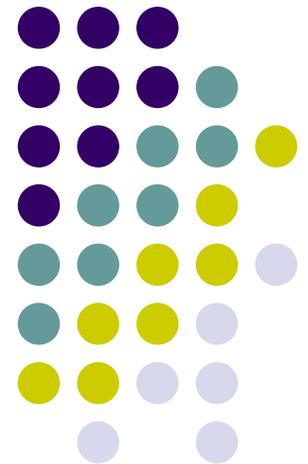


第8章 レーダーシステム

情報学研究科 通信情報システム専攻

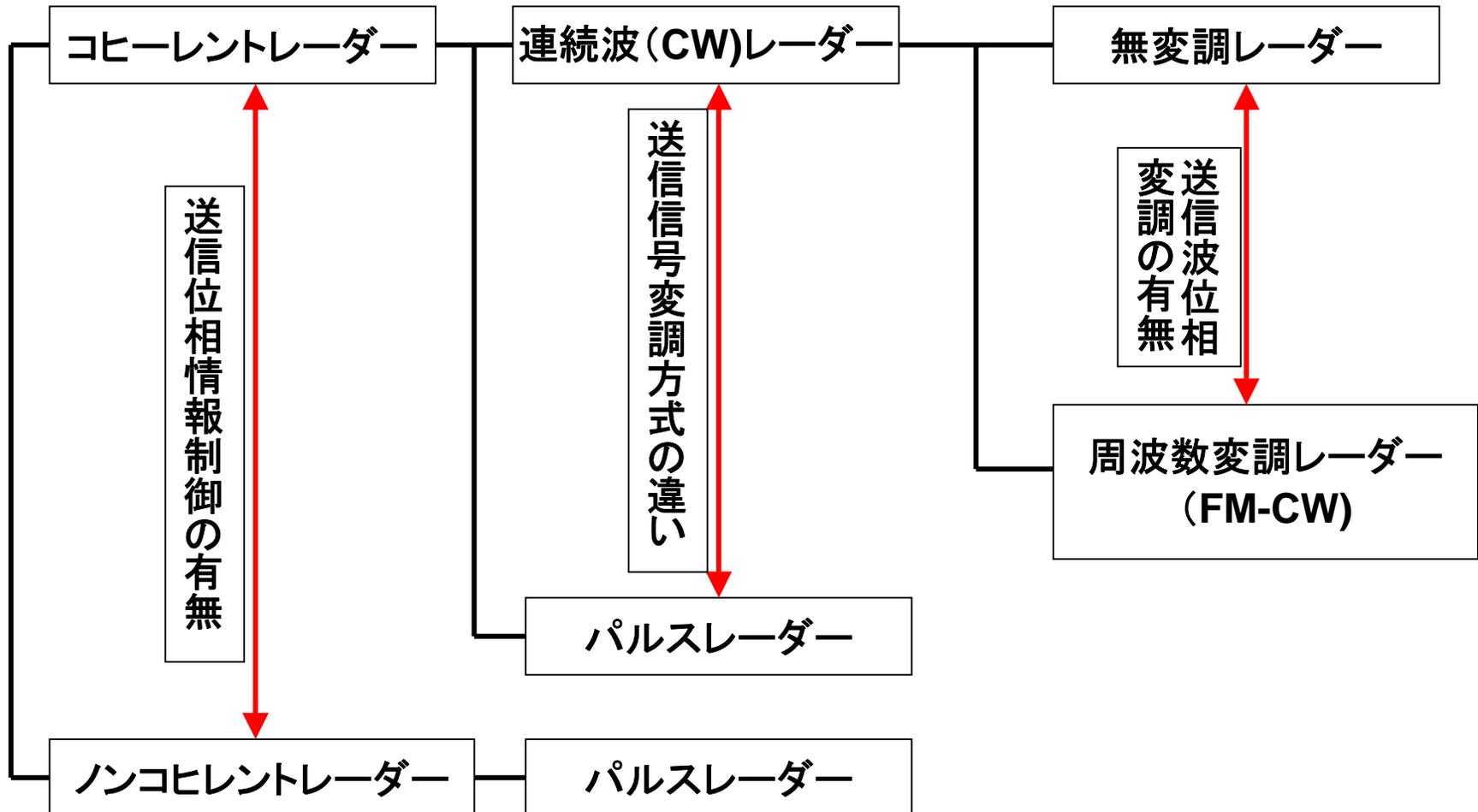
M1 深尾研究室 岸 豊久



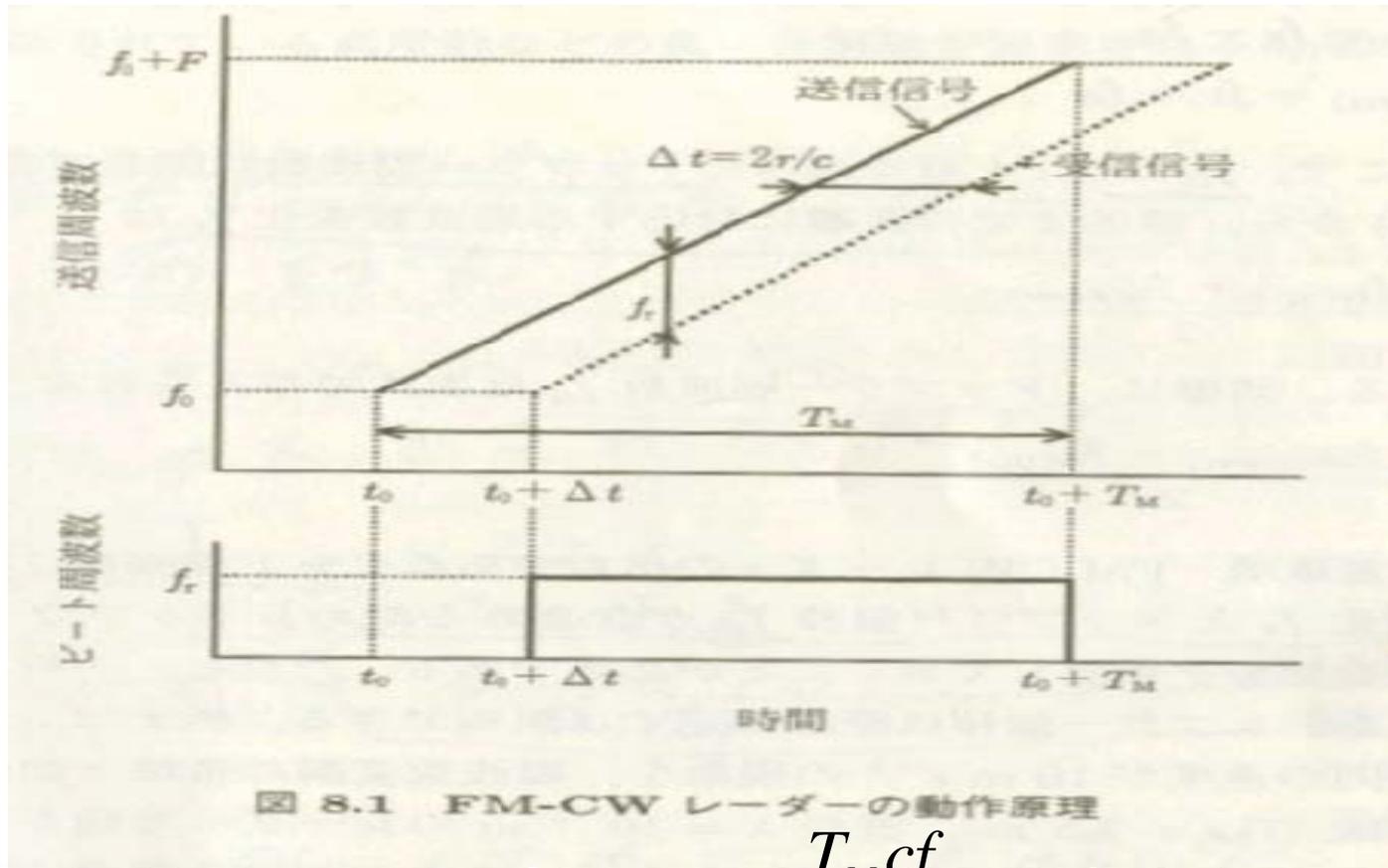
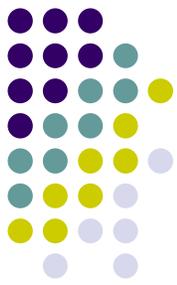


レーダーシステム

レーダー方式



FM-CWレーダー(1)



対象標的までの距離は $r = \frac{T_M c f_r}{2F}$ で表される

気象や大気の観測で用いる場合はFおよびは T_M はそれぞれ
10MHzおよび $10^{-3}s$ の桁である



FM-CWレーダー(2)

ドップラー周波数(標的がレーダーに近づく場合)

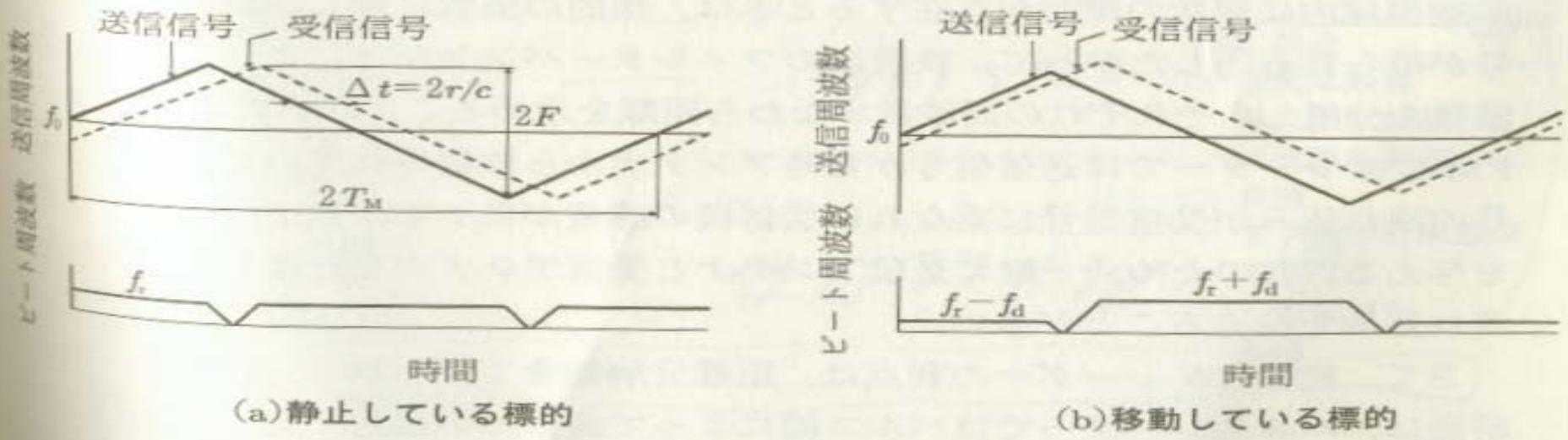


図 8.2 FM-CW レーダーのドップラー効果

(送信周波数増加時)

$$f_{b \text{ (up)}} = f_r - f_d$$

(送信周波数減少時)

$$f_{b \text{ (down)}} = f_r + f_d$$



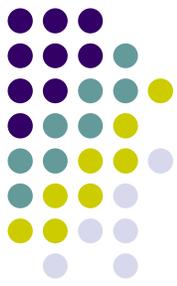
$$f_r = \frac{f_{b \text{ (up)}} + f_{b \text{ (down)}}}{2}$$

周波数変化

$$f_d = \frac{f_{b \text{ (down)}} - f_{b \text{ (up)}}}{2}$$

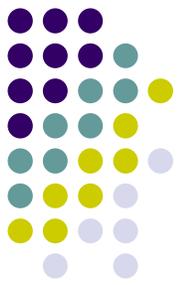
ドップラー周波数

FMC-Wレーダーのパルスレーダー と比べての利点



- 距離分解能がパルスレーダーではパルス幅によって決まるがFM-CWレーダーでは周波数変化によって決まる。
 - 周波数帯域 F を広げる事によってFM-CWレーダーでは距離分解能が上げられる
- FM-CWレーダーは送信波として連続波を使用するため、パルスレーダーのように高い送信出力がなくても所望の信号雑音比(SNR)を得ることができる

以上より航空機や衛星の高度計などの使用例が多い



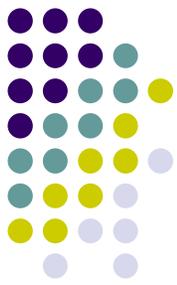
パルスレーダー

● 特徴

- 高周波信号を一定時間ごとにパルス送信
- 送受信の時間差から距離がわかる
- 主に気象レーダー、大気レーダー

表 8.1 代表的な気象レーダーと大気レーダー

区分	代表的なレーダー	使用周波数	用途
VHF	MST レーダー	50 MHz	中・超高層大気観測
	ST レーダー	50 MHz	成層圏・対流圏風観測
UHF	ST レーダー	400 MHz	成層圏・対流圏風観測
	BL レーダー	900 MHz	境界層風観測
L	下部対流圏レーダー	1.35 GHz	下部対流圏・境界層風観測
	NEXRAD(WSR-88D)	2.7 ~ 3.0 GHz	広域気象観測
S	気象レーダー	5.3 GHz, 5.6 GHz	気象観測, 雨量測定
C	気象レーダー	9.5 GHz	狭域気象観測
X	TRMM 降雨レーダー	13.8 GHz	降雨観測
Ku	雲霧レーダー	35 GHz	雲霧観測
Ka	雲レーダー	95 GHz	雲観測
W			



レーダーの受信電力

- 孤立型標的(航空機など)
受信電力は距離の4乗に逆比例して小さくなる
- 分布型標的、分反射標的(降水や雲霧など)
受信電力は距離の2乗に逆比例して小さくなる

電波の途中経路での減衰

- 大気による減衰(酸素による吸収、水蒸気) [式6.57と6.58参照]
- 水滴による減衰(雲、降水)

→実際の受信電力はこれらの減衰量の総和を減じた値 [式6.60参照]

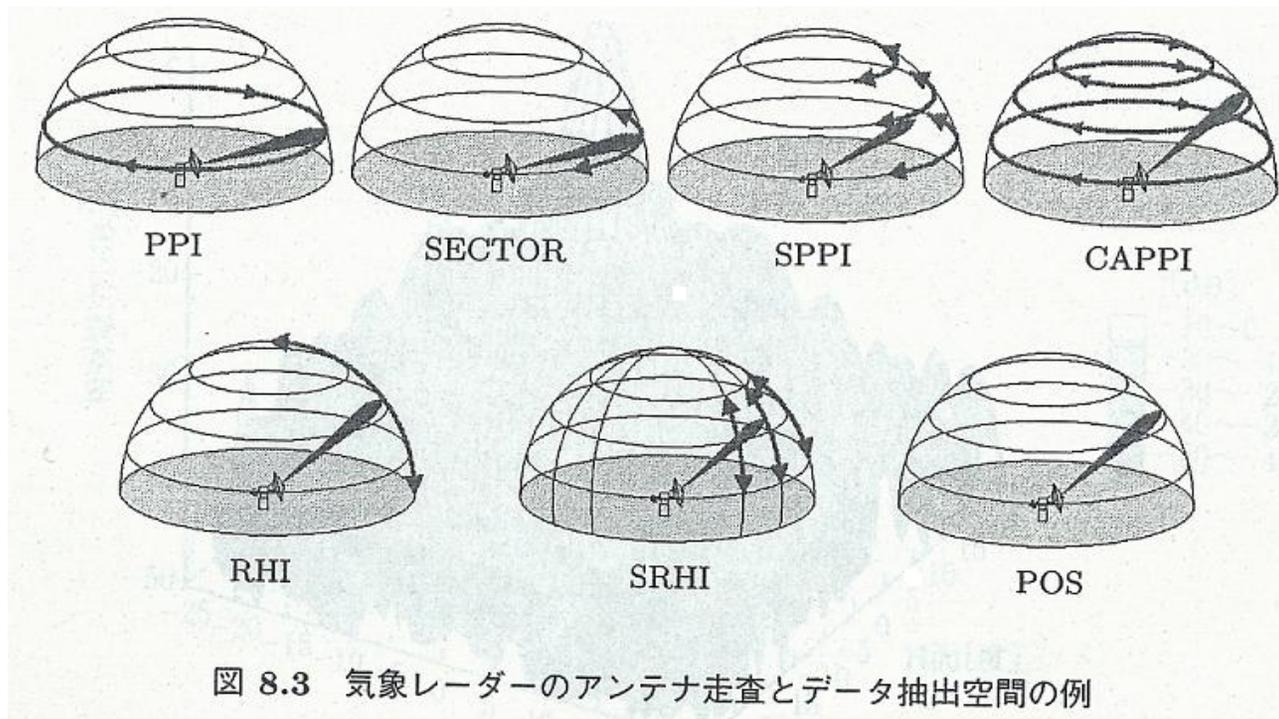
- 3次元的な広がりを持つ現象
 - 雨滴、雲粒(気象レーダー)
 - 大気乱流(大気レーダー)
- 3次元的なアンテナ走査で散乱電波を受信

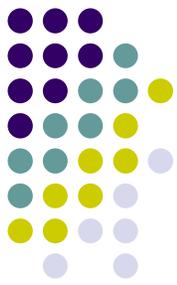
対象とする現象の観測上の違いから気象レーダーと大気レーダーではアンテナ走査空間とアンテナ走査方式に違い



気象レーダーのアンテナ走査

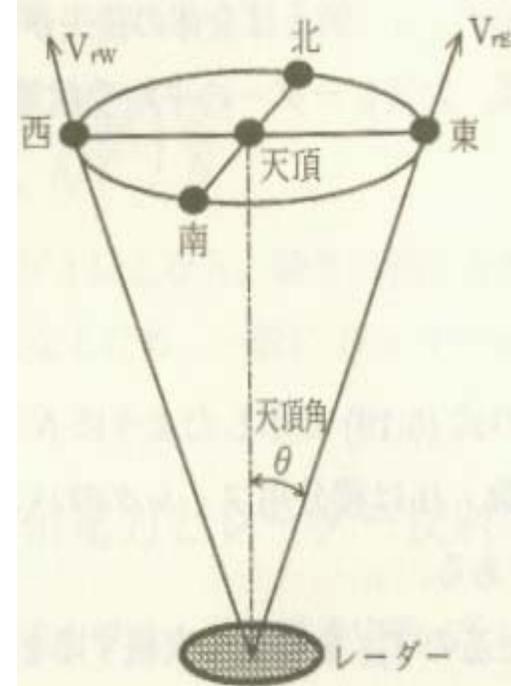
- アンテナ開口径1mから数m、レーダービーム幅約0.3度から2度
- 全天走査可能
- ビーム幅がせまいため地形反射や海面反射の影響小
- アンテナ走査の例

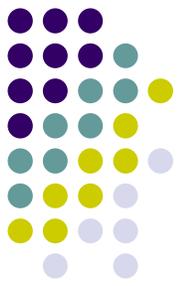




大気レーダーのアンテナ走査

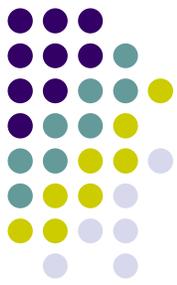
- 送信周波数帯域は50MHz～1GHz
 - アンテナ開口径は50MHzで100m、1GHzで数m
 - アンテナ開口径や観測時間により全天走査しにくい
 - ビーム幅が広いため地形反射や海面反射の影響大
-
- アンテナ面は固定
 - 電子走査によるレーダービーム方向変化
→ 一般的にはフェーズドアレイ方式
 - ビームの走査方向を瞬時に変更
 - 複数ビームによる同時観測可





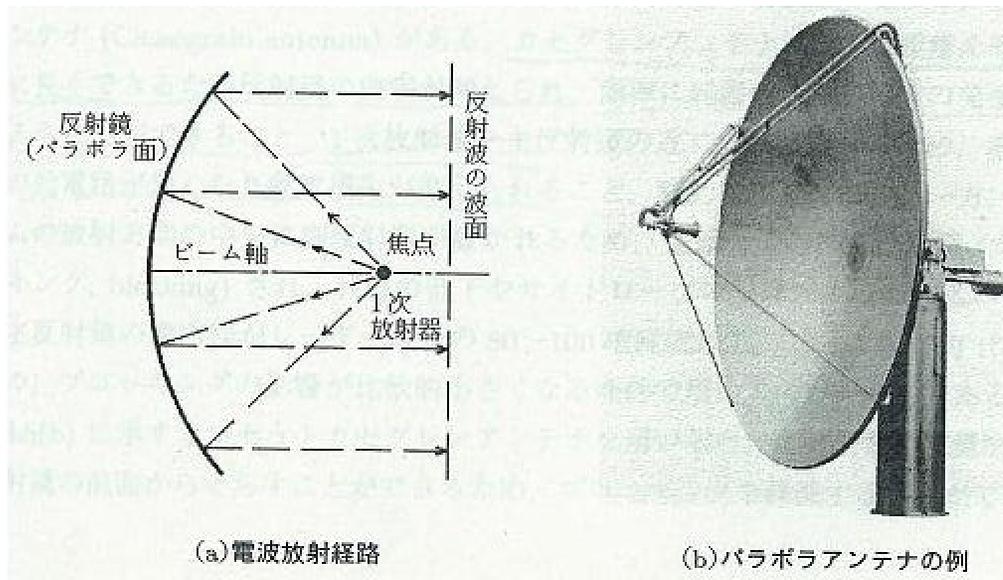
レーダーアンテナ

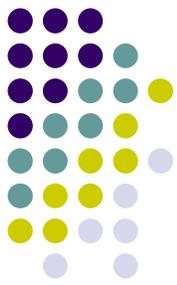
- アンテナの種類
 - パラボラアンテナ → 気象レーダー
 - 平面アレーアンテナ → 大気レーダー
 - レドーム → 気象レーダーをドームで保護
- レーダーアンテナのパラメータ
 - 近傍界と遠方界
 - アンテナ開口部から順に近傍界、フレネル領域、遠方界
 - アンテナ利得とビーム幅
 - アンテナ利得 特定方向への電力集中放射の度合
 - ビーム幅 電力が最大値の半分(3dB低下)となる時の角度幅(電力半値幅)



パラボラアンテナ

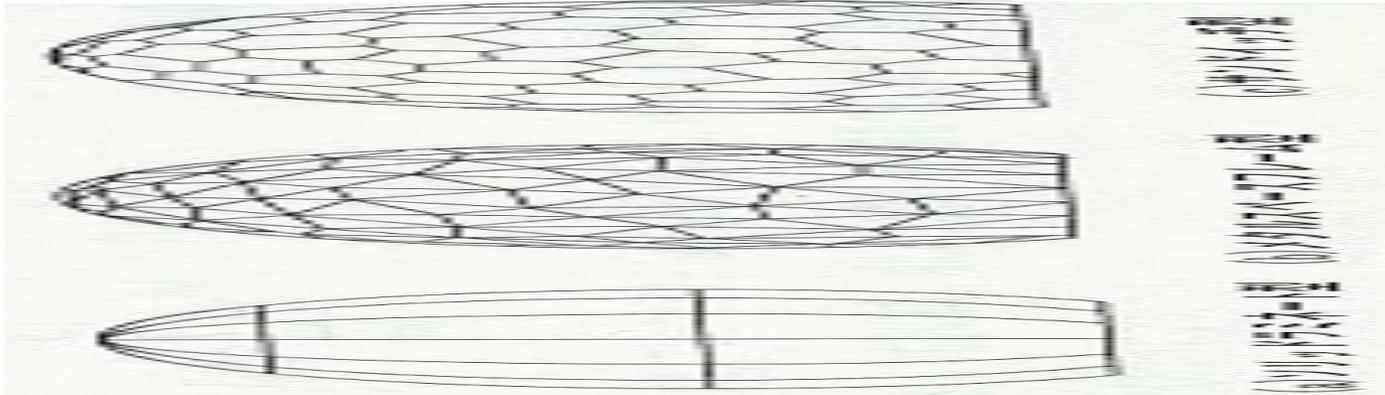
- 反射鏡を用いた高利得でビーム幅を絞ったアンテナ



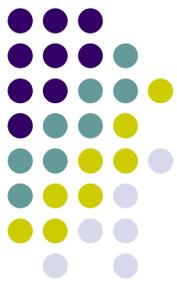


レドーム

- レドーム(radome; radar domeの合成語)
- 風、雨からアンテナを覆う保護機構のこと
- レドームの種類



- 縦割りの殻で構成
- 水平偏波と垂直偏波の散乱特性が不均一のため二重偏波レーダーでは用いず。
- 金属製三角形の枠で構成
- 水平偏波と垂直偏波の散乱特性が均一のため二重偏波レーダーでも使用可能。
- 六角形のパネルで構成
- 散乱特性が均一
- 空港気象ドップラーレーダー



アレーアンテナ

- 複数の素子を規則的に配置、各素子から電波を放射
 - 直線アレーアンテナ
 - 平面アレーアンテナ
 - 円形アレーアンテナ

各素子に給電する位相を制御

→ フェーズドアレーアンテナ



直線アレーアンテナ

放射パターン $F(\theta) = g(\theta) \sum_{m=0}^{N-1} I_m e^{jm\delta}$

素子アンテナ間の位相差 $\delta = kd \sin \theta$

アレーファクター $E_a(\theta) = \sum_{m=0}^{N-1} I_m e^{jm\delta}$

N=20としたとき、

$$-kd \leq \delta \leq kd \quad -\frac{2\pi d}{\lambda} \leq \delta \leq \frac{2\pi d}{\lambda}$$

$\delta \geq 2\pi$ となる領域では**グレーティングローブ**と呼ばれる大きい放射が $\delta = \pm 2s\pi$ の方向に生じる

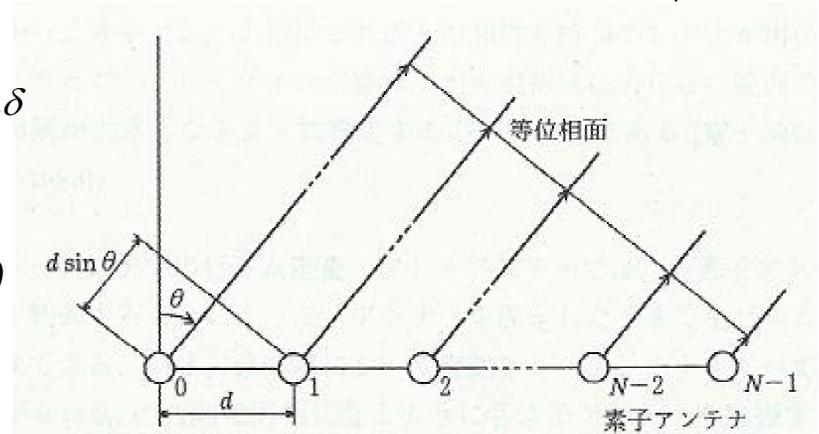


図 8.10 等間隔に素子アンテナが配置された直線アレーアンテナ

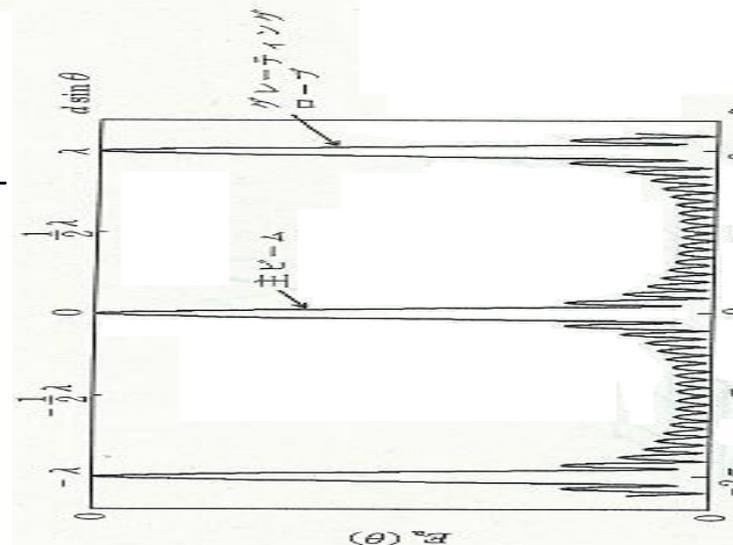
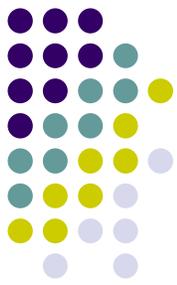


図 8.11 直線アレーアンテナのアレーファクター、素子数 20 個の場合



直線アレーアンテナのビーム走査

$\theta = \theta_0$ の方向で同相となるようにした時

m番目の素子の位相差 $\phi_m = -mkd \sin \theta_0$ (共相)

アレーファクター
$$E_a = \frac{\sin \left\{ \frac{Nkd}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right\}}{\sin \left\{ \frac{kd}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right\}}$$

主ビームの最大走査角
$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + |\sin \theta_{0\max}| + \sin \theta_B}$$

グレーティングローブ発生を抑える

アレーアンテナの合成放射パターン
パターン乗積の理
$$F(\theta) = g(\theta) \frac{\sin \left\{ \frac{Nkd}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right\}}{\sin \left\{ \frac{kd}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right\}}$$



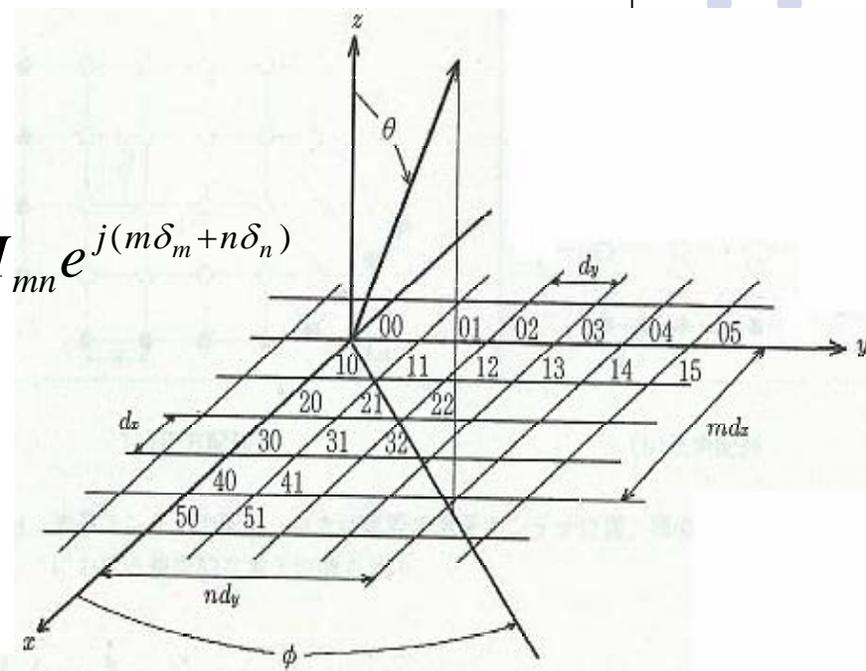
平面アレーアンテナ

M行N列の平面アレーの場合

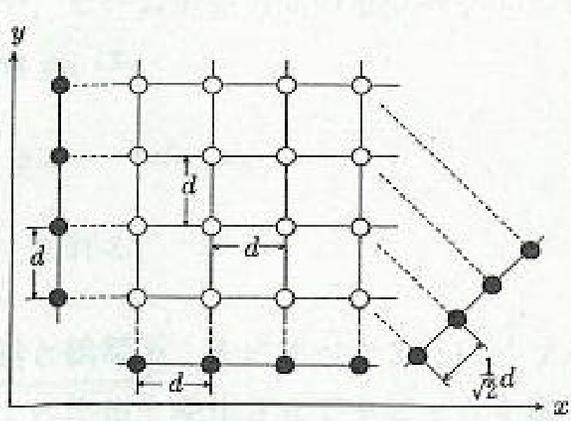
アレーファクター $E_a(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} I_{mn} e^{j(m\delta_m + n\delta_n)}$

$$\delta_m = kd_x \sin \theta \cos \phi$$

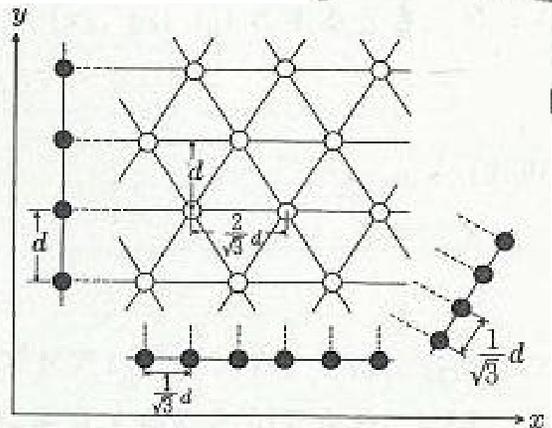
$$\delta_n = kd_y \sin \theta \cos \phi$$



素子アンテナの配置



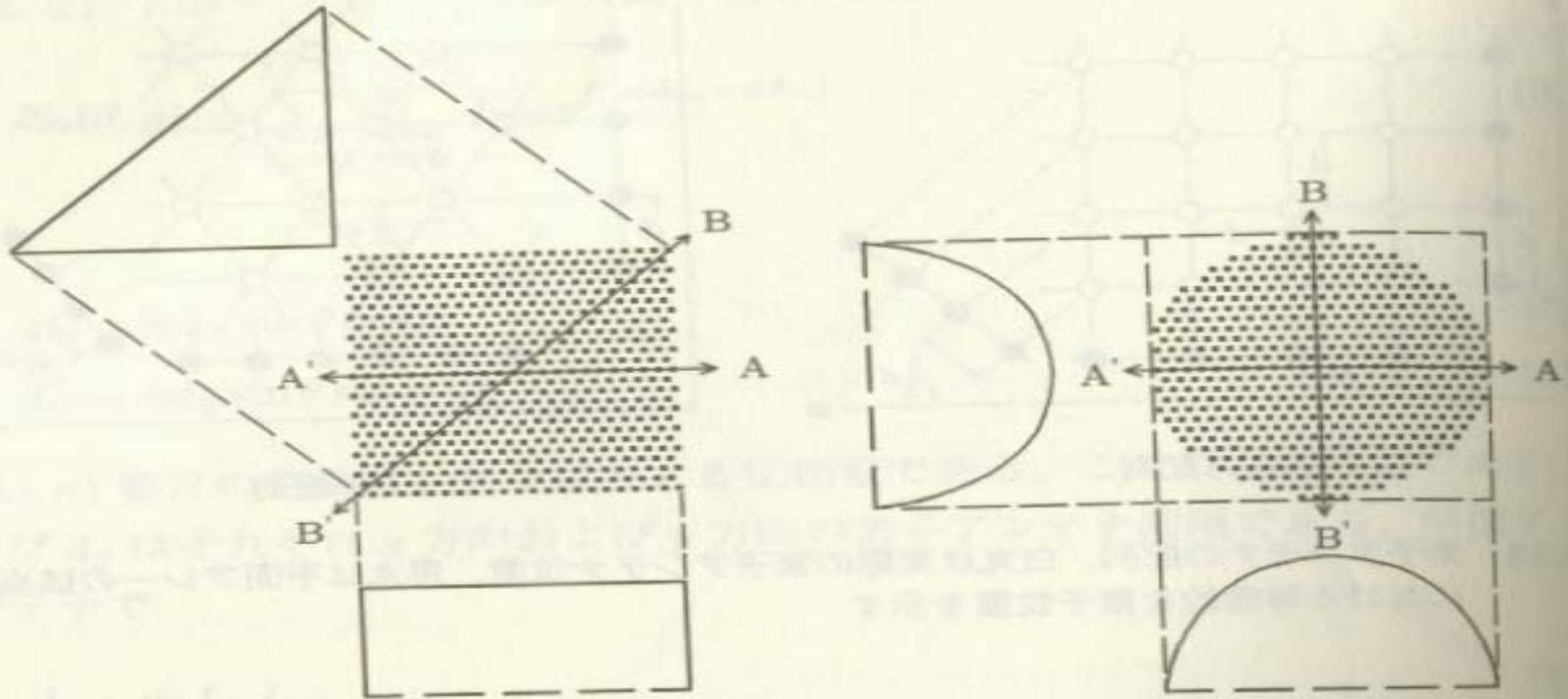
(a) 正方配列



(b) 三角配列

| 8.12 平面アレーアンテナの配列

アレーアンテナの形状



(a) 正方形アレーアンテナ

(b) 円形アレーアンテナ

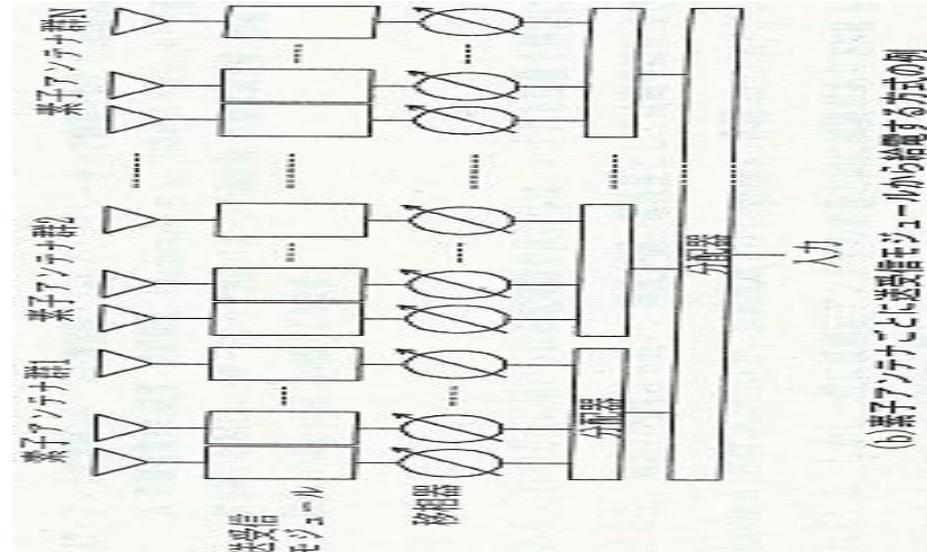
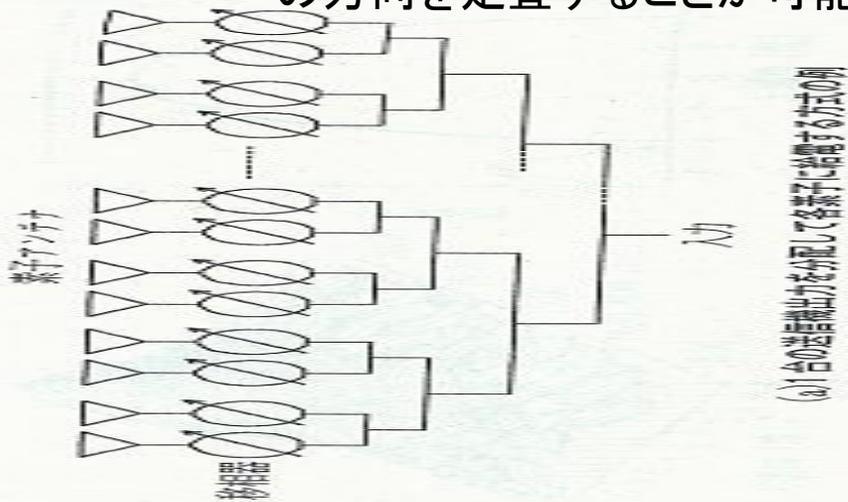
図 8.14 アレーアンテナの形状と電流分布の模式図。各図の黒点は素子アンテナ位置を模式的に示す

両者の用途： 主ビーム形状やサイドローブの回転対象性を重視する場合は円形アレー、配置の容易さを重視する場合は正方形アレーとすることが多い。

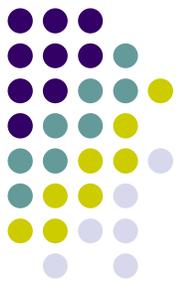


移相器と給電系

- m番目の素子アンテナの位相遅れは $mkd \sin \theta_0$
 →この位相遅れを各素子アンテナの設定を行えば主ビームを所望の方向に走査できる
- フェーズドアレーの給電系
- 平面アレーアンテナの移送器の配置の仕方
 - 1 各行各列にそれぞれ1台の移相器、計M+N台の移相器を取り付ける
 →主ビームの走査面はx軸方向またはy軸方向に限られる。
 - 2 全素子アンテナに移相器を取り付ける
 →計M×N個の移相器を要するが、主ビームの励振範囲内の空間の任意の方向を走査することが可能

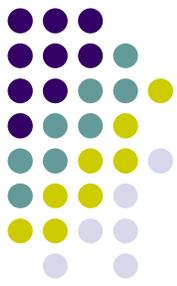


- アクティブフェーズドアレーレーダー



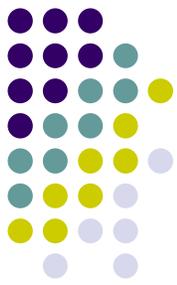
アンテナ放射パターン測定

- アンテナの可逆性から一般に受信モードで測定される
- 気象レーダー
 - 遠方界領域に置かれた送信機からの信号を受信し、受信強度変化から放射パターンを求める
- 大気レーダー
 - 天体を利用する方法(電波星、太陽電波、月面反射)
 - 位置を精密に計算できる上、測定の再現性も良いが走査方向に制限がありSNRも低いためサイドローブの測定は難しい
 - 飛翔体による方法(航空機や人工衛星)
 - 人工衛星を用いた場合、初期コスト高いが長期間に渡って低仰角サイドローブまで繰り返し測定できる



送受信システム

- 送信機
- 気象レーダーの送信機構成
- 大気レーダーの送信機構成
- パルス圧縮
- 受信機



送信機

- 送信機性能の主要なパラメータ
 - 送信周波数 f
 - 送信出力 P_t
 - 送信パルス幅 τ
 - パルス繰り返し周波数 f_p

送信デューティー比

$$R_d = \frac{\tau}{T}$$

時間平均送信電力

$$\bar{P}_t = R_d P_t$$

気象レーダーは単一のアンテナから大電力の送信パルスを連続的に送出

→最終段の増幅器に大電力の増幅管を用いる

大気レーダーは平面アレーアンテナで構成

→個々の素子からパルス電波を空間合成、大電力の送信信号を生成



気象レーダーの送信機構成

- MOPA方式
- クライストロン
- ジャイロクライストロン
- マグネトロン



MOPA方式の送信機

- コヒーレント信号を生成できないマグネトロンの代わりに用いる
(背景に世界的な無線ラン需要)
- クライストロンは高出力、高効率、高利得。出力と周波数の調整が容易でマグネトロンに比べて数倍以上の長寿命。

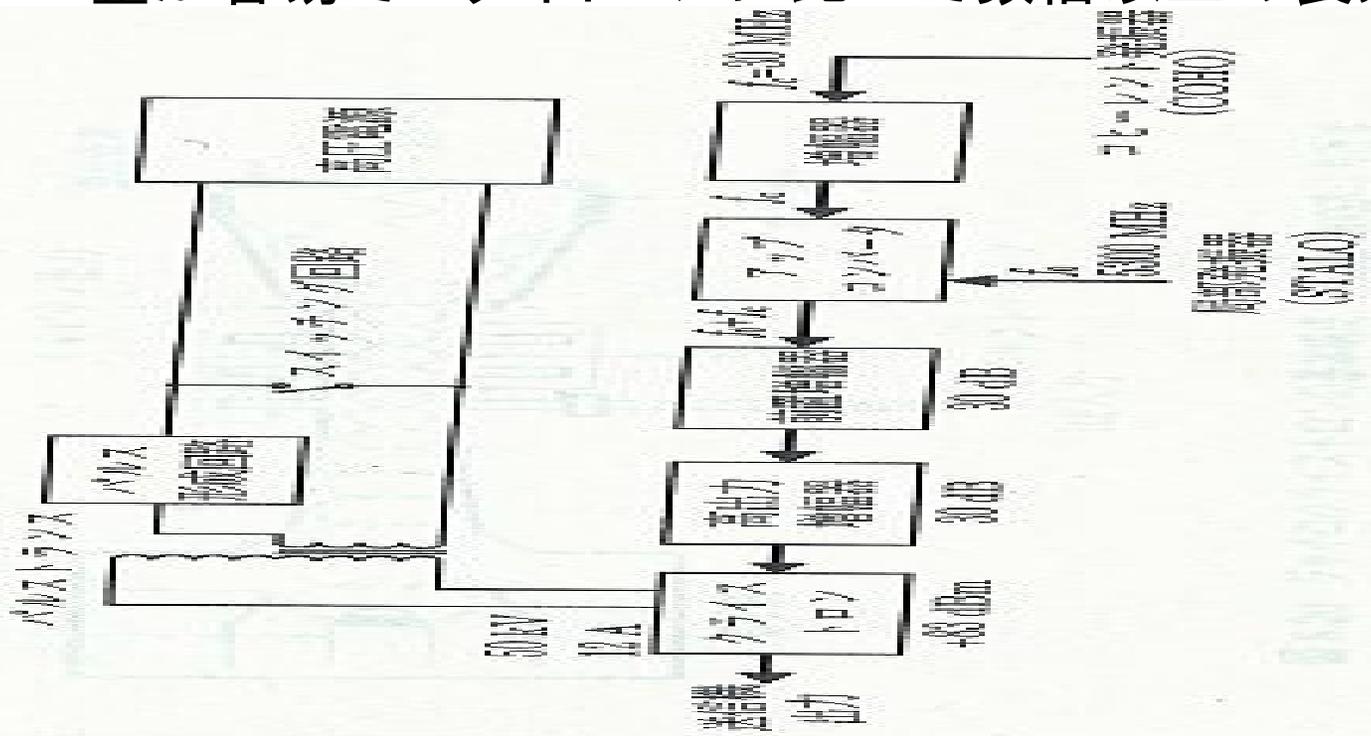


図 8.18 MOPA 方式の送信機の構成例 (参考資料: 2006)



クライストロン、ジャイロクライストロン

- クライストロン 電子ビームに速度変調を与えることで増幅作用を生む
 - ジャイロクライストロン 相対論効果による電子の質量変化を利用し、クライストロンと同様の増幅作用によって大出力の送信波を得る
 - クライストロンは電子ビームの縦方向の速度成分を用いて増幅
 - ジャイロクライストロンは横方向を用いて増幅
- ジャイロクライストロンでは電子ビームはスパイラル状に進む
- そのためミリ波帯やサブミリ波帯での応用

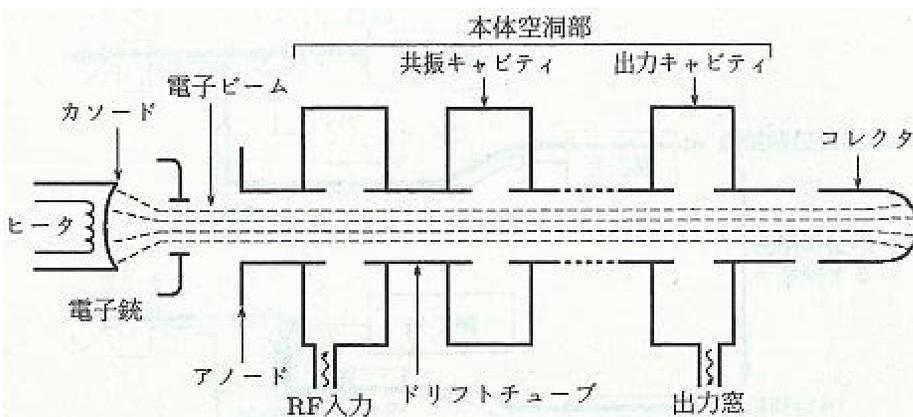


図 8.19 クライストロンの基本構成. Skolnik [1990] より改変

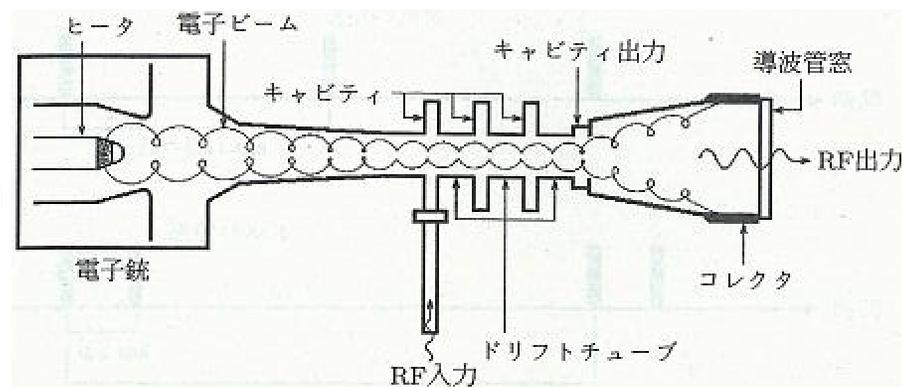


図 8.20 ジャイロクライストロンの基本構成. Henke [2000] より改変



マグネトロン

- 磁場の作用で電子軌道を円形に曲げて円形軌道上で集束作用を起こさせ増幅作用を得る
- デジタル位相参照方式
信号処理段階で送信パルスごとにリアルタイムのデジタル処理により初期位相を参照する方式
→ミリ波帯でもリアルタイムで簡易なコヒーレント処理が可能

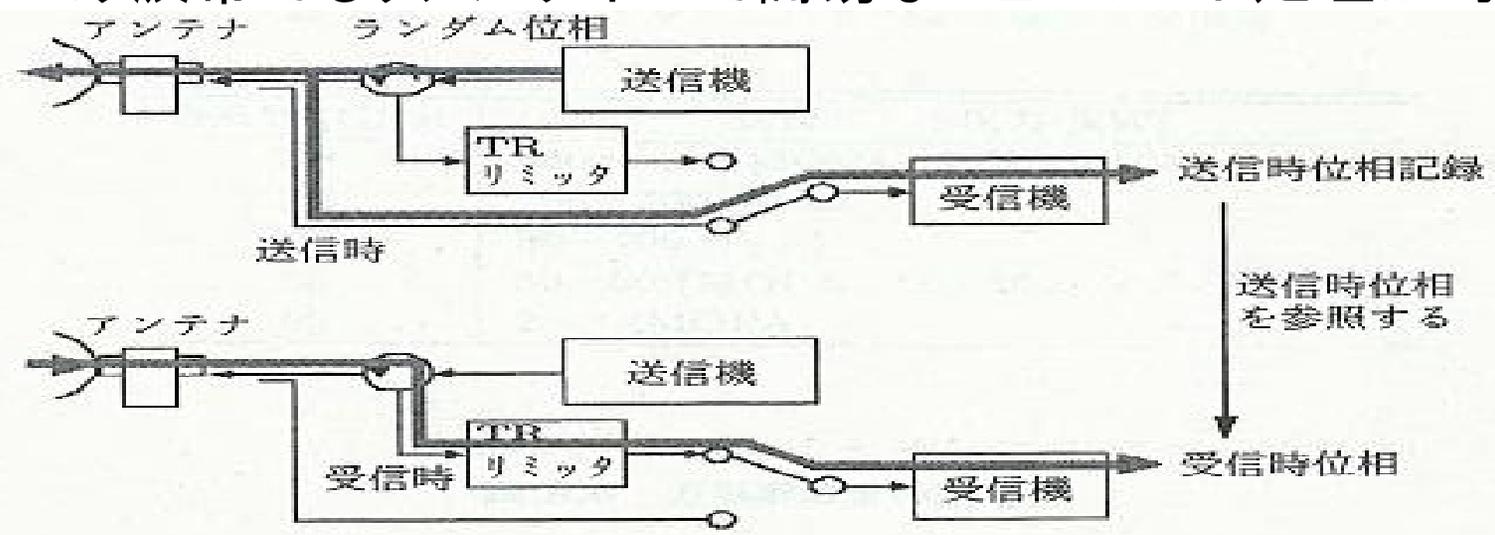
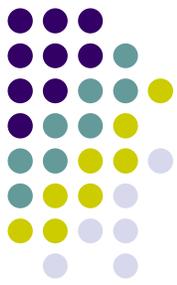


図 8.21 デジタル位相参照方式によるマグネトロンレーダーのコヒーレント処理

マグネトロンレーダーのドップラー観測範囲の確保



- 問題

マグネトロンレーダーではデューティ比の制約からパルス繰り返し周波数を上げることができず、ドップラー観測で折り返しを生じない最大速度を大きくすることが出来ないためドップラー観測範囲を十分確保することが出来ない。

- 対処方法

ダブルパルス送信

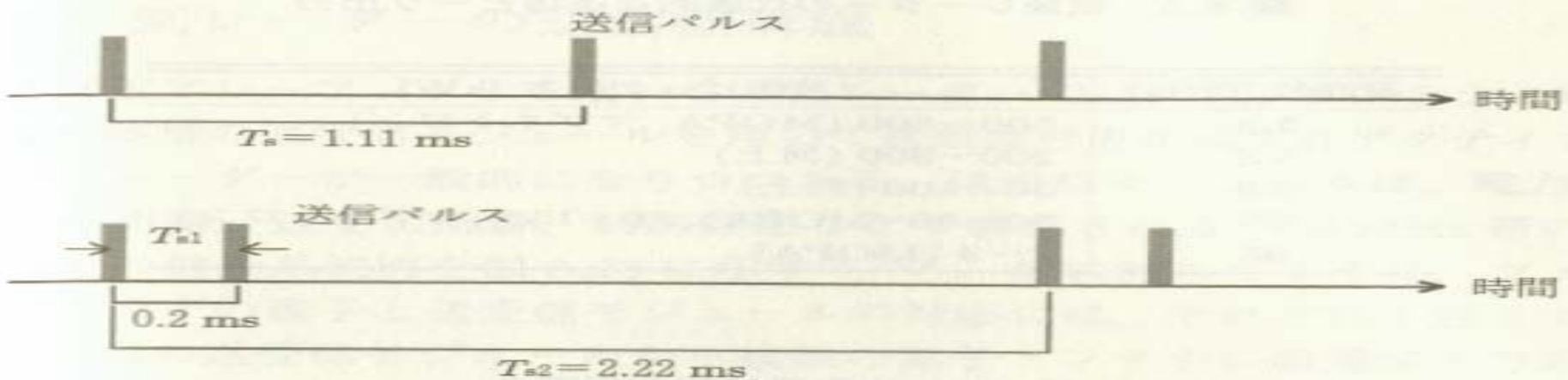
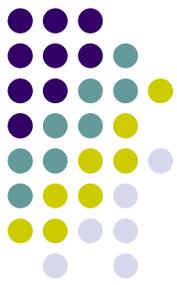


図 8.22 連続パルス送信 (上図) とダブルパルス送信 (下図) の例

しかしこの方式ではFFTなどによるスペクトル解析は出来ない



大気レーダーの送信機構成

- 大気レーダーは送受信モジュールを用いて送信信号を生成するアクティブフェーズドアレイレーダーが一般的
- 送受信モジュールは、電力増幅器、受信機、移相器、送受切替器、制御回路等で構成

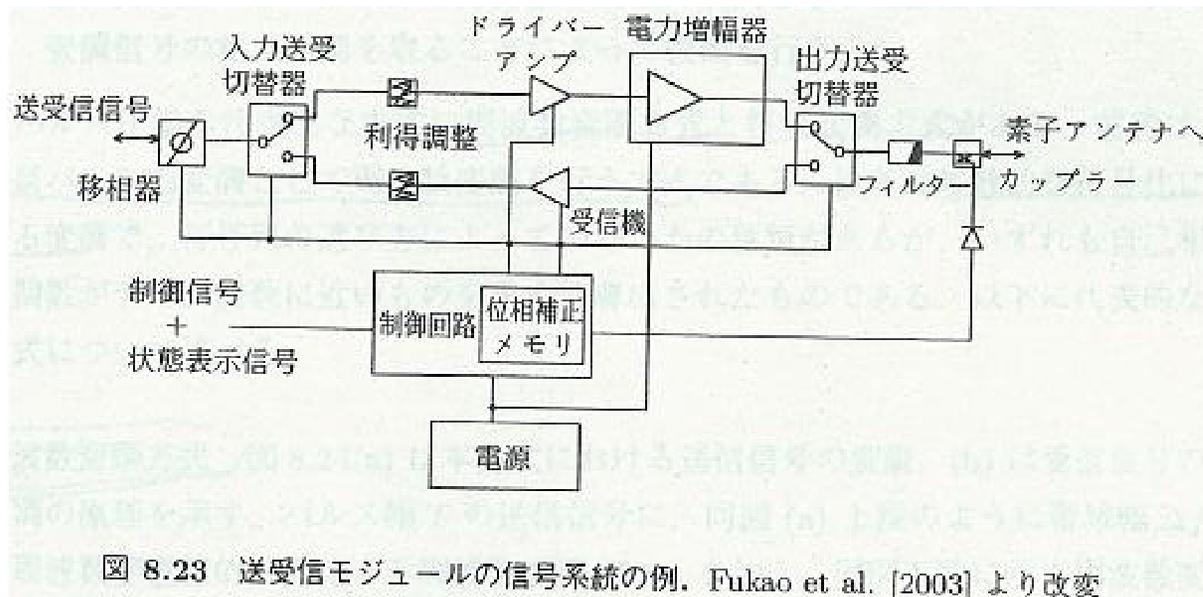
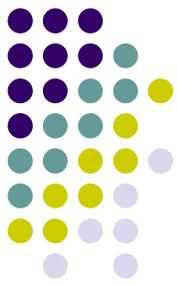
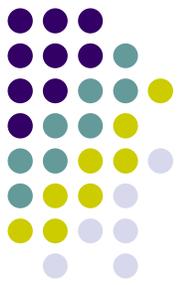


図 8.23 送受信モジュールの信号系統の例, Fukao et al. [2003] より改変



パルス圧縮

- 距離分解能とピーク電力を変えことなくSNRを向上させる手法
- 変調送信パルスを用いて、受信時に復調を施して狭いパルス幅と同等の受信信号
→ 距離分解能とピーク電力を変えことなく等価的にパルス内に含まれる全電力を短い時間帯に集中させることができる。
- パルス圧縮の原理
 1. 送信信号に変調を施した広いパルス幅信号を生成し、変調信号は自己相関関数がデルタ関数に近い擬似ランダム信号をもちいる
 2. 受信時に検波信号と送信変調信号の相互相関を取ることで復調



周波数変調方式

- 周波数変調方式

パルス幅Tの送信信号に周波数変調を行うことでパルス圧縮する方式

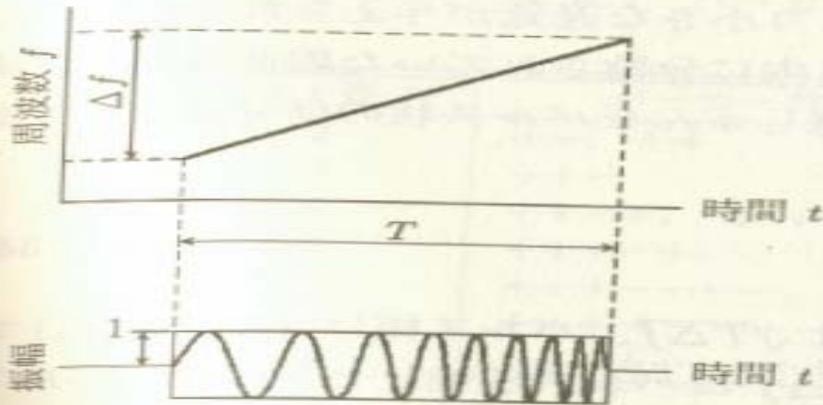
復調信号

$$f(t) = \sqrt{T\Delta f} \frac{\sin \pi\Delta ft}{\pi\Delta ft}$$

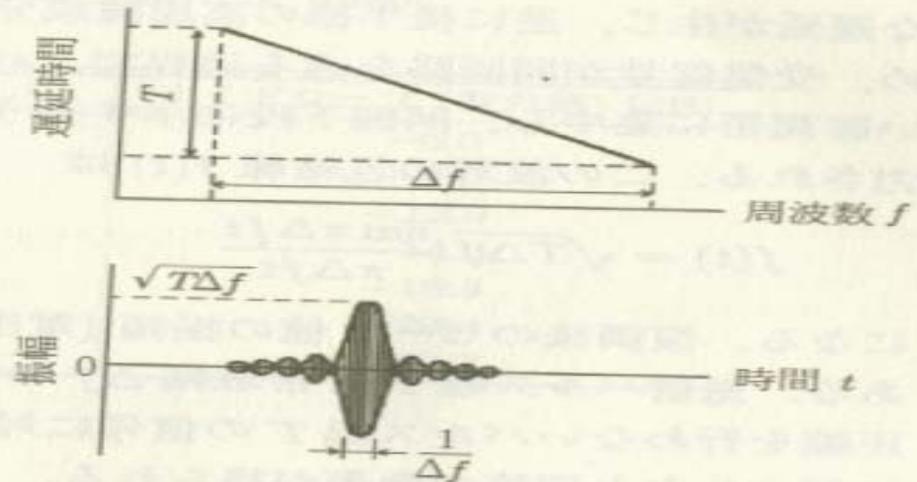
パルス圧縮比



ピーク送信出力が
 $T / \tau_p = T\Delta f$ 倍
 に増大したと同等

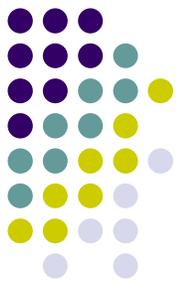


(a) 送信信号に対する周波数変調



(b) 受信信号の復調

図 8.24 周波数変調方式によるパルス圧縮の原理



符号変調方式

- 符号変調方式

離散値を取る符号列で離散位相変調を行うことでパルス圧縮する方式

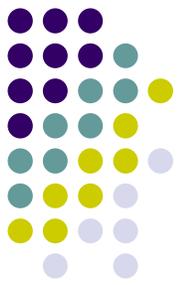
受信時に検波出力と変調符号系列の相互相関を取ることで復調

自己相関関数
$$\phi(k) = \sum_{i=1}^{N-k} X_i X_{i+k} \quad k = -(N-1) \sim N-1$$

2値符号列の自己相関関数は完全なインパルス関数とならないためほかの時間領域に符号サイドローブと呼ばれる漏れ出しが生じる

→抑圧する方法

→バーカー符号、相補系列符号、擬似バーカー符号



各種符号列

- バーカー符号

- 自己相関関数がタイムラグ0でN、それ以外は0、 ± 1
 $|\phi(k)| \leq 1$ を満たす。

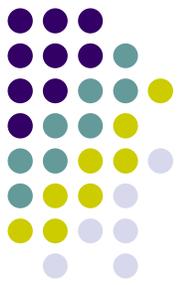
- 相補系列符号

- 2種類の長さの等しく、逆符号で符号サイドローブを打ち消す符号列

→送信周波数が比較的低い大気レーダーによる対流圏や成層圏の観測のように、相関時間が長い受信信号が得られる場合に適している

- 擬似バーカー符号

- バーカー符号でサイドローブの最大値を ± 2 まで拡張



パルス圧縮時の欠偶領域

● 欠偶領域

- レーダーアンテナからパルス幅に相当する距離までは送信波と散乱信号が混在するため復調時に複合ができない領域
- 欠偶領域ではパルス圧縮処理を行っても圧縮比に対応する利得が得られないだけでなく、不要なレンジサイドローブが生じる。

● スパノ符号

- 欠偶領域で復号可能にするための相補系列符号を拡張した符号列
- 下部対流圏レーダーや境界層レーダーを中心に多く採用

表 8.8 スパノ符号に用いられる符号列 [Spano and Ghebrebrhan, 1996b]

ビット長 N	コード名	符号列の例
4	C_1	+ - - -
	C_2	+ + - +
8	C_1	- + + - - - - -
	C_2	- - + + - + - +
	C_3	- - - - + - - +
	C_4	- + - + + + - -



受信機

- RF増幅器
- 受信方式
- 受信機の最適設計
- 位相検波回路
- 受信機の基本構成

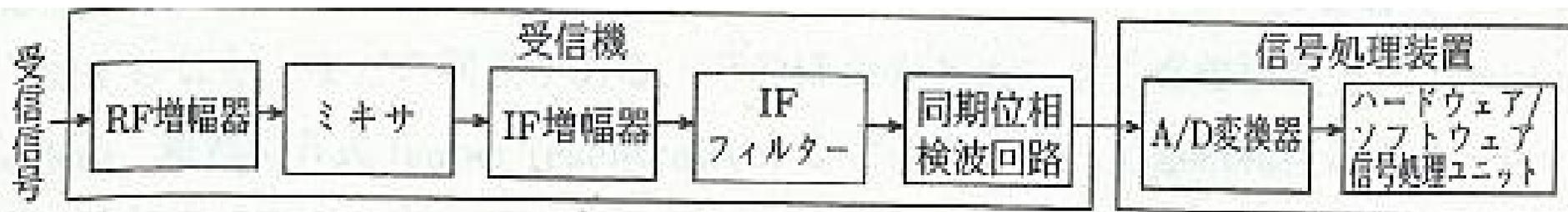
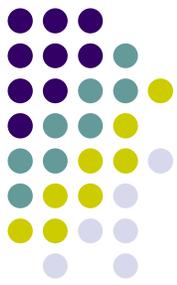


図 8.29 受信系統の基本構成



RF増幅器、受信方式

- RF増幅器
 - 受信機では受信機内部で発生する雑音の低減が重要
 - 標的からの散乱信号が弱いと散乱信号が雑音信号に埋もれてしまい検出不可 ⇒⇒⇒ 受信機の最適設定はSNRを高くする。
 - RF入力の初段増幅器の雑音指数を低減するために低雑音増幅器を用いる
→ 低雑音増幅器の役割: 受信後の極めて微弱なRF信号を極力雑音を増加させずに増幅させる事
 - 代表的な増幅器
 - HEMT、GaAs FET、MES FET、トランジスタ、MMIC

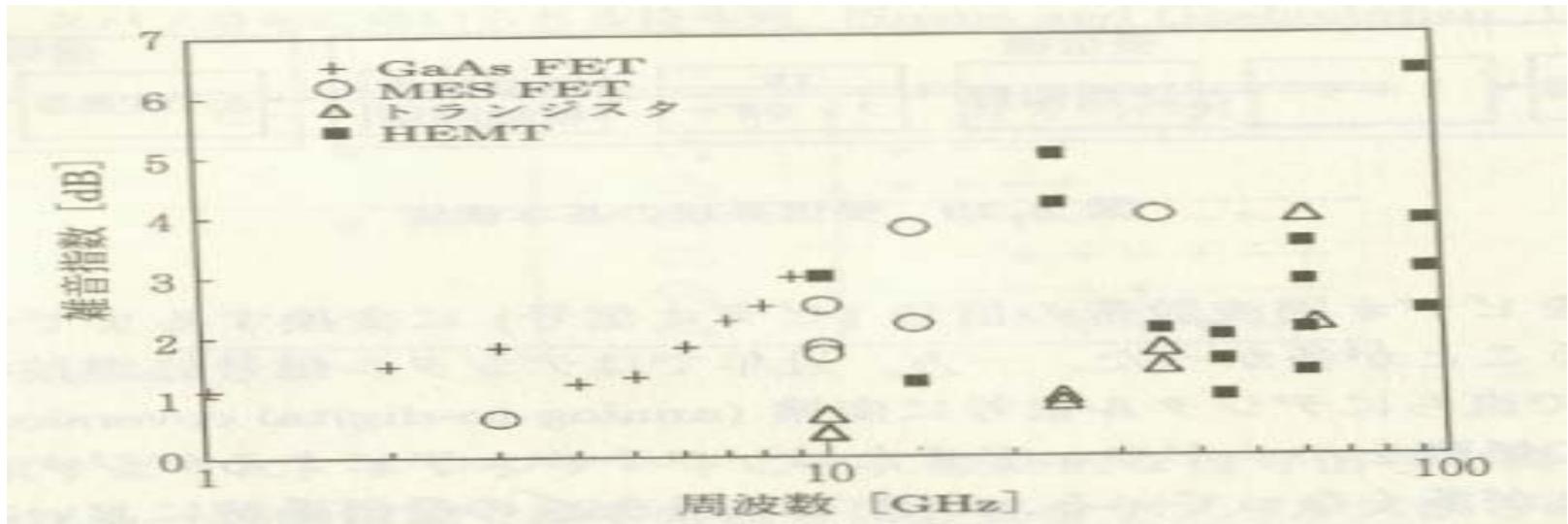
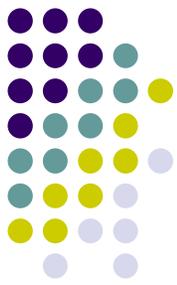


図 8.30 代表的な低雑音増幅器の特性



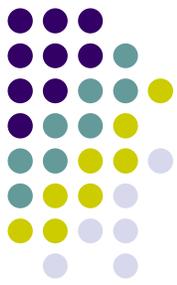
受信機の最適設計

- IF段階で受信機の特徴を決める重要パラメーター
 - 中心周波数、通過周波数帯域幅、増幅利得、ダイナミックレンジ
- 損失
 - 受信機バンド幅にの制限に伴う損失
 - 整合フィルターに方形パルスを通す場合の損失は1.8dB
 - フィルターの不整合による損失
 - 実際には近似的なフィルターで構成することが多く、フィルターの不整合による損失が通常0.5dB

合計損失は2.3dBと見込んでおく必要あり

表 8.9 整合フィルターとの効率比較. Skolnik [1990] より改変

入力信号波形	フィルター特性	最適バンド幅パルス幅積 ($B_f\tau$)			損失 [dB]
		6 dB 幅	3 dB 幅	全電力	
ガウス型パルス	ガウス型	0.88	0.44	0.50	0
ガウス型パルス	方形	1.05	0.74	0.79	0.51
方形パルス	ガウス型	1.05	0.74	0.70	0.51
方形パルス	5 段単同調	0.97	0.67	0.76	0.51
方形パルス	2 段単同調	0.95	0.61	0.75	0.56
方形パルス	1 段単同調	0.70	0.40	0.63	0.88
方形パルス	方形	1.37	1.37	1.37	0.85



位相検波回路

- 受信信号から振幅、位相の情報を抽出する手順は位相検波で実現される
- アナログIQ検波方式：
IFに変換された受信信号を2系統に分配され同期位相検波に入力し得られたI、Qの二種類の検波後のアナログビデオ信号をA/D変換し以降の信号処理を行う方式
- デジタルIQ検波方式：
IFに変換された受信信号を直接A/D変換し、デジタルフィルターにより、Qの各信号に分離、以降の信号処理を行う方式

表 8.9 整合フィルターとの効率比較. Skolnik [1990] より改変

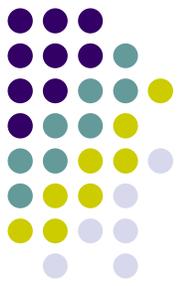
入力信号波形	フィルター特性	最適バンド幅パルス幅積 ($B_f\tau$)			損失 [dB]
		6 dB 幅	3 dB 幅	全電力	
ガウス型パルス	ガウス型	0.88	0.44	0.50	0
ガウス型パルス	方形	1.05	0.74	0.79	0.51
方形パルス	ガウス型	1.05	0.74	0.70	0.51
方形パルス	5 段単同調	0.97	0.67	0.76	0.51
方形パルス	2 段単同調	0.95	0.61	0.75	0.56
方形パルス	1 段単同調	0.70	0.40	0.63	0.88
方形パルス	方形	1.37	1.37	1.37	0.85

デジタルIQ検波方式ではデジタル、ソフトウェアを用いることでIQ検波の精度がアナログIQ検波方式より大きく改善

デジタル信号処理システム



- 信号処理プロセス
- 不要信号の除去
- A/D変換
- スペクトル解析
- 窓関数
- DFTのパラメータ



気象レーダーの信号処理

信号処理プロセス

1. IQ信号をもとに近隣レーダーによる干渉波除去、自レーダーの受信信号のみを選び分ける前置処理
2. 2次エコーの識別・抑圧する処理
3. 地形反射信号を除去する処理
4. FFT、IFFTを用いたスペクトル解析
5. 平均ドップラー速度、速度幅を算出
6. エコー強度、レーダー反射因子から降水強度を算出

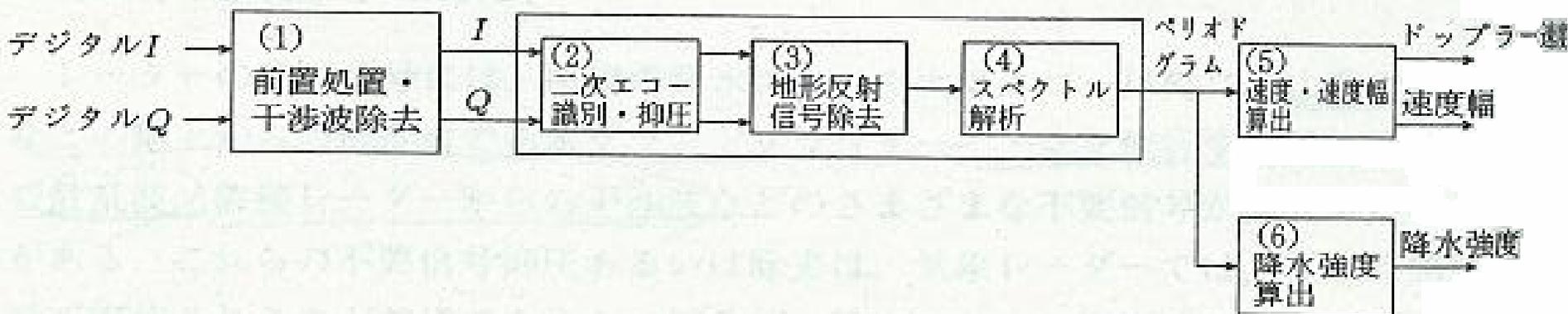
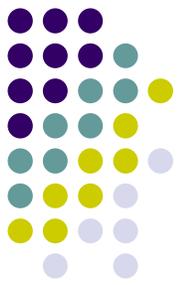


図 8.32 代表的な気象レーダーの信号処理系統



大気レーダーの信号処理

信号処理プロセス

1. パルス圧縮
2. コヒーレント積分、受信機雑音抑圧
3. FFTを用いたスペクトル解析
4. インコヒーレント積分(周波数スペクトラムの平滑化)
5. 雑音レベル、スペクトルパラメータ推定
6. スペクトル処理に基づく干渉波および地形反射信号の除去処理
7. 平均ドップラー速度、速度幅、エコー強度高度プロファイル作成

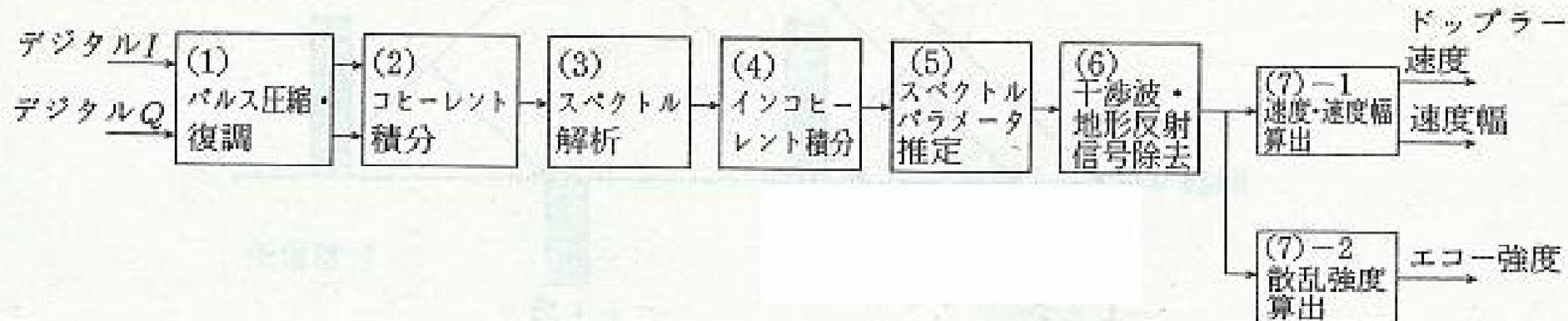
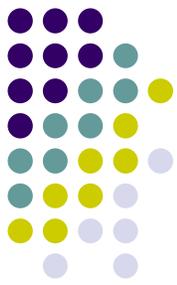


図 8.33 代表的な大気レーダーの信号処理系統



不要信号の除去

- 2次エコーの抑圧
- グラウンドクラッター除去
- 航空機などによる散乱信号の除去

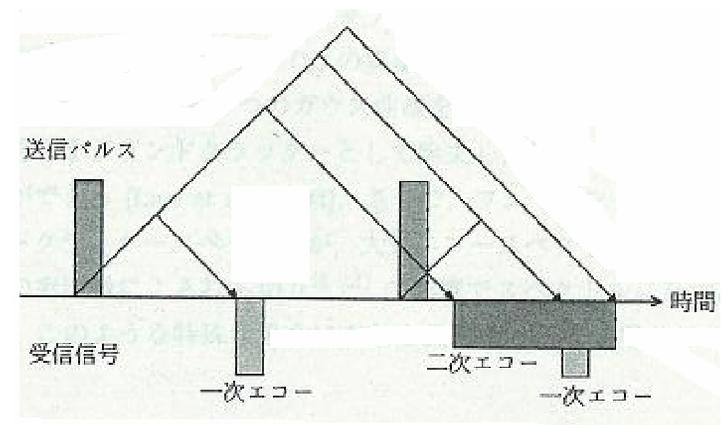


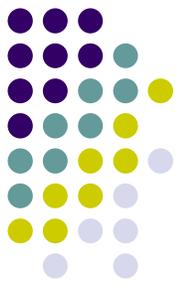
図 8.34 1次エコーに重畳して受信される2次エコーの模式図

気象レーダー

当初時間領域で不要信号除去処理が行われていたが、デジタル処理技術の進歩により最近では周波数領域で除去

大気レーダー

周波数領域で不要信号除去、最尤法、最大エントロピー法



2次エコーの除去

m番目の送信パルスに対する受信信号

$$V_m = V_{m1} + V_{m2} + N_m$$

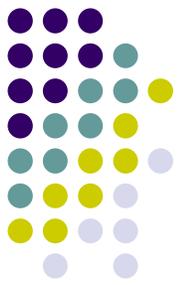
位相補正すると、

$$V_m e^{-j\Phi_m} = V_{m1} e^{-j\Phi_m} + V_{m2} e^{-j\Phi_m} + N_m e^{-j\Phi_m}$$

$$V_m e^{-j\Phi_m} = V_{m1s} + V_{m2s} e^{-j(\Phi_m - \Phi_{m-1})} + N_m e^{-j\Phi_m}$$

FFTを行うことで1次エコー成分だけ抽出、2次エコー成分のスペクトルは拡散

→実際は2次エコーの拡散により見かけの雑音が増加し1次エコーに対するSNRが劣化する。それをさけるため2次エコースペクトルを抽出、抑圧した後逆フーリエ変換で時間領域の信号に変換し1次エコーに着目して再度FFTを行う



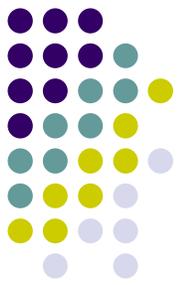
グランドクラッター除去、散乱信号除

● グランドクラッター除去

- 通常はドップラー速度が0近辺のスペクトルを除去
→しかし、グランドクラッターと分離できない場合多い
- 最尤法でフィッティングして除去する方法も [Law et al., 1994]
- 信号処理ハードウェアの処理速度向上でリアルタイム処理

● 航空機などによる散乱信号の除去

- 航空機エコーが混在する速度スペクトルは、スペクトル解析結果が時間・高度で連続しないことから容易に識別・除去可能
- 渡り鳥エコーも測定されることもあるが、除去するアルゴリズムが既に実用化されている



A/D変換

- ダイナミックレンジ

最小ビット幅

$$\Delta = \frac{2V_{op}}{2^N - 1}$$

最大ダイナミックレンジ

$$D_{r_{max}} = 20 \log \frac{V_{op}}{\Delta}$$

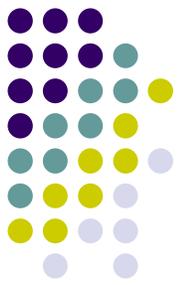
- 量子化雑音

量子化誤差によって発生する雑音電力

$$\overline{x^2} = \sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx = \left[\frac{x^3}{3\Delta} \right]_{-\Delta/2}^{\Delta/2} = \frac{\Delta^2}{12}$$

- A/D変換による信号対雑音比の劣化

$$I_{SN} = \frac{1}{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta}{\sigma_n} \right)^2}$$



スペクトル解析、窓関数、DFTパラメータ

- FFT(高速フーリエ変換)
 - 小さな基数点数でDFTを行うアルゴリズム
 - DITFFTとDIFFFTの2種類のアルゴリズムがある
- 窓関数
 - 離散的なデータを用いるDFTでスペクトルに生じるひずみを抑えるために施される
 - 方形窓、ハニング窓、ハミング窓、ブラックマン窓
- DFTパラメータ
 - 周波数分解能と周波数帯域幅の関係式

$$\Delta f \geq \frac{2W_B}{M}$$