



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	マイクロ波およびミリ波帯衛星通信システム
Author(s)	黒部, 貞一
Citation	北海道大学工学部研究報告, 81, 45-56
Issue Date	1976-08-30
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/41371
Type	departmental bulletin paper
File Information	81_45-56.pdf



マイクロ波およびミリ波帯衛星通信システム

黒 部 貞 一*

(昭和 51 年 3 月 25 日受理)

Satellite Communication Systems at Microwave and Millimeter-Wave Bands

Teiichi KUROBE

(Received March 25, 1976)

Abstract

A 4/6 GHz band is now used for satellite communication, however, various frequency bands under 275 GHz were allocated by WARC in 1971. The author studied the received carrier power to noise power ratios (C/N) at five frequency bands of 4/6 GHz, 11/14 GHz, 20/30GHz, 40/50 GHz and 90/100 GHz for the up-link system and the down-link system. The carrier to noise ratio decreases with frequencies due to the decrease of transmitter power, the increase of free space loss, the increase of atmospheric noise temperature, the increase of receiver noise temperature and so on if the antenna gains are constant. The author decided how to select the earth station antenna gain and the satellite station antenna gain for the constant carrier to noise ratio. He also studied the satellite repeater systems.

1. ま え が き

現在衛星通信は 4/6 GHz 帯が用いられているが、国際間のトラフィック量の増大に伴ない、さらに高い周波数帯の使用が計画されている。1971 年の世界無線通信主管庁会議 (WARC-ST) では 275 GHz までの大幅な周波数帯の分配が行なわれた。その中で 4/6 GHz 帯, 11/14 GHz 帯, 20/30 GHz 帯, 40/50 GHz 帯および 90/100 GHz 帯の 5 周波数帯について、アップリンクシステム, ダウンリンクシステムにおける搬送波受信電力対雑音電力比 (C/N) を比較した。周波数が高くなるに従い、送信機出力の減少, 自由空間損失の増大, 大気損失の増大, フィード損失の増大, 大気雑音温度の増大, 受信機雑音の増大等のため、アンテナ利得を一定とすれば C/N は周波数とともに減少する。したがって一定の C/N を得るためには地球局アンテナ利得, 衛星局アンテナ利得をいかに選ぶかが問題になる。なお、アンテナ利得はアンテナ制御精度によって制限される。また、衛星中継器のシステムについて三つの場合を検討した。出力管は進行波管を用いることとしたが、固体化の場合も考察した。しかし固体化はかなり将来のことと思われる。

以上の結果に対しては、つぎのような仮定を行なった。

1. アンテナ仰角は 30° とした。これは太平洋上の衛星による日米間の固定通信に相当する。
2. 周波数が高くなるに従い降雨減衰量が大きくなるが、 C/N の計算ではこれを省略し、降雨減衰量と周波数の関係について簡単に表で示した。

* 電子工学科 電子回路工学講座

3. 受信点における必要な C/N は 17 dB とした。PCM-4 ϕ PSK 変調形式で同期検波を用いたとき $C/N=14$ dB で誤り率は 10^{-7} であり、これに 3 dB のマージンを加えたのが 17 dB である。

4. 衛星中継器の前置増幅器は 6, 14 GHz ではトンネルダイオード, 30, 50, 100 GHz では直接ミキサダイオードを用いた場合と、全周波数にわたり常温のパラメトリック増幅器を用いた場合と二通り考えた。

5. 地球局の前置増幅器は極低温のパラメトリック増幅器とした。

2. ミリ波帯衛星通信システムの問題点

マイクロ波帯よりミリ波帯へと周波数が高くなるに従い、種々問題点が生じてくる。第一は送信用出力管の出力の減少である。普通送信用出力管としては地球局においても衛星局においても進行波管が用いられている。地球局などに用いられる大出力進行波管の出力の周波数特性は図1のごとくである¹⁾。図の実線は今までのトップデータを基にして描いたものであり、点線は限界出力である。図より 60 GHz 程度以上より急激に出力が減ることが分る。衛星用進行波管の出力の周波数特性についても同様であるが、出力そのものは図1より2~3桁小さい。衛星局用の出力デバイスとして半導体素子を用いると種々の点で都合がよいが、インパットダイオードの出力の周波数特性は図2のごとくで²⁾、衛星用進行波管よりさらに1桁程度小さい。

第二は受信機の初段に用いられるパラメトリック増幅器の等価雑音温度の上昇である。いま、パラメトリック増幅器のアイドラとダイオードの温度が等しいとき、パラメトリック角周波数 ω_p を

$$\omega_p = \sqrt{\frac{R_s m_i^2 \omega_c^2}{R_s + R_i} + \omega_s^2} \quad (1)$$

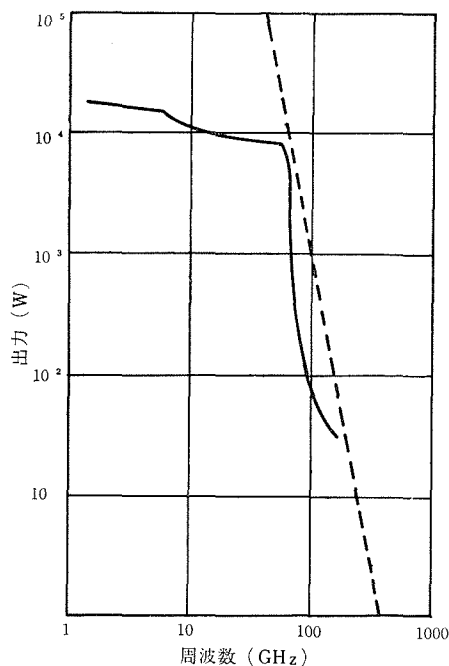


図1 進行波管出力と周波数の関係

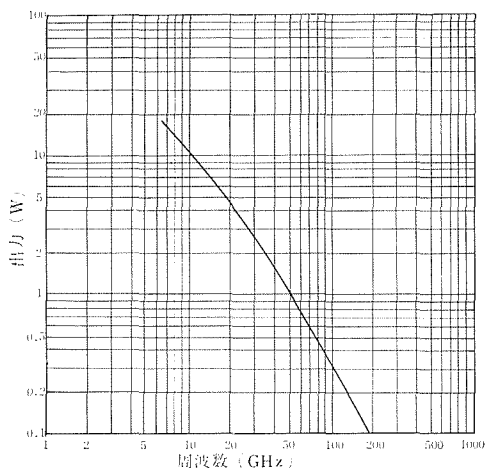


図2 インパットダイオード出力と周波数の関係

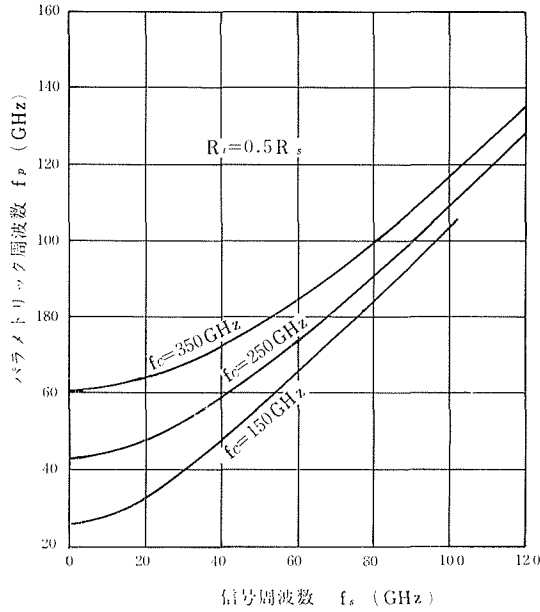


図3 最小雑音温度のとき信号周波数とパラメトリック周波数の関係

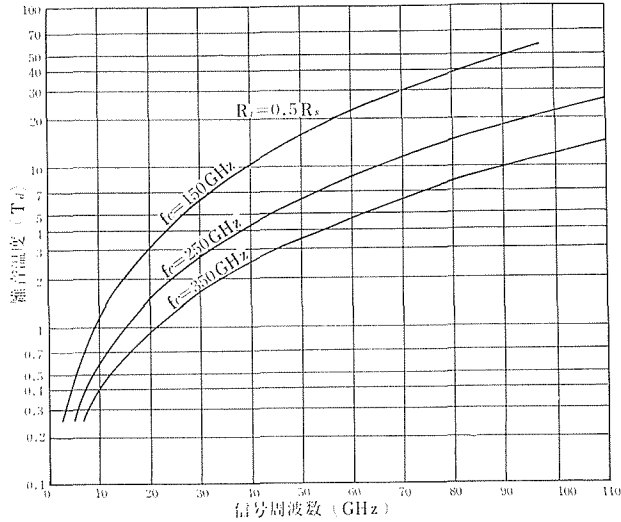


図4 最小雑音温度と信号周波数の関係

のように選ぶなら、雑音温度 T は

$$T = T_d \frac{R_s + R_i}{R_s} \left[\frac{2\omega_s}{m_1 \omega_c} + \sqrt{\frac{R_s}{R_s + R_i} + \left(\frac{\omega_s}{m_1 \omega_c} \right)^2} \right] \quad (2)$$

で、最小になる³⁾。ただし、 R_s はダイオードの直列抵抗、 R_i はアイドラの抵抗、 m_1 は変調比、 ω_s は信号角周波数、 ω_c は遮断角周波数、 T_d はダイオードの温度である。いま、 $R_i = 0.5 R_s$ 、 $m_1 = 0.212$ のとき f_c をパラメータとした信号周波数 f_s とパラメトリック周波数 f_p の関係は式 (1) より図3のようになる。また、 f_c をパラメータとしたとき f_s と雑音温度 T の関係は式 (2) より図4のようになる。このように周波数が高くなるに従い雑音温度は急激に高くなる。ミリ波帯において雑音温度を下げるには遮断周波数の高いダイオードを開発することと、地球局に

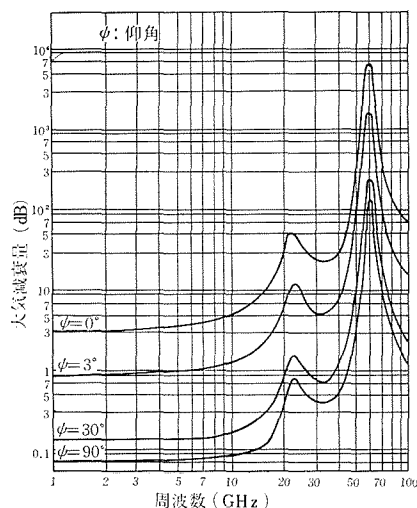


図5 大気減衰量と周波数の関係

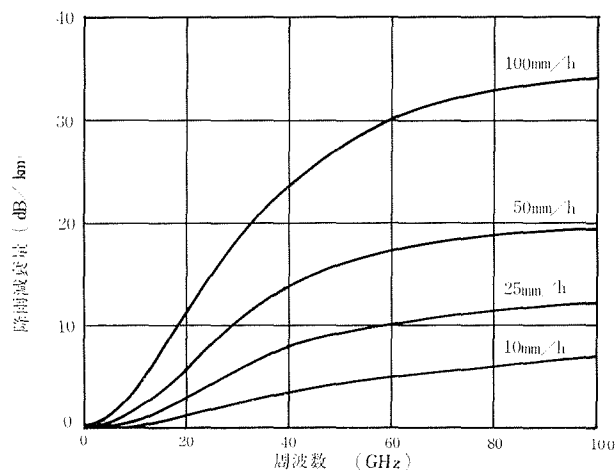


図6 降雨減衰量と周波数の関係

において $4\sim 5^{\circ}\text{K}$ の極低温で動作させることである。

第三は大気損失と大気雑音の問題である。大気損失は大気中の酸素および水蒸気の分子吸収によって減衰するものであるが、22.4 GHz 附近に水蒸気、60 GHz 附近に酸素分子による減衰のピークが存在する。この減衰は仰角によっても非常に異なり、仰角をパラメータとしたとき周波数と減衰量の関係は図5のようになる⁴⁾。大気雑音は大気減衰量 (dB) に比例し、図5と同様な周波数特性をもつ。衛星通信では周波数割当のときこれらのピーク点を避けているが、ミリ波帯では大気損失、大気雑音ともに大きくなり、これらが問題となる。

第四は自由空間損失である。これは周波数の2乗に比例して増加する。これを救済するために第一に考えられることはアンテナ利得を上げることである。アンテナの寸法をそのままとすれば、利得は周波数の2乗に比例して増大するので、送受どちらかのアンテナで自由空間損失を打ち消すことができるが、指向性電力半値幅が周波数に逆比例して小さくなり、衛星追尾装置の精度、デスパン制御精度の制限により実現が難しい。

第五は雨の減衰である。10 GHz 以上になると雨の減衰が問題となり、ミリ波帯では通信不能の状態になる。降雨量 (mm/h) をパラメータとしたときの周波数と減衰量 (dB/km) の関係は理論的に図6のようになる⁵⁾。普通雨域の高さは5 km 程度であるから⁶⁾、仰角 30° のとき等価貫通距離は約10 km となり、図6の値の10倍程度の減衰量となり、そのままでは通信不能である。これに対してはスペースダイバーシティ方式や多元周波数接続方式を用いて解決されるであろう。

ミリ波帯においてはこのように種々の問題点があるが、これらを克服して受信点の C/N を必要な値とするためには、送信出力を限界出力まで高めること、パラメトリック増幅器のダイオードの遮断周波数を上げ、冷却温度を下げること、アンテナの利得を上げることなどを考慮しなければならない。

3. アップリンクシステム

アップリンクの周波数として、6 GHz、14 GHz、30 GHz、50 GHz および 100 GHz の5周波数を考える。アップリンクにおいて、衛星中継器の受信搬送波電力 C (dBW) は

$$C = (P_T - L_{FT} + G_T) - (L_F + L_A) + G_R - L_{FR} \quad (\text{dBW}) \quad (3)$$

で表わされる。ただし

P_T : 送信機出力 (dBW) L_{FT} : 送信フイーダ損失 (dB) G_T : 送信アンテナ利得 (dB)

L_F : 自由空間損失 (dB) L_A : 大気損失 (dB) G_R : 受信アンテナ利得 (dB)

L_{FR} : 受信フイーダ損失 (dB)

まず送信機出力 P_T について考えよう。図1の周波数特性から 6 GHz より 50 GHz までは大体一定で、100 GHz では非常に下がる。図では 6 GHz で 15 kW となっているが、これは現在までの最大出力で、実際には 1 kW 程度が用いられているので、表1のように 6~50 GHz では 1 kW, 100 GHz では将来を見越して 100 W とした。自由空間損失 L_F は送信点と受信点の距離を 40,000 km とすれば表1のようになる。図5より大気損失 L_A は表1のようになる。ただしアンテナの仰角は 30° と仮定した。なお、大気損失は仰角の consecant に比例する。6 GHz における送信フイーダ損失 L_{FT} が 0.1 dB, 受信フイーダ損失 L_{FR} が 0.2 dB としたとき、各周波数におけるフイーダ損失は (dB) で表わした値が $\sqrt{f}$ に比例するとして計算すれば表1のようになる。各周波数の送信アンテナおよび受信アンテナの利得が 6 GHz と同じとすれば、6 GHz で規格化した受信搬送波電力 C (dB) は表1のようになる。表より 100 GHz では 6 GHz より約 38 dB も下がることになる。

衛星中継器のフイーダ入力に換算した等価雑音温度 T_R は

$$T_R = T_a + (L_{FR} - 1)T_0 + L_{FR}T_r \quad (4)$$

である。ただし

T_a : 外来雑音等価温度 ($^\circ\text{K}$)

L_{FR} : 受信フイーダの損失 (> 1)

T_0 : フイーダの温度 ($^\circ\text{K}$)

T_r : 初段増幅器に換算した等価雑音温度 ($^\circ\text{K}$)

外来雑音は大気雑音、大地雑音、その他の雑音からなりたつ。いま大気雑音以外の空中線雑音を簡単のため周波数に無関係に一定とし、その等価温度は従来のデータから 20~40 $^\circ\text{K}$ であるので、ここでは一応 30 $^\circ\text{K}$ と仮定した。大気雑音は大気減衰量 (dB) に比例する。したがってこの周波数特性は図5のごとくであり、いくつかの実験データがあるので^{8,9,10)}、これから表2のような値をだした。ただしアンテナの仰角は大気損失の場合と同様に 30° と仮定した。表において

表1 アップリンクの規格化搬送波電力

周波数 (GHz)	6	14	30	50	100
P_T (dBW)	30	30	30	30	20
L_F (dB)	200.0	207.36	213.98	218.42	224.44
L_A (dB)	0.14	0.24	0.52	10.0	2.3
L_{FT} (dB)	0.10	0.15	0.22	0.29	0.41
L_{FR} (dB)	0.20	0.31	0.45	0.58	0.82
規格化 C (dB)	0	-7.62	-14.73	-28.85	-37.53

表2 アップリンクの雑音電力と規格化 C/N (パラメトリック)

周波数 (GHz)	6	14	30	50	100
大気雑音温度 ($^\circ\text{K}$)	5	8	17	330	77
T_r ($^\circ\text{K}$)	150	350	953	2097	7109
T_R ($^\circ\text{K}$)	206	434	1135	2797	8748
N (dB)	-115.5	-112.2	-108.1	-104.2	-99.2
規格化 C/N (dB)	0	-10.9	-22.1	-40.2	-53.8

表3 アップリンクの雑音電力と規格化 C/N (トンネル・ミキサ)

周波数 (GHz)	6	14	30	50	100
T_R (°K)	781	996	1711	2491	3970
N (dB)	-109.7	-108.6	-106.3	-104.7	-102.6
規格化 C/N (dB)	0	-8.7	-18.1	-33.9	-44.6

50 GHz で特に大きな値となるのは 60 GHz 附近に酸素分子の吸収による共振点があるからである。以上の結果外来雑音温度 T_a としては表2の値に 30°K を加えたものとした。

前置増幅器を常温のパラメトリック増幅器とした場合、初段増幅器に換算した等価雑音温度 T_r の周波数特性はパラメトリック増幅器と同様とし、式(2)を満足するものとするれば、 $f_c=350$ GHz, $R_i=0.5 R_s$ のとき、6 GHz の T_r を 150°K と仮定すれば各周波数の T_r は表2のようになる。 $T_0=293$ °K としたとき、各周波数の等価雑音温度 T_R は表2のようになる。実際には 6 GHz, 14 GHz ではトンネルダイオード増幅器を用いることが多いが、トンネルダイオードの雑音指数を 6 GHz で 5.3 dB, 14 GHz で 6 dB とすれば、等価雑音温度 T_R は 6 GHz で 781.4°K, 14 GHz で 996.3°K であるから、表3のようになりパラメトリックの場合に比べて高くなる。またミリ波帯ではパラメトリック増幅器の代りに直接ミキサダイオードで周波数変換した方がよい場合がある。この場合の変換損失と周波数の関係の一例は図7のごとくである¹¹⁾。中間周波増幅器の雑音指数を 2 dB とし¹²⁾、変換損失を図7とすれば、30, 50, 100 GHz における T_R は表3のようになる。これから 50 GHz, 100 GHz では直接周波数変換した方がよいことが分る。

衛星中継器のファイダ入力に換算した雑音電力 N は

$$N=10 \log_{10}(kT_R B_n) \quad (\text{dB}) \quad (5)$$

である。ただし

k : ボルツマン定数 $1.381 \times 10^{-23} \text{J/°K}$ T_R : ファイダ入力に換算した等価雑音温度 (°K)
 B_n : 雑音帯域幅 (Hz)

パラメトリック増幅器の場合の雑音電力 N と周波数の関係は表2のようになる。6, 14 GHz でトンネルダイオード増幅器, 30, 50, 100 GHz でミキサダイオード周波数変換器を用いた場合の雑音電力 N は表3のようになる。ただし $B_n=1$ GHz とした。したがって 6 GHz で規格化した C/N の相対値 (dB) は表2および表3のようになり、周波数が高くなるに従い下がり、100 GHz ではパラメトリックの場合約 54 dB, トンネルダイオード, ミキサダイオードの場合約 45 dB 悪くなる。

変調方式としては種々あるが、帯域幅、伝送特性などの点から FM より PCM が優れ、これをマイクロ波あるいはミリ波で変調する場合は AM より PM が優れているので、ここでは PCM-4φPSK を用いることとする。そのとき同期検波を行なえば、受信入力の C/N が 14 dB で誤り率は 10^{-7} であり、これに 3 dB のマージンをとって $C/N=17$ dB とすることとする。い

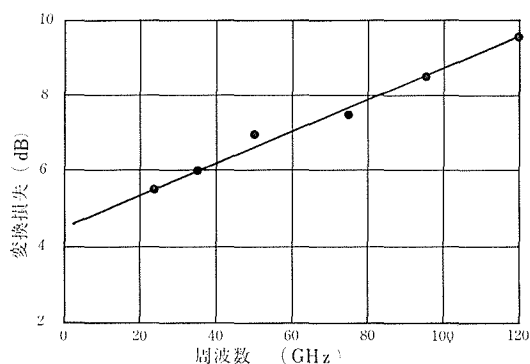


図7 変換損失と周波数の関係

表4 アップリンクのアンテナ利得

周波数 (GHz)	6	14	30	50	100
G_T+G_R (dB)(トンネル・ミキサ)	77.7	86.4	95.8	111.6	122.3
G_T (dB)	63.0	66.7	70.0	72.2	75.2
G_R (dB) (トンネル・ミキサ)	14.7	19.7	25.8	39.4	47.1
G_R (dB) (パラメトリック)	8.9	16.1	24.0	39.9	50.5
$\theta_{1/2}$ (度) (送信)	0.130	0.0853	0.0583	0.0451	0.0319
$\theta_{1/2}$ (度) (受信)	33.9	19.1	9.39	1.98	0.815

表5 アップリンクの降雨減衰量 (dB)

雨量 (mm/h)	周波数 (GHz)	6	14	30	50	100
10		0	4	23	43	69
25		1	15	54	93	124
50		6	31	104	159	195
100		20	68	193	270	340

ま、地球局の送信アンテナの直径を実例から推定して 27 m、アンテナ効率 $\eta=70\%$ とすれば、6 GHz における送信アンテナ利得は $G_T=63.0$ dB である。また、6 GHz においてトンネルダイオードのとき $N=-109.7$ dB であるから $C/N=17$ dB を満足するためには $G_R=14.7$ dB としなければならない。

各周波数において $C/N=17$ dB を満足するためには、それぞれ G_T , G_R をいかに選べばよいのか、またそのときの指向性電力半値幅 $\theta_{1/2}$ はどのようなになるであろうか。 $\theta_{1/2} \simeq 70\lambda/D$, $G = (\pi D/\lambda)^2 \eta$ であるから

$$\theta_{1/2} \simeq 70\pi \sqrt{\frac{\eta}{G}} \quad (\text{度}) \quad (6)$$

なる関係が得られる。ただし

λ : 波長 D : アンテナの直径 η : アンテナ効率 G : アンテナ利得

表1と表3より各周波数における $C/N=17$ dB とするためにはトンネルダイオード・ミキサダイオードの場合 G_T+G_R は表4のようになる。これを送信アンテナと受信アンテナにいかに分配すればよいだろうか。6 GHz においては $G_T=63.0$ dB, $G_R=14.7$ dB で、 G_T がはるかに大きいので G_T は周波数に比例して大きくし、 G_R は残りの部分を受持つものとすれば、 G_T , G_R は表4のようになる。なお、表4にはパラメトリック増幅器とした場合も示してある。また、式(6)から送信アンテナの $\theta_{1/2}$ 、受信アンテナ（トンネル・ミキサの場合）の $\theta_{1/2}$ を計算すれば表4のようになる。表より送信アンテナの指向性電力半値幅は 100 GHz において 6 GHz の約 1/4 になり、衛星追尾装置の制御精度を 6 GHz の4倍程度上げる必要がある。また、受信アンテナは利得が小さく、100 GHz においても $\theta_{1/2}$ は 0.82° である。しかしデスパン制御精度は現在約 0.5° であるから、約6倍上げる必要がある。このようにアンテナの制御精度を上げることにより、ミリ波帯においても与えられた C/N を得ることができであろう。なお、ここでは送信機出力を 6~50 GHz で 1 kW, 100 GHz で 100 W と仮定したが、これを増加すればアンテナの制御精度はそれだけ減少できる。したがって送信機出力の増加は重要な問題となる。

終りに雨の減衰について一言付け加えておこう。降雨減衰量 (dB/km) と周波数との関係は図6の通りである。また雨域の高さは約 5 km で、仰角 30° のとき等価貫通距離は約 10 km であるから、アップリンクにおける降雨減衰量と周波数の関係は表5のようになる。したがってこの

ままでは通信不能であり、スペースダイバーシティ方式などを用いなければならない。

4. ダウンリンクシステム

ダウンリンクの周波数として、4 GHz, 11 GHz, 20 GHz, 40 GHz および 90 GHz の5周波数を考える。ダウンリンクにおいて地球局の受信搬送波電力 C (dBW) はアップリンクの場合と同様に式 (1) がなりたつ。衛星中継器の送信機出力の周波数特性はアップリンクの場合と同様に4~40GHz 間で一定、90 GHz で 10 dB 低下と仮定し、現在 4 GHz で実用化されている出力 10 W を用いれば、送信機出力と周波数の関係は表6のようになる。また、自由空間損失 L_F と周波数の関係は表6のようになる。図5を用いれば大気損失 L_A と周波数の関係は表6のようになる。ただしアンテナの仰角は 30° と仮定した。4 GHz における送信ファイダ損失 L_{FT} が 0.2 dB, 受信ファイダ損失 L_{FR} が 0.1 dB のとき、各周波数におけるファイダ損失は (dB) で表わした値が $\sqrt{f}$ に比例するとすれば、各周波数の送信ファイダ損失, 受信ファイダ損失は表6のようになる。送信アンテナ利得 G_T および受信アンテナ利得 G_R は各周波数帯においてアップリンクのときとアンテナの直径が等しいとして計算すれば表6のようになる。ただし G_T はトンネルダイオード・ミキサダイオードを用いたアップリンクに対応したものである。その結果、地球局の受信搬送波電力 C は表6のようになる。

地球局のファイダ入力に換算した等価雑音温度 T_R は式 (4) で表わされる。各周波数における大気雑音温度は表7のとおりで、外来雑音温度はこの値にその他の雑音温度 30°K を加えたものとする。前置増幅器に冷却パラメトリック増幅器を使用し、4 GHz において初段増幅器に換算した等価雑音温度 T_r を 10°K とすれば、各周波数における T_r は式 (2)より表7のようになる。ただし $f_c=350\text{ GHz}$, $R_i=0.5 R_s$ とした。4 GHz における受信ファイダ損失 $L_{FR}=0.1\text{ dB}$, ファイダの温度 $T_0=293^\circ\text{K}$ としたとき、ファイダ入力に換算した等価雑音温度 T_R は表7のようになる。したがって雑音電力 N は表7のようになる。ただし雑音帯域幅 $B_n=1\text{ GHz}$ とした。

表6 ダウンリンクの搬送波電力

周波数 (GHz)	4	11	20	40	90
P_T (dBW)	10	10	10	10	0
L_F (dB)	196.50	205.29	210.48	216.50	223.54
L_A (dB)	0.12	0.17	0.90	1.30	3.00
L_{FT} (dB)	0.20	0.33	0.45	0.63	0.95
L_{FR} (dB)	0.10	0.17	0.22	0.32	0.47
G_T (dB)	11.2	17.6	22.3	37.4	46.2
G_R (dB)	59.5	64.6	66.5	70.3	74.3
C (dBW)	-116.22	-113.76	-113.25	-101.05	-107.46

表7 ダウンリンクの雑音電力と C/N

周波数 (GHz)	4	11	20	40	90
大気雑音温度 ($^\circ\text{K}$)	4	6	30	43	100
T_r ($^\circ\text{K}$)	10	22.0	46.2	123.5	500
T_R ($^\circ\text{K}$)	51	70.3	124.1	227.9	717.7
N (dB)	-121.5	-120.2	-117.7	-115.0	-110.1
C/N (dB)	5.3	6.4	4.4	14.0	2.6

表 8 ダウンリンクの $C/N=17$ dB のとき衛星アンテナの利得

周波数 (GHz)	4/6	11/14	20/30	40/50	90/100
G_T (dB) (ダウンリンク)	22.9	28.2	34.9	40.4	60.6
G_R (dB) (アップリンク)	26.4	30.3	38.4	42.4	61.5
$\theta_{1/2}$ (度) (ダウンリンク)	13.2	7.15	3.32	1.76	0.172
$\theta_{1/2}$ (度) (アップリンク)	8.81	5.65	2.21	1.40	0.154

表 9 ダウンリンクの降雨減衰量 (dB)

雨量 (mm/h)	周波数 (GHz)	4	11	20	40	90
10		0	1.6	10	34	66
25		0	9.2	28	80	118
50		2	20	57	140	192
100		6	42	114	237	336

表 6 と表 7 より C/N は表 7 のようになる。これより 40 GHz では 17 dB に近いが、他の周波数では 10 dB 以上小さい。各周波数における C/N が 17 dB であるためには、衛星局の送信アンテナの利得を表 6 より 10 dB 以上上げる必要がある。ただし 50 GHz ではアップリンクにおいて大気損失、大気雑音が非常に大きいので、衛星局の受信アンテナの利得を大きくしたため、ダウンリンクにおいては僅かだけ大きくしてやればよい。地球局と衛星局の実際の出力 P_T は 100 倍の差があり、雑音電力 N は 1/15~1/6 倍（トンネルダイオード・ミキサダイオードの場合）程度の差であり、その違いだけダウンリンクのアンテナ利得を上げてやる必要がある。

地球局の受信点における C/N が 17 dB を満足するとき、衛星局の送信アンテナ利得 G_T を計算すれば表 8 のようになる。衛星局のアンテナは送受共用であるからダウンリンクの G_T で衛星局のアンテナ直径が決ってしまい、これよりアップリンクの G_R を計算すれば表 8 のようになる。この値は表 4 の G_R と比べ 50 GHz を除き 10 dB 以上大きい。表 8 の値に設定すればアップリンクのとき C/N のマージンを 10 dB 以上とれる。なお、衛星中継器の前置増幅器をパラメトリック増幅器とすれば、表 4 から周波数の低いところでマージンが大きく、高いところで小さくなる。表 8 の G_T , G_R のときの指向性電力半値幅を計算すれば表 8 のようになる。表より 90/100 GHz 帯では $\theta_{1/2}$ は非常に小さくなり、デスパン制御精度を現在の 29~32 倍程度に上げる必要がある。

終りに雨の減衰について一言加えれば、仰角 30° のときのダウンリンクにおける降雨減衰量と周波数の関係は表 9 のとおりである。ただし雨域の高さは 5 km, 等価貫通距離は 10 km とした。

5. 衛星中継器のシステム

衛星中継器のシステムとしてはつぎの三つが考えられる。

a. 直接中継器 送受分離後の系統図は図 8 に示すごとく、前置増幅器、送信周波数変換器、低レベル進行波管、高レベル進行波管よりなるものである。前置増幅器としては、6 GHz, 14 GHz ではトンネルダイオード増幅器、30 GHz 以上では常温のパラメトリック増幅器またはこれを取り除き直接周波数変換器とするのが適当である。進行波管は直線形増幅器で多数の搬送波間の混変調雑音を生じる恐れがあるが、これを通減するために進行

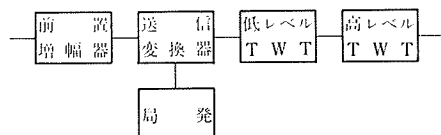


図 8 直接中継器のブロック図

波管の入出力にマルチプレクサを設け、多数の群に分けるとよい。ミリ波帯になると空洞遅波回路形進行波管を用いるが、高利得増幅器を得ることが難しく、特に装置全体を固体化することは困難で、つぎのヘテロダイン中継器の方が容易であるので、この方式は 4/6 GHz 帯、11/14 GHz 帯に適している。

b. ヘテロダイン中継器 送受分離後の系統図は図 9 のごとくである。前置増幅器は a の場合と同様で、つぎの受信周波数変換器としては雑音指数の低い GaAs ショットキダイオードが優れている。局部発振器はガンダイオード発振器を用い、周波数が高くなれば通倍して用いる。中間周波増幅器はトランジスタの多段増幅器で安定な高利得を得ることができる。送信周波数変換器としては遮断周波数の高い GaAs エピタキシャル形バラクタが適当であろう。回路としては図 10 の (a) (b) があり¹³⁾、図 (a) は普通の変換器、図 (b) は局部発振周波数の 1/2 の周波数の出力をバラクタに加えてオーバドライブし、その 2 通倍成分と中間周波の出力の和をとるものである。図 (b) の方が図 (a) より変換効率が高く、しかも局部発振器の周波数が 1/2 でよい。電力増幅器としては飽和形進行波管が用いられ、ミリ波帯では空洞遅波回路形が適している。全固体化の場合はインパットダイオードの多数並列方式が将来の可能性をもっているが困難な問題である。全体をいくつかの周波数帯群に分けるときは入出力にマルチプレクサを設ける。本方式は 11/14 GHz 帯、20/30 GHz 帯に適している。

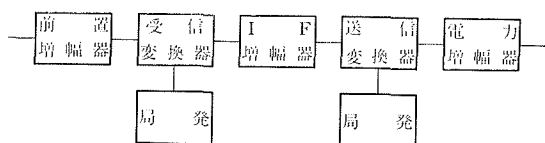


図 9 ヘテロダイン中継器のブロック図

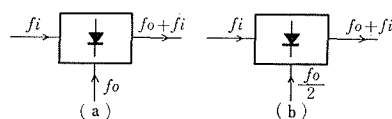


図 10 送信周波数変換器

c. 再生中継器 送受分離後の系統図は図 11 のごとくで、入力から中間周波増幅器まではヘテロダイン中継器と同じで、これを同期検波によりベースバンドとし、タイミング波を発生してこれと識別回路でパルスを再生するものである。さらに送信周波数発振器出力をベースバンド出

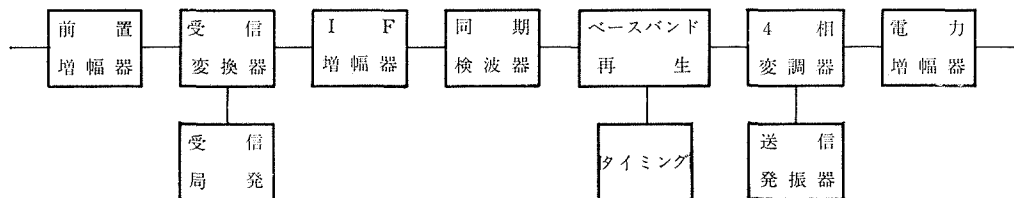


図 11 再生中継器のブロック図

力で位相変調するものである。最後にこれを飽和形進行波管で電力増幅する。位相変調 (4 相変調) 法としては図 12 のように PIN ダイオードを用いたものが挿入損失が少なく、しかも許容スイッチング電力が大きいので適当である。ここで問題になるのは PIN ダイオードのターンオフ時間で、これを短くしようとする許容電力損失が少なくなる。

本方式では中継器の出力において雑音がなくなるので、地球局の入力における雑音電力 N は伝搬路の雑音のみを考えればよい。しかるに直接中継器、ヘテロダイン中継器ではこの外に衛星中継器出力の雑音も考

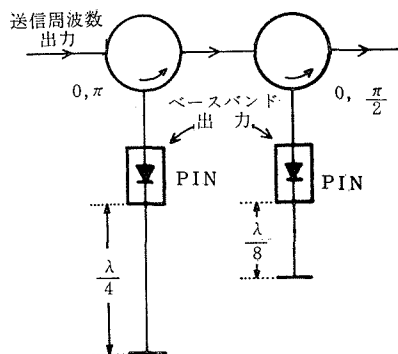


図 12 4 相変調法

えなければならない。したがって地球局入力 of C/N を 17 dB とするためには、衛星中継器出力 of C/N を 20 dB、衛星中継器出力の雑音がないときの地球局入力 of C/N を 20 dB としなければならない。すなわち再生中継器では他の方式に比べダウンリンクの送信側、受信側でそれぞれ 3 dB 余裕ができる。また、再生中継器の等価雑音帯域幅は近似的に符号速度と等しい¹⁴⁾。たとえば符号速度が 400 Mb/s とすれば雑音帯域幅は 400 MHz となる。そのとき伝送帯域幅は普通 500 MHz 程度であるから他の方式に比べ C/N が 5/4 (1 dB) だけよくなる。

本方式で問題になるのは PIN ダイオードのターンオフ時間で 400 Mb/s 程度のものが難しいことと、全固体化の場合にインパットダイオードの出力が小さいことである。したがって全固体化の場合に考えられるシステムは、帯域幅を 1 GHz とすればこれをいくつかの帯域たとえば 250 MHz ずつの四つの帯域に分けて、それぞれの帯域で図 11 と同じシステムを作り、入出力側にそれぞれマルチプレクサを設けて帯域分離、帯域合成を行なう方法である。帯域を四つに分ければ電力増幅器の出力は 1/4 でよい。帯域を 500 MHz ずつ分けた場合は 200 Mb/s、250 MHz ずつ分けた場合は 100 Mb/s PCM-4 ϕ PSK が可能であり、いずれの場合も全体の通話路数は同じである。また PIN ダイオードのターンオフ時間の問題も 400 Mb/s より 200 Mb/s、200 Mb/s より 100 Mb/s の方が都合がよい。これらの点を考慮して帯域の分割数を定めるべきであろう。なお、信頼性の点では分割した方が故障の起こる確率は大きい、一つの帯域が故障しても他の帯域が生きているのに対し、分割しない場合は一個所故障が起こると全回線が死んでしまうので、信頼性の点では分割した方が優れているといえよう。本方式は 40/50 GHz 帯、90/100 GHz 帯に適している。

6. む す び

4/6 GHz 帯、11/14 GHz 帯、20/30 GHz 帯、40/50 GHz 帯および 90/100 GHz 帯の 5 周波数帯の衛星通信について、アップリンク、ダウリンクの場合受信点における C/N を求め、 C/N が必要な値 17 dB を満足するためには、地球局および衛星局アンテナの利得をいかに割当ればよいかを示した。一般にアップリンクはダウンリンクより約 10 dB 以上 C/N が高い。ダウンリンクのときの地球局のアンテナ利得は 4 GHz で 59.5 dB とし、周波数に比例して増加するものとすれば、90 GHz で 74.3 dB となり、衛星局アンテナ利得は 4 GHz で 22.9 dB、90 GHz で 60.6 dB となる。90 GHz における衛星局アンテナの $\theta_{1/2}$ は 0.17° であるから、アンテナのデスペン制御制度は現状より大幅に上げなければならない。雨の減衰は雨量にもよるが、ミリ波領域では非常に大きく、そのままでは通信不能になる。衛星中継器システムとしては、ミリ波帯では再生中継器が適当であろう。本研究の結果は将来このような周波数帯を使用する場合の問題点を示唆したものといえよう。

本研究は昭和 50 年度文部省科学研究費（一般研究 C）の援助によるものである。

参 考 文 献

- 1) The Microwave Engineers' Handbook and Buyers' Guide (1970), p. 97.
- 2) 松尾幸人：電気四学会連合大会講演論文集 (4) (昭 50), p. 519.
- 3) Penfield, Jr. P. and Rafuse, R. P.: Varactor Applications (1962), p. 206, The M. I. T. Press.
- 4) 電子通信ハンドブック (昭 48), p. 846, 電子通信学会.
- 5) Boditmann, W. F. and Ruthroff, C. L.: BSTJ, 53 (1974), 7, p. 1331.
- 6) 森田和夫他：電子通信学会通信方式研究会資料, CS 71-133 (昭 47).
- 7) 宮 憲一：衛星通信工学 (昭 44), p. 139, ラテイス.
- 8) 文献 7) p. 138.

- 9) 横井 寛他：国際通信の研究（昭45），65，p. 17.
- 10) McClannan, Q. B. and Heckert, G. P.: Proc. of IEEE, 58 (1970), 7, p. 987.
- 11) 日立ミリ波半導体素子総合カタログ（昭50），p. 6，日立電子株式会社.
- 12) 百々仁次郎：電気四学会連合大会講演論文集（5）（昭50），p. 773.
- 13) 斎藤義明：電気学会雑誌，90（昭45），2，p. 342.
- 14) 野田健一他：通研研究実用化報告，18（昭44），11，p. 3011.