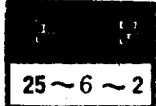


帶域幅 增加에 따른 拋物線 안테나의 設計



A Proper Design of Parabolic Antenna according to the Up-grade to Wide-band Loading

孫 鉉* · 金 基 完**
(Hyun Son, Ki Wan Kim)

Abstract

The idle channel noise on FDM-microwave communication system is increasing because of the up-grade to wide-band loading. The thermal noise on receiver of microwave radio is measured according to their channel slot frequencies, low, middle and high slots on the base band, from 60 channels to 960channels. And suggested a consideration for system engineering, to reduce the thermal noise from radio microwave receivers, so as to improve signal to noise ratio.

1. 序 論

最近 全世界에 걸친 情報量의 急增은 현재 各國에서 사용하고 있는 極超短波를 利用한 周波數分割方式 多重通信의 使用回線容量을 보다 많이 收容할 수 있도록 設計할 필요를 느끼게 한다. 從來에 使用하던 基本帶域幅에 回線을 增設할 경우에는 基本帶域幅의 高域側에 該當하는 休通信路(Idle channel)上에 雜音이 현저하게 增大된다⁽¹⁾. 回路上의 雜音增大는 音聲回線인 경우 傾度不良을 가져오고, 近來 使用量이 많아지고 있는 DATA傳送이나, AUTOVON 및 AUTODIN回線에서는 誤字나 誤接의 原因이 되기 때문에 雜音除去를 위한 設計上의 配慮가 있어야 한다. 과거 60回線이나 120回線의 多重通信用 極超短波의 設置時 그 parabolic antenna의 反射球面直徑은 送信端局間의 거리의 遠近에 따라 必要한 안테나의 利得을 算出하여 그 크기가 결정되었으나, 現在와 같이 600回線, 960回線 또는 그 以上의 廣帶域의 基本帶域으로 增設되는 추세에 있어서 信號對雜音比의 改善을 爲하여 안테나의 利得이 증가되어야 한다. 本論文은 回線容量 增加에 따른 拋物線안테나의 球面反射器의 最適直徑의 크기를 決定하는 方法에 대하여 研究하였다.

2. 熱雜音電力

마이크로波 多重通信에 있어서 基本帶域幅內의 雜音

은 여러가지 要因에 依하여 發生하나 機器自身에서 일어나는 雜音의 代表的인 例는 受信器內의 熱雜音(thermal noise)과 非直線性으로 인한 intermodulation雜音이 있다^{(2),(3)}. 최근에 基本帶域幅의 急增과 TONE PACK回線의 사용량 증가에 依한⁽³⁾ 等價白色雜音(equivalent white noise)의 level이 높아지고 있다.

여기서 TONE PACK回線이라 함은 AUTODIN 및 AUTOVON 등을 말한다. 마이크로波 送受信機에서 發生하는 熱雜音은 NYQUIST化에 依해서

$$p_n = KTBF \text{로 表示된다}^{(4),(5)}.$$

여기서 K : Boltzmann의 상수

T : 受信入力回路的 溫度

B : 帶域幅(Hz)

F : 雜音指數

p_n : 受信入力熱雜音電力

受信電力 p_s 이 threshold level以上이면 마이크로波 多重通信受信機의 信號對雜音比(S/N)는

$$[S/N] = 10 \log \frac{p_s}{p_n} + 20 \log m_f + \frac{B}{2f_b} \text{ [dB]} \quad (3.1)$$

但 m_f : 變調指數 $\sqrt{2} \Delta f_a / f$,

f : 變調周波數

Δf_a : 0 dB: 試驗音入力에 대한 周波數偏移(rms)

f_b : 音聲原波數帶域幅(C_{cc1R} 3.1KHz)

한편 p_s/p_n 는 式(3.1)에서 表示된 自由空間에서의 傳播損失(L_r)에 fading係數 X_f 를 곱한 것으로, m 個의 中繼區間을 갖는 마이크로波 多重通信回線에서는 式(3.1)에 의하여 다음과 같이 된다.

* 正會員: 駐韓美陸軍戰略通信 293通信隊 作戰課技術部長

** 正會員: 慶北大工助教授

$$(S/N) \text{電力比} = \frac{P_s}{kTf_B F \sum \frac{1}{L_i X_i}} \left(\frac{\Delta f_d}{f_s} \right)^2 \quad (3.2)$$

여기서 $L_i = \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \cdot G_1 G_2 L_1 L_2$ 이다.

m 個의 中繼區間에서 L_i 가 均一하다고 하면 中繼區間數에 의한 S/N의 劣化 即 各區間에서의 雜音의 相加는 $\sum \frac{1}{X_i}$ 에 따라 正해진다. 式(3.2)에서 알 수 있는 것은 信號對雜音電力比는 f_s^2 에 逆比例한다. 즉 基本帶域幅의 上部通話路일수록 熱雜音量은 增大된다.

3. 實驗裝置 및 方法

本實驗에서 使用된 機材는 미국 Lenkert Co.에서 1973년 5월에 製作된 마이크로波 送受信機 76C와 General Elect. Co.의 multiplexer TSC-600(AN/TCC-18)이다.

受信機의 基本帶域內에서의 熱雜音을 帶域幅의 增加에 따라서 測定하기 위해 그림 1과 같이 測定器를 設置하였다.

H-band test set, DY-5636 HP를 마이크로波 信號發生器로 作動시켜 受信周波數인 7700MHz가 되게 周波數計數器로 맞추어 減衰器(attenuator)를 통하여 受信器의 方向性結合器에 연결하였다. 마이크로波 信號는 受信機의 混合段, 前中間周波增幅段 및 中間周波增幅段을 거쳐 AGC檢波段에서 DC負電壓을 얻게되어 電壓計로 測定된다. 한편 辨別器(discreminator)를 通過하면서 아무런 變調信號가 없기 때문에 基本帶域增幅段에서는 雜音만이 남게 된다. 이를 周波數選別電壓計(frequency selective voltmeter) M-252A를 사용하여 표 1에서 보는 바와 같이 回線量別로 低域스롯周波數, 中域스롯周波數 및 高域周波數로 選定하여 雜音을

測定하였다. 實驗에 使用된 受信機內에 있는 方周性結合器의 結合係數를 마이크로 波信號發生器의 出力에 加算하여 混合段入力 level이 -20dBm에서 -110dBm까지 變化하도록 順次減衰器를 설치하였다. 雜音測定을 爲해 선정된 試驗周波數는 收容回線이 갖는 基本帶域幅內에서 어느 한 Channel에 해당하는 群變調된 주파수이다. 즉 70kHz는 supper group 1, group 5, channel 10으로 60回線中 58番條의 channel에 해당된다. 試驗에 使用된 스롯周波數에 各各 해당되는 channel은 아래 표 2와 같다.

표 1. 여러 Channel能力에 대한 시험주파수

Table 1. Typical test frequency for various channel capacities

Number of Channels	Band Limits		In-Band Slots		
	High Pass	Low Pass	Lower	Center	Upper
60	60 KHz	300 KHz	70 KHz	185 KHz	270 KHz
120	60 KHz	552 KHz	70 KHz	270 KHz	534 KHz
240	60 KHz	1052 KHz	70 KHz	534 KHz	1002 KHz
300	60 KHz	1300 KHz	70 KHz	534 KHz	1248 KHz
600	60 KHz	2660 KHz	70 KHz	1248 KHz	2638 KHz
960	60 KHz	4020 KHz	70 KHz	2638 KHz	3968 KHz

표 2. 스롯주파수와 Channel

Table 2. Slot frequencies and channels

SLOT FREQUENCIES	SUPER GROUPS	GROUPS	CHANNELS	CHANNEL CAP.	CAPACITIES
70 KHz	1	5	10	5A	60
185 KHz	1	3	5	29	60
270 KHz	1	1	8	A	60
534 KHz	2	5	8	116	120
1002 KHz	4	2	1	193	240
1248 KHz	5	2	2	254	300
2638 KHz	10	3	2	566	600
3968 KHz	16	3	12	936	960

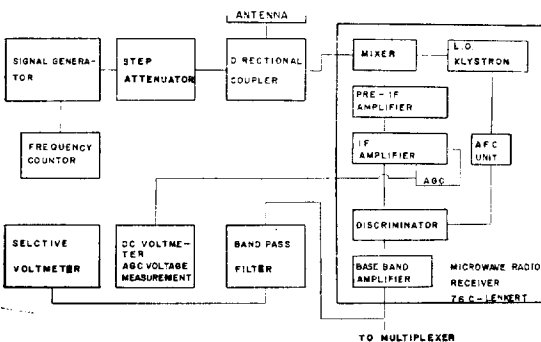


그림 1. 기본대역폭에서 雜音電力測定

Fig 1. Measurement of noise powers in baseband slot.

4. 實驗結果

1. RSL-AGC曲線

H-band test set DY-5636HP를 受信機의 受信周波數인 7700MHz가 되게하여 方向性結合器에 連結한다. 方向性結合器의 損失은 周波數 7700MHz에서 29.7 dB이고 H-band test set와의 連結同軸케이블損失은 1.8 dB이므로 導波管入力端까지의 全損失은 31.5dB이다. 또한 H-band test set의 Klystron出力 level이 +15 dBm이므로 이를 考慮하여 導波管入力 level이 -20 dBm이 되도록 試驗器 DY-5636HP에 있는 減衰器를 調整하고 이 때의 AGC電壓을 測定하여 記錄하였다. 同一한 方法으로 受信信號 level(RSL)이 -20dBm에서 -110dBm이 될 때까지 감세기를 調整하여 그림 2

와 같이 AGC電壓對 RSL의 곡선을 얻었다. 이는 送信局으로 부터 到來하는 電波의 level이 어떤 要因에 依하여 變化된다면 受信局에서 受信機의 AGC電壓을 測定하므로써 受信信號 level을 알 수 있다. 이 AGC電壓對 RSL곡선을 利用하여 다음의 基本帶域負荷變動에 따른 RSL對 白色熱雜音과의 關係를 實驗하였다.

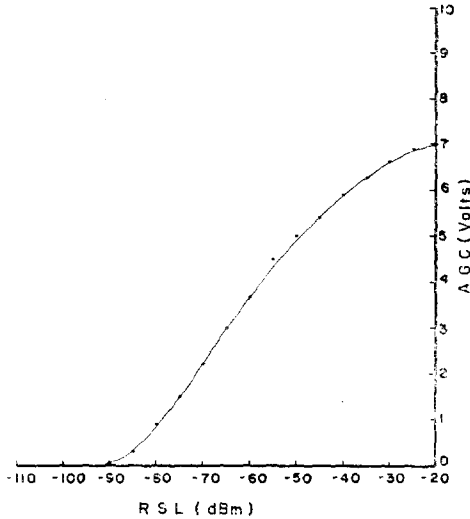


그림 2. AGC전압에 RSL
Fig. 2. AGC voltage vs RSL

2. 白色雜音電力의 測定

60回線負荷인 경우 즉 supper group 1個로 基本帶域幅은 60kHz에서 300kHz까지 1個回線當 4kHz씩의 帶域幅으로 配列되어 있다. 이 基本帶域幅 가운데 표 1과 같이 低域, 中域, 高域의 周波數 70kHz, 185kHz 및 270kHz를 selective voltmeter M-252A로 各周波數에서의 白色雜音(white noise)電力을 測定하였다. 同一한 方法으로 120回線負荷일 때 240回線負荷일 때, 300回線負荷일 때, 600回線負荷일 때 그리고 960回線負荷일 때를 各各 測定하여 그림 3에 나타냈다. 白色雜音電力은 帶域幅의 增加에 따라 함께 增加하고 RSL의 감소에 따라 threshold點까지 거의 比例하면서 增加하고 있음을 보여준다.

3. 結果의 適用

以上の 實驗에서 使用回線의 증가 즉 基本帶域幅의 增加는 高域側에 白色雜音電力이 현저히 많아지는 것을 알았다. 때문에 廣帶域負荷를 갖는 多重通信器를 運用할 경우 RSL과 白色雜音電力과의 關係를 고려하여 system設計를 해야한다. 使用回線容량의 增加에 따라 많아지는 雜音을 억제하기 위하여 受信信號 level (RSL)를 强하게 하는 수 밖에 없다. 設計試驗을 爲하

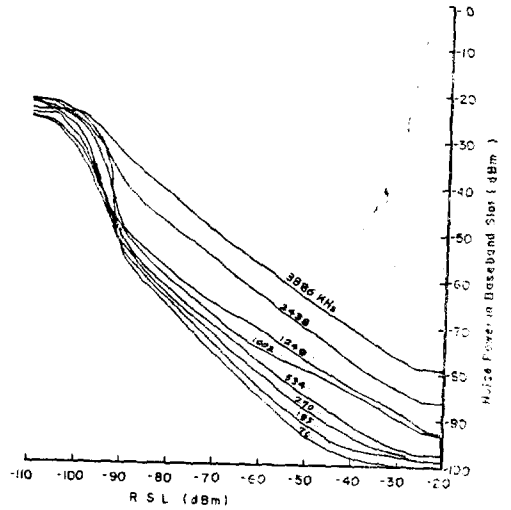


그림 3. 여러 回線負荷에 對한 雜音電力對 RSL
Fig. 3. Noise power vs RSL curves for various channels loading

여 慶北善山郡 구미읍에 位置한 금오산 山頂과 大邱市 봉덕동의 산성산 밑에 위치한 Camp Walker基地를 선정하였다. 금오산은 立地條件이 可視距離 通信用中繼所를 設置하기에 適合한 高地이며, 산성산 밑 부근은 마이크로波 傳播에 있어서 大地反射를 피할 수 있고(6) 금오산과의 사이에 障害物 및 障害地帶(fresnel zone)가 없기 때문이다. 또 금오산과 大邱間의 直線距離는 39km로서 마이크로波 可視距離通信機設置에 가장 適當한 距離인 40km에 가깝다(7).

금오산頂과 大邱間의 自由空間傳播損失(free space transmission loss) L_s 는

$L_s = 32.45 + 20 \log DF$ [dB](8)이며 이 式에서 거리 39km, 試驗周波數 7700MHz를 대입하면

$L_s = 142$ [dB]이 된다.

또한 안테나의 gain은 $G = \gamma \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$ 에서 求할 수 있으므로 1.2m, 1.8m, 2.4m, 3.0m 및 3.6m의 各 안테나 gain은 표 3과 같다. 한편 마이크로波 送受信機 76C의 送信機內損失은

- 導波管 30cm당 損失(EW64形) 약 1dB
- Isolator의 損失 1dB
- 4個의 cavity損失 0.8dB
- CKT Coupling損失 0.6dB
- 合 計 3.4dB

또 受信機內의 損失은

- 導波管 損失 약 1dB
- 6個의 空洞濾過器損失 1.2dB

CKT coupling損失..... 1.2dB
 Isolator損失..... 0.4dB
 合 計..... 3.8dB

그러므로受信端到 나타나는 RSL은 送信機出力 30 dBm에 送信機內에서의 損失과 受信機內에서의 損失, 自由空間傳播損失 그리고 送信機 안테나 利得과 受信機 안테나利得의 合이 된다⁽⁹⁾. 안테나의 크기에 따른 RSL값을 各各計算하여 표 3에 記錄하였다. 이 計算値는 釜山과 大邱間에서 實測한 AGC電壓을 그림 2의 곡선에서 RSL로 환산한 값과 一致한다.

다음 안테나의 直徑에 따라 나타나는 RSL値에 대한 高스뮷分雜音量을 回線容量別로 그림 3에서 얻어 표 3을 作成하여 안테나의 크기에 따른 回線容量對雜音電力의 關係를 그림 4에 수록했다.

이 표에서 알 수 있는 것은 1.2m(4ft) 안테나로서 雜音電力이 -80dBm이하가 되게 하려면 300回線정도 밖에 收容하지 못한다. 또 600回線 容量을 위해 1.8m 표 3. 高帶域에서 안테나直徑과 白色雜音

Table 3. Antenna dimeters and white noises on high-band slots.

ANTENNA DIAMETER	GAIN (dB)	RSL (dBm)	WHITE NOISES ON HIGH SLOTS (dBm/φ)					
			60 Ch	120Ch	240Ch	300Ch	600Ch	960Ch
4 Ft (1.2 m)	37.5	-44.2	-90.8	-88.6	-82.2	-81.0	-74.8	-67.3
6 Ft (1.8 m)	41.0	-37.2	-92.2	-92.2	-85.7	-85.0	-77.5	-71.0
8 Ft (2.4 m)	43.5	-32.2	-96.0	-94.5	-89.0	-87.5	-82.5	-75.0
10 Ft (3.0 m)	45.5	-28.3	-97.1	-96.3	-92.2	-91.5	-84.0	-77.0
12 Ft (3.6 m)	47.0	-25.1	-97.8	-96.6	-93.0	-92.1	-86.0	-79.0

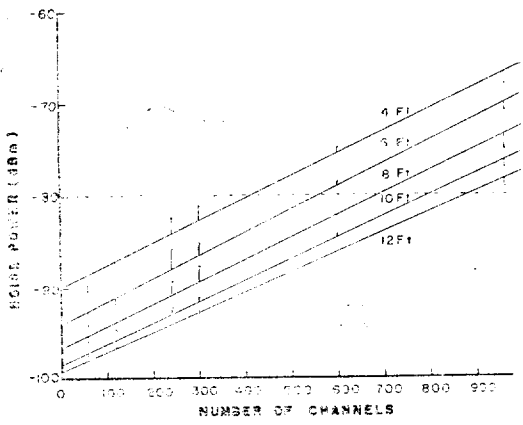


그림 4. 擴帶域負荷에 대한 안테나 利得 增加
 Fig 4. Requirements of antenna gain for wide-band loading.

(6ft)안테나는 雜音電力이 -80dBm을 초과하며, 2.4m (8ft)直徑의 안테나가 適合하다는 것을 보여준다. 여기서 雜音電力 -80dBm을 기준으로한 이유는 實驗에 使用된 multiplexer인 TSC-600의 試驗管 level이 0dBm일 때 76C 送信機入力 level이 -35dBm이고 出力 level이 -20dBm이기 때문이다. 즉 multiplexer의 入力 level이 -20dBm일 때 channel出力 level이 0 dBm되게 設計되어 있기 때문에 -80dBm의 雜音電力은 channel出力端에서 -60dBm(28dBrcφ)로 나타난다. 이는 CCIR이나 美陸軍에서 50miles內에서의 雜音出力 허용値로 권고하는 값이다^{(10),(11)}. 2.4m의 안테나로 釜山과 大邱間에서 實際로 使用하여 본 결과 600회선수용의 multiplexer channel出力端에서 -60 dBmφ이하의 만족할만한 雜音억제효과를 얻었다.

5. 結 論

이上和 같은 方法으로 마이크로波 送受信機 76C를 使用하여 受信測의 帶域幅增加에 따른 白色雜音增加量이 實測되었다. 釜山과 大邱間의 距離 약 39km의 中間에서 收容回線이 300回線 以下일 때 1.2m(4ft) 直徑의 拋物線안테나로 運用이 可能하나, 600回線이 超過하면 2.4m(8ft) 以上 直徑의 안테나를 使用해야만 channel出力端의 白色雜音을 規定値 以下로 억제시킬 수 있다.

本實驗으로 보아 近來 마이크로波 多重通信에 있어서 急増되는 傾向을 나타내는 基本帶域幅은 休通信路 (idle channel)上에 雜音의 增加를 招來하기 때문에 적당한 高利得안테나의 使用으로 補正시켜야 한다.

때문에 마이크로波 多重通信系의 設計時 안테나의 利得은 送受信端局間의 距離에 따라 算出되어야 할 뿐만 아니라 收容回線의 容量 即 基本帶域幅에 따라서도 算出되어야 한다.

본 실험에서 使用된 진동수는 試驗진동수이다.

參 考 文 獻

1. DCA Cir. 330-175-1, "DCS Engineering-Installation Standard Manual" pp. 5~20, Nov 1970.
2. Lenkert, "Demodulator" p. 07 July 1969.
3. Lenkert "Demodulator" p. 02, May 1969.
4. Schwarts Mischa, "Information Transmission. Modulation and Noise" p. 218, McGraw-Hill. 1959.
5. 涉谷茂一, "マイクロ波傳搬解設" コロナ社 p. 93, 昭和40年 (1965年)
6. CCTM105-50, "Line of Sight Radio System"

- Usa Stratgic Comm., pp. 3~158, Dec 1970.
7. Collins, "Instruction Book, Microwave RF System" p. 186, Apr 1972.
 8. I.T.T, "Reference Data for Radio Engineers" p. 672, 1966.
 9. 深海規, 森田正典, "マイクロ波通信機器" オーム社 p. 71 昭和34年(1959年)
 10. DCA Cir. 300-175-9, "Electrical Performance Standards" p. 12, Oct 1970.
 11. AFCS-HB, "O & M Agency Measurement Program Hand Book" HQ, AFCS, Scott AFB. p. 438, Apr 1963.
 12. 鎌田一雄外 2人 "多重情報通信系における受信の分解" 日本電子通信工學會 論文誌 Vol.57-A, No.5, p. 391, MAY 1974.