センサアレイの走査の方式[†]

—M系列による超音波センサアレイの走査—

田 村 安 孝*

An Approach to Scanning System for Sensor Array

—Ultrasound Sensor Array Scanner Using Maximal-Length Sequence—

Yasutaka TAMURA*

A new approach to scanning system for sensor array is proposed. In the multiplex stage of the proposed system, output signals of sensors are modulated by orthogonal sequences, summed to a serial signal, and quantized. The modulating sequences are so selected that the signal power from the sensor is time-spread. In the demultiplexing stage, the quantized sequence are multiplied by demodulating sequences and integrated with respect to time.

In this paper, the principle of scanning is described, and the method using Maximal-length binary-sequences (M-sequence) is proposed. Noise effect is evaluated for given length of M-sequence and number of sensors. From the evaluation, we conclude that the proposed system improves the signal to noise ratio compared with conventional time-division-multiplex.

We discuss the application of the method to ultrasound sensor array. Experimental system is constructed using 16 channel ultrasound microphone array and analogue switches. Experimental results demonstrates the ability of the method to data scanning for coherent sound source localization. And computer simulation which assumes the same experimental set up indicates the additive-noise reduction property of the method.

Key Words: sensor array, scan, maximal-length-sequence, ultrasound sensor

1. はじめに

近年、多くの分野でアレイ構造をもつセンサが使用されるようになってきた。半導体イメージセンサや超音波映像用センサ、あるいは圧力センサのマトリクスアレイなどを例にあげることができる。これらのセンサアレイの出力を計算機で処理する機会も増えている。

空間的に並列なセンサアレイの出力を計算機に取り込む際は、これを時間直列な信号に変換してから量子化することが一般的に行われている。直列な信号は計算機内で並列な信号に再構成される。この一連の過程が走査 (scan) であり、multiplex と demultiplex の二つの操作から成る。

筆者らは従来行われている時分割型のスキャナと異なり、1 個のセンサ出力のパワーが時間軸上で拡散するようなスキャナ^{1),2)}を検討した。このスキャナは変調用時系列を各センサ出力に乗算し全センサについて和をとって直列信号をつくる。demultiplex には演算を必要とするが、従来の時分割型スキャナに比べて特長のある走査系を実現できる。

本論文では変調系列に M 系列³⁾を使う方式を論ずる。M 系列の長さ、量子化段数、雑音などの影響を明らかにし、この方式の超音波センサアレイの走査への応用を検討する。そして、超音波マイクロホンアレイを用いる実験と計算機シミュレーションにより走査の原理を検証する。

2. 走査の原理

2.1 直交系列による走査

Fig. 1 に一般的に表現した走査系の概念図を示す。はじめ、 N 個のセンサ出力は時間的に不変とし、雑音

[†] 第 25 回計測自動制御学会学術講演会で発表 (昭 61・7)

* 山形大学工学部 米沢市城南 4-3-16

* Faculty of Engineering, Yamagata University, Yonezawa

(Received September 5, 1986)

(Revised January 9, 1987)

Fig. 1 Schematic diagram of generalized scanning system

はないものとする。走査系は i 番目のセンサ出力 r_i に時間 t の関数で表現される長さ T の時系列 $m_i(t)$ を乗算し、全体を加算して直列信号、

$$d(t) = \sum_{i=1}^N r_i \cdot m_i(t), \quad (0 \leq t \leq T) \quad (1)$$

を得る。今、 $m_i(t)$ ($i=1, 2, \dots, N$) がつぎの性質

$$\begin{aligned} \varphi_{ij} &= \frac{1}{T} \int_0^T m_i(t) m_j(t) dt \\ &\begin{cases} = M_i & \text{for } i=j \\ = 0 & \text{for } i \neq j \end{cases} \end{aligned} \quad (2)$$

をもつ、すなわち各時系列間で直交性が成りたつものとする。

このとき、 i 番目のセンサ出力の demultiplex された値 $\hat{r}_i$ を、

$$\hat{r}_i = \frac{1}{M_i} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T d(t) m_i(t) dt \quad (3)$$

のように求める。雑音がなく変調系列が (2) 式を満たしているときは $\hat{r}_i = r_i$ となることは明らかである。

従来の時分割型スキャナでは、たとえば、

$$m_i(t) = \delta(t - i\Delta\tau) \quad (4)$$

としたものと解釈でき、 i 番目のセンサ出力のパワーは $t = i \cdot \Delta\tau$ に集中して現れる。これに対してセンサ出力のパワーが時間軸上に拡散するように変調系列を選ぶこともできる。たとえば、周波数が互いに異なる正弦波や Walsh 関数⁴⁾ を変調系列に選べばよい。

2.2 Convolution 型スキャナ

直交系列を発生する方法の一つに、ある時間だけずらすと無相関になる 1 個の系列を遅延線に通して得られる複数の系列の利用が考えられる。このとき、スキャナは Fig. 2 のように表現される。

今、遅延線を信号が伝播することによる走査速度を V_s 、センサ間隔を等間隔 Δx とすると、multiplex 出力 $d(t)$ は、

$$d(t) = \sum_{i=1}^N r_i \cdot m\left(t - \frac{i \cdot \Delta x}{V_s}\right) \quad (5)$$

となる。つぎに、センサ出力と変調系列を空間的に連

Fig. 2 Scanning system using shift register

続の関数とみなして、それぞれ $r(x)$ と $m(t - x/V_s)$ とし、積分の形にすると、

$$\begin{aligned} d(t) &= \int r(x) m\left(t - \frac{x}{V_s}\right) dx \\ &= \int r(x) m_0(V_s \cdot t - x) dx \\ m_0(x) &= m\left(\frac{x}{V_s}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

のように、convolution の形になっている。したがって、この場合の demultiplex は deconvolution の演算で行われる。

変調系列 $m(t)$ としては、レーダなどでパルス圧縮に使われる線形 FM 信号や、本論文で扱う M 系列などが考えられる。

2.3 M 系列による走査系

周期が K bit ($K=2^n-1$) の M 系列の発生器とシフトレジスタを周期 Δt のクロックで駆動する場合を考える。このとき 1 番目のセンサ出力に乘算される $+1$ 、 -1 の 2 値をとる M 系列を $m_1, m_2, \dots, m_K$ とする。multiplex 出力 $d(t)$ も同じクロックに同期してサンプリングするものとして、その j 番目のサンプル値を d_j とすると、

$$\begin{aligned} \mathbf{d} &= (d_1, d_2, \dots, d_K)^T = \mathbf{M} \cdot \mathbf{r} \\ \mathbf{r} &= (r_1, r_2, \dots, r_N)^T \\ \mathbf{M} &= \begin{pmatrix} m_1 & m_2 & \dots & m_N \\ m_2 & m_3 & \dots & m_{N+1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ m_K & m_{K+1} & \dots & \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

となる。

demultiplex は、サンプルされた時系列 $\mathbf{d}$ を M 系列で復調することにより、

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{r}} &= (\hat{r}_1, \hat{r}_2, \dots, \hat{r}_N)^T \\ &= \frac{1}{K} \mathbf{M}^T \mathbf{d} \\ &= \frac{1}{K} \begin{pmatrix} K & -1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & K & -1 & \dots & -1 \\ -1 & -1 & K & & \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \\ -1 & & & & K \end{pmatrix} \mathbf{r} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \left\{ \left(1 + \frac{1}{K} \right) r_i - \frac{1}{K} \sum_{j=1}^N r_j \right\} \\
&= \left\{ \left(1 + \frac{1}{K} \right) r_i - \frac{N}{K} \bar{r} \right\} \\
&\doteq \mathbf{r} \quad (8)
\end{aligned}$$

のように実行される。(8)式の第2項は他のチャネルからの混信を表わす。 $\bar{r} = \sum_{j=1}^N r_j / N$ は入力信号の平均値である。(8)式から $K \gg N$ では $\hat{\mathbf{r}} \doteq \mathbf{r}$ となるが、 $K \simeq N$ の場合は平均値を引いた値が demultiplex されることがわかる。

3. 走査系の特性

3.1 雑音の影響

雑音の影響とM系列の周期長やセンサの要素数の関連を評価するためつぎのようなモデルを考える。各センサには互いに独立で等しい平均パワーの雑音に加わり、 i 番目のセンサでのサンプル値を n_{ij} ($j=1, 2, \dots, K$) とする。さらに、加算器と量子化器で発生する雑音のサンプル値を nq_j とする。 i 番目のセンサ出力に乘じられるM系列を新たに m_{ji} とすると、multiplex された系列 d_j は、

$$d_j = \sum_{i=1}^K m_{ji}(r_i + n_{ij}) + nq_j \quad (j=1, 2, \dots, K) \quad (9)$$

となる。これをM系列で demultiplex すると、

$$\begin{aligned}
\hat{r}_i &= \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K m_{ji} d_j \\
&= \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K m_{ji} \left\{ \sum_{l=1}^N m_{jl}(r_l + n_{lj}) + nq_j \right\} \\
&\doteq \frac{1}{K} \left\{ (K+1)r_i - \sum_{j=1}^K r_j + \sum_{j=1}^N \sum_{l=1}^N m_{ji} m_{jl} n_{lj} \right. \\
&\quad \left. + \sum_{j=1}^K m_{ji} nq_j \right\} \quad (10)
\end{aligned}$$

となる。括弧の中の第1項が目的とする信号で、第2項は他チャネルからの混信を示し、第3項と第4項が雑音による項である。式の中でM系列およびM系列同士を乗算したものは絶対値が1だから、第3項と第4項は互いに独立な雑音源からのサンプル値の加算または減算で構成される。したがって第1項が同期加算により K^2 倍のパワーをもつのに対し、第3項は KN 倍、第4項は K 倍のパワーになる。つまり、(8)式の demultiplex では同期加算の効果により SN 比がセンサ出力での雑音に対して $\sqrt{K/N}$ 倍、加算・量子化器での雑音に対して $\sqrt{K}$ 倍、改善されることがわかる。以上をまとめると、

(1) M系列の周期 K をセンサ要素数 N より大き

くすることでセンサ出力での SN 比を $\sqrt{K/N}$ 倍向上できる。

(2) $K=N$ の場合はセンサ出力に加わる雑音に対する同期加算の効果は期待できない。

(3) 加算器と量子化器で加わる雑音に対しては SN 比を $\sqrt{K}$ 倍向上できる。

となる。

3.2 走査系の動特性

この走査系で入力信号が時間的に変動し、M系列を十分多い周期だけ繰返して出力信号を得る場合を考える。M系列の1周期の長さを T とするとき、出力信号のスペクトルはM系列による周期 $1/T$ ごとのラインスペクトルと入力信号のスペクトルの畳み込み積分となる。M系列による復調を行うと、選択されないチャネルの信号のスペクトルも同様の形になるから、これらと希望するチャネルの信号とを分離するためには、入力信号が $[-B/2, B/2]$ の周波数帯域におさまるときは、

$$\frac{1}{T} > B \quad (11)$$

が成りたつ必要がある。

この条件が満たされているとき、復調にM系列の1周期の時間区間での積分を用いると、幅 T の移動平均フィルタの効果をもち、その特性は低域通過特性を示す。振幅特性が直流に対する値から 3 dB 下がる周波数 f_{cut} は

$$f_{\text{cut}} = 0.443 \frac{1}{T} \quad (12)$$

となる⁸⁾。(11)、(12)式から、与えられた入力信号の周波数帯域幅に対する時間長 T の最大値を決定できる。次章で述べる狭帯域の正弦波信号の走査の場合も同様のことがいえる。この場合は、M系列の駆動周波数と出力のサンプル周波数が異なっていて、サンプル周波数を正弦波の中心周波数に対して決定し、帯域幅からM系列の周期長 T を決定する。

4. 超音波センサアレイへの応用

4.1 長波長波動センサアレイ

マイクロ波や超音波など、光に対して「長波長波動」と呼ばれる波動のセンサをアレイにしたものでは、センサアレイの出力波形そのものより、振幅と位相の分布の情報が重要な場合がある。この章では、波動場の位相と振幅を検出するセンサアレイに本論文で提案した走査方式を適用することを検討し、この結果を超音波マイクロホンアレイを用いる実験と計算機シミュレーションにより検証する。

Fig. 3 Quadrature detection of sinusoid

4.2 直交検波

波動の振幅と位相の検出の方法の一つに、出力波形に二つの直交する正弦波を乗算し波動の 1 周期以上の時間区間で積分する直交検波がある。Fig. 3 にその概念図を示す。本論文で提案した走査方式は本質的に時間積分の効果をもつので、直交検波への応用に適していると思われる。ここでは M 系列の 1 周期のデータから複素振幅分布を得る方法を考える。

波動の周波数を f_0 とすると、同じ周波数の正弦波の乗算により、直流成分と周波数 $2f_0$ の成分が生ずる。この直流成分が走査されるべき複素振幅の実部または虚部である。M 系列の乗算により $2f_0$ の成分は周波数軸上で拡散するが、そのスペクトルは、M 系列の駆動クロック周波数を f_c とすると、 $2f_0$ を中心に f_c ごとにゼロ点をもつから、

$$f_c = 2f_0/n \quad n=1, 2, 3, \dots \quad (13)$$

と選べば、 $2f_0$ の成分を M 系列で変調した信号のスペクトルのゼロ点の一つが直流 $f=0$ と一致するため、M 系列による demultiplex の結果から不要な周波数 $2f_0$ の成分の影響を除くことができる。また、multiplex データのサンプル周波数は alias を防ぐため $2f_0$ の 2 倍以上に選べばよい。したがって、波動センサアレイの複素振幅走査システムは、波動の 2 倍の周波数に同期して駆動される M 系列によってセンサアレイ出力波形の極性を切り換えて加算し、 $4f_0$ 以上の周波数でサンプルするものになる。

4.3 超音波マイクロホンアレイ走査系の試作

16 素子の超音波マイクロホンアレイの走査を行うシステムを試作した⁵⁾。Fig. 4 にシステムの構成を示

Fig. 4 Block diagram of experimental scanning system

Photo. 1 Appearance of microphone array and multiplexing circuits

す。タイミング発生回路から 1 クロックずつずらした 16 チャネルの M 系列信号、波形記憶装置への書き込みパルス、これらのパルスと同期した 50 kHz の正弦波などを発生する。タイミング発生回路は GP-IB バスを通してパーソナルコンピュータにより制御される。Demultiplex と検波はこのコンピュータ上でソフト的に行う。

マイクロホン出力は差動出力の増幅器で増幅され、この出力をアナログスイッチで切り換えることで ± 1 の乗算を行ってから演算増幅器による加算器に加えられる。Photo. 1 にマイクロホンアレイと multiplex 回路の外観を示す。中心周波数 50 kHz (波長約 7 mm) の PVDF 膜を使用するマイクロホンを 15 mm ピッチで直線状アレイに構成している。

以下の実験では、M 系列の駆動周波数を正弦波と等しく 50 kHz に選び、multiplex された波形を 800 kHz でサンプルした。直交検波は位相が $\pi/2$ だけずれた $+1$ と -1 の 2 値の方形波を使い計算により行った。したがって demultiplex と直交検波の演算は加減算だけで実行される。

4.4 試作システムによる実験

4.4.1 チャネル間の分離の確認

Fig. 5 Channel to channel isolation (sinusoid is fed to channel No. 8)

Fig. 6 Output waveform of experimental multiplexer

Fig. 7 Demultiplexed amplitudes and phases of microphone array

マイクロホンアレイの代りに一つのチャンネルのみに 50 kHz の正弦波が加わるような信号を使い、127 bit 周期の M 系列の 1 周期により multiplex-demultiplex を行った。Demultiplex された各チャンネルでの正弦波の振幅を Fig. 5 に示す。チャンネル間の分離が実現されていることが確認できる。分離度は平均で -39 dB, 最悪値で -30 dB であった (理論値は $20 \log(1/127) = -42 \text{ dB}$)。

4.4.2 音源位置の推定

つぎにコヒーレントな音源位置推定の実験を行った。アレイの正面の約 2m (290 波長) 離れた位置に超音波スピーカを置き、256 周期幅のバースト波を放射する。Fig. 6 に 127 bit 周期の M 系列による multiplex 出力波形の一部を示す。この波形から demultiplex したマイクロホンアレイ出力の振幅と位相を Fig. 7 に示す。振幅は、マイクロホンや増幅器の特性、あるいはスピーカのかたむきによりバラつく。そこで音源位置の推定には位相のデータだけを使うことにする。位相シフトと加算による phased array の演算で求めたアレイから 290 波長離れたアレイと平行な直線上での音源強度分布を Fig. 8 に示す。さらに Fig. 8 中には M 系列周期を 63, 31, 15 bit にした場合の結果も示す。

4.4.3 量子化の影響

前項の実験データ ($K=127$) から極性のみを抽出して作った 1 bit 量子化データから計算した音源強度分布を Fig. 9 に示す。1 bit 量子化でも音源位置推定

Fig. 8 Calculated beam pattern using demultiplexed data for various length of maximal-length-sequence (distance=290 wavelength)

Fig. 9 Beam pattern calculated from sign of multiplexed data (1 bit quantization)

が可能なことがわかる。

4.5 雑音の影響

multiplex 系の加算点に加わる雑音の影響を調べるためシミュレーションを行った。アレイの正面の 290 波長離れた位置の点音源を想定し、実験と同じ条件で multiplex データを計算する。比較のため、時分割 multiplex により個々のセンサの出力を波動の 1 周期分ずつサンプルしたデータも計算した。これらのデータに雑音として、与えられた振幅内で一様分布をとる乱数を加える。Fig. 10 に雑音を加えたデータから計算した音源強度分布を示す。a) ~ c) は信号の rms 値の 8 倍の振幅の乱数を加えた場合の結果で、M 系列を用いるスキャナがスピーカ位置に強度のピークを認めることができるのに対し、時分割走査ではピーク位置がずれている。d) ~ f) はスイッチ切り換え周波数を調節して multiplex 出力の時間長を波動周期の約 128 倍にそろえて比較した結果である。雑音の振幅を

Fig. 10 Simulated beam pattern which assumes single point sound source and additive random noise. a)-c) : Noise amplitude = $8 \times (\text{RMS of signal})$ d)-f) : Noise amplitude = $16 \times (\text{RMS of signal})$, and integration time = $128 \times (\text{cycle of sinusoid})$

信号 rms 値の 16 倍とした。ここでも M 系列による走査が有利なことを認めることができる。

5. システムの実現について

本論文で提案した走査方式はセンサ出力を変調する素子を必要とする。第 2 章での議論からわかるように、この変調用素子は低雑音であることが望ましく、高速性も要求される。また、走査系とセンサを一体に構成するためには素子の小型化が可能なが望ましい。

小型化の方法の一つは集積化であり、A/D 変換やスイッチトキャパシタ回路などで使われるデジタル素子と複数のアナログスイッチを 1 チップ化する技術が利用できる。もう一つの方法は機能素子を使う方法であり、この走査方式に必要な乗算と空間的積分の機能を個別の素子やその集積化によるのではなく、なんらかの物理的効果を用いて実現する。表面波コンボルバを利用した光イメージセンサ⁶⁾などはチャープ信号を変調信号に用いる走査系と考えられる。また、遅延線を利用して Fresnel 変換を行う超音波スキャナ⁶⁾なども本論文の走査方式と関連がある。この例のように変調系列を用いる走査系は量子化の前段階でセンサ出力に空間に関する積分変換やフィルタリングを施すことが可能になる。また、変調系列を外側から制御できるようにすれば測定の目的や状況に応じて走査形態

を変更する適応的なセンサシステムが実現できる。

なお、M 系列に従って配置した位相板を移動させる超音波映像系が提案されている⁷⁾。基本的原理は本論文の走査方式と同一と考えることができ興味深い。また、本論文の方式は拡散スペクトラム通信の原理をセンサアレイの走査に応用したものと考えることもできる。

6. ま と め

1 個のセンサの出力のパワーが時間軸上で拡散するような変調系列を用いるセンサアレイの走査方式を提案した。変調系列に M 系列を用いるシステムを検討し、空中超音波マ

イクロホンアレイの走査系を使った実験とシミュレーションにより理論を確認した。

本論文の走査方式は時間積分による SN 比の向上が期待でき、量子化段数も少なくてもよい。集積化や機能素子化により小型で制御が容易な低雑音の変調素子群を実現できれば、多チャネル信号の新しい走査・量子化方式の実用化が可能になる。

参 考 文 献

- 1) 田村, 山崎: センサ・アレイの走査と量子化の一方式, 第 27 回自動制御連合講演会前刷, 513/514 (1984)
- 2) 田村, 赤塚, 山崎: デジタル信号処理による超音波映像系的高速走査, SICE 関西支部シンポジウム「計測・制御におけるデジタル信号処理」(第 1 回), 13/18 (1985)
- 3) 磯部: 相関関数及びスペクトル, 東大出版会 (1968)
- 4) 喜安: アダマール行列とその応用, 電子通信学会 (1980)
- 5) Y. Tamura and H. Yamasaki: A Digital Signal Processing Approach to Data Handling for Ultrasound Beam-Forming, Proc. of ICASSP '86, 3, 1857/1860 (1986)
- 6) G. S. Kino: Acoustical Interactions in Acoustic-Surface-Wave Devices, Proc. of IEEE, 724/748 (1976)
- 7) T. Sato, S. Wadaka and J. Ishii: New Ultrasonic Imaging System Using a Random Phase Mask and Stationary-Point Receiver, J. Acoust. Soc. Am., 62-1, 102/107 (1977)
- 8) 電子通信学会編: デジタル信号処理, 43/45, 電子通信学会 (1975)