

対空通信施設の送信機相互変調干渉の 軽減について

加 来 信 之* 長谷川 英 雄*

Reduction of Intermodulation in Air Ground Communication

Nobuyuki KAKU and Hideo HASEGAWA

Abstract

The increase in the number of air/ground communication stations has resulted in large frequency of radio interference, which may deteriorate air traffic safety. This paper deals with suppression of intermodulation of transmitters, the largest among factors giving rise to the interference. Following methods are considered to be effective for the purpose:

- (1) suppression of the mutual coupling between antennas
and
- (2) improvement of the intermodulation characteristics.

With regard to item (1), rough estimation is tried here for the practical limit of the amount of coupling for various site conditions. The latter item is also studied by employing the linear amplifire which yields a reduction of about 6 dB and further, the application of the right-angled hybrid connection with coaxial cables gives an additional improvement of 13 dB. Thus, the study allows to establish a siting standard for air/ground communication.

* 航空施設部

1. まえがき

現在の航空交通管制では、音声による対空通信が基本となっていて、これにはVHF、UHF帯無線電話方式が用いられている。

近年、航空交通量が增大して対空通信の利用度が高くなり、国際空港のように交通量が多い空域では、対空通信回線の通話占有率が90%を越す場合も報告されている。通信回線の占有率が高いほど干渉妨害の頻度が高くなり、航空機の運航に支障をおよぼす。これに対処するための空中線設置方式について、検討を加え、設置基準を設定するために必要な資料をまとめて、ここに報告する。各種の干渉妨害の中で、最も大きい影響を与える送信機相互交調について、空中線間の距離を大きくして防ぐ方法と、送信機自体の特性を改善して防ぐ方法を検討した結果、送信機相互交調による干渉妨害を軽減することが可能となった。

ここでは、VHF帯対空通信について検討したが、UHF帯対空通信についてもこの考え方を準用できる。

2. 対空通信における干渉妨害

対空通信は、118~136MHz帯の搬送波を音声で変調した、A3電波を使用するプレストーク方式の無線通信である。これは航空機を対象とする移動無線であるため、固定通信では問題とならないような各種の干渉妨害が発生する。それらは次のような原因によるものである。

- (1) 同一回線による干渉
- (2) 隣接回線による干渉
- (3) 送信機のスプリアス放射と受信機のスプリアス感度
- (4) 相互交調
- (5) 外来雑音

対空通信に用いる無線機は、一般的に全帯域で動作可能な広帯域特性をもつ。現在国内では、周波数は100kHz間隔で割りあてられているが、将来は25kHzになることが予定されている。(附録 対空通信用送受信装置の特性 参照)

2.1 同一回線による干渉

VHF帯対空通信の帯域幅は18MHzであり、この中に全国で100ヶ所以上の空港、対空通信所の回線が割りあてられている。さらに対空通信の使用目的別に回線が割りあてられるため、回線が重複することが起こる。特に大空港においては、進入管制、レーダ管制、飛行場管制および地上管制などに多数の回線を割

りあてる必要がある。例えば、新東京国際空港(成田空港)の場合では、VHF帯で14回線、UHF帯で4回線が割りあてられている。このように対空通信は、回線数に限度がある上に、広大な地域を運用通達範囲とするため、同一回線が運用通達範囲内で重複することがある。そのような場合は、自局以外の地上局と交信している航空機により、自局の通信が妨害されることがある。例えば、名古屋および仙台空港の地上局と交信している航空機による空中線誘起電圧を、東京都三鷹市で測定して次のデータを得ている。

| | | |
|-------------|----------|------------|
| 名古屋空港 | 120.3MHz | 21dB μ |
| (三鷹より132nm) | | |
| 仙台空港 | 140.2MHz | 25dB μ |
| (三鷹より160nm) | | |

受信機感度が7dB μ であるため、遠隔地で干渉妨害を起こすことがある。

2.2 隣接回線による干渉

隣接回線による干渉妨害は、受信機の実感度の不足、感度抑圧、送信機の側帯波分布の広がりおよび送信機雑音等により起こる。対空通信における受信電圧レベルは、航空機が運用通達範囲ぎりぎりにいるとき7dB μ であるのに対して、受信所の近くの滑走路上にいるときは非常に大きく、新東京国際空港・第1受信所で測定した結果では、最大値で90dB μ であった。このような強力な電波が隣接回線に発生すると、干渉妨害が起こる可能性が大きい。

2.3 送信機スプリアス放射と受信機スプリアス感度

対空通信用送信機(TV-500-6)の送信周波数は、水晶共振器の出力を2乗倍して得ているため、スプリアス波はVHF帯対空通信用の帯域に落ち込まない。したがって、VHF帯対空通信のみを考えるならば、スプリアス放射による妨害は発生しない。

受信機(RVH-16-4)のスプリアス感度は、中間周波数が10.7MHzであり、かつ局部発振周波数を3乗倍で得ているため、帯域内に存在する。したがって、スプリアス感度による妨害が起こる可能性が大きい。

2.4 相互交調

相互交調は、非線形特性の伝送回路に多数の信号を入力したとき、伝送回路の非線形効果により入力信号以外の周波数の不要信号を発生する現象である。

対空通信の場合一ヶ所の対空通信所に多数の回線が割り当てられていることから、相互交調による不要信号が数多く発生し、干渉妨害が起こる原因となってい

る。(相互変調には、送信機相互変調と受信機相互変調とがある。)

2.5 外来雑音

自動車から放射される雑音電波は、科学技術庁の測定によると、VHF、UHF帯域でかなりの放射強度がある。⁽¹⁾現在国内を走行している自動車は、抵抗高圧電線による雑音防止対策が施されているが、なおかつ軽自動車では、約25dBμ(120MHz)の雑音電波を放出していることから干渉妨害が起こる原因となる。

対空通信における干渉妨害は以上のように種々あるが、このうち2.4で述べた送信機相互変調が発生すると受信機側では避けられないため、最も重要な干渉妨害である。したがって、本報告では送信機相互変調に関して検討を加えた結果について述べる。

3. 送信機相互変調

送信機相互変調は、複数の送信機から同時に送信するときに発生するため、回線の占有率が大きいほど発生しやすい。航空交通量が多い通信所では、回線占有率が90%を越える場合があり、例えば東京国際空港では、次のような使用状態の時がある。⁽²⁾(1977.6.7 19:30~20:30)

| | |
|----------------|-------|
| 回線占有率 | 79.6% |
| 最大回線占有率(10分単位) | 90.7% |
| 平均交信発生間隔 | 11.6秒 |
| 管制官通話率 | 55.5% |

したがって、地上局の送信時間は平均で44.2%になる。このように回線の使用状態が混雑してくると、回線同士の送信が時間的に重なる確率が高くなり、干渉妨害が起こる可能性が大きくなる。

偶数次の相互変調波は、対空通信のみに限定すると、直流付近または2倍以上の周波数となるため問題とならないが、奇数次の相互変調波は対空通信用の帯域にはいる。奇数次の相互変調波には3次、5次、7次、…の相互変調波があるが、干渉妨害として問題となるのは3次相互変調波である。各回線の周波数を、 F_a 、 F_b および F_c で表すと、3次相互変調波は次のようになる。

$$2F_a - F_b$$

$$F_a + F_b - F_c$$

送信機相互変調の発生機構を図1に示す。送信機Aの電力増幅部に送信機Bの電波が入り込むと、送信機Aには、 $2F_a - F_b$ および $2F_b - F_a$ の相互変調波が発生するが、そのとき同様に送信機Bにも $2F_b - F_a$

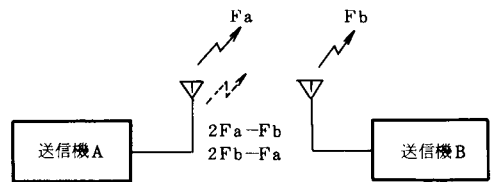


図1 送信機相互変調の発生機構

および $2F_b - F_a$ の相互変調波が発生する。

送信機AおよびBの送信レベルを同一とした場合は、各送信波を $\cos \omega_a t$ および $\cos \omega_b t$ と表し、空中線間の結合減衰量をLとすると、送信機Aにおける3次の非直線性による相互変調波は次式で表すことができる。

$$a_3 (\cos \omega_a t + L \cos \omega_b t)^3$$

a_3 : 3次の非直線係数

これを展開し、対空通信用の帯域に落ち込む相互変調波を取り出すと次のようになる。

$$\frac{3}{4} a_3 [L \cos(2\omega_a - \omega_b)t + L^2 \cos(2\omega_b - \omega_a)t]$$

$2F_b - F_a$ の発生レベルは、 $2F_a - F_b$ に比べると $20 \log L$ 低いいため、ほとんど問題になることはない。

実際に発生する送信機相互変調波を、新東京国際空港において測定した。同送信所の空中線塔には、図2に示すように、予備空中線を含めVHF空中線19本、

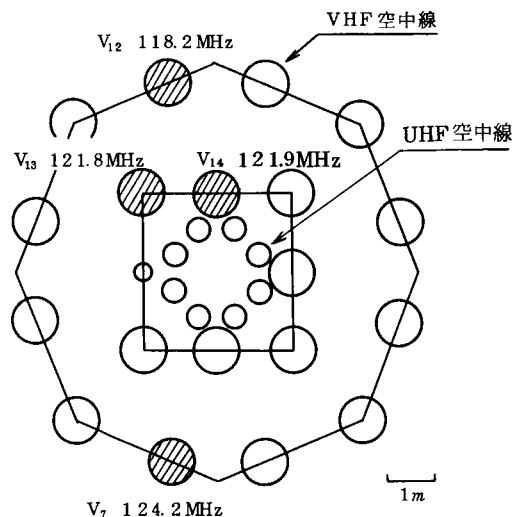


図2 新東京国際空港 第1送信所 空中線配置図

UHF 空中線 9 本が設置されている。なお、各送信機間の結合減衰量を次に示す。

| | |
|-------------------|---------|
| $V_{14} - V_7$ | 34.8 dB |
| $V_{14} - V_{12}$ | 14.8 dB |
| $V_{14} - V_{13}$ | 13.5 dB |

送信機 V_{14} に発生する相互変調波は次のとおりである。

送信機 V_7 による相互変調波

| | |
|--------------------------------------|----------------|
| $2F_{14} - F_7 = 1119.6 \text{ MHz}$ | 100.0 dB μ |
| $2F_7 - F_{14} = 126.5 \text{ MHz}$ | 44.5 dB μ |

送信機 V_{12} による相互変調波

| | |
|--|---------------|
| $2F_{12} - F_{14} = 125.6 \text{ MHz}$ | 99.3 dB μ |
| $2F_{12} - F_{14} = 114.5 \text{ MHz}$ | 雑音レベル以下 |

送信機 V_{13} による相互変調波

| | |
|--|----------------|
| $2F_{13} - F_{14} = 122.0 \text{ MHz}$ | 111.3 dB μ |
| $2F_{13} - F_{14} = 121.7 \text{ MHz}$ | 63.0 dB μ |

4. 送信機相互変調による干渉妨害の軽減

送信機相互変調による干渉妨害は、その発生レベルが大きいため、受信機側において防止することは困難である。したがって、干渉妨害の影響をなくすには、相互変調レベルを低くしなければならない。レベルの低減には、次のような方法が考えられる。⁽³⁾

- (1) 送信機相互間の結合減衰量を大きくする。
 - (2) 送信機の特性を改善する。
 - (3) 送信機群の周波数間隔を広くする。
 - (4) 送信機の出力側に Q の高いフィルタを付加する。
- (3)項の対空通信周波数を変更することは、利用者との関係で困難であり、また(4)項の Q の高いフィルタは、送信機が広帯域特性のため利用できないことから、ここでは(1)および(2)項について検討する。

4.1 結合減衰量を大きくすることによる干渉妨害の軽減

送信機相互変調は送信機の電力増幅部に他の送信機からの妨害波が入り込むことにより発生するため、相互変調による干渉妨害は、送信機相互間の結合減衰量を大きくして相互変調レベルを低くし、さらに受信機空中線を送信機空中線からできるだけ離すことにより、軽減することができる。

4.1.1 空中線間の離隔距離

空中線間の離隔距離として、相互変調レベルを低くするための送信機空中線間の距離と、干渉妨害を防ぐための送受信機空中線間の距離を考えることにする。送受信機空中線間の距離を大きくすることは、対空通信所を設置する場所の関係で限度があるため、まずこの送受信機空中線間の距離を妥当な値に決める必要が

ある。

ここでは航空局仕様 TV-500-6 型送信機および RVH-16-4 型受信機 (送信出力 50 W, 受信機感度 7 dB μ) について検討した。この送信機の相互変調レベルは、妨害波と希望波との電力比を -30 dB とした場合希望波電力に対して -50 dB であるため、空中線から 104 dB μ の相互変調波が放射されることになる。この相互変調波が影響をおよぼす距離は、自由空間の場合約 2.1 km となるが、実際には送受信所をこのような距離離して設置することは不可能に近い。そのため、相互変調レベルを低くしなければならない。もし妨害波と希望波との電力比を -55 dB にすることが可能ならば、3 次相互変調レベルは妨害波レベルに比例するため、希望波に対して -7.5 dB となる。このとき空中線から放射される相互変調波は 7.9 dB μ であるから、自由空間の場合は 1.2 km 以上離れることにより受信機に影響がなくなる。

-55 dB という電力比を空中線間隔で得るためには、空中線間を 170 m 離す必要があるが空中線塔上はきわめて狭いため、このような距離を確保することはできない。そのためこの電力比の一部をサーキュレータで負担させることにし負担を 3 JdB または 3.5 dB とすると、空中線間隔で負担する電力比は -2.5 dB または -2.0 dB で済むことになる。この電力比を得る空中線間隔を求めするため、空間に 2 本の半波長ダイポール空中線があるときの空中線相互の結合減衰量を、縮尺 1/10 のスケールモデル実験により測定した。その結果を図 3 に示す。この図から、空中線間隔で電力比 -2.5 dB または -2.0 dB を確保するには、多少の余裕をみると図 4 のように設置すればよいことがわかる。

空中線の設置場所が狭くて十分な結合減衰量が得られない場合、半波長ダイポール空中線の指向特性から、空中線を垂直方向に設置することにより必要とする結

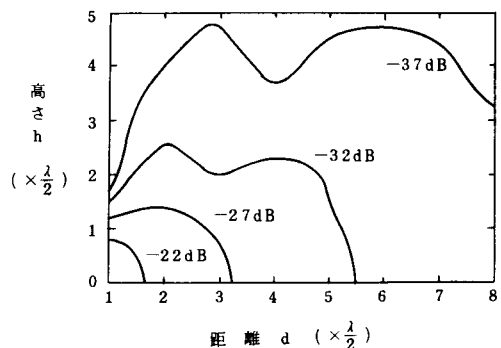


図 3 空中線相互の結合減衰量

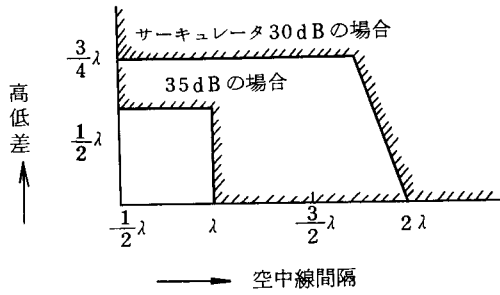


図4 送信機空中線の離隔距離

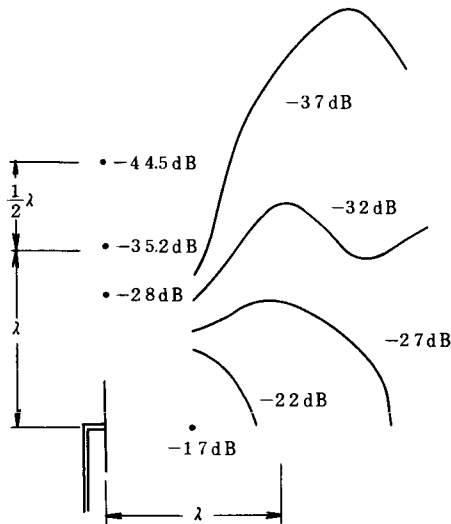


図5 垂直方向の結合減衰量

合減衰量を得ることが可能である。しかし現用の空中線のままでは、2本以上の空中線を垂直に設置することはできない。スケールモデル実験により測定した、2本の空中線の垂直方向における、結合減衰量を図5に示す。

送信機空中線を図4のように設置した場合、受信機空中線を1.2 km以上離すことにより、干渉妨害を防ぐことができるが、この値は自由空間と仮定した場合であり、実際には大地の反射などを考慮した空間を考える必要がある。平坦大地の上に高さ10mと20mの空中線を設置した場合の、空中線間の距離に対する伝搬損失を図6に示す。相互変調波の通達距離は、自由空間の場合1.2 kmであるが、大地の反射による影響を加えると空中線の高さが20 mのとき1.5 km、10 mのとき760 mとなる。このように送受信機空中線間の結合度は、大地の状態、空中線の設置状態により大きく変化するため、実際に空中線を設置するときは周囲との関係に注意する必要がある。

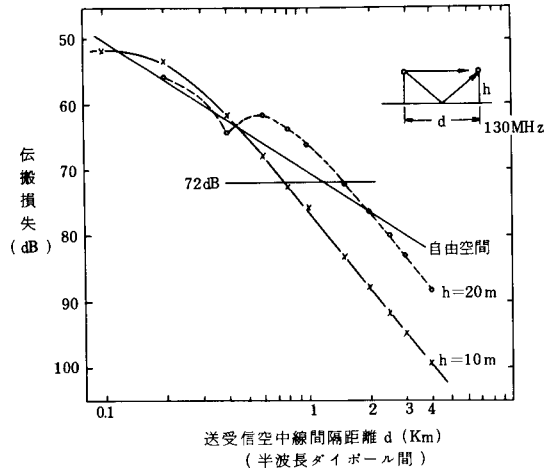


図6 大地の反射による伝搬損失

4.1.2 放射パターンと覆域との関係

空中線塔に多数の空中線が林立すると、空中線の放射パターンがみだれ、対空通信の運用通達範囲が狭められる。

ある空中線の近くに他の空中線が設置されている場合、十分に遠い場所における電磁界は他の空中線の再放射による影響があるため、2本の空中線の位置関係により放射パターンは歪を生じる。空中線の相対位置(高さや距離)を変化させながら、障害空中線を基準とする空中線の周りで回転させたときの放射パターンを測定した。測定した放射パターンの一部を図7に示す。障害空中線が基準空中線から離れると歪は小さくなり、さらに基準空中線が障害空中線より高くなると歪は小さくなる。これは障害空中線を支える金属柱の影響が大きいとめと考えられる。空中線の高さの変化による電界変動を測定したのが図8であり、空中線の間隔が狭いほど影響が大きく、高さの差があまりない所でいくらか複雑な変化がある。

次に、空中線を図4に示すように設置したとき、放射パターンがどのように変化するかみるために、3本の空中線を紋別空港の滑走路北端海側に設置し、空中線の高さを変化させながら、航空機に搭載してある対空通信用無線機からのテスト信号を用いて放射パターンを測定した。この空港周辺の地形はほぼ平坦であるため、パターンに影響を与えないと考えられる。航空機を高度4000 ft、速度120 ktで、空中線設置場所を中心に半径10 nmの円周上を飛行させ、陸地上では判別可能な12地点、海上では1分間隔で測定をおこなった。航空機の性質上飛行コースを完全に維持することができないため、測定値に多少の誤差が含

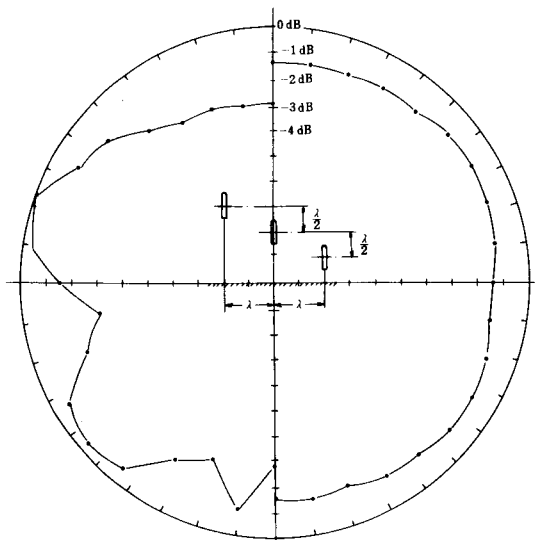


図7 障害空中線による放射パターン

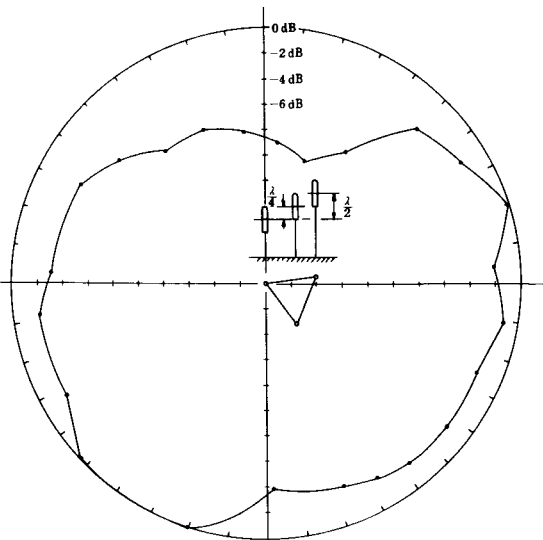


図9 3本の空中線による放射パターン

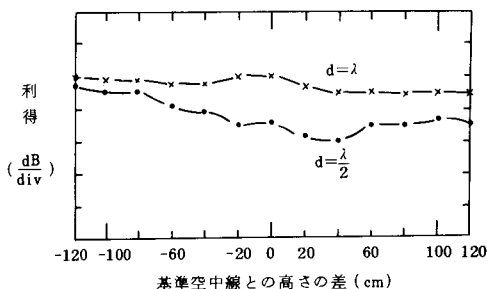


図8 障害空中線の効果

まれるが、空中線1本の放射パターンでは許容できる程度であった。測定した放射パターンの一部を図9に示す。受信空中線を他の空中線より高くした場合パターン特性に一様性があるが、逆に低くした場合他の空中線によるパターンの歪が生じる。したがって、多数の空中線を同一の空中線塔に設置する場合、回線の使用目的別に空中線の配置を、特に高さに注意する必要がある。また運用通達範囲の一様性を重視する回線の空中線は、他の空中線よりも高い位置に設置しなければならない。

4.2 送信機特性の改善による干渉妨害の軽減

4.2.1 送信機の相互変調特性の改善

相互変調レベルを低くするには、3次の非直線係数 a_3 を小さくする、すなわち送信機自体の特性を改善する必要がある。3次の非直線係数を構成している要素は、C級増幅形式による歪、入出力特性の非直線性、最終段増幅器のコレクタ変調方式による歪などが

考えられる。現在使用されている終段増幅素子のトランジスタ (BAM-120) の入出力特性はかなり良好な直線性を有しているため、非直線性に大きな影響を与えるのは、増幅器のバイアスに関する流通角と考えられる。流通角は一般には送信機の電力効率を向上させるため、120~150度程度である。流通角と相互変調特性との関係については、真空管式増幅器の場合、既に計算されており⁽³⁾

$$\frac{I_3}{I_0} = C \frac{\sin 2\theta}{2\theta - \sin 2\theta}$$

I_0 : 基本波成分

I_3 : 3次の相互変調波成分

C : 増幅器と妨害波の大きさにより決まる定数

2θ : 流通角

で表される。この関係をグラフで表すと図10となり、流通角の増加に伴い相互変調レベルが大幅に抑圧されていくことがあきらかである。しかし流通角が直接相互変調特性の改善に寄与するのではなく、基本波成分が大きくなるため、改善されるのである。この現象はトランジスタにおいても同様と考えられるから、現在C級で動作させている送信機の相互変調特性を改善するため、流通角に関して試作改良をおこなった。改良は、最終段増幅器のトランジスタのベースにバイアスを加え、流通角を従来120~150度から180度となるようにし、また前述の非線形要素を極力除くため最終段コレクタ変調であったものを前段変調とした。このため、最終段変調に必要とした変調信号電力は不要となり、送信機全体としての電力効率は悪化し

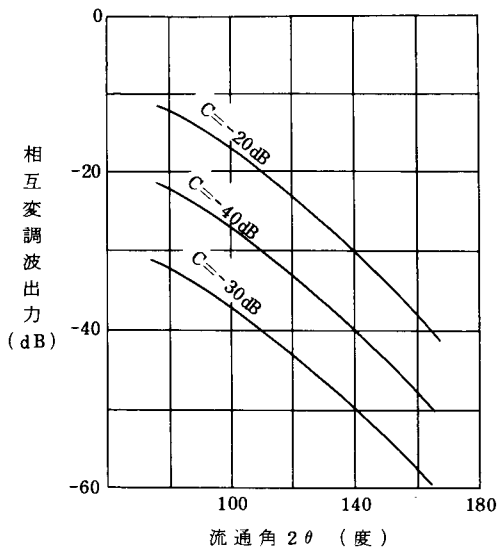


図 10 流通角と相互変調との関係

なかった。試作送信機の相互変調特性を図 11 に示す。試作送信機では、対空通信の全帯域で希望波に対し一様に -53 dB の相互変調レベルとなった。従来型の C 級増幅方式の送信機では -46 dB 程度であるから、相互変調特性をよくすることにより、 $6 \sim 7 \text{ dB}$ ほど改善された。

4.2.2 90度ハイブリッドによる相互変調の打ち消し

TV-500-6 型送信機は、出力 30 W 級の電力増幅器を 2 台並列に動作させているから、これを利用して 2 つの 90 度移相器を用いて相互変調波を打ち消すことを検討した。この 90 度ハイブリッドの概念的な接続図を図 12 に示す。2 台の増幅器は同一の特性を有するものとし、移相器は希望波の周波数 f_c に対し 90 度

$$\left(\frac{1}{4f_c} = \frac{\pi}{2\omega_c} \right)$$

遅らせるように調整されているものとする。妨害波の角周波数を $\omega_c + D$ とし、各増幅器の出力端における 3 次相互変調波の入力端を基準とする位相を求めると、図 12 の上側の増幅器では

$$\begin{aligned} & \sin \left[2\omega_c \left(t - \frac{\pi}{2\omega_c} \right) - (\omega_c + D)t \right] \\ &= \sin (\omega_c - D) \left(t - \frac{\pi}{\omega_c - D} \right) \end{aligned}$$

となる相互変調波を発生し、また同様に下側の増幅器では

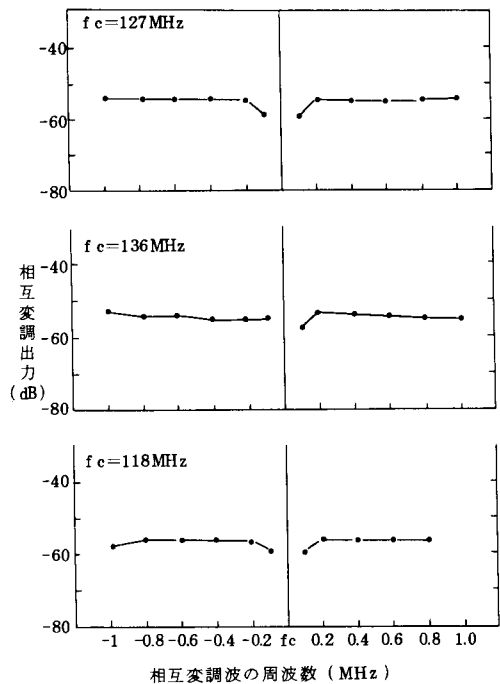


図 11 試作機の相互変調特性

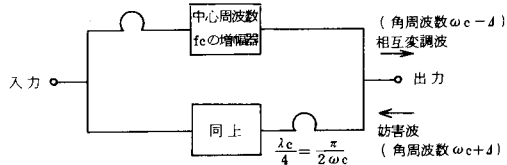


図 12 90度ハイブリッド接続図

$$\begin{aligned} & \sin \left[2\omega_c t - (\omega_c + D) \left(t - \frac{\pi}{2\omega_c} \right) \right] \\ &= \sin (\omega_c - D) \left[t + \frac{\pi (\omega_c + D)}{2\omega_c (\omega_c - D)} \right] \end{aligned}$$

となる相互変調波を発生する。そして下側は移相器を通して出力端に現れるから、さらに遅れ

$$\sin (\omega_c - D) \left[t + \frac{\pi (\omega_c + D)}{2\omega_c (\omega_c - D)} - \frac{\pi}{2\omega_c} \right]$$

となる。これらの相互変調波は出力端で合成されるが、位相差は次のようになる。

$$\begin{aligned} \phi &= \left[\frac{\pi}{\omega_c - D} + \frac{\pi (\omega_c + D)}{2\omega_c (\omega_c - D)} \right. \\ & \quad \left. - \frac{\pi}{2\omega_c} \right] (\omega_c - D) \\ &= \frac{\pi}{\omega_c} (\omega_c + D) = \left(1 + \frac{f_D}{f_c} \right) \pi \end{aligned}$$

妨害波が希望波の周波数を中心に 5 MHz 以内にある場合

$$\phi = 180 + \gamma$$

となり、上下の相互変調波の合成は、理論的には -25 dB の打ち消しとなる。⁽⁴⁾しかし実際には移相器および増幅器のふぞろいなどがあるため、90度ハイブリッドの効果は減少する。前項で試作した送信機に、長さを調整した同軸ケーブルを用いた移相器を図12のように接続し、測定した相互変調特性を図13に示す。この電力増幅器は、帯域の中心(127MHz)で位相差が約20度、利得差が1%程度あったが、ハイブリッド効果により約13dB改善された。固定された移相器で対空通信の全帯域をカバーする場合、希望波を127MHzとすると、帯域の両端における位相回転は168度になり、2つの増幅器の増幅度の差が10%としても、15dBの打ち消し効果がある。

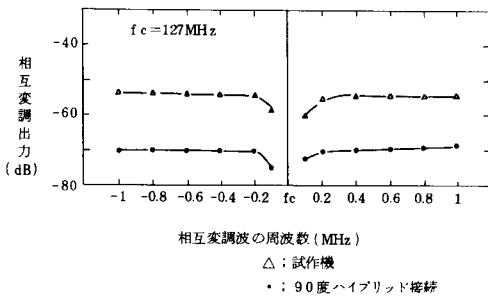


図13 90度ハイブリッドの効果

5. むすび

従来あまり問題視されていなかった対空通信における干渉妨害が、航空交通の輻輳によりクローズアップされるようになってきた。これらの干渉妨害の中で、送信機相互変調によるものが最も大きいため、本報告ではこれによる妨害の軽減について重点的に検討した。

今まで、対空通信施設の設置にあたっては、相互変調についての考慮があまりなされていなかったため、今回、空中線を設置するときの基準となる空中線の離隔距離について検討するとともに、相互変調波の発生を抑えるための送信機の改良をおこなった。送信機改良の結果、相互変調特性が6~7dB改善されたため、90度ハイブリッド接続と併せて用いると、必要とする相互変調特性を満足させることが可能となった。(従来は2つのサーキュレータを必要とした)なお、今後これらの干渉妨害対策として以上の研究結果が活用されれば幸いである。

終りにデータの収集に多大な御協力をいただいた航空局関係各位ならびに、機器の製作に御協力いただいた国際電気KKに感謝する。

参考文献

- 1) 科学技術庁 研究調整局
“自動車からの電波雑音防止に関する総合研究”
- 2) 東福寺ほか4名
“管制通信方式の改善に関する研究、その2”
電子航法研究所報告 No. 16
- 3) 岩井・森永
“移動無線通信における干渉妨害”
通研実用化報告 No. 10 Vol. 11
- 4) 渋谷
“電波伝搬基礎図表”
コロナ社
- 5) 渡辺・庄司
“移動通信方式”
科学新聞社
- 6) 内田・虫明
“超短波空中線”
コロナ社
- 7) 加来・長谷川
“対空通信空中線配列基準の研究”
電子航法研究所 航空施設部報告

附録 対空通信用送受信装置の特性

1. 送信機 (TV-500-6) の電気的性能仕様

a. 周波数範囲

118 MHz ~ 136 MHz の範囲内の任意の 1 周波数

b. 周波数許容偏差

± 0.001% 以内

c. 出力

送信機出力端子から 50 Ω の擬似負荷に給電される電力を測定した場合、50 W 以上の搬送波出力が得られること。

d. 寄生振動

皆無であること。

e. 不要出力

(1) 低調波、高調波およびその他の不用出力レベルは、基本波出力レベルに対して 60 dB 以上低いも

h. 変調特性

下表を満足すること。

| 試験項目 | 測定条件 | 規格 |
|---|------|--|
| 直線性および最大変調度 | 非制限 | 90%まで直線的で95%以上変調可能であること。 |
| 平均変調度 | 制限 | 遠操、局操にかかわらず、平均値において50%以上の変調度が得られること。 |
| 300Hzから3000Hzの帯域内において、1000Hz 80%変調を与える入力レベルと等しいレベルで変調を行なった場合の歪率 | 制限 | 8%以下であること。 |
| 信号対雑音比 | 制限 | 40 dB 以上であること。 但し、1000 Hz 40%変調 |
| 1000Hzで40%の変調状態を基準にした、300から3000Hzの範囲内における周波数特性 | 非制限 | +1 dB と -4 dB の範囲内にあること。但し、入力信号レベルは、1000Hz 40% 変調を得る入力とする。 |
| 95%変調時の2倍の低周波信号入力を1分間加えた場合 | 非制限 | 各部に異常のないこと。 |

i. 相互変調 (サーキュレータなしで測定すること)
希望波周波数および希望波周波数より 50 kHz 以上離れた妨害波周波数との電力比を 30 dB とした場合、

のであること。

(2) 送信雑音

1 kHz で 80% 変調した状態で、搬送波より 50 kHz 離れた周波数成分の雑音は搬送波レベルより 110 dB (公称値) 以上低いこと。

f. 占有周波数帯幅

擬似音声により、最大変調度が 95% になるようなレベルで変調した場合、全高周波出力エネルギーの 99% 以上が 6 kHz の帯域内にあること。

g. 変調の条件

| 入力の種類 | 規格 | |
|----------|-------------------|---|
| | レベル | インピーダンス |
| 局操 遠操 | マイクロホン出力 0 dBm | 40 Ω (公称値) 1,000 Hz において 600 Ω ± 20% 以内 |

第 3 次相互変調波電力は、希望波電力に対して -50 dB 以下であること。

2. 受信機 (RVH-16-4) の電気的性能仕様

a. 測定条件

(1) b項からℓ項までの測定はアンテナフィルタを外した状態で行なうものとする。

(2) この仕様書で規定する高周波電圧は標準信号発生器の開放電圧とする。

b. 感 度

1,000Hz 30%の変調を加え、出力のS/N 6dB、モニタ出力14.5dBm、線路出力-8.5dBmに調整した場合、空中線端子所要入力電圧は7dBμ以下であること。

ただし、AGCはON、ANLはOFFの状態での測定とする。

c. スプリアス感度

全ての周波数において基本波に対して70dB以上低いものであること。

d. 通過帯域幅

6dB域において±15kHz以上の帯域巾を有すること。また、40dB低下の帯域巾が±35kHz以内、60dB低下の帯域巾が40kHz以内であること。

e. 感度抑圧効果

1,000Hz 30%変調の希望波を40dBμの強度で受信機入力端子に加え、モニタ出力14.5dBm、線路出力-8.5dBmに調整し、同時に希望周波数から50kHz離れた無変調妨害信号を加えた場合、希望信号の出力が3dB低下する妨害信号の強度は90dBμ以上であること。

f. 混変調

1,000Hz 30%変調の希望波を40dBμの強度で受信機入力端子に加え、モニタ出力14.5dBm、線路出力-8.5dBmに調整し、つぎに希望信号の変調を断ち、同時に希望波信号から50kHz離れた1,000Hz 30%変調の妨害波を加えた場合、モニタ出力が-5.5dBmになる入力レベルは90dBμ以上であること。

g. 相互変調

受信周波数Cの受信機入力端子に周波数AおよびBの妨害波(AおよびBは118~136MHzの任意の一波でC=mA-nBの関係がある場合)を同時に同レベルで加えた場合、出力信号のS/N 6dBとなる妨害波入力レベルは55dBμ以上であること。

h. 局部発振器

(1) 周波数変動

周波数偏差 電源スイッチを閉じて10分後から50分間における周波数初期漂動および電子機器仕様書に規定する区分Bの温度状態における周波数変動は、正しい局部発振周波数から0.001%以上偏

移しないこと。

(2) 空中線への漏洩 空中線端子において54dBμ以下であること。

i. 低周波出力

(1) 線路出力

レベル0dBm(80%変調時の設定レベル)
+6dBm~-14dBm間変化できること。

(2) モニタ出力

23dBm以上の出力が得られること。

(3) 忠実度

受信入力46dBμ 30%変調の状態での周波数を300Hz~3,000Hzまで変化した場合、出力レベル偏差は1,000Hzを基準にして $+1$ dB以内であること。

また、100Hzおよび6,000Hzの点で6dB以上減衰すること。

j. 総合歪

受信機入力46dBμ 1,000Hz、30%変調の場合、低周波出力の歪率は、iの状態での8%以下であること。

k. AGC特性

1,000Hz、30%変調の受信機入力電圧を20dBμから110dBμまで変化させたときの出力電圧偏差は3dB以内であること。

ℓ. スケルチ特性

(1) 動作基点は6dBμから20dBμの間に設定できること。

(2) 入力信号12dBμの状態におけるヒステリシスは3dB以下であること。

(3) 1,000Hz、30%変調した16dBμの入力信号を急激に加えた場合、200ms以内に出力が現われること。

また、この信号を急激に断じた場合、500ms以内に低周波出力がなくなること。

(4) スイッチおよびレベル調整器でスケルチが開放できること。またレベル調整器の全回転角の30%から50%の範囲内でスケルチ動作が行なわれること。

m. ノイズリミッタ

パルス性の雑音を有効に抑圧できること。また、1,000Hz 80%の被変調波を加えANLをONにした場合の歪率は、15%以下のこと。

n. アンテナフィルタ特性

3dB通過帯域 ±12kHz以上であること。

40dB減衰帯域 ±50kHz以内であること。

保証減衰量 ±200kHz以内で50dB以上であること。

挿入損失 7dB以下であること。