

FM-CWレーダにおける等価STC回路について

笠原 一[†] 森山 敏文[†] 山口 芳雄[†] 山田 寛喜[†]

On An Equivalent Sensitivity Time Control Circuit For FM-CW Radar

Hajime KASAHARA[†], Toshifumi MORIYAMA[†], Yoshio YAMAGUCHI[†], and Hiroyoshi YAMADA[†]

あらまし 地中レーダにおける問題として、地表面反射等の近距離のクラッタや、地中での電波の減衰による深部探査の困難がある。そこで本論文では、FM-CWレーダにおいて近距離にあるターゲットの受信感度を抑え、遠距離になるほど、受信感度を上げる補正方法を提案する。この補正方法はビート信号の微分に基づくものであり、FM-CWレーダにおいて等価的にSTC回路を実現したものである。まず、この補正方法が理論的、実験的に可能であることを示し、つぎに、地中埋没物検出の実験結果をもとに、この補正方法の有効性を示す。

キーワード 地中FM-CWレーダ, STC回路, 時間微分信号, 深部物体検出

1. ま え が き

地中レーダにおける問題点の一つとして、アンテナのカップリング、地表面反射、また地表面反射による多重反射等の近距離のクラッタや、地中での深さに対する電波の減衰により、地中深部探査の困難がある。そのため、探査距離を延ばすには近距離では地表面反射等のクラッタの受信感度を抑え、遠距離になるほど、受信感度を上げていくような減衰補正が不可欠となる。パルスレーダシステムは遠距離のターゲットに対して遅延時間と共に受信感度を上げ、減衰補正を行うSTC (Sensitivity Time Control) 回路[1], [2]を用いている。この回路を使えば原理的に地表面反射等の抑圧や地中での電波の減衰補正が可能である。一方、FM-CWレーダは、線形に周波数変調を施した連続波をもとに得られたビート信号の周波数スペクトラムにより物体までの距離を検出するシステムである。従って、観測時間と共に受信感度を上げるSTC回路を用いることは不可能である。

そこで本論文では、STC回路の代替として、FM-CWレーダで観測されるビート信号の微分に基づく電波の減衰の補正方法を提案する。2.では補正方法の理論、および利点について述べる。3.では自由空間中における減衰補正実験をもとに補正の必要性を確認し、また差分近似による補正方法の実現性について検証する。

4.では地中埋没物検出実験を通して、2.で提案した補正の有効性を検証する。更に5.では、実際に減衰補正を行ううえでの回路構成について考察している。

2. FM-CWレーダ

2.1 時間微分信号を用いた補正方法

FM-CWレーダは線形に周波数変調を施した連続波を利用してターゲットまでの距離を計測するレーダである。図1に示すように、比誘電率 ϵ_r の媒質中に送/受信アンテナから距離 R だけ離れて一つのターゲットが存在していると仮定すると、送信信号と受信信号を2乗検波することによって得られるビート信号は次式のように近似される。

$$s_b(t) = gA^2 D \exp [j(2\pi f_b t + \phi)] \tag{1a}$$

g : ターゲットの反射係数

A : 送信信号の振幅

D : 減衰係数

ϕ : 位相

f_b : 周波数差 (ビート周波数)

$$f_b = M \tau = \frac{2\sqrt{\epsilon_r} R \Delta f}{c \Delta t} \tag{1b}$$

c : 光速

Δf : 掃引周波数幅

Δt : 掃引時間

式(1b)から明らかなように、ターゲットまでの距離 R はビート周波数 f_b に比例している。従って、式(1a)に

[†] 新潟大学工学部情報工学科, 新潟市
Faculty of Engineering, Niigata University, Niigata-shi, 950-21 Japan

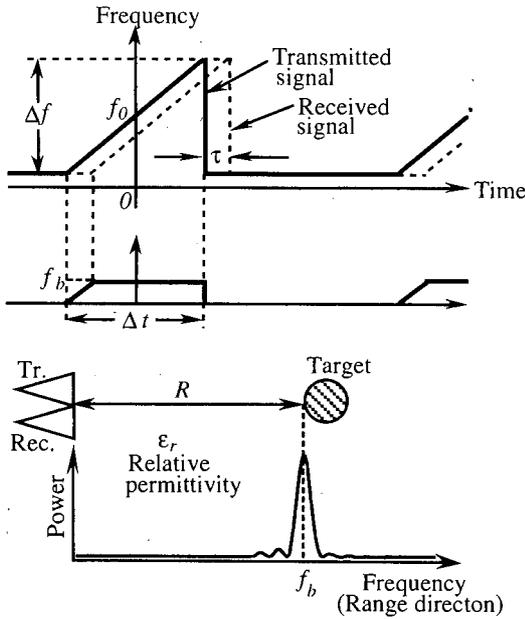


図1 FM-CWレーダの動作原理
Fig. 1 Principle of FM-CW radar.

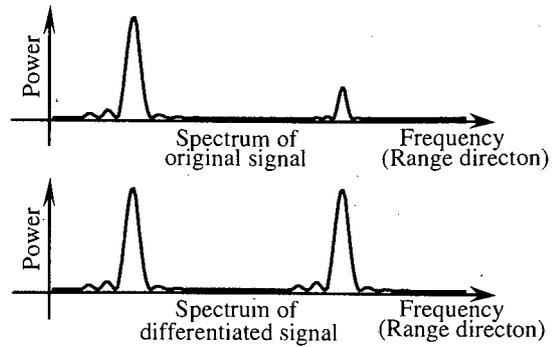


図2 微分信号による減衰補正
Fig. 2 Compensation of attenuation by differentiated signal.

$$= \sum_{m=0}^{M-1} (j 2 \pi f_{b_m})^n g_m A^2 D_m \delta(f - f_{b_m}) \exp[j \phi_m] \quad (2d)$$

上式は式(2c)の時間 t に関する n 階微分式を表したものである。式(2d)から容易に導かれるように個々のビート信号の時間に関する微分では、周波数(距離)に関する係数 $(j 2 \pi f_{b_m})^n$ が乗じられるため、各ターゲットに対応するビートスペクトラムには、その係数による補正が加わる(図2)[3]。

この微分による減衰補正の利点として次の五つの点が挙げられる。

(1) 回路構成による補正では、STCを実現する方法が通常のレーダシステムでは非線形フィルタを構成する必要があるのに対し、式(2d)からも明らかのように、FM-CWレーダシステムでは周波数領域の線形フィルタでよい。

(2) 回路構成による補正では、地表面反射等の近距離のクラッタ(ビート周波数の低い信号)が、受信器側のミキシングされた後の最初の信号入力時で抑圧可能であり、これに伴い、深いターゲット(ビート周波数の高い信号)の電圧値をA/D変換器の最大入力電圧値まで向上させることが可能となる。従って、ビート周波数の高い信号に対して、A/D変換時の量子化誤差の低減や、受信器内部で発生するノイズに対するS/Nの向上が期待される。

(3) FM-CWレーダでは、式(1b)より、同じ距離にあるターゲットでも、それに対応するビート周波数は周波数変調率に依存する。従って、構成回路の周波数特性に応じてビート信号の周波数帯域が選択可能である。

(4) 計算機上においても、時間領域の微分を差分で近似することで補正が可能である。また、周波数領域

フーリエ変換を施すことで、物体までの距離と物体の反射強度 $g A^2 D$ が得られる。

ターゲットが複数 M 個存在する場合のビート信号は、個々のビート信号(式(2b))の線形和として以下のように表される。

$$s_b(t) = \sum_{m=0}^{M-1} s_{b_m}(t) \quad (2a)$$

$$s_{b_m}(t) = g_m A^2 D_m \exp[j(2 \pi f_{b_m} t + \phi_m)] \quad (2b)$$

フーリエ変換の線形性により、式(2a)のフーリエ変換結果は次式となる。

$$FT[s_b(t)] = \sum_{m=0}^{M-1} g_m A^2 D_m \delta(f - f_{b_m}) \exp[j \phi_m] \quad (2c)$$

FT: フーリエ変換

従って、式(2c)の振幅情報により、反射強度分布による複数のターゲットの検出が可能となる。しかしながら、地中レーダにおいては近距離クラッタである地表面反射や距離による減衰係数 D_m が含まれるため、遠距離にあるターゲットの反射係数 g_m の計測が困難になる。

そこで、フーリエ変換の線形性を利用して、距離に関する減衰の補正方法を提案する。

$$FT \left[\frac{\partial^n s_b(t)}{\partial t^n} \right]$$

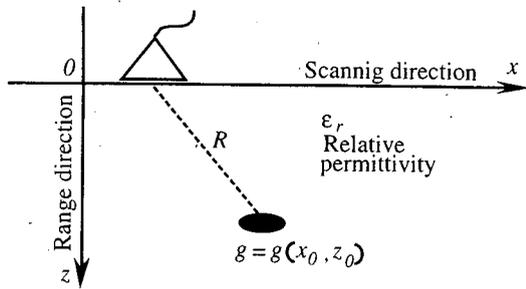


図3 フレネル領域におけるターゲット分布
Fig. 3 Location of target in the Fresnel region.

でスペクトラムに $(j2\pi f_{bm})^n$ を乗じれば回路と等価的な補正が可能である。

(5) 位相に関しては微分を行っても式(2c)に j^n が乗じらるだけで、位相情報は保存されるため、次節のような合成開口処理法の適用が可能である。

2.2 合成開口法

FM-CWレーダにおける時間微分信号への合成開口法[4]の適用は次のように定式化される。図3のように、反射係数 g をもつ物体がフレネル領域内に存在するものと仮定すると、物体が存在する距離 $z = z_0$ でのビートスペクトラムは次のようになる。

$$U(x, z_0) = \int_{-\infty}^{\infty} g(x_0, z_0) h(x - x_0, z_0) dx \quad (3a)$$

$$h(x - x_0, z_0) = \exp \left[j \frac{4\pi \sqrt{\epsilon_r} f_0}{c} \left\{ z_0 + \frac{(x - x_0)^2}{2z_0} \right\} \right] \quad (3b)$$

この $U(x, z_0)$ が計測される信号で、形式上フレネルホログラムの一種とみなすことができる。従って、物体の反射係数 g は、近似的に逆フレネル変換を施すことによって次式から導出される。

$$g(x_0, z_0) = \int_{-L/2}^{L/2} U(x, z_0) h^*(x_0 - x, z_0) dx \quad (4)$$

L : アンテナ走査範囲

ここで、 h は伝搬関数で位相に関する基底関数である。すなわち、合成開口法には観測ビート信号の位相情報が必要である。しかし、式(2d)より j^n の位相情報が式(4)に係数倍されるのみであり、全体の位相情報は保存されるため、微分後の信号に対しても同様に合成開口法を用いることができる。

2.3 計算機上での補正方法

微分による補正を計算機上で構成する場合は、信号

が離散的であるため差分による近似を用いることができる。この場合、離散ビート信号は次式のように表現できる。

$$s_b'(n) = f_s [s_b(n) - s_b(n-1)] \quad (5a)$$

但し、 $\alpha = f_b/f_s \leq 0.5$,

f_s : A/D変換のサンプリング周波数

差分の方法として後方差分を用いると、式(5a)の差分結果は次式となる。

$$s_b'(n) = f_s [s_b(n) - s_b(n-1)] \\ = 2 f_s \sin(\pi \alpha) \exp \left[j \left(-\pi \alpha + \frac{\pi}{2} \right) \right] \\ \times g A^2 D \exp \left[j 2 \pi (\alpha n + f_0 \tau) \right] \quad (5b)$$

式(5b)より、原信号の振幅に関しては、差分により係数が乗じられる。位相に関しては、差分により位相回転が生じてしまう。しかし、FM-CWシステムにおいて位相情報の必要な合成開口処理や、レーダポラリメトリでは、それぞれの走査点で観測されたビートスペクトラムの同距離における相対位相、あるいは各偏波での相対位相が必要であり、絶対距離に従う位相回転は特に問題とならない。本論文では回路的に実現される信号の微分補正に関する検討を行う前に、以上に示した計算機上での差分補正に関する検討結果について示す。

3. 自由空間中における減衰補正実験

本章では、自由空間中において基礎実験を行った結果を示す。この実験の目的は、距離と共に減衰信号に対する補正の必要性を確認し、差分による補正を施すことにより理論どおりの補正結果が得られるか確認することである。減衰量は、自由空間中において一つのターゲットを送/受信アンテナから遠ざけていった場合のビートスペクトラムの振幅の大きさにより求められる。これを用いて、差分による補正を施し、補正前/補正後の減衰補正率を求め、理論値と比較した。その測定状況および各測定条件をそれぞれ図4、表1に示す。使用したターゲットは、アルミ製のTrihedral corner reflector (1辺30 cm)とした。図5に測定結果を示す。図6は2階差分時/非差分時の減衰補正率を調べ理論値と比較した結果である。図5より差分を施すことによりビート信号電力の減衰の補正されていることがわかる。図6からわかるように、差分時/非差分時の反射電力比も良好に理論と一致した。また3階以上の差分による補正結果についても、同様に良好な結果

表1 実験条件
Table 1 Experiment condition.

Parameters	Values
Start Frequency	1.1GHz
Sweep Frequency	1.1GHz
Sweep Time	5.1ms
Time Point	102
FFT Point	1024
Sampling Frequency	20kHz

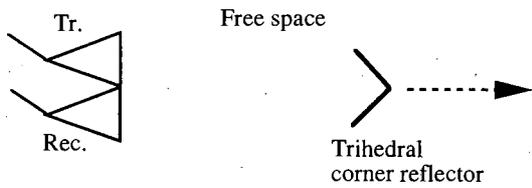


図4 測定状況
Fig. 4 The experimental scheme.

が得られることを確認した。以上より、実際のFM-CWレーダシステムによって観測される信号に対して、計算機上での差分による補正が理論どおりに実現可能であることが確認された。

4. 地中埋没物体の検出実験

つぎに、地中レーダ[5]で得られた信号に対して、この差分による補正を適用した実験結果について示す。実験は、不均一媒質である地中に1枚のアルミ板(20×85 cm)を埋め、これをFM-CWレーダで測定し、原データと差分による補正を施した場合での検出結果の間にどの程度の改善効果が認められるかを比較検討した。その測定状況を図7に、各測定条件を表2に示す。

検出結果を図8～図10に示す。各検出結果には2.2に示した合成開口処理が施されている。図8より、非差分時の検出結果では、地表面反射やその多重反射等の近距離のクラッタが強く表れている様子が認められる。また、深い位置にあるアルミ板による反射は微弱であった。一方、差分時の検出結果においては、1階

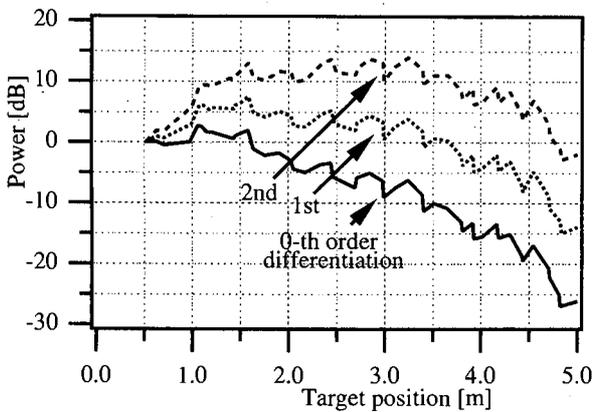


図5 差分時におけるビート信号電力
Fig. 5 Beat signal power with difference.

表2 実験条件
Table 2 Experiment condition.

Parameters	Values
Start Frequency	0.25GHz
Sweep Frequency	0.75GHz
Sweep Time	5.1ms
Time Point	102
FFT Point	1024
Sampling Frequency	20kHz
Scanning Point	64

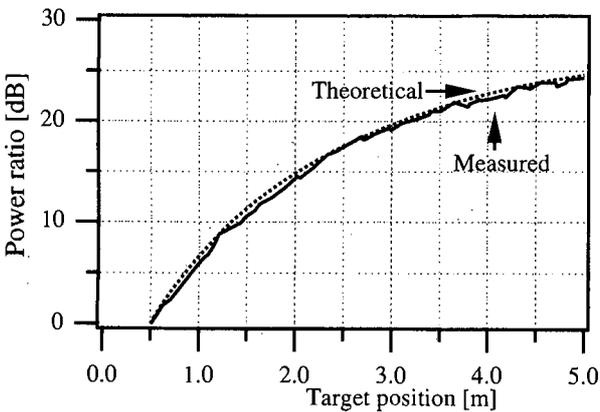


図6 2階差分時/非差分時のビート信号電力比
Fig. 6 Power ratio of 2nd order to 0-th order difference.

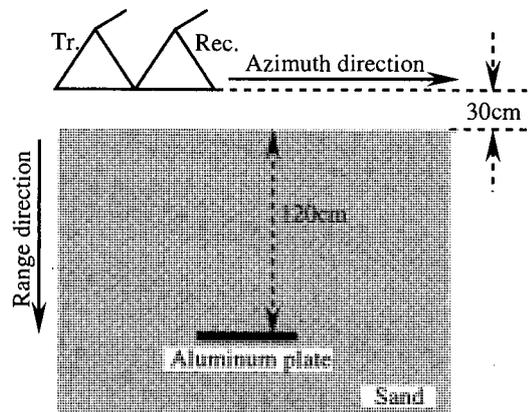


図7 測定状況
Fig. 7 The experimental scheme.

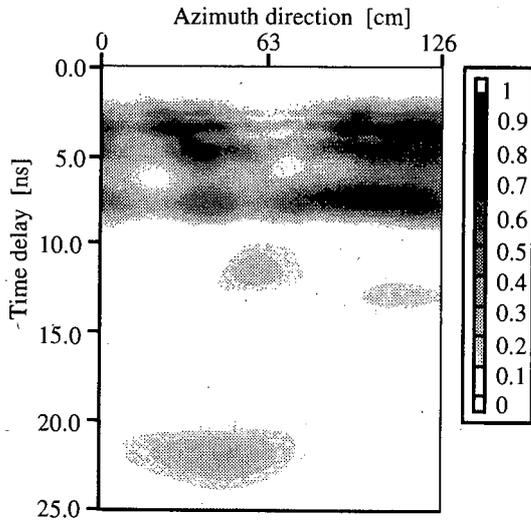


図8 非差分時の検出結果
Fig. 8 Detection result of 0-th order difference.

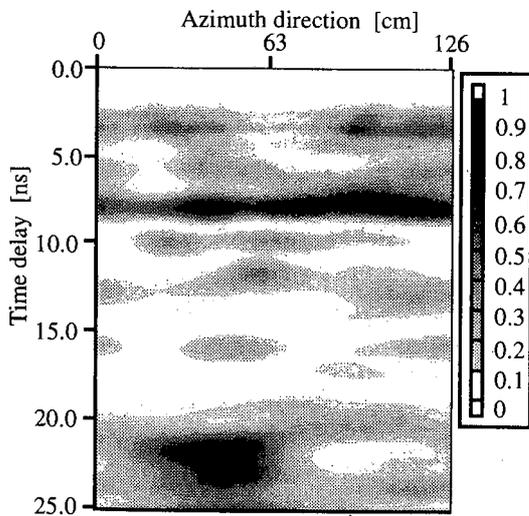


図9 1階差分時の検出結果
Fig. 9 Detection result of first order difference.

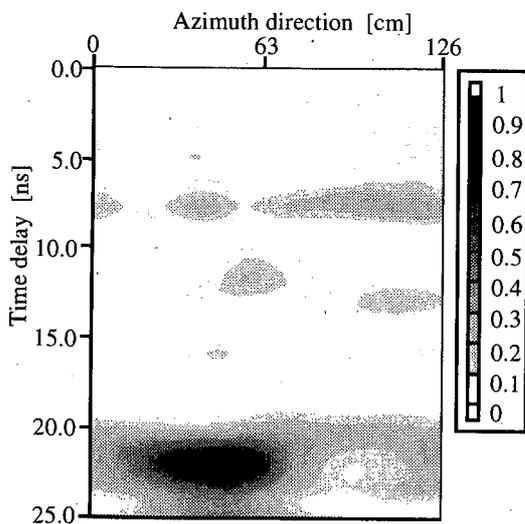


図10 2階差分時の検出結果
Fig. 10 Detection result of second order difference.

差分時 (図9) ではアルミ板による反射が明確に検出され、2階差分時 (図10) ではより明瞭な像として現れていることがわかる。更に、2階差分時においては、近距離のクラッタよりアルミ板の反射が大きく増幅されているため、相対的にこれらのクラッタが抑制された像となっていることがわかる。また、3階以上の差分による補正結果もほぼ同様であった。以上より、ビート信号の差分を用いる補正がSTC回路の代替としての機能を果たし、地中FM-CWレーダの埋没探査に有効であると言える。

5. 回路上で構成する場合の一考察

前章では差分を計算上で行った場合の有効性について検討した。しかし、2.1で述べたように、この補正方法が回路で実現されると、実用上、非常に有効である。そこで、以下のような問題点に着目し、実際に微分を回路上で構成する場合の回路構成に関して考察した。

理論上は微分による補正がビート周波数 f_b の関数 $(j2\pi f_b)^n$ に従い増幅されていく。従って、高い周波数帯域では、雑音が大きく増幅されることが問題となる。そのため、回路構成の際には、ある周波数以上の減衰補正率が一定になるような工夫が必要となる。その一つの簡単な微分回路構成法を図11に示す。この場合の減衰補正率、すなわち微分回路の増幅率は次のように与えられる。

$$\left| \frac{v_{out}}{v_{in}} \right| = 2\pi f_b R_2 C \quad (f_b \ll f_c) \quad (6a)$$

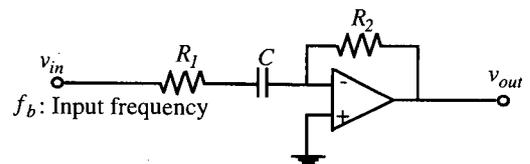


図11 1階微分回路構成図
Fig. 11 First order differentiation circuit.

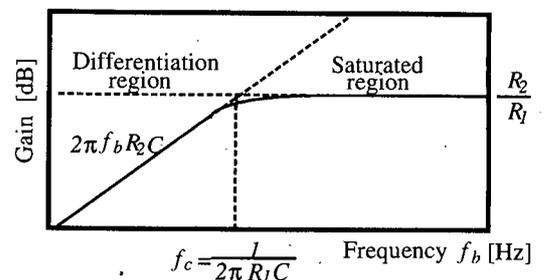


図12 1階微分回路の入力周波数に対する増幅率の変化
Fig. 12 Gain of first order differentiation circuit.

$$\left| \frac{v_{out}}{v_{in}} \right| = \frac{R_2}{R_1} \quad (f_b \gg f) \quad (6b)$$

但し, $f_c = 1/2\pi R_1 C$: カットオフ周波数

この回路では, 必要に応じて抵抗値を変えることにより, 容易にカットオフ周波数の調節が可能である. このような増幅率の発散を抑える処理はSTC回路にも用いられている.

6. ま と め

FM-CWレーダにおいてSTC回路の代替として時間ビート信号の微分を用いる手法について理論検討し, その利点について明らかにした. また, 実際の地中FM-CWレーダへの適用結果により, 地表面反射等の近距離クラッタの抑圧効果, 深さに対する減衰補正効果を確認し, 埋没探査に対して有効性であることを明らかにした. 更に, 減衰補正を行ううえでの回路構成について考察した. 回路構成による補正では, 2.1で示したようにビート周波数の高い信号に関して, A/D変換時の量子化誤差の低減, S/Nの向上が期待できる. しかしその反面で, 回路のノイズ特性によるS/Nの劣化も起こり得る. 今後は以上をふまえた回路構成の際の総合的なS/Nについて考察する予定である.

謝辞 この研究の一部は文部省科学研究費の援助のもとで行われたものであり, 感謝いたします.

文 献

- [1] 電子通信学会, レーダ技術, 第6章, pp.191-193, 1984.
- [2] Fred E. Nathanson, "Radar Design Principles Second Edition," McGraw-Hill, pp.109-111, 1990.
- [3] 笠原 一, 山口芳雄, 森山敏文, 山田寛喜, "FM-CWレーダの深部探査性能の向上について," 信学技報, SANE 95-50, pp.61-66, July 1995.
- [4] Y.Yamaguchi, M.Mitsumoto, M.Sengoku, and T.Abe, "Detection of metallic objects synthetic aperture FM-CW radar," IEICE Trans., vol.J74-B-2, no.7, pp.413-420, July 1991.
- [5] Y.Yamaguchi and M.Sengoku, "Detection of objects buried in sandy ground by a synthetic aperture FM-CW radar," IEICE Trans. Commun., vol.E-76-B, no.10, pp.1297-1304, Oct. 1993.

(平成8年1月19日受付, 3月26日再受付)

笠原 一 (学生員)



平7新潟大・工・情報卒. 現在, 同大大学院修士課程在学中. 地中FM-CWレーダの研究に従事.

森山 敏文 (学生員)



平6新潟大・工・情報卒. 平7同大大学院修士課程了. 現在, 同年同大学院博士課程在学中. 地中FM-CWレーダ, レーダポーラリメトリの研究に従事.

山口 芳雄 (正員)



昭51新潟大・工・電子卒. 昭53東工大大学院修士課程了. 同年新潟大助手, 平7同教授. 昭63~平元イリノイ大在外研究員. 損失媒質中の電波伝搬, マイクロ波リモートセンシング, レーダポーラリメトリ等の研究に従事. 工博. IEEEシニア会員.

山田 寛喜 (正員)



昭63北大・工・電子卒. 平2同大大学院修士, 平5同博士課程了. 同年新潟大助手, 平7同講師. スーパーレゾリューション法, 電磁波散乱測定, 信号処理等の研究に従事. 工博. IEEE会員.