

最近のレーダ技術と自動車への応用

Radar Technology and its Automotive Application

山 根 國 義⁽¹⁾
Kuniyoshi Yamane



要 旨

本稿はレーダ技術の基本的な考え方を解説し、自動車用レーダへの応用を論じたものである。はじめに、レーダをシステムという側面から眺め、最近のレーダ技術が指向している方向を示した。また、レーダの基本性能について触れたのち、レーダに用いられる各種の距離および方位測定方式を解説している。つぎに、自動車用レーダへの応用として、まず衝突防止レーダに望まれる機能・性能などの要件を検討し、その要件を満たす新しい方式として、衝突の危険性と切迫度を自動検出できる距離・速度2次元レーダを紹介している。さらに、方位情報の計測法として、車体に固定した小型・少素子のアレーアンテナを用いた新しい電子的ビーム走査技術についても紹介している。

This paper describes the basic concept of radar technology and its automotive application. First, the latest trend of the research on radar is discussed from standpoint of system engineering. Secondly, after the basic performance of radar is mentioned, the typical systems for range and for direction measurement used in radar are described. Thirdly, both the function and the performance desirable for a collision warning radar are discussed. Fourthly, as a new system conformable to such request, a range-speed radar which can detect the probability of collision and the degree of urgency is presented. Lastly, a new beam steering system for measuring the angle information of the target field is also presented.

(1) 京都工芸繊維大学工芸学部電子情報工学科

1. ま え が き

自動車の安全性を高めることは現代社会に課せられた重要な課題であり、近年になって安全性を高める様々なシステムが開発されるようになった。すでに商品化されている例に先行車との距離と接近速度を検出し、追突の危険を運転者に知らせるレーザレーダがある。これは運転者の視覚を補う初の実用システムという点で興味深い、雨や霧に弱い赤外線を用いているため荒天時の性能が劣化するという弱点がある。天候に関係なく同様な機能を期待できるものに電波を用いたレーダがある。自動車用レーダは比較的古くから研究されてきたが、道路形状や路側構築物などの影響を受け易いなど航空機や船舶用のレーダには見られなかった特有の問題があり、未だ十分なシステムは実現されていないのが現状である。

そこで、本稿では自動車用レーダについての理解を深めることを目的として、まずレーダ工学の分野で培われてきた技術を概観し、その上で自動車用レーダへの応用について考察するとともに、現在検討中の新しいシステムについても紹介する。

2. システムとしてのレーダ

レーダ (radio detection and ranging) は、その語源からわかるように、電波を放射して、反射波の有無と電波の伝搬時間から目標の存在とその距離を知る無線装置である。ここに、伝搬時間とは電波の発射から受信までの時間で、目標距離 r はその測定値 τ を用いて次のように求められる。

$$r = c \tau / 2 \quad (1)$$

ただし、 c は光速で 3×10^8 m/s である。なお、実際のレーダでは、上述の他にアンテナ指向性を利用した方位検出機能を持つものが多い。

このようなレーダの技術は電気・電子系の広範な分野に跨るが、ここではレーダをシステムとして把え、その全体を包括的に論じてゆく。

レーダが外界を検知するとき「送信機で発生した電波を、アンテナから放射し、目標からのエコーを受信機で増幅・検波し、表示器の上に映像化する」という順に機能する。これよりレーダは送信機、受信機、アンテナ、表示器の4つのサブシステムから構成されることがわかる。しかし、これだけでは単に“センサとしてのレーダ”であって、現代のレーダでは図-1に実線で示すように5番目のサブシステムである信号処理機が加わるのが普通である。信号処理機とは、レーダエコーの情報を人間が認識し易い形に加工するもので、具体的には以下に示す機能をもつ。

- (a) レーダ映像に現れるクラッタ（検出したくない物体からの不要反射：例えば、船舶レーダでは海面や橋梁の反射など）像を抑圧する信号処理で、通常ドップラ効果を利用してこれを実現する。
- (b) 最近の高分解能レーダでは、受信エコーを一旦信号処理することで映像を組立てるものが多い。このような方式では、信号処理そのものが方式の中心的役割を果たすことになり、もちろんその内容は各方式ごとに異なる。
- (c) ^{脚注1)}レーダを用いる最終的な目的は、目標の位

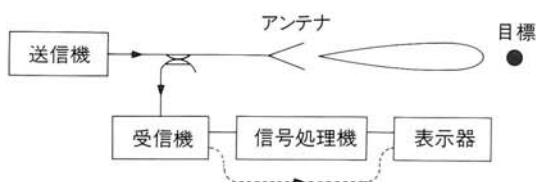


図-1 レーダのシステム構成
Fig.1 Block diagram of radar.

置や動きを検知し、追尾、予測して所要の対処法を発見することにある。従来人間が行ってきたこの処理をレーダに行わせるもので、自動検知、自動追尾、予測計算などそれにあたる。

以上からわかるように、信号処理はレーダの有効性を一挙に高めるもので、現代のレーダは信号処理機能をもたせることにより“センサとしてのレーダ”から“プロセッサとしてのレーダ”に進歩したと言える。今後とも信号処理はレーダの中で一層大きな地位を占めて行くと考えられる。

3. レーダの性能 ^{(1) (2) (5)}

レーダの性能は主に、最大探知距離、最小探知距離、距離および方位分解能の4つによって決まり、それぞれは以下のように説明される。

レーダの検出信号は目標までの距離 r が大きくなるほど弱くなり、ついには受信できなくなる。この限界を最大探知距離 $r_{\max}$ と呼び、レーダの受信電力 W_r を記述するレーダ方程式

$$W_r = \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 r^4} W_t \quad (2)$$

に受信機の検出可能最小電力 $W_{r_{\min}}$ を加味することによって、次式のように求められる。

$$r_{\max} = \left\{ \frac{G^2 \lambda^2 \sigma W_t}{(4\pi)^3 W_{r_{\min}}} \right\}^{1/4} \quad (3)$$

ただし、 G はアンテナ利得、 λ は送信波長、 σ は目標のレーダ断面積、 W_t は送信電力である。

また、距離を表すエコーの遅延時間は、目標までの距離が短くなるほど小さくなり、ついには送信波と重なって判別が困難になる。この限界を与

える距離を最小探知距離という。

さらに、距離方向に離れた2目標からのエコーはその間隔に応じた時間差をもって受信されるため、間隔が小さくなると両エコーが重なって受信されるので両目標を分離・識別できなくなる。その限界となる最小の目標間距離を距離分解能という。

最後に、方位分解能 δ_r とは方位方向に近接した2つの目標が分離・識別できるための距離差であり、レーダビームの広がり角を β [rad]、目標までの距離を r [m] とすると $\delta_r = \beta \cdot r$ で与えられる。

4. 距離測定的方式

レーダに用いられる各種の距離測定法を、それに必要な信号処理と共に概観しておく。

4.1 パルス法 ^{(2) (3) (4)}

パルス変調した送信波のエコーの遅延時間 τ を、例えば図-2のようにCRTの画面上で計測して、目標距離 $r_{\min}$ を決定する方式であり、この場合エコー強度の時間的変化が観測域の映像になる。

最小探知距離 $r_{\min}$ はパルス幅（継続時間） T の間に電波が往復する距離で、また分解能 δ_r は近接した2目標のエコーの受信時間差がパルス幅に等しくなる目標間距離で与えられ、ともに

$$\delta_r = r_{\min} = cT/2 \quad (4)$$

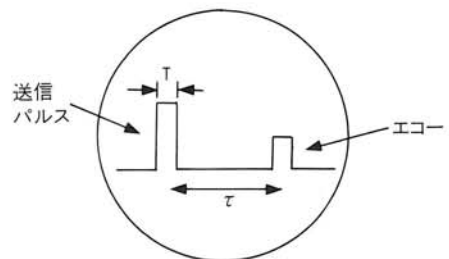


図-2 パルス法による測距 (Aスコープ画面)
Fig.2 Range measurement by pulse method.

脚注1) “レーダ情報処理”とも呼ばれるが、ディジタル信号処理が一般化してきた現在、特に区別する意味がないと考えて信号処理に含めた。

となる。これより、送信パルスの幅が細いほど高分解能でしかも近くまで検知できることになるが、パルスを細くした分だけ平均送信電力は小さくなって最大探知距離が短くなる。これはパルスのピーク電力を増すことである程度カバーできるが、素子・回路の耐圧の関係で限界がある。

パルス法における信号処理としては、固定目標をクラッタと見て、移動目標だけを検出するMTI (Moving Target Indication) が知られている。搬送周波数が f_0 、繰返し周波数が f_r のパルスエコーは f_0 の前後に f_r ごとのスペクトルを伴うが、目標が接近速度 v で移動している場合にはスペクトル全体がドップラ効果をうけて

$$f_d = 2 f_0 v / c \quad (5)$$

だけ偏移する。そこで、このエコーを f_0 を中心とし f_r ごとの遮断周波数をもつ図-3のMTIフィルタに通せば、固定目標による成分が遮断され、移動目標の成分だけを映像化することができる。

4.2 パルス圧縮法

すでに述べたように、パルス法で遠方を高い分解能で探知するには、“大電力で尖鋭”という相反する要件を満たす送信パルスが要求される。ところが、現在のレーダ工学では探知距離は平均送信電力に、また分解能は送信波の占有帯域幅に依存することがわかっている。これに基づく方式と

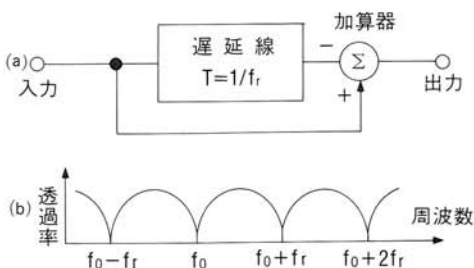


図-3 MTIフィルタ(a)とその特性(b)

Fig.3 MTI filter(a) and its frequency response(b).

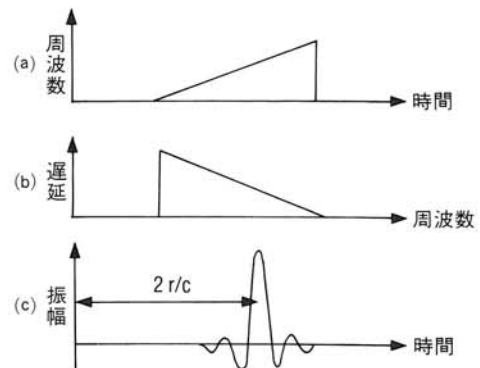


図-4 チャープパルス方式
Fig.4 Chirp pulse compression.

して、変調により帯域幅を広げた継続時間の長い送信波を使い、エコーの信号処理によって等価的に尖鋭なパルスを得るというパルス圧縮法がある。その代表例が次に述べるチャープパルス方式と符号化パルス方式である。

4.2.1 チャープパルス方式⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁷⁾

送信波として図-4(a)に示すチャープパルス(線形FMパルス)を放射し、受信したエコーを同図(b)の遅延フィルタ(また等価的演算処理)に通すと、同図(c)に示す急峻なパルスが得られる。

この信号処理操作はパルス圧縮と呼ばれ、圧縮後のパルス波形の包絡線は、チャープパルスの最大周波数偏位を Δf 、繰返し周期を T として

$$u(\tau) = \sqrt{T \cdot \Delta f} = \frac{\sin \{ \pi \Delta f \cdot t (1 - |t|/T) \}}{\pi \Delta f \cdot t} \quad (6)$$

となり、その最大振幅はエコーパルスの $\sqrt{T \cdot \Delta f}$ 倍に、パルス幅は $1 / \Delta f$ に鋭くなる。

4.2.2 符号化パルス方式

図-5(a)に示すように2進符号で 0° 、 180° に位相変調した送信波を放射し、受信エコーを位相検波して同図(b)の2進符号を復元し、図(c)のパルス圧縮器(または等価的演算処理)に通せば、

図(d)の先鋭なパルス圧縮波形を得ることができる。

これに使われる2進符号は、その符号系列を $X_1, X_2, \dots, X_N$ において、自己相関関数が

$$\sum_{i=1}^{N-k} X_i X_{i+k} = \begin{cases} N & : k=0 \\ 0, \pm 1 & : k=1, 2, \dots, N-1 \\ 0 & : k \geq N \end{cases} \quad (7)$$

を満たすものであり、パーカ符号と呼ばれる。上式から、圧縮後の波形の振幅は符号系列の長さ N 倍に、幅は $1/N$ 倍になる。

4.3 FM-CW法⁽¹⁾

FM変調波を放射して、エコーとのビートをとることにより、遅延時間をビート周波数に置換え、その周波数から距離を決定するものである。

送信波として図-6(a)の三角FM波を仮定すると、静止目標に対するビート周波数は

$$f_r = \pm 2 \Delta f_r / Tc \quad (8)$$

となり、周波数 f_r を測定すれば直ちに距離を決定できる。ただし、 Δf は最大周波数偏位で、 f_r は周波数の増加、減少部で正、負の値をとる。

これに対して目標が移動している場合、ビート信号にはドップラ周波数 f_d が加わるので、その

周波数は変調の半周期ごとに交互に

$$\begin{cases} f_{b+} = f_d + |f_r| & : \text{周波数増加部} \\ f_{b-} = f_d - |f_r| & : \text{周波数減少部} \end{cases} \quad (9)$$

を繰り返す。したがって、変調の半周期ごとのビート周波数を別々に測定すれば距離と速度を表す f_r と f_d を得ることができる。

分解能と最小探知距離は、ともに

$$\delta_r = r_{\min} = c / 2 \Delta f \quad (10)$$

となり、いずれも変調の最大周波数偏位 Δf に比例して向上する。このため、この方式はパルス法では不可能であった近距離域とか、高分解能での探知に適している。その上、連続波を使用するため平均送信電力が大きくなり、パルス法に比べ装置を小型にできる。一方、目標が1つの場合には検出される2つの周波数から距離・速度を決定できても、複数個の場合は各目標について2つずつ検出される多数の周波数の中から対応する周波数を特定することが難しく、一般には計測不能となる。このため、この方式は単体目標を対象とする用途、例えば電波高度計に用いられる。

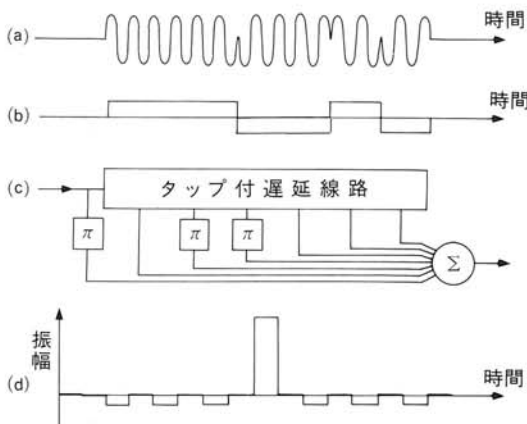


図-5 符号化パルス方式

Fig.5 Phase-coded pulse compression.

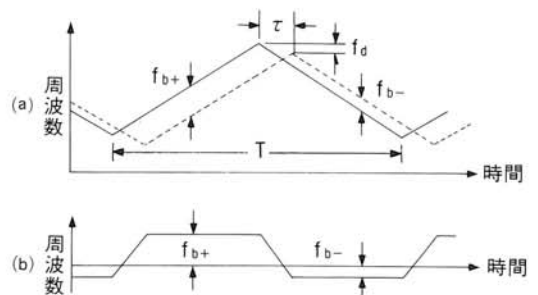


図-6 FM-CW法による測距
(a) 送信波(実線)とエコー(破線)の周波数
(b) ビート波の周波数

Fig.6 Range measurement by FM-CW method.
(a) Transmitted (solid curve) and echo (dashed curve) frequency.
(b) Beat frequency.

5. 方位測定的方式

レーダに利用される方位測定法について概観する。方位測定にはアンテナの指向特性が利用されるので、指向特性から見て行こう。

図-7のように、 x 軸上の $\pm X/2$ の範囲に分布する振幅 $u_0(x)$ の開口から放射される電磁界はフレネル・キルヒホッフの回折積分¹⁰⁾を用いて

$$u_1(\xi, Z) = \frac{j}{\lambda r} \int_{-X/2}^{X/2} u_0(x) \exp(-jkr) dx \quad (11)$$

$$r = \sqrt{(x - \xi)^2 + Z^2}$$

と表せる。ここに、 k は波数 ($= 2\pi/\lambda$) である。観測点 (ξ, Z) が開口幅 X に比べ十分遠方のフラウンホーヘル領域の、しかも近軸領域にあれば、 $\theta (= \sin^{-1}(\xi/Z))$ の関数として

$$u_1(\theta) \propto \int_{-X/2}^{X/2} u_0(x) \exp\{-j2\pi(\frac{\sin \theta}{\lambda})x\} dx \quad (12)$$

と近似でき、放射界分布は開口面分布 $u_0(\)$ のフーリエ変換で与えられることがわかる。

さらに、開口面 $u_0(\)$ に一様な分布を仮定すると

$$u_1(\theta) \propto \text{sinc}(X \sin \theta / \lambda) \quad (13)$$

となり、その分布形状から $\text{sinc}(\)$ の変数が ± 0.5 の範囲をビーム幅 β [rad] とおいて

$$\beta = \lambda / X \quad (14)$$

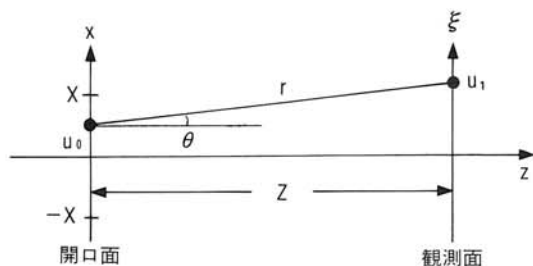


図-7 開口面とその放射界

Fig. 7 Aperture and its radiation field.

すなわち、開口径 $2X$ のアンテナのビーム幅は大きさ β に見て上式に従うことがわかる。

5.1 ビームの機械的回転走査¹³⁾

アンテナを回転させてその最大指向方向から目標の方位を決定するもので、大多数のレーダに用いられている。方位分解能は式(14)のアンテナビーム幅で決まり、分解能向上には開口径の大きなアンテナが必要である。

5.2 ビームの電子的走査

可動部のないアンテナを用いてレーダビームを電子的に走査するもので、開口各部の位相の制御が容易に行えるアレーアンテナが用いられる。

図-8はアレーアンテナの説明図である。同図(a)は N 個の素子をもつアレーの開口面分布であり、各素子の開口寸法を a 、素子間隔を d 、相隣る素子間の位相差を ϕ とおいて次のように表すと

$$u_0(x) = \sum_{n=-N/2}^{N/2} \text{rect}\left(\frac{x - nd}{Nd}\right) \exp(jn\phi) \quad (15)$$

その指向特性は $u_0(\)$ のフーリエ変換により

$$u_1(\theta) \propto \text{sinc}\left(\frac{a \sin \theta}{\lambda}\right) \frac{\sin(N\chi)}{\sin(\chi)} \quad (16)$$

$$\chi = \pi d \cdot \sin \theta / \lambda - \phi / 2$$

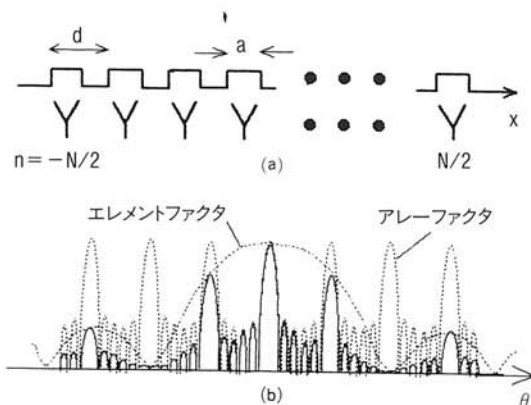


図-8 アレーアンテナの特性

Fig. 8 Radiation pattern produced by array antenna.

となる。上式の第1項が素子単独の特性を表すエレメントファクタ、第2項が素子の並べ方で決まるアレイファクタ、両者の積が図-8(b)に実線で示す実際の放射特性になる。両ファクタの最大値が重なってできる最大値が主ビーム、アレイファクタの最大値がつくる他の極大値がグレーティンググローブであり、グレーティンググローブは方位情報に不確定性を生じさせるので、素子間隔を密にするなどの配慮により、これを抑圧する必要がある。

主ビームの指向方向 θ_{max} はアレイファクタを最大にする θ 値から

$$\theta_{max} = \sin^{-1}(\lambda \phi / 2 \pi d) \quad (17)$$

となり、素子間の位相差の制御によってビームを走査できることがわかる。なお、主ビームのビーム幅はエレメントファクタから次のようになる。

$$\beta = \lambda / Nd \quad (18)$$

ビーム走査に必要な素子上の位相分布を実現するには以下の方法がある。

5.2.1 位相走査方式⁽²⁾⁽⁷⁾

図-9(a)のように電子制御可能な移相器を用いて各素子ごとに所要の位相を与える方式であるが、高価なマイクロ波帯の移相器を多数必要とする。

アレーを受信専用アンテナとして用いる場合には、移相器の作用を計算処理で代行させることができる。すなわち、図-9(b)のように各素子の出力を検波して数値化し、それぞれに所要の移相量 $\exp(-j\phi)$ を積算して加え合わせるだけでよい。

5.2.2 周波数走査方式⁽²⁾

各アレー素子をつなぐ給電線路の周波数一管内波長特性を利用し、周波数を変化させることにより素子間の位相を制御する方式である。限られた周波数変化で大きな位相変化量を得るために長い給電線路が必要で、導波管を折り曲げて構成した

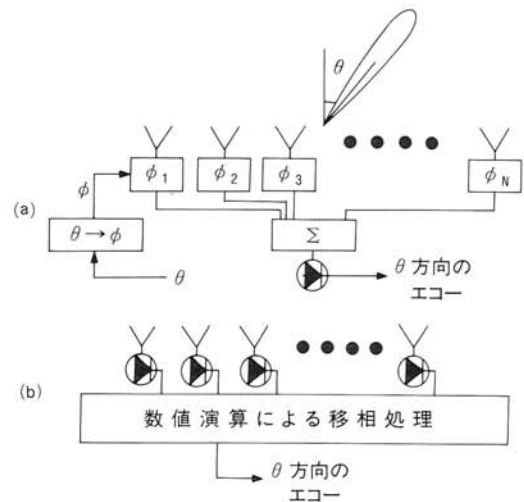


図-9 位相走査方式

Fig.9 Phased array method.

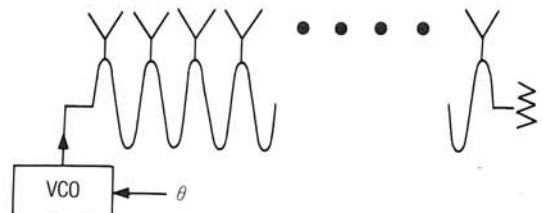


図-10 周波数走査方式

Fig.10 Frequency-scan array method.

図-10の線路 (sneaked line) が用いられる。

5.3 アンテナの機械的移動走査⁽⁶⁾⁽⁷⁾

小さな送受信アンテナを移動して、各点での受信信号を記録し、それを信号処理して鋭い指向性を実現するもので、合成開口法とも呼ばれる。

図-11のように、ビーム幅 β をもつレーダが直線上を進行しながら、その右下 R の距離にある目標を観測する。このときレーダは目標がビーム内に入る $a \rightarrow e$ の各点でエコーを受信することになる。このことを、実際のアンテナがその移動経路に沿う長さ $L = \beta R$ の一次元アレーの各エレメント位置を次々に占めながら進行すると考えて、各点で

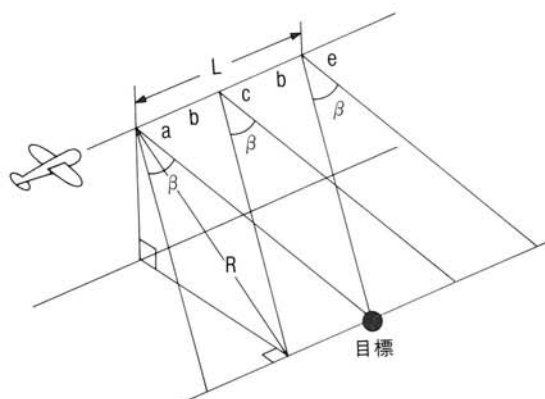


図-11 合成開口レーダの説明図

Fig.11 Geometry of synthetic aperture radar.

のエコーを記録し、後で合成処理すれば、実質的に L の開口長をもった仮想アンテナが作る先鋭なビーム幅

$$\beta \approx \lambda / L = \lambda / \beta R \quad (19)$$

と等価な方位分解能を実現できる。

6. 自動車用レーダ

自動車用レーダは運転者の視覚・注意力を補完するもので、その有用性、研究開発の経緯および各要素技術については文献(8)~(11)に譲るとして、ここでは利用目的に応じて衝突防止レーダ、追越警戒レーダ等々に分類される自動車用レーダの中から、進行方向百数十m内の障害物を検知して運転者に通報する衝突防止レーダをとりあげ、それに適した方式について考察する。

一般にレーダは前節までに述べた各種の距離と方位の測定法の中から目的とする要求性能を満たす各1つを組合せることによって最適なシステムが構成される。そこで、衝突防止レーダの望ましい機能・性能を明確にしておく。

衝突防止レーダを用いる目的の1番目は“衝突の可能性”のある障害物を発見し、その“切迫度”を運転者に通報することにある。“衝突の可能性”

とは急速接近する目的の有無、“切迫度”は衝突までの時間とすることができ、いずれも各目標までの距離と接近速度とが検知できれば、それらを組合せ信号処理することによって決定することができる⁽⁹⁾。さらに、目的の2番目は回避方法を決定することにある。そのためには障害物の方位と移動方向を検知することが必要で、これらを材料としてはじめて回避方法の判断が可能になる。

このように考えると、基本となるのはやはり目標ごとの距離と速度とを組とした情報(距離、速度を座標軸とする二次元空間上の目標情報)である。距離と速度とを検知するには4章に示した各種の方式があるが、自動車用にはコンパクトで安価なハードウェアで構成でき、かつ近距離域を高い分解能で検出できるシステムでなくてはならない。この要求を満たす方式にFM-CW法があるが、それによると単一目標の距離・速度は検出できても、ビームに入る複数の目標を分離・検出することは不可能で、真の意味での二次元情報は得られない。そこで、7章では目標を距離・速度の二次元情報として検知する新しいFMレーダについて紹介するが、これは目標の中から衝突の可能性をもつものを自動選別し、衝突時間を自動予測する機能を合わせ持つものである。

また、方位情報のセンシングのためには5章に示した各種の方式があるが、自動車にはビーム走査の高速化と造形上の理由から、可動部のないアンテナを使用する電子的走査方式が望ましい。しかし、この方式は、5.2節に示したようにグレーティングローブを抑えるために十分な素子数をもつアレーアンテナを必要とし、技術的にも経済的にも問題が多い。そこで、8章では素子数の少ないアレーアンテナを用いてグレーティングローブの影響のない方位測定法について紹介する。

7. 距離・速度二次元レーダ 02 03

レーダビーム内の各目標ごとの距離と速度とを検知し、距離と速度とを軸とする二次元空間に映像化するレーダ方式について述べる。

この方式で得られる距離・速度二次元映像の概念を図-12に示す。図中の縦軸は測定車から見た目標の接近速度、横軸は距離を表し、正、負の速度領域にはそれぞれ接近（衝突の可能性あり）、遠行する目標が現れる。また、正の速度領域の自己速度に対応する位置には路側構造物などの静止物体が、それより高速側に対向車、低速側に接近車の像が現れる。さらに、接近車領域中の斜線は衝突が予測される時間を表し、 t_1 線上の標的は t_1 秒後に、 t_2 線上の目標は少し遅れて t_2 秒後に衝突することを表している。

このように、目標を距離・速度の二次元映像として検出するなら、距離・速度はもとより衝突の可能性のある目標を自動選別し、衝突の切迫度を自動予測する機能を持たせることができる。

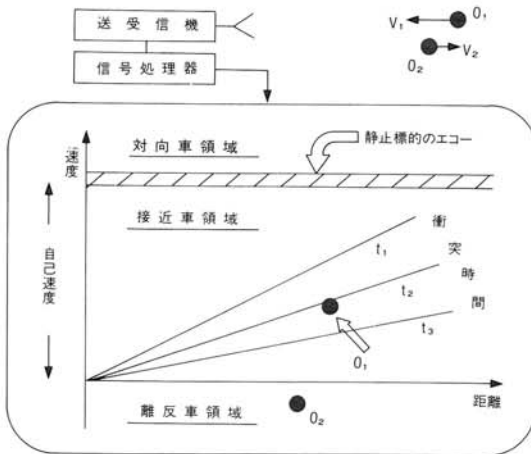


図-12 距離・速度二次元映像の概念
Fig.12 Concept of range-speed image.

7.1 距離・速度二次元レーダの原理

周波数が図-13の実線のように変化するチャープ波を放射し、受信された破線のエコーとのビート波から距離・速度二次元像を得る方法を検討する。

いま、送信波の線形FM部の開始時刻を s 、 s を起点とする時間経過を t ($0 \leq t < T$) とし、送信波を

$$u_0(s+t) = U_0 \exp \left[j 2 \pi \left\{ F_0(s+t) + \frac{\alpha}{2} t^2 \right\} \right] \quad (20)$$

で与える。ただし、 F_0 、 α は掃引下限周波数、周波数掃引率で、添字付きの U は定数である。このとき、目標上の任意物点からのエコーは物点までの距離を r 、接近速度を v として

$$u_1(s+t) = U_1 \exp \left[j 2 \pi \left\{ F_0 \left(s+t - \frac{2}{c} (r+v(s+t)) \right) + \frac{\alpha}{2} \left(t - \frac{2}{c} (r+v(s+t)) \right)^2 \right\} \right] \quad (21)$$

と表すことができる。式(20)、(21)より、送信波とエコーとのビート信号 $u_0(\cdot) \cdot u_1^*(\cdot)$ は

$$u_2(s+t) = U_2 \exp \{ j 2 \pi f_d (s+t) \} \exp \{ j 2 \pi f_r t \} \quad (22a)$$

$$f_d = 2 F_0 v / c, \quad f_r = 2 \alpha (r + v s) / c \quad (22b)$$

となる。ただし、 $*$ は複素共役を表し、

$4 \alpha v t / c$ 、 $4 \alpha \{ r + v (s+t) \} / c^2 \ll 1$ と仮定

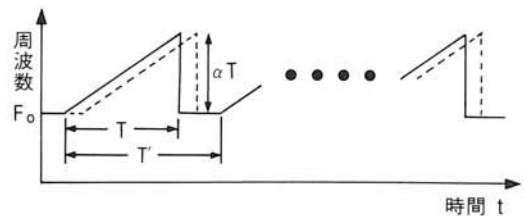


図-13 チャープ波（実線）とエコー（破線）
Fig.13 Chirp pulse (solid curve) and echo (dashed curve).

している。これより、 $u_2()$ には距離と速度を表す f_d と f_r が含まれているが、検出できるのは両者を一括したビート周波数 f_d+f_r であることがわかる。ところが、もし f_d 、 f_r の占める帯域の一方が他より必ず大きく互いに重ならないとするなら、サンプリング定理の性質を利用して両周波数を、すなわち距離と速度とを分離することができる。

ここでは、計測すべき r 、 v の全範囲で f_r が f_d より常に大きくなるように、 α を大きく、 F_0 を小さく選び、かつ線形FM区間 T と繰返し周期 T' が

$$1/f_{r\min} \leq T \leq T' \leq 1/(f_{d\max} - f_{d\min}) \quad (23)$$

を満たすように設定する。ここに、 $f_{r\min}$ は計測しようとする最小距離に対応する f_r 値であり、また $f_{d\max}$ 、 $f_{d\min}$ は計測したい最大、最小速度に対応する f_d 値である。以上の条件の下で得たビート波を以下の手順で信号処理すれば、 f_d 、 f_r を分離・検出することができる。

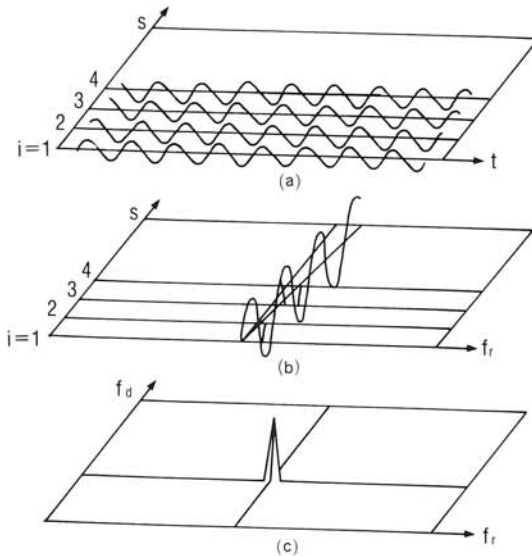


図-14 ビート波の信号処理
Fig.14 Processing of beat note.

1) ビート信号 $u_2(s+t)$ を送信波のFM繰返し周期ごとに切り出し、図-14(a)のように s - t 空間の二次元信号 $u_2(s, t)$ として再配列する。

2) $u_2(s, t)$ に $\exp(-j\pi f_{r\max} t)$ を掛けて、 t 方向に区間 $0 \sim T$ でフーリエ変換し

$$u_r(s, f_r) = U_r \exp\left(j \frac{4\pi F_0}{c} v s\right) \times \text{sinc} \left[\left\{ f_r - \frac{2\alpha}{c} (r + v s) - \frac{F_0 v}{c} \right\} T \right] \quad (24)$$

を得る。これは図-14(b)に示すように f_r 軸上でsinc関数状に分布するが、その中心は

$\alpha \gg F_0 v_{\max} / 2r_{\min}$, $s \ll r_{\min} / v_{\max}$ なる条件のもとで $f_r \approx (2\alpha/c)r$ となる。

3) $u_r(s, f_r)$ に $\exp\{-j\pi(f_{d\max} - f_{d\min})t\}$ を掛けて、 s 方向に区間 $0 \sim S$ でフーリエ変換し

$$u_s(f_d, f_r) = U_s \text{sinc} \left\{ \left(f_d - \frac{2F_0}{c} v \right) S \right\} \times \text{sinc} \left\{ \left(f_r - \frac{2\alpha}{c} r \right) T \right\} \quad (25)$$

を得る。このとき s 方向の分布は f_d 軸上で $f_d = (2F_0/c)v$ を中心とするsinc関数状の分布に変わり、 f_r 方向の分布と合わせて f_d - f_r 空間には速度と距離を表す二次元像が得られる。なお、この像の距離および速度分解能 δ_r 、 δ_d は、式25にレーレの解像基準¹⁰⁾を適用して次のようになる。

$$\delta_r = c/2\alpha T, \quad \delta_d = c/2F_0 S \quad (26)$$

7. 2 シミュレーションデータによる検証

送信波の下限周波数を60GHzとし、距離方向には1.5mの刻み(分解能)で1.5~96mの範囲、速度方向には2.5km/hの刻みで-80~240km/hの範囲を映像化するとして送信チャープパルスを設計し、計算機によりその送信波に対するビート信号を生成し、それを二次元映像化処理することで本方式の原理を検証した。表1は検証に用いたチャー

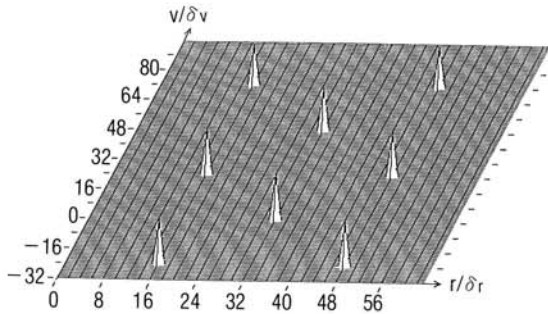


図-15 距離・速度二次元レーダの検証結果

Fig.15 Result of trial imaging used simulated data.

パルスとビート信号のサンプルタイミングである。図-15はこの条件の下で互いに異なる距離と速度をもつ合計8個の点物体群によるビート信号を計算機シミュレーションにより生成し、それを映像化した結果である。図中の8個のピークはいずれも仮定した物体の距離と速度に一致している。

8. 自動車レーダのための方位測定^{00 07}

すでに述べたように、自動車用レーダの方位測定にはアレーアンテナによる電子的ビーム走査が望ましいが、グレイティングローブの抑圧に必要なアレー素子数を減らさないことには自動車に使えない。そこで、ここではアレー素子数を最小限に抑えながら、グレイティングローブに影響されな

い方位測定的方式について検討する。なお、この方式は目標までの距離が既知であることを前提とした測定法であり、精密な距離の測定法と組み合わせではじめて有効になるものである。

8.1 方位映像化の原理

図-16において、送信アンテナTからチャープ波

$$u_0(t) = U_0 \exp \left[j 2 \pi \left\{ F_0 t + \frac{\alpha}{2} t^2 \right\} \right] \quad (27)$$

で反射率 $g(x)$ の目標を照射すると、アレー軸aに達するそのエコーは周波数 f の関数として

$$u_1(a, f) = U_1 \int_{-\infty}^{\infty} g(x) \exp(-jkr_0) \exp(-jkr_1) dx \quad (28)$$

ただし、 $r_0 = \sqrt{x^2 + Z^2}$, $r_1 = \sqrt{(x-a)^2 + Z^2}$

$$k = 2\pi f/c, \quad f = F_0 + \alpha t$$

と表せる。これをa軸上に並べた素子数 N のアレーで受信・コヒーレント検波して、結果を数値記録する。ここでは、その記録をホログラムと呼ぶ。

次に、アレー軸から目標までの距離 Z が既知であると仮定して、ホログラムから距離 Z の面（座標軸 x' とする）への逆伝搬を計算し、結果に $\exp[jk\sqrt{x^2 + Z^2}]$ を乗じると、次式の像が得られる。

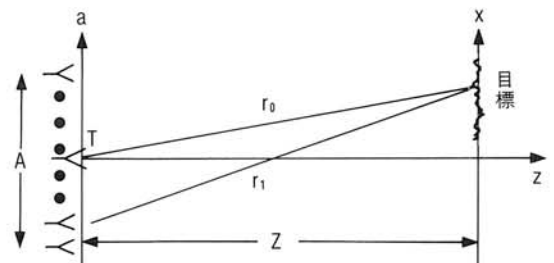


図-16 少素子アレーによるビーム走査

Fig.16 Beam steering used an array with a small number of elements.

表1 検証に用いたレーダパラメータ

送信チャープパルス	サンプリング, 映像化範囲
下限周波数 $F_0 = 60.0\text{GHz}$	サンプリング速度
掃引幅 $\alpha T = 100.0\text{MHz}$	3.143MSPS
線形区間 $T = 18.75 \mu\text{s}$	映像範囲
繰返し周期 $T' = 28.13 \mu\text{s}$	$r = 1.5 \sim 96.0$ ($\delta_r = 1.5$) m
繰返し数 $J = 128$	$v = 80 \sim 240$ ($\delta_v = 2.5$) km/h

$$u_2(x', f) = U_2 \exp(jkr_0') \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=-N/2}^{N/2} \delta\left(a - \frac{A}{N}i\right) \times u_1(a, f) \exp(jkri) dadx \quad (29)$$

$$r_0' = \sqrt{x^2 + Z^2}, \quad r_1' = \sqrt{(x'-a)^2 + Z^2}$$

ここで $a \ll Z$ なる条件を仮定して、上式の $u_1(\quad)$ 内の距離項 r_1 と r_1' とを a のべき級数展開形の 1 次項までで近似できるものとすれば

$$r_1 \approx r_0 + \mu a, \quad \mu = x/r_0$$

$$r_1' \approx r_0' + \mu' a, \quad \mu' = x'/r_0'$$

が成立し、式(29)は

$$u_2(x', f) = U_2 \int_{-\infty}^{\infty} g(x) \exp\{j2k(r_0' - r_0)\} \times \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=-N/2}^{N/2} \delta\left(a - \frac{A}{N}i\right) \exp\{jk(\mu' - \mu)a\} dadx$$

$$= U_2 \int_{-\infty}^{\infty} g(x) \exp\{j2k(r_0' - r_0)\} \frac{\sin(N\chi)}{\sin(\chi)} dx \quad (30)$$

$$\chi = kA(\mu' - \mu)/2N$$

と書き換えられる。ここで、像分布 $u_2(\quad)$ の評価のため、その点像広がり関数、すなわち点目標に対する $u_2(\quad)$ の分布に注目する。点像広がり関数は式(30)の $g(x)$ に $\delta(x)$ (デルタ関数) を代入することによって得られ、同式の被積分項だけの形になる。これを図示したものが図-17の実線であり、 x' 軸上の $x'=x$ には基本像が正しく結像するが、

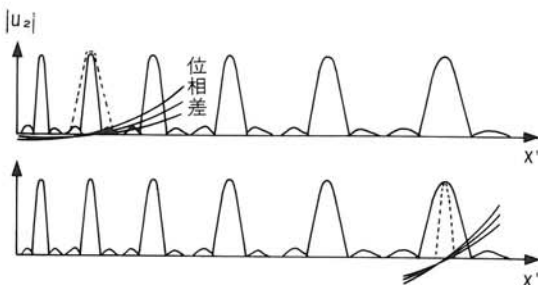


図-17 点像広がり関数の説明図

Fig.17 Illustration of point spread function.

この他に高次回折像 (グレーティングローブによる像) が送信周波数に依存する位相項 $2k(r_0' - r_0)$ を伴いながら $\sin$ 等間隔に現れることがわかる。この高次回折像は結像位相の周波数依存性を利用することで、容易に抑圧できる。すなわち、 $u_2(\quad)$ を周波数掃引範囲 Δ にわたって積分すれば、

$$u_3(x') = \int_{F_0 - \Delta}^{F_0 + \Delta} u_2(x', f) df$$

$$= U_3 \int_{-\infty}^{\infty} g(x) \frac{\sin\{\pi F_0 A(\mu' - \mu)/\lambda\}}{\sin\{\pi F_0 A(\mu' - \mu)/N\lambda\}} \times \text{sinc}\left\{\frac{2\Delta}{c}(r_0' - r_0)\right\} dx \quad (31)$$

が得られる。上式の点像広がり関数は、基本像と高次回折像を合わせた $\sin\{\quad\}/\sin\{\quad\}$ (図-17の実線) に基本像の位置だけで値をもつ $\text{sinc}\{\quad\}$ (同図の破線) を乗じた形になっており、基本像を残して高次回折像が抑圧されることがわかる。また、 $\sin\{\quad\}/\sin\{\quad\}$ および $\text{sinc}\{\quad\}$ の分布はともに物体位置に依存している (シフトバリエーション) ので、その積算結果としての点像広がり関数は両分布のうち鋭い方で決定される。

8.2 シミュレーションデータによる検証

送信周波数を $60\text{GHz} \pm 225\text{MHz}$ 、アレー素子間隔を 4cm 、アレー素子数を 4 として、 $Z=5.0\text{m}$ と

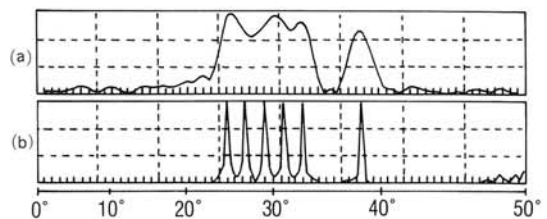


図-18 反射面の再生像 ((a) $z=5\text{m}$, (b) $z=90\text{m}$)

Fig.18 Reconstructed images of the reflector.

90.0mに仮定した反射面からのエコーを計算機シミュレーションで生成し、本方式による映像化を試みた。図-18(a)は $Z=5.0\text{m}$ の軸上の $x=2.33\sim 3.26\text{m}$ に5個、 $x=3.96\text{m}$ に1個の点物体を仮定して、それを映像化した結果であり、同図(b)は物体の配置構成を x 、 z 方向ともに先の(90/5)倍に拡大して行った映像化の結果である。両結果を比べると、方位分解能は距離の違いを反映して大きく異なっているが、いずれも仮定した位置に物体が正しく映像化されたことを確認できる。

9. む す び

まず、レーダをシステムという面から解説し、最近のレーダは単なる“センサ”から取得情報を所望の形に加工する“プロセッサ”としてのレーダに進歩しつつあることを示した。また、レーダに用いられる各種の測距・測角方式の現状を解説した上で、自動車用レーダへの応用を検討した。その中では、まず自動車用衝突防止レーダが具備すべき機能・性能について考察し、それを満足する新しい方式として距離・速度二次元レーダを紹介している。これは距離と速度とを検知するだけでなく、衝突の危険性のある目標を自動選別し、かつ衝突までの時間を自動予測する機能をもっており、レーダ工学的にみればプロセッサとしてのレーダになっているという意味で興味深い。

また、方位測定用の新しいビーム走査方式についても述べている。これは車体に固定した4素子程度のアレーアンテナで方位情報を検知できるので、自動車レーダ用の方位測定法として有望であるが、それを既存の距離検出法といかに組み合わせるかということが今後の課題である。

レーダ技術の基礎から自動車レーダへの応用ま

でを解説した本稿が、今後の発展が期待される自動車用レーダについての興味と理解を深めて頂くことに幾分かでも役立てばと願うものです。

参 考 文 献

- 1) M.I.Skolnik : “Introduction to Radar Systems” ,pp.68-148,278-337,McGraw-Hill(1980).
- 2) 吉田 孝 : “レーダ技術” , pp.65-97,136-151,286-291,電子通信学会 (1985).
- 3) 松尾 他 : “電波技術ハンドブック” , pp.335-338,368-376,日刊工業新聞社 (1988).
- 4) 電子通信学会編 : “電子通信ハンドブック” , pp.1627-1641,オーム社 (1979).
- 5) 松尾, 岡本, 山根, 若杉 : “電波・通信工学” , pp.145-156, 共立出版 (1989).
- 6) 松尾, 山根 : “レーダホログラフィ” , pp.42-60,129-142,電子通信学会 (1955).
- 7) E.N.Leith : “Quasi-Holographic Techniques in the Microwave Region” ,Proc. IEEE, 59,9,pp.1305~1318 (1971).
- 8) 高羽禎雄 : “自動車交通とエレクトロニクス” , 富士通テン技報, 1, 1,pp.1~12 (1983).
- 9) 根本, 坂田, 岡林 : “自動車におけるリモートセンシング技術の動向” , 自動車技術, 43,2,pp.32-38 (1989).
- 10) 藤田泰裕 : “マイクロ波レーダセンサ” , シンポジウム Smart Vehicleの開発、現状と課題、pp.13-18 (1992).
- 11) M.Kotaki et al. : “Development of Millimeter Wave Automotive Sensing Technology in Japan” , 1992 MTT-S Digest,T-1 (1992).

- 12) 山根, 堤: “自動車用距離・速度 2 次元レーダの検討”, 信学技法, 90,358,pp.41-47 (1990).
- 13) 山根, 堤: “FM-CWを用いた自動車用距離・速度 2 次元レーダの検討”, 1990信学春季全大, B-177 (1990).
- 14) A.Papoulis: “System and Transforms with Application in Optics”, pp.448~451, McGraw-Hill (1968).
- 15) J.W.Goodman “Introduction to Fourier Optics”, pp.37~42, McGraw-Hill (1968).
- 16) 山根, 堤, 松尾: “周波数掃引ホログラフィの分解能向上法の検討”, 1991信学春季全大, B-166 (1991).
- 17) 山根, 堤, 松尾: “近距離域映像化のための周波数掃引ホログラフィ方式”, 平 3 電気関係学会関西連大, G7-18 (1991).