



“電訊技術”編委會編

寬頻帶微波通信集

國防·華夏出版社

寬頻帶微波通信集

“電訊技術”編委會 編



國防科學出版社

1960

目 录

寬頻帶微波中繼通訊.....	3
散射通信的實驗研究.....	34
无綫电中繼通信电路中的厘米波技术.....	49
曼彻斯特-却克奥塞斯电视中繼綫路	89
用 4000 兆赫中繼綫路来傳遞雷达图像.....	128
便携式 11000 兆赫多路微波中繼設備	154
一个新的微波中繼站	165

寬頻帶微波中繼通訊

黃狄特. S. 著

摘 要

本文全面介紹寬頻帶微波中繼通訊系統的一般設計問題，并着重敘述 2000 兆赫頻段的系統以及行波管的应用。

引 言

微波中繼綫路用于傳輸電話、電報和電視上具有很大的實用價值，其質量和可靠性相當于同軸電纜，但投資較少。這種通訊系統在比較荒僻的地區里（敷設電纜綫路有困難），尤為有效。

微波中繼綫路每一射頻可能傳輸 600 路電話，頻帶寬度約為 2.5 兆赫；或者傳輸一個 625 綫單色電視訊號，最高調制頻率為 5 兆赫。由于多路電話要求高度的直綫性，因而需要采用調頻的制度。如調制指數近于 1，那么每一射頻所需帶寬要有 15~20 兆赫，這在微波範圍有足夠頻譜可以容納。

有些微波中繼通訊系統曾經采用微波三極管，機械上非常精確，電的性能亦合乎要求。不過，新的寬頻帶行波管更適合于中繼通信放大器之用。行波管放大器的合理应用可供復雜的中頻放大器簡化，因而可以在大容量通信需要的頻帶寬度內，取得必要的相位綫性和增益恒定性。

頻率的選擇

國際會議劃給中繼通訊的頻段為：

352~ 420兆赫

1,700~2,300兆赫

3,600~4,200兆赫

5,850~8,500兆赫

工作在較高的頻率，可增加天綫的方向性和增益。在后三个頻段中，波导元件随着頻率的增高而尺寸縮小，易于控制。但在另一方面，几乎所有微波設備都要求更小的机械公差，而电波傳播所遇到的衰落又較为严重。

在后三个頻段之間的选择，最后还得看微波电子管的情况而定。当頻率增高时，行波管或其他电子管的輸出功率就减小。举例來說，要在2,000兆赫产生20瓦功率并不比在4,000兆赫产生5瓦功率更困难。这样，在較高頻段加大天綫增益的好处，就被发射电子管輸出功率的减少所抵銷。

同样，在較高頻率时，某些微波設備工作的相对帶寬减小，将降低对机械公差的要求。例如在4,000兆赫时，需要天綫的相对帶寬为整个頻段的15%，而在2,000兆赫，相对帶寬則要加倍。

微波只能用于視綫范围的傳輸。射綫与地面間必須有足够的隙距，以避免地面反射和阴影效应产生过多的衰减。

即使有了足够的离地隙距，地面反射还可能引起不良影响。在严重的情形还会产生回音和串話。在上述各頻段中，大气吸收現象較輕，但随着頻率的增高，多路傳播所造成的衰落将更加严重。

微波系統

在現有各調制方法中（調幅、調頻、調相或脉冲調制

等), 目前一般采用調頻, 认为它最适合于大容量微波中继綫路用来傳輸電話或电视訊号。

对于距离較远的綫路, 如两終端站相隔距离超过視距, 就需要設置一个或更多个中继站。对于一般的地形, 中继站相隔距离約为 20 至 40 公里。图 1 示中继綫路的一般布置。

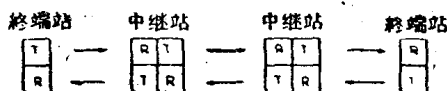


图 1 三个中继段的微波中继綫路。R 代表接收机, T 代表发射机。

需要傳輸的訊号加在終端发射机的調頻器上。調頻器的工作頻率为 f_m , 与微波的載頻 F_T 不同, F_T 是从 f_m 经过倍頻、变频, 或二者并用产生出来的, 图 2 示两种終端发射机的方框图。

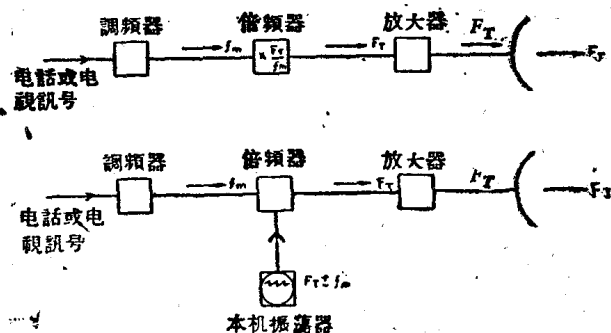


图 2 終端发射机。

終端接收机 (图 3) 是由微波放大器和变频器組成。它把微波載頻 F_R 变换为中頻 f_i , 这調頻过的中頻 f_i 经过解調器恢复为所需的訊号。目前还没有质量足够好的微波解調

器，因而解調过程都在中頻部分进行。

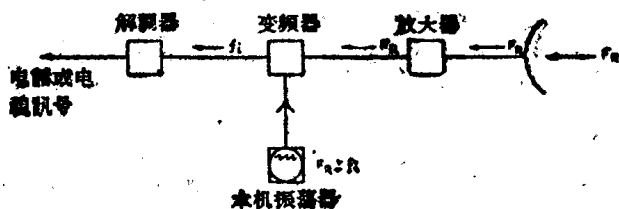


图3 终端接收机。

中继机通常都没有解調过程，如图4所示，接收到的载波，在中继机中经过放大、变频、再放大，然后再发送出去。图5示有解調过程的中继机，它由终端接收机和终端发射机背对背连接而成。由于这种中继机经过調制与解調过程会产生很多失真，因而通常都避免使用，而只在必须取得傳来的訊号和发出新的訊号时才采用。在多路电话中继线路中，这种中继机就用来分出部分或全部电话通路，并接入新的电话通路。

有时，从中继机取出或加入通路，并不需要背对背连接的終端机，只是須加入通路的频段沒有被占用。例如图6所示的系统，A站与C站之间有10个60路組，其中9个60路組可以在A站接入，第10个60路組在B站加入。这样布

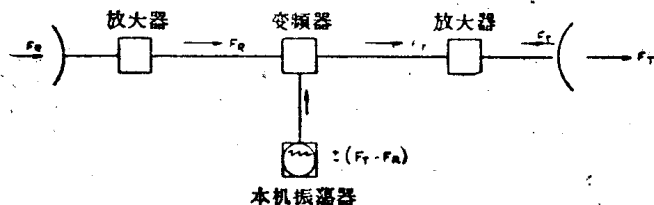


图4 沒有解調的中继机。

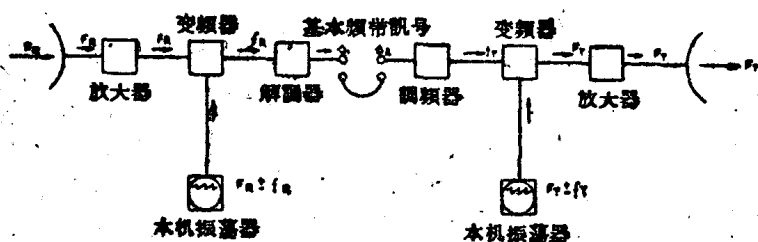


图5 有解调的中继机。

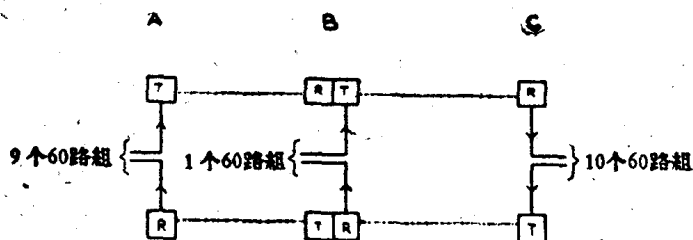


图6 在中继站中取出和加入通路的布置。

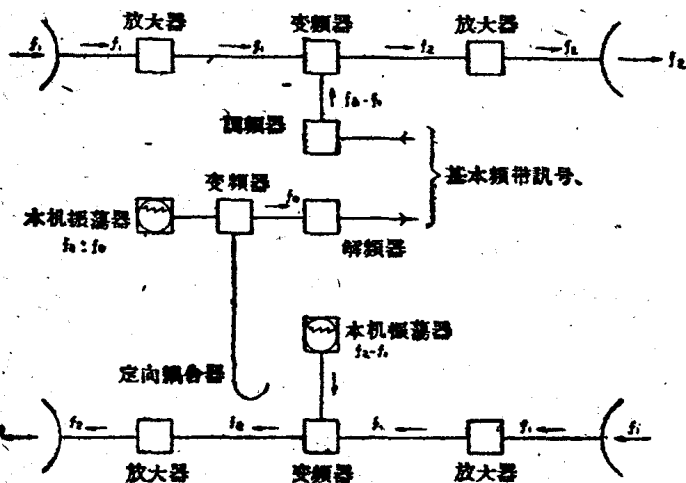


图7 有加入和取出通路设备的中继机。

置， B 站不必将其余 9 个 60 路組調制和解調，就可使 B 站与 C 站之間获得一个 60 路組。

中繼綫路如用来傳輸電視訊号，将不存在取出或加入部分通路的問題。可是 B 站可能要把收得的電視訊号轉播，这时就要采用图 7 下部的設備。如 A 站沒有加上訊号，而 B 站要把電視訊号加上，就要利用图 7 上部的設備。

微波終端机

在小容量通訊系統，有时采用的調制方法是把通訊訊号加上頻率較低的調頻器，例如 20 或 30 兆赫，被調制的載波加至倍頻器，从而获得需要的載頻。图 8 示出这种系統的方框图。它的优点是：調頻器工作的頻率偏移只是微波訊号頻率偏移的 $1/n$ （ n 代表倍頻数）。例如，倍頻器的倍数为 100，而輸出載波需要的根均方值偏移为 1 兆赫，那么調頻器的根均方偏移就只有 10 千赫，这就使調制器的設計比較容易。

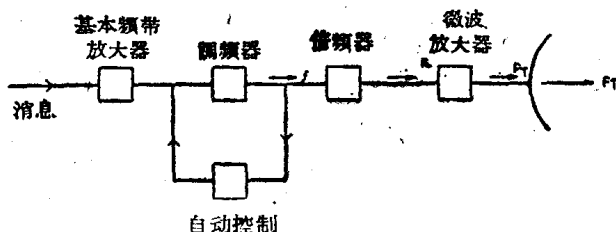


图 8 采用低頻調頻器和倍頻器的終端机。

上述系統所需較多的倍頻，只有在小容量通訊系統中才能滿意地获得。它的另一缺点是：各調制放大器必須調諧較寬的頻帶，才能产生需要的輸出頻率。

在終端机將載波調制的另一方法，是直接将調速管振蕩

器調頻。調速管可以設計得具有良好的接綫性。图 9 示出这种系統的方框图。

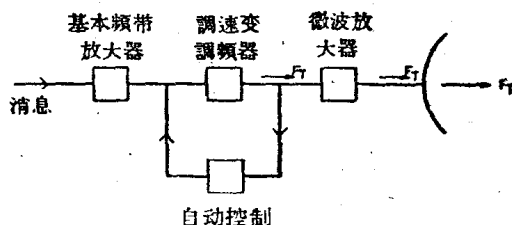


图 9 采用微波頻率調速管作調頻器的終端机。

第三种調制方法是：先用低頻調制器在某一頻率 f 調頻（与第一种方法），然后又用變頻方法把頻率变换为任何需要的微波頻率 F 。图10示出这种系統的方框图。低頻調制器設計并不容易，它既要能够产生电视要求的很大偏移，又要供給大容量多路电话所需偏移而保持一定的綫性。有时，可用調

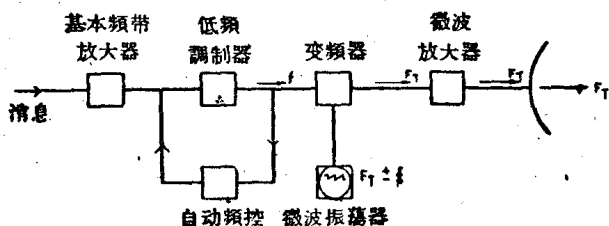


图10 采用低頻調頻器和變頻器的終端机。

速管在某一固定微波頻率取得所需的偏移，再用拍頻法降至需要的低頻 f ，如图11所示。这方法虽較麻煩，但它能够在某一選擇中頻获得全調制的訊号，而其他方法則不能获得需要的直綫性。微波終端机其他部分的裝置仍如图10所示，就可以供給任何需要的輸出頻率。这样，微波終端机的輸入頻

率为一固定的中频（譬如說 70 兆赫），其值与輸出頻率无关。同样，微波接收終端机最好亦設計得輸出标准的中频，并由另一部分設備来解調。图12示这种微波終端机的方框图。发射和接收終端机具有相同的标准頻率70兆赫，阻抗75欧，輸入和輸出电平分别为0.35和0.70伏（根均方值）。

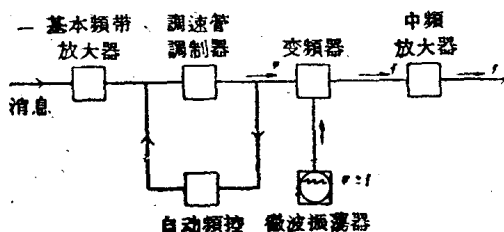


图11 利用調速管在低頻 f 获得頻偏移的調頻振荡器。

图12上部的变频器可用高电平平衡晶体混頻器或行波管放大器作为調相器。在用行波管时，調制过的中頻載波是有效地加在螺旋与电子枪电极間。有时，螺旋在管内接至对地有大电容量的結構。在这种情况下，最好把螺旋接地，并把中頻电压加在捷接的阴极、灯絲和阳极上。

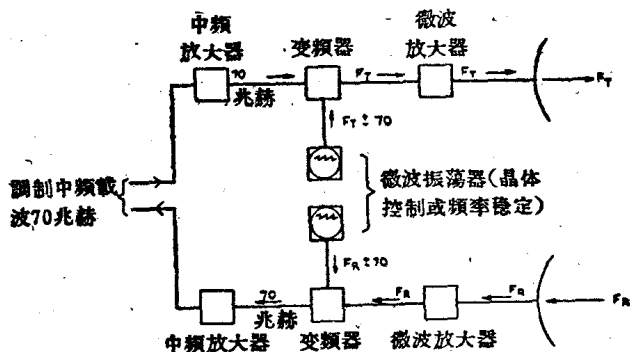


图12 发送和接收中頻的微波終端机。

如果先假设加上的中频载波没有被调制，螺旋电压的正弦形变化使电子注速率发生周期变化，因而使同时加上的微波载频 F 发生周期的相位变化。这样，微波载波被中频 f 调相，在边带频率 $F \pm nf$ 产生能量。其中 n 代表边带的阶。需要的边带 $F + f$ 可利用滤波器从行波管的输出中选出。如选择第一阶边带，行波管变频器的变换损耗约 5 分贝，较晶体混频器的变换损耗有利。当中频载波 f 被调频时，选出的边带 $F \pm f$ 亦被调频。

行波管中产生的调相程度，依中频载波的振幅而定，所需中频载波的振幅，决定于电子注速率（与加速电压有关）和与行波管结构有关的参数。不过，在一定的调相指数时，电子注电压愈低，螺旋所需的中频激励就愈小。中频激励的频率亦很重要，它决定加在行波管外端的中频电压与管内螺旋与阴极间产生的中频电压之比。这比值依赖于行波管的内部结构，只能根据经验决定。图13所示一种变频行波管的外加中频激励与第一阶边带振幅的关系。很明显，中频激励最好保持在最小绝对值，以简化激励放大器的设计。当螺旋与阴极之间的电压发生小变化 δV_0 时，加在行波管输入端的微波载波的相位变化 $\delta\phi$ 是

$$\delta\phi = -A\delta V_0,$$

式中 $A = \frac{\pi l c}{\lambda v V_0}$ l ——代表螺旋的有效沿轴长度， c ——光速， v ——电子注速率， λ ——波长， V_0 ——螺旋与阴极间的电压。如 n 为螺旋线的有效长度，波长数得

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{n\lambda}{c}$$

因而

$$A = \frac{\pi n}{V_0}$$

对于工作在小信号的典型功率行波管, $n = 30$, $V_0 = 2400$ 伏, 因而 $A = 0.04$ 弧度/伏。对于一般应用的典型低功率行波管, $n = 40$, $V_0 = 650$ 伏, $A = 0.2$ 弧度/伏。

调制指数为 2.86 时, 选择第一阶边带, 可得最小变换损耗 (4.7 分贝)。因此上两种行波管需要的射频激励分别为 35 和 6.5 伏 (根均方值)。

图 14 所示采用行波管的微波终端机方框图。

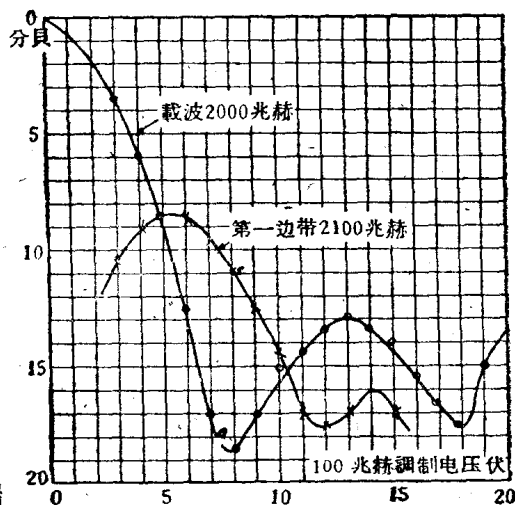


图 13 变频行波管的中频激励与第一阶边带振幅的关系。

微波接收终端机包括低噪声行波管, 其后连接低电平

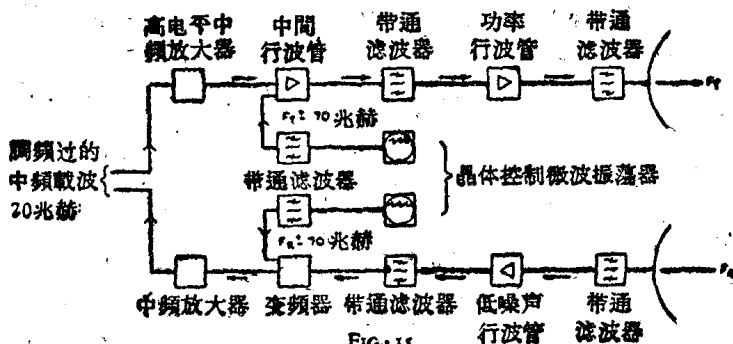


FIG. 15

图 14 采用行波管的微波终端机。

晶体混频器之前使用行波管微波放大器,有很大优点。行波管比混频器易于与天綫饋綫的輸入匹配,所給頻帶也比較寬,而且噪声系数也一般比后面連接着寬頻帶中頻放大器的晶体混频器为优。

微波中继机

現有的微波中继机都是中頻式,其工作原理是:輸入微波訊号变换为中頻,由常用的中頻放大器放大,然后再变换为另一微波頻率。图 15 所示沒有解調的中頻式中继机方框图。它主要由微波接收終端机和微波发射終端机背对背連接而成,这种中继机很容易取出和加入中頻訊号(例如在 A A 点),因而可以在任何中继站將正在傳輸的中頻訊号取用,同时可視需要而加入一个新的訊号,例如电视广播节目。

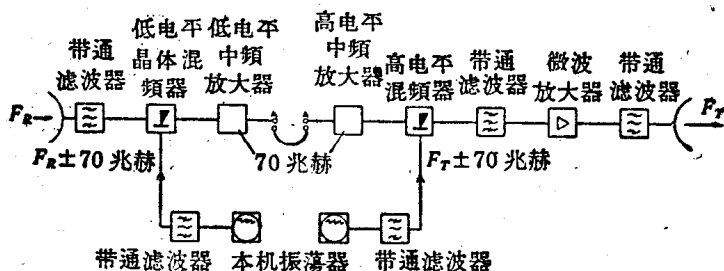


图15 单向傳輸,沒有解調的中頻式微波中继机。

一种简单的沒有解調的中继机不变換为中頻,也不利用中頻放大,只用行波管放大器和变频器。图16所示这种中继机的方框图,它有四个行波管(三种型式);一个低噪声行波管 T_1 ,两个中間行波管 T_2 和 T_3 和一个功率輸出行波管 T_4 。

这种中继机因为沒有輔助設備,所以不能取出或加入通

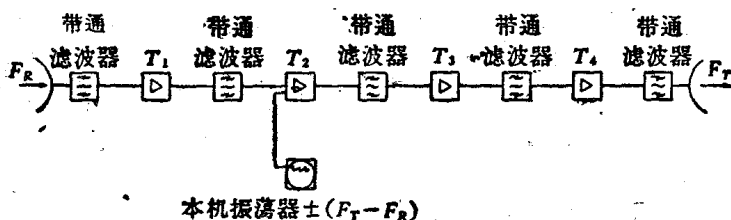


图16 单向传输，没有解调的全部用行波管的中继机。

路。但，从 T_3 或 T_4 输出端的一高电平点取出小部分微波信号，都可以监听通信信号。如有需要，还可以设置微波混频器、本机振荡器和中频放大器，把信号解调为中频或视频，再用限幅器鉴频器和基本频带放大器，就可以恢复通信信号。

如欲加入信号，可调制外差振荡器的频率，由于信号最好加在固定的中频上（譬如说 70 兆赫），因而必须采用两次外差，以保证获得 F_T 和 F_R 所需的频率间隔。

在重要通讯中心的中继站，一般需要装置完全的终端设备，如图17所示。

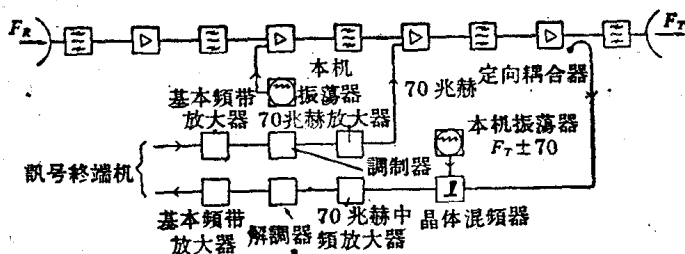


图17 没有解调的中继机，除直达传输外，设置取出和加入信号的装置。

行波管型式

这里对应用于 2,000 兆赫频段内主要的各种行波管的主

要特性，扼要叙述如下：

低噪声行波管N1002型：工作时增益約23分貝，噪声系数約10分貝，极限功率約1毫瓦。

中間行波管N1013型：工作在低电平时，即輸出功率不大于50毫瓦时，增益約38分貝，輸出功率大于200毫瓦时，增益为27分貝。此管噪声系数約20分貝。

功率行波管N1001型：在最大輸出功率20瓦时，增益为27分貝。所以，四个行波管的中继机有平均增益約110分貝，比正常工作情况所需要的增益大得多。因为其中一个中頻行波管是用作变频器，約有損耗10分貝，所以在輸出最大功率时，中继机的总增益实际为100分貝。一般变频都是在第二个行波管而不是在第三个行波管，以免最大輸出功率发生損失。N1013型行波管即使用作变频器，在設計上仍須滿足N1001型的需要。

行波管用作变频器时，噪声系数比用作直接放大器时大4~7分貝，依选择的是下边带或上边带而定，輸出噪声是由于下列五种噪声来源：即輸入、輸出、第一阶对象、第二阶对象频率的等效輸入电子管噪声功率。它們的权重是 0.58^2 （輸入频率）， 0.40^2 （輸出频率）， 0.43^2 （一阶对象频率）， 0.29^2 和 0.28^2 （二阶对象频率）。选出的輸出訊号，权重为 0.58^2 或 0.43^2 ，依下边带或上边带而定。

如混频是在第二个行波管，整个中继机的噪声系数与低噪声行波管本身噪声系数之差在0.5~1.0分貝以內。

中继机的功率，訊号/噪声比和增益

在調頻系数，解調器輸出端在頻帶寬度 b 的均方根訊号/

噪声比 W'_r/W'_n 与输入端同样带宽的均方根讯号/噪声比 W_r/W_n 的关系, 由下式决定:

$$\frac{W'_r}{W'_n} = \frac{3W_r}{2W_n} \left(\frac{\Delta F}{f_b} \right)^2 \quad (1)$$

$$\frac{W'_r}{W'_n} = \frac{1}{2} \frac{W_r}{W_n} \left(\frac{\Delta F}{f_b} \right)^2 \quad (2)$$

在电视, 通常应用式(1), 讯号/噪声比是指整个基本频带, 从 0 至最高调制频率 f_b , 而 ΔF 则代表电视讯号所引起的峰值偏移。在多路电话, 通常应用式(2), 讯号/噪声比是指一个通路的带宽, $b = 4$ 千赫。如没有预加量, 最高频率的通路噪声最大, 因而 f_b 仍为最高调制频率, ΔF 代表通路测试音调的峰值偏移。

所以, 微波系统的設計, 可以根据载波在解调前的讯号/噪声比来設計, 对于多路电话, 通路带宽取 4 千赫, 对于 625 綫的单色电视, 则取视频带宽 5 兆赫。

微波系统的载波讯号/噪声比可以計算。現假设微波系统有下列特性:

頻率	2,000兆赫 (波长15厘米)
发射机功率	20瓦
路程长度	56公里 (35哩)
天綫直径	3.05米 (10呎)
滤波器和饋綫的損耗	4分貝 (两端)
接收机噪声系数	12分貝
通路带宽	4千赫 (电话)
	5兆赫 (电视)

半波双极天綫間的路程衰减 L_p 为

$$L_p = 45D \cdot f$$