

## เอกสารอ้างอิง

1. Paul G. Ingerson and William C. Wong " The Analysis of Deployable Umbrella Parabolic Reflector " , IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-20, No. 4, July 1972.
2. J. Dijk, E.J. Maanders, and J.P.F. Sniekers " On the Efficiency and Radiation Patterns of Mismatched Shaped Cassegrainian Antenna System " , IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-20, No. 5, September 1972.
3. S.K. Buchmeyer " An Electrically Small Cassegrain Antenna with Optically Shaped Reflectors " , IEEE transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-20, No. 3, May 1977.
4. Mootoo Mizusawa Shin-Ichi Betsudan, Shuji Urasaki and Masanao Imori " A Dual Doubly Curved Reflector Antenna Having Good Circular Polarization Characteristics " , IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-26, No. 3, May 1978.
5. C. Dragone " New Grids for Improved Polarization Diplexing of Microwaves in Reflector Antennas " , IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-26, No. 3, May 1978.
6. C. Dragone and D.C. Hogg " The Radiation Pattern and Impedance of Offset and Symmetrical Near-Field Cassegrainian and Gregorian Antennas " , IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-22, No. 3, May 1974, pp. 472-475

7. B.L.J. Rao comments on " The Analysis of Deployable Umbrella Parabolic Reflector " , IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-22, No. 4, July 1974, pp. 632-633
8. Hiroyuki Kumazawa, Masaki Koyama and Yosio Kataoka " Wide-Band Communications Satellite Antenna Using A Multi Frequency Primary Horn " , IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-23, May 1975, pp. 404-407
9. Moto Hisa Kanda " Accuracy Considerations in the Measurement of the Power Gain of a Large Microwave Antenna " , IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-23, No. 3, May 1975, pp. 407-411
10. Robert K. Crane " Attenuation Due To Rain " , IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-23, No. 5, September 1975, pp. 750-752
11. CCIR Recommendation on Report 390-393 " Earth-Station Antennae for Fixed Satellite Service " and Annex I " Radiation Characteristic of Antennae of Earth Station Outside the Mainbeam " .
12. Nippon Electric Company " Satellite Communication "
13. James Martin " Communication Satellite System " ,  
Prenticehall, INC., Englewood Cliffs, New Jercey 07632.
14. R.G. Gould, Y.F. Lum " Communication Satellite Systems: An Overview of the Technology " , published for the IEEE Aerospace An Electronic System Society By The IEEE Press.
15. Lamont V. Blake " Antennas " , Wiley Series in Electronic Engineering Technology.



16. K. Miya " Satellite Communications Engineering " Lattice Company, Tokyo, Japan.
17. George Kennedy " Electronic Communication System " 2nd edition, pp. 312-384
18. K. Miya " Satellite Communication Technology " KDD. Engineering and Consulting, INC., Tokyo, Japan. (second printing 1982)
19. Phua Kia Woo " Existing and Planned Regional and Domestic Satellite System " , Country Paper Document No. 17 Seminar on Satellite Communication in Asia Pacific Region, Bangkok, 20-24, July, 1982.
20. Seleh Gunawan, " PALAPA System " Country Paper Document No. 2, Seminar on Satellite Communication in Asia Pacific Region, Bangkok, 20-24, July 1982.
21. G. Markov " Antennas " Progress Publishers, Moskow.
22. Fumito Takeda and Tsutomu Hashimoto " Broadbanding of Corrugated Conical Horns By Means Of The Ring-Loaded Corrugated Waveguide Structure " , IEEE Transaction on Antennas and Propagation Vol. AP-24, No. 6, November 1976.
23. A.W. Love " Some Highlights in Reflector Antenna Development " Space Division D/193 SK 86, Rockwell International, 12214.
24. E.M.T. Jones " Paraboloid Reflector and Hyperboloid Lens Antennas " IRE Transaction Antennas Propagation, Vol. AP-2, July 1954, pp. 119-127
25. Peter W. Hannan " Microwave Antennas Deviced From The Cassegrain Telescope " , IRE Transaction on Antennas Propagation, Vol. AP-9, March 1961, pp. 140-153

26. W.V.T. Rusch " Scattering From A Hyperboloidal Reflector In A Cassegrain Feed System " , IEEE Transaction on Antennas Propagation, Vol. AP-11, July 1963, pp. 414-421
27. Victor Galindo " Design of Dual-Reflector Antennas with Arbitrary Phase and Amplitude Distributions " , IEEE Transaction on Antennas Propagation, Vol. AP-12, July 1964, pp. 403-408
28. Jerome D. Hanfling " Aperture Fields of Paraboloidal Reflectors by Stereographic Mapping of Feed Polarization " , IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-18, May 1970, pp. 392-396
29. Robert M. Coleman " Satellite Television Technology " NAPA, California 94558.
30. N.G. Basov " Techniques and Methods of Radio-Astronomic Reception " , Vol. 93, P.N. Lebedev Physics Institute Academy of Sciences of the USSR Moscow, USSR.
31. Louis Cuccia & Carl Hellman " The Low-Cost Low-Capacity Earth Terminal " Aeronutronic-Ford, Paolo Alto, California.

## สารบัญภาคผนวก

		หน้า
ภาคผนวกที่ 1	Operational Commercial Satellite System	151
ภาคผนวกที่ 2	โครงการที่จะนำเอาระบบดาวเทียมทางการค้ามาใช้.	152
ภาคผนวกที่ 3	ข้อเปรียบเทียบระหว่างระบบดาวเทียมภายในประเทศ กับระบบไมโครเวฟ.....	153
ภาคผนวกที่ 4	INTELSAT Satellite Series.....	155
ภาคผนวกที่ 5	Antenna Sidelobes.....	156
ภาคผนวกที่ 6	Factor ของการเกิด side lobes.....	158
ภาคผนวกที่ 7	SPECIFIC TERMS.....	160
ภาคผนวกที่ 8	PSOPHOMETRICALLY WEIGHTED FACTOR.....	174
ภาคผนวกที่ 9	การคำนวณการส่งสัญญาณผ่านดาวเทียมปลาป่า สำหรับประเทศมาเลเซียในปัจจุบันและอนาคต.....	176
ภาคผนวกที่ 10	พารามิเตอร์ของการสื่อสารดาวเทียม.....	181
ภาคผนวกที่ 11	ย่านความถี่ที่จัดสรรทั่วไป, ความถี่ที่ใช้ในย่านไมโครเวฟ และในระบบดาวเทียม.....	202
ภาคผนวกที่ 12	การหาทิศทางจากสถานีภาคพื้นดินตรงไปยังดาวเทียม .	203
ภาคผนวกที่ 13	การหาระยะทางจากสถานีภาคพื้นดินไปยังดาวเทียม ..	204



OPERATIONAL COMMERCIAL SATELLITE SYSTEM									
ITEM	CANADA	U.S.A.				INDONESIA	SOVIET		MOBILE
SYSTEM NAME	ANIX	WESTAR	SATCOM	COMSTAR	S.B.S.	PALAPA	MOLNYA	STATIONAR	MARISAT
IN OPERATION FROM	1973	1974	1975	1976	1980	1976	1965	1976	1976
SYSTEM OPERATOR	TELESAT	WESTUNION	R.C.A.	ATT, GTE COMSAT	SAT BUS SYSTEM	PERUMTEL	GOVT.	GOVT.	COMSAT
SATELLITE LOCATION E	(1), (5)	(1)	(1)	(1)	(1)	77, 83	(2)	14, 190	73, 176 345
COVERAGE	CANADA	U.S.A.	U.S.A.	U.S.A.	U.S.A.	SOUTHEAST ASIA	USSR EAST EUR.	WORLDWIDE	WORLDWIDE
FREQUENCY BAND (3)									
FIRST GENERATION GHz	6/4	6/4	6/4	6/4 (4)	14/12	6/4	1.7/0.9	6/4	6/4, 16/14
SECOND GENERATION GHz	6/4, 14/12	6/4, 14/12					6/4		
THIRD GENERATION GHz	14/12								
TRANSMISSION MODE OF LATEST GENERATION	TDMA	TDMA	FDMA	FDMA	TDMA	SCPC	FDMA	FDMA	SCPC

- note (1) ALL CANADIAN AND U.S SATELLITE ARE LOCATED WITHIN 225-278° E (longitude)
- (2) ELLIPTICAL ORBIT
- (3) UP LINK/DOWN LINK
- (4) INCLUDED EXPERIMENT ON 19 AND 28 GHz
- (5) THE WORLD'S FIRST DOMESTIC SATELLITE, DESIGNED FOR 5,000 VOICE



## ภาคผนวกที่ 2

## โครงการที่นำเอาระบบดาวเทียมทางการค้ามาใช้ ได้แก่

1. CS	Domestic System for JAPAN	6-30/ 4-20	GH <sub>z</sub> BANDS
2. ECS	Region System for EUROPE	14/11	GH <sub>z</sub> BANDS
3. ARABSAT	Region System for ARAB	6/2.5-4	GH <sub>z</sub> BANDS
4. INSAT	Domestic System for INDIA	6/UHF, 2.5-4	GH <sub>z</sub> BANDS
5. BRASILSAT	Domestic System for BRAZIL	6/4	GH <sub>z</sub> BANDS
6. INMARSAT	International Maritime System to succeed MARISAT.  Service will be proved by INTELSAT	6/4  1.6/1.4	GH <sub>z</sub> BANDS  GH <sub>z</sub> BANDS

## กำลังทดลอง เพื่อนำเอาไปใช้งานในอนาคต

1. BSE (JAPAN) Direct TV Broadcasting (14/12 GH<sub>z</sub>) to small terminals
2. ECS (JAPAN) Experiment Satellite for communications  
30 GH<sub>z</sub> Bands
3. H-SAT (EUROPE) Direct TV Broadcasting (14/12 GH<sub>z</sub>) to small terminals

## ภาคผนวกที่ 3

ข้อเปรียบเทียบระหว่างระบบดาวเทียมภายในประเทศ  
กับระบบไมโครเวฟ

ระบบดาวเทียมภายในประเทศ

1. เงินลงทุนในระยะแรกสูง
2. เงินลงทุนและค่าใช้จ่ายคงตัว ไม่ขึ้นอยู่กับระยะทางไกลใกล้ และสภาพภูมิอากาศ
3. การวางแผนสำรวจติดตั้ง, ขยายโครงการข่า่งาน ทำได้ง่ายมาก และใช้เวลาติดตั้งน้อยกว่า
4. การบำรุงรักษาเฉพาะสถานีภาคพื้นดิน
5. มีความปลอดภัยสูง
6. ใช้งานได้ทุกสถานที่ที่สัญญาณจากดาวเทียมครอบคลุมถึง

ระบบไมโครเวฟ

1. เงินลงทุนในระยะแรกไม่สูงนัก
2. เงินลงทุนและค่าใช้จ่าย ขึ้นอยู่กับระยะทาง และสภาพภูมิอากาศ
3. การวางแผนสำรวจติดตั้ง, ขยายงาน ทำได้ยากกว่า ต้องใช้แรงงาน และเวลาในการสำรวจนาน
4. การบำรุงรักษายุ่งยากและค่าใช้จ่ายมาก เพราะต้องมีสถานีทวนสัญญาณ (repeater) ตามพื้นที่ภูมิประเทศเป็นจำนวนมาก ซึ่งอาจจะถูกจู่โจมทำลายและก่อวินาศกรรมได้ง่าย
5. ความปลอดภัยขึ้นอยู่กับสถานีทวนสัญญาณ ถ้าสถานีทวนสัญญาณถูกทำลายระบบโทรคมนาคมจะใช้งานไม่ได้หมดในเส้นทางนั้น
6. ใช้ได้เฉพาะทางผ่านเท่านั้น



## ภาคผนวกที่ 3 (ต่อ)

ระบบดาวเทียมภายในประเทศ

7. การติดตั้งสวดก ไม่เลือกภูมิประเทศ
8. ทำเป็น network (เครือข่าย) ได้  
ง่ายและสวดกกว่า
9. เหมาะใช้เป็นกิจการพิเศษ  
(สำหรับราชการ)
10. มีความแน่นอนในการทำงานสูง
11. ใช้เพื่อการจัดการประชุมด้วยระบบ  
โทรทัศน์ผ่านดาวเทียมได้ เนื่องจาก  
ให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่าระบบอื่น ๆ  
และประหยัด
12. อายุการใช้งานสั้น
13. มีการ delay ของสัญญาณมาก

ระบบไมโครเวฟ

7. การติดตั้งต้องเลือกภูมิประเทศ บนที่สูง ๆ
8. ถ้าจะทำเป็น network (เครือข่าย)  
ต้องลงทุนค่าใช้จ่ายสูงมาก
9. ไม่สามารถใช้ในกิจการพิเศษอื่นใดได้
10. ความแน่นอนในการทำงานปานกลาง
11. ทำได้ด้วยความยากลำบาก และค่าใช้จ่าย  
จ่ายสูง
12. อายุการใช้งานนานถึง 40 ปี
13. การ delay ของสัญญาณน้อยกว่า

## INTELSAT SATELLITE SERIES

	INTELSAT I	INTELSAT II	INTELSAT III	INTELSAT IV - A		INTELSAT V
				IV	IV - A	
ส่งขึ้นไปโคจรเป็นครั้งแรก	Apr. 1965	Oct. 1966	Sept. 1968	Jan. 1971	Sept. 1975	Dec. 1981
ส่งขึ้นไปโคจรครั้งหลัง	-	Sept. 1967	July 1970	Jul. 1975	Mar. 1978	-
อายุการใช้งาน (ปี)	1.5	3	5	7	7	7
ขนาด* (เมตร)	0.721 x 0.59	1.42 x 0.67	1.42 x 1.04	2.38 x 5.26	2.38 x 7.0	15.85 x 6.44
น้ำหนัก (กก.)	68	162	294	1.418	1.516	1.870
จรวดที่ใช้ส่ง	DELTA	DELTA	DELTA	ATLAS-CENTAUR	ATLAS-CENTAUR	ATLAS-CENTAUR
ย่านความถี่ (GHz)	6/4	6/4	6/4	6/4	6/4	14/11
ช่องสัญญาณ**	2	1	2	12	20	27
แถบความถี่กว้าง (BW) (MHz)	50	125	500	432	720	2280
โทรทัศน์ / ทวี	240/1	240/1	1200/4	5000/2	6000/2	12,000/2
ราคาดาวเทียม (M. US\$)	8.4	6.2	10.7	24.1	39.2	33.6
ราคาส่งดาวเทียม (M. US\$)	4.4	4.6	5.0	16.3	20.8	33.5
ค่าลงทุน 1 ช่องโทรทัศน์/ปี (US\$)	35,600	15,000	2,616	1,150	1,400	800
ค่าเช่าช่องโทรทัศน์/เดือน (US\$)	2,667	1,667	1,250	705	507	500

\* ขนาด เป็นรูปร่างรวมทั้งแผงสายอากาศ และแผงโซลาร์เซลล์. \*\* ช่องสัญญาณ INTELSAT I ใช้การขยายสัญญาณและเปลี่ยนความถี่แบบ heterodyne

" III, IV, IV-A, V " " direct amplification

## ภาคผนวกที่ 5

Antenna sidelobes

The radiation characteristics shall not exceed the following value:-

a)  $0.0^\circ < \theta < 12.0^\circ$

<u>angle from main RF axis (degree)</u>	<u>isotropic gain (dBi)</u>
0.5	32.0
1.0	26.0
1.5	22.0
2.0	20.0
2.5	13.0
3.0	12.8
3.5	12.6
4.0	12.4
4.5	12.3
5.0	12.2
5.5	12.1
6.0	12.0
6.5	10.0
7.0	8.0
7.5	7.7
8.0	7.4
8.5	7.2



## ภาคผนวกที่ 5 (ต่อ)

<u>angle from main RF axis (degree)</u>	<u>isotropic gain (dBi)</u>
9.0	7.0
9.5	6.8
10.0	6.6
10.5	6.4
11.0	6.0
11.5	5.5
12.0	5.0

$$b) 12.0^\circ < \theta < 48^\circ$$

$$\text{Isotropic gain, dBi} = 32 - 25 \log \theta$$

$$c) 48.0^\circ < \theta < 180^\circ$$

$$\text{Isotropic gain, dBi} = -10.0$$

## ภาคผนวกที่ 6

ในการออกแบบและสร้างจานสายอากาศสำหรับสถานีภาคพื้นดิน มีความจำเป็นจะต้องศึกษา factor ของการเกิด sidelobe และวิธีการลด sidelobe ซึ่งอาจใช้เทคนิคพิเศษ หรือ เปลี่ยนเป็นจานสายอากาศชนิดต่าง ๆ

### 1. Factor ในการทำให้เกิด side lobe

1.1 เกิดจากพื้นที่ผิวเปิดของการกระจายคลื่น เพราะว่าการกระจายคลื่นจากจานสายอากาศจะต้องให้พื้นที่ผิวเปิดใช้งานได้มีประสิทธิภาพสูง และให้ side lobe น้อยที่สุด โดยทำให้บริเวณหน้าพื้นที่ผิวเปิดมีการกระจายคลื่นทาง H-plane เท่ากับทางด้าน E-plane

1.2 เกิดจาก spill-over ในทิศทางของ main beam ซึ่งจะแก้ไขได้โดยใช้สายอากาศชนิด off-set

1.3 เกิดจาก blockage และ diffraction ของท่อนำคลื่นหรือ sub-reflector รวมทั้งโครงสร้างที่ติดตั้งเพื่อยึดสิ่งเหล่านี้บนหน้าจานสายอากาศ

1.4 เกิดจาก scatter ของลำคลื่นจาก main beam ไปกระทบกับส่วนต่าง ๆ ที่มาขวางลำคลื่น ทำให้เกิดการกระจายของคลื่นไปทั่วทุกทิศทาง

1.5 เกิดจาก phase distortion ที่ pattern ของระบบส่งคลื่นที่บริเวณปากจานสายอากาศ ทั้งนี้อาจเกิดจาก ไม่มีจุด shaped phase centre และไม่มี spherical phase front.

1.6 เกิดจากค่าความผิดพลาดในการทำพื้นผิวของสายอากาศให้โค้งเป็นสัดส่วนในบริเวณ main reflector หรืออาจเกิดจาก ลม, อุณหภูมิ ที่เปลี่ยนแปลง และค่าแรงโน้มถ่วงของโลก

ภาคผนวกที่ 6 (ต่อ)

1.7 เกิดจากซ้ายของสัญญาณ (polarization)

2. Quantitative Contributions of major contributors.



## ภาคผนวกที่ 7

ความหมายต่าง ๆ ของคำที่สำคัญที่ใช้ในการคำนวณระบบดาวเทียม

( SPECIFIC TERMS )

1. EQUIVALENT NOISE TEMPERATURE
2. GAIN-TO-NOISE TEMPERATURE RATIO G/T
3. ENERGY DISPERSAL SIGNAL
4. THRESHOLD EXTENSION DEMODULATOR

1. Equivalent Noise Temperature

ก) Noise Temperature

ค่าของอุณหภูมิสูงสุดที่จะทำให้เกิด noise power ( $P_n/H_z$ ) ได้นั้น จะเขียนเป็นสมการได้ ดังนี้.-

$$P_n = k T$$

k : Boltzman's constant

T : absolute temperature  $^{\circ}K$  (Kelvin)

ดังนั้น เมื่อกำหนดให้ noise power มีค่าตามสมการข้างบน โดยมีค่า T เป็นค่า absolute temperature ทำให้สะดวกที่จะนำค่า T ไปใช้เมื่อเกิด noise ที่จานรับสัญญาณภาคพื้นดิน และเมื่อนำค่า T ไปใช้กับสมการข้างบนแล้ว ค่า T จะขึ้นอยู่กับจำนวนค่าคงตัว ซึ่งทำให้เกิด noise เรียกค่า noise ที่เกิดจากอุณหภูมินี้ว่า "Noise Temperature"

## ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)

ข) Equivalent input noise และ Noise Figure (NF)

ถ้าให้เครื่องขยายมีกำลังขยายเท่ากับ  $G$  โดยให้มี bandwidth =  $B$   
และมี noise power ( $P_n$ ) อุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่จ่านมีค่า =  $T$  ดังนั้นจะหาค่า NF  
ได้จากสมการ

$$\begin{aligned} NF &= \frac{S/N \text{ ที่ I/P}}{S/N \text{ ที่ O/P}} = \frac{S/N \text{ in}}{S/N \text{ out}} \\ &= \frac{S/k \cdot T \cdot B}{GS/G (kTB + P_n B)} \\ &= 1 + P_n/kT \end{aligned}$$

โดยกำหนดให้  $S$  : input signal power

$$\begin{aligned} P_n &= k T_e \\ NF &= 1 + \frac{k T_e}{k T} \\ &= 1 + \frac{T_e}{T} \end{aligned}$$

$T_e$  เป็น noise ที่เกิดขึ้นภายในวงจร เรียกว่า "Equivalent input noise temperature" ดังนั้น สมการจะเขียนใหม่ได้เป็น

$$T_{eq} = T (F - 1)$$

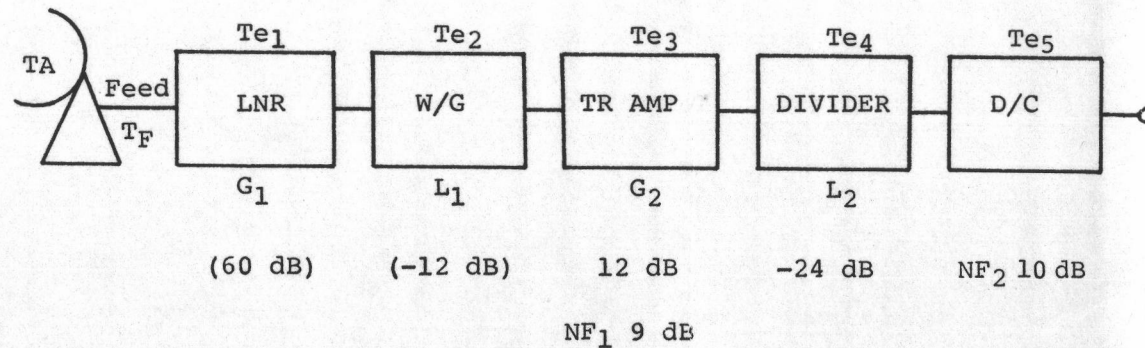
$T_{eq}$  : equivalent noise temperature

$T$  : absolute temperature of input circuit

$F$  : noise figure

## ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)

ค) Equivalent input noise temperature



$$\begin{aligned}
 Te_1 &= 17 \text{ K}, & Te_2 &= (L_1 - 1) T_o & Te_3 &= (NF_1 - 1) T_o \\
 & & &= (15.8 - 1) 293 & &= (7.94 - 1) 293 \\
 & & &= 4336 \text{ K} & &= 2033 \text{ K} \\
 & & Te_4 &= (L_2 - 1) T_o & Te_5 &= (NF_2 - 1) T_o \\
 & & &= (+251 - 1) 293 & &= (10 - 1) 293 \\
 & & &= 73250 \text{ K} & &= 2637 \text{ K}
 \end{aligned}$$

Equivalent input noise temperature ( $Te^\#$ )

$$\begin{aligned}
 Te_1^\# &= 17 \text{ K}, & Te_2^\# &= \frac{Te_2}{G_1} & Te_3^\# &= \frac{L_1 Te_3}{G_1} \\
 & & &= \frac{4336}{10^6} & &= \frac{2033}{6.3 \times 10^4} \\
 & & &= 0.004 \text{ K} & &= 0.032 \text{ K} \\
 & & Te_4^\# &= \frac{L_1 Te_4}{G_1 G_2} & Te_5^\# &= \frac{L_1 L_2 Te_5}{G_1 G_2} \\
 & & &= \frac{73250}{10^6} & &= \frac{2637}{4 \times 10^3} \\
 & & &= 0.073 \text{ K} & &= 0.659 \text{ K}
 \end{aligned}$$



## ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)

Equivalent input noise temperature of the system (  $T_s$  )

$$\begin{aligned} T_s &= 17 + 0.004 + 0.032 + 0.073 + 0.659 \\ &= 17.768 \text{ K} \end{aligned}$$

 $T_F$  : noise temperature ที่เกิดขึ้นจาก feeder $L_F$  : loss ที่เกิดจาก feeder

$$T_F = \left( 1 - \frac{1}{L_F} \right) T_O$$

ให้  $T_O$  :  $293 \text{ K} = 20 \text{ }^\circ\text{C}$  $L_F$  :  $0.27 \text{ dB}$ 

$$\begin{aligned} T_F &= \left( 1 - \frac{1}{1.064} \right) \times 293 \\ &= 17.7 \text{ K} \end{aligned}$$

ให้  $T_a + F$  เป็น equivalent noise temperature ของจานสายอากาศ

$$\begin{aligned} T_a + F &= \frac{T_a}{L_F} + \left( 1 - \frac{1}{L_F} \right) T_O \\ T_a = 35\text{K}, &= \frac{35}{1.064} + 17.7 \\ &= 50.6 \text{ K} \end{aligned}$$

## 2. Gain-To-Noise Temperature Ratio G/T

G/T เป็นค่าที่แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการรับของสถานีภาคพื้นดิน

INTELSAT กำหนดให้ G/T ของสถานีรับภาคพื้นดินเอาไว้มุมเงย  $5^\circ$  มีค่า  $40.7 \text{ dB}$  หรือมากกว่านั้น (ซึ่งเป็นค่าตรงกับขนาดของจานกว้าง 26 เมตร, ประสิทธิภาพ 50%

ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)

และมี gain ของจานสายอากาศที่ความถี่ 4 GHz : 57.7 dB โดยมี LNA=50K)

พิสูจน์

$$G = 50.7 \text{ dB}$$

$$T = 50^\circ\text{K} \text{ หรือประมาณ } 17 \text{ dBK}$$

$$\frac{G}{T} = 50.7 - 17$$

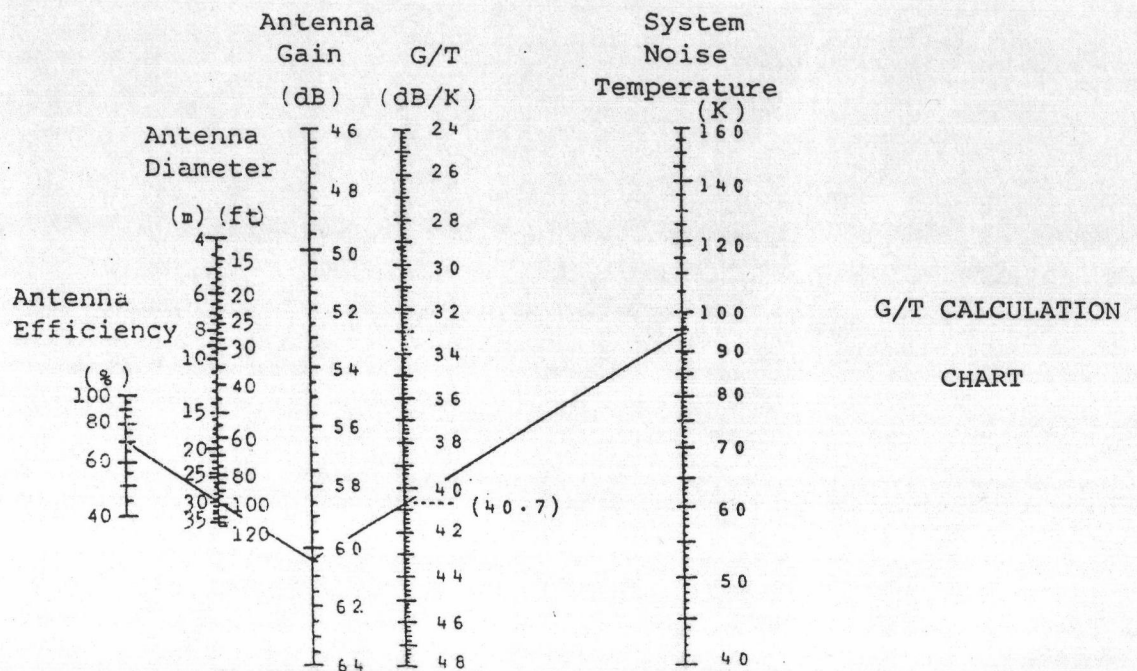
$$= 40.7 \text{ dB}/^\circ\text{K}$$

ค่า G/T ที่ได้นี้เรียกว่าค่า "Figure of merit" ของสถานีภาคพื้นดิน

ยังมีอีกวิธีหนึ่งนอกเหนือจากการคำนวณที่ได้จากข้างบน ค่า G/T อาจหาค่าได้จากตารางสำเร็จรูป เมื่อทราบค่า - เส้นผ่านศูนย์กลางของจาน (ขนาดของจาน)

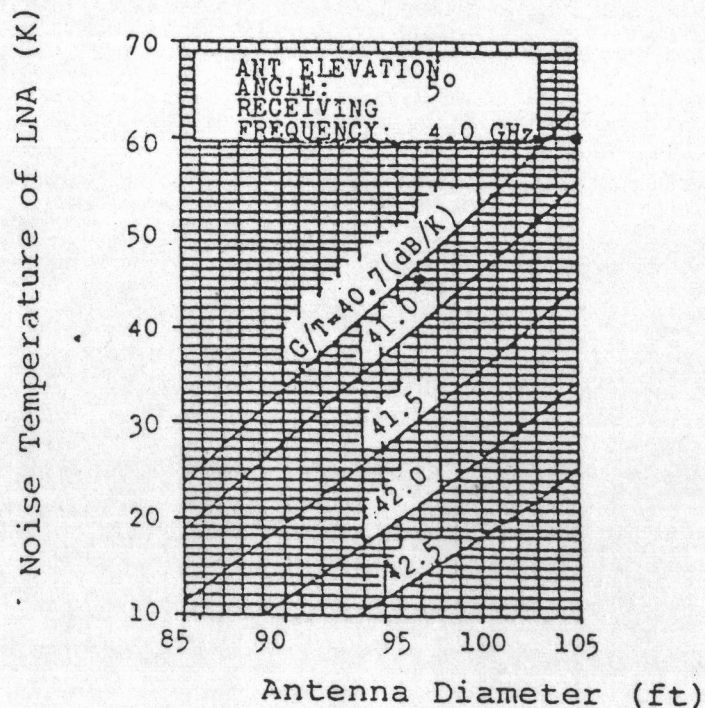
- ประสิทธิภาพของจาน
- noise temperature

จะหาค่าออกมาได้เท่ากัน คือ 40.7 dB/°K เหมือนกัน แต่อาจปรับค่าคุณสมบัติบางตัวลงได้ เพื่อความเหมาะสมในการลงทุน เช่น ใช้จานมาตรฐาน 96 ฟุต (ประมาณ 30 เมตร) ซึ่งมีประสิทธิภาพ 70% และ noise temperature 94°K



## ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)

ปัจจุบันเป็นที่ทราบกันอยู่ว่า ถ้าใช้ parametric หรือ LNA แบบ Cooled แพง และยุ่งยากมาก จึงหันมานิยมใช้แบบ Uncooled ซึ่งมีที่ออกแบบสร้างมาแล้วทำได้ถึง 55K - 45K (ซึ่งสะดวกในการบำรุงรักษา และ high reliability) ดังนั้นจะต้องให้ค่า G/T มีค่า 40.7 dB ตามมาตรฐาน CCIR ซึ่งตามรูปที่ 2 เป็นการเปลี่ยนแปลงค่า parameter บางตัว เพื่อให้รักษาค่า 40.7 dB เอาไว้ เช่น ใช้จานขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 105 ฟุต (32 เมตร) และมีประสิทธิภาพ 70%, LNA 60K, แต่ถ้าใช้จานขนาดเดิมคือประมาณ 30 เมตรแล้ว จะต้องใช้ Uncooled LNA 45K



Relation between the Antenna Diameter and the Noise Temperature of LNA



## ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)

## 3. Energy Dispersal Signal

ในการติดต่อสื่อสารโดยส่งสัญญาณผ่านดาวเทียม เมื่อมีหลาย ๆ Carrier จะเกิด Intermodulation ขึ้นใน transponder ของดาวเทียม และที่ HPA ของสถานีภาคพื้นดิน

Intermodulation จะเกิดขึ้นมากเมื่อ Carrier ไม่มีอะไร modulated เข้าไป และจะลดน้อยลงเมื่อ Carrier มีขนาดใหญ่ หรือมี side band กระจัดกระจายออกไปมาก ๆ ซึ่งเกิดจาก deep frequency modulation

INTELSAT ได้กำหนดให้รวม energy dispersal signal เข้าไปกับแต่ละ multi-channel telephone และ TV video carrier เพื่อจะลด intermod. จากเหตุดังกล่าว ใน Domestic satellite ก็เหมือนกัน เช่น การใช้ดาวเทียมสื่อสารภายในประเทศของอินโด-นีเซีย, ฟิลิปปินส์, ไทย ฯลฯ ก็จำเป็นต้องใช้ด้วย

สำหรับใน multi-channel telephony carrier จะใช้ triangular W/F signal ความถี่ 20 ถึง 150 Hz เพื่อซ้อนทับ (superimposed) ลงบน base band signal ให้ amplitude ถูกควบคุมโดยวงจรอัตโนมัติเพื่อที่จะให้รักษาความเข้มของพลังงาน (energy density) สูงสุดต่อความถี่ 4 KHz ของ Carrier ที่ใช้ส่ง แต่ต้องไม่เกิน -2 dB ที่ full load

ทางด้านเครื่องรับ energy dispersal จะถูกตัดออกไป (ที่ base band unit) โดยใช้วงจร high pass filter ที่มี Cut-off freq. ที่ 4 KHz

สำหรับ TV video carrier symmetrical triangular W/F จะต้อง synchronous กับ Vertical blanking ของ TV signal ด้วย และ

## ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)

deviation จะมีค่า 1 MHzpp และการจะเอา energy dispersal ทาง TV ออกได้โดยใช้วงจร clamper ที่ระดับของ back-perch ของ horizontal synchronization

## 4. Threshold Extension Demodulator

## ก. S/N ของระบบ FM

การ demod. S/N ของ FM carrier :-

$$S/N = 3 \left[ \frac{\Delta f}{f_a} \right]^2 \cdot \frac{C}{2f_a \cdot n}$$

$f_a$  : ความถี่สูงสุดของ base band (Hz)

$n$  : noise power density (W/Hz)

$\Delta f$  : frequency deviation (Hz)

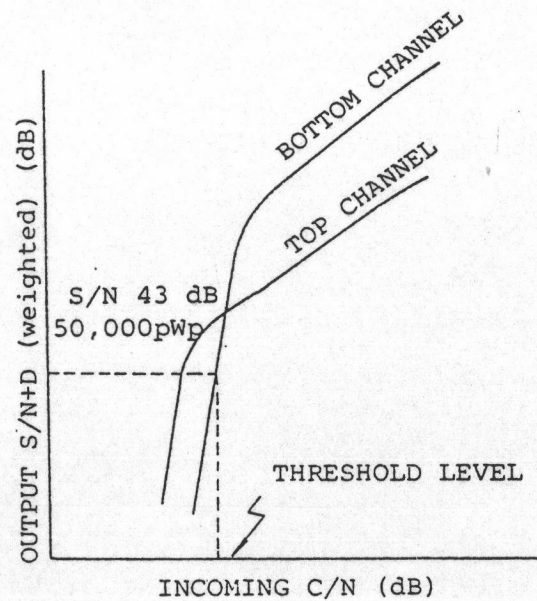
$C$  : Carrier power

ค่า  $3 \left( \frac{\Delta f}{f_a} \right)^2$  หายไปได้เมื่อค่า C/N มีค่ามากกว่า unity

แต่เมื่อพิจารณาคุณสมบัติการพบที่ S/N เพิ่มขึ้นเมื่อ  $\Delta f$  เพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามเมื่อ  $\Delta f$  มีค่ามาก ๆ แล้ว ทำให้ต้องการใช้ bandwidth มากขึ้นด้วย ผลก็คือ ทำให้ค่า C/N ลดลง (เมื่อวัดที่ discriminator)

แต่ถ้าค่าของ C/N ที่ I/P ของ discrim. ปรับไว้ที่ระดับ threshold ซึ่ง มีค่าต่ำกว่า gain ของ amp. แล้ว S/N ที่ demod. ออกมาแล้วจะตกลงอย่างรวดเร็ว ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า "Threshold Effect"

## ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)



รูปแสดง threshold level ของวงจรโทรศัพท์ในการสื่อสารดาวเทียม (เนื่องจาก CCIR Rec.353 กำหนดเอาไว้ว่า C/N ที่ Weighted S/N+D แล้ว จะต้องได้ 43 dB หรือ 50,000 pwp)

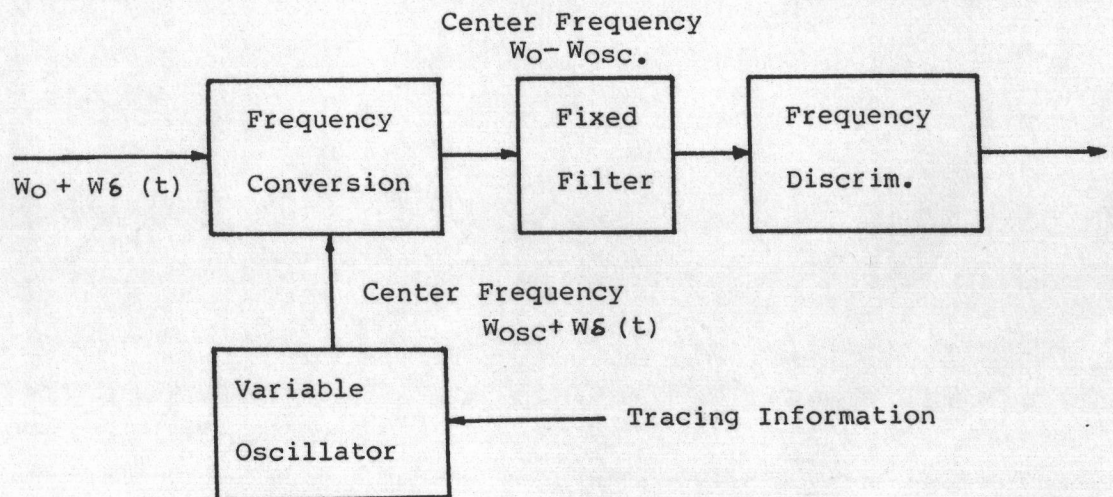
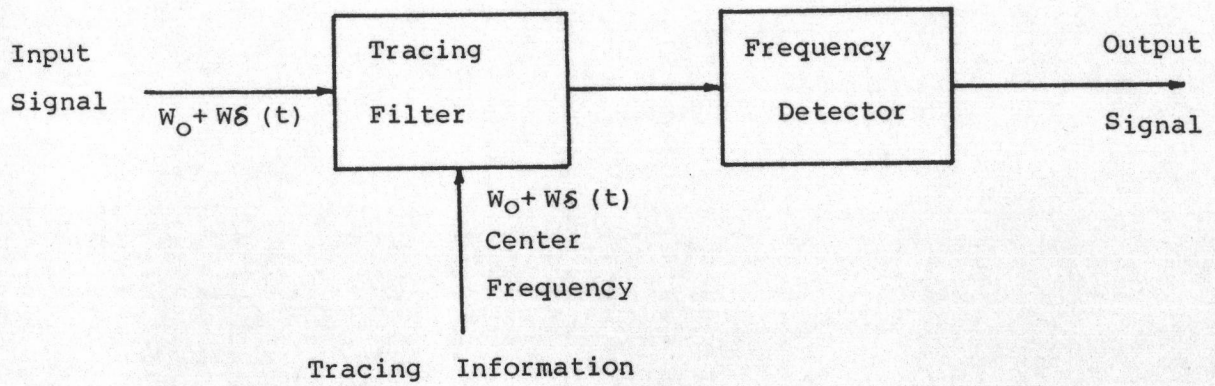
อย่างไรก็ตาม threshold นี้ ขึ้นอยู่กับ modulation index ซึ่งจะใช้หาค่า C/N ต่ำสุดได้ และหา threshold margin ด้วย

#### ข. Threshold extension technique

ขณะเมื่อ FM carrier เพิ่มขึ้น ทำให้ Bandwidth กว้างขึ้นด้วย ซึ่งเป็นเหตุให้ระดับของ threshold level ลดลง ถ้า freq. deviation ( $\Delta f$ ) ถูกจำกัดเพื่อให้รักษาระดับของ C/N เอาไว้เหนือ threshold level ในทำนองเดียวกัน ถ้าเลื่อน threshold level ออกไปแล้ว จะทำให้  $\Delta f$  กว้างขึ้นอีกได้นั้นคือทำให้ได้ S/N สูงขึ้น ซึ่งจากเทคนิคของการขยาย threshold level นั้น อาจทำได้โดย

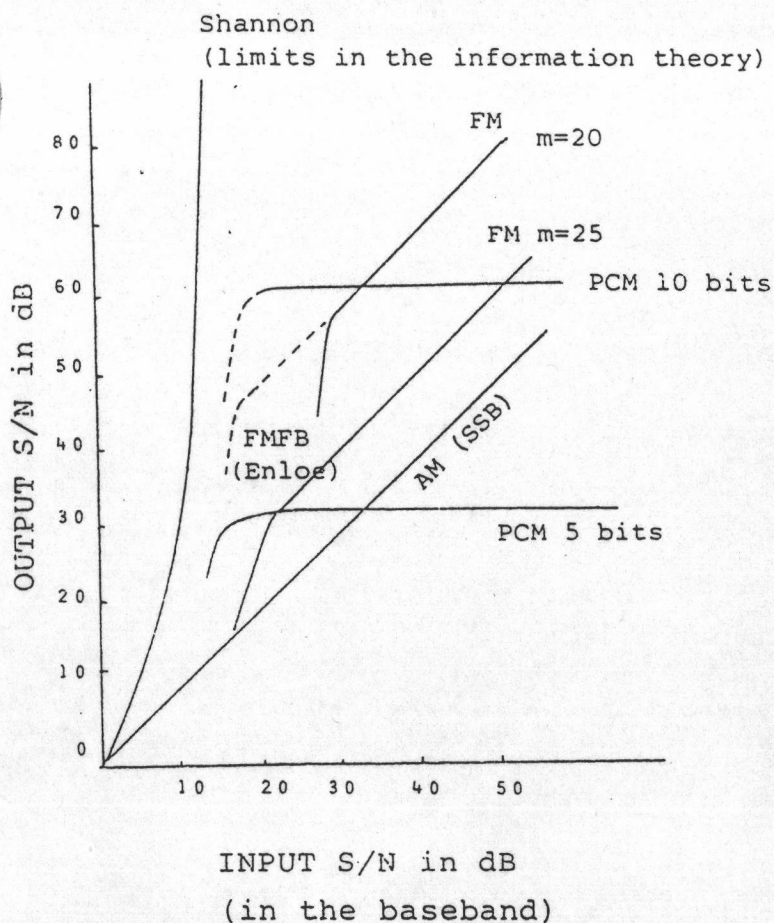


## ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)



Threshold Extension Demodulation

( Tracing Filter Principle )



Threshold characteristics of various communication systems

Ref.

C.E. SHANNON

A mathematical theory of communication

BSTJ 27 Jul.- Oct. 1948

J.A. DEVELET

A threshold criterion for phase-lock demodulation

Proc. JEEE Feb. 1963

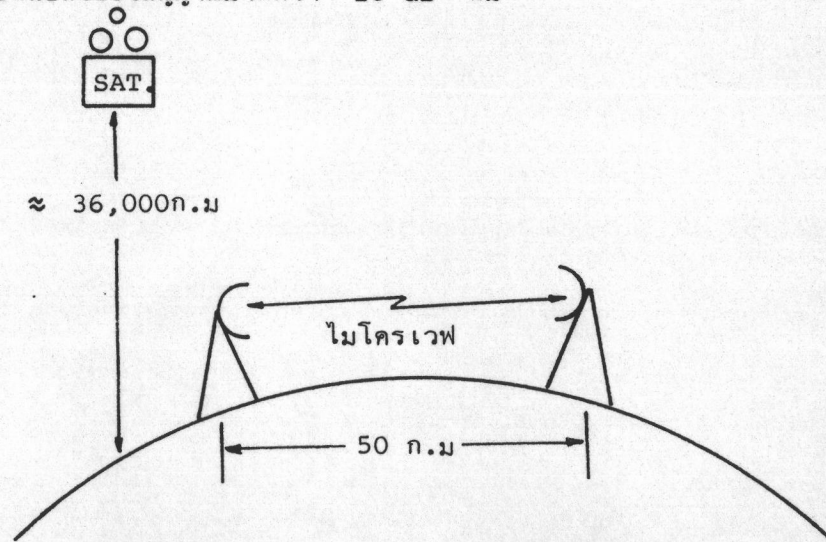
L.H. ENLOE

Decreasing the threshold in FM by frequency feedback

Proc. I.R.E. Jan. 1962

## ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)

ในการสื่อสารดาวเทียมระยะแรก ๆ พบว่า power output ถูกจำกัดลงไป เพื่อให้ได้คุณภาพที่ดีที่สุด ดังนั้นจึงมีการศึกษาการที่จะขยายระดับ threshold ออกไป โดยใช้ threshold extension technique (ตามที่ได้กล่าวมาแล้ว เพราะว่าค่า C/N จะมีค่าอยู่ใกล้เคียงกับ threshold level มาก ซึ่งจะเห็นว่าแตกต่างกับระบบ  $\mu$ -wave มากที่ใช้ค่าของระดับ threshold สูง ๆ ซึ่งทั้งนี้ ระบบ  $\mu$ -wave มีเหตุผลที่จะต้องทำอย่างนี้ เนื่องจาก  $\mu$ -wave ตั้งอยู่บนระดับพื้นดิน หรืออยู่ในชั้นบรรยากาศของโลก และเมื่อชั้นบรรยากาศแปรปรวนไป ทำให้สัญญาณเกิดการ fading ทำให้บางครั้งเกิดการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณมากกว่า 20 dB ก็มี



ในกรณีระบบดาวเทียม เมื่อมองจากดาวเทียมมายังโลกซึ่งอยู่ในระยะทางประมาณ 36,000 กม. พบว่าเมื่อเทียบระยะทางกับความหนาของชั้นบรรยากาศแล้ว ค่าของการ fading ไม่ค่อยมีผลเท่าไร (แต่บางครั้งอาจมีผลกับบางความถี่ได้ ซึ่งเรียกว่าค่า rain margin ) แต่มีเหตุผลอย่างอื่น คือ.-

1. Band Economic
2. Small margin - rain, - atmospheric



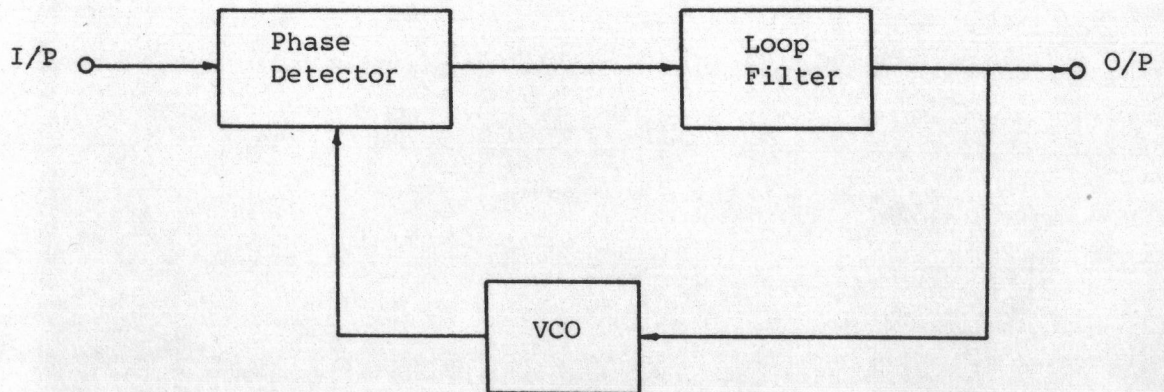
## ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)

จากเหตุผลดังกล่าว จึงต้องเลือกจุดทำงานให้ใกล้จุด threshold ให้มากที่สุด จะทำให้ Bandwidth กว้างขึ้นไปอีก)

ดังนั้น ในปัจจุบันระบบดาวเทียมที่ใช้ FM receiver จะใช้ high sensitive demodulator (threshold extension demodulator) เพื่อให้ได้

1. High threshold margin
2. Minimized impulsive noise

ซึ่งการทำงานของวงจร high sensitivity demodulator จะประกอบด้วย Phase-lock, FM feedback และ multiple loop feedback demodulators.



จากรูปจะเห็นว่า high sensitive demodulator ทำงานโดยอาศัยหลักการ Phase-lock-loop (PLL)

ดังนั้น วงจร PLL ทำงานจะประกอบด้วย phase detector, loop filter และ Voltage controlled oscillator ซึ่งความถี่ที่ออกมาจาก VCO สมมุติให้มีค่าเท่ากับความถี่ทางด้านขาเข้า และความถี่ขาเข้าที่ 1.7 GHz เป็น frequency

## ภาคผนวกที่ 7 (ต่อ)

modulated วงจร VCO จะมีความถี่เปรียบเทียบกับที่วงจร phase detector ถ้าความถี่ 2 อันเท่ากัน phase detector O/P จะได้ เทอมที่มีความถี่เป็น 2 เท่าและ เทอมที่เป็นกระแส dc. ( เทอมนี้อาจเป็นสัดส่วนกันกับ Cosine ของ phase angle ระหว่าง I/P ทั้งสองอัน) ดังนั้น dc. นี้จะถูกส่งไปให้ยังวงจร VCO เพื่อเปลี่ยน phase ของ VCO ไปในทิศทางเดียวกับ I/P เพื่อให้ค่า phase detector output เป็น ศูนย์

สมมุติว่า O/P ของ phase detector ให้ค่า error ออกมา ซึ่งค่า error นี้จะเปลี่ยนแปลงเท่ากับ modulating freq. ดังนั้น O/P ของ phase detector จะมีค่า amplitude เป็นสัดส่วนต่อ freq. deviation ( $\Delta f$ ) ของ fm. signal

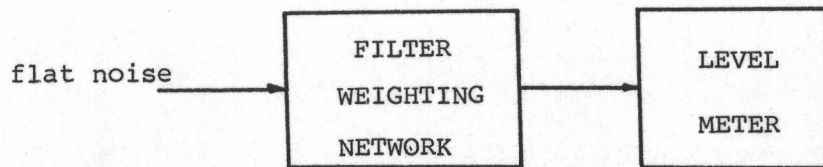
เมื่อพิจารณาที่วงจร loop filter เป็นวงจร LPF ซึ่งทำให้กว้างพอที่จะให้ความถี่สูงสุดของ modulating freq. ผ่านได้ ( $f_m$ ) (โดยไม่ทำให้ amplitude หรือ phase เกิดการผิดเพี้ยนได้) แต่ต้องแคบกว่า Carson Rule Bandwidth ( $f_c$ )

$$f_c = 2 (\Delta f + f_m)$$

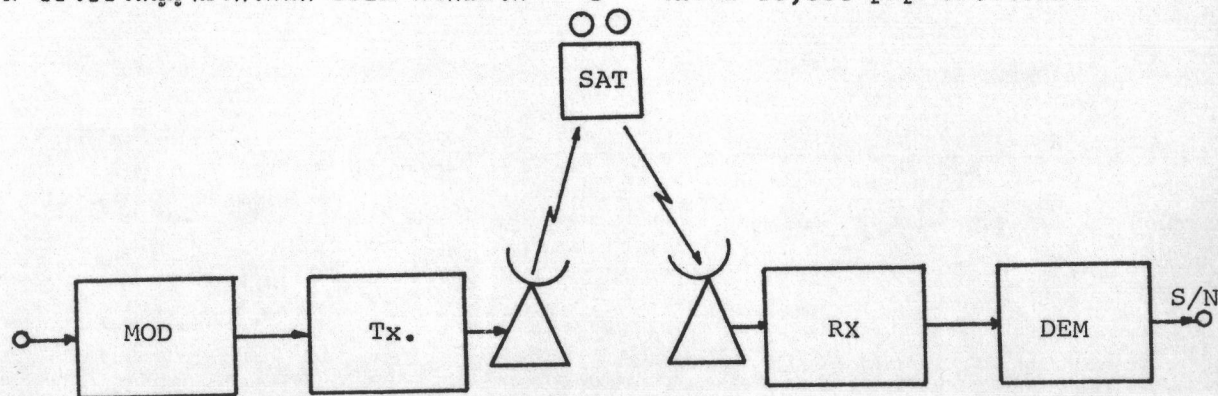
เมื่อเป็นเช่นนี้แล้ว วงจร VCO จะ track narrow band ของ noise ได้ดีกว่าแบบเก่า

## ภาคผนวกที่ 8

## PSOPHOMETRICALLY WEIGHTED FACTOR



เป็นค่าซึ่ง CCITT กำหนดขึ้นเพื่อให้เหมาะกับหูคน มีวิธีการหาได้จากการป้อน flat signal เข้าไปยังวงจร filter เพื่อที่จะยกระดับของเสียงให้เหมาะสมกับหูฟัง ทำให้ระดับของ noise ตามขึ้นมาด้วย จึงต้องทำการ weighted สัญญาณ noise ระหว่าง flat กับ weighting network และวัดโดยใช้ flat level meter เช่น ในกรณี S/N ของช่องสัญญาณโทรศัพท์ CCIR กำหนดให้ ไม่เกิน 10,000 pwp ในวงจรหนึ่ง



วงจรแสดงการ modulation-demodulation ของการสื่อสารผ่านดาวเทียม

จากรูปจะเห็นว่า psophometrically weighted noise power ของวงจรนี้ ควรจะน้อยกว่า -50 dBm สำหรับ test tone 1 mW ซึ่ง psophometric S/N correction จะมีค่า +2.5 dB ดังนั้นในการหาค่า S/N จริง ๆ ควรจะรวมค่าของ psophometric correction เข้าไปด้วย จะทำให้ค่าของ S/N ของวงจรเปลี่ยนไปเป็น.-

$$\frac{S}{N} = \log \frac{C}{T} + 228.6 - 10 \log B + 20 \log \frac{\Delta f}{f_{ch}} + \text{psophometric correction}$$



## ภาคผนวกที่ 8 (ต่อ)

B	: frequency bandwidth of telephone channel	H <sub>Z</sub>
Δf	: rms frequency deviation by test tone	KH <sub>Z</sub>
fch	: frequency slot in baseband	KH <sub>Z</sub>

ในวงจรโทรศัพท์กำหนดให้ต้องมีวงจร emphasis ทั้งนี้เพื่อให้มี noise ใน  
วงจรต่ำลงอีก จึงได้กำหนดค่า Correction สำหรับ emphasis + 4 dB  
ดังนั้น สมการของ S/N ข้างบนควรจะเป็น.-

$$\begin{aligned} \frac{S}{N} &= \log \frac{C}{T} + 228.6 - 10 \log B + 20 \log \frac{\Delta f}{fch} + \text{psophometric correction} \\ &\quad + \text{emphasis correction} \\ &= \log \frac{C}{T} + 200.18 + 20 \log \frac{\Delta f}{fch} \end{aligned}$$

หมายเหตุ ตามมาตรฐานของ INTELSAT กำหนดให้ค่า B ของวงจรโทรศัพท์มี  
ค่า 3,100 H<sub>Z</sub>



ภาคผนวกที่ 9

การคำนวณการส่งสัญญาณผ่านดาวเทียมปาลาป้า

สำหรับ ประเทศมาเลเซีย ในปัจจุบัน และ อนาคต

ในปัจจุบัน หมายถึงการใช้ดาวเทียม ปาลาป้า A-1 หรือ A-2

ในอนาคต หมายถึงการใช้ดาวเทียมปาลาป้า B

1. ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้คำนวณ	ปาลาป้า A	ปาลาป้า B	
a) Satellite EIRP	33.0	35.0	dBW
b) lowest look angle from ground station	30.0	30.0	degrees
c) Receive flux density	-89.5	-89.5	dBW/m <sup>2</sup>
d) Satellite G/T	-6.0	-5.0	dB/K
e) Usable BW. TV	36.0	36.0	MHz
SCPC	30.0	30.0	MHz
f) Audio sub-carrier frequency	6.6/6.8	6.6/6.8	MHz
g) Video transmit BW.	30.0	30.0	MHz
h) Video receive BW	25.0	25.0	MHz
i) Audio baseband BW.	15.0	15.0	KHz
j) Audio modulated BW.	180.0	180.0	KHz
k) Total combined video baseband BW. using 5 MHz video	6.8/7.0	6.8/7.0	MHz
l) Audio CCITT - J17	1,000	1,000	Hz
m) Audio emphasis and weighting improvement	18.0	18.0	dB
n) number of SCPC two-way ch. via transponder at 30 KHz spacing	500	500	

## ภาคผนวกที่ 9 (ต่อ)

	<u>ปาลาป้า A</u>	<u>ปาลาป้า B</u>	
o) Compander CCIR G162	17.0	17.0	dB
p) TV transmit / receive PAL-B/625/50, PAL-B/625/50			
2. การรับสัญญาณโทรทัศน์			
1) Satellite saturated RFD	-89.5	-89.5	dBW/m <sup>2</sup>
2) Transponder input Back-off	0.5	0.5	dB
3) Up-link free space loss > 30°	-199.3	-199.3	dB
4) Mispointing/Miscellaneous losses	0.5	0.5	dB
5) Earth station EIRP	72.8	72.8	dBW
6) Satellite G/T	-6.0	-5.0	dB/°K
7) Boltzman's constant	-228.6	-228.6	dBW/K-Hz
8) Up-link C/KT	95.6	96.6	dB-Hz
9) Transponder O/P back-off	0.1	0.1	dB
10) Satellite EIRP	33.0	35.0	dBW
11) Down-link free space loss > 30°	-195.4	-195.4	dB
12) Mispoint/Miscellaneous losses	0.5	0.5	dB
13) 4.5 m Earth station G/T	21.8	21.8	dB/°K
14) Down-link C/KT (4.5m)	87.4	89.4	dB-Hz
15) 10-12m Earth station G/T	28.3	28.3	dB/°K
16) Down-link C/KT (11m)	93.9	95.9	dB-Hz
17) C/KT intermod.	0.0	0.0	dB-Hz
18) C/KT total (4.5m)	86.6	88.4	dB-Hz
19) C/KT total (11.0m)	91.3	92.8	dB-Hz
20) Video baseband occupied B/W	5.0	5.0	MHz



## ภาคผนวกที่ 9 (ต่อ)

	<u>ปาลาป้า A</u>	<u>ปาลาป้า B</u>	
21) Audio sub-carrier frequency	6.8	6.8	MHz
22) Audio baseband B/W	15.0	15.0	KHz
23) Total combined B/W	7.0	7.0	MHz
24) Transmitted video B/W	30.0	30.0	MHz
25) Peak deviation of combined signal	8.1	8.1	MHz
26) Deviation caused by audio sub-carrier	1.0	1.0	MHz
27) Deviation caused by energy dispersal	0.5	0.5	MHz
28) Peak video deviation	8.0	8.0	MHz
29) Received video B/W	25.0	25.0	MHz
30) C/N for 4.5m ant.	12.6	14.4	dB
31) Threshold margin 4.5m ant. using 7.5 dB TED	5.1	6.9	dB
32) C/N for 11.0m ant.	17.3	18.8	dB
33) Threshold margin 11.0m ant. using 7.5 dB TED	9.8	11.3	dB
34) Emphasis and weighting network improvement	16.3	16.3	dB
35) Video S/N p-p weighting 4.5m	47.8	49.6	dB
36) Video S/N p-p weighting 11.0m	52.5	54.0	dB
37) Audio S/N p-p weighting 4.5m	57.7	59.5	dB
38) Audio S/N p-p weighting 11.0m	62.4	64.9	dB

## ภาคผนวกที่ 9 (ต่อ)

	<u>ปาลาป้า A</u>	<u>ปาลาป้า B</u>	
3. การรับสัญญาณระบบ SCPC			
1) Satellite Saturated RFD	-89.5	-89.5	dBW/m <sup>2</sup>
2) Transponder 1/p back-off	8.9	8.9	dB
3) Number of single way circuit	1,000	1,000	ch.
4) Back-off for single channel	-26.4	-26.4	dB
5) Up-link free space loss >30°	199.3	199.3	dB
6) Mispoin/Miscellaneous losses	0.5	0.5	dB
7) Earth station EIRP	38.0	38.0	dBW
8) Satellite G/T	-6.0	-5.0	dB/°K
9) Up-link C/KT	60.8	61.8	dB-H <sub>Z</sub>
10) Transponder O/P back-off	4.0	4.0	dB
11) Satellite EIRP	33.0	35.0	dBW
12) Down-link free space losses >30°	195.4	195.4	dB
13) Mispoin/Miscellaneous losses	0.5	0.5	dB
14) 4.5m G/T	21.8	21.8	dB/°K
15) Down-link C/KT	57.1	59.1	dB-H <sub>Z</sub>
16) 11,0m G/T	28.3	28.3	dB/°K
17) Down-link C/KT	63.6	65.6	dB-H <sub>Z</sub>
18) C/KT intermod.	61.0	61.0	dB-H <sub>Z</sub>
19) C/KT total for 4.5m ant.	54.4	55.6	dB-H <sub>Z</sub>
20) C/KT total for 11.0m ant.	56.9	57.7	dB-H <sub>Z</sub>

## ภาคผนวกที่ 9 (ต่อ)

	<u>ปาลาป้า A</u>	<u>ปาลาป้า B</u>	
21) SCPC carrier B/W	26.0	26.0	KHz
22) C/N total for 4.5m ant	10.3	11.5	dB
23) Threshold margin for 4.5m ant. using 7.5 dB TED	2.8	4.0	dB
24) C/N total for 11.0m ant.	12.8	13.6	dB
25) Threshold margin for 11.0m ant. using 7.5 dB TED	5.3	6.1	dB
26) Audio S/N weighted with Compander (4.5m)	50.7	51.9	dB
27) Audio S/N weighted with Compander (11.0m)	53.2	54.0	dB

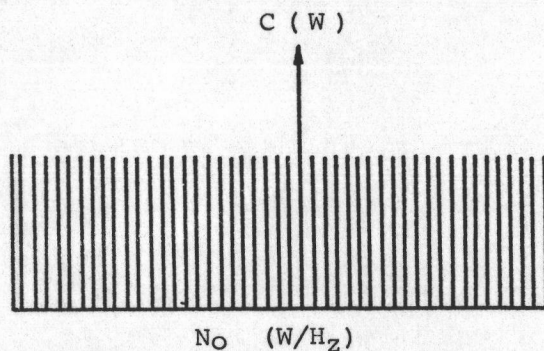


## ภาคผนวกที่ 10

## พารามิเตอร์ของการสื่อสารดาวเทียม

1. CARRIER TO NOISE POWER RATIO FOR INFORMATION TRANSMISSION
2. CARRIER TO NOISE POWER RATIO FOR SATELLITE CIRCUIT
3. OVERALL C/T OF SATELLITE CIRCUIT
4. PARAMETERS OF SCPC - PCM - PSK SYSTEM

1. Carrier to Noise Power ratio for Information Transmission



กำหนดให้ .-

noise power spectra density	$N_0$	W/Hz
Carrier power	$C$	W
Carrier/noise power density	$= \frac{C}{N_0}$	

แต่ถ้าให้

absolute temperature	$= T$	$^{\circ}K$
generate noise ที่ absolute temp.	$= kT$	W/Hz
( $k$ : Boltzman's constant $1.38 \times 10^{-23}$ W/Hz )		

ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

จากสมการ

$$\frac{C}{N_0} = \frac{C}{T} \frac{1}{k} \quad (1)$$

$$\frac{C}{T} = k \frac{C}{N_0}$$

$$\begin{aligned} \log \frac{C}{T} &= \log \frac{C}{N_0} + \log k \\ &= \log \frac{C}{N_0} - 228.6 \end{aligned} \quad (1.1)$$

ถ้าให้ equivalent noise bandwidth = B

$$\frac{C}{N_0} = \frac{C}{T} \frac{1}{k}$$

$N = kTB,$

$$\frac{C}{N_0} = \frac{CB}{N}$$

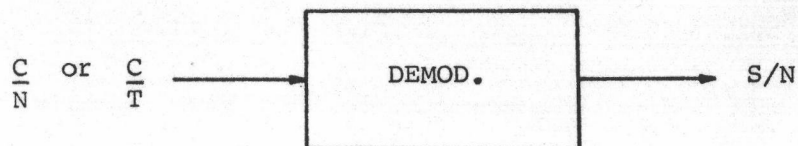
$$\frac{C}{N} = \frac{C}{N_0} \cdot \frac{1}{B}$$

$$\frac{C}{N} = \frac{C}{T} \cdot \frac{1}{kB} \quad (2)$$

$$\log \frac{C}{T} = \log \frac{C}{N} + 10 \log B - 228.6 \quad (2.1)$$

สำหรับ Single Sideband - FDM/FM Carrier

เมื่อต้องการวัด S/N (โดยใช้ test tone)



ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)



$$\frac{S}{N} = \frac{C}{T} \cdot \frac{1}{k} \cdot \frac{1}{b} \cdot \left(\frac{f_r}{f_{ch}}\right)^2 \quad (3)$$

$f_r$  : rms frequency deviation by test tone KHz

$f_{ch}$  : frequency slot in baseband KHz

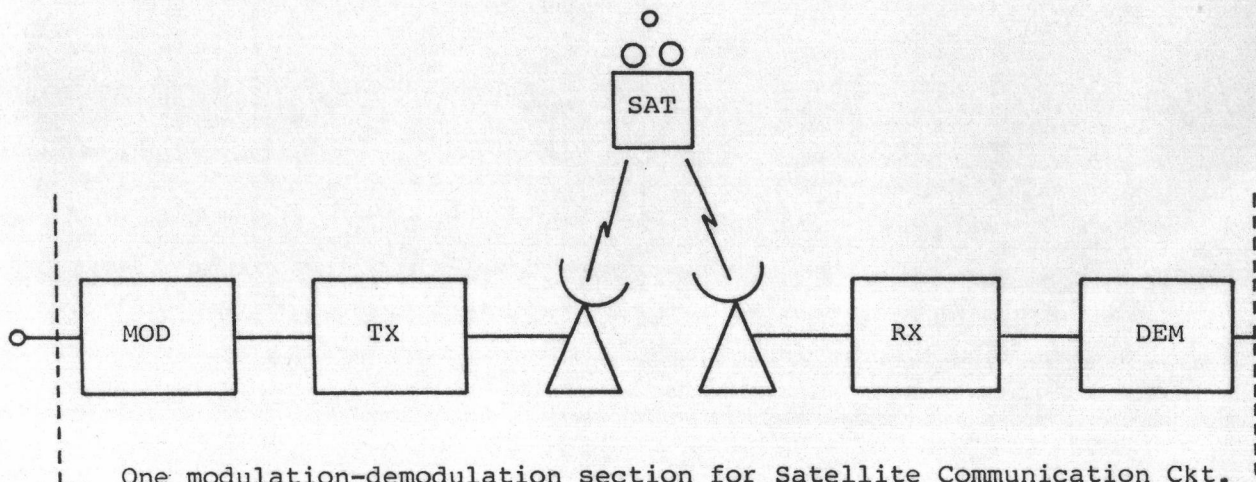
$b$  : frequency bandwidth ของ telephone channel

จากสมการ (3) พบว่า

1. ค่า S/N สำหรับ FM telephone จะเปลี่ยนแปลงมีค่าเป็นสัดส่วนต่อ  $(f_{ch})^2$  ดังนั้นในช่องความถี่สูง ๆ S/N จะไม่ค่อยดี
2. ถ้าให้ค่า C/T คงที่ จะสามารถให้ค่า S/N เพิ่มขึ้นได้โดยการเพิ่ม frequency deviation (เพราะว่าเป็น FM) โดยวิเคราะห์ได้เป็น 2 อย่าง คือ

a) ตาม CCIR recommendation

กำหนดให้ S/N ของ telephone channel = 10,000 pWp ต่อ 1 วงจร



One modulation-demodulation section for Satellite Communication Ckt.

ซึ่งหมายความว่า psophometrically weighted noise power จะต้องน้อยกว่า



ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

-50 dBm สำหรับ 1 mW test tone

$$\therefore \text{psophometric S/N correction} = +2.5 \quad \text{dB}$$

$$\text{emphasis correction} = +4.0 \quad \text{dB}$$

$$\begin{aligned} \therefore \text{S/N} &= \log \frac{C}{T} + 228.6 - 10 \log 3100 + 20 \log \frac{f_r}{f_{ch}} + 2.5 + 4 \\ &= \log \frac{C}{T} + 20 \log \frac{f_r}{f_{ch}} + 200.186 \end{aligned} \quad (3.1)$$

b) Transmission Bandwidth

จาก Carson's Bandwidth สำหรับการส่งแบบ FM

$$B = 2 (f_p + f_n) \quad (4)$$

$f_p$  : max. frequency deviation (เพียงด้านเดียว)

$f_n$  : highest modulating frequency

$$\text{frequency deviation ของทั้งหมด band } (f_{\delta}) = l \cdot f_r \quad (5)$$

$l$  : loading factor ของ telephone signal

ผลการหาค่า  $l$

$$\begin{aligned} 20 \log l &= -1 + 4 \log n & 12 \leq n < 240 \quad \text{หรือ} \\ &= -15 + 10 \log n & n \geq 240 \end{aligned} \quad (6)$$

$n$  : เป็นจำนวนของ telephone channel

$$\begin{aligned} \therefore \text{peak factor } (p) \text{ ของสัญญาณ} &= p f_{\delta} \\ &= p l f_r \end{aligned} \quad (7)$$

ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

(ปกติค่า p มีค่าระหว่าง 10 ถึง 13 dB ( 3.16 - 4.45 ))

แทนค่าสมการ (7) ในสมการ (4)

$$\begin{aligned}
 B &= 2 (pf + fn) \\
 &= 2 (plfr + fn)
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

แต่ถ้ากำหนดค่า n channel (ที่จะใช้ส่ง)

ฉนั้น  $f_n$  จะกำหนดให้เป็นค่าความถี่สูงสุด และ

1 ก็กำหนดให้ด้วย, จึงแบ่งออกได้เป็น 2 กรณี คือ

1. กำหนดค่า B ฉนั้นจะหาค่า  $f_r$  ได้จากสมการ (8)

2. เมื่อต้องการให้ได้ค่า C/T ต่ำที่สุด (ตาม CCIR rec.) ต้องกำหนดค่า

C/T ที่ threshold level ของ B และเมื่อ C/N ลดลงมาถึงระดับ 10 dB

เรียกระดับนี้ว่า threshold level

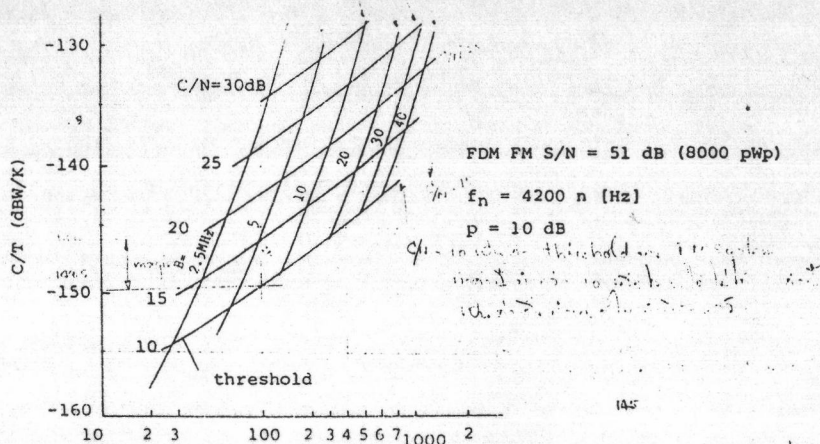
$$\frac{C}{N} = \frac{C}{kTB} = 10
 \tag{9}$$

$$\log B(\text{Hz}) = \log \frac{C}{T} + 218.6
 \tag{9.1}$$

ดังนั้น ค่า B ที่ได้จากสมการ (9.1) จะกว้างกว่า สมการ (8)

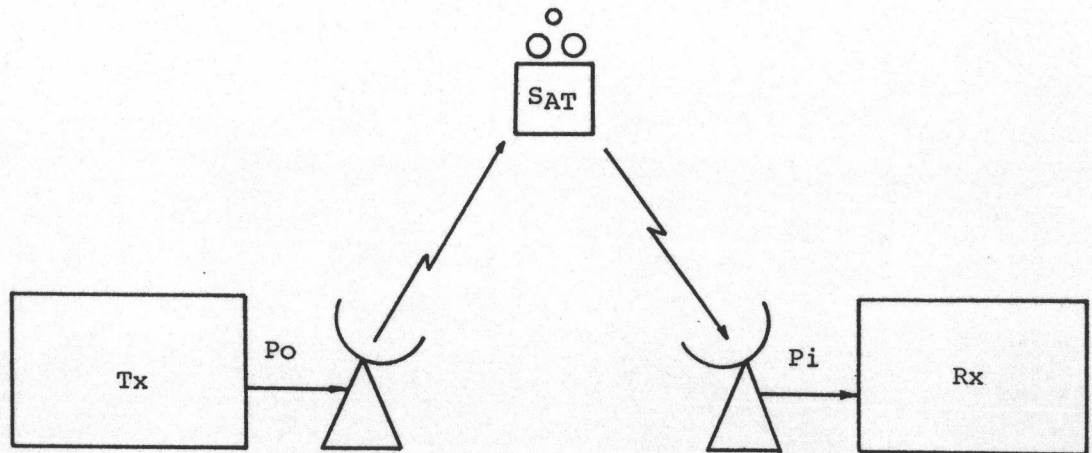
เพราะฉนั้น ในระบบ FM จะกำหนดค่า S/N สูงสุดได้เมื่อกำหนดค่า C/T และ n ให้

c) ตารางแสดงค่าที่ได้จากการคำนวณระหว่าง n และ C/T



## ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

## 2. Carrier to noise power ratio for satellite circuit



- a)  $\left. \frac{C}{T} \right|_u$   $\frac{C}{T}$  ที่เกิดจาก threshold noise ของ Up-link
- b)  $\left. \frac{C}{T} \right|_D$   $\frac{C}{T}$  ที่เกิดจาก threshold noise ของ Down-link
- c)  $\left. \frac{C}{T} \right|_I$   $\frac{C}{T}$  ที่เกิดจาก intermodulation noise ใน transponder

a)  $\left. \frac{C}{T} \right|_u$

$$\text{EIRP} = P_o G_r \quad (1)$$

$$P_i = \frac{\text{EIRP} \cdot G}{L_u} \quad (2)$$

$L_u$  : up-link att.

noise power ที่ I/P ของ satellite receiver :  $N = kTB$  (3)

$$\begin{aligned} \therefore \frac{C}{N} &= \frac{P_i}{kTB} \\ &= \frac{\text{EIRP} \cdot G}{L_u \cdot kTB} \end{aligned} \quad (4)$$



ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

$$\left. \frac{C}{T} \right|_u = \left. \text{EIRP} \right|_E - \left. L \right|_u - \left. \frac{G}{T} \right|_S \quad (5)$$

| take log

$$\left. \text{EIRP} \right|_E = \left. P_o \right| + \left. G \right|_r$$

ฉนั้นจะหาค่า actual ได้.-

a.1 gain of antenna

$$G = 10 \log \frac{4\pi}{\lambda^2} A \cdot \eta$$

$\lambda$  : transmitt wave length 6 GHz = 5 Cm

A : antenna area (d = 30 m.)

$\eta$  : antenna efficiency 60%

$$G = 63.3 \text{ dB}$$

a.2 transmission loss

$$L = 10 \log \left[ \frac{4\pi d}{\lambda} \right]^2$$

d : ระยะทางระหว่าง Tx antenna และ Rx antenna ประมาณ  
35,900 กม. (90°) ประมาณ 42,000 กม. หรือประมาณ  
40,000 กม.

คำนวณโดยใช้ระยะทาง  $\left\{ \begin{array}{l} L = 200.6 \text{ dB} \text{ (ทางด้านส่ง } F = 6 \text{ GHz)} \\ \text{เท่านั้น } \therefore L = 196.5 \text{ dB} \text{ (ทางด้านรับ } F = 4 \text{ GHz)} \end{array} \right.$

a.3 G/T ของดาวเทียม

$$(G/T)_S \text{ สำหรับ INTELSAT IV} = -17.6 \text{ dB/K}$$

ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

$$a.4 \quad \left. \frac{C}{T} \right|_u$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{C}{T} \right|_u &= \text{EIRP}|_E - L|_u + \left. \frac{G}{T} \right|_S \\ &= \text{EIRP}|_E - 200.6 - 17.6 \\ &= \text{EIRP}|_E - 218.2 \quad \text{dBW/K} \end{aligned}$$

ตัวอย่างเช่น

$$P_o = 95 \text{ W}$$

$$\text{EIRP}|_S = 81.8 \text{ dBW}$$

$$\left. \frac{C}{T} \right|_u = -144.92 \quad \text{dBW/K}$$

ดังนั้นจะส่ง telephone ได้ 252 channel (มี margin = 7.7 dB)

a.5 Sensitivity ของดาวเทียม และ Input saturation power density ( $W_s$ )

input power density  $W_s$   $\text{W/m}^2$

EIRP ของ earth station  $\text{EIRP E.S.}$   $\text{dBW}$

$$\begin{aligned} \therefore W_s &= \frac{\text{EIRP E.S.}}{4\pi d^2} \\ &= \frac{\text{EIRP E.S.}}{(4\pi d/\lambda)^2} \cdot \frac{4}{\lambda^2} \\ &= \frac{\text{EIRP E.S.}}{L_u} \cdot \frac{4}{\lambda^2} \quad (6) \end{aligned}$$

$$\text{หรือ} \quad W|_S = \text{EIRP}|_{E.S} - L|_u + 10 \log (4\pi/\lambda^2) \quad (6.1)$$

$W|_S$  : I/P power density ซึ่งทำให้ saturation power ของดาวเทียม (เป็น signal carrier)

$\text{EIRP}|_{E.S}$  : E.S. EIRP ซึ่งจ่าย power ไปยังดาวเทียม

ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

แต่เมื่อใช้กับงานจริง ๆ จะต้องคิดถึงค่า Input Back-off ( $B_o$ )<sub>I</sub> ด้วย จึงจะถูกต้อง

$$EIRP|_{EM} = EIRP|_{E.S} - B_o|_I \quad (7)$$

$EIRP|_{EM}$  : ผลรวมของ EIRP ของ earth station      dBW

$B_o|_I$  : I/P back-off ของดาวเทียม

$C/T|_{UM}$  : ผลรวมของ C/T ของดาวเทียม (สำหรับ I/P carrier ทั้งหมด)

$$\begin{aligned} \frac{C}{T}|_{UM} &= EIRP|_{EM} - L|_u + \frac{G}{T}|_s \\ &= EIRP|_{E.S} - B_o|_I - L|_u + \frac{G}{T}|_s \\ &= W|_s - B_o|_I + \frac{G}{T}|_s - 10 \log \frac{4\pi}{\lambda^2} \\ &= W|_s - B_o|_I + \frac{G}{T}|_s - 37 \end{aligned} \quad (8)$$

note  $\lambda$  ที่ 6 GHz = 5 cm.

สำหรับกรณีของ transponder ในดาวเทียม INTELSAT IV จะปรับได้อีก 3 dB โดย step attenuator (ควบคุมจากภาคพื้นดิน) เพื่อจะให้ค่าที่เหมาะสม และเมื่อใช้ global beam multicarrier:-

$$W|_s = -67 \quad \text{dBW/m}^2 \quad (9)$$

$$EIRP|_{EM} = W|_s - B_o|_I + 163.6 \text{ dBW}$$

antenna gain 62 dB, Power O/P 3 KW

$$\therefore EIRP|_{EM} = 96.6 \quad \text{dBW}$$



## ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

b)  $\left. \frac{C}{T} \right|_D$  (คำนวณเหมือน up-link)

$$\left. \frac{C}{T} \right|_D = \text{EIRP} \Big|_S - L \Big|_D + \left. \frac{G}{T} \right|_E \quad \text{dBW/K} \quad (10)$$

$\text{EIRP} \Big|_S$  : EIRP ของดาวเทียม dBW

$L \Big|_D$  : propagation loss ของ down link dB

$\left. \frac{G}{T} \right|_E$  :  $\frac{G}{T}$  ของเครื่องรับที่ E.S. dBW

b.1  $\text{EIRP} \Big|_S$

Saturation EIRP ของ global beam transponder ในดาวเทียม INTELSAT IV สำหรับ single carrier 22.5 dBW แต่ถ้าใช้ multi carrier ค่านี้จะน้อยกว่ามากเพราะจะต้องแบ่งแยกออกไปแต่ละความถี่ ซึ่งจะต้องน้อยกว่า 22.5 dBW แน่นอน ฉะนั้น EIRP ทั้งหมดที่จะต้องเกี่ยวข้องกับ Saturation EIRP เป็น.-

$$\text{EIRP} \Big|_{SM} = \text{EIRP} \Big|_{SS} - \text{Bo} \Big|_O \quad (11)$$

$\text{EIRP} \Big|_{SM}$  : EIRP ทั้งหมดของดาวเทียมขณะกำลังใช้งาน

$\text{EIRP} \Big|_{SS}$  : EIRP ของ saturated satellite เช่น INTELSAT IV  
= 22.5 dBW

$\text{Bo} \Big|_O$  : output back-off

b.2 propagation loss ขณะ down link  $L \Big|_D$

$$L \Big|_D = 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda}$$

กำหนดให้ ที่ 4 GHz = 7.5 cm.,  $d = 40,000$  Km.

ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

$$L|_D = 196.5 \quad \text{dB} \quad (12)$$

b.3  $\left. \frac{G}{T} \right|_E$  ของสถานีภาคพื้นดิน

กำหนดให้ มุมเงย = 5 องศา, ความถี่ 4 GHz

$$\left. \frac{G}{T} \right|_E \leq 40.7 \quad \text{dB/K} \quad (13)$$

ตัวอย่าง งานสายอากาศขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง = 30 เมตร  
 ประสิทธิภาพ ( $\eta$ ) = 70%  
 ความถี่ = 4 GHz

$$\begin{aligned} \text{ฉะนั้น} \quad G &= 10 \log \left( \frac{4\pi}{\lambda^2} A \eta \right) \\ &= 60.5 \quad \text{dB} \end{aligned}$$

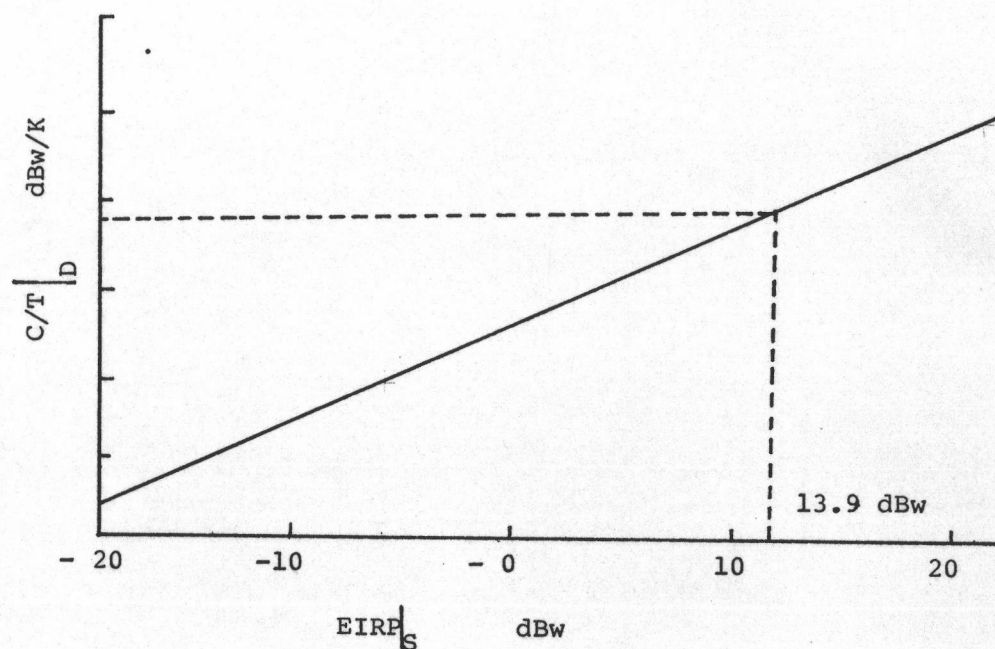
แต่ thermal noise ของงานสายอากาศ (ที่มุมเงย 5°) = 47 °K  
 LNA (parametric amp.) noise temp. = 20 °K  
 Receiving noise temperature = 67 °K  
 หรือ = 18.26 dB

$$\begin{aligned} \text{นั่นคือ} \quad \left. \frac{G}{T} \right|_E &= 60.5 - 18.3 \\ &= 42.2 \quad (\text{margin } 1.5 \text{ dB}) \end{aligned}$$

b.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\left. \frac{C}{T} \right|_D$  กับ  $\text{EIRP}|_s$

เมื่อพิจารณาจากสมการ (10) , (12) , (13) แล้ว นำมา plot graph จะได้ตามรูปต่อไปนี้.-

## ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)



สำหรับในกรณี INTELSAT global beam

ใช้โทรศัพท์ 252 ช่อง = -144.1 dBw/K

เมื่อใช้ margin = 2 dB

c)  $\left. \frac{C}{T} \right|_I$  เกิดจาก Intermodulation

Intermodulation noise นี้จะถูกควบคุมโดย output ของ TWT amplifier ของ transponder นั้นเอง จะเห็นว่า output ที่ใกล้กับจุด saturation, intermodulation noise จะเพิ่มขึ้น

$$\text{output back off} = \frac{\text{saturation output of single carrier}}{\text{actual total output}}$$

ค่าของ intermodulation noise นี้จะเป็น function ของ back off แต่ถ้า  
 คัดแปลงให้ back off ให้มีค่าน้อย ๆ และเพิ่มค่า EIRP ของดาวเทียมแล้ว  $\frac{C}{T}$  จะ



## ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

ต้องดีขึ้น (คือ Carrier power/intermodulation noise ..... ลดลง)  
 เราเลือกค่า back off เพื่อให้ noise interference ต่ำๆแล้ว

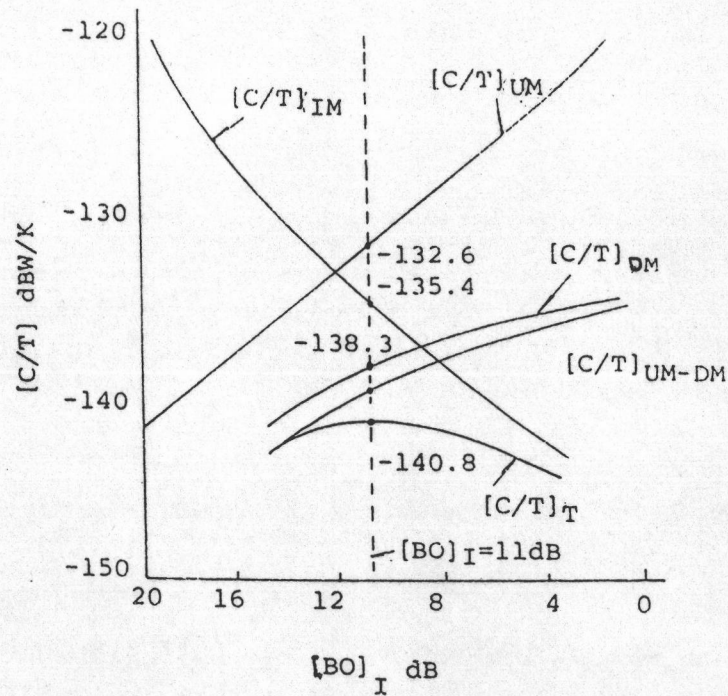
$$\left. \frac{C}{N} \right|_I = \frac{\text{Signal Power}}{\text{Intermodulation noise in transmission band}}$$

$$\left. \frac{C}{N} \right|_I = \left. \frac{C}{N} \right|_I + B - 228.6 \text{ dBW/K} \quad (14)$$

## ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

## 3. Overall C/T of Satellite Circuit

## a) Combined C/T



เป็นผลรวมของ power ของแต่ละ carrier power

$$\left. \frac{F}{C} \right|_T = \left. \frac{T}{C} \right|_u + \left. \frac{T}{C} \right|_D + \left. \frac{T}{C} \right|_I \quad (15)$$

$\left. \frac{T}{C} \right|$  เป็นค่าที่แท้จริงของ  $\left. \frac{C}{T} \right|$  ที่ใช้คำนวณ (เมื่อหา  $\left. \frac{C}{T} \right|$  ได้แล้ว inverse ก็จะได้ตามต้องการ)

$$\begin{aligned} \text{จากสมการ (8), } \left. \frac{F}{C} \right|_{UM} &= W|_s - Bo|_I + \left. \frac{G}{F} \right|_s - 37 \\ &= -67 - Bo|_I + (-176)_s - 37 \\ &= -121.6 - Bo|_I \end{aligned} \quad (16)$$

ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

หรือ  $\left. \frac{C}{T} \right|_{UM} = -121.6 \text{ dBW/K}$

จากสมการ (10),  $\left. \frac{C}{T} \right|_{DM} = EIRP|_{SM} - L|_D + \left. \frac{G}{T} \right|_E$   
 $= 22.5 - 1.5 - 196.7 + 40.7$   
 $= -135.0 \text{ dBW/K}$

note  $\left. \frac{C}{T} \right|_{DM}$  คิดที่ค่า I/P back off = 0 dB

$\left. \frac{C}{T} \right|_T$  จะมีค่าสูงสุดที่ back off = 11 dB ซึ่งจุดนี้เป็นจุดที่เลือกสำหรับจุดทำงานของ multi carrier ของแบบ global beam

สำหรับ Sensitivity ของ transponder เมื่อ gain ลดลง 3 dB ดังนั้นสถานีภาคพื้นดินควรเพิ่ม power ทางด้านส่งไปเป็น 2 เท่า

กรณีข้างบนนี้นำมาคิดเพื่อที่จะลด transmission capacity loss และในเวลาเดียวกัน เพื่อจะลดกำลังส่งของสถานีภาคพื้นดินด้วย

b) มาตรฐานของการใช้งาน

เมื่อใช้ back off ที่ 11 dB เพื่อ.-

b.1 multi carrier operation

b.2 transponder gain  $W|_s = -67 \text{ dBW/m}^2$

b.3 เมื่อ I/P back off 11 dB, output back off 4.8 dB

single carrier saturation point มีค่าสูงกว่า saturation point ในรูป =1.5 dB



## ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

$$\begin{aligned}
 \text{b.4} \quad \text{EIRP} \Big|_{\text{EM}} &= -67 - 11 - 163.6 \\
 &= 85.6 \text{ dBW} \\
 \text{b.5} \quad \text{EIRP} \Big|_{\text{SM}} &= 22.5 - 4.8 \\
 &= 17.7 \text{ dBW} \\
 \text{b.6} \quad \frac{\text{C}}{\text{T}} \Big|_{\text{UM}} &= -121.6 - 11 \\
 &= -132.6 \text{ dBW/K} \\
 \text{b.7} \quad \frac{\text{C}}{\text{T}} \Big|_{\text{IM}} &= -135.4 \text{ dBW/K} \\
 \text{b.8} \quad \frac{\text{C}}{\text{T}} \Big|_{\text{DM}} &= 17.7 - 196.7 + 40.7 \\
 &= -138.3 \text{ dBW/K} \\
 \text{b.9} \quad \frac{\text{C}}{\text{T}} \Big|_{\text{TH}}^* &= -138.3 - 10 \log 1 + 10 \frac{-138.3 - 132.6}{10} + \\
 &\quad 10 \frac{-138.3 - 135.4}{10} \\
 &= -140.8 \text{ dBW/K} \\
 \text{b.10} \quad \text{Nu} : \text{Ni} : \text{Nd} &= 0.15 : 0.29 : 0.56
 \end{aligned}$$

## c) Threshold-margin and Rain-margin

## c.1 Threshold-margin

$$M \Big|_{\text{TH}} = \frac{\text{C}}{\text{T}} \Big|_{\text{T}} - \frac{\text{C}}{\text{T}} \Big|_{\text{TH}} \quad (17)$$

$M \Big|_{\text{TH}}$  : Threshold margin      dB

$\frac{\text{C}}{\text{T}} \Big|_{\text{T}}$  : Overall C/T      dBW/K

---

\*  $\frac{\text{C}}{\text{T}} \Big|_{\text{TH}}$  : C/T ที่ threshold      dBW/K

ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)



$\frac{C}{T}_{TH}$  : C/T at threshold      dBW/K

## c.2 Rain-margin

เป็นตัวที่ทำให้คุณภาพในการรับลดลง

$$M_R = 10 \log \left[ \frac{\frac{T}{C}|_{TH} - \frac{T}{C}|_T - \frac{T}{C}|_D}{\frac{T}{C}|_D} \right] \quad (18)$$

$M_R$  : Rain-margin

$\frac{T}{C}$  : เป็นค่าส่วนกลับของ C/T

ดังนั้น ความสัมพันธ์ระหว่าง threshold-margin กับ rain-margin

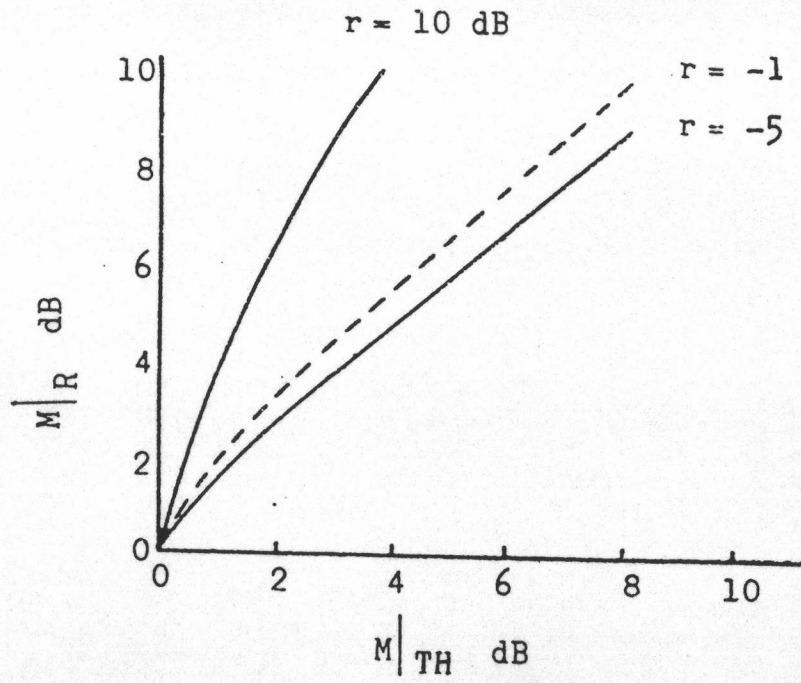
$$\begin{aligned} r &= \frac{\frac{T}{C}|_U + \frac{T}{C}|_I}{\frac{T}{C}|_D} \\ &= \frac{\frac{T}{C}|_T - \frac{T}{C}|_D}{\frac{T}{C}|_D} \end{aligned} \quad (19)$$

$$M_{TH} = \frac{M_R + r}{1 + r} \quad (20)$$

จะเห็นว่าค่า  $M_{TH}$  และ  $M_R$  เป็นค่าที่แท้จริงของ threshold-margin

และ rain-margin

$$\begin{aligned} \text{มาตรฐานการใช้งาน } A &= \frac{(0.15) + (0.29)}{0.56} \\ &= 0.79 \\ &= -1 \text{ dB} \end{aligned}$$



รูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $M_R$  กับ  $M_{TH}$



## ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

## 4. Parameter of SCPC - PCM - PSK System

- Information quantity to be transmitted  
64 KBPS ( R ) = 48.1 dB
- Symbol rate for 4  $\phi$  PSK  
32 K Symbol/sec.
- Transmission bandwidth  
38 KHz (symbol rate x 1.19)
- Frequency spacing between 2 neighbouring telephone channels  
45 KHz (symbol rate x 1.4)
- Value of ( M ) 2.3 dB

ตัวอย่างเช่น .-

$$\left. \frac{C}{H} \right|_{TH} = 48.1 - 220.2 + 2.3 = -169.8 \text{ dBW/K}$$

 $\left. \frac{C}{T} \right|_T$  in the satellite link

$$\left. \frac{H}{C} \right|_T = \left. \frac{T}{C} \right|_u + \left. \frac{T}{C} \right|_D + \left. \frac{T}{C} \right|_I + \left. \frac{T}{C} \right|_A$$

 $\left. \frac{T}{C} \right|_A$  : Interference from the neighbouring channels

ตัวอย่างเช่น .-

$$\begin{aligned} \text{i) } \left. \frac{C}{T} \right|_u &= W \Big|_s - B_o \Big|_I + \left. \frac{G}{T} \right|_s - 37 - 10 \log n \\ &= -68.5 - 11 - 17.6 - 37 - 35 \\ &= -159.1 \text{ dBW/K} \end{aligned}$$

## ภาคผนวกที่ 10 (ต่อ)

$W|_S$  : Worst value is used

n : 320 statistical data

$$\begin{aligned}
 \text{ii)} \quad \left. \frac{C}{F} \right|_D &= \text{EIRP}|_{SS} - \text{Bo}|_O - L|_D + \left. \frac{G}{F} \right|_E - 10 \log n \\
 &= 22.5 - 4.9 - 196.7 + 40.7 - 25 \\
 &= -163.4 \quad \text{dBW/K}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{iii)} \quad \left. \frac{C}{F} \right|_I &\text{เมื่อใช้ } \text{Bo} = 11 \text{ dB} \\
 \left. \frac{C}{F} \right|_I &= \left. \frac{C}{N} \right|_{CC} + A + F + B| - 228.6 \\
 &= 15.8 + 3.5 + 0.6 + 45.8 - 228.6 \\
 &= -162.9 \quad \text{dBW/K}
 \end{aligned}$$

A : improvement from start/stop

F : improvement from spreading spectrum

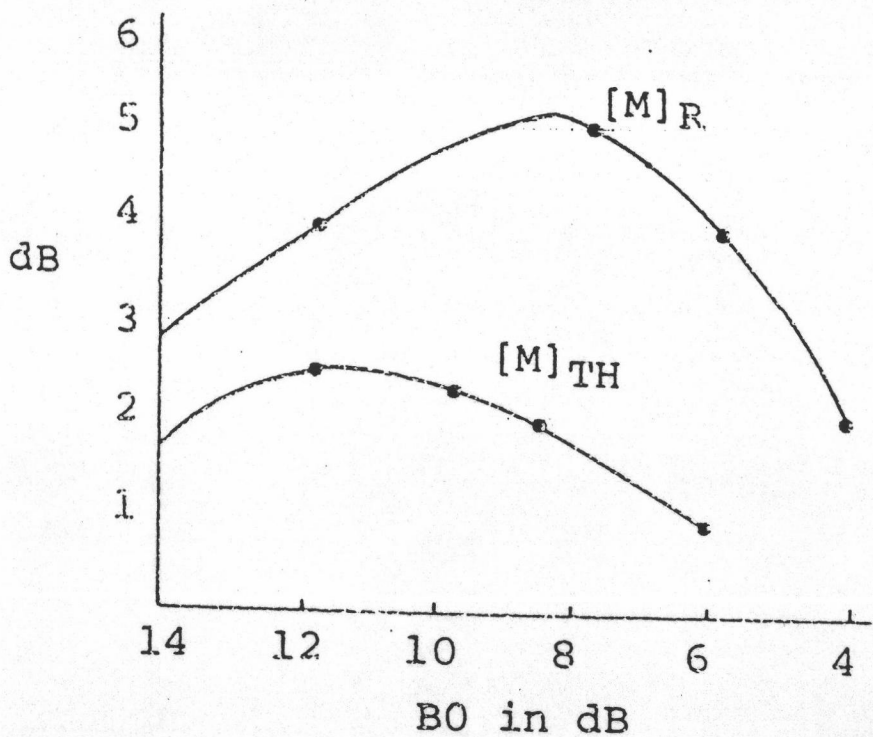
B| :  $10 \log B$

B : equivalent noise bandwidth  $\text{Hz}$

$$\begin{aligned}
 \text{iiii)} \quad \left. \frac{C}{F} \right|_A &= \left. \frac{C}{N} \right|_A + B| - 228.6 \\
 &= 26 + 45.8 - 228.6 \\
 &= -156.8 \quad \text{dBW/K}
 \end{aligned}$$

$\frac{C}{N}$  : worst value of C/N when neighbouring channel frequency deviated by  $\pm 2 \text{ KHz}$

$$\begin{aligned}
 \therefore \left. \frac{C}{F} \right|_T &= \left\{ (-159.1) + (-163.4) + (-162.9) + (-156.8) \right\} \\
 &= -167.34 \quad \text{dBW/K}
 \end{aligned}$$



- Threshold margin

$$\begin{aligned}
 M|_{TH} &= \left. \frac{C}{T} \right|_T - \left. \frac{C}{T} \right|_{TH} \\
 &= -167.34 - (-169.8) \\
 &= 2.46 \quad \text{dB}
 \end{aligned}$$

- Rain margin (ของ down link, back off 11 dB)

$$\begin{aligned}
 M_R &= 10 \log \frac{\left. \frac{T}{C} \right|_{TH} - \left. \frac{T}{C} \right|_T - \left. \frac{T}{C} \right|_D}{\left. \frac{T}{C} \right|_D} \\
 &= 4.6 \quad \text{dB}
 \end{aligned}$$

- Back off & margin

- EIRP<sub>E</sub> : EIRP สำหรับ earth station

$$\begin{aligned}
 \text{EIRP}|_E &= W|_S - \text{Bo}|_I + 163.6 - n \\
 &= -65.5 - 11 + 163.6 - 25 \\
 &= 62.1 \quad \text{dBW}
 \end{aligned}$$



## ภาคผนวกที่ 11

ย่านความถี่ที่จัดสรรทั่ว ๆ ไป

<u>ความถี่</u>	<u>ย่านใช้งาน</u>			
ต่ำมาก (VERY LOW FREQUENCY)	10	KH <sub>Z</sub>	ถึง	30 KH <sub>Z</sub>
ต่ำ (LOW FREQUENCY)	30	KH <sub>Z</sub>	"	300 KH <sub>Z</sub>
กลาง (MEDIUM FREQUENCY)	300	KH <sub>Z</sub>	"	3,000 KH <sub>Z</sub>
สูง (HIGH FREQUENCY)	3	MH <sub>Z</sub>	"	30 MH <sub>Z</sub>
สูงมาก (VERY HIGH FREQUENCY)	30	MH <sub>Z</sub>	"	300 MH <sub>Z</sub>
สูงยิ่ง (ULTRA HIGH FREQUENCY)	300	MH <sub>Z</sub>	"	3,000 MH <sub>Z</sub>
สูงยอด (SUPER HIGH FREQUENCY)	3	GH <sub>Z</sub>	"	30 GH <sub>Z</sub>
สูงยิบ (EXTREMELY HIGH FREQUENCY)	30	GH <sub>Z</sub>	"	300 GH <sub>Z</sub>

ความถี่ที่ใช้ในย่านไมโครเวฟและระบบดาวเทียม

L - BAND	0.390	GH <sub>Z</sub>	ถึง	1.556	GH <sub>Z</sub>
S - BAND	1.55	GH <sub>Z</sub>	"	5.2	GH <sub>Z</sub>
C - BAND	3.90	GH <sub>Z</sub>	"	6.2	GH <sub>Z</sub>
X - BAND	5.20	GH <sub>Z</sub>	"	10.9	GH <sub>Z</sub>
K - BAND	10.9	GH <sub>Z</sub>	"	36.0	GH <sub>Z</sub>

## ภาคผนวกที่ 12

การหาทิศทางจากสถานีภาคพื้นดินตรงไปยังดาวเทียม

แบ่งตามลักษณะการใช้งานได้ 2 วิธี คือ.-

1. การหามุมเงย
2. การหามุมทางแนวนอน

## 1. การหามุมเงย

$$\text{มุมเงย} = \sin^{-1} \frac{k \cos \text{lat} \cos \Delta - 1}{(k^2 + 1 - 2k \cos \text{lat} \cdot \cos \Delta)^{1/2}} \quad \text{องศา}$$

กำหนดให้ k : เป็นอัตราส่วนระหว่างรัศมีของโลก และเส้นผ่าศูนย์กลางของโลก กม.

lat : เป็นตำแหน่งเส้นรุ้งของสถานีภาคพื้นดิน (เป็นเดซิโมล) องศา

$\Delta$  : เป็นมุมแตกต่างระหว่างเส้นแวงของสถานีภาคพื้นดินกับของดาวเทียม (หน่วยเป็นเดซิโมล) องศา

## 2. การหามุมทางแนวนอน

$$\text{มุมทางแนวนอน}^* = \tan^{-1} \frac{\tan \Delta}{\sin \text{lat}} \quad \text{องศา}$$

---

\* ค่าของมุมที่ได้นี้ เป็นมุมระหว่างที่ตั้งของสถานีภาคพื้นดินกับแนวเหนือ-ใต้ ของเส้นแวงหรือบางที่เรียกว่า จุด sub-satellite ซึ่งมุมทางแนวนอนจริง ๆ เป็นค่าที่อ่านได้จากทิศเหนือจริงตามเข็มนาฬิกา

## ภาคผนวกที่ 13

การคำนวณหาระยะทางจากสถานีภาคพื้นดินไปยังดาวเทียม

$$R = \left\{ 42160^2 + 6371^2 - 2 \times 42160 \times 6371 \cos (90 - E1) \right\}^{1/2} \text{ กม.}$$

กำหนดให้ .-

- R : เป็นระยะทางจากสถานีภาคพื้นดินถึงดาวเทียม      กม.  
 E1 : เป็นมุมเงยของจานสายอากาศไปยังดาวเทียม      องศา



## ประวัติผู้เขียน

นายศรัณย์ วิรุฒมวงค์ เกิดเมื่อวันที่ 15 กันยายน พ.ศ. 2492 ณ จังหวัดระยอง สำเร็จการศึกษาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าวิทยาเขตเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2519 เข้าฝึกงานกับ บริษัทกรุงเทพโทรทัศน์และวิทยุ จำกัด หรือที่บุคคลทั่วไปรู้จักในนามของ สถานีโทรทัศน์สีกองทัพบกช่อง 7 เมื่อวันที่ 15 พฤศจิกายน พ.ศ. 2510 เป็นเวลา 2 ปี หลังจากนั้นได้บรรจุเข้าทำงานอยู่กับบริษัทดังกล่าวตลอดมาจนถึงปัจจุบัน นับเป็นเวลา 14 ปี เคยเดินทางไปศึกษาอบรมและดูงานที่ประเทศ เกาหลี, ญี่ปุ่น, เยอรมัน, อังกฤษ, อเมริกา และประเทศต่าง ๆ ในโซนเอเชีย

นอกจากนี้ยังได้รับเชิญจาก สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าวิทยาเขตเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ให้เป็นอาจารย์พิเศษ สอนนักศึกษาคณะวิศวกรรมศาสตร์ของสถาบันฯ ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2521 มาจนถึงปัจจุบัน เป็นเวลา 5 ปี.

