

單 邊 帶 通 信

多路无綫設備的發展
概況和有關問題

何子佳工程師

邮电部上海电信科学研究所技術情报室編印
上海科学技术情报研究所

1963年3月

目 录

导 言

第一部分 多路单边带无线电话通讯设备的发展概况

1. 高频波段.....	1
2. 甚高频波段.....	3
3. 超高频波段.....	5

第二部分 关于多路单边带无线电话设备的几項問題

1. 功率分配.....	8
2. 耦合电路.....	10
2-1 单调谐电路.....	10
2-2 调谐耦合电路.....	11
2-3 滤波器电路.....	15
3. 非线性失真.....	15
3-1 非线性失真的产生.....	15
3-2 非线性失真的改善.....	18
3-2-1 选择适当的真空管与工作状态.....	18
3-2-2 前后级动态特性相互补偿法.....	19
3-2-3 高频反馈.....	19
3-2-4 包络反馈.....	20
3-2-5 采用功率调节设备, 阻止放大器进入非线性区域.....	20
3-2-6 多路调制器中杂散频率的抑止.....	22
3-3 非线性失真的测试.....	22
3-4 非线性失真的计算.....	23
4. 选择性衰落.....	24
4-1 选择性衰落的发生.....	24
4-1-1 高频电波的选择性衰落.....	24
4-1-2 超高频电波的选择性衰落.....	25
4-2 选择性衰落的改善.....	26
4-2-1 分集接收法.....	26
4-2-2 斜度均衡法.....	26
5. 频率配置.....	27
6. 设备的指标.....	28
7. 设备的结构.....	29

7-1 发送设备.....	29
7-2 接收设备.....	30
结 论.....	31

單边帶通信多路無線設備的發展概況和有關問題

摘要：本文分为两大部分，第一部分介绍单边带无线电话通讯设备的发展概况，包括：1. 高频波段；2. 甚高频波段；3. 超高频波段。第二部分讨论单边带调制用于多路(12路或24路)无线电话通讯时的几项特殊问题：1. 多路通讯时的功率分配；2. 级间耦合电路；3. 非线性失真；4. 选择性衰落。最后根据以上各项的分析提出多路单边带通讯设备的频率配置，指标和应该具备的结构。

导 言

单边带多路通讯久已成为有线电话通讯的标准制式。一则，有线电话通讯需建设长途线路，投资巨大，自然而然的，要求利用少数线路，担任多路通讯，以资节约。再者，在有线方面，低频传输的性能优于高频，例如衰耗与串杂音等，因而要求在有限的低频段内，容纳更多的电路；采用单边带调制，则在同样频段内的电路数量将增加一倍。

无线电话通讯本身无需建设长途线路，采用多路制式时，不象有线通讯，可以获得长途线路节约投资的利益，但在经济方面与频率方面也有它的巨大利益。一则，多路设备所需增加的部件，和采用单路设备进行多路通讯时所增加的部件，二者比较起来，可说是微乎其微。并且功率节约很大，经实地试验^[1]，七路同时共用1,500瓦的功率进行通话，每路平均功率达700瓦(原因详后)。再者单路通讯由于频率的不稳定，每路必须给予保护频带，免得频率变动时干扰邻近频带的信号。在多路通讯设备中，共用一个载频，若载频变动，各路频率一同变动，不至由于载频的变动而产生干扰，这样，频率亦可节约不少。至于采用单边带制式的频率节约和功率增益的利益，那是众所周知而毋庸赘述的了。

如上所述，采用多路单边带无线电话通讯是有巨大的利益的。兹将其发展概况和有关问题分为两大部分述后：

第一部分 多路单边带无线电话通讯设备的发展概况

1. 高频波段^[2,3]

在高频波段里，由于频率的节约和功率的增益，长距离的国际通讯广泛的采用着单边带调制。因为在大功率的通讯设备中，上述两项优点占着极为重要的地位，至于单边带设备制造复杂的问题已成为次要的了。

单边带设备只利用一个边带(上边带或下边带)，当技术向前发展，该项设备逐渐改善而达到一定的完善程度之后，自然而然的，人们会考虑到，把上下两个边带同时利用以进行两路的通讯，于是产生了二路独立单边带设备。图1-1乃其第一调制与边带混合的方块图，至于第二调制与放大等一般单路单边带设备是一样的。为着避免上下两个边带互相发生干扰，特将一路(或二路)的音频由250~3,000赫搬到3,250~6,000赫，这样两路之间就有一个带宽的保护带。

由于技术的发展，非线性失真的降低，于是又有人废除了保护带并在0.1~6千赫频带

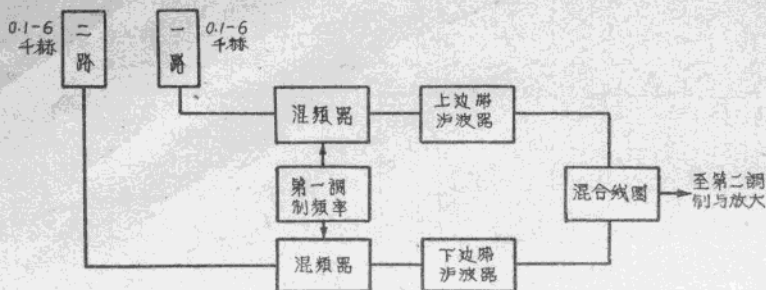


图 1-1 二路独立单边带第一调制与混合设备方块图

内，容纳两个话路，每一话路带宽 250~2,750 赫，因之二路独立单边带发展成为四路独立单边带。图 1-2 乃其发送设备的方块图，图 1-3 乃其收讯设备的方块图，图 1-4 乃其第一调制后的频谱方块图。

根据过去的经验，此机决定：在双音测验时，失真在每一音下计 25 分贝；信号/噪声比 45 分贝（据实际测试约多 10 分贝）；谐波发射少于 100 毫瓦；邻带发射如表 1 所示。

表 1 邻带发射电平

兆赫：	4	12	16	20	24	28
分贝：	43	46	49	60	60.5	62

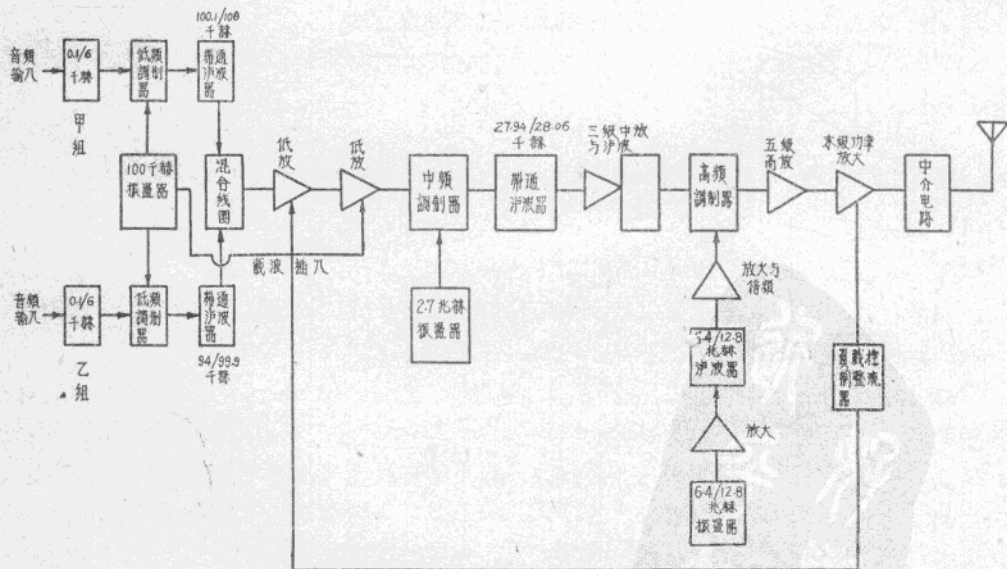


图 1-2 四路独立单边带发送设备方块图

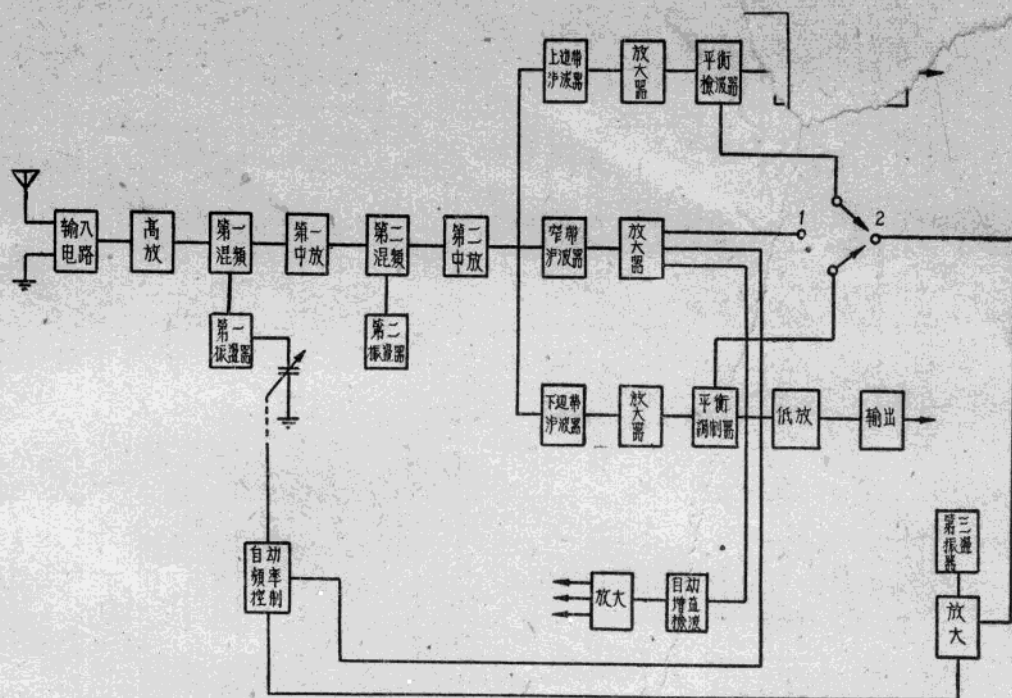


图 1-3 四路独立单边带接收设备方块图

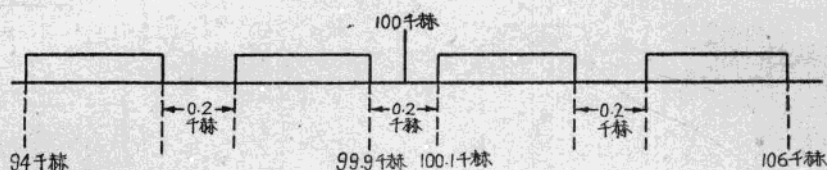


图 1-4 四路独立单边带第一次调制后的频谱方块图

2. 甚高频波段^[4]

甚高频远距离通信须采用中继方式，单边带设备构造复杂，维护较难，是不适宜的。

但在无线电中央制的通讯系统里，各近距离的支台(称为用户台)可采用甚高频单路单边带设备，直接和中央台通讯，中央台除和各支台直接通讯外并负责交换台(转接台)的工作；因之中央台须采用多路单边带设备。图 2-1 为其收发讯设备方块图。图 2-2 为中央发讯机频谱。图 2-3 为中央接收机频谱。图例包括八路，可同八个用户台工作；另有一参考频率，用作频率改正和呼叫，这个频率离开话路 75 千赫，如图 2-2 所示。用户台工作的波段较之中央发射波段高 10 兆赫，如图 2-1 所示。

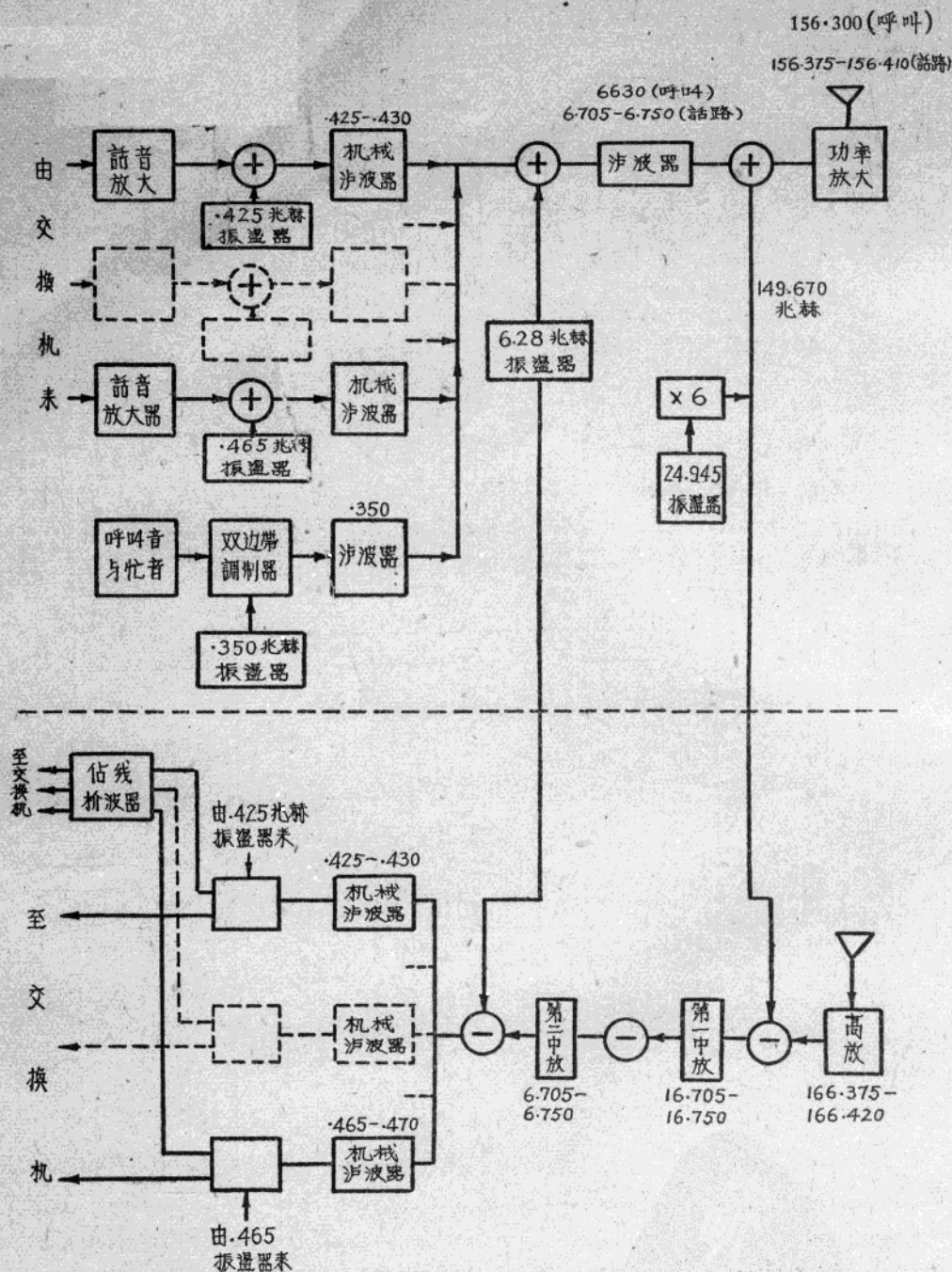
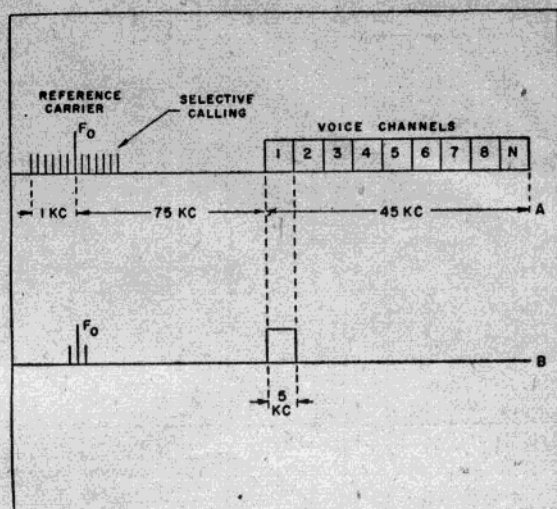
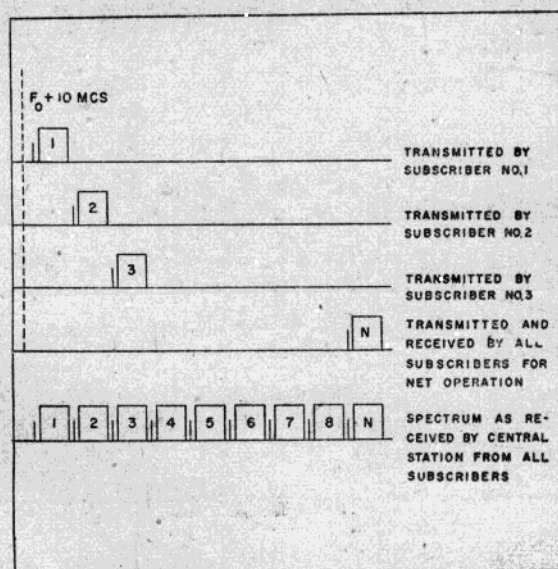


图 2-1 中央台收发讯设备方块图

由图可见，第一路用 425 千赫调制，依次每一路调制高五千赫。实际话带约三千赫，保护带约二千赫。参考载频较一路低 75 千赫，用 350 千赫调制。



Reference carrier 参考载频 Selective calling 选择性呼叫 Voice channels 话路
图 2-2 中央发射机频谱(A)——中央台发射的全部频谱；(B)——一号用户台接收的频谱



Transmitted by subscriber No. 1 一号用户台发射

Transmitted and received by all subscribers for net operation 网路工作时各用户台收发用的频谱

Spectrum as received by central station from all subscribers 中央台接收各用户台的频谱

图 2-3 中央接收机频谱

3. 超高频波段 [5.1]

近年来散射通信已可远达数百公里至一千公里。但在这样长距离传输过程中，传播损失高达一百分贝至二百分贝，于是要求 10 千瓦或更大的输发射功率。在这种情况下，就需要

考虑采用有效的调制以便有效的利用功率。在这方面，单边带调制是具有一定的优越性的。

再者，以往的甚高频与超高频调制，经常采用调频与脉冲编码，它们占的频带较之单边带调制要宽得多(表 2)。

表 2

調 制 方 式	每 路 帶 寬
單边帶	4 千赫 (包括保护帶)
調頻 (頻移比=2.0)	24 至 40 千赫 (視互調要求而定)
脉冲編碼 (每秒取样 8,000, 每样 8 單元, 合每秒 64,000 个單元 (bit))	64 至 100 千赫

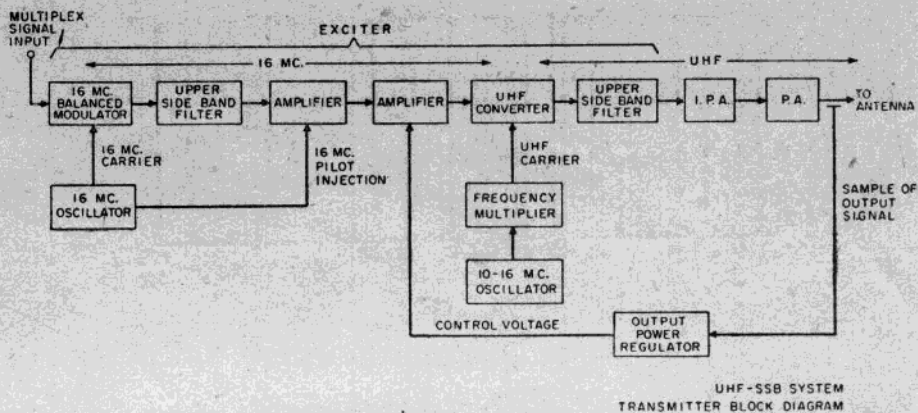
但超高频波段传播时的选择性衰落限制了传输的带宽，因之在一定的频带里，电路的容量也受到了限制，如表 3 所示。

表 3 多路的容量限制

調 制	多路应用时的最大帶寬(ΔT 乃由于不同途徑傳輸而产生的时延)
單边帶	0.20/ ΔT (用一个导頻) 0.2/ ΔT (用二个导頻) 非常寬 (用三个导頻)
調頻	0.05/ ΔT
脉冲編碼	0.03/ ΔT

图 3-1 是一具 24 路的超高频单边带发射机方块图，图 3-2 是对应于图 3-1 的接收机方块图。图 3-3 是该设备的频谱图。

该无线电设备的终端机载波频谱按 CCIF 规定为 12 至 112 千赫；每路带宽 3 千赫，另加保护带 1 千赫；共为 4 千赫。这个频带经第一次调制，变至 16 兆赫波段，最后调制变至 350 至 450 兆赫波段。末级线性功率放大采用磁控管，平均功率 3 瓩，最大功率 20 瓩。3 瓩时平均互调失真为 25 分贝(噪音测试)。半小时传输时的平均信号/噪音比为 31 分贝(等于电话——电路噪音电平 51 分贝——参考电平 0 分贝)。



Multiplex signal input 多路信号輸入

Upper sideband filter 上边帶濾波器

Amplifier 放大器

I. P. A. 中間功率放大器

To antenna 至天綫

Carrier 載波

Pilot injection 導頻注入

Control voltage 控制电压

Sample of output signal 輸出信号的样品

16MC balanced modulator 16 兆赫平衡調制器

Exciter 激勵器

UHF Converter 超高频變頻器

P. A. 功率放大器

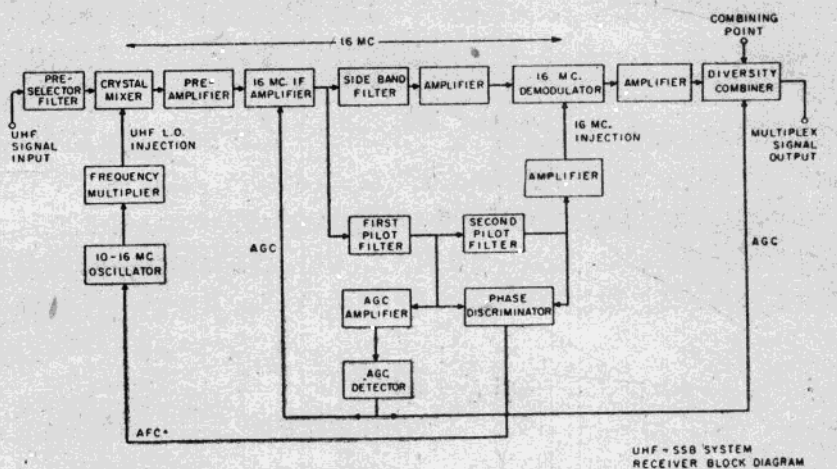
UHF 超高频

Oscillator 振蕩器

Frequency multiplier 倍頻器

Output power regulator 輸出功率調節器

图 3-1 超高频单边带发訊机方塊图



UHF signal input 超高频信号輸入

Crystal mixer 晶体混頻器

IF amplifier 中頻放大器

Amplifier 放大器

Diversity combiner 分集接收汇合器

Multiplex signal output 多路信号輸出

Frequency multiplier 倍頻器

AFC 自动頻率控制

First pilot filter 第一導頻濾波器

Detector 檢波器

Injection 注入

Preselector filter 前置選擇器濾波器

Preamplifier 前置放大器

Side band filter 边帶濾波器

Demodulator 反調制器

Combining point 汇合点

UHFLO injection 超高频本地振蕩注入

Oscillator 振蕩器

AGC 自动增益控制

Second pilot filter 第二導頻濾波器

Phase discriminator 鉴相器

图 3-2 超高频单边带接收机方塊图

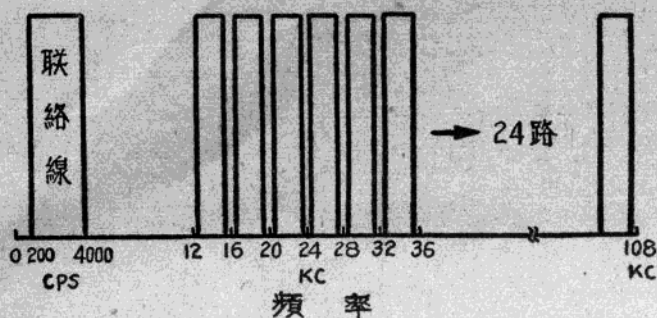


图 3-3 24路频率分割电话的规定频谱(CCIF)

第二部分 关于多路单边带无线电话设备的几项问题

第一部分叙述了多路单边带无线电话设备的发展概况，这些设备，频率配置各异，指标和结构也不尽相同。现讨论高频和超高频波段里多路（12路或24路）单边带无线电话设备的几项特殊问题——功率分配，耦合电路，失真和衰落等，并参考第一部分所述的各设备情况提出12路或24路设备的频率配置，指标和结构。

1. 功率分配^[6]

一个电路实际传输语言时称为活动电路。此时语言虽然是在连续的传输着，但字间、语句间和讲话人呼吸间均有短促的间歇。再者，一个电路被占用时，称为繁忙电路，但并非全部占用时间内都在传输语言。例如，在完成线路接续与拆除的过程中，有许多时间，电路并非活动着；另外还有讲话终止时和对方讲话时，本路的发讯支路也没有活动。根据实地测验，繁忙电路的活动时间最大不超过占用时间的四分之一；差不多一般电路很少有超过占用时间十分之一的。这个数字将用 J 代表，它是电路繁忙时的活动时间。

在 N -路的通信电路中，某一时间活动电路的数目将变化于零路与 N -路之间。既然各电路活动是独立性质而互不相关，则每一数目的电路（零路、1路、2路…… n 路等）活动时间的概率可以分别的从下列公式求得：

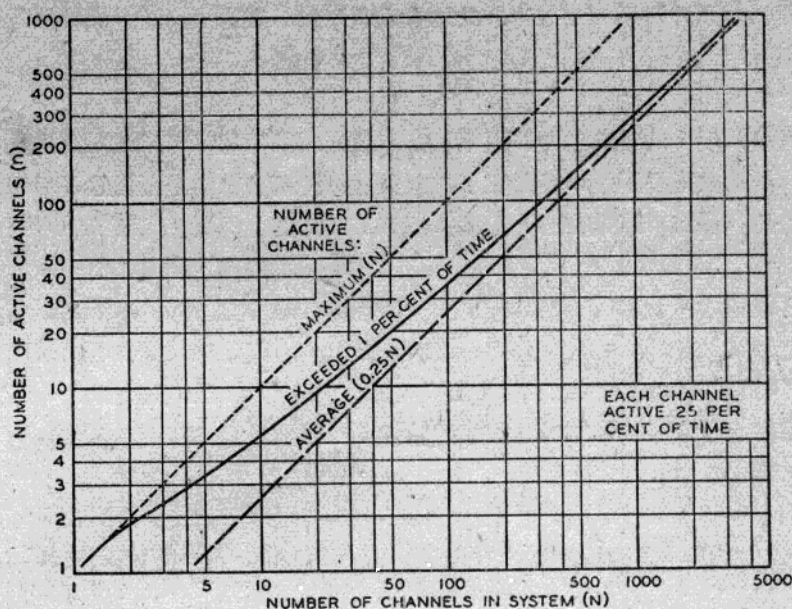
$$p(n) = \frac{N!}{n!(N-n)!} J^n (1-J)^{N-n}$$

N 系电路的总数

n 系假定的活动电路数

求出零路、1路、2路…… n 路各活动时间的概率后，把这些概率加起来，看总的概率为99%时最大的活动电路数是多少，例如 n 路，则 n 路即可作为 N -路通讯设备的最大活动电路数，另外只有百分之十的时间，活动电路将超过此一数字。

现用 $J = \frac{1}{4}$ 并按上式计算，绘成曲线如图 1-1 所示。由图可以看出，通讯设备电路总数愈大，实际活动电路的数目愈接近于通讯电路总数的四分之一。并由而可以推出，若用 $J = \frac{1}{10}$ 的比值，那么，通讯设备电路的总数愈大，实际活动电路的数目愈接近通讯总路数的十分之一。



Number of active channels 活动电路的数目

Maximum(N)最大(电路总数) Average (0.25N)平均(电路总数的四分之一)

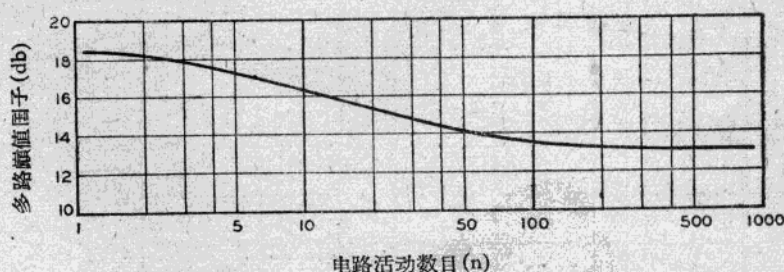
Exceeded 1 per cent of time 百分之九十九的时间內活动电路的数目

Each channel active 25 per cent of time 每路活动百分之二十五的时间

Number of channels in system(N)全系统的电路总数(N)

图 1-1 活动电路数(n)与通讯电路总数(N)的关系

另一方面，人讲话时，不但字音有高低，语句也有抑扬，因之每一电路活动时，虽然采用音量控制，而电压变化还是很大的。但在多路通讯系统中，某一路声压大时，另一路声压可能小一些而互相平衡起来，使音量变化小一些。兹引用“多路峰值因子”这个名词，它代表“过荷电压”对“有效值电压”的最大比数。经实地试验，设各路音量均保持为定值，这个因子同活动电路数目的关系将如图 1-2 所示。



Multichannel peak factor in decibels 多路峰值因数，单位分贝

Number of active channels 活动电路的数目

图 1-2 活动电路数(n)与峰值因子的关系

由以上二图，可以得出结论，通讯路数愈多，功率愈得到更充分的利用。导言中所谈的七个人同时讲话时，他们共同用的平均功率为 1,500 瓦，每路平均功率却有 700 瓦，原因就

在于此。如此，则多路通讯对于功率节约的优点就更显示出来了。这是无线通讯设备采用多路的主要优点。

2. 耦合电路

单路的或路数不多的单边带无线通讯设备，因为频带不宽，可以采用调谐放大器和一般的调谐电路。若路数增多了，频带加宽了，放大器级间耦合电路是否仍然可以采用一般的电路，那些电路比较适宜，这是需要讨论的。按照目前的情况，现在只研究 12 路和 24 路的问题。

假定每路带宽为 4 千赫，12 路的带宽为 48 千赫，24 路的带宽为 96 千赫。对于超高频设备来说，这个带宽只有载频的数千分之一或数万分之一，因之级间耦合电路可以采用一般的耦合电路。但对高频设备来说，例如载频用 6 兆赫，则带宽为载频的数十分之一；现需探讨，究竟哪种电路适宜于 12 路或 24 路单边带无线通讯设备？

2-1 单调谐电路^[7]

图 2-1 是一种常用的简单耦合电路，图 2-2 为其通用谐振曲线。由图 2-2 可以看出，若失谐频率是在 $\alpha = \pm 0.5$ 之间，则阻抗变化于 0.75~1 之间，相角变化于 $\pm 50^\circ$ 之间。设电路 Q 为 100，则通带宽度可由下列公式求出：

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\alpha}{Q} = \frac{0.5}{100} \quad \text{或} \quad \Delta f = 0.005 \times f_0$$

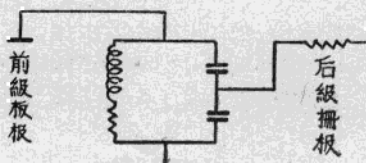


图 2-1 简单耦合电路

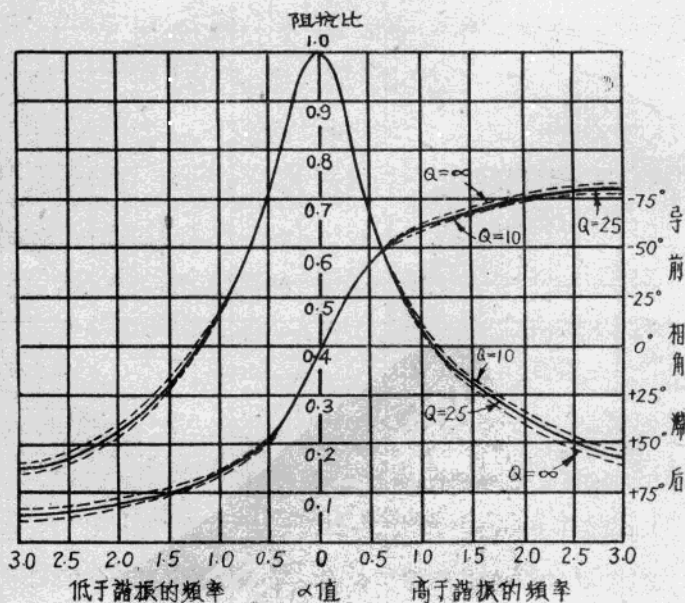


图 2-2 并联电路的通用谐振曲线

一般远距离通讯频率为 5~20 兆赫，通带宽度为 $2\Delta f$ ；

$$2\Delta f = 2 \times 0.005 (5 \sim 20 \text{ 兆赫}) = 50 \sim 200 \text{ 千赫。}$$

由此可知，工作载频为 5 兆赫时，单调谐电路最大限度不能超过 12 路，若用于 24 路设备中，则须将 Q 值降低至 50 或 50 以下，载频在 10 兆赫以上时，单调谐电路可用于 24 路的设备中*。

2-2 调谐耦合电路

图 2-3 是一个调谐耦合电路：

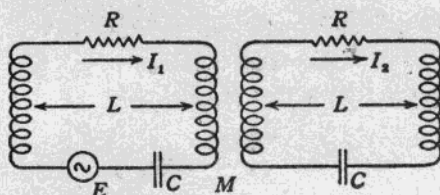


图 2-3 调谐耦合电路

设初级电路和次级电路的电阻 R ，电感 L 和电容 C 均相等，加在初级电路的电源电压为 E ，两电路间的互感为 M ，则：

$$Z_{11} = Z_{22} = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (1)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega M \quad (2)$$

于是两网路的公式当为：

$$\left. \begin{aligned} Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 &= E \\ Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

I_2 为负载电流，乃研究的目的，可由式 (3) 解得：

$$I_2 = \frac{-Z_{12}E}{D} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} D &= \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} = Z_{11}^2 - Z_{12}^2 = (Z_{11} + Z_{12})(Z_{11} - Z_{12}) \\ &= \left\{ R + j \left[(L + M)\omega - \frac{1}{\omega C} \right] \right\} \left\{ R + j \left[(L - M)\omega - \frac{1}{\omega C} \right] \right\} \\ &= (R + jX_1)(R + jX_2) \end{aligned} \quad (5)$$

第一因数谐振于

$$W_1 = \frac{1}{\sqrt{C(L + M)}} \quad (6)$$

第二因数谐振于

$$W_2 = \frac{1}{\sqrt{C(L - M)}} \quad (7)$$

先研究因子

$$\left[(L + M)\omega - \frac{1}{\omega C} \right] \quad (8)$$

*级间耦合电路的“有载” Q 一般为 25~50，输出电路的“有载” Q 一般可低至 10~15。

现需研究这个因子在谐振频率附近时随频率而变化的情况，设：

$$W = W_0 + \delta, \text{ 并利用 } \frac{1}{W_0^2} = LC, \text{ 则}$$

$$\frac{1}{C(W_0 + \delta)} = \frac{1}{W_0 C} \left(1 - \frac{\delta}{W_0} \right) = \frac{1}{CW_0} - L\delta \quad (9)$$

于是式(8)变为：

$$LW_0 + MW_0 + L\delta + M\delta - \frac{1}{CW_0} + L\delta \quad (10)$$

因为互感 M 较自感 L 为小，“ $M\delta$ ”可以略去则式(10)变为：

$$X_1 = 2L\delta + MW_0 \quad (11)$$

为便利计，设：

$$\delta = \frac{R}{2L} x = \alpha x \quad (12)$$

$$y = \frac{MW_0}{R} \quad (13)$$

则式(11)变为

$$X_1 = R(x + y) \quad (14)$$

同样可得：

$$X_2 = R(x - y) \quad (15)$$

于是式(4)变为：

$$D = R^2 [1 + J(x + y)] [1 + J(x - y)] \quad (16)$$

D 的绝对值应为：

$$|D| = R^2 \sqrt{\{1 + (x + y)^2\} \{1 + (x - y)^2\}} \quad (17)$$

将式(13)与式(17)代入式(4)得

$$|I_2| = \frac{yE}{R \sqrt{\{1 + (x + y)^2\} \{1 + (x - y)^2\}}} \quad (18)$$

由于， x 变化的单位等于阻尼系数，而 y 是同互感直接联系着；则带宽与阻尼系数 α 和互感 M 的关系可由上式求出。

展开公式(5)与公式(6)得：

$$\left. \begin{aligned} W_1 &= W_0 \left(1 - \frac{M}{2L} \right) \\ W_2 &= W_0 \left(1 + \frac{M}{2L} \right) \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

利用公式(13)得：

$$\left. \begin{aligned} W_1 &= W_0 - \alpha y \\ W_2 &= W_0 + \alpha y \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

由此可见，谐振频率 W_1 和 W_2 各离开 W_0 计有 $\pm y$ 单位，即

$$\left. \begin{aligned} W_1 &\text{ 对应于 } x = -y \\ W_2 &\text{ 对应于 } x = +y \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

图 2-4 即表示此种情形, 在 W_1 和 W_2 时的最大电流用分别用 I_{-y} 和 I_{+y} 表示, W_0 时的电流用 I_0 表示。

由公式(18)

$$I_{\pm y} = \frac{yE}{R\sqrt{1+y^2}} \quad (22)$$

$$I_0 = \frac{yE}{R(1+y^2)} \quad (23)$$

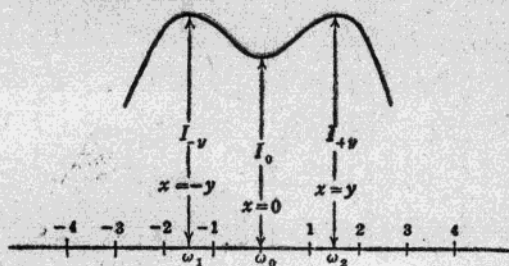


图 2-4

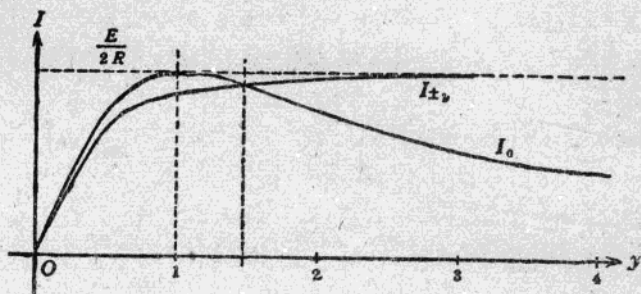


图 2-5

将上式绘成图 2-5, 则各该电流随互感变化的情况可以全部看得很清楚。耦合系数小时 $I_0 > I_{\pm y}$; 耦合系数大时 $I_0 < I_{\pm y}$; 而在某一特别耦合时 $I_0 = I_{\pm y}$; 于是可以获得平顶的特性, 这对于带通电路是特别有用的。由公式(22)与公式(23), 它将出现于下列条件里, 即:

$$y = \sqrt{2} \quad (24)$$

由公式(13)得

$$M = \frac{\sqrt{2R}}{W_0} = R \sqrt{2LC} \quad (25)$$

带宽($W_2 - W_1$) 为 $2\sqrt{2}$ 单位或

$$W_2 - W_1 = \sqrt{2} \frac{R}{L} \times \frac{W_0}{W_0} = \frac{\sqrt{2} W_0}{Q} \quad (26)$$

利用公式(18), (21) 与 (23), 可绘出图 2-6 由图可见 $y = \sqrt{2}$ 时, 特性并非理想的平顶。在 $x = \pm \sqrt{2}$ 时和 $x = 0$ 时, 幅值相等, 而在 $x = \pm 1$ 时, 双峰突出。当 $y = 1$ 时情况较佳, 此时带宽可由公式(20)求得:

$$W_2 - W_1 = 2\alpha y = 2\alpha = \frac{R}{L} \times \frac{W_0}{W_0} = \frac{W_0}{Q} \quad (27)$$

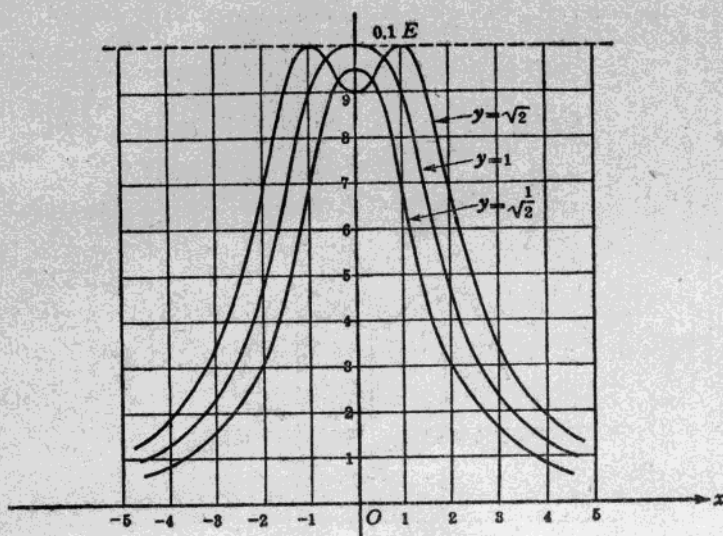


图 2-6

设 Q 为 100, $f_0 = 5$ 兆赫, 因 $W = 2\pi f$, 当 $y = \sqrt{2}$ 时, 带宽

$$f_2 - f_1 = \frac{\sqrt{2} f_0}{Q} = \frac{\sqrt{2} \times 5,000 \text{ 千赫}}{100} = 70.7 \text{ 千赫}.$$

不过, 设允许通带变化于 I_0 与 $I_{\pm y}$ 值之间, f'_2 和 f'_1 将出现于 $x = \pm \sqrt{2}$ 之处, 则带宽将为:

$$f'_2 - f'_1 = 1.4 \times 70.7 \approx 100 \text{ 千赫}$$

增加耦合系数, 即增加 y 值, $I_{\pm y}$ 将更加离开, I_0 将比 $I_{\pm y}$ 更小。如让 I_0 降至 $I_{\pm y}$ 的 0.707 值, 即半功率点, 则带宽为 $(3.1 f_0 / Q)$ 。载频为 5 兆赫时, 带宽等于 $(3.1 \times 5000 \text{ 千赫} / 100)$, 即 155 千赫。

如此, 采用调谐耦合电路, 载频为 5 兆赫时, 可以容纳 24 路的带宽。

再者, 若需更佳的平顶特性, 还可以采用两个调谐耦合电路一个电路按 $y = \sqrt{2}$ 设计, 一个电路按 $y = 1$ 设计, 两个电路的特性合并起来就可获得一个比较满意的平顶特性。这两个耦合电路可以用在一起, 也可以分开用于前后两级里。

现需提出的, 在实际应用时串联电阻常需变为等效的并联电阻, 设 x 为原来同电阻串联的电抗, 则并联电阻为:

$$\text{并联电阻} = x^2 / \text{串联电阻}.$$

因之, 用于带通的调谐电路可以表现为图 2-7 所示的一些形式。^[9]

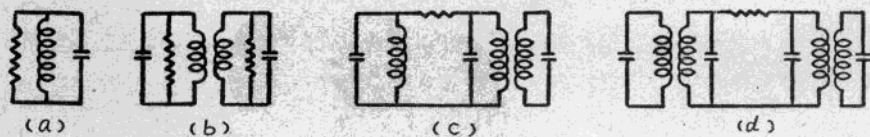


图 2-7

采用上述电路时, 设频带较宽, 所需 M 值较大, 因为频率较高而难于获得所需的互感 M 值时, 可以采用 T 形或 Ⅱ 形的网路。图 3-8 示该三种电路的关系。