M 系列信号パルス圧縮方式地中探査レーダ[†]

長 棟 章 生*・手 塚 浩 一*

M-Sequence Pulse-Compression Underground Survey Radars

Akio NAGAMUNE* and Kouichi TEZUKA*

A method of coded pulse compression employing two maximal length sequences (M-seq.) which are the same in code but generated by slightly different clock frequencies is newly applied to subsurface radars. This method practically gains the sensitivity of the signal without any sacrifice of resolution.

The M-seq. pulse-compression underground survey radars are theoretically analyzed and the design criteria are obtained. The waveform made by phase modulation of the M-seq. over the carrier synchronized by the clock frequency generating the M-seq. is found to be more effective than the original M-seq. as transmitting wave.

Two prototypes, the surface scanning underground radar and the cross bore-hole radar, are tested and confirmed to be highly sensitive with enough resolution, showing their promising prospect such as inspection of buried pipes in the deeper underground and more precise survey of stratum structure than the conventional subsurface radars with mono-pulse.

Key Words: maximal length sequence, subsurface radar, pulse compression, cross bore-hole radar

1. はじめに

地中探査レーダは電磁波を地中に放射し電気的異質部からの反射波を検出する装置で、埋設物や空洞あるいは地質を効率良く調査できる点が注目され、その研究が盛んに行われている¹⁾。

現在、地中探査レーダの送信波形としてはパルス幅が数 ns のベースバンドパルスが最も多く使用されている。しかし、このパルス方式の地中探査レーダの現場適用が進むにつれてその性能上の限界も明らかになり、特に最大探査可能深度の拡大が強く要請されるようになってきた。探査可能深度を拡大するためには、パルスの尖塔送信電力を増加させる方法が考えられるが、送信出力段のデバイスの限界により困難である。また、パルス幅を拡大して平均送信電力を増加させる方法も、分解能を低下させるので好ましくない。このような背景から、分解能を劣化させることなく高い感度を得られるような地中

レーダ技術が待たれている。

また、大都市において林立する地上構造物の下あるいは交通の激しい道路の路面下の埋設物探査に対しては従来の地表走査型の地中探査レーダでは適用困難な場合が多い。このような観点からは、近年土質の探査技術として研究が行われている電磁波式クロスボアホールレーダ²⁾が新しい地下探査技術として注目される。この技術は、ボーリングにより二つのボアホールを設け、それぞれに送信ゾンデと受信ゾンデを挿入し、パルス状の電磁波を地中に透過させ、その透過波形変化からボアホール間の土質を探査するものである。しかし、この技術を埋設管など地中の詳細情報の探査に応用する場合には、土質探査の場合より高い分解能が必要となる。高分解能を得るためにはより高周波帯域の電磁波を利用することになるが、この場合には地中での電磁波伝播の減衰が大きいので高感度なレーダ計測法の開発が必要となる。

分解能を損なうことなく高感度を得るレーダ方式としては、チャープ信号あるいは符号化信号を用いたパルス圧縮方式が有望であり、地中探査レーダの分野においてもいくつかの研究が報告されている^{3),4)}。符号化信号を用いる方式では、符号発生は比較的容易に実現できるが、パルス圧縮部の構成が複雑で演算時間が長くなる点がこ

[†] 第 11 回センサの基礎と応用シンポジウムで発表(1992・6)

* 日本鋼管(株)基盤技術研究所 川崎市川崎区南渡田町 1-1

* Applied Technology Research Center, NKK Corp., Kawasaki

(Received August 2, 1993)

(Revised January 6, 1994)

れまで実用面において障害となっていた。たとえば、タップ付き遅延線型のフィルタによるパルス圧縮⁵⁾では符号長が長くなるとフィルタの構成が複雑となる。またデジタル方式の相関演算器では処理時間上の制約から、比較的近距离が対象となる地中探査に要求される高速信号処理性能を得ることが困難となる。

筆者らは、すでに高感度・高精度なマイクロ波レベル計の開発を目的として、周期のわずかに異なる二つの M 系列信号(Maximal length sequence)を用いた相関演算方式⁶⁾によるマイクロ波搬送波型のレーダ計測を提案し⁷⁾、この方式が符号化信号のパルス圧縮部構成の単純化とリアルタイム演算に有効であることを示した。しかし、この M 系列信号変調方式マイクロ波レベル計では、マイクロ波を搬送波として空中を伝播させるため波形ひずみがほとんどなく、またレベル計測では対象物が平坦な平面であるため、検出信号は単純な三角状のパルス波形となりその取り扱いが比較的容易であった。この方式を VHF 帯のベースバンド信号すなわち M 系列信号を直接地中に送信する地中探査法へ適用する場合には、地中伝播時の波形ひずみが符号のひずみとして影響するので、その設計条件や波形の最適化について新たな検討が必要となった。

そこで本報告では、周期のわずかに異なる二つの M 系列信号を適用した地中探査レーダにおいて、まず地中伝播系をインパルス応答関数で表わした場合における本方式の動作を解析し、設計条件を整理し、ついで地中探査に有効な符号波形について検討する。さらに本方式を地表走査型の地中レーダおよびクロスボアホールレーダへ適用した場合の有効性と問題点について述べる。

2. 原 理

2.1 二つの M 系列信号によるパルス圧縮

M 系列信号は、2 値の擬似ランダム信号の一つである。この信号は、クロック信号で駆動される多段シフトレジスタと適切なフィードバックで構成される回路により比較的簡単に発生できる⁸⁾。シフトレジスタの段数を

n とすると、符号長 $N_m = 2^n - 1$ ビットの符号が周期的に得られる。M 系列信号 $m(t)$ は ± 1 の値を取るものとし、クロック周波数を f_c とすると、その自己相関関数 $\Phi_{mm}(\tau)$ は三角形状の鋭いピークをもち、その周期 T_m は (1) 式となる⁸⁾。

$$T_m = N_m / f_c \quad (1)$$

Fig. 1 のごとく、周期がわずかに異なる二つの M 系列信号を用いて M 系列信号パルス圧縮方式地中探査レーダを構成した。Fig. 1 は、原理の説明を容易にするため、地表走査型の地中探査レーダへの適用例を示すが、後述するクロスボアホールレーダにおいてもこの相関演算の動作は同じである。

同一回路で作られた二つの M 系列信号発生器が、周波数のわずかに異なる二つのクロック信号でそれぞれ駆動される。そのクロック周波数を $f_1, f_2 (f_1 > f_2)$ 、それぞれに対応する M 系列信号を $m_1(t), m_2(t)$ とする。 $m_1(t)$ を送信し、送信・受信アンテナおよび地中伝播の総合的なインパルス応答を $h(t)$ 、ノイズを $n(t)$ とすると、受信信号 $s_r(t)$ は次式となる。

$$s_r(t) = \int_0^\infty h(\xi) m_1(t - \xi) d\xi + n(t) \quad (2)$$

この受信信号と $m_2(t)$ を乗算し、ローパスフィルタを通過させて検出信号 $S(t)$ を得る。ここで、ローパスフィルタの演算子を $\text{LPF}[\cdot]$ と表現すると、 $S(t)$ は次式となる。

$$S(t) = \text{LPF} \left[m_2(t) \int_0^\infty h(\xi) m_1(t - \xi) d\xi + m_2(t) n(t) \right] \quad (3)$$

第 1 項において、 $m_1(t - \xi)$ と $m_2(t)$ は、符号パターンは同じであるがそれぞれ周波数がわずかに異なる二つのクロック信号により駆動され、それらの符号パターンは互いにゆっくりとスライドする。また第 2 項は、一般にノイズと M 系列信号は独立であることから消去される。そこで、(3) 式は次式に変形される。

$$S(t) = \int_0^\infty h(\xi) \text{LPF} \left[m_1(t - \xi) m_1\left(\frac{f_2}{f_1} t\right) \right] d\xi$$

Fig. 1 Schematic diagram of the M-seq. pulse-compression underground survey radar (Surface scanning type)

$$\begin{aligned} & \doteq \int_0^\infty h(\xi) \left\{ \frac{1}{T_e} \int_{t-T_e}^t m_1(\eta-\xi) m_1 \right. \\ & \quad \times \left(\eta - \frac{\Delta f}{f_1} \eta \right) d\eta \Big\} d\xi \end{aligned} \quad (4)$$

ただし,

$$\Delta f = f_1 - f_2 \quad (5)$$

(4)式の変形において, ローパスフィルタの動作を積分時間 T_e の積分演算と等価であると近似し, T_e は M 系列信号の周期 T_m より十分長いと仮定した. (4)式の η に関する $(t - T_e)$ から t までの積分において, $(\Delta f/f_1)\eta$ の変化量は $(\Delta f/f_1)T_e$ となるが, この変化量が 1 ビット分の時間 $1/f_1$ に比べて十分小さい場合について, $(\Delta f/f_1)\eta$ を $(\Delta f/f_1)t$ と固定して近似する. すなわち,

$$T_m \ll T_e \ll 1/\Delta f \quad (6)$$

であるならば,

$$\tau = (\Delta f/f_1)t \quad (7)$$

として, 次式が求まる.

$$S(t) \doteq \int_0^\infty h(\xi) \Phi_{mm}(\tau - \xi) d\xi \quad (8)$$

検出信号 $S(t)$ に対して時間的基準を与える信号 $T(t)$ は, 二つの M 系列信号の出力を直接乗算し, ローパスフィルタを通過して得られる. したがって $T(t)$ は, (4)~(8)式と同様の変形により次式となる.

$$T(t) = \Phi_{mm}(\tau) \quad (9)$$

すなわち, 条件式(6)が満足されれば, (8), (9)式から, 地中伝播のインパルス応答 $h(t)$ に対して, $T(t)$ を入力波形としたときの応答波形が検出信号 $S(t)$ となることが了解される⁹⁾.

さらに, (7)式に示されるように, 近距離における電磁波の伝播という高速現象に関するインパルス応答の時間軸が $f_1/\Delta f$ 倍に拡大・低速化されて観測できるのも本方式の大きな特長である.

2.2 測定周期とノイズ除去

M 系列信号は周期的な信号であるから, 検出信号 $S(t)$ も周期的となり, これが測定周期となる. 測定周期 T_s は, 次式となる⁹⁾.

$$T_s = T_m f_1 / \Delta f \quad (10)$$

実用上の応答速度は, この測定周期のほかに, 検出信号の平均化処理などの個々の適用例に応じて実行される二次的信号処理時間も含んだ時間となる.

ノイズ除去の効果はつぎに説明するように, 二つのクロック周波数の差 Δf によって決定される. ローパスフィルタのカットオフ周波数 f_{LPF} は, ノイズ除去の観点からは検出信号の波形歪みが生じない範囲内で低周波とするのが有利である. $f_{LPF} \doteq 1/T_e$ と仮定して(6)式を勘案し, 実用的には,

$$f_{LPF} = 5\Delta f \quad (11)$$

と設定する⁹⁾. このとき, ホワイトノイズに対するノイズ除去比 N_{SUP} を受信入力端に対する検出信号出力端の周波数帯域の比として評価すると, (12)式のような小さな値を得ることができる. ただし, 受信入力端での周波数帯域は $10f_1$ 程度と仮定した⁹⁾.

$$N_{SUP} = \Delta f / (2f_1) \quad (12)$$

また, N_m の満たすべき条件は, (6)式より, $T_e \doteq 1/f_{LPF} = 1/(5\Delta f)$ のとき, 次式となる.

$$N_m \ll f_1 / (5\Delta f) \quad (13)$$

したがって, 本方式におけるパルス圧縮による S/N 改善の効果は, (13)式の条件下において, クロック周波数 f_1 とクロック周波数の差 Δf で決まる.

3. 地表走査型 M 系列信号地中レーダ

3.1 送信波形の検討

送信・受信アンテナ, および地中伝播の伝達特性と M 系列信号の波形を整合して, 電磁波の放射および受信の効率を高めるための適切な送信波形について検討した.

一般的にアンテナ系を含めた地中の伝達特性は, 数十 MHz から数百 MHz の帯域のバンドパス特性となる. これに対し, Fig. 2(a)に示すような M 系列信号の源波形は直流成分および低周波成分を多くもつため, 地中の伝達特性と不整合となる. そこで, Fig. 2(b)に示すように, M 系列信号発生のカロック信号と同期した搬送波を M 系列信号で二位相変調した信号を考えると, M 系列信号の主要成分である直流および低周波成分はカロック周波数の分だけ高周波側にシフトし, また, 信号が各カロックごとにモノサイクルパルスで構成されるようになるため直流成分がなくなり, 地中の伝達特性と整合した波形となる. このとき, 送信周波数の主成分はカロック周波数と等しいと考えることができる. 従来の M 系列信号と二位相変調した信号のそれぞれの自己相関関数の波形を Fig. 3(a), (b)に示す. 後者は, 前者の自己相関関数 $\cos(2\pi f_c \tau)$ を乗じた関数となる.

つぎに, 送信波形による検出性能の比較試験を行った.

(a) Original M-seq. waveform

(b) Two-phase modulated M-seq.

Fig. 2 Original M-seq. and two-phase modulated M-seq. waveforms

(a) Auto-correlation of the original M-seq.

(b) Auto-correlation of the two-phase modulated M-seq.

Fig. 3 Auto-correlation functions of the original M-seq. and the two-phase modulated M-seq.

実験を容易にするため、地中埋設鋼管の模擬モデルとして水槽内の鋼管を対象に試験した。Photo. 1 は、水面に沿ってアンテナを走査したときに得られる検出波形を強度に対応して白黒の濃淡に変換した像で、横が水平距離、縦が深さに相当する。使用したアンテナの $1/2$ 電力ビーム幅は水中で約 40° と広いため鋼管断面の検出像は円弧状となり、鋼管の位置は円弧の中央部に相当する⁹⁾。M 系列信号の源波形を送信した場合の検出像は、Photo. 1 (a) のようにやや不鮮明であるが、M 系列信号で二位相変調した信号の場合には、Photo. 1 (b) のごとく鮮明な像となり、後者の波形の有効性が予想どおり確認された。Photo. 1 (a) と比較して (b) では、検出像が黒い 2 本線状となっているのは、Fig. 3 (b) に示したように二位相変調した M 系列信号の自己相関関数が負側に大きく振動している部分に相当している。

3.2 探査実験

地表走査型の M 系列信号地中探査レーダの試作器の仕様を Table 1 に示す¹⁰⁾。本試作例では、ノイズ抑制効果は $N_{\text{SUP}} = -44$ dB、測定周期は $T_s = 16$ ms と設定した。アンテナには抵抗装荷した三角ダイポールアンテナを用い、送信用と受信用のアンテナをそれぞれ分離して並べて使用した。送信電力は最大 0.5 W ときわめて小さな値である。

地下 1.5 m に埋設された直径 100 mm の鋼管を検出した像を Photo. 2 に示す。一般にパルス方式の地中探査レーダでは尖塔値出力が数百 W もあるのに対し、本レーダではわずか 0.5 W にすぎないが明瞭に地下の埋設管が検出でき、その有効性が確認された。しかし、現状の三角ダイポールアンテナでは、送信アンテナと受信アンテナの間のアイソレーションは約 -40 dB と漏洩波が大きく、これに伴うタイムサイドローブが漏洩波の

(a) Original M-seq. waveform

(b) Two-phase modulated M-seq. (Steel pipe of 100 ϕ mm at a depth of 1m.)

Photo. 1 Detected images of a steel pipe in a water tank to compare the performance of the transmitted waveforms

Table 1 Specifications of the M-seq. pulse-compression underground survey radar of surface scanning type

M-seq. length	127 bit	
Clock freq.	f_1	100.004 MHz
	f_2	99.996 MHz
Waveform	Two-phase mod.	
Output power	0.5 W	
Antennas	Bow-tie ant.

Photo. 2 Detected steel pipe under the ground

ピーク値の -40 dB のレベルのノイズとなっているので、リターンロスが -80 dB 以下の信号は検出困難であった。アンテナの改良が進み漏洩波を抑制できれば本方式による高感度性能がさらに発揮できると考えられる。

4. M 系列信号クロスボアホールレーダ

4.1 装置構成

M 系列信号クロスボアホールレーダの構成を Fig. 4 に、その仕様を Table 2 に示す¹¹⁾。

M 系列信号発生器などの信号処理部から送信ゾンデおよび受信ゾンデまでの間の伝送路を光ファイバリンクとしてノイズ対策を施した。また、ゾンデの小型化のために各ゾンデの電源はボアホール直上に置いた外部電源から電源ケーブルを用いて供給した。ここで、送信アンテナから放射された電磁波がこのケーブルに沿って伝播して、検出波形に好ましくない影響を与えないように、電源ケーブルのゾンデ近傍 2 m の範囲を円筒状のフェライトで被覆して電源ケーブルに沿った伝播モードに対してインピーダンスを高くして減衰させる工夫を施した。

アンテナ素子は送信受信ともに円筒状のダイポールアンテナとし、電子回路とともにプラスチック製の防水型ゾンデ内に収納した。

4.2 埋設管探査実験

関東ローム層において、間隔 $L=3\text{ m}$ の 2 本のボアホール間において、深さ 2.3 m の位置に直径 300 mm の鋼管が埋設されている試験場で実験した。高分解能が得られるようにクロック周波数は 200 MHz、ゾンデ内のダイポールアンテナの長さは 300 mm とした。

送信ゾンデと受信ゾンデとの深さを同じ位置にしながら変化させて得られた波形を Fig. 5 に示す。出力電力を 10 mW まで低下させても、Fig. 5 のごとく十分な感度で検出波形が得られた。ゾンデの深さが埋設管の深さである 2.3 m 付近になると、透過波が埋設管の影の影響を受け急激に振幅が小さくなることが観測され、クロスボアホールレーダによる埋設管検出能力を実証した。また、伝播時間から比誘電率 ϵ^* を求めると、深さ 3 m の位置では $\epsilon^*=36$ であった。深い位置ほど、伝播時間が長くな

る傾向がみられるが、これは地中の含水量の深さ分布に依存した誘電率の変化によるものと思われる。

上記試験と同じ土質において、パルス波方式と M 系列信号方式のボアホールレーダの感度性能の比較試験を

Table 2 Specifications of the M-seq. pulse-compression cross bore-hole radar

M-seq. length	511 bit
Clock freq. f_1	10~220 MHz
f_2	$f_1 + 1\text{ kHz}$
Waveform	Two-phase mod.
Output power	0~1 W
Antennas	Dipole antenna
Sonde size	58 $\phi \times (1350 \sim 1960)\text{ mm}$
weight	3 kg

Fig. 5 Detected waveforms (Transmitting and receiving antennas are at the same depth)

Fig. 4 Schematic diagram of the M-seq. pulse-compression cross bore-hole radar

Fig. 6 Received signal strength distribution depends on depth

行った。ボアホール間隔が 10 m において、パルス波方式では中心周波数 120 MHz、尖塔値出力電力 12.5 W のとき $S/N=1$ となったのに対して、M 系列信号方式ではクロック周波数 120 MHz、 $\Delta f=1$ kHz、出力電力 1 mW で $S/N=1$ となり、約 41 dB の感度の差が確認できた。

上記のように送信アンテナと受信アンテナを同じ深さにしながら探査する方法では、埋設管の深さ位置の情報しか得られないが、今後埋設管の水平位置も含めた位置特定を行うためには、地中での電磁波の伝播特性についての解析やアンテナの指向性、コンピュータトモグラフィ技術の適用について検討することが新たな課題となる。

4.3 地質探査実験

地質調査への適用試験を行った。地中での電磁波の減衰の影響を軽減するため、クロック周波数は 10 MHz の低周波に設定し、これに対応してダイポールアンテナは長くして 800 mm とした。送信ゾンデと受信ゾンデの深さを同じ位置としながら 4~29 m で変化させて得られた透過波の振幅変化を Fig. 6 に示す。深さ 5~16 m の地質は泥土岩層、深さ 16~22 m は砂礫層、深さ 22~28 m は礫泥砂互層に対応して透過波の減衰は大きく変化することがわかった。伝播時間は深さにほとんど依存せず、その伝播時間から求めた本現場の比誘電率 ϵ^* は 14 となった。深さ 20 m の砂礫層において、伝播距離に対する透過波の減衰特性を計測した結果を Fig. 7 に示す。なお、本試作器では、検出信号伝送に使用した光ファイバリンクの低周波側の帯域制限の関係で、 $\Delta f=1$ kHz と固定設定し、必要に応じて S/N 改善のため検出信号に平均化処理を使用した。Fig. 7 によれば、最小検出信号レベルは -140 dBm を達成した。これは実測した受信端換算のノイズレベル -90 dBm より 50 dB 低い微小な信号を検出できることを意味している。この値は、平均化 (128 回

Fig. 7 Received signal strength is attenuated due to the distance between bore-holes

平均)により 11 dB、パルス圧縮により 43 dB の S/N 改善が期待される理論的予想とほぼ一致した。

5. ま と め

周期がわずかに異なる二つの M 系列信号を用いたアナログ的な相関演算方式を応用して簡単な装置構成で実現できる M 系列信号パルス圧縮方式地中探査レーダを提案し、検討した結果、つぎの結論を得た。

① 本方式の動作解析を行い、M 系列信号の周期 T_m 、積分時間 T_e 、二つのクロック周波数の差 Δf に関して (6) 式の条件が満たされれば、インパルス応答 $h(t)$ で表わされる地中の伝達特性に対して、時間基準信号 $T(t)$ を入力としたときの応答として検出信号 $S(t)$ が得られる。

② 地中探査用の送信波形としては、M 系列信号の源波形に比べて M 系列信号でクロック信号に同期した搬送波を二位相変調した波形のほうが強度的に明瞭な検出像が得られる。

③ 地表走査型の地中レーダへの応用では、探査可能距離深度拡大の必要条件である高感度性能が確認され、さらに性能を改善するためには送信受信アンテナ間の漏洩低減が課題となる。

④ クロスボアホールレーダへの応用では、従来のパルス波方式と比較して約 40 dB も感度が良好であった。また、埋設管を検出できる程度の高分解能が得られ、新しい埋設物探査技術の足掛かりを得た。今後の課題としては、クロスボアホールレーダのデータから地中の構造を断面像として構成するジオトモグラフィ技術¹²⁾の活用が考えられる。

本研究に関連し、貴重なご意見を頂きました電気通信大学の鈴木務教授および荒井郁男助教授に感謝いたします。さらに、現場適用試験に対してご協力を頂いた日本鋼管工事(株)技術開発センターに感謝いたします。

参 考 文 献

- 1) 荒井, 鈴木: 地中レーダシステム, 信学論(B), J66-B-6, 713/720 (1983)

- 2) 利岡徹馬：土質地盤におけるボアホールレーダの測定例，物理探査学会第 79 回学術講演会論文集，58，250/253 (1988)
- 3) 荒井，鈴木：パルスコンプレッション地中探査レーダ，昭和 58 年電気関連学会関西支部連合大会，S4-3 (1983)
- 4) 鈴木，荒井，肖：符号化地中レーダ，信学技報，SANE87-1，1/4 (1987)
- 5) E. C. Farnett, T. B. Howard and G. H. Stevens: Pulse-compression Radar, Radar Handbook, Skolnik M. I. ed., Chap. 20., McGraw-Hill (1970)
- 6) 磯部，井戸川：速いインパルス応答の直表式，相関関数およびスペクトル，磯部孝編，200/208，東京大学出版会 (1968)
- 7) 長棟，手塚：M 系列信号変調方式マイクロ波レベル計，計測自動制御学会論文集，27-11，1199/1205 (1991)
- 8) 佐藤勇：擬似ランダム系列，相関関数およびスペクトル，磯部孝編，170/185，東京大学出版会 (1968)
- 9) 荒井，鈴木：合成開口地中レーダ，第 2 回センシングフォーラム論文集，19/24 (1985)
- 10) 長棟，手塚，金尾：符号化パルス圧縮地中レーダ，1989 信学春季全大，B-149 (1989)
- 11) A. Nagamune, K. Tezuka, S. Chiba and A. Suzuki: A Highly Sensitive Cross Bore-Hole Radar for Subsurface Inspection, Technical Digest of the 11st Sensor Symp., B1-2, 55/58 (1992)
- 12) W. Daily and J. Lytle: Geophysical Tomography, J. Geomag. Geoelectr., 35, 423/442 (1983)

[著者紹介]

長棟 章生 (正会員)

1978 年，早稲田大学大学院修士課程 (応用物理学) 修了。同年日本鋼管 (株) 入社。85 年米国オハイオ州立大学大学院 M. Sc. 修了。現在，日本鋼管 (株) 基盤技術研究所計測制御研究部チーム主査，早稲田大学非常勤講師。92 年度計測自動制御学会論文賞受賞。電気学会，IEEE などの会員。

手塚 浩一

1987 年，慶応義塾大学大学院修士課程 (計測工学) 修了。同年日本鋼管 (株) 入社。現在，同社基盤技術研究所計測制御研究部主任研究員。光・マイクロ波応用研究に従事。92 年度計測自動制御学会論文賞受賞。鉄鋼協会の会員。