

[技 術 資 料]
ARNS 帯域における干渉信号位置推定手法の検討

大津山卓哉*

Study of direction finding methods for interference signals in ARNS
band

Takuya Otsuyama*

Abstract

The direction finding (DF) for signal sources is useful method for investigating signal environment. The methods for DF are fundamental problem of electromagnetics. Therefore, the application of the DF attracts attention, but the basic point of DF method are not treated. This technical report presents the fundamental direction finding methods. And we investigated the method of DF for the interference signal source in Aeronautical Radio Navigation Service (ARNS) band. Additionally, we present the results of computation for detecting the interference signals.

* 機上等技術領域 (Airborne System Technology Department)

1 はじめに

電波信号環境について調査を行う場合、信号がどこから来るかを知ることは非常に有用である。また無線機器を使う際に常に問題となる干渉問題の解決には信号分離や方位測定といった技術が必須である。電磁波の信号源推定や到来方向推定は電波工学の基礎問題といえる。それ故にそれらの手法を使った応用分野は注目されるが、基本原理についてはあまり触れられることがない。

本報告では基本的な信号の到来方向推定に使われている基本的技術について整理を行った。特に古典的手法ともいえる磁界を使った到来方向の推定法を基本とする方位測定法と、複数アンテナでの到達時間差を使った信号源位置推定に注目し整理した。それらの検討結果に基づく航空用無線航法周波数帯での干渉波源探索に有効と考えられる手法を検討する。

2 航空用無線航法周波数帯での干渉問題

航空用無線航法サービス (ARNS: Aeronautical Radio Navigation Service) に使用する電波は 960 ~ 1215MHz の周波数に割り当てられている。現在この帯域内で使われている信号は航空の安全性維持や効率的運用のために国際的な調整により保護されている。航空航法用などに新たな無線機器提案されているが、現在携帯電話などの普及により周波数資源が逼迫しているため、新たな航空無線システムの周波数も既存の ARNS 帯域に割り当てられる。この場合互いの無線システムが干渉しないよう新たな無線システムの信号設計を行い、既存のサービスに影響を与えないよう設計が行われている。このように ARNS 帯域で使われる信号はさまざまな配慮を行いながら開発・運用が行われている。しかしながらこの様に管理された帯域内でもごくまれに干渉問題が発生することがある。干渉の発生状況によっては航空の安全

に支障をきたす場合もあり、干渉源を迅速に特定し排除することが必要である。

図 1 に ARNS 帯域内で記録された干渉信号の一例を示す。このデータは宮崎空港付近で飛行実験中に得られたものである。この図 1 において 1185MHz 付近に見られる信号は DME のパルスペアである。また 0.2 から 0.4ms にかけておよび 0.9 から 1.0ms にかけて強力な DME 信号とそのマルチパスと見られる信号が含まれている。しかしながらこの図においてもっとも着目すべきは 1160MHz から 1165MHz にわたって記録されている信号である。この周波数帯で使われる機器にはこのような信号を出すものではなく、この信号は不法電波と考えるのが妥当である。図 1 の信号の場合は発生している周波数や信号のパターンからワイヤレスカメラからの信号と考えられるが実際の発生位置については不明である [1]。またこの信号は航空機の運航に影響を与えていなかったが、違法な電波を使ったワイヤレスカメラからの信号により航空機の安全運航に支障をきたす事例も発生している [2]。

本研究ではこのような干渉信号の信号源を求めるための方式について調査を行った。ARNS 帯域内で使われている機材はもともと互いにパルス干渉を受けることを考慮して信号設計されているため、有害な干渉となる可能性がある未知信号に対して信号源位置推定ができるような方位測定方式について検討を行う。

3 信号の方位測定手法

信号の到来方向推定を行うためには電磁波の性質をよく知る必要があるため、電磁気の基本ともいえる。一般に電磁波はその取扱いが近傍と遠方では異なる。近傍界における電波の到来方向推定は科学的に非常に興味深いテーマであるが、通常信号の方位測定といった場合には遠方界を扱い、本報告でも電磁波が平面波とみなせるよ

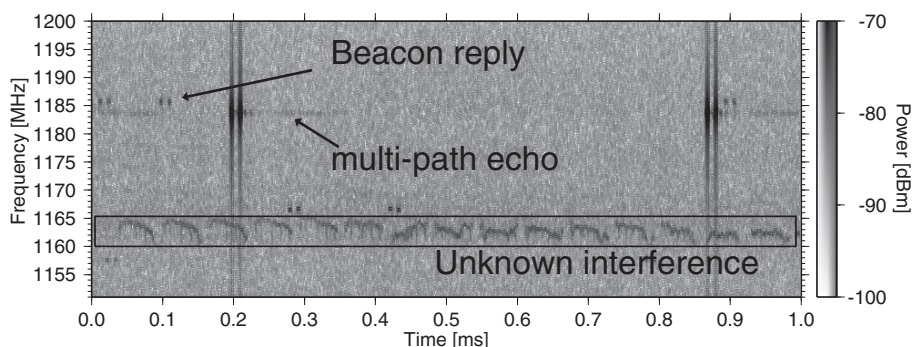


図 1 2006/10/26 に宮崎市上空にて記録された受信信号のスペクトログラム。横軸が時間 (0 ~ 1ms)、縦軸が周波数 (1151 ~ 1201MHz) となっている。

うな十分遠方での方位測定手法についてのみ扱う。

3.1 一局点測定による信号源位置推定

信号の位置推定のためには1つの観測点にて波の到来方向を求める手法が使われてきた。現在さまざまな分野で使われている方位測定装置の多くは1つの観測点で方位を算出し、複数の観測点にて得られた到来方向をまとめることにより信号の発信源を求める方法がとられている。各観測点においては電磁波の特徴とアンテナの特性を生かした方位測定が行われることが多い。主に次にあげるような手法が一局点測定で方位測定をするために考えられる。

- ピーク値法
- リサージュ法
- ゴニオメータ法
- 電磁界解析法

以下、これらについて解説する。

3.1.1 ピーク値法

ピーク値法はもっとも単純な信号の到来方向推定手法である。直交するアンテナで受信した水平磁界のそれぞれの成分のピーク値を比較することにより信号の到来方向を求めようとするものである。従って非常に簡単に方位測定システムを構築することが可能であるが、複数波源から同時にやってくる信号を求めることはできずノイズに弱いほか、未知の信号に対しては方位測定を行うことが困難である。

電力会社等で導入されている落雷位置推定システムLLP(Lightning Location and Protection)はこのピーク値法をつかって雷放電から発生する電磁波の到来方向を複数観測点で求めることにより、落雷位置を推定している。ただし、雷放電は放電毎に波形が異なるため信号の特徴点を定義することによってその強度比較を行っている。このような処理を行うことにより完全に既知ではないが様々なバリエーションがありうる信号についての方位測定を可能としている。

3.1.2 リサージュ法

ピーク値法は時間領域で得られた信号のある瞬間の信号強度を比較することによって方位測定を行うが、求めたい信号の前後の波形も使うことによりノイズ等の影響を減らすことができる。リサージュ法とは測定された磁界の2成分を使ってリサージュ図形を描き、その図形を楕円関数によりフィッティングすることによって方位測

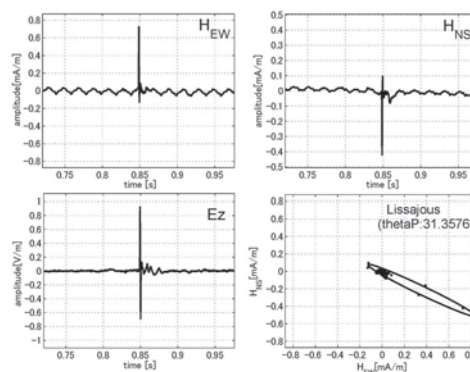


図2 母子里で測定された大規模雷放電からのトランジェント波形をリサージュ法によって方位測定した例。

定を行う手法である。ELF帯で雷放電を観測した信号を使いリサージュ法で方位測定をおこなった例を図2に示す。

図2に示した磁界波形は大規模雷放電から発生したトランジェント波形を北海道の母子里にて記録したものである。このように電力線高調波やバックグラウンドノイズなどは原点に集まり、トランジェント波形は楕円で近似できるような点を描く。これらの点に対して楕円近似を行うと楕円の長軸方向を磁界の方向として推定できる。これはトランジェント波形に対して主成分解析を行うのと同様の効果がある [3, 4]。

リサージュ法もピーク値法も磁界の方向を求めるために必要なデータ数が他の解析方法にくらべて非常に少なくすむ。このようなことからパルス性の信号の特徴が既知であるものに対しては非常に有効な手段と考えられる。

3.1.3 ゴニオメータ法

時間領域で方位測定を行う方法は簡単であるが、ノイズに弱くまた同時に複数の信号を受信するような場合には方位測定が困難になってしまう。そのため周波数領域で方位測定を行う方法も多くとられている。

ゴニオメータ法では電磁波を直線偏波の平面波と仮定する必要がある。磁界が東西成分 H_{ew} および南北成分 H_{ns} として記録されるとしたとき、磁界の方向 θ_H は次の式で表される。

$$\theta_H = \tan^{-1} \left(\operatorname{Re} \left\{ \frac{H_{ew}(f)}{H_{ns}(f)} \right\} \right) \quad (1)$$

電磁波を平面波として仮定しているので伝搬方向は磁界ベクトルから垂直な方向であり、このままだと入射角は

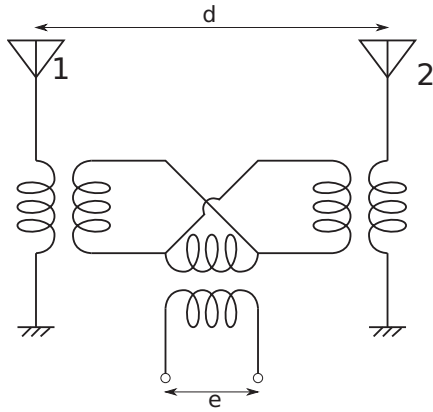


図3 アドコックアンテナの原理

180度の不確実性をもっている。不確定要素を除外するためには水平磁界成分に加えて垂直電界成分を測定し、電界と磁界の位相差を用いてポインティングベクトルを求めることにより得られる方位角は $-\pi < \theta < \pi$ の範囲で求められる。

この方式は垂直偏波でない場合、ループアンテナの水平部分に起電力が発生し測定値に誤差が生まれる。これを偏波誤差と呼ぶが受信アンテナの工夫によって偏波誤差は減らすことが可能である。その一例としてアドコック (Adcock) アンテナがある。アドコックアンテナは垂直成分のみを受信するように作られている。図3にその概要を示す。2本の垂直アンテナを立てその給電線は交差させてコイルに互いの反対方向の電流が流れるようにしてある。そのため給電線の水平部分で水平偏波を受信しても互いに打ち消し合うことによって偏波誤差を防いでいる。もし電波がアンテナ 1,2 を含む面に垂直な方向からくれば、1,2 は同位相となりコイルに流れる電流は大きさが等しく方向が反対となるため互いに打ち消しあい出力は 0 となる。1,2 を含む面の方向から電波が入射した場合には d はアンテナ間距離 λ を波長とすると $2\pi d/\lambda$ 分位相差が生じるためコイルの両端に電圧が発生する。紙面に垂直方向を 0° とし、信号の入射角を θ 、信号強度を A 、アンテナの実効長を h とし $a \ll \lambda$ とした場合にアンテナ 1,2 に誘起する起電力の値 e は

$$e = \frac{2\pi dhA \sin \theta}{\lambda} \quad (2)$$

で表される 8 字特性となりループアンテナと同じ特性をもつ。

3.1.4 電磁界解析法

VLF 帯におけるプラズマ波動の観測のように観測点高に対して電磁波の波長が十分長い場合には電磁界

解析法を使うことにより、直線偏波でない波についても周波数領域で方位測定を行うことが可能となる [5]。図4は楕円偏波した電磁波が方位角 ϕ 入射角 i で観測点 A に入射しているところを示している。楕円偏波した波は TE(transverse electric)mode 成分と TM(transverse magnetic)mode 成分に分解することができる。図においては (E_\perp, H_\parallel) が TE mode に (E_\parallel, H_\perp) が TM mode に対応する。電磁波の偏波度合い p は TE mode と TM mode の磁界成分により次のように定義される。

$$p = \frac{H_\parallel}{H_\perp} = u - jv \quad (3)$$

例えば完全な右回り円偏波では $(u, v) = (0, 1)$ となる。

観測点 A で測定される電磁波は直接到来する波と地面などから反射される波との重ね合わせとして考えられるが、観測点高が電磁波の波長に比べて十分小さい場合を仮定しているため、結果として得られる成分は次のようになる。

$$H_x = 2A_\perp e^{j\omega t} \{\cos \phi - u \cos i \sin \phi + jv \cos i \sin \phi\} \quad (4)$$

$$H_y = 2A_\perp e^{j\omega t} \{-\sin \phi - u \cos i \cos \phi + jv \cos i \cos \phi\} \quad (5)$$

$$E_z = -2A_\perp Z_0 e^{j\omega t} \sin i \quad (6)$$

ここで自由空間におけるインピーダンスを Z_0 、 H_\perp の振幅を A_\perp としている。さらに地面は完全導体とみなすことができるため H_z や E_x, E_y といった成分は表われない。

水平磁界成分 H_x, H_y はそれぞれ平面が南北・東西を向いたループアンテナにより測定される。それぞれのループアンテナによって励起される電圧を V_x, V_y とし ($V_x \propto H_y$)、電界によって励起される電圧を V_z とする。それぞれによって得られた値から次の式を得ることがで

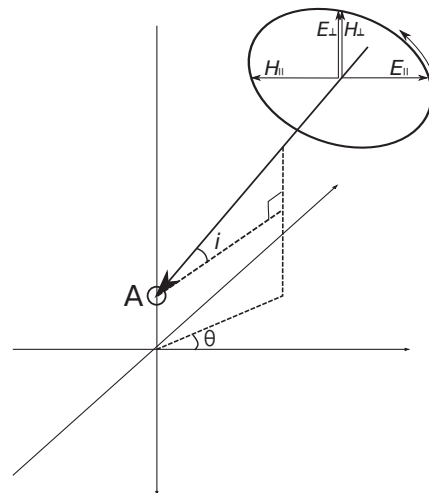


図4 楕円偏波で観測点 A に入射する場合、方位角を θ 、仰角を i とする。

きる。

$$\frac{V_x}{V_z} = -\frac{\sin \phi + u \cos i \cos \phi}{\sin i} + j \frac{v \cos i \cos \phi}{\sin i} \quad (7)$$

$$\frac{V_y}{V_z} = \frac{\cos \phi - u \cos i \sin \phi}{\sin i} + j \frac{v \cos i \sin \phi}{\sin i} \quad (8)$$

上記の式を実部と虚部に分けた場合以下の関係式が得られる。

$$a_1 = -\frac{\sin \phi + u \cos i \cos \phi}{\sin i} \quad (9)$$

$$b_1 = \frac{v \cos i \cos \phi}{\sin i} \quad (10)$$

$$a_2 = \frac{\cos \phi - u \cos i \sin \phi}{\sin i} \quad (11)$$

$$b_2 = \frac{v \cos i \sin \phi}{\sin i} \quad (12)$$

これら4つの式を以下2つの場合に分けて考える。

Case1 $b_1 \neq 0, b_2 \neq 0$ であり、また入射角 $i \neq 90^\circ$ の場合について考える。この時電磁波は楕円偏波で入射し入射角 i と方位角 ϕ は以下の式で得られる。

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{b_1}{b_2} \right) \quad (13)$$

$$i = \sin^{-1} \left(\frac{1}{a_2 \cos \phi - a_1 \sin \phi} \right) \quad (14)$$

Case2 $b_1 = 0, b_2 = 0$ であり、入射角 $i = 90^\circ$ の場合を考える。この場合電磁波は水平に入射し直線偏波であるため式1と同等の

$$\phi = \tan^{-1} \left(-\frac{a_1}{a_2} \right) \quad (15)$$

が導出される。

3.2 近代的手法

近年になり通信網が発達すると各観測点間の信号の受信時刻差を用いる方法が多く使われるようになってきた。また、信号処理を行うプロセッサが発達した事により観測点毎に行われる信号処理も複雑なものが使えるようになり、アンテナの特性を生かした方位測定から信号処理技術を駆使した方位測定・位置推定が行われるようになった。

1 測定点で方位を求めるためにはアレイアンテナによってアンテナ間の位相差等から伝搬方向を求めることも可能である。このような処理を行うことのできる受信システムでは、同様に送信信号も必要な方向にだけビームを形成する事が容易であるため、必要な方向だけに効率的に電波を放射する必要のある携帯電話の基地局などで使われている。

多点測定による位置推定手法としては到来時間差を用いた方法が代表的なものとしてあげられる。各測定点毎

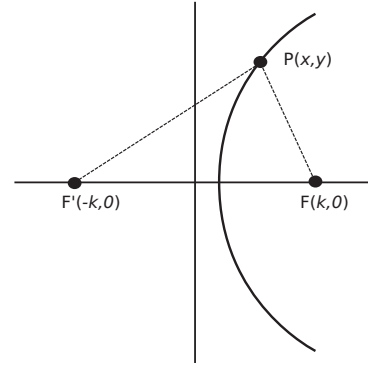


図5 到達時間差法の概念図。到達時間差一定の点の集合が双曲線を構成する。

に独立して方位を求め、それらの結果から位置を求める場合に比べて通信用量や計算量は多くなるが、位置の推定精度は高い。空港面での航空機位置を求めるマルチラレーションなどにこの方法は使われているが、基本的な原理は次のようなものである。

平面上の点 $P(x, y)$ で放射された電波を2つの測定点 $F(k, 0), F'(-k, 0)$ に置かれたアンテナで受信した場合を考える。アンテナ毎に電波の到達時間を求めると、アンテナ間の到達時間差を求めることができる。この時間差一定となる点の軌跡は図5に示すように双曲線となる。図の場合は2受信局で求めているが、さらにもう1地点アンテナを配置すると3組の到来時間差によって3本の双曲線を描くことができる。これらの双曲線の交点が放射源となる。

しかしながらこの到来時間差法では既知の信号に対しては到達時刻を決定することができるが、未知信号の場合はノイズ等との分離、信号のモデル化といった作業が必要になり古典的手法と比べてそれほど優位性はない。

4 広帯域信号到来方向推定の検討

本報告では ARNS 帯域の未知信号に対する方位測定手法として広帯域干渉計の技術を使った方式を検討する。この方式は2つの広帯域アンテナで受信された電磁波の周波数毎の位相差を使って到来方向を求めるものである [6]。単純なモデルでこれについて考える。図6のように2つの広帯域アンテナが地面に水平に d 離れて置かれている場合を考える。それぞれのアンテナ 1, 2 は同一の波源から到来する信号 $r_1(t), r_2(t)$ を受信する。これらの信号はアンテナにつながれた受信機でサンプリング間隔 Δt でデジタル化され記録される。記録された信号は次のように表される。

$$r_i[m] = r_i(m\Delta t), (i = 1, 2; m = 0, 1, \dots, N-1) \quad (16)$$

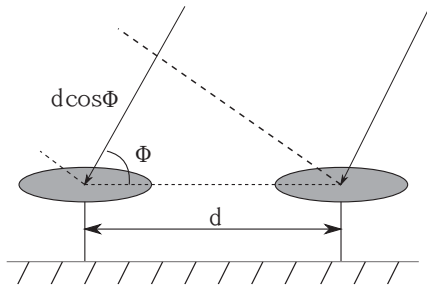


図6 干渉計のモデル. 距離 d 離れたアンテナに遠方から角度 ϕ で信号が入射すると仮定.

また $\Delta t \times (N - 1)$ は全記録時間を表す. r_1, r_2 に離散フーリエ変換をほどこすとそれぞれ次のように表される.

$$R_i[m] = \sum_{n=0}^{N-1} r_i[n] \exp\left(-j\frac{2\pi mn}{N}\right), (i = 1, 2) \quad (17)$$

従って信号 r_1, r_2 間の位相差 θ_{12} は次のように表される.

$$\theta_{12}[m] = \tan^{-1} \frac{\text{Im}R_1[m]}{\text{Re}R_1[m]} - \tan^{-1} \frac{\text{Im}R_2[m]}{\text{Re}R_2[m]} \quad (18)$$

これにより二つのアンテナ間での位相差が周波数毎に求まる. 実際の入射角はアンテナ間位相差 θ とアンテナ間距離 d から次の用に表される.

$$\phi[m] = \cos^{-1} \frac{c\theta[m]}{2\pi fd} \quad (19)$$

ここで c は光速を意味する.

実際に ARNS 帯域で使われている波形を用いてこれらによって方位測定が可能であることを次に示す. 図7左はシミュレーションで想定するアンテナ配置と信号の入射角である. 異なるチャンネルの DME のパルスが2方向から入射する場合を考える. アンテナで受信される信号は図7右のようになる. これらの波形に前述のように離散フーリエ変換を行い, 受信信号毎の振幅, 位相, そして位相から求まるアンテナ間の位相差を求めると次の図8のようになる. 図は上から信号毎の振幅, 位相および信号間の位相差を表したものである. 上は位相差であり下図は位相差からもとまる入射角となっている. 今回

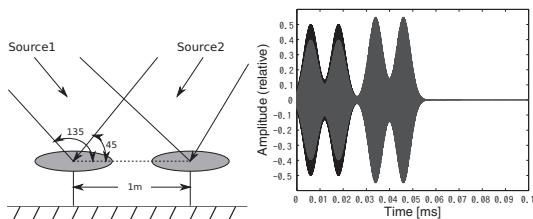


図7 シミュレーションで用いたアンテナ配置および信号源(左)およびアンテナで記録される波形(右)

おこなったシミュレーションでは 10MHz および 12MHz のところのみ信号があるため目的とする周波数以外が示す方位に意味はない. 信号が存在する周波数でのそれぞれの入射角は図から 135 度および 45 度と読み取ることができ, これは設定した信号の入射角と等しい.

このシミュレーションでは全時間のデータを一括してフーリエ変換しているため別々の時間に受信サイトに到達した source1,2 からの信号が同時に方位測定されているが, 必要とされる周波数分解能に応じた時間毎にフーリエ変換をして信号到来方向推定を行えばそれぞれの時間毎の信号の到来方向を求めることが可能である. また本シミュレーションのように周波数の異なる複数の信号について同時に方位を求めることが可能なため, 図1のような帯域内にいくつかの異なる信号が含まれている場合でも方位測定は可能と考えられる.

5 まとめ

本稿では信号の位置推定手法について報告した. さまざまな信号源の位置推定手法がこれまで提案されてきているが, どのような信号に対しても高精度で測位ができる方法というのは残念ながら今のところ見当たらない. しかしながら既知信号であれば高精度に位置推定を行う手法は数多く提案されている. 干渉信号の発信源を探索する場合, 干渉信号は未知信号であるため, どの信号が干渉信号であるかといった分離作業をする必要があるが, 広帯域干渉計を使った手法は演算途中で信号分離を行うため未知信号の位置推定に向いている.

現在使われている方位測定法はどれも本報告で述べたゴニオメータ法か到来時間差法の応用である. 従って信号源の位置推定を行うために必要な方位測定部分では改良を行っていく余地はあまり残されていないが, それらの処理を行う前処理としての信号分離などに多くの検討課題があると思われる.

参考文献

- [1] 大津山卓哉, 小瀬木滋: “GPS-L5 帯域内で観測された干渉信号の解析”, 電子情報通信学会論文誌 (B), Vol. J92-B, No. 2, pp. 485–490, Feb. 2009.
- [2] 報道資料, “ワイヤレス TV カメラシステムによる航空用無線への妨害について”, 近畿総合通信局, June. 2006.
- [3] 山下幸三, 大津山卓哉, 芳原容英, 関口美菜子, 松戸悠, 早川正士: “ELF transients を用いた世界雷放電分布の導出”, 大気電気学会誌 第 76 回研究発表会講演

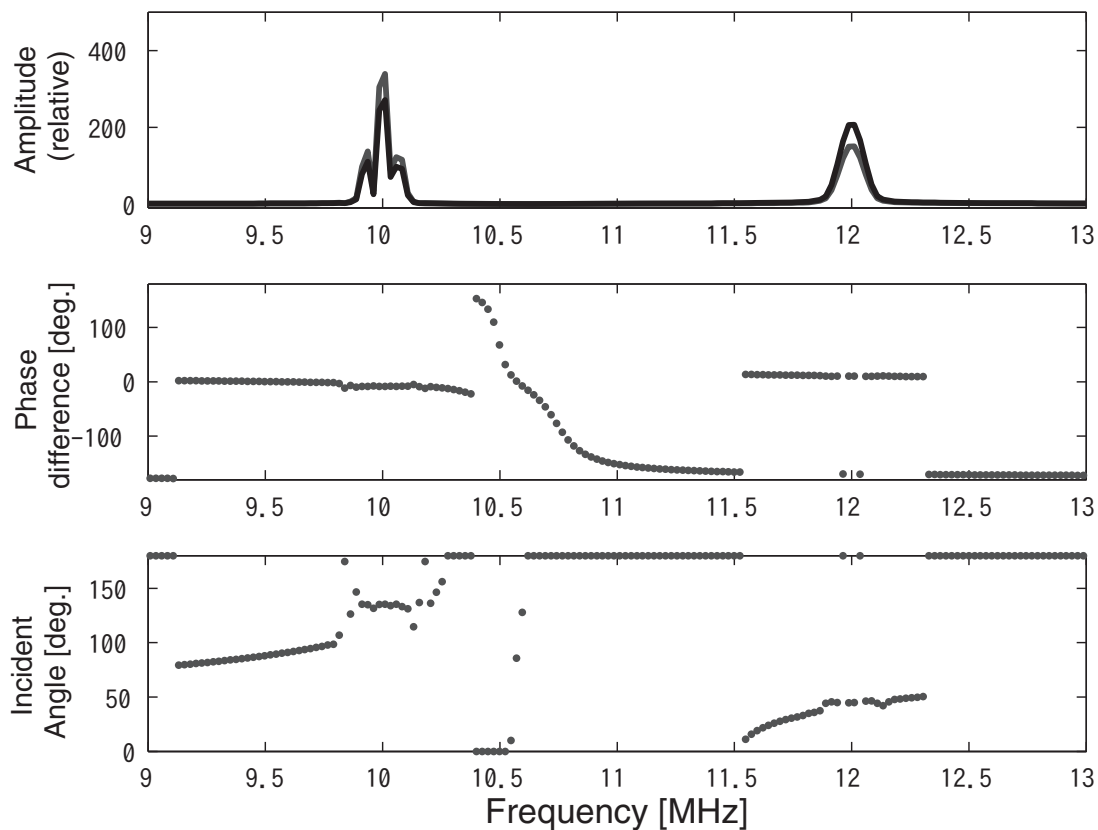


図8 シミュレーション結果，上から信号強度，信号間位相差，位相差より計算された入射角である。

要旨, Vol. 1, No. 1, pp 158–159, 2007.

- [4] K. Yahashita, T. Otsuyama, Y. Hobara, M. Sekiguchi, Y. Matsudo, M. Hayakawa, V. Korepanov: “Global distribution and characteristics of intense lightning discharges as deduced from ELF transients observed at Moshiri (Japan)”, *Journal of Atmospheric Electricity*, Vol. 29, No. 2, pp. 71–80, Jul. 2009.
- [5] M. Hayakawa: “A Review on direction finding of VLF/ELF sferics”, *Journal of Atmospheric Electricity*, Vol. 29, No. 1, pp 35–52, Jan. 2009.
- [6] Z. Kawasaki: “VHF Broadband Digital Interferometer”, 電気学会技術報告第 1065 号 自然電磁気現象と電磁界解析, 自然電磁気現象解明と電磁界解析調査専門委員会 (編), pp 38–40, (社) 電気学会, 東京, 2006.