

# レーダーにおける距離計測とパルス圧縮技術

## 1 距離分解能

レーダーで目標までの距離を測定するためには様々な方法が用いられるが、最も直感的なのが、短いパルスを送信してエコーが返ってくるまでの時間を測定する方法である。この方法を用いて 1925 年に、すでに電離層の高度が測定されている。これがパルスレーダーの最初の例である。

空気中の電波の伝搬速度は、通常は光速  $c$  にほぼ等しいので、エコーの遅延時間  $t_d$  から、目標までの距離は

$$r = \frac{ct_d}{2} \quad (1)$$

によって簡単に求められる。実際には一つの送信パルスに対して様々な距離の目標からの信号が受信される。そこで受信信号強度を遅延時間の関数として表示すると、散乱強度の距離特性  $P(r)$  が得られる。このような表示を A スコープと呼び、最も基本的なレーダーの表示方法である。レーダーアンテナビームを方位  $\theta$  方向に回転させながら観測する多くの監視レーダーの場合は、2次元画面上に極座標表示を用いて  $P(r, \theta)$  を輝度変調で表示する方法が一般的である。これを PPI (Plan Position Indicator) と呼ぶ。また、アンテナビームを仰角方向に走査する場合は同様の2次元表示が距離と高度に関する RHI (Range-Height Indicator) となる。さらに方位角と共に仰角方向についても走査する3次元走査レーダーの場合は、受信信号を3次元座標に対応するメモリに格納した上で、指定した高度面に対する2次元極座標表示を行う CAPPI (Constant Altitude PPI) が多く用いられる。

パルスレーダーでは、一定のパルス間隔  $T$  で送受信を繰り返すのが通例であるので、観測できる最大距離は、レーダー方程式で与えられる感度上の制約とは別に

$$r_{\max} \leq \frac{cT}{2} \quad (2)$$

によっても制限される。これより遠い距離からのエコーが無視できない場合には、複数のレンジからのエコーが同時に受信され、区別ができなくなる。この現象をレンジエリアシング (range aliasing) と呼ぶ。従って、パルス間隔はレンジエリアシングが問題とならない程度に大きく設定する必要がある。

一方、観測可能な最小距離は、同一のアンテナを送受信に用いる場合、理想的には送信が終了する時間により定まり

$$r_{\min} = \frac{c\Delta t}{2} \quad (3)$$

となる。ここに  $\Delta t$  はパルス長である。ただし、実際にはアンテナを送信機から受信機に切り替えるには有限の時間が必要であり、その時間を  $\Delta t$  に加算する必要がある。パルス長とパルス間隔の比  $\Delta t/T$  をデューティ比と呼ぶ。平均送信電力は、ピーク送信電力とデューティ比の積で与えられる。

ある瞬間に受信される信号は、

$$\Delta r = \frac{c\Delta t}{2} \quad (4)$$

の距離範囲から返ってきた信号を含むことになる。この  $\Delta r$  を距離分解能と呼ぶ。これを小さくするにはパルス長を短くすればよいが、パルス長とパルスの占有帯域幅  $B$  には

$$B \simeq \frac{1}{\Delta t} \quad (5)$$

の関係があるので、

$$\Delta r \simeq \frac{c}{2B} \quad (6)$$

となり距離分解能は占有帯域幅に反比例する。同じ電力を使う場合、帯域幅が広がると、それだけ信号対雑音比 (S/N 比) が小さくなって探知距離が減少してしまう。従って分解能と探知距離は相反することになる。

上記の距離分解能の考察は、実は厳密ではない。仮に目標物体の大きさ (距離方向の広がり) が  $\Delta r$  より十分小さいことがわかっていれば、受信される信号  $g(t)$  は、送信信号  $f(t)$  を時間  $t_d$  だけ遅延させ、振幅を減衰させた波形となる。

$$g(t) = Af(t - t_d) \quad (7)$$

従って、送信波形と受信波形を比較すれば遅延時間を正確に決定することができることになる。これには、両者の相互相関関数

$$\rho_{fg}(\tau) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} f(t)^* g(t + \tau) dt = A\rho_f(\tau - t_d) \quad (8)$$

を計算し、その値が最大となる  $\tau$  の値を求めればよい。ここに  $f(t)$  は位相を含めて複素数と考え、 $*$  は複素共役を表すものとする。 $\rho_f(\tau)$  は送信信号の自己相関関数

$$\rho_f(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)^* f(t + \tau) dt \quad (9)$$

であり、その定義より  $f(t)$  の形にかかわらず常に  $\tau = 0$  で最大値を取る。またその値は送信電力  $P_t$  に等しい。

しかし、現実には受信信号には雑音が含まれ、また上式の積分は有限の長さについてしか行うことができない。この場合の推定誤差の目安として、 $\rho_f(\tau)$  が最大値の  $1/2$  となる距離を距離分解能と定義する。送信波形が長さ  $\Delta t$  の矩形波の場合、 $\rho_f(\tau)$  は幅  $2\Delta t$  の三角形となり、距離分解能は  $c\Delta t/2$  となる。

## 2 パルス圧縮

パルス長を保ったまま距離分解能を向上させるためには、送信波形を工夫してその相関関数の幅を狭めればよいことがわかる。これには、送信信号に何らかの変調を加えて帯域を広げることが必要となる。一般に帯域幅を  $N$  倍にすると相関関数の時間幅はおおよそ  $1/N$  となるので、距離分解能も  $1/N$  となる。ただし、帯域の増加に伴って背景雑音電力も  $N$  倍になるため、S/N 比が向上する訳ではない。すなわち、変調の効果は、もとの送信電力を長さが  $1/N$  の短いパルスに集中させたことと等価である。このようにこのように長いパルスに変調を加えて距離分解能を改善する手法をパルス圧縮 (pulse compression) と呼ぶ。パルス方式のレーダでは、多くの場合送信機出力は平均送信電力と共にピーク送

信電力についても制約されている。パルス圧縮は、特にピーク電力の制約がシステム性能を決定する条件のもとで、平均電力のみを上げることで等価的にピーク送信出力を上げるのと同様の効果をもたらす技術である。

パルス圧縮の最も単純な方式は、送信信号周波数  $\omega$  を、

$$\omega = \omega_0 + \frac{\omega_c}{t_d} t \quad (0 \leq t \leq t_d) \quad (10)$$

のようにパルス送信中に直線的に変化させるものである。これをチャープ (chirp) 方式と呼び、アナログ回路で比較的容易に実現できるので、古くから利用されている。式 (9) の自己相関の操作は、3 節に述べるように、 $f(-t)$  の特性を持つ受信フィルターを通すことに相当する。すなわち、この場合の受信機は、時間と共に周波数が直線的に減少する特性とする。チャープ方式では、送信信号の周波数スペクトルは、幅  $\omega_c$  の矩形となるので、自己相関関数は

$$\rho_f(\tau) = P_t \frac{\sin(\pi\omega_c\tau)}{\pi\omega_c\tau} \quad (11)$$

となり、距離分解能はほぼ  $c/2\omega_c$  となるが、時間的には振動型となる。

自己相関関数が  $\tau = 0$  から離れた領域で 0 でない値を持つと、目標から離れた距離に存在する微弱な目標からのエコーとの識別ができなくなる。これは、アンテナのサイドローブと同様の影響を持つことから、レンジサイドローブと呼ばれる。従って、送信信号波形としては、その相関関数の幅が小さいことと同時に、レンジサイドローブがなるべく小さいことが要求される。チャープ方式の場合は、周波数変調と同時に、振幅にも滑らかな重みを与えることで自己相関関数の振動を抑え、レンジサイドローブを抑圧することが可能である。

レーダにおいても、最近は信号処理を可能な限りデジタル化する傾向が強い。自己相関の処理をデジタル信号処理で行う場合には、離散的な変調を用いることが有利であり、その代表的なものとして 2 値位相変調が多く用いられる。これは、パルスを  $N$  ビットの区間に分割し、それぞれの区間をあらかじめ定められた符号に従って 0 または  $\pi$  の位相で変調するものである。この方式は、送信時には位相を変えるかわりに、振幅を  $+1$  と  $-1$  で変調することで容易に実現できる。受信時にも、同期検波を行うことにより  $\pm 1$  の振幅を持った信号が復元できる。

変調符号を

$$a_i = \begin{cases} 1 \\ -1 \end{cases} \quad (i = 1, \dots, N) \quad (12)$$

とすると、符号の自己相関関数は、

$$\rho_j = \rho_{-j} = \sum_{i=1}^{N-j} a_i a_{i+j} \quad (j = 0, \dots, N-1) \quad (13)$$

で与えられる。上式で  $j \neq 0$  における値がレンジサイドローブの強度を与える。その絶対値の理論的最小は、 $j$  が奇数の場合には 1、偶数の場合には 0 であることが明らかである。この条件を満たす符号は、Barker 符号と呼ばれ、比較的小さな  $N$  については全ての組合わせを調べることで容易に探すことができる。表 1 にそれらを示す。この符号は  $N \leq 13$  について存在することが知られている。

表 1: Barker 符号

N	$a_i$	$\rho_j$ ( $j = 0, \dots, N - 1$ )
2	++	2 +
2	+ -	2 -
3	++ -	3 0 -
4	++ - +	4 - 0 +
4	+++ -	4 + 0 -
5	+++ - +	5 0 + 0 +
7	+++ - - + -	7 0 - 0 - 0 -
11	+++ - - - + - - + -	11 0 - 0 - 0 - 0 - 0 -
13	+++++ - - + + - + - +	13 0 + 0 + 0 + 0 + 0 +

単一の 2 値位相変調を用いる限り、これよりよい特性の符号は存在しないが、上述のように、目標の時間的変化が小さい場合には、複数のパルスからのエコーを足し合わせるコヒーレント積分が利用できる。この場合には、加算される各パルスに同じ符号を用いる必要はなく、複数の符号を利用することによってさらにレンジサイドローブを抑圧することが可能となる。長さ  $N$  の 2 つの符号  $a_i$  と  $b_i$  を考え、それぞれの自己相関関数を  $A_j$  と  $B_j$  とする。このとき、これらを加えたものが

$$A_j + B_j = \begin{cases} 2N & (j = 0) \\ 0 & (j \neq 0) \end{cases} \quad (14)$$

という条件を満たすとき、これらを相補 (Complementary) 符号と呼ぶ。この条件は、全くレンジサイドローブを持たないことを意味し、理想的なパルス圧縮となる。例えば  $N = 2$  の場合について、 $a_i = \{1, 1\}$ ,  $b_i = \{1, -1\}$  が相補符号を構成することが容易に確かめられる。

相補符号には、次のような重要な性質がある。長さ  $N$  の相補符号を元に、長さ  $2N$  の符号の組

$$\begin{aligned} c_i &= a_i + b_{i-N} \\ d_i &= a_i - b_{i-N} \end{aligned} \quad (1 \leq i \leq 2N) \quad (15)$$

を作る。ただし、

$$a_i, b_i = 0 \quad (i < 1, i > N) \quad (16)$$

とする。すなわち、 $a_i$  の後ろに  $b_i$  を連結したものを  $c_i$  とし、 $a_i$  の後ろに  $b_i$  の符号を反転して連結したものを  $d_i$  とする。このとき、これらの符号の自己相関関数は、それぞれ

$$C_j = A_j + B_j + \sum_{i=1}^{2N-j} (a_i b_{i+j-N} + a_{i+j} b_{i-N}) \quad (17)$$

$$D_j = A_j + B_j - \sum_{i=1}^{2N-j} (a_i b_{i+j-N} + a_{i+j} b_{i-N}) \quad (18)$$

となるので、これより明らかに  $c_j$  と  $d_j$  は長さ  $2N$  の相補符号を構成する。この操作を繰り返すことにより、上記の  $N = 2$  の場合から出発して長さ  $N = 2^m$  の相補符号を作るこ

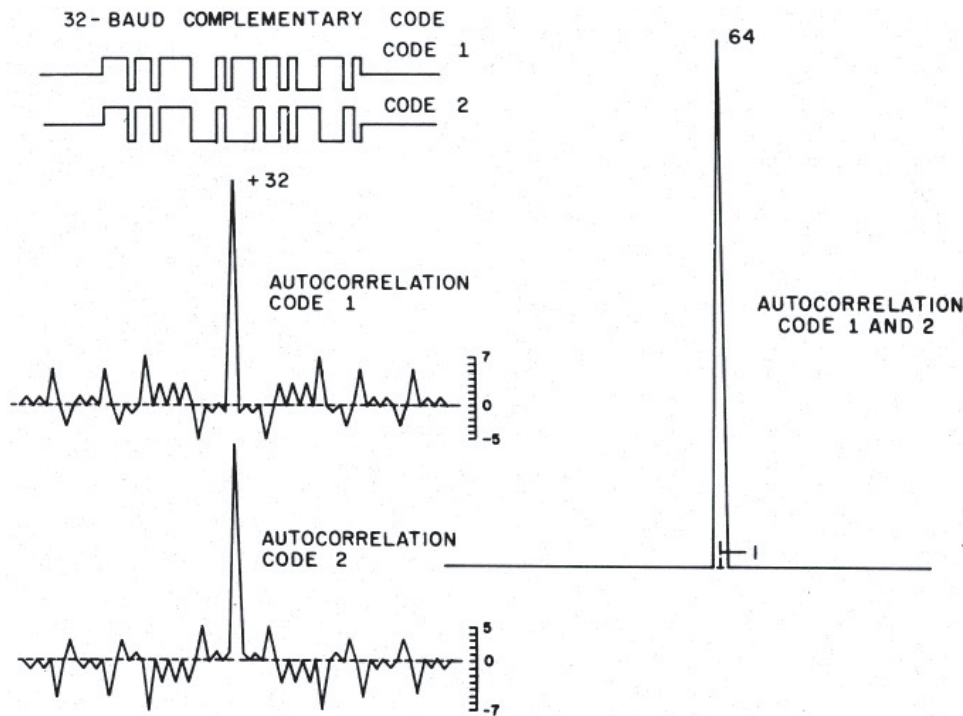


図 1: 相補符号の自己相関関数の例 ( $N = 32$ )。

とができる。他に  $N = 5$  についても相補符号の存在が知られているので、これをもとにすると  $N = 5 \cdot 2^m$  の符号を作ることでもある。図 1 に、 $N = 32$  の場合について相補符号を構成する各符号とその自己相関関数、および合成された自己相関関数の例を示す [1]。

ただし上記の議論は、目標が完全に静止している場合にのみ成立する。目標が運動している場合の特性の劣化については 3 節で議論するが、相補符号は複数のパルスにわたる時間についての相関が必要であり、単一のパルスで圧縮の行える Barker 符号等にくらべて劣化が激しい。従って、この符号が有効であるのは、中層大気レーダー観測など、ドップラ - 偏移の比較的小さな目標に限られる。

離散変調には、この他にデジタル通信に用いられる多値振幅変調や多相変調などが存在する。これらをそれぞれレーダのパルス圧縮に利用することも可能であり、Barker 符号より優れたレンジサイドローブ抑圧特性を持つものも知られているが、送受信システムの線形性や位相特性に対する要求が厳しくなり、システムは複雑となる。

### 3 ドップラ - 偏移を有する信号のパルス圧縮

信号がドップラ - 偏移を伴う場合は、あいまい度関数によってレンジサイドローブ抑圧特性を評価する必要がある。すなわち、時間軸に沿っては優れた特性を持つパルス圧縮符号でも、周波数軸を含めた 2 次元空間で原点から離れた領域に大きな出力を持つ場合には、ドップラ - 偏移によって特性が劣化することを意味する。所望信号のドップラ - 周波数スペクトルを  $S(\omega_d)$  とすると、パルス圧縮符号を用いた場合の受信電力は

$$P(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega_d)A(\omega_d, t)|^2 d\omega_d \quad (19)$$

で与えられる。この場合に、レンジサイドローブ抑圧比を

$$\Gamma \equiv \frac{P_s}{P_c} \quad (20)$$

で定義する [2]。ここに、

$$P_s = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\Delta t}^{\Delta t} |S(\omega_d)A(\omega_d, t)|^2 dt d\omega_d \quad (21)$$

$$P_c = \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{-\Delta t} + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\Delta t}^{\infty} \right] |S(\omega_d)A(\omega_d, t)|^2 dt d\omega_d \quad (22)$$

$$(23)$$

は、それぞれ信号領域とレンジサイドローブ領域の電力であり、 $\Delta t$  はパルス圧縮符号の 1 ビット (これをサブパルスと呼ぶ) の長さである。

例えば相補符号はドップラ - 偏移がない場合 (すなわち  $S(\omega_d) = \delta(\omega_d)$  となる場合) には無限大の抑圧比を持つが、そのあいまい度関数は

$$A(\omega_d, t) = A_A(\omega_d, t)e^{-j\frac{\omega_d T}{2}} + A_B(\omega_d, t)e^{j\frac{\omega_d T}{2}} \quad (24)$$

で与えられる。ここに  $A_A(\omega_d, t)$  および  $A_B(\omega_d, t)$  はそれぞれ相補符号を構成する二つの符号のあいまい度関数である。この式より容易にわかるように、パルス間隔  $T$  が増大すると二つの符号のあいまい度関数は異なる位相を持って加算されるようになり、レンジサイドローブが相殺されなくなる。これに対して、Barker 符号等の単一パルスで圧縮の可能な符号の場合は、位相回転はパルス長  $N\Delta t (\ll T)$  の範囲についてのみ考えればよく、ドップラ - 偏移の影響は小さい。

相補符号のドップラ - 偏移による特性劣化を補償する方法として、1 組ではなく、多数の相補符号の組を用いる方法が提案されている [3]。(15) 式を用いて相補符号を連結する際、二つの符号の前後の入れ替えや、一方の符号の反転を行っても相補性は保たれるため、多数の異なる符号の組を生成することが可能である。これらの異なる相補符号の組を時間的にさまざまに配列し、その中で  $\Gamma$  が大きなものを選ぶことにより、特性劣化を著しく改善することができる。

## 参考文献

- [1] R. F. Woodman, High-altitude resolution stratospheric measurements with the Arecibo 430-MHz radar, *Radio Sci.*, Vol. 15, pp. 417-422, 1980.
- [2] K. Wakasugi and S. Fukao, Sidelobe properties of a complementary code used in MST radar observations, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, Vol. 23, pp. 57-59, 1985.
- [3] E. Spano and O. Ghebrebrhan, Sequences of complementary codes for the optimum decoding of truncated ranges and high sidelobe suppression factors for ST/MST radars systems, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, Vol. 34, pp.330-345, 1996.