

南極通信における雪雑音障害と極地雪上車用 モバイルアンテナの開発

福島 勲*・久保 関男*

Snow Noise Disturbance in Antarctic Radio Communications and Development of Mobile Antenna for Snow Vehicle in Antarctica

Isao FUKUSHIMA* and Etsuo KUBO*

Abstract: Radio operators of the Japanese Antarctic Research Expedition (JARE) have encountered critical radio noise disturbances caused by blizzards during oversnow travel. This noise appears to be caused by corona discharge at the edges of the vertical whip antenna. This paper describes several examples of snow noise experienced in Antarctica by JARE, the mechanism of generation of the noise, and a method of reducing the intensity of the noise. It also describes a High Efficiency Transmission Line Antenna which is small enough to mount on a snow vehicle and reduces the intensity of the snow noise.

要旨: 日本南極観測隊の通信部門では、内陸調査旅行の際にブリザードなどの影響により深刻な雪雑音通信障害に遭遇してきた。その主たる原因は、バーチカルホイップアンテナの尖端で生じるコロナ放電と考えられてきた。本論では、従前の各観測隊が経験した南極における雪雑音による通信障害の実例を調べ、その雑音発生メカニズムと雪雑音障害の軽減方法について検討し、雪雑音の影響が少ない調査旅行隊用のアンテナとして、雪上車に取り付け可能な小型・高効率のトランスミッションラインアンテナの開発結果を述べる。

1. はじめに

近年の極地方における情報交換は、人工衛星利用が主流を占める傾向にある。しかし、南極越冬隊などで隊員たちが観測基地を離れて観測活動をする時には、現在でもなお HF 帯の無線通信手段が手軽・経済的などの理由から使用される場合が多い。特に基地より数 10 km から数 1000 km の距離におよぶ旅行形態の観測行動 (図 1) に際しては、この HF 帯の無線通信が基地との連絡や安全確保の情報収集手段として重要視されている。

HF 帯の無線通信は、第 1 次の日本南極地域観測隊 (以後、JARE と称す) 以来、調査旅行隊との連絡はもとより日本内地との交信や外国基地との交信にも欠くことのできない通信手段であった。しかしながら、雪によって発生する雑音により著しく通信が妨害されることが JARE 各隊次の通信担当隊員から指摘され (FUKUSHIMA, 1972)、諸外国の観測隊でも HF 帯

* 国際短期大学情報通信科。Department of Information and Communication, Kokusai Junior College, 15-1, Egota 4-chome, Nakano-ku, Tokyo 165.

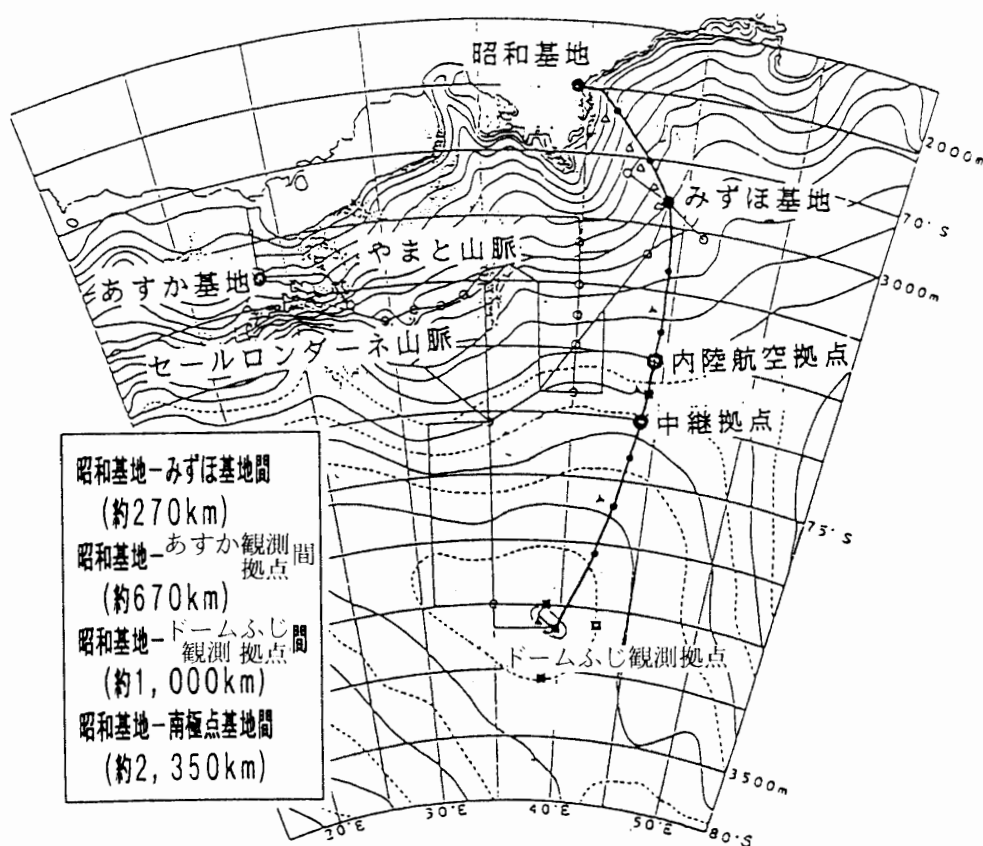


図1 JARE 内陸調査旅行隊の行動範囲

Fig. 1. The JARE traverse party route.

無線通信の弱点として取り上げられてきた (HERMAN, 1964). 特に、バーチカルホイップアンテナにおいて障害を受けやすく、その原因として高電位に帯電した雪雲あるいは雪粒がアンテナ先端に高電界をもたらし、コロナ放電を生じさせて発生すると考えられてきた (浅見ら, 1958).

1970年以降のJAREの内陸調査旅行隊では、当時の無線通信の知識を基に雪雑音の影響を受けにくい半波長ダイポールアンテナを使用してきた。しかし、このアンテナ形式は、通信設定の度ごとにアンテナの展張と収納を繰り返すことが必要不可欠で非能率的であることが指摘された。また、極地方特有の激しいブリザード時のアンテナ展開作業には危険が伴い、最も交信の必要性が高い状況下での通信の確保に困難度が高かった。人工衛星利用の通信システムとは別に、JAREでは内陸調査の関係者や通信を担当した隊員達から、長い間、雪雑音の影響を受けにくく取り扱いの至便で小型軽量のアンテナ形態のHF無線通信システムの確立が望まれてきた。

このような背景を基に、国立極地研究所の一般共同研究の一環として雪雑音に強いHF帯通信システムの確立に関する検討を行った。筆者等の検討結果によれば、内陸調査旅行隊用のHF帯通信システムのアンテナ方式としてトランスミッションラインアンテナ (TLアン

テナ)が効果的であることが解った。筆者等が考えた内陸調査旅行隊用のアンテナ形態として具備すべき条件は、①雪雑音の影響を受けにくい、②小型軽量、③取り扱いが容易、④雪上車に取り付け可能で振動に強い、⑤安価、などである。ここでは、これらの条件を満たすことを念頭にして試作した TL アンテナの特性を述べる。

2. 雪による雑音

2.1. 雪雑音障害の実例

JARE では、調査旅行隊が基地との交信に使用する通信周波数は 3 MHz から 8 MHz である。これらの HF 帯周波数を用いた旅行隊の通信で、従来報告されている雪による通信障害の主な事象を以下に挙げる。

(1) 1967 年 11 月、昭和基地 ($69^{\circ}00'S, 39^{\circ}35'E$) からプラトー基地 ($79^{\circ}15'S, 40^{\circ}30'E$) までの内陸調査旅行時の走行中の通信で、口笛のような数 kHz の音色の雑音が受信された。その雑音発生周期は、雪上車の排気ガスによって生じた粉雪の中で揺れるホイップアンテナの揺れの周期とほぼ同じであった (FUKUSHIMA, 1972)。

(2) 1969 年 9 月、強いブリザード時の内陸調査旅行中に雪上車のアンテナ基部に取り付けた送受信切換え用のブレークインリレーの接点間にスパークが発生し、接点間が短絡して通信不能に陥った (FUKUSHIMA, 1972)。

(3) 1970 年 6 月～8 月、昭和基地からみずほ基地 ($70^{\circ}41'53"S, 44^{\circ}19'54"E$) への内陸調査旅行に発生した通信障害。雪上車に取り付けた 4.5 m 長のパーティカルホイップアンテナを用いてブリザードの最中の交信時に、強力なランダム性の雑音によって受信不能がしばしば発生した。特に、風速 20 m を越えるブリザードでは、受信機の入力回路のアレスタダイオードが強電界のために動作して入力回路が閉鎖される事象が発生した。また、アンテナに接続されている同軸ケーブルの出力コネクターを雪面に近づけると、内部導体端子からスパークが数秒間隔で断続的に発生した (FUKUSHIMA, 1972)。

(4) 昭和基地の大気電気観測の結果によれば、激しいブリザードの翌日の地上 1 m 高の電界強度レベルは、4158 V/m を記録している (1969 年 9 月 23 日、風速 10.9 m, -21.1° , 湿度 62%)。また、ゴムやビニール被覆ケーブルでは観測データに雪雑音の混入を受けやすいため、すべてテフロン被覆ケーブルに取り替えたことが報告されている (KONDO, 1971)。

(5) 1977 年、みずほ基地への秋旅行でブリザードが多く、これに伴って雪上車のアンテナに激しい連絡火花が発生、HF 通信はもとより VHF 通信に大きな障害となった (国立極地研究所, 1978)。

2.2. 降雪時のコロナ電流特性の測定

雪雑音の影響を受けにくいアンテナを設計するために、各種アンテナを用いて降雪時のコ

コロナ放電電流の測定実験を行った。このコロナ電流測定実験は、1994年1月から3月（福島、1994）および1995年2月から3月にかけて福島県裏磐梯高原で野外観測を行った。以下に観測に使用した6種類のアンテナと測定結果を記す。

2.2.1. 観測に使用したアンテナ

(1) GP/P型アンテナ

アンテナ先端にステンレス製の検針を付けた、5.3 m 長のアルミ製バーチカルホイップアンテナ。アンテナ設置高は地上約 3 m。

(2) GP/T型アンテナ

GP/P型アンテナの全面をテフロンテープで被覆したアンテナ。アンテナ設置高は地上約 3 m。

(3) GP/B型アンテナ

GP/P型アンテナの先端部をビニールキャップで被覆し絶縁したアンテナ。アンテナ設置高は地上約 3 m。

(4) GP/C型アンテナ

アンテナ先端にステンレス製の検針を付けた、2.5 m 長のアルミ製バーチカルホイップアンテナ。アンテナ設置高は地上約 8 m。

(5) マグネチックループアンテナ (MLOOP アンテナ)

直径 3/4 インチの塩化ビニール被覆銅パイプを折り曲げて、直径約 5 m の円形ループを作り、ループ途中に間隙を設けて同調バリコンを接続。さらに、ループ内に同軸ケーブルによる直径約 1 m の小ループマッチング回路を取り付けた磁界誘導型アンテナ。アンテナは地上約 4 m の高さに水平に設置。

(6) ダイポールアンテナ (DP アンテナ)

約 20 m 長のテフロン被覆銅線によるダイポールアンテナ。アンテナ設置は約 12 m 高のタワーから 5 m 高のポールへ傾斜して展張。

2.2.2. コロナ電流の観測結果

各アンテナのコロナ放電電流測定は、各アンテナの出力端子に高抵抗器を接続し、DCアンプを介してアンテナ電流を記録した。測定は2カ月間連続で行い、図2および図3に観測データの一例を示す。

(1) 高絶縁物被覆による雑音低減効果

図2によれば、GP/T型及びGP/B型の電流レベルは、GP/P型のそれより10分の1に低減している。このことから、雪雑音の原因となるコロナ放電はアンテナエレメントの先端（あるいは尖った部分）で主として発生していることが明確化した。また、アンテナの先端部を高絶縁物で被覆することにより、雪雑音電流を20 dB以上低減させる効果があることも明らかになった。

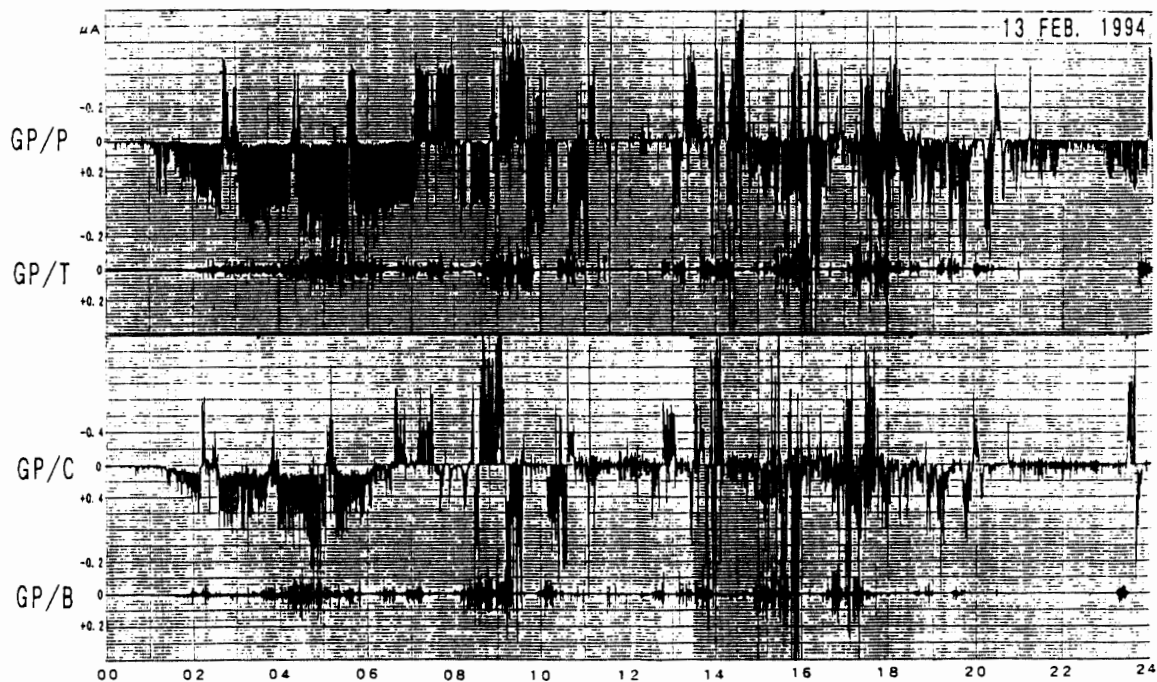


図2 各アンテナに流れるコロナ放電電流

Fig. 2. Corona discharge current through each antenna.

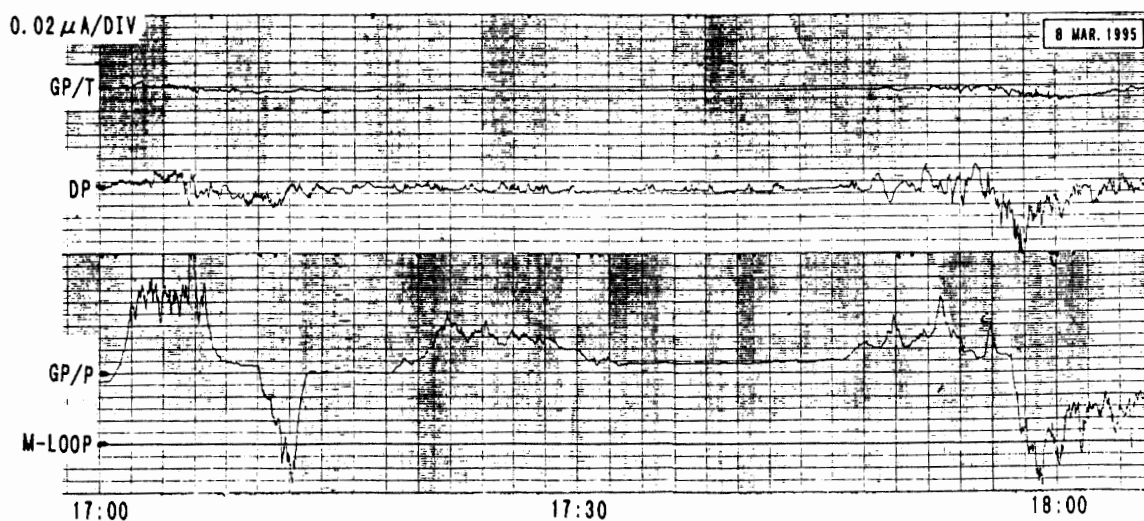


図3 各アンテナに流れるコロナ放電電流

Fig. 3. Corona discharge current through each antenna.

(2) 磁界誘導型アンテナではコロナ放電電流が流れない

図3は電界誘導型アンテナであるGP/P型、GP/T型、DPアンテナおよび磁界誘導型MLOOPアンテナのコロナ放電電流測定結果の一例を示す。同図によれば、磁界誘導型MLOOPアンテナにコロナ放電電流は全く流れていない。この結果から、コロナ放電に起因する雪雑音を抑制するために磁界誘導型アンテナの利用が有効であるといえる。

2.2.3. 雑音周波数特性の観測結果

GP/P アンテナではしばしば数 μA のコロナ電流が流れた時、HF 帯全域に強い電波雑音を誘起する現象をスペアナと電界強度計でモニターした。またビデオカメラによりアンテナ付近の降雪状態を撮影すると共に 4 MHz 附近の雪雑音音声出力をビデオテープに同時記録した。

雪質によっても多少異なるが、コロナ電流レベルは風速と共に増加する。一般にある電流レベルまで上り詰めてから減少する時に、「ザー」というホワイトノイズの音色に混じって 5 kHz 程度の口笛音が発生する傾向がしばしば観測された。

2.3. 模擬実験装置による測定

高圧電極板を取り付けたドーナツ形風洞に静電気を生じやすい模擬雪粒を循環させ、検針アンテナに流れるコロナ放電電流、電波雑音スペクトラム、雑音音声及び高絶縁物被覆によ

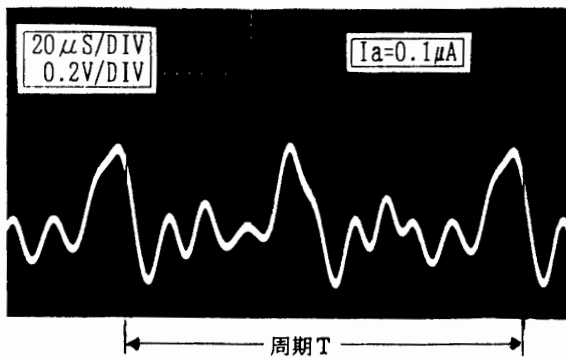


図4 コロナ放電発生時の雑音波形

Fig. 4. The noise shape at the first stage of corona discharge.

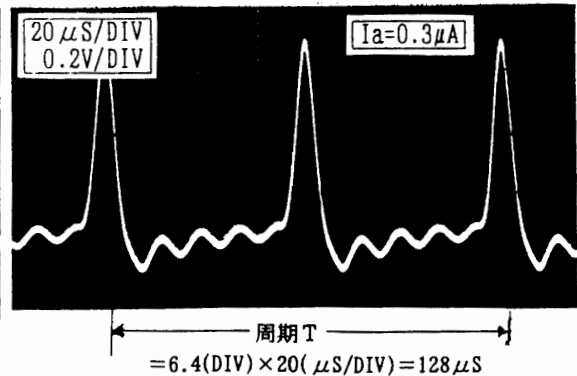


図5 コロナ放電発生時に笛音を伴った雑音波形

Fig. 5. The noise shape with a whistle sound.

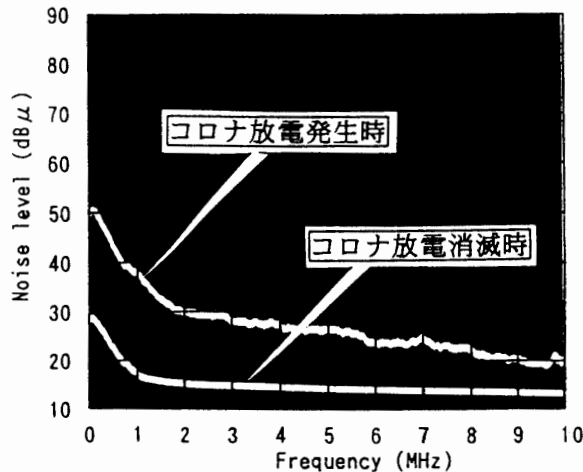


図6 コロナ放電による雑音電波の周波数スペクトラム

Fig. 6. Frequency spectrum of radio noise by corona discharge.

る雑音低減効果等を国際短期大学電波実験室において測定した。

この実験では、コロナ放電電流 I_c が $0.3 \mu A$ を越えると、その波形は図4から図5のような鋭いパルス波となり、ホワイトノイズの音色に混じって 5 kHz 程度の口笛音が発生した。図5のパルス波は図4のパルス波が成長したものである。図4より基本波の周期は $128 \mu S$ (横軸一目盛 $20 \mu S$) であり、周波数は周期の逆数で求められ 7.8 kHz となり、上記の口笛音とほぼ一致する。図5は図4の波形の第2高調波が特に強調された波形と見ることができ、またその周波数スペクトラムは図6に示すように HF 帯の低い方で高レベルとなり、その雑音レベル値は $20 \sim 30 \text{ dB}\mu$ である。さらに高絶縁物被覆による雑音低減の実験結果も、先の裏磐梯高原での野外観測結果を裏付けるものとなった。

2.4. 雑音発生メカニズム

雪雑音発生原因は様々な形態が考えられるが、浅見ら (1958)、高橋・水戸 (1960) また村永 (1974) によれば、無線通信に最も深刻な障害となるのはアンテナに強電界をもたらすコロナ放電を発生させる雪雲あるいは雪粒によるものであり、ブリザード時における空中の電气的状態は図7のように考えられる。すなわち雪面より $d \text{ (m)}$ の高さで $V_0 \text{ (V)}$ の電位を持つ雪雲と、空中に浮遊して $\rho \text{ (C/m}^3\text{)}$ の電荷密度を持つ雪粒が雪上車上のアンテナに電

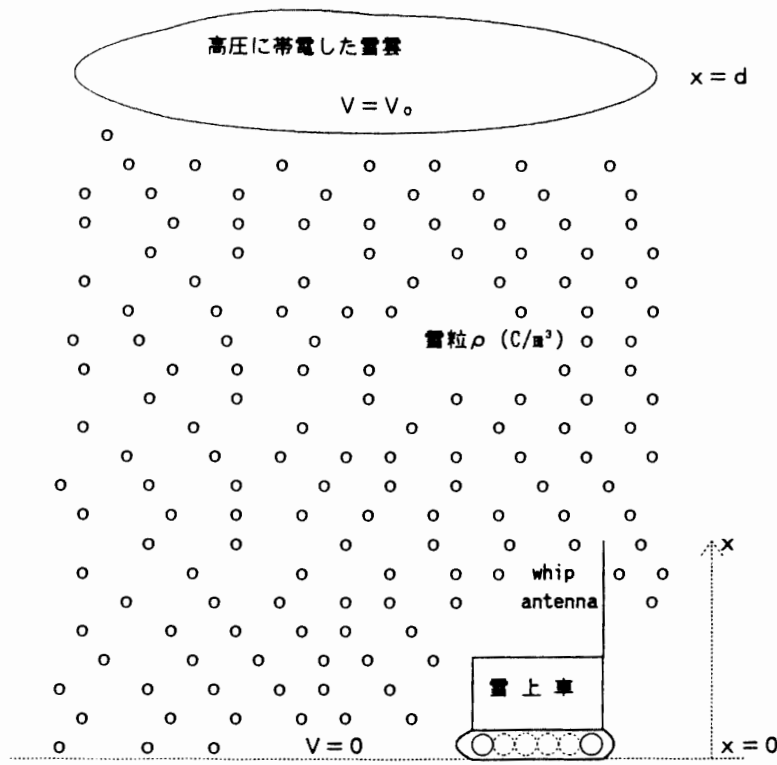


図7 ブリザード時における空中の電气的状態
 Fig. 7. The electrostatic charge distribution in space during a blizzard.

界を及ぼす。この時、ポアソンの次式が成立する。

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon_0}, \quad (1)$$

式(1)の一般解は、

$$V = -\frac{\rho}{2\epsilon_0}x^2 + Ax + B, \quad (2)$$

で表わされる。ただし、 A, B は積分定数である。いま、 $x=0$ では $V=0$, $x=d$ では $V=V_0$ とおけるから、

$$V = V_0 \frac{x}{d} + \frac{\rho x}{2\epsilon_0}(d-x), \quad (3)$$

となる。またアンテナ先端に及ぼす電界 E (V/m) は、

$$E = \frac{dV}{dx} = \frac{V_0}{d} + \frac{\rho}{\epsilon_0} \left(\frac{d}{2} - x \right), \quad (4)$$

となり、上式は、雪雲による電界 V_0/d と、電荷密度 ρ なる雪粒による電界 $\rho/\epsilon_0((d/2)-x)$ の合成電界を表わしている。この電界 E が雪面上より x なる高さにあるアンテナ先端に強電界をもたらす時、コロナ放電を生じさせ電波雑音となると考えられる。

2.5. 雪雑音障害の軽減方法

前述のように雪による雑音は、主にアンテナエレメント先端に発生するコロナ放電によるものと考えられるので、以下の軽減方法が勧められる。

(1) コロナ放電を避けるため、アンテナエレメントはなるべく太く丸みを帯びたものを使用する。先端部分を含めて尖った部分ができないように加工する。

(2) エレメント全体を高絶縁物（テフロンなど）で被覆する。特に、先端だけでも被覆すると効果がある。

(3) 電界誘導型のパーティカルアンテナ、特にアースを必要とするアンテナを避け、磁界誘導型のアンテナを使用する。

(4) S/N を上げるため、損失抵抗が少なく尖鋭度 Q の高い狭帯域特性のアンテナを使用する。

(5) 雪面上での極度の帯電を避けるため、気温・湿度共に極めて低いみずほ基地（気温は -20°C から 60°C 、相対湿度は 1-6%（水蒸気換算））のような環境では、アンテナエレメント全体を高絶縁物で被覆し、かつ雪中に数 cm 埋める。筆者が 1970 年 5 月にみずほ基地デポ旅行中に測定した例では、雪上車間雪面上約 3 m の高さに展開した場合の被覆したダイポールアンテナの VSWR 値は 1.0、雪中に数 cm 埋めた場合の VSWR 値は 1.25 であり、その時の昭和基地での受信信号強度にほとんど変化がなかった。

3. これまでの JARE 雪上車用アンテナ

3.1. $\lambda/4$ 垂直接地アンテナ

雪上車上部に 4.5 m 長のステンレススチール製のポールを立て、垂直接地アンテナとした(車体接地とする)。アンテナ基部にはローディングコイルを挿入し、3 MHz から 18 MHz までの HF 帯で運用できるように設計された。アンテナ設置面積が少なく、メンテナンスも容易であり、1970 年まではよく利用された。1975 年からはグラスファイバーロッドにエレメントを巻きつけたヘリカルホイップに変形した。その垂直面指向性は、図 8 に示すように低角度放射であるので 10 MHz 以上の周波数での遠距離通信に適している(図 9)。

しかし、高角度放射伝搬となる数 100 km 以内の中距離通信では、その放射効率は極端に

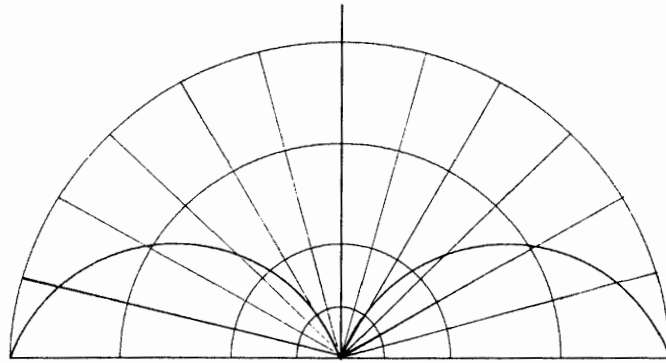


図 8 $\lambda/4$ 垂直接地アンテナの垂直面指向性
 Fig. 8. The vertical radiation pattern of a $\lambda/4$ vertical whip antenna.

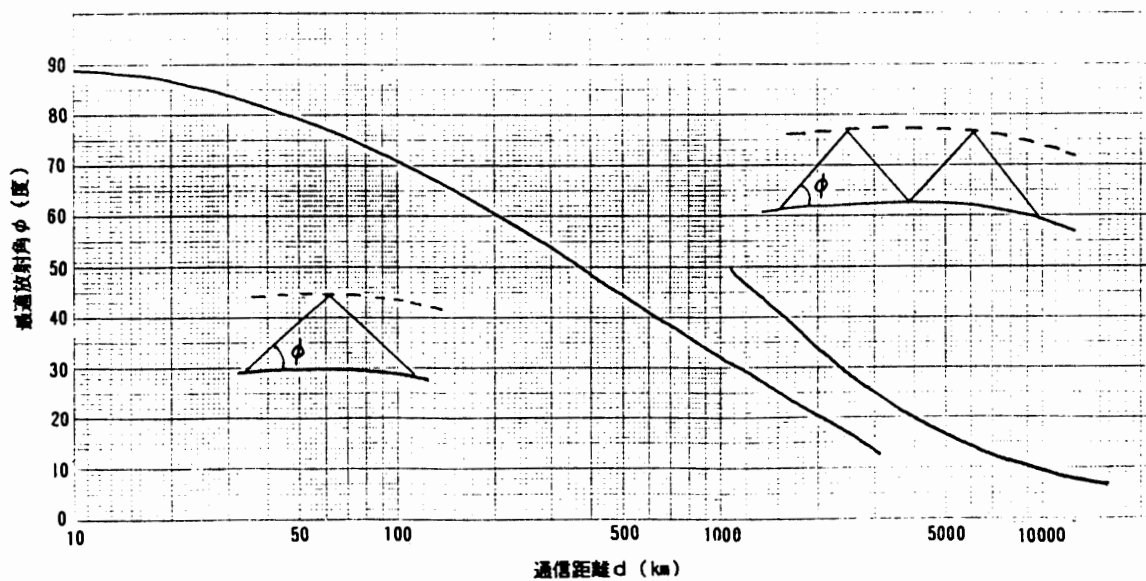


図 9 通信距離に対する最適放射角
 Fig. 9. The most suitable radiation angle as a function of communication distance.

低くなる。さらに低い周波数帯で運用する場合は、ローディングコイル挿入による放射損失が大きくなり、その総合効率は4% (-14 dB)程度と極めて低くなる。また、垂直電界誘導型のアンテナであるため、ブリザード時に、高電位を持つ雪雲や雪粒の電荷による強電界を受け易く、アンテナ先端でコロナ放電を発生し HF 帯の周波数に有害な雪雑音障害をもたらす。特に、みずほ基地のような気温も湿度も共に低い地域でのブリザード時には 10 MHz 以下の周波数帯での雑音レベルは数 10 dB μ を越え、しばしば通信不能となる。またアンテナ長が 4.5 m と長いため、横揺れにより折損することもあった。

3.2. リンケージアンテナ

電磁格子理論を応用したアンテナで、雪上車金属導体に流れる高周波誘導電流による磁界を屋根上部に設置したループで拾う磁界誘導型のアンテナである (図 10)。

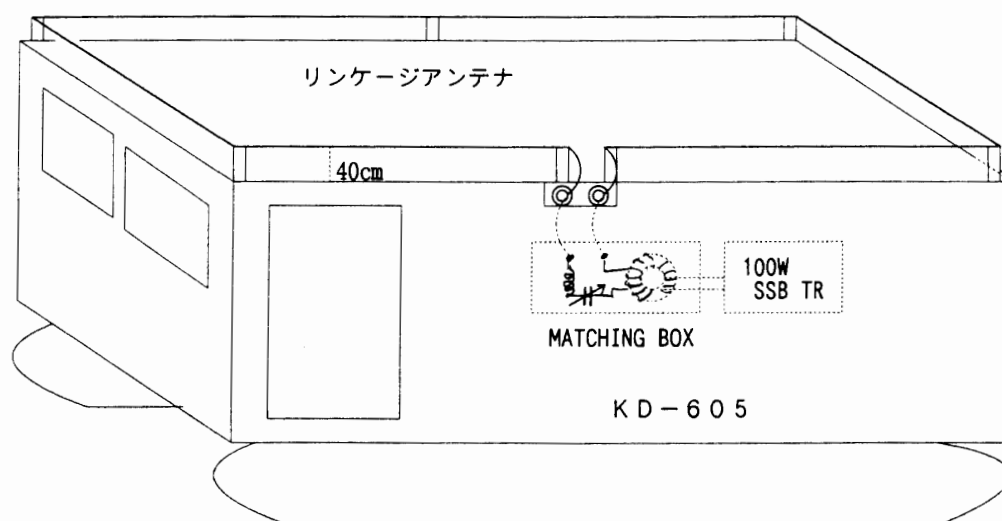


図 10 リンケージアンテナの外観図
Fig. 10. Appearance of linkage antenna.

雪雑音の影響を受けにくいアンテナとして 1973 年より 1976 年頃まで利用された。これまでのリンケージアンテナの試験結果では、①受信時のフェージングが激しく交信がかなり困難であった。②他のアンテナと受信感度、送信利得について比較した結果では、ダイポールアンテナが最も良く、次にヘリカルホイップ型、そしてリンケージアンテナの順であった (国立極地研究所, 1974, 1977)。

リンケージアンテナの放射抵抗を R_R 、損失抵抗を R_L として効率 η をループ部分について計算してみると下記のようなになる (HART, 1985)。

ループに使用した銅線の直径 $\phi = 3 \times 10^{-3}$ (m)、ループ長 $S = 12$ (m)、ループの断面積 $A = 8$ (m²)、通信周波数 $f = 4.540$ (MHz) として、

$$R_R = 36.38 \times 10^{-8} f^4 A^2 \approx 98.92 \times 10^{-4} (\Omega),$$

$$R_L = 8.34 \times 10^{-5} \frac{S\sqrt{f}}{\phi} \approx 7108.1 \times 10^{-4} (\Omega),$$

$$\text{効率 } \eta = \frac{R_R}{R_R + R_L} = \frac{98.92}{7207.02} \approx 0.0137,$$

となり、効率 η は約 1.37% (-18.62 dB) となる。さらに、マッチングボックス内のローディングコイルや結合コイルの抵抗はループと直列に接続されるため、損失抵抗 R_L をさらに増加させ効率は -20 dB 程度となる。

また、このアンテナの基本原理である誘導電流が流れる部分が導電率の低い鉄製であることは鉄損失も加わることになり、送信時の利得はさらに数 dB 低下すると考えられる。

3.3. 半波長ダイポールアンテナ

テフロン被覆銅線で製作した 3 MHz または 4 MHz 用半波長ダイポールアンテナ (DP アンテナ)。マッチング調整や接地が不要であり、テフロン被覆はコロナ放電を抑え雪雑音の影響を受けにくい等の特長を持つ。またその垂直面放射特性は高角度放射にも適しているので近距離から 1000 km 程度の中距離通信まで確実な通信を確保するアンテナとして使用されてきた。

しかし、この DP アンテナの全長は 47 m (4 MHz 帯は 31 m) もあるため、雪上車に取り付け不可能であり、通信の度ごとに雪上車を止めて展張しなければならない。また厳寒時、特に激しいブリザード時の展張・収納・周波数切換え作業には危険が伴うだけでなく、多くの時間を要する。

また、DP アンテナは一つの周波数専用であり、他の周波数で運用したい時は、その波長に合わせるため、クリップ等で短絡するなど長さを調整しなければならない。

4. 高効率トランスミッションラインアンテナの開発

上記のように極地においては、雪雑音の影響を受けにくく、雪上車に取り付けられる小型で、かつ DP アンテナと同程度の放射利得を持つアンテナが求められている。このため、伝送線路理論 (KING *et al.*, 1960) をベースにした雪上車用トランスミッションラインアンテナ (TL アンテナ) を開発した。

4.1. TL アンテナの構造

運用周波数 4-8 MHz をカバーするアンテナとして、図 11 のように、雪上車屋根一面に張ったアルミニウム板 (反射板) の上に、直径 $\phi = 152 \times 10^{-3}$ (m) の銅パイプ (またはアルミパイプ) を間隔 $D = 915 \times 10^{-3}$ (m)、長さ $S = 4.88$ (m) の長方形ループにして垂直に設置する。上部導体の中央部には間隙を設けて、同調用可変コンデンサ (VC) を取り付ける。可変

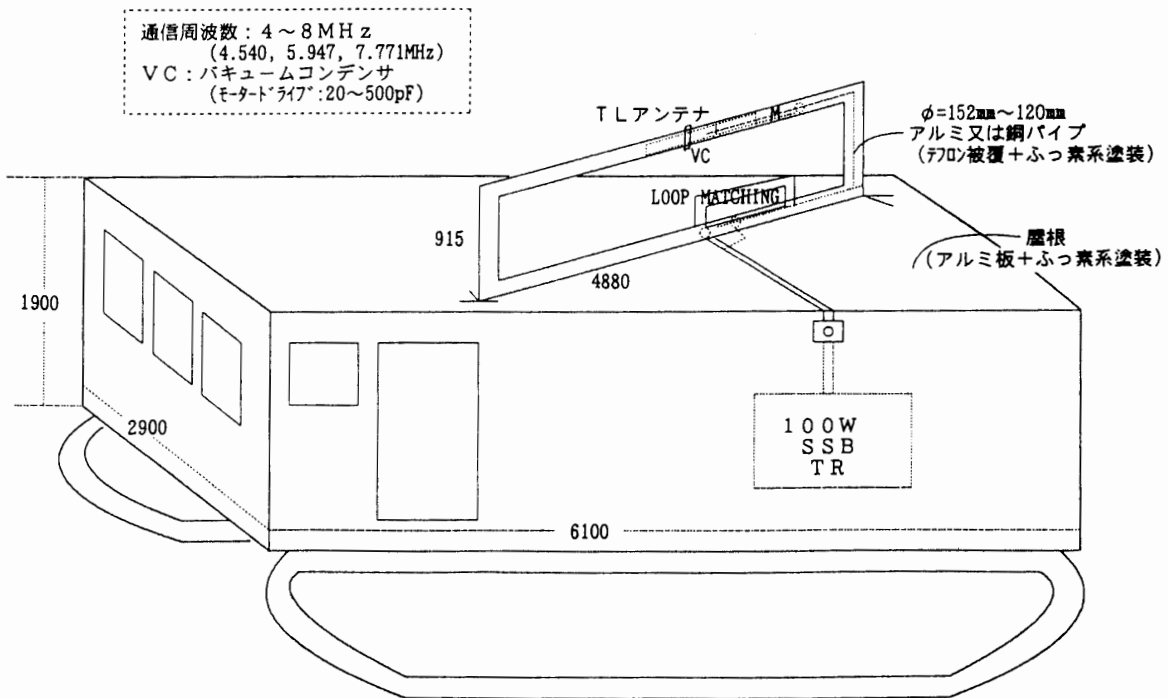


図 11 TL アンテナの外観図
Fig. 11. Appearance of TL antenna.

コンデンサ及びモータドライブ部分はパイプ内部に設置する。可変コンデンサが凍結のおそれがある場合は、パイプ内部に低圧の窒素を封入し密閉する。アルミパイプはテフロンのような高絶縁物で被覆され、かつ撥水性の強い塗料を塗る。また、給電部はループ結合により同軸ケーブルとインピーダンス整合させている。

4.2. 原理と等価回路

半径 r の大きな線路導体で、線路間隔 D 、長さ S ($\lambda/8$ 以下) の平行 2 線式伝送線路の両端を短絡して高効率微小ループを形成し、上部導体の中央部には同調コンデンサを入れると極めて尖鋭度 Q ($=1000$ 以上) の高い並列共振回路となる。アンテナのループ部分の等価回路は図 12 のように表される (HART, 1985)。ただし、 R_R は放射抵抗、 R_L は表皮効果を含めた損失抵抗、 L_1, L はループのインダクタンス、 M は L_1, L 間の相互インダクタンス、 C は同調コンデンサの静電容量である。

図 12 の等価回路の給電点における入力インピーダンス Z_i は、共振状態では次式のように表される。

$$Z_i = \frac{L}{(R_R + R_L)C} \cdot \left(\frac{M}{L}\right)^2, \quad (5)$$

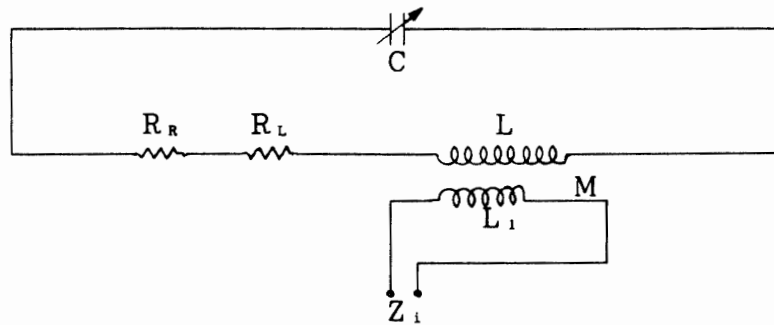


図 12 TL アンテナの等価回路
Fig. 12. Equivalent circuit of TL antenna.

ただし、 $M = k\sqrt{L_1 L}$.

式 (5) の示すとおり、結合係数 k 及び L_1 を調整することにより入力インピーダンス Z_i を変化させ、同軸ケーブルの特性インピーダンス Z_0 と整合させることができる。

またループ下の反射板は電気映像効果により映像アンテナを生じさせるので、放射利得を 3 dB 以上増加させる。

4.3. 放射抵抗 R_R を求める

図 13 のような平行二線式伝送線路において、給電点より任意の点 x における電流 I_x は、線路方程式より次式が誘導される。ただし、 I_g は給電部の電流、 z および y は単位長あたりのインピーダンスおよびアドミタンス、 Y_c は特性アドミタンス、 $Y_c = \sqrt{y/z}$ 、 γ は伝搬定数 ($=\alpha + j\beta$)、 α は減衰定数、 β は位相定数とし、 $\theta_s = \cot^{-1} Z_s Y_c$ とする。

$$I_x = I_g \frac{\sin h[\gamma(S-x) + \theta_s]}{\sin h(\gamma S + \theta_s)} \tag{6}$$

TL アンテナでは図 14 のように、線路長 S が $\lambda/8$ 以下であり、終端短絡 ($Z_s = 0$) であるので、 $\theta_s = j\pi/2$ となる。また $\alpha \ll \beta$ より、 $\gamma \approx j\beta$ であるから、 I_x は次式で表される。

$$I_x = I_g \frac{\sin [\beta(S-x) + \pi/2]}{\sin (\beta S + \pi/2)} \tag{7}$$

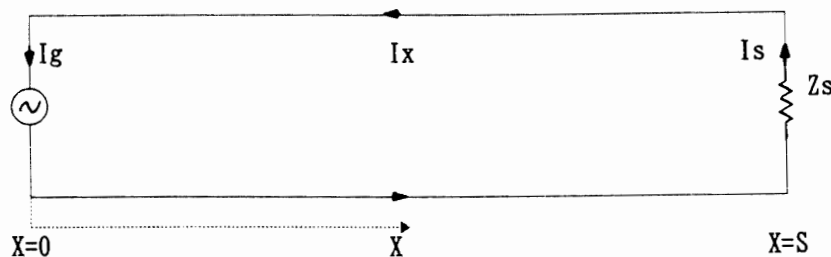


図 13 両端を短絡した平行二線式伝送線路
Fig. 13. Parallel Transmission Line with shorted terminals.

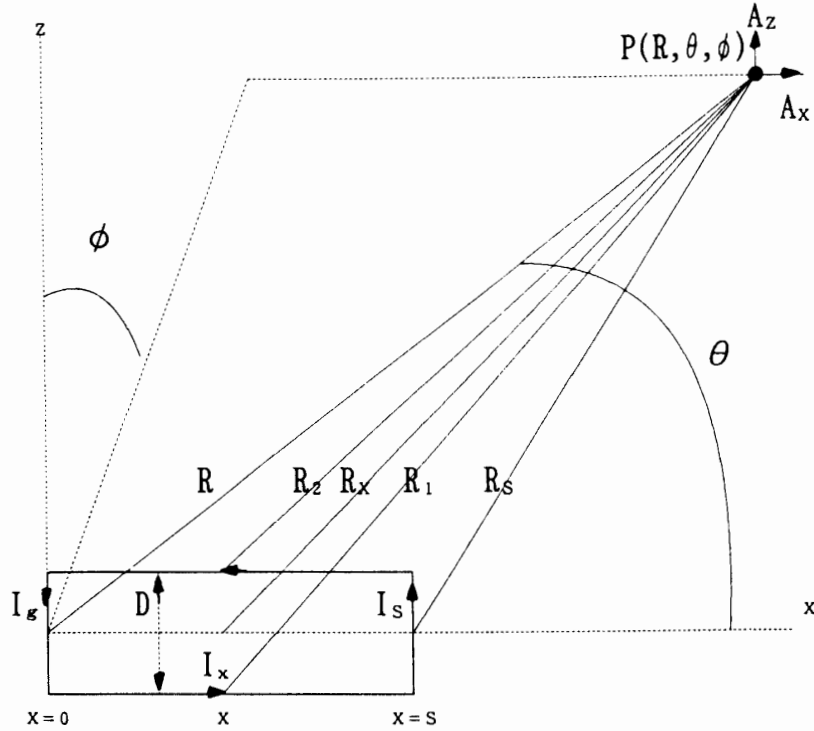


図 14 TL アンテナの放射抵抗解析図

Fig. 14. Calculating the radiation resistance of TL antenna.

遠地点 $P(R, \theta, \phi)$ における X 方向および Z 方向のベクトルポテンシャルを A_x, A_z とすると次式で表される。

ただし, $R_s = R - S \cos \theta$,

$R_x = R - x \cos \theta$,

$R_1 = R_x + (D/2) \sin \theta \cos \phi$,

$R_2 = R_x - (D/2) \sin \theta \cos \phi$,

とする。

$$\begin{aligned}
 A_x &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^S I_x \left(\frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} - \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} \right) dx, \\
 &\doteq -j \frac{\mu_0 \beta D \sin \theta \cos \phi}{4\pi} \cdot \frac{e^{-j\beta L}}{R} \int_0^S I_x e^{j\beta x \cos \theta} dx, \\
 &= \frac{j\mu_0 D I_g}{4\pi} \cdot \frac{e^{-j\beta R}}{R} \cdot \frac{\cos \phi}{\sin \theta} \left[j \cos \theta \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\cos(\beta S + \pi/2)}{\sin(\beta S + \pi/2)} - \frac{j \cos \theta}{\sin(\beta S + \pi/2)} \cdot e^{j\beta S \cos \theta} \right], \quad (8) \\
 A_z &= \frac{-D\mu_0}{4\pi} \left(I_g \frac{e^{-j\beta R}}{R} - I_s \frac{e^{-j\beta R_s}}{R_s} \right),
 \end{aligned}$$

$$\approx \frac{-D\mu_0 e^{-j\beta R}}{4\pi R} I_g \left(1 - \frac{\sin(\pi/2) \cdot e^{j\beta S \cos \theta}}{\sin(\beta S + \pi/2)} \right), \quad (9)$$

$$\therefore I_S = I_g \frac{\sin(\pi/2)}{\sin(\beta S + \pi/2)}.$$

次に放射領域におけるポインティングベクトルを S_R とすると,

$$S_R = \frac{\omega^2}{2 \times 120\pi} (A_\theta^2 + A_\phi^2), \quad (10)$$

ここで, $A_\theta = -A_x \sin \theta + A_z \cos \theta \cos \phi$,

$$A_\phi = -A_z \sin \phi,$$

と表せるから

$$A_\theta^2 = A_x^2 \sin^2 \theta + A_z^2 \cos^2 \theta \cos^2 \phi - 2A_x A_z \sin \theta \cos \theta \cos \phi,$$

$$A_\phi^2 = A_z^2 \sin^2 \phi,$$

さらに,

$$K_S = \frac{\sin(\pi/2)}{\sin(\beta S + \pi/2)}, \quad g = \frac{\mu_0 D I_g}{4\pi},$$

$$a(\theta) = 1 + K_S^2 - 2K_S \cos(\beta S \cos \theta),$$

とおくと,

$$A_x^2 = \frac{g^2 \cos^2 \phi}{R^2 \sin^2 \theta} a(\theta) \cos^2 \theta,$$

$$A_z^2 = \frac{g^2}{R^2} a(\theta),$$

$$2A_x A_z = \frac{2g^2 \cos \phi}{R^2 \sin \theta} a(\theta) \cos \theta,$$

$$A_\theta^2 + A_\phi^2 = \frac{g^2}{R^2} a(\theta) \sin^2 \phi,$$

よって

$$S_R = \frac{\mu_0^2 \omega^2 D^2 I_g^2}{32\pi^2 \times 120\pi R^2} a(\theta) \sin^2 \phi. \quad (11)$$

放射抵抗 R_R は定義により

$$\begin{aligned} R_R &= \frac{2R^2}{I_g^2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi S_R \sin \theta \, d\theta \, d\phi, \\ &= 30\beta^2 D^2 \left[\frac{1}{2} (1 + \tan^2(\beta S + \pi/2) + \sec^2(\beta S + \pi/2)) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sec \beta S \cdot \sin \beta S}{\beta S} - \tan^2 \beta S \cdot \sec^2 \beta S \cdot \cos \pi/2 \cdot \frac{\sin \beta S}{\beta S} \right], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= 30\beta^2 D^2 \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\cos^2 \beta S + \sin^2 \beta S + 1}{\cos^2 \beta S} - \frac{1}{\cos \beta S} \cdot \frac{\sin \beta S}{\beta S} \right), \\
&= \frac{30\beta^2 D^2}{\cos^2 \beta S} \left(1 - \frac{\cos \beta S \cdot \sin \beta S}{\beta S} \right). \tag{12}
\end{aligned}$$

$$R_R = \frac{30\beta^2 D^2}{\cos^2 \beta S} \left(1 - \frac{\sin^2 \beta S}{2\beta S} \right), \tag{13}$$

が放射抵抗 R_R である。

4.4. 損失抵抗

伝送線路の損失抵抗 R_L は表皮効果の影響を加えると次式で与えられる。ただし、 r は導体半径 (m), S は線路長 (m), f は周波数 (MHz) とする。

$$R_L = 8.34 \times 10^{-5} \frac{S\sqrt{f}}{r} \quad [\Omega]. \tag{14}$$

4.5. 放射効率 η

放射抵抗を R_R , 損失抵抗を R_L とすると, 放射効率 η は次式で求められる。

$$\eta = \frac{R_R}{R_R + R_L}. \tag{15}$$

上式に, $S=4.88$ (m), $D=915 \times 10^{-3}$ (m), $\phi=152 \times 10^{-3}$ (m) の銅パイプで製作した場合の効率, 同調容量, 帯域幅, 可変コンデンサの端子電圧を計算した結果は, 図 15 のようになる。なお, 共振の尖鋭度 Q , 帯域幅 Δf , 可変コンデンサの端子電圧 V_C は次式で表される。

$$Q = \frac{1}{(R_R + R_L)} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \Delta f = f_2 - f_1 = \frac{f}{Q},$$

$$V_C = \sqrt{P_t Q X_C}.$$

(P_t は空中線電力, X_C は可変コンデンサのリアクタンス)

4.6. 指向特性

指向特性は式 (11) より求められ, 垂直面指向性は図 16 のように水平 DP アンテナとほぼ等しく, 水平面指向性は 8 字形となる。

4.7. アンテナ利得

自由空間における半波長 DP アンテナの絶対利得 G_i は, 2.15 dB_i である (KRAUS, 1958)。この水平 DP アンテナを完全導体反射板に接近させると電気影像効果により, 図 17 のように, そのアンテナと反射板の間隔 D が 0.25λ では 3 dB 増加して 5.15 dB_i に, さらに接近させ

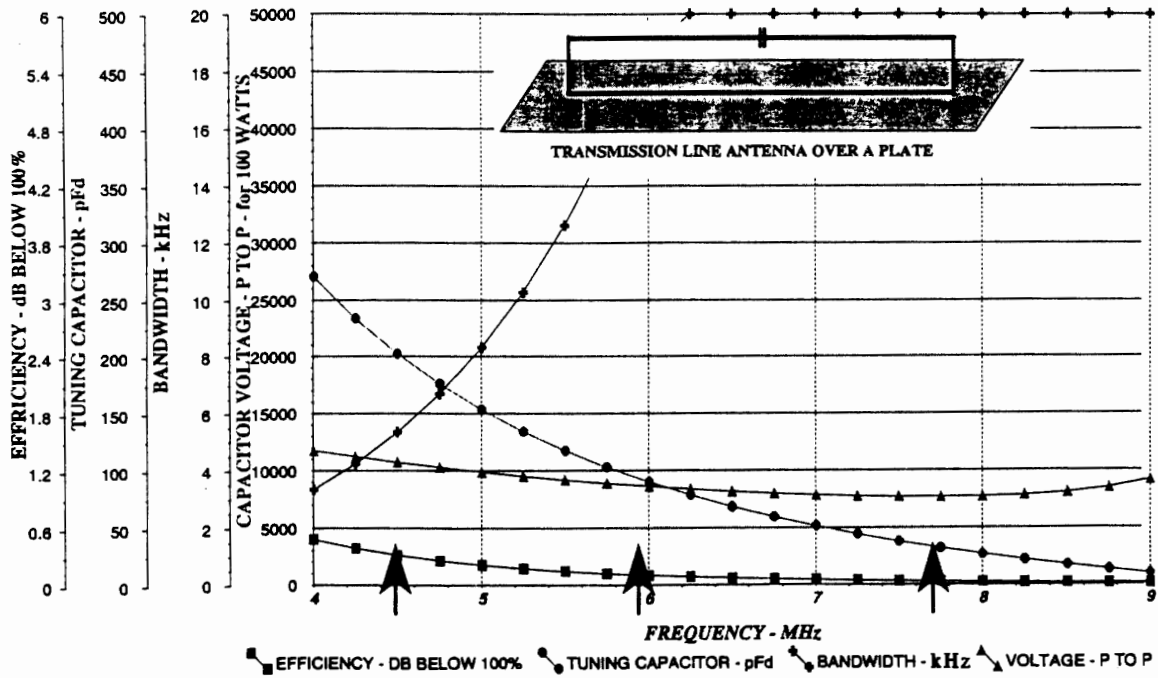


図 15 TL アンテナの効率, 同調容量, 帯域幅および可変コンデンサの端子電圧
 Fig. 15. Efficiency, tuning capacitor, bandwidth and capacitor voltage for TL antenna.

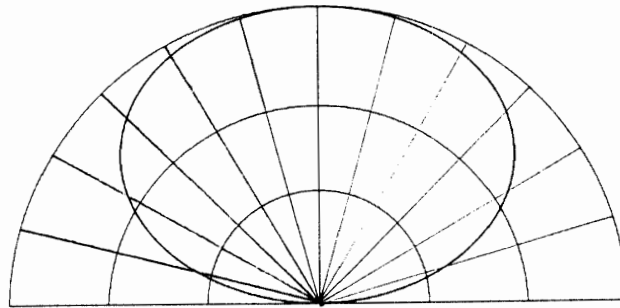


図 16 TL アンテナの垂直面指向特性
 Fig. 16. Vertical radiation pattern of TL antenna.

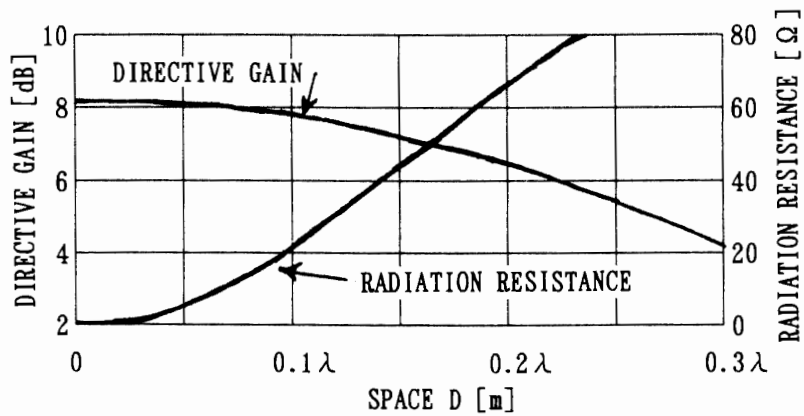


図 17 広い完全導体板と水平 DP アンテナの間隔 D に対する放射利得の値
 Fig. 17. Radiation gain and space D between wide conductor panel and horizontal dipole antenna.

て D が 0.1λ 以下になると、また 3 dB 増加して、 8.15 dB_i となる (TERMAN, 1955).

一方、TL アンテナの絶対利得 G_i は次式で表わされる。ただし、 G_d は最大放射方向における指向性利得であり、 η はアンテナ効率とする。

$$G_i(\text{dB}) = 10 \log_{10} G_d + 10 \log_{10} \eta .$$

指向性利得 G_d は、線路長 S が $\lambda/8$ 以下であるので微小ループの利得に等しく、その値は 1.76 dB_i である (虫明, 1979)。また効率 η (dB) は、通信周波数 4 MHz の場合、式 (13), (14), (15) に代入して計算すると、 $\eta = -0.5\text{ dB}$ となる。

さらに、十分広い完全導体反射板上に直に設置した TL アンテナの絶対利得 G_i は、上記反射板上の半波長 DP アンテナと同様に、電気映像効果によりトータルで 6 dB 増加するから、

$$G_i(\text{dB}) = 1.76 - 0.5 + 3 + 3 = 7.26 (\text{dB}_i) ,$$

となる。

よって、完全導体反射板上に設置した TL アンテナの絶対利得は導電率の高い平面大地より 0.2λ 程度の高さに展張した水平 DP アンテナの絶対利得とほぼ同程度の利得となる。

5. 試作 TL アンテナの試験結果

5.1. 定在波比特性 (VSWR)

図 18 および図 19 は、6 インチのアルミパイプで試作した TL アンテナの VSWR 特性 (アマチュアバンドでの実験のため 7 MHz 帯にマッチング回路の形状を合わせてある) を示す。同調コンデンサの容量を変化することにより、 3.5 MHz から 8 MHz までの広い周波数帯での運用が可能である。また、マッチング回路の形状を変えなくともアンテナカプラーを挿入することにより、 3.5 MHz から 8 MHz までの VSWR はほぼ 1.0 に整合することができる。

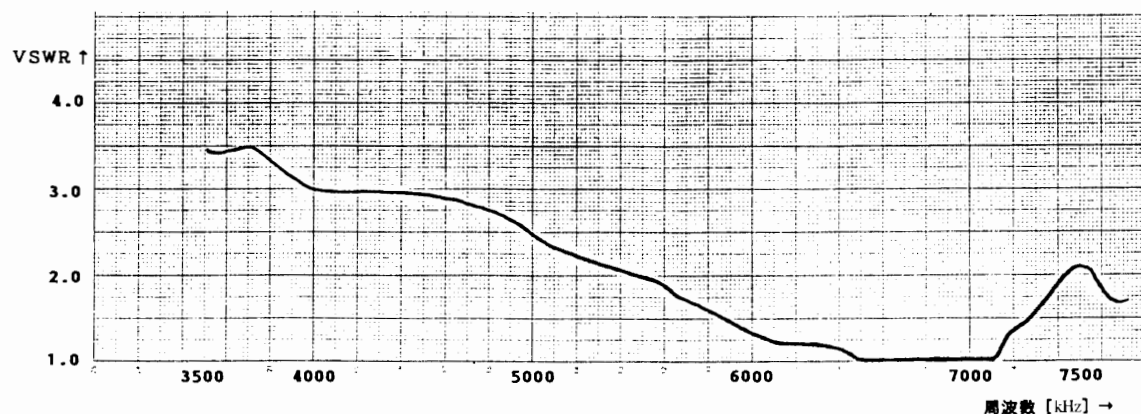


図 18 各周波数に同調させた TL アンテナの VSWR 特性

Fig. 18. Frequency response of SWR for TL antenna tuned to each frequency.

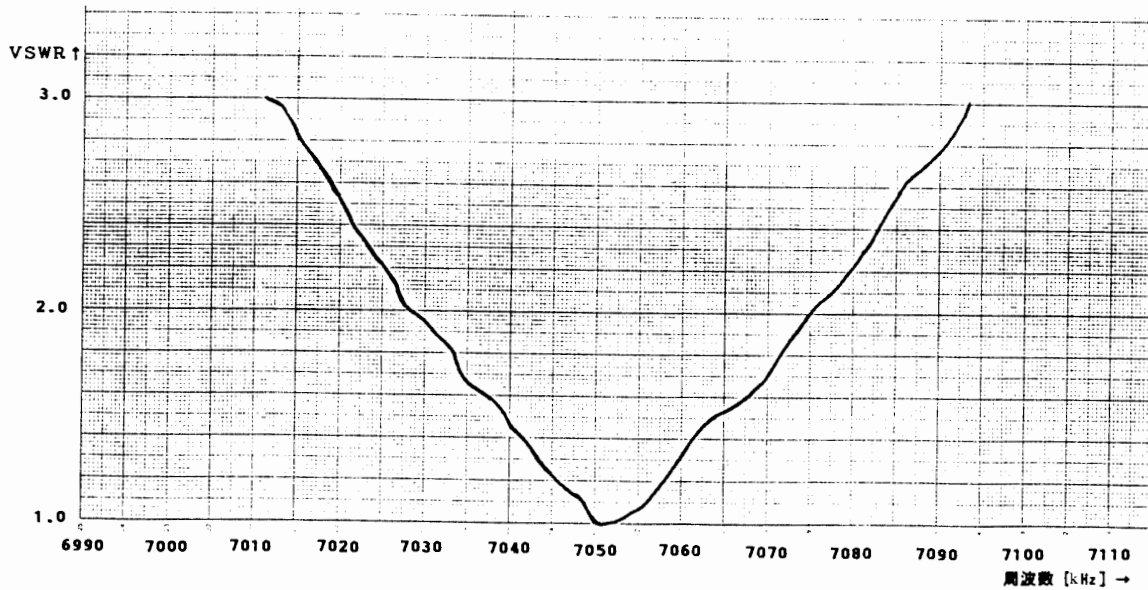


図19 7.050 MHz に同調させた TL アンテナの VSWR 特性
 Fig. 19. Frequency response of SWR for TL antenna tuned to 7.050 MHz.

5.2. コロナ放電電流

TL アンテナに対する雪雑音の影響を調べるため、1996年2月末から3月にかけて、また1997年1月末から2月にかけて福島県裏磐梯高原で野外観測を行った。図20は、GP/P型アンテナ、GP/T型アンテナ、DPアンテナおよびTLアンテナのコロナ放電電流特性を示すが、前述の2.2.2項のMLOOPアンテナ同様、TLアンテナにおいてもコロナ放電電流は少しも流れなかった。

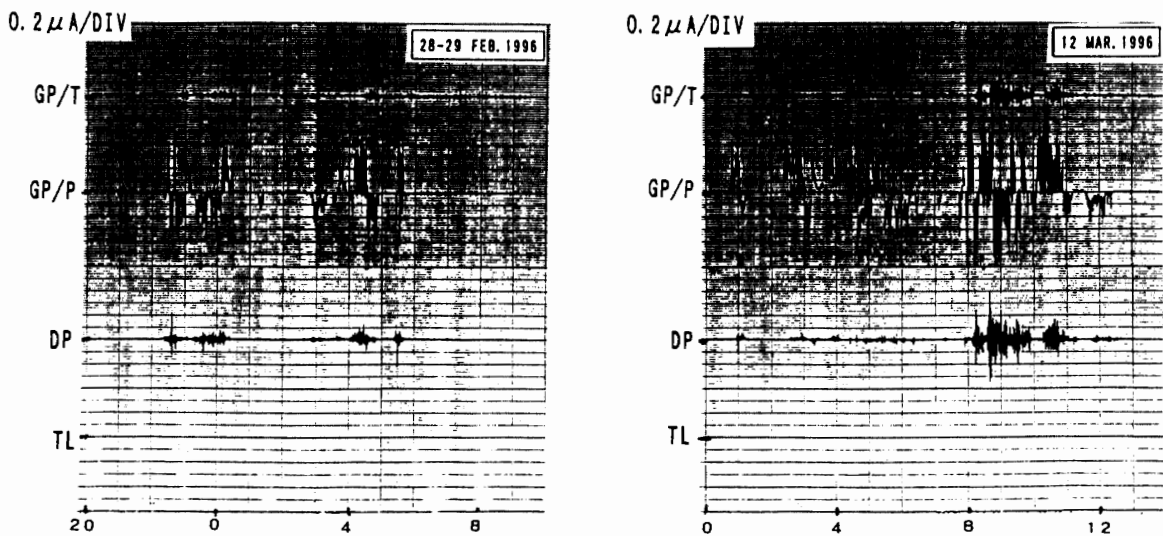


図20 GP/P, GP/T, DP および TL アンテナのコロナ放電電流観測結果
 Fig. 20. Corona discharge current for GP/P, GP/T, DP, and TL antenna.

5.3. 通信テスト結果

また 3.5 MHz と 7 MHz のアマチュア無線バンドを用いて、日本全国、韓国またロシアと広い範囲のアマチュア無線局と行った通信テストの結果を図 21 と図 22 に示す（両アンテナの水平面最大放射方向は日本列島に合わせて北東および南西の向きに設置）。

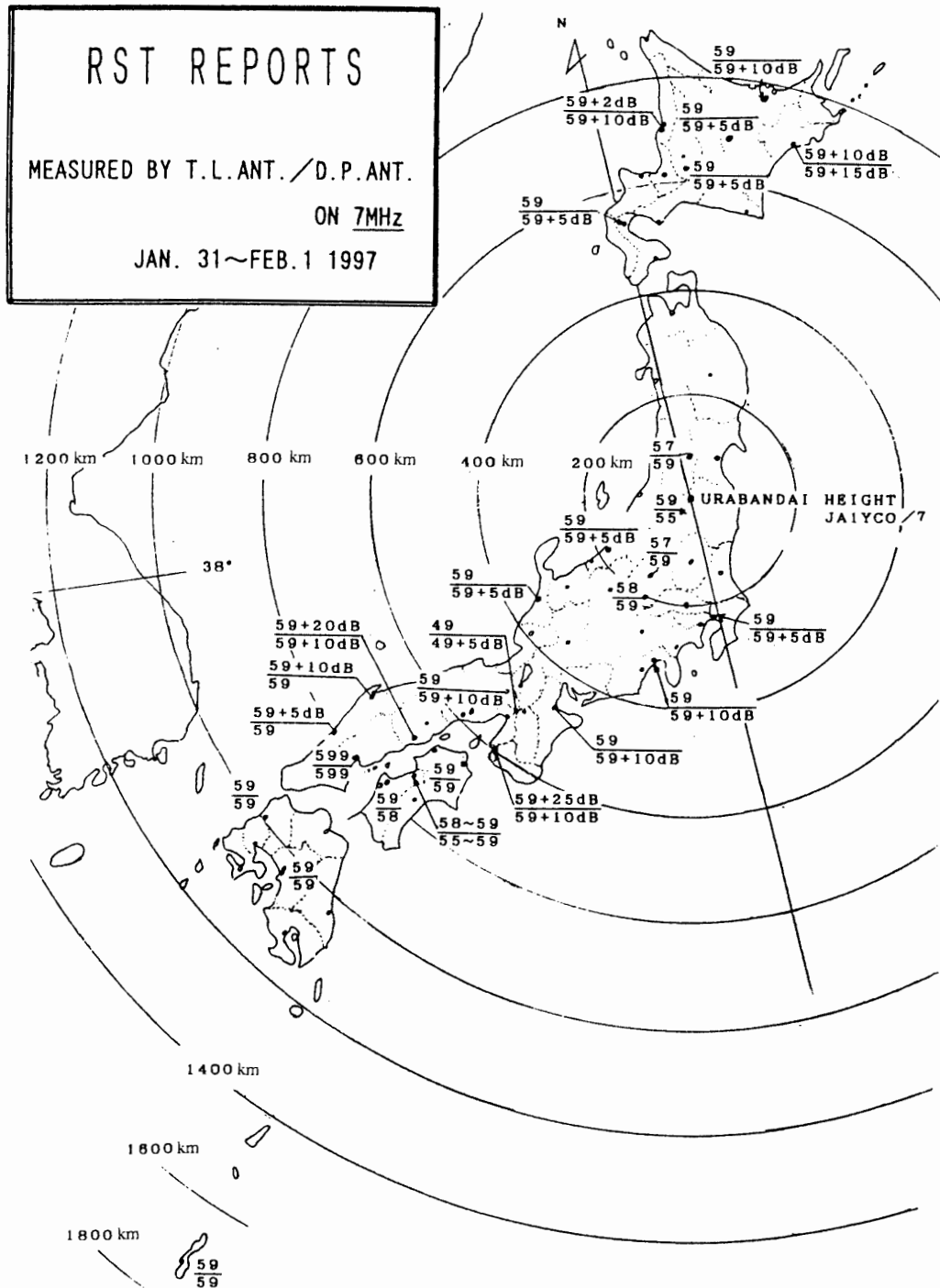


図 21 7 MHz アマチュアバンドによる通信テストの結果
(TL アンテナの RST レポート/DP アンテナの RST レポート)

Fig. 21. Result of radio communication test at 7 MHz (RST of TL antenna/RST of DP antenna).

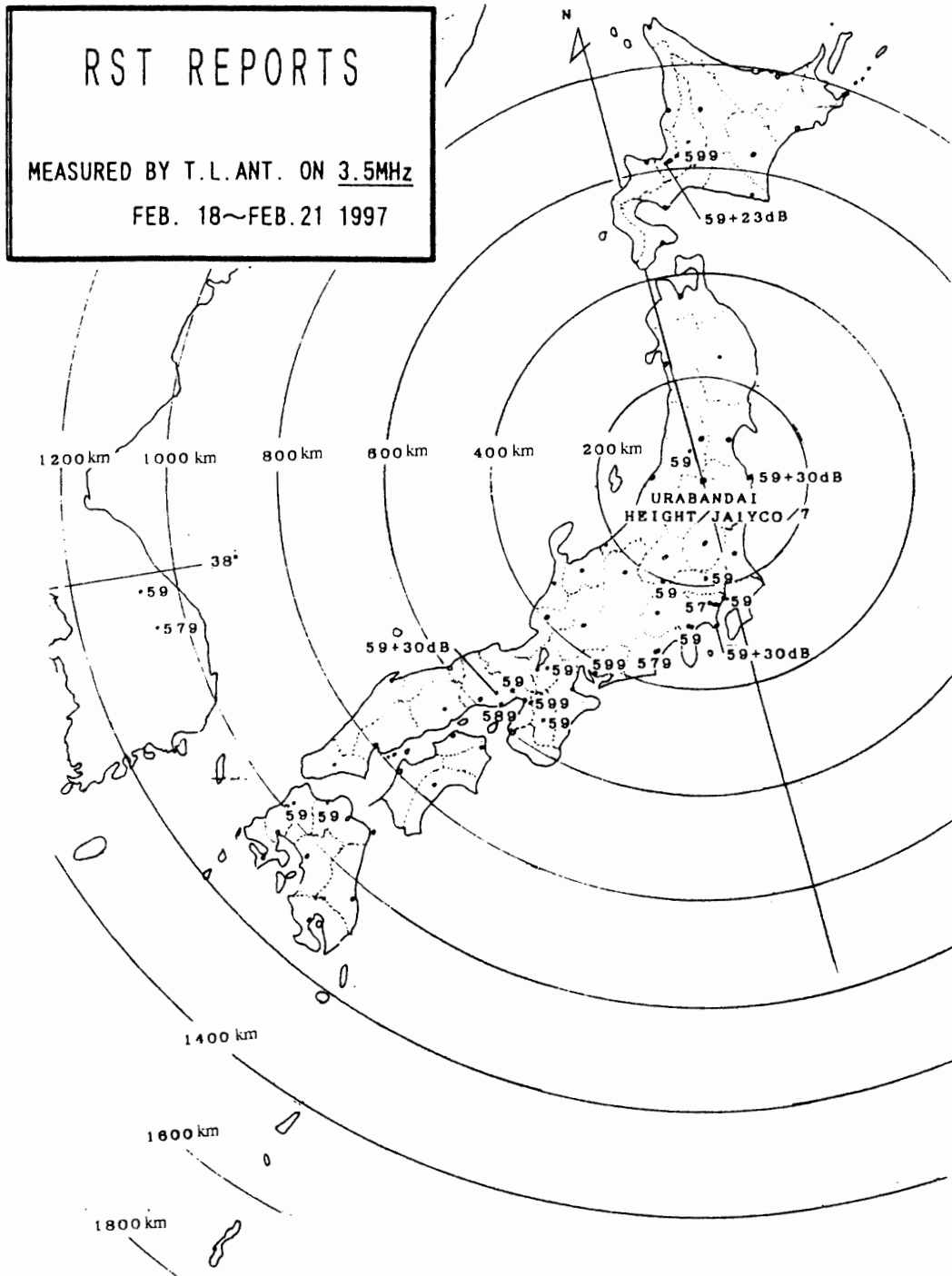


図 22 3.5 MHz アマチュアバンドによる通信テストの結果
 Fig. 22. Result of radio communication test at 3.5 MHz.

図 21 は 7 MHz 帯による通信結果であり、分子の数値は TL アンテナによる RST レポート、分母の数値は傾斜形 DP アンテナによる RST レポートである。なお、RST レポートはアマチュア無線での電波の受信状態を表わすもので、国際的に以下のように取り決められている。

(1) R: 了解度 (READABILITY) で 5 段階表示

- ① 了解できない. ② かろうじて了解できる.
- ③ かなり困難だが, 了解できる. ④ 実用上困難なく了解できる.
- ⑤ 完全に了解できる.

(2) S: 信号強度 (SIGNAL STRENGTH) で 9 段階表示

- ① 微弱でかろうじて受信できる ($-14 \text{ dB}\mu$). ② 大変弱い ($-8 \text{ dB}\mu$).
- ③ 弱い ($-2 \text{ dB}\mu$). ④ 弱いが受信容易 ($4 \text{ dB}\mu$).
- ⑤ かなり適度な強さ ($10 \text{ dB}\mu$). ⑥ 適度な強さ ($16 \text{ dB}\mu$).
- ⑦ かなり強い ($22 \text{ dB}\mu$). ⑧ 強い ($28 \text{ dB}\mu$). ⑨ きわめて強い ($34 \text{ dB}\mu$).

(3) T: 音調 (TONE) で 9 段階表示

- ① きわめて荒い音調. ② 大変荒い交流音で, 楽音の感じは少しもない音調.
- ③ 荒くて低い調子の交流音で, いくぶん楽音に近い音調.
- ④ いくらか荒い交流音で, かなり楽音に近い音.
- ⑤ 楽音的で変調された音色.
- ⑥ 変調された音で, 少し“ピュー”という音を伴っている.
- ⑦ 直流音に近い音で, 少しリップルが残っている.
- ⑧ よい直流音だが, ほんのわずかなリップルが感じられる.
- ⑨ 完全な直流音 (完全に澄んだ音色).

例として, 599 という 3 桁数字は無線電信での RST で, 明瞭度は 5, 信号強度は 9, 音調は 9 を表わす. 59 という 2 桁数字は無線電話での RS で, 明瞭度は 5, 信号強度は 9 である. また, $59+20 \text{ dB}$ は, 明瞭度は 5, 信号強度は $9+20 \text{ dB}$ であることを表わしている.

図 22 は夜間に行われた TL アンテナによる 3.5 MHz 帯での RST レポートを示す. 図 21 によれば, 和歌山県, 中国, 四国, 九州の地域では TL アンテナによる RST は DP アンテナの値と同程度か, それを上回っている.

特に注目すべきは, 裏磐梯高原より南に約 30 km の会津若松市からのレポートで, TL アンテナでは 59, DP アンテナでは 55 と近距離で良いレポートを得た. 北海道方向では DP アンテナによる RST がすべて上回っている. その原因は TL アンテナの北側に走っている高圧線の影響を受けていたものと思われる.

6. ま と め

南極通信における雪雑音障害の実例, コロナ放電電流特性, 雪雑音発生メカニズム及びその軽減方法についてまとめた. また TL アンテナの放射抵抗を求める式を誘導し, 放射効率を計算した. さらに, 試作した TL アンテナと DP アンテナによる通信テストを行った. 以下に TL アンテナの利点と問題点を列挙する.

6.1. 利点

- (1) 磁界誘導型なので、雪雑音の原因となるコロナ放電が生じにくい。
- (2) 小型で雪上車に取り付け可能である。
- (3) 振動に強い、また走行中も運用可能である。
- (4) 数 m の高さに展張した DP アンテナの利得と同程度である。
- (5) 同調コンデンサの容量を変えるだけで 3-8 MHz 帯のどの周波数も発射できる。整合用アンテナカップラーは必ずしも必要でない。
- (6) 周波数帯域幅が狭いので DP アンテナよりも S/N が良い。
- (7) 平衡型のアンテナ自身で同調をとるので高調波などの不要放射が抑えられる。
- (8) アンテナの Q が極めて高く、帯域幅が狭いので混変調などから逃れられる。
- (9) 緊急事態発生時に指定周波数で連絡不能の際、アマチュアバンド (3.5 MHz, 3.8 MHz 及び 7 MHz 帯) を利用することができる。

6.2. 問題点

- (1) 同調帯域幅が狭いので同調点に合せるのに SWR 計や精密なモータードライブが必要である。(ただし、使用周波数が 2, 3 波に限られる場合は数個の同調コンデンサを内蔵させ、電子的にスイッチでコンデンサを組合せて同調させることができる)
- (2) 周波数帯変更の際、同調点を見つけ出すのに多少時間がかかる。
- (3) モーターのギアオイルは極低温 (-60°C 程度) では硬くなる。

6.3. 問題点の対策

- (1) 上記問題点の (2) については、モータードライブに記憶装置を付加することで問題はなくなった。
- (2) 問題点 (3) については極低温に耐えられるギアオイルについて検討を進めている。

以上のように TL アンテナは、極地における HF 帯モバイルアンテナとして優れた性能を持つ。今後、同アンテナの軽量化を図ると共に、降雪時での試験等を行い、極地での実用化を推し進めたい。

謝 辞

本研究は国立極地研究所の一般共同研究の一環として行われた。本研究について国立極地研究所の鮎川勝助教授に多大なご援助をいただいた。また雪雑音については室蘭工業大学の西辻昭教授に、アンテナの基本設計では米国 W5QJR Antenna Products Co. の Dr. Ted HART に貴重な助言をいただいた。長期にわたる雪雑音観測や通信テストでは第 14 次南極観測隊員の松田純夫氏に大変お世話になった。そしてアンテナの製作や測定に時間を惜しまず手

伝ってくれた国際短期大学助手の岡本浩孝，情報通信科学生の大木雅稔，小林和雄，阿佐美友将に深謝を申し上げる。

文 献

- 浅見義弘・黒部貞一・西辻 昭 (1958): 降雪時の雑音について. 北大工学部研究報告, **18**, 1-13.
- FUKUSHIMA, I. (1972): Noise disturbance due to snow static. Proceedings of the SCAR Symposium on Technical and Scientific Problems Affecting Antarctic Telecommunications, Sandefjord, Norway, 71-83.
- 福島 勲 (1994): 裏磐梯高原に於ける雪雑音特性. 電子情報通信学会秋季大会講演論文集 (通信 1), 28.
- HART, T. (1985): Small high efficiency antennas alias the loop. W5QJR Antenna Products, 59-92.
- HERMAN, J. R. (1964): Radio noise by Antarctic blizzards. J. Geomagn. Geoelectr., **16**, 152-160.
- KING, R., HARRISON, C., Jr. and DENTON, D. H., Jr. (1960): Transmission line missile antennas. IRE Transactions on AP8, 88-90.
- 国立極地研究所編 (1974): 日本南極地域観測隊第 14 次隊報告, 東京, 168-169.
- 国立極地研究所編 (1977): 日本南極地域観測隊第 17 次隊報告, 東京, 138.
- 国立極地研究所編 (1978): 日本南極地域観測隊第 18 次隊報告, 東京, 162.
- KONDO, G. (1971): Data of atmospheric electricity at Syowa Station in 1969-1970. JARE Data Rep., **11** (Meteorology 1), 74 p.
- KRAUS, J. D. (1958): 空中線 (下), 谷村 功訳. 東京, 近代科学社, 353-392.
- 虫明康人 (1979): アンテナ・電波伝搬. 東京, コロナ社, 193.
- 村永孝次 (1974): 極地方の自然雑音について. 電波研究所季報, **20**(108), 281-298.
- 高橋 達・水戸部 温 (1960): 降雪時電波雑音について. 電波研究所季報, **6**(25), 239-247.
- TERMAN, F. E. (1955): Electronics and Radio Engineering. McGraw-Hill, 904.

(1997年3月31日受付; 1997年4月24日改訂稿受理)