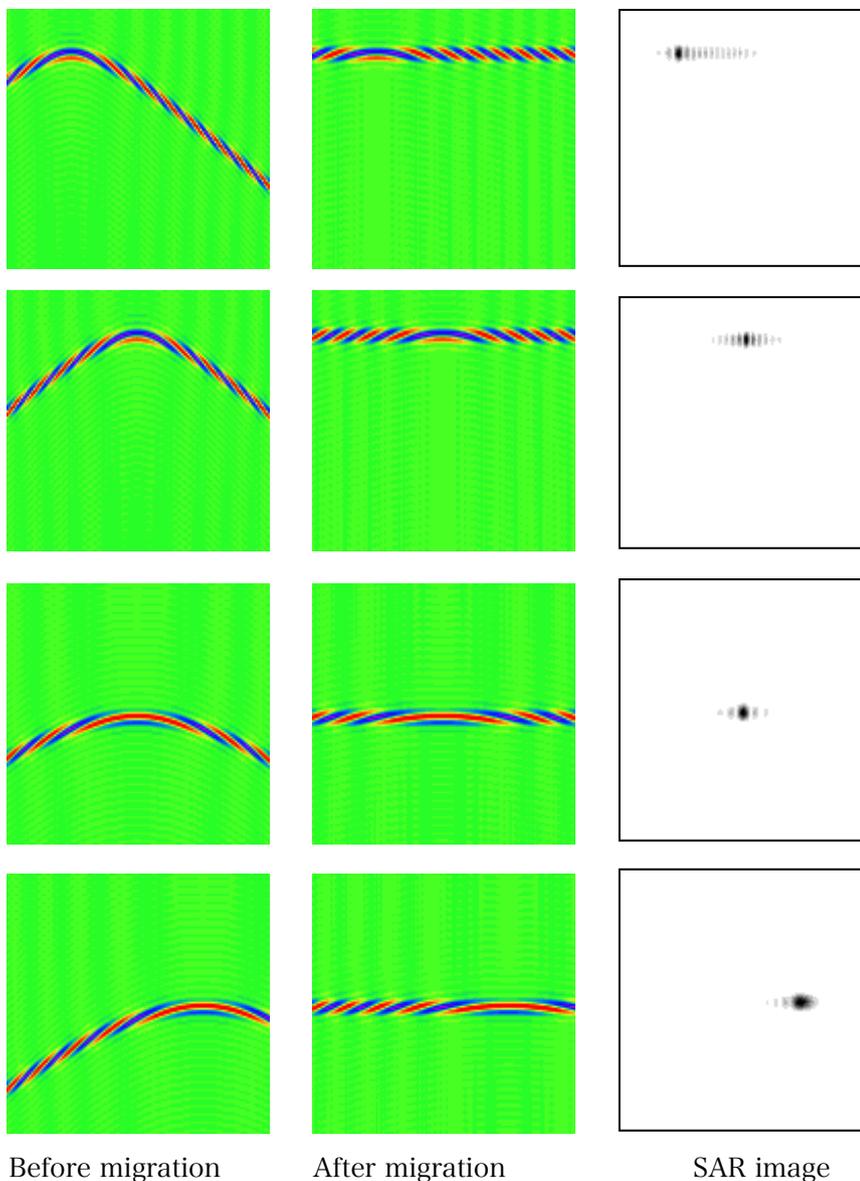
$$f(t) \Leftrightarrow F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (\text{A10.7})$$

$$f(t-a) \Leftrightarrow F(\omega) e^{j\omega a} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega(t-a)} dt \quad (\text{A10.8})$$

空間領域で位置が a だけ移動すると、周波数領域では位相が回転する。具体的な処理では、レンジ方向の移動距離が画像データの格納されているデータ数、距離分解能に関連しているので

$\text{Sinc} \left[\pi \frac{(R-z_0)}{\Delta R} \right]$ を $\text{Sinc} \left[\pi \frac{(z-z_0)}{\Delta R} \right]$ になるようにするためには、距離情報の $\frac{(R-z)}{\Delta R}$ だけピクセル移動することを考える。つまり、 $\exp \left\{ j 2\pi \frac{(R-z)}{\Delta R} \frac{m}{M} \right\}$ の位相シフトを行う。

アンテナの位置 x_n が決まれば、その位置での R_n は一定なので、レンジ方向のデータを一度に処理できる。そのために、レンジデータにFFTを施し、FFTデータに位相回転分を掛けて、その後にIFFTによって戻す。これをアジマス方向全体に実施することにより、 $z=z_0$ の直線上に配置できる。このようにデータが配置されるようにrange migration処理を行うと、以下のようなになる。



図A.5 合成開口処理

レーダは移動しながらパルスの送信と受信を繰り返す。レーダ照射領域に含まれるターゲットから反射波が連続的に受信される。この間にレーダは移動しているため、受信波はドップラ効果を受けて周波数が変化する。アンテナとターゲット間の距離が大きい場合、この信号の周波数変化は時間に対して線形に近似できる。これはパルス圧縮で周波数が線形に変化することと同じ状況である。したがって、同様の考え方でアジマス方向の信号を圧縮することができる。レーダの照射域の中には多数の散乱体があり、受信信号はこれら全ての散乱体からの反射波の合成となるが、個々の散乱体はレーダとの位置関係が異なるため、反射波の周波数は個々の散乱体によって異なる。従って、受信信号の中から特定の散乱体からの信号だけを圧縮できることになる。

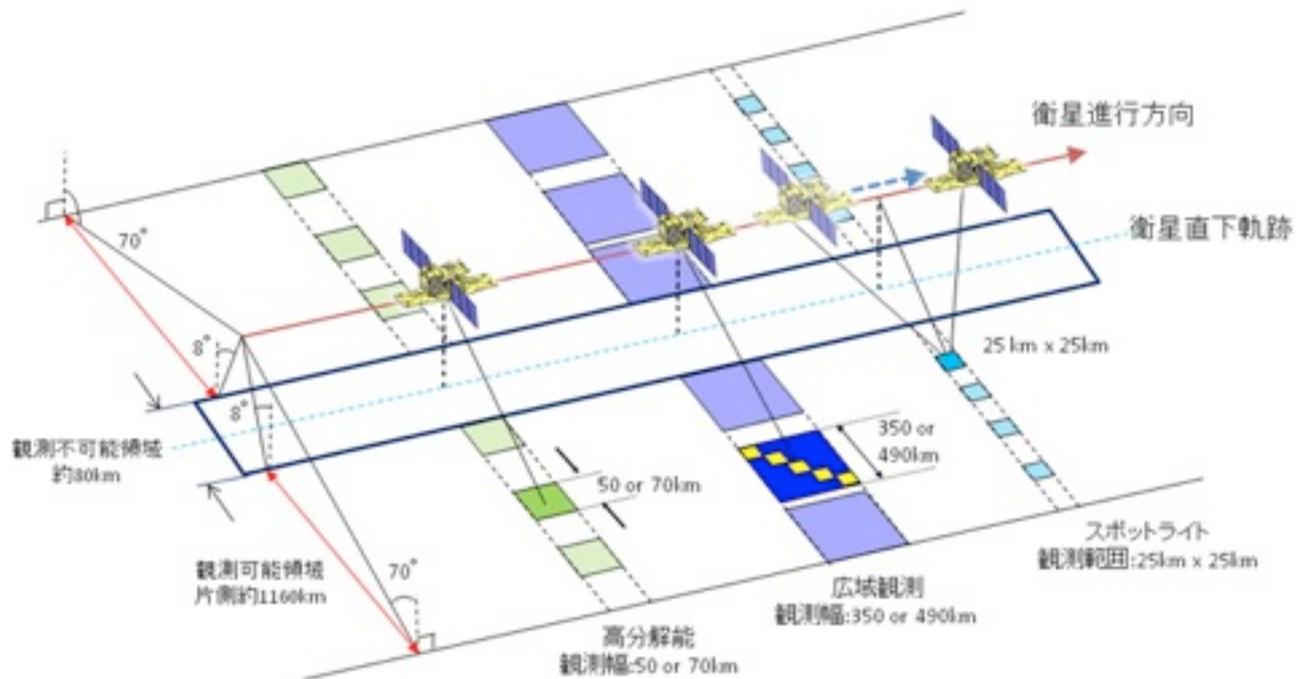
文献

- [1] 古濱洋治, 岡本謙一, 増子治信, 人工衛星によるマイクロ波リモートセンシング, 電子通信学会, 1986
- [2] D. R. Wehner, High resolution Radar, Artech House, 1987
- [3] J. P. Fitch, Synthetic Aperture Radar, Springer-Verlag, 1988
- [4] M. I. Skolnik ed., Radar Handbook, 2nd ed., McGraw-Hill, 1990
- [5] D. L. Mensa, High Resolution Radar Cross-Section Imaging, Artech House, 1991
- [6] N. C. Currie ed., Radar Reflectivity Measurement: Techniques and Applications, Artech House, 1989
- [7] F. T. Ulaby, C. Elachi, Radar polarimetry for geoscience applications, Artech House, 1990
- [8] 岡本謙一編著, 地球環境計測, ウェーブサミット講座, オーム社, 1999
- [9] 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, 東京電機大学出版局, 2004
- [10] 山口芳雄, 偏波 (ポーラリメトリック) レーダの基礎と応用, リアライズ社, 1998
- [11] 高木幹雄・下田陽久 監修, 新編画像解析ハンドブック, 東京大学出版会, 2004
- [12] I. G. Cumming and F. H. Wong, Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data, Artech House, 2005
- [13] 二瓶浩之, 山口芳雄, 山田寛喜, 藤本京平, 仙石正和, “2次元合成開口FM-CWレーダによるポーラリメトリックイメージング,” 電子情報通信学会技術研究報告A・P94-96, 1995
- [14] M. Nakamura, Y. Yamaguchi, H. Yamada, “Real-time and full polarimetric FM-CW radar and its applications to the classification of targets,” IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, vol.47, no.2, pp.572-577, April 1999
- [15] T. Moriyama, M. Nakamura, Y. Yamaguchi, H. Yamada, W. -M. Boerner, “Classification of target buried in the underground by radar polarimetry,” IEICE Trans. Commun., vol.E82-B, no.6, pp.951-957, June 1999
- [16] T. Moriyama, Y. Yamaguchi, H. Yamada, M. Sengoku, “Reduction of surface clutter by a polarimetric FM-CW radar in underground target detection,” IEICE Trans. Communication, vol.E78-B, no.4, pp.625-629, April 1995
- [17] 森山敏文, 偏波FM-CWレーダによる埋没物探査に関する研究, 学位論文, 新潟大学, 1998
- [18] J. Nakamura, M. Ikarashi, K. Aoyama, M. Mitamura, Y. Yamaguchi, H. Yamada, “Classification of targets on road by fully polarimetric and real-time FM-CW radar,” Electronic Proc. of PIERS 2007, Beijing, China, 2007.
- [19] K. Aoyama, M. Ikarashi, J. Nakamura, Y. Yamaguchi, H. Yamada, “Polarimetric observation of trees in the X and Ku band by FM-CW SAR system,” Electronic Proc. of PIERS 2007, Beijing, China, 2007.
- [20] 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, 東京電機大学出版局, 2009
- [21] 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

第3章 大規模なレーダシステム例

ALOS, ALOS2 (JAXA) PALSAR/PALSAR2 陸域観測衛星レーダシステム

http://www.eorc.jaxa.jp/ALOS/index_j.htm



Pi-SAR, Pi-SAR-L2/X2 航空機搭載レーダシステム

<http://www.eorc.jaxa.jp/ALOS/Pi-SAR-L2/index.html>

<https://www.nict.go.jp/out-promotion/other/case-studies/itenweb/Pi-sar2.html>

Pi-SAR-L2等の仕様

Comparison of Performances						
Items	ALOS/PALSAR		Pi-SAR	JERS-1 /SAR	ALOS-2	Pi-SAR-L2
Band width	14 MHz	28 MHz	50 MHz	15 MHz	14/28/42/85 MHz	85MHz
Sampling frequency			61.275 MHz	17.076 MHz		100 MHz
Height	695 km		6-12 km	568 km	628 km	6-12 km
Image width	70 km		<=15 km	75 km	25-490 km	<=20 km
AD(VQ)	5 bits	5 or 3 bits	8 bits	3 bits		8 bits I + Q
ρ_R slant	10.7 m	5.4 m	2.5 m	10 m	1 m	1.76 m
ρ_A 4look	18 m		3.2 m	24 m	3 m	3.2 m
sigma zero	± 1 dB			1.1 dB		
NEsigma zero			-30 dB	-20 dB	-28 dB	-35 dB
Incidence Angle	9-60 deg.		10-60 deg.	34.9 deg.	8-70 deg.	10-62 deg.
Polarimetry	full		full	HH	full	full
τ	28 micro s		10 micro s	35 micro s		10-30 micro s
Pt			3.5 KW	325 W	5.1 KW	3.5 KW

Table 2 Pi-SAR-(X) specification

	Pi-SAR	Pi-SAR-2
Center Freq.	9.55 GHz	9.55/9.65 GHz
Bandwidth	100 MHz	500/300/150 MHz
Slant range resolution	1.5 m	0.3/ 0.5/ 1.0 m
Azimuth resolution	1.5 m (4-looks)	0.3 m (1-look) /0.6 m
Noise Eq. Sigma	- 33 dB	-23/ -27/ -30 dB
Swath width	10 km	5-10 km
Quad. Pol. PolinSAR	Yes	Yes

第4章 偏波による物体の識別

偏波合成開口レーダでは散乱行列が取得される。偏波解析では散乱行列よりも $\langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle$ などの二次統計量を要素とするCovariance 行列, Coherency 行列, Kennaugh 行列, Mueller行列などを使うことが多い。ノイズの影響が少なく、ターゲット固有の情報だけが含まれるためである。これらの偏波行列には、二次統計量として最大で9個の独立な偏波情報が含まれている。これらの偏波行列は図4.1や図4.2のように散乱行列 [S] から導くことができる。Covariance 行列 [C] は電力に関連した物理的な要素から成っている。一方, Coherency行列 [T] は散乱メカニズムの表現と同時に直交性など数学的な利点をもっている。Kennaugh行列 [K]は実対称行列のため扱いやすい特徴がある。これらの行列はターゲット分類や固有値解析, 偏波シグネチャなどそれぞれの利用目的に応じて使われている。

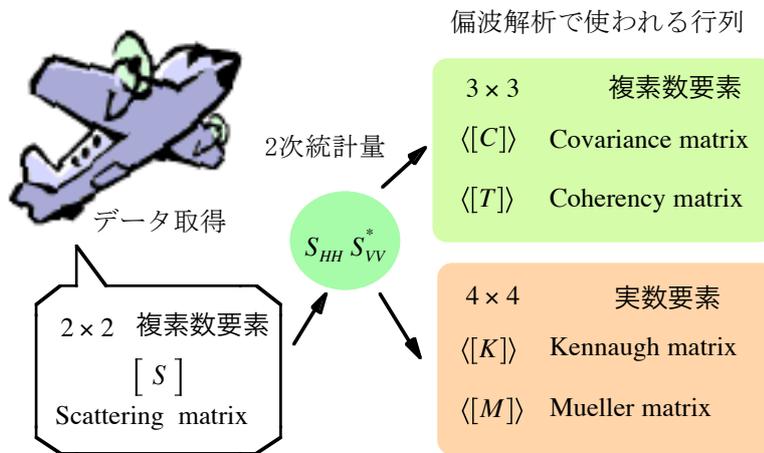


図4.1 各種の偏波行列

◆平均化Covariance行列

$$\text{HV基底 } \langle [C] \rangle^{\text{HV}} = \langle \mathbf{k}_{\text{HV}} \mathbf{k}_{\text{HV}}^\dagger \rangle = \frac{1}{n} \sum \mathbf{k}_{\text{HV}} \mathbf{k}_{\text{HV}}^\dagger = \begin{bmatrix} \langle |S_{HH}|^2 \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle & \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \\ \sqrt{2} \langle S_{HV} S_{HH}^* \rangle & 2 \langle |S_{HV}|^2 \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \\ \langle S_{VV} S_{HH}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{VV} S_{HV}^* \rangle & \langle |S_{VV}|^2 \rangle \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$\langle \rangle$ は集合平均を表す。右肩に付けた添え字のHVは偏波基底を明示するためのものである。他に円偏波基底のLRや、45°傾いた直線偏波基底XYがある。

$$\text{LR基底 } \langle [C] \rangle^{\text{LR}} = \langle \mathbf{k}_{\text{LR}} \mathbf{k}_{\text{LR}}^\dagger \rangle = \frac{1}{n} \sum \mathbf{k}_{\text{LR}} \mathbf{k}_{\text{LR}}^\dagger \quad (4.2)$$

$$\text{XY基底 } \langle [C] \rangle^{\text{XY}} = \langle \mathbf{k}_{\text{XY}} \mathbf{k}_{\text{XY}}^\dagger \rangle = \frac{1}{n} \sum \mathbf{k}_{\text{XY}} \mathbf{k}_{\text{XY}}^\dagger \quad (4.3)$$

◆平均化Coherency行列

$$\langle [T] \rangle = \frac{1}{n} \sum \mathbf{k}_p \mathbf{k}_p^\dagger = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \langle |S_{HH} + S_{VV}|^2 \rangle & \langle (S_{HH} + S_{VV})(S_{HH} - S_{VV})^* \rangle & \langle 2 S_{HV}^* (S_{HH} + S_{VV}) \rangle \\ \langle (S_{HH} - S_{VV})(S_{HH} + S_{VV})^* \rangle & \langle |S_{HH} - S_{VV}|^2 \rangle & \langle 2 S_{HV}^* (S_{HH} - S_{VV}) \rangle \\ \langle 2 S_{HV} (S_{HH} + S_{VV})^* \rangle & \langle 2 S_{HV} (S_{HH} - S_{VV})^* \rangle & \langle 4 |S_{HV}|^2 \rangle \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

CovarianceとCoherency行列は3×3のエルミート行列であり、3つの実数の対角成分と、3つの複素数の非対角成分から成っている。したがって、実数成分からなる独立要素としては合計で9個(=3+3*2)となる。

このように、2次統計量を要素に持つ偏波行列には、独立情報として9個の実数からなる要素がある。行列形式は変わっても含まれる独立情報の数は同じである。偏波データは単一偏波の情報に比べて遙かに多くの情報を持っている。これを有効利用する方法の一つとして、散乱電力分解がある。これは、電波の散乱メカニズムに応じて、その成分の電力を導き出すもので、各電力をカラー画像によって表すと理解しやすくなる特長がある。散乱メカニズムは以下の実験事実から出発している。

■ 実験事実

- (1) 裸地や畑、田圃などの平地、火山の頂上、雪氷地域では右図に示すように1回反射が支配的である。HH成分とVV成分ともに散乱行列では同符号となり、HV成分はかなり小さくなる。海面からの反射ではVV成分が大きく、ブラッグ (Bragg) 散乱が起こることがある。1回反射に共通的な点はHHとVVの位相がほぼ等しいことである。これを数式表現すると

$$\text{Re} \{S_{HH} S_{VV}^*\} > 0 \quad (4.5)$$

となる。

- (2) 道路とビルの壁面などから構成される直角構造では2回反射が起きる。右図のように直角構造に電波が入射するとHH成分とVV成分の相対的な向きが変わり、散乱行列ではHHとVV成分の符号が変わる。金属面の直角構造では2つの成分の位相差は180°になる。一方、誘電体の直角構造ではHHとVVの位相差は通常180°よりも小さい。これを数式表現すると

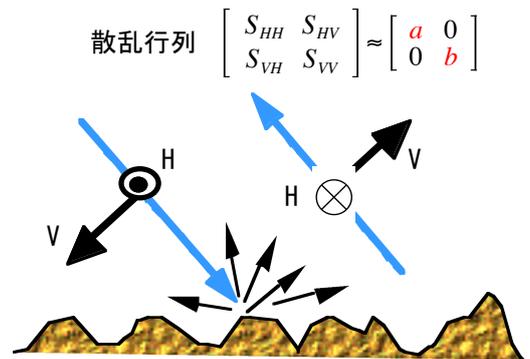
$$\text{Re} \{S_{HH} S_{VV}^*\} < 0 \quad (4.6)$$

となる。散乱行列もほぼ対角行列となり、2回反射ではHHとVVの符号が異なる点が特徴的である。

- (3) 平らな地面の自然植生 (草むら、林など) では散乱点が多く、各散乱波の位相はランダムな値をとる。HH成分とHV成分の相関やVV成分とHV成分の相関 (複素数) はランダムな値をとり、集合平均すると0に近づく。この状態で自然植生に特徴的な次のReflection Symmetry条件が成り立つ。

$$\langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle \approx \langle S_{VV} S_{HV}^* \rangle \approx 0 \quad (4.7)$$

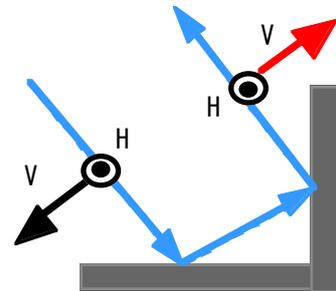
これらの実験事実から偏波散乱メカニズムのイメージを作ると図4.2のようになる。



Bragg scattering $b > a$

HHとVVの位相はほぼ等しい

$$\begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix}$$



HHとVVの位相差

金属面 = 180°

誘電体面 < 180°



図4.2 散乱メカニズム

散乱モデル行列の構成

実験事実と代表的な散乱メカニズムを考慮して、図4.3に示す4つの散乱モデルをつくる。

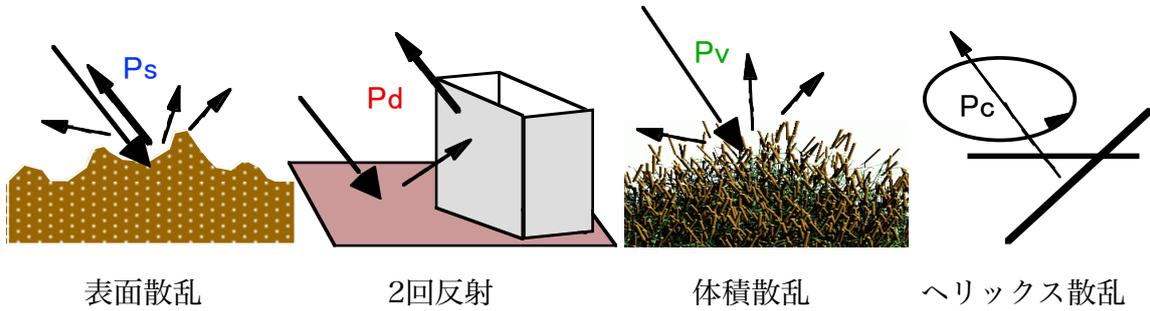


図4.3 4つの散乱メカニズム

- ・表面散乱：地面，海面などの表面で引き起こされる1回（奇数回）反射の散乱過程
- ・2回反射散乱：地面と幹，道路と建物の壁など直角構造で引き起こされる2回（偶数回）反射の散乱過程
- ・体積散乱：絡み合った枝など，ランダムに向いた線状物体の集合から引き起こされる散乱過程
- ・Helix散乱：直線偏波を円偏波に変える散乱過程。

・表面散乱モデル行列

$$\langle [C] \rangle_{surface} = \begin{bmatrix} |\beta|^2 & 0 & \beta \\ 0 & 0 & 0 \\ \beta^* & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \langle [T] \rangle_{surface} = \begin{bmatrix} 1 & \beta^* & 0 \\ \beta & |\beta|^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

2回反射散乱モデル行列

$$\langle [C] \rangle_{double} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \alpha^* \\ 0 & 0 & 0 \\ \alpha & 0 & |\alpha|^2 \end{bmatrix}, \quad \langle [T] \rangle_{double} = \begin{bmatrix} |\alpha|^2 & \alpha & 0 \\ \alpha^* & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

・体積散乱モデル行列

volume scattering

$10 \log \frac{\langle S_{VV} ^2 \rangle}{\langle S_{HH} ^2 \rangle}$	- 4 dB	- 2 dB	0 dB	2 dB	4 dB
$\langle [C] \rangle_{vol} =$	$\frac{1}{15} \begin{bmatrix} 8 & 0 & 2 \\ 0 & 4 & 0 \\ 2 & 0 & 3 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{8} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 1 \\ 0 & 2 & 0 \\ 1 & 0 & 3 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{15} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 2 \\ 0 & 4 & 0 \\ 2 & 0 & 8 \end{bmatrix}$		
$\langle [T] \rangle_{vol} =$	$\frac{1}{30} \begin{bmatrix} 15 & 5 & 0 \\ 5 & 7 & 0 \\ 0 & 0 & 8 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{4} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{30} \begin{bmatrix} 15 & -5 & 0 \\ -5 & 7 & 0 \\ 0 & 0 & 8 \end{bmatrix}$		
	$p(\theta) = \frac{1}{2} \sin \theta$	$\frac{1}{2\pi}$	$\frac{1}{2} \cos \theta$		

・ヘリックス散乱モデル行列

$$\langle [C] \rangle_{helix}^{hv} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & \pm j\sqrt{2} & -1 \\ \mp j\sqrt{2} & 2 & \pm j\sqrt{2} \\ -1 & \mp j\sqrt{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{array}{l} \text{Right helix for } \text{Im}\{C_{23}\} > 0 \\ \text{Left helix for } \text{Im}\{C_{23}\} < 0 \end{array} \quad (4.11)$$

$$\langle [T] \rangle_{helix}^{hv} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \pm j \\ 0 & \mp j & 1 \end{bmatrix} \begin{array}{l} \text{Right helix for } \text{Im}\{T_{23}\} > 0 \\ \text{Left helix for } \text{Im}\{T_{23}\} < 0 \end{array} \quad (4.12)$$

円偏波電力 P_c の大きさを1とすると, $P_c = \text{Trace} \langle [T] \rangle_{helix} = 1 = 2 |\text{Im}\{T_{23}\}| < 0$ (4.13)
によって与えられる.

・ 散乱電力の求め方 (偏波行列を展開)

測定された偏波行列をモデル行列で展開する. 一例として次のような展開式となる.
均一な植生分布の場合

$$\begin{bmatrix} T'_{11} & T'_{12} & T'_{13} \\ T'_{21} & T'_{22} & T'_{23} \\ T'_{31} & T'_{32} & T'_{33} \end{bmatrix} = f_s \begin{bmatrix} 1 & \beta^* & 0 \\ \beta & |\beta|^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + f_d \begin{bmatrix} |\alpha|^2 & \alpha & 0 \\ \alpha^* & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{f_v}{4} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + \frac{f_c}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \pm j \\ 0 & \mp j & 1 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

測定値 表面散乱 Ps 2回反射 Pd 体積散乱 Pv ヘリックス散乱 Pc

次に未知数を求める. そして対角成分の和によって各散乱電力を決定する. この手法によって求めた結果を検証し, さらに回転操作などいくつかの改良を加えて修正した散乱電力分解アルゴリズム (G4U)を次の図に示す. 最終的なG4Uでは独立偏波情報の全てをモデル行列で展開できており, 100%の情報利用が達成されている.

各電力成分が得られたら, カラーコードによってフルカラー画像を作成する. RGBの3色はPd, Pv, Psに割り当てるが, YellowをPcに割り当てて4色表示すると画像が美しくなる. このようにしてカラー画像を作成することができる. カラー画像の威力は大きく, 人間にとって非常に理解しやすい. カラーが散乱メカニズムを表し, 明るさが強度を示すため, 直観的に画像の内容が理解ができる. 物体の識別も容易である. また, 2つの異なる時期のカラー画像を比較すると, どのように散乱メカニズムが変化しているかも了解できる.

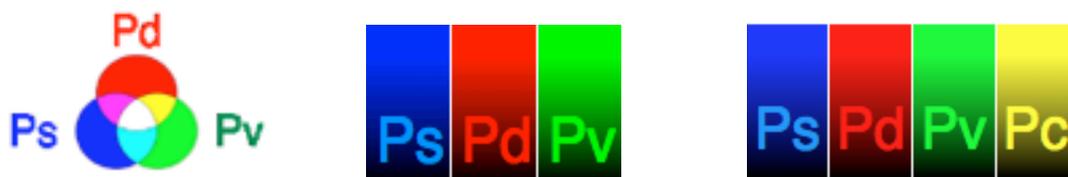


図4.4 散乱電力のカラーコード

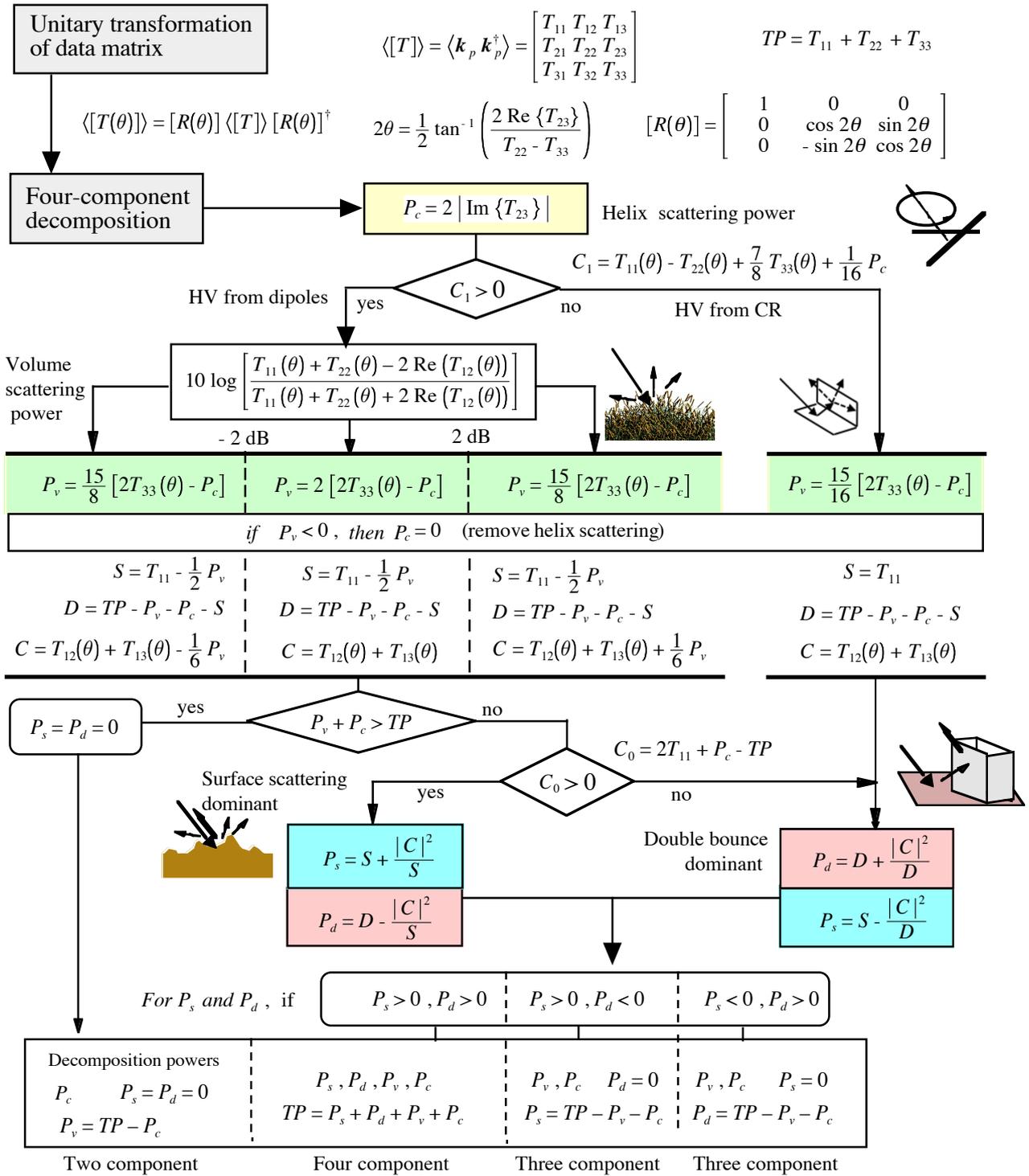


図4.5 G4Uによる散乱電力分解アルゴリズム

第5章 偏波レーダによる観測例

<http://www.wave.ie.niigata-u.ac.jp/yamaguchi/>

