

数字对流层散射通信

《国外电子技术》一九七四年增刊(1)

对流层散射线路用的一种高效高速数字调制解调器.....	(1)
一种自适应偏压FSK对流层散射调制解调器的理论与试验性能.....	(19)
一种单级的检波前组合器-相干解调器.....	(24)
带内时-频-相编码通信系统.....	(28)
慢衰落瑞利信道编码分集系统的性能.....	(39)
瑞利衰落信道中具有反馈线路的选择性分集.....	(46)
用于扩散信道的一种将编码和调制相结合的方法.....	(55)
在相位随机变化情况下编码多频键控的最佳接收.....	(69)
FDM/FM 数字对流层散射传输采用分集时的误码率.....	(71)
频率选择性衰落信道上数字信号突发统计特性.....	(78)
关于调频-差分相干移相键控(FM-DCPSK)系统的符号间干扰 和邻近信道干扰.....	(82)
突发距离和多个突发的纠正.....	(85)
短波、对流层散射以及卫星信道上的纠错编码的性能.....	(93)
用复高斯对流层散射信道模拟器预测对流层散射调制解调器性能.....	(100)
计算机控制的对流层散射模拟和实际线路的比较.....	(105)
实现低数据率移动式对流层散射通信系统的可能性.....	(112)
编者的话.....	(封四)

国外电子技术编辑部
散射通信编译组

对流层散射线路用的一种高效高速数字调制解调器

P. A. Bello T. H. Crystal

本文介绍一种高效高速数字调制解调器, 并就一般典型军用线路的距离给出了相应的理论误码率性能与信噪比的关系。

1. 引言

由于军事上要求在对流层散射线路上传输数字数据, 因此对这些线路上用的数字调制解调器的最佳设计引起了兴趣。现有的终端设备是采用 FDM-FM 传输的, 而用这种设备来传数据时要求在基带中用许多低数据率的调制解调器, 每个调制解调器所占带宽为一个或几个原话路。这样的系统有如下的基本限制: 如果所要求的性能不至于很差的话, 则发射信号所占的射频带宽不应比介质的相关带宽大很多。性能下降的原因是当射频带宽的大小可以和相关带宽比拟时, 选择性衰落引起的交调失真太大而造成的。结果出现一个不可减小的误码概率, 即这种误码概率不能用增大信噪比来减小。

因为速调管放大器可以达到的射频带宽超过绝大多数对流层散射线路的相关带宽, 所以上面对 FDM-FM 发射信号的射频带宽的限制就限制了系统的数据率能力, 使之远远低于若没有这种限制的系统所能达到的数据率。

罗姆空军研制中心的 SIGNATRON 公司最近研究了大量调制解调方法目的是改善用于中距离和远距离对流层散射线路上的数字通信系统的性能并提高其数据率。一开始就决定对下面每种接近最佳系统的四种属性进行分析:

1. 在功率和带宽利用方面不作很大牺牲的条件下, 使多径引起的误码概率(即所谓不可减小的误码概率)小于加性噪声和平坦衰落引起的误码概率。
2. 非常有效的利用发射机的一次功率。
3. 非常有效的利用接收功率。
4. 有效的利用带宽, 即高的数据率占空因子。

本文中所报导的已经实现的接近最佳的一类系统中, 通过在接收机中加时间门同时在传输过程中采用接近矩形射频脉冲的方法, 可把多径效应引起的误码概率减小到所需的那么小的量级。发射机功率的最大利用是用发射恒定功率的电平来达到, 接收功率的最大利用是采用最大比值检波前相加、相干检波和接在

时间门后面的最佳接收机这些措施来达到。事实证明这种接收机除匹配滤波器外还需用自适应偏压。用四个频移中的一个和最多四个相移来调制射频脉冲, 这样来达到高数据率占空因子。通过改变相数和采用时分多路复用的频率分集, 可以在数据率与误码概率之间取许多种折衷方案。推荐的这种系统其效率的大部分是由于采用了自适应偏压的结果; 在采用纯频移键控时, 可以证明, 采用自适应偏压能使分集重数加倍〔见附录(45)式〕。Thomas⁽²⁾ 早已指出非相干系统采用自适应偏压可使分集重数加倍。

2. 系统介绍

这种高速调制解调器采用的基本调制方法是频移键控和相移键控。发射的信号由具有相同最大峰值功率的一连续脉冲序列(无间隙)所组成, 以充分地利用一次功率源的功率。一般情况下, 每个脉冲表示 M 个频率中的一个(M-FSK), 其相位为 N 个相位中的一种(N-PSK)。

这里讨论的系统依据是否用时间多路复用频率分集而分成两类, 不用频率分集的系统采用 4FSK, N-PSK 信息调制(N=1, 2, 4)。另一种系统采用二重或四重时间多路复用的频率分集, 二重分集系统用 2²FSK, N-PSK 调制(N=1, 2, 4), 四重分集系统用 2⁴PSK 和 4PSK 调制。

首先在假设时间门滤除了多径失真的条件下, 计算出这些系统的误码率, 然后计算单独由选择性衰落引起的与发射信号的脉冲宽度有关的不可减小误码率的上限。这样我们就可以决定为了使不可减小误码率足够小, 应该用多宽的脉冲宽度。

没有多径失真时误码率的估算可以这样进行: 在 SNR_s(模拟信噪比)低到足以使误码率大于 10⁻⁴ 的情况下模拟接收系统(计算误码率时, 模拟 100000 个样

* "A class of efficient high-speed digital modems for troposcatter links", IEEE Trans. on Comm. Technol. vol. COM-17 No2 Apr. 1969 pp. 162-183 (骆正彬译, 肖重庆校)。

点)。计算了较低误码率时的上限,但用于高信噪比时需作渐近校正。综合模拟的结果和渐近曲线,就得到在很宽的 SNR_s 范围内适用的误码率曲线。有关错误率边界的模拟和计算详情读者请参阅附录。

为实现检波前相加、相干检波和自适应偏压,接收机必须在四个可能脉冲频率的每个频率上连续地估算信道的传递函数。

为了给读者一个实现这种接收机方法的具体概念,我们给出了 4FSK 系统的方框图,并给出了某些系统参数的数值。这些方框图只是功能方框图,并不是实际实现时的详图。

图 1 是 4FSK 的发射机方框图。来自多路复用设备的 2 兆比特输入是:每个符号的持续时间为 1 微秒、四个符号一组的脉冲流。借助调制器中转换开关的作用,四个符号中的每个符号接通其对应的、来自晶体控制频率合成器单频信号的门。这些信号分别用 f_1 、 f_1+2 兆赫、 f_1+4 兆赫和 f_1+6 兆赫表示,其中 f_1 根据系统便于实现而选定。值得重视的是:任一给定单频所对应的门脉冲都是相干的,而且含有频率等于单频频率的离散分量。接收机取出这一离散分量,用此分量来进行相干检波和确定自适应偏压值。经适当的混频和速调管功率放大器放大后,这个信号就被发射出去。

4FSK 系统的接收机如图 2 所示。来自接收天线的输入信号经适当的射频滤波、中频滤波和混频后,送到四个并列的支路,然后根据给定的输入脉冲的频率选出四个频率中的一个。图中每一支路输入端的晶

体滤波器是用来提取四个频率中每一个的。实际上,晶体滤波器为选出实际的信号进行频率差拍。这些滤波器的带宽较以转换的单频的带宽小三个数量级以上。例如,晶体滤波器带宽范围为 100—1000 赫,而任一被转换的单频的带宽则大于 1 兆赫。接着是从被转换的单频中提取所需的相干分量,这是没有什么问题的。提取出来的单频有二个作用:一是用来相干检测给定频率的转换单频,一是用来得到适当的自适应(反向)偏压(见图)。晶体滤波器的部分输出经平方律检波检出导频信号并加到增益调节器(增益保持常数)后就得到所需的反向偏压。增益常数是以前对背工作方式依据系统工作的基本原理确定的。加偏压后,所有分集接收机的视频脉冲经适当的差分延迟调节后相加在一起,然后送到积分和清除滤波器。积分的时间经适当同步选在 1 微秒视频脉冲的中心 1/2 微秒。采用这种方法就留出了 1/2 微秒的保护带,使 1/2 微秒以下的多径展宽不起作用。四个积分和清除电路的取样输出在比较器中进行比较,选出其中最大的就是指定时隙内发射的四个一组符号中的一个。

在采用 PSK 的系统中,相位调制破坏了发射的导频分量,因此对这些系统来说,必须单独发射导频,否则就必须用相位抵消法重新产生导频。

时分多路复用的频率分集系统是在其他频率重复同样的相位信息。因此,例如一个四频系统就可用二个频隙作重复频隙,在不同的时隙重复发生,这样就得到了时分多路复用的二重频率分集。

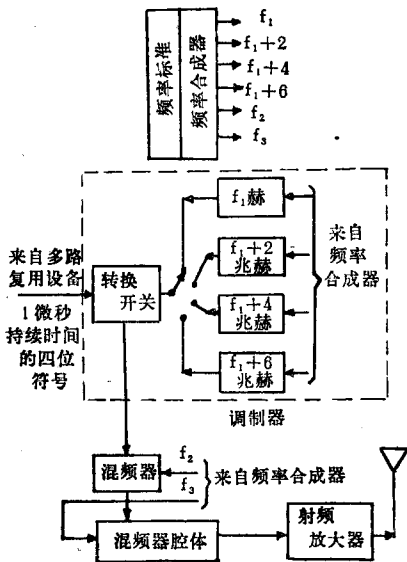


图 1 2兆比特系统的发射机方框图(自适应偏压,相干 4FSK)(图中 f_1, f_2, f_3 的单位为赫)

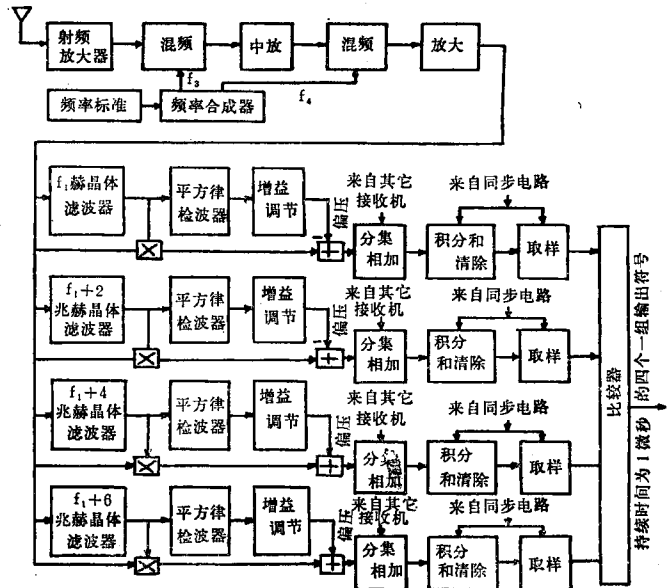


图 2 2兆比特系统的接收机方框(自适应偏压相干 4FSK)

3. 估算系统性能所选用的系统及信道参数

假定 FSK 频率之间的间隔是均匀的,则四个频率中每个频率的衰落之间的相关性将取决于线路参数和相邻频率之间的频率间隔。为了得到系统性能的数值结果,必须对频率间隔假设一个值,并采用一假定的线路模型。我们根据接收机中正交取样要求,相邻频率之间的间隔选用 2 兆赫则时间门就为 1/2 微秒。这样产生的信号就将占 10 兆赫的有效带宽;这是典型军用对流层散射线路的带宽。在假设门持续时间为固定而且已经消除了多径失真的条件下来讨论这些系统的误码率性能时,无需规定发射脉冲的宽度,因为脉宽只决定系统的数据率。实际上总有些多径失真,并且由于它而产生一个不可减小的误码概率且与发射的脉宽有关。采用固定门宽加长发射脉冲的方法,应该可以把多径失真减小到可以接受的低水平。表 1 列出了研究过的各种自适应偏压系统。

表 1 自适应偏压系统选用的参数

系 统	时分多路复用的频率分集	数据率(兆比特)
4FSK*, 4PSK	无	$4/T^{**}$
4FSK, 2PSK	无	$3/T$
4FSK	无	$2/T$
2FSK, 4PSK	二重	$1.5/T$
2FSK, 2PSK	二重	$1/T$
2FSK	二重	$0.5/T$
4PSK	四重	$0.5/T$
2PSK	四重	$0.25/T$

* FSK 的相邻频率间隔为 2 兆赫,接收机中所用的时间门为 1/2 微秒。

** T 为发射的脉冲宽度,单位为微秒。

估算系统性能一般用的信道模型是 Bello 和 Nelin⁽³⁾ 的纯频率选择性衰落模型,但这个模型需要知道延迟功率谱 $Q(\xi)$ 的详细特性。这个函数表示散射功率的分布与信道路径延迟之间的关系。资料[3]的计算是随便地假设 $Q(\xi)$ 是高斯形的,而现在我们则是根据散射传播和大气扰动的物理学采用理论推导的 $Q(\xi)$ 进行计算。不同对流层散射线路的 $Q(\xi)$ 的详细推导和 $Q(\xi)$ 的分布曲线读者可参阅资料[4]。此外,在[4]中还介绍了 $Q(\xi)$ 的付氏变换,它可看成是理论上的信道的频率相关函数。

4. 误码率特性

图 3 和图 4 是工作在 175 哩长线路上的 8 种自适应偏压系统的二进制误码率与输入信号功率/噪声功

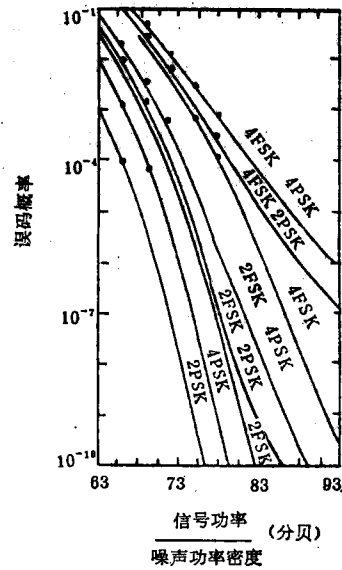


图 3 采用二重空间分集和 1/2 微秒门的自适应偏压系统其二进制误差概率与信号功率/噪声功率密度的关系曲线,线路长 175 哩

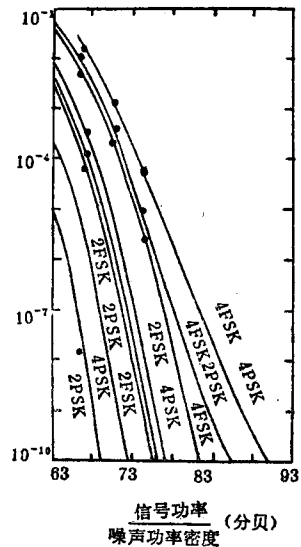


图 4 采用四重空间分集和 1/2 微秒门的自适应偏压系统其二进制误差概率与信号功率/噪声功率密度的关系曲线,线路长 175 哩

率密度比(SNDR)的关系曲线。圆点是由附录中所述模拟得到的数据。图 3 假设是二重空间分集工作,图 4 假设是四重空间分集工作。因为这些误码率不包括多径失真的影响,所以给定信噪比条件下不同线路上误码率的不同仅是由于每条线路上四个单频的衰落之间的相关性不同所造成的。因为在各单频的衰落不相

关时自适应偏压工作得最好，所以给定 SNDR 时，误码率随线路长度的增加而减小。因为线路长度在 150—350 哩范围内其误码率性能的变化很小，所以我们只给出 175 哩一条线路。

图 5 可以用来估算多径效应引起的系统性能的极限。这个图给出了每条线路由于多径效应造成的“等效”信号功率/噪声功率密度比与发射的脉冲宽度的关系曲线。所谓“等效”SNDR 的含意是：无多径失真系统的 SNDR 要求产生与单独由于多径失真造成的误码率一样。“等效”SNDR 的重要性简意是：输入 SNDR 不管多大，系统的有效 SNDR 的增大不能超过多径所造成的等效 SNDR。为了确定有多径失真时的系统性能，我们可采用公式：

$$\frac{1}{S_{\text{eff}}} = \frac{1}{S_{\text{eq}}} + \frac{1}{S}$$

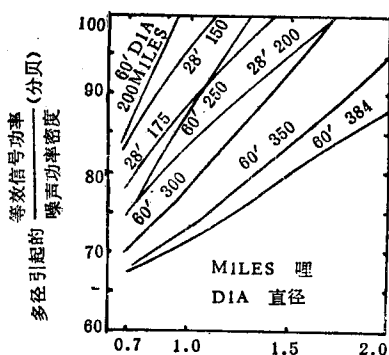


图 5 采用 0.5 微秒时间门的自适应偏压系统中，中等距离和远距离线路上多径所造成的等效信噪比（它是脉冲宽度的函数）的下限

式中 S_{eff} 是用无多径失真曲线计算误码率时所用的 SNDR， S_{eq} 是图 5 的等效 SNDR， S 是实际的输入 SNDR。图 5 的 SNDR 实际上是比较保守的计算，所以用图 5 估算出来的多径失真所引起的噪声一般比较大一点。

为了从码字的误码率计算出二进制误码率，我们假设就给定的发射字母来说由于噪声和失真的影响转变成其他字母的可能性是一样的，虽然严格地说这种相等转换的假设是不对的，但理论研究指出：系统性能的差别很小，以致没有必要再去化很大的精力来探讨如何有效地描述二进制符号与所用的高次字母之间的关系了。

对误码率曲线的研究指出了当数据率减小或时分多路复用的频率分集重数增加时，所预期的系统性能改善。4FSK，N-PSK(N=1, 2, 4)系统没有采用时分多路复用的频率分集，2FSK，N-PSK(N=1; 2,

4)采用二重时分多路复用的频率分集，N-PSK(N=2, 4)系统采用四重时分多路复用的频率分集。

值得注意的是，跟采用二重频率分集的 2PSK 或 4PSK 系统一样，SNDR 大的时候，4FSK 系统的误码率随 SNDR 而下降。这是因为各频率的衰落不相关时自适应偏压的作用确实使分集加倍(采用功率分割)的结果(见附录)。2FSK 的二重频率分集与 4PSK、2PSK 的四重频率分集系统也有类似的渐近 SNDR 特性。

研究一下曲线我们就可发现：4PSK 系统与 2FSK 系统虽然数据率相同，但前者比后者好 3db 左右。这是因为在 2FSK 系统中，只有当两频率的衰落不相关时，自适应偏压才使采用功率分割的分集加倍。因此，系统有效地工作在四重频率分集，而其功率较该系统按理想的时分多路复用分集工作时小 3db。因为工作脉宽相同采用检波前相加和相干检波的 2FSK 和 4PSK 的误码率特性是一样的，所以 2FSK 系统比 4PSK 系统差 3db。严格地说在四个频率上的衰落是相关时才有这 3db 的差别，这可通过模拟来证实。

5. 各种自适应偏压系统的比较

8 种自适应偏压系统为在数据率、SNDR 和误码率之间取折衷提供了各种方案。这些折衷方案取决于所用的线路长度和空间分集的重数。所用的线路越长，使不可减小误码率保持在规定值以下所需的脉冲持续时间就越长，结果的数据率就越低。表 2 和表 3 列出了每种自适应偏压系统所需的脉宽及其相应的数据率，以保证 175 哩和 350 哩的线路在采用二重空间分集时不可减小误码率可达到 10^{-7} 、 10^{-8} 和 10^{-9} 。

值得注意的是，对 350 哩这条线路来说，4FSK，N-PSK 系统(N=1, 2, 4)由于时间门而造成很大的功率损耗。为使不可减小误码率达到 10^{-9} ，4FSK、4PSK 系统要求的脉宽将接近 2.5 微秒。因为假设时间门为 1/2 微秒，所以对这种系统来说，由于时间门造成的功率损耗约为 7 分贝。但是这样小的不可减小误码率是不必要的，因为从图 3(采用渐近逐伸)我们可以看到，在 4FSK/4PSK 系统中，由于平坦衰落和相加性噪声的原因，为了达到 10^{-8} 的误码率所需的信号功率/噪声功率密度之比为 102.5 分贝。这一数值超过了目前可以得到的发射机功率电平所能达到的长期中值。更合理的值是选用 80 分贝。如果要求误码率为 10^{-8} ，则必须采用按二重频率分集方式工作的 2FSK、2PSK 系统。这个系统在距离为 350 哩的线路上采用二重空间分集工作时，实现不可减小误码率为 10^{-9} 所需的脉宽只需 1.48 微秒。但其数据率则稍小于 1 兆比/秒。

表2 在一条采用二重空间分集的 175 哩的线路上工作的各种自适应偏压系统, 为使不可减小误码率达到规定值所需的脉宽和相应的数据率

系 统	10^{-4}		10^{-5}		10^{-6}	
	脉 宽(微秒)	数 据 率 (兆比/秒)	脉 宽(微秒)	数 据 率 (兆比/秒)	脉 宽(微秒)	数 据 率 (兆比/秒)
4FSK, 4PSK	1.28	3.12	1.4	2.86	1.7	2.35
4FSK, 2PSK	1.12	2.68	1.32	2.27	1.5	2.00
4FSK	0.91	2.20	0.99	2.02	1.07	1.87
2FSK, 4PSK (二重频率分集)	0.77	1.95	0.84	1.79	0.9	1.67
2FSK, 2PSK (二重频率分集)	0.69	1.45	0.74	1.35	0.81	1.23
2FSK (二重频率分集)	0.63	0.80	0.71	0.71	0.75	0.67
4PSK (四重频率分集)	0.60	0.84	0.63	0.80	0.67	0.75
2PSK (四重频率分集)	0.52	0.48	0.55	0.45	0.58	0.43

表3 在一条采用二重空间分集的 350 哩的线路上工作的各种自适应偏压系统, 为使不可减小误码率达到规定值所需的脉宽和相应的数据率

系 统	10^{-7}		10^{-8}		10^{-9}	
	脉 宽(微秒)	数 据 率 (兆比/秒)	脉 宽(微秒)	数 据 率 (兆比/秒)	脉 宽(微秒)	数 据 率 (兆比/秒)
4FSK, 4PSK	2.08	1.92	2.26	1.77	2.47	1.67
4FSK, 2PSK	1.88	1.60	2.09	1.44	2.27	1.32
4FSK	1.56	1.28	1.67	1.20	1.78	1.12
2FSK, 4PSK (二重频率分集)	1.37	1.09	1.48	1.01	1.59	0.94
2FSK, 2PSK (二重频率分集)	1.20	0.83	1.32	0.76	1.43	0.70
2FSK (二重频率分集)	1.10	0.45	1.18	0.42	1.24	0.40
4PSK (四重频率分集)	0.95	0.53	1.02	0.49	1.09	0.46
2PSK (四重频率分集)	0.70	0.36	0.86	0.29	0.97	0.26

在四重空间分集工作时(本文没有给出), 我们发现某些频率分集系统所需的脉宽接近甚至等于 1/2 微秒, 这表明只有很小或者完全没有保护时间。四重空间分集和频率分集的功率利用率是很高的, 以致达到低误码率所需的信噪比即使所用的门工作比(duty cycle)非常高时也较等效信噪比小很多。

为了描述各种自适应偏压系统之间数据率与信噪比的折衷值, 我们就表 2 和表 3 的每一系统划出了图 6 和图 7 的数据率与信号功率/噪声功率密度比之间的关系曲线; 图中各系统由于加性噪声和平坦衰落的原因可以达到的误码率为 10^{-6} 、 10^{-7} 和 10^{-8} 。调节每一系统的脉冲长度, 使不可减小误码率保持在加性噪声与平坦衰落造成的误码率的 1/10 以下。

图 6 和图 7 中的虚线表示: 脉宽总是调节在不可

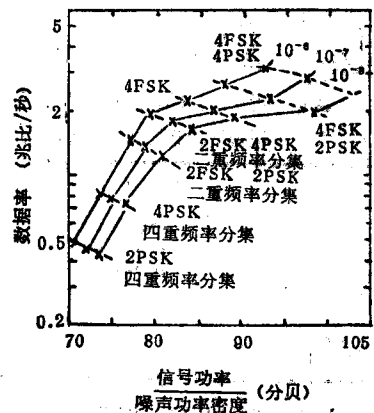


图6 采用二重空间分集和 1/2 微秒时间门的自适应偏压系统其数据率与 SNR 之间的折衷, 线路长 175 哩

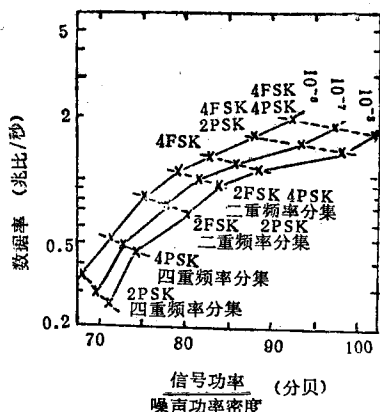


图7 采用二重空间分集和1/2微秒时间门的自适应偏压系统其数据率与SNR之间的折衷, 线路长350哩

减小误码率保持在加性噪声与平坦衰落造成的误码率的1/10以下时, 所示系统在达到不同误码率时数据率与信噪比(SNR)的关系。在图6和图7中没有画出按二重(时分多路复用)频率分集方式工作的2FSK系统, 因为正如第3节中所讨论的, 在同样数据率下, 2FSK系统需要的功率要比采用二重(时分多路复用)频率分集的4PSK系统大3db。

一旦线路需要的数据率和误码率一确定, 图6和图7这样的曲线对于确定采用什么系统是很有用的。这些曲线也表明, 放宽数据率或误码率要求, 可以换取功率的节省。因此, 如果我们要求误码率为 10^{-8} 时数据率为2兆比/秒, 则在信号功率/噪声功率密度比可以达到98.5db的情况下, 可以用4FSK, 2PSK系统。如果数据率要求放宽到1.67兆比/秒, 那么采用二重频率分集的2FSK、2PSK, 只需84db信号功率/噪声功率密度比就能达到 10^{-8} 的误码率, 功率节省了14.5分贝。换言之, 如果误码率要求从 10^{-8} 放宽到 10^{-7} , 那么合适的系统就可以用4PSK系统; 它在信号功率/噪声功率密度比为88分贝时, 数据率约2

兆比/秒, 发射机功率节省将近10.5分贝。

在结束本节时, 我们有必要指出一点: 我们选用的0.5微秒时间门和4个频率的系统虽然简单, 但对长的线路来说未必是最好的选择。对于更远距离的线路来说, 采用更宽的脉冲和更多的频率可使系统效率更高。

6. 自适应偏压系统与FDM/FM系统的比较

在资料[5]中对传输数据的FDM/FM系统的性能作了分析。自适应偏压系统与FDM/FM系统的性能比较证明前者有很大的优越性。即使不考虑在FDM/FM系统中由于选择性衰落所造成的很严重的不可减小误码率限制, 在加性噪声造成的误码率相同的条件下, 为达到相同的数据率, FDM/FM要求的功率要大得多。

为了更明确起见, 我们制成表4, 在表中我们就工作在175哩线路上、采用二重频率分集工作、数据率大致相同的各系统作了比较。假设FDM/FM系统的容量为96路, 每路有一四相PSK付载波, 其调制指数和基频带宽跟现有线路上用的一致。结果得到的数据率为0.768兆比/秒。

相位和频率的数目规定时, 自适应偏压系统的数据率取决于多径效应忽略不计为达到规定误码率所分配的脉冲时间与带宽之乘积。因此, 根据图5, 一个门时间为1/2微秒、脉宽为1微秒的自适应偏压系统其不可减小误码率相当于信噪比89.3分贝。脉宽增大到1.25微秒, 等效信噪比就增大到96.5分贝。因为根据表4所列的2FSK, 2PSK系统, 信号功率/噪声功率密度比只需80.6分贝, 就可以得到 10^{-8} 的误码率, 而且误码率大于 10^{-8} 时选择性衰落与加性噪声相比可以忽略, 所以为保持 10^{-8} 的误码率, 脉宽在1.00—1.25微秒范围内比较适宜。2FSK、2PSK系统相应的数据率将为0.8—1.0兆比。

表4 无交调失真的FDM-FM系统和自适应偏压系统为达到规定的误码率所需的信号功率/噪声功率密度的比较; 数据率大致相同, 线路长175哩, 采用二重分集

系 统	数 据 率 (Mb/s)	误码率为 10^{-4} 时的SNDR(db)	10^{-5} 时 SNDR(db)	10^{-6} 时 SNDR(db)	10^{-7} 时 SNDR(db)	10^{-8} 时 SNDR(db)
FDM-FM 96路 无交调失真	0.768	86	91	96	101	106
自适应偏压系统 2FSK, 2PSK 1/2 μ s $\uparrow$	0.8—1.0	72.7	75	76.8	78.6	80.6

从表4我们看到, 2FSK、2PSK自适应偏压系统其数据率可达1兆比左右, 而比误码率在 10^{-4} — 10^{-8} 范围内的无交调失真的FDM-FM系统功率可以小

13—25分贝。需要的误码率越低, 自适应偏压系统的优越性也就越大。应该指出, 按照资料[5]的计算, FDM/FM系统由于多径的影响有一数量级为 10^{-8}

的不可减小误码率。

附 录

自适应偏压系统的分析和模拟

A. 引言

在这一节,我们将推导正文中讨论的自适应偏压系统的性能公式。我们分开进行讨论: B 节和 C 节讨论平坦衰落信道中加性噪声引起的误码概率, D 节讨论选择性衰落引起的误码概率, E 节介绍计算机模拟误码率大于 10^{-4} 的自适应偏压系统的详细情况。

B. 误码率边界: 无频率分集方式

在这一节和下一节我们假设已经用方脉冲和适当同步的时间门消除了选择性衰落引起的符号失真和符号间干扰的影响。因此,对于任一给定的脉冲,我们可以把信道表征成简单的平坦-平坦随机信道,在这样的信道中,信道的作用只是迭加一个随机的复数增益,而在脉冲持续期间此增益保持常数。这个随机的复数增益正好是按脉冲频率计算的真正信道的传递函数。如果脉冲的频率改变则随机复数增益也改变;不同脉冲频率的增益之间的相关性取决于频率相关函数。

当我们在已知不同的可能频率上的信道增益情况下观察时间门后的接收信号时,就会发现它是叠加有加性噪声的一组已知波形中的一个。假设背景噪声是白噪声,则适用于这样信号组的最佳接收机就是对加有负偏压的一组匹配滤波器的输出进行取样。

每个滤波器跟一个可能的信号匹配,而且其输出在输入脉冲的后沿时被取样。当象本文所假设的那样,所有信号有相等的先验概率时,如果没有噪声且收到的信号与滤波器匹配的话,则与特定匹配滤波器相联系的负偏压的数值正好等于取样输出的一半。因此,匹配滤波器有最大取样偏压输出的那一组就认为已经收到了信号。

我们假设这组可能发送的频率取相邻频率之间的间隔是均匀的,且等于门持续时间的倒数。因此,根据上面的各种假设,在假设发射频率为 k/T_g 的情况下,第 l 个分集接收机的接收信号的复数包络*为:

$$Y_l(t) = \exp\left[j2\pi\frac{k}{T_g}t\right] \exp\left[j\frac{2\pi}{N}S\right] g_{kl} + n_l(t) \quad (1)$$

$$S=0, 1, \dots, N-1, \quad 0 < t < T, \quad k=0, 1, \dots, M-1$$

式中 T 是一个发射脉冲宽度的持续时间, $0 < t < T$ 表示时间间隔,在此期间若没有多径存在就可收到典型的脉冲, T_g 是门的持续时间, g_{kl} 是第 l 个分集接收

机在频率 k/T_g 赫时的传递函数增益, $n_l(t)$ 是背景白噪声的复数包络。

现在我们可以把与具有第 p 个频率和第 r 个相位(即频率为 p/T_g 赫,相位为 $2\pi r/N$ 弧度)的脉冲相匹配的滤波器的归一化取样输出表示成:

$$\omega'_{pr} = \exp\left[-j\frac{2\pi r}{N}\right] g_{pl} * \frac{1}{T_g} \int_{t_1}^{t_1+T_g} Y_l(t) \cdot \exp\left[-j2\pi\frac{p}{T_g}t\right] dt \quad (2)$$

式中 $t > 0$, $t_1 + T_g < T$ 。因此,当脉冲以第 k 个频率和第 s 相位被发射时,

$$\omega'_{pr} = \begin{cases} g_{pl} * \eta_{pl} \exp\left[-j\frac{2\pi r}{N}\right], & p \neq k \\ |g_{kl}|^2 \exp\left[j\frac{2\pi}{N}(S-r)\right] + g_{kl} * \eta_{kl} \cdot \exp\left[-j\frac{2\pi r}{N}\right], & p = k \end{cases} \quad (3)$$

这里我们定义积分后的噪声为:

$$\eta_{pl} = \frac{1}{T_g} \int_{t_1}^{t_1+T_g} n_l(t) \exp\left[-j2\pi\frac{p}{T_g}t\right] dt, \quad (4)$$

$$p=1, 2, \dots, M.$$

假设 $\eta_l(t)$ 是白噪声,我们很快就发现不同滤波器输出端的噪声都是独立的,而且有相同的强度,即:

$$\overline{\eta_{pl} * \eta_{ql}} = \begin{cases} 0 & p \neq q \\ 2N_0/T_g, & p = q \end{cases} \quad (5)$$

式中 N_0 是实际加性白背景噪声的单边功率密度。

从公式(3)我们可以看到,由于归一化的结果,没有噪声时第 p 个匹配滤波器的取样输出在其输入是匹配信号时正好等于 $|g_{pl}|^2$ 。因此,偏压校正的取样输出等于:

$$\omega'_{pr} - \frac{1}{2} |g_{pl}|^2 = \begin{cases} g_{pl} * \eta_{pl} \exp\left[-j\frac{2\pi r}{N}\right] - \frac{1}{2} |g_{pl}|^2 & p \neq k \\ |g_{kl}|^2 \left\{ \exp\left[j\frac{2\pi}{N}(S-r)\right] - \frac{1}{2} \right\} + g_{kl} * \eta_{kl} \exp\left[-j\frac{2\pi r}{N}\right], & p = k \end{cases} \quad (6)$$

为了得到最后判决发射的相位和频率所需的真实

* 实际接收波形为 $\text{Re}\{Y_l(t)e^{j2\pi f_0 t}\}$, 其中 f_0 是载波频率。为了方便,讨论中我们没有明确地提到载频。因此,虽然在分析过程中我们用 k/T_g 赫表示单频的位置,其实应理解在 $f_0 + k/T_g$ 赫。

输出的实部,我们必须取出(6)式的实部。这项运算相当于在接收机中进行相干检测。然后,分集组合把这些实部相加起来。因此,我们如果把在第 p 个频率和第 r 个相位时分集组合后的输出表成 q_{pr} , 则

$$q_{pr} = \sum_{i=1}^L R_i \left\{ g_{pi}^* \eta_{pi} \exp \left[-j \frac{2\pi r}{N} \right] \right\} - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^L |g_{pi}|^2, \quad p \neq k \quad (7)$$

$$q_{kr} = \left\{ \cos \left[\frac{2\pi}{N} (S-r) \right] - \frac{1}{2} \right\} \sum_{i=1}^L |g_{ki}|^2 + \sum_{i=1}^L R_i g_{ki}^* \eta_{ki} \exp \left[-j \frac{2\pi r}{N} \right], \quad (8)$$

接收机的判决变量是 $\max_{p,r} \{q_{pr}\}$ 。

$$\text{仅当 } \max_{p,r} \{q_{pr}\} = q_{ks} \quad (9)$$

时,对发射频率为 k/T_s 赫相位为 $2\pi S/M$ 弧度的脉冲的接收才不会发生错误。

现在我们推导误码概率的联合边界近似式。发射的是第 k 个频率和第 S 相位这一条件下的误码概率为:

$$P_{ks} = P_r \left[\bigcup_p \bigcup_r \{q_{ks} - q_{pr} < 0\} \right] \quad (10)$$

式中

$$\{q_{ks} - q_{pr} < 0\} \quad (11)$$

表示 q_{ks} 小于 q_{pr} 这一事件, U 表示逻辑联合。我们选择的联合边界为:

$$P_{ks} < \sum_{p=0}^{M-1} P_r \left[\bigcup_{r=0}^{N-1} \{q_{ks} - q_{pr} < 0\} \right] \quad (12)$$

首先考虑概率

$$P_r \left[\bigcup_{r=0}^{N-1} \{q_{ks} - q_{pr} < 0\} \right] \quad (13)$$

也就是说,我们先考虑在正确频率上选取错误相位的概率。因为在相同频率时偏压抵消了,所以这一概率与具有理想参考相位的多路PSK系统中的误码概率一样,后者在资料[6]的附录I中有近似式。将结果用于本文,我们得到:

$$\begin{aligned} P_r \left[\bigcup_{r=0}^{N-1} \{q_{ks} - q_{kr} < 0\} \right] &< 2P^L \sum_{i=0}^{L-1} [1-P]^i C_i^{L-1-i} \\ &= 2 \sum_{i=0}^{L-1} P^{L+i} (-1)^i C_i^{L-1-i} C_{L-1-i}^{L-1-i}, \quad N > 2 \end{aligned} \quad (14)$$

式中

$$P = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\rho \sin^2(\pi/N)}}} \right] \quad (15)$$

$$\rho = \frac{|g|^2}{2N_0/T_s} \quad (16)$$

是带宽等于 $\frac{1}{T_s}$ 时的信噪比(SNR)。我们用符号 $|g|^2$ 表示 $|g_{pi}|^2$ 的公共数值。 $N=2$ 时,正确的答案等于(14)式右边的 $\frac{1}{2}$ 。

现在我们来考虑在错误频率上选取相位的概率,即,

$$P_r \left[\bigcup_{r=0}^{N-1} \{q_{ks} - q_{pr} < 0\} \right], \quad p \neq k \quad (17)$$

这一概率的简单上限为联合边界

$$P_r \left[\bigcup_{r=0}^{N-1} \{q_{ks} - q_{pr} < 0\} \right] < \sum_{i=0}^{N-1} P_r [\{q_{ks} - q_{pr} < 0\}] \quad (18)$$

$q_{ks} - q_{pr}$ 之差等于:

$$\begin{aligned} q_{ks} - q_{pr} = \sum_{i=1}^L \left[\frac{1}{2} |g_{ki}|^2 + \frac{1}{2} |g_{pi}|^2 + R_i \{g_{ki}^* \eta_{ki}\} \right. \\ \left. - R_i \{g_{pi}^* \eta_{pi} \exp \left[-j \frac{2\pi r}{N} \right] \} \right] \end{aligned} \quad (19)$$

因为加性噪声 η_{pi} 与(19)式其他变量无关,而且有均匀的相位分布,所以相位项 $\exp[-j2\pi r/N]$ 可以把它合并进去,而且(18)式的右边项的概率与 r 无关。因此,(18)式的联合边界可写成:

$$P_r \left[\bigcup_{r=0}^{N-1} \{q_{ks} - q_{pr} < 0\} \right] < NP_r [Q_{kp} < 0] \quad (20)$$

式中

$$\begin{aligned} Q_{kp} = \sum_{i=1}^L \left[\frac{1}{2} |g_{ki}|^2 + \frac{1}{2} |g_{pi}|^2 + R_i \{g_{ki}^* \eta_{ki}\} \right. \\ \left. - R_i \{g_{pi}^* \eta_{pi}\} \right] \end{aligned} \quad (21)$$

对于大的 N 值,可以推导出比(18)式更满意的边界。但是,因为资料[6]的研究指出,在对流层散射线路中多于四相多半是不感兴趣的,所以我们不进一步研究了。

研究(20)式的 Q_{kp} 可以看出,它在形式上上限 L 条空间分集信道(每一信道在第 k 和第 p 频率上进行频率分集)上二进制FSK传输的检波前分集组合的相干检测判决变量是一样的。现在我们来计算这一误码概率的明确的表示式。

在(21)式中如果我们引进新变量:

$$x_i = \frac{g_{ki} + g_{pi}}{2} \quad (22)$$

$$y_i = \frac{g_{ki} - g_{pi}}{2} \quad (23)$$

$$m_i = \eta_{ki} + \eta_{pi} \quad (24)$$

$$q_i = \eta_{ki} + \eta_{pi} \quad (25)$$

那么很快就可以确定

$$Q_{kp} = \sum_{i=1}^L R_s \{x_i + m_i\} + \sum_{i=1}^L R_s \{y_i + \eta_i\} \quad (26)$$

式中 x_i , y_i , m_i 和 η_i 都不相关, 而且是高斯独立的。这些新变量的强度为:

$$|x_i|^2 = \frac{1}{2} |g|^2 [1 + \lambda] \quad (27)$$

$$|y_i|^2 = \frac{1}{2} |g|^2 [1 - \lambda] \quad (28)$$

$$|m_i|^2 = |\eta_i|^2 = 2 \frac{|g|^2}{\rho} = 4N_0/T_s \quad (29)$$

这里我们规定相关系数 λ 等于:

$$\lambda = \frac{g_{ki}^* g_{pi}}{|g|^2} \quad (30)$$

这一相关系数刚好等于频率间隔相当于第 k 和第 p 频率之间的频率值, 且归一化为零频率间隔时的单位值的信道的相干函数。为了使表示式简单而又不失其普遍性, 我们在以后的分析中采用归一化的

$$|g|^2 = 1 \quad (31)$$

引进(22)-(25)的新变量后, 我们就可以把变量 Q_{kp} 以独立复数高斯变量表示成 Hermitian 对称二次型。因此, Q_{kp} 的特征函数就等于:

$$\exp[SQ_{kp}] = [\exp[sR_s \{x_i^* (x_i + m_i)\}]]^L \cdot [\exp[sR_s \{y_i^* (y_i + \eta_i)\}]]^L \quad (32)$$

(32)式的典型平均为:

$$\exp[sR_s \{U^* V\}] \quad (33)$$

式中 U 和 V 都是来自几个源的相关复数高斯变量。Turin⁽⁷⁾ 推导了以复数高斯 (平均值为零) 变量表示的一般 Hermitian 对称二次形式的特征函数:

$$\phi(s) = \overline{e^{sQ}} = \frac{1}{\det[I - sMQ]} \quad (34)$$

式中 M 是复数高斯变量的矩阵, Q 是二次型的矩阵, I 是单位矩阵。根据(34)式, 我们得到:

$$\frac{\exp[sR_s \{x_i^* (x_i + m_i)\}]]}{1 - s \left(\frac{1+\lambda}{2} \right) - \frac{s^2}{2\rho} \left(\frac{1+\lambda}{2} \right)} \quad (35)$$

$$\frac{\exp[sR_s \{y_i^* (y_i + \eta_i)\}]]}{1 - s \left(\frac{1-\lambda}{2} \right) - \frac{s^2}{2\rho} \left(\frac{1-\lambda}{2} \right)} \quad (36)$$

所以

$$F_L(S) = \overline{e^{SQ_{kp}}} = \frac{1}{\left[1 - s \left(\frac{1+\lambda}{2} \right) - \frac{s^2}{2\rho} \left(\frac{1+\lambda}{2} \right) \right]^L} \cdot \frac{1}{\left[1 - s \left(\frac{1-\lambda}{2} \right) - \frac{s^2}{2\rho} \left(\frac{1-\lambda}{2} \right) \right]^L} \quad (37)$$

如果我们注意到(37)式的右边可以表示成形式:

$$\frac{1}{\left[1 - \left(\frac{1+\lambda}{2} \right) \gamma \right]^L} \cdot \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{1-\lambda}{2} \right) \gamma \right]^L} \quad (38)$$

其中

$$\gamma = S + \frac{S^2}{2\rho} \quad (39)$$

那么我们就可按 γ 的部分展开式, 以下面的形式来表示 $F_L(S)$:

$$F_L(S) = \sum_{i=1}^L C_{L-i}^{L-1} (-1)^{L-i} \frac{(1+\lambda)^L (1-\lambda)^{L-i}}{(2\lambda)^{2L-i}} \cdot \frac{1}{\left[1 - s \left(\frac{1+\lambda}{2} \right) - \frac{s^2}{2\rho} \left(\frac{1+\lambda}{2} \right) \right]^L} + \sum_{i=1}^L C_{L-i}^{L-1} (-1)^L \frac{(1+\lambda)^{L-i} (1-\lambda)^L}{(2\lambda)^{2L-i}} \cdot \frac{1}{\left[1 - s \left(\frac{1-\lambda}{2} \right) - \frac{s^2}{2\rho} \left(\frac{1-\lambda}{2} \right) \right]^L} \quad (40)$$

现在特征函数的形式就成为:

$$\frac{1}{\left[1 - as - \frac{s^2}{2\rho} \right]^L} \quad (41)$$

它跟具有 L 重检波前最大比值组合 $\frac{2}{D}$ 和 SNR 为 $\frac{1}{2\rho a}$

的二相 PSK 信号在采用相干检测时所对应的判决变量的特征函数是一样的。因为误码率依据特征函数可以表示成线性运算, 所以我们把所需的误码率表示成:

$$Pr[Q_{kp} < 0] = H_L(\rho, \lambda) = \sum_{i=1}^L C_{L-i}^{L-1} \frac{(1+\lambda)^L (\lambda-1)^{L-i}}{(2\lambda)^{2L-i}} \cdot P_i \left(\rho \frac{1+\lambda}{4} \right) + \sum_{i=1}^L C_{L-i}^{L-1} \frac{(1+\lambda)^{L-i} (\lambda-1)^L}{(2\lambda)^{2L-i}} \cdot P_i \left(\rho \frac{1-\lambda}{4} \right) \quad (42)$$

式中 $P_i(\rho)$ 是上面提到的二进制 PSK 误码率, 它等于:

$$P_i(\rho) = P^i \sum_{k=0}^{L-i} [1-P]^k C_k^{L-i}$$

$$= \sum_{q=0}^{L-1} P^{L+q} (-1)^q C_q^{L-1+q} C_{L-1-q}^{L-1-q} \quad (43)$$

$$\text{其中 } P = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1+1/\rho}} \right] \quad (44)$$

当相关系数是 0 或 1 时, $Q_{k,p}$ 的特征函数(38)式就简化为(41)式那样的典型形式, 所以(42)式简化成简单的表示式:

$$H_L(\rho, 0) = P_{2L} \left(\frac{\rho}{4} \right) \quad (45)$$

$$H_L(\rho, 1) = P_L \left(\frac{\rho}{2} \right) \quad (46)$$

从(46)式我们可以清楚地看到正文中经常提到的分集加倍效应。

把(42), (20)和(14)式代入(12)式, 我们就得到发射的是第 k 频率和第 s 相位这一条件下的误码概率(10)式的边界值:

$$P_{k,s} < \begin{cases} 2P_L \left(\rho \sin^2 \frac{\pi}{N} \right) + N \sum_{p=0}^{M-1} H_L(\rho, \lambda) \\ (k-p)), N > 1 \end{cases} \quad (47)$$

$$\sum_{p=0}^{M-1} H_L(\rho, \lambda(k-p)), N=1 \quad (48)$$

其中 $\lambda = \lambda(k-p)$ (49)
表示两单频之间的相关仅跟间隔频率有关。

假设所有符号都等概, 则无条件错字率的边界等于:

$$P_c < \begin{cases} \frac{1}{M} \sum_{q=1}^{M-1} (M-q) H_L(\rho, \lambda(q)), N=1 \\ 2P_L \left(\rho \sin^2 \frac{\pi}{N} \right) + \frac{N}{M} \sum_{q=1}^{M-1} (M-q) \\ H_L(\rho, \lambda(q)), N > 1 \end{cases} \quad (50)$$

为了确定二进制误码率, 必须规定二进制符号和 M 频 N 相字母之间的变换规则。这里我们不想寻求最佳变换和在假定检测一符号时出现错误判成其它符号的可能性是一样的假设下求二进制误码率的大小。在此情况下, 我们很容易求得二进制误码率为:

$$P_b = \frac{MN}{2(MN-1)} P_c \quad (51)$$

对于大的 MN 值, 它接近于错字率的 $\frac{1}{2}$ 。

C. 误码率边界: 分集方式

在 D 重时间多路复用分集方式中, M 个单频按 M/D 个单频一组分成了 D 组, 在 D 组的每一组中连续发射相同的信息。把与每个典型传输相对应的 D 个检波后的输出都汇总起来, 并在进行判决以前与相应的其它空间分集信道的汇总后输出相加。从(7)和(8)式

我们看到这些汇总后的输出其一般形式为:

$$q_{pr} = \sum_{d=1}^n \sum_{l=1}^r R_e \left\{ g_{p/d} * \eta_{p/d} \exp \left[-j \frac{2\pi r}{N} \right] \right\} \\ - \frac{1}{2} \sum_{d=1}^n \sum_{l=1}^r |g_{p/d}|^2, p \neq k \quad (52)$$

$$q_{kr} = \left(\cos \left[\frac{2\pi}{N} (s-r) \right] - \frac{1}{2} \right) \sum_{d=1}^n \sum_{l=1}^r |g_{k/d}|^2 \\ + \sum_{d=1}^n \sum_{l=1}^r R_e (g_{k/d} * \eta_{k/d}) \exp \left[-j \frac{2\pi r}{N} \right] \quad (53)$$

如果我们把 $g_{p/d}$ 作为频率为

$$\frac{1}{T_g} \left(p + (d-1) \frac{M}{D} \right), p=0, 1, \dots, \left(\frac{M}{D} - 1 \right), \\ d=1, 2, \dots, D \quad (54)$$

时的传递函数, 那么对第 l 路空间分集信道来说, 特定频率分集方式的所有 M/D 个频率都占有相邻的频率。初步的分析已经证明, 这种安排是最好的, 但这里我们没有足够的时间来证实它。

为了得到误码率边界, 我们将利用(12)式的联合边界法。首先考虑 $p=k$, 也就是说, 在正确频率上选取错误相位的概率(见(13)式)。这一概率跟在组合后的 D 重频率分集和 L 重空间分集方式中具有理想相位参考的多路 PSK 系统的误码率一样, 后者在给定的空间分集信道上的频率之间是相关的。我们分二步来求这一误码概率的边界。第一步我们利用(20)式的求界方法得到:

$$P_{SR} = P_r \left[\bigcup_{r=0}^{N-1} \{ q_{ks} - q_{kr} < 0 \} \right] \\ < 2P_r \left[\sum_{d=1}^n \sum_{l=1}^r R_e \left(g_{k/d} * (g_{k/d} + \eta_{k/d}) \right) \right. \\ \left. \cdot \exp \left[j \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N} \right) \right] \right] < 0, N > 1 \quad (55)$$

$N=1$ 时 2 可以去掉, 不等式就变成等式。第二步, 我们可以用 Pierce⁽⁸⁾ 原来求相关衰落时所用的方法来求(55)式右边的误码概率与频率分集信道上的衰落是独立时对应的误码率之间的关系。如果频率分集信道相互都独立而且跟独立的空间分集信道从数学角度不可区分时(当然这里都是指分集相加后的输出而言的), 那么后者的概率可从资料[6]的附录 1 得到。

研究(55)式右边的误码率后我们注意到:

$$\left\{ \sum_{d=1}^n \sum_{l=1}^r R_e \left(g_{k/d} * (g_{k/d} + \eta_{k/d}) \exp \left[j \left(\frac{\pi}{2} \right) \right] \right) \right\}$$

$$-\frac{\pi}{N})\} < 0\} = \left\{ \sum_{d=1}^D \sum_{r=1}^L R_e(g_{k/d}^* (g_{k/d} + \hat{g}_{k/d})) < 0 \right\} \quad (56)$$

式中中等号表示事件都相同, 和

$$\hat{g}_{k/d} = \frac{\eta_{k/d}}{\sin(\pi/N)} \exp\left[j\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N}\right)\right] \quad (57)$$

(56)式中后一事件的概率可以认为是二相PSK在空间分集和频率分集信道采用最大比值检波前相加时的误码概率。在信道增益 $\{g_{k/d}\}$ 为已知值的条件下, 这一误码概率只跟总功率

$$S = \sum |g_{k/d}|^2 \quad (58)$$

有关。

因此, 我们可以写出

$$P_r \left[\sum_{d=1}^D \sum_{r=1}^L R_e(g_{k/d}^* (g_{k/d} + \hat{g}_{k/d})) < 0 \right] = f(S) \quad (59)$$

为了得到无条件的误码概率, 需要求出 $f(S)$ 对于 S 分布的平均值。但是正如Pierce⁽⁸⁾已经指出的那样, S 值小的时候 S 的密度函数等于:

$$W(S) \sim \frac{1}{(LD-1)! \det} S^{LD-1} \quad (60)$$

式中 $\det$ 是复数高斯随机变量集 $\{g_{k/d}\}$ 的矩阵之行列式。在大信噪比时, 绝大多数的错误都是由于信号强度矢量 S 的偶然的深衰落引起的, 而且在大信噪比时误码率的精确近似式可以通过(60)式右边求近似 $W(S)$ 的方法来求得。我们可以看到, 这种方法渐近地得到大信噪比时的正确结果和所有信噪比的上限。如果我们用这个近似式, 那么我们会发现无条件误码概率只通过行列式与分集信道的相关性有关。因此, 我们可以表示为:

$$\frac{\text{有相关衰落时的误码概率}}{\text{不相关衰落时的误码概率}} \approx \frac{\text{有相关衰落时矩}}{\text{有相关衰落时矩}} \frac{\text{矩阵行列式}}{\text{矩阵行列式}} \quad (61)$$

如果我们归一化

$$|g_{k/d}|^2 = 1 \quad (62)$$

那么不相关衰落时的矩阵的行列式就等于1。因为不相关衰落时的误码概率等于 $P_{LD}(\rho \sin^2 \pi/N)$, 对大的 ρ 值来说它跟 ρ^{LD} 成反比, 所以相关性的影响就好像是信噪比减小了 $[A_k]^{-1/D}$ 一样, 其中 A_k 是频率分集单频矩阵的行列式。因此, 我们得到边界:

$$P_r \left[\sum_{d=1}^D \sum_{r=1}^L R_e(g_{k/d}^* (g_{k/d} + \hat{g}_{k/d})) < 0 \right]$$

$$< P_{LD}([A_k]^{-1/D} \rho \sin^2(\pi/N)) \quad (63)$$

在大信噪比时, 上式是渐近地正确的。因此,

$$P_r \left[\bigcup_{r=0}^{N-1} \{q_{ks} - q_{kr} < 0\} \right]$$

$$< \begin{cases} 2P_{LD}([A_k]^{-1/D} \rho \sin^2(\pi/N)), & N > 1 \\ P_{LD}([A_k]^{-1/D} \rho), & N = 1 \end{cases} \quad (64)$$

现在我们考虑在错误频率上选取相位的概率, 即分析(17)式, 并且我们选取简单的联合边界(18)式。频率分集工作时, $q_{ks} - q_{kr}$ 之差等于:

$$q_{ks} - q_{kr} = \sum_{l=1}^L \sum_{d=1}^D \left[\frac{1}{2} |g_{k/d}|^2 + \frac{1}{2} |g_{p/d}|^2 + R_e\{g_{k/d}^* \eta_{k/d}\} - R_e\{g_{p/d}^* \eta_{p/d}\} \right] \quad (65)$$

这里我们已经合并了 $\eta_{p/d}$ 中的相位项 $\exp[-j2\pi r/N]$ 。因为 $\eta_{p/d}$ 的相位是均匀分布的, 而且 $\{\eta_{p/d}\}$ 都是独立的, 所以这种合并不改变 $\{\eta_{p/d}\}$ 的分布, 并且我们看到 $q_{ks} - q_{kr}$ 与 r 是统计独立的。因此,

$$P_r \left[\bigcup_{r=0}^{N-1} \{q_{ks} - q_{kr} < 0\} \right] < NP_r[\{q_{ks} - q_{kr} < 0\}] \quad (66)$$

为了确定(66)式右边概率的边界, 我们可以用(61)式的方法来得到:

$$P_r[\{q_{ks} - q_{kr}\} < 0] < P_{2LD}([B_{kp}]^{-1/2D} \frac{\rho}{4}) \quad (67)$$

式中 B_{kp} 是包含在指定的集合 $g_{k/d}$ (l 为任意值)中的 $2D$ 个单频的行列式。如果选用(55)式的频率分集方法, 则行列式 B_{kp} 就成为只是 $(k-p)$ 的函数, 而且行列式 A 与 k 无关, 即

$$B_{kp} = B(k-p), \quad A_k = A \quad (68)$$

把(67), (60), (64)和(68)代入(12)式, 我们得到第 k 频率和第 s 相位已发射条件下的误码概率的边界:

$$P_{sk} < \begin{cases} 2P_{LD}([A]^{-1/D} \rho \sin^2(\pi/N)) + N \sum_{p=0}^{(M/D)-1} P_{2LD}([B(k-p)]^{-1/2D} \frac{\rho}{4}), & N > 1 \\ \sum_{p=0}^{(M/D)-1} P_{2LD}([B(k-p)]^{-1/2D} \frac{\rho}{4}), & N = 1 \end{cases} \quad (69)$$

假设所有的符号都等概, 则无条件的误码边界等于:

$$P_e < \begin{cases} 2P_{LD}([A]^{\frac{1}{D}} \rho \sin^2(\pi/N)) + \frac{N}{M} \sum_{q=1}^{(M/D)-1} \\ \left(\frac{M}{D} - q \right) P_{2LD}([B(q)]^{\frac{1}{2D}} \frac{\rho}{4}), \\ N > 1 \\ \frac{1}{M} \sum_{q=1}^{(M/D)-1} \left(\frac{M}{D} - q \right) P_{2LD}([B(q)]^{\frac{1}{2D}} \frac{\rho}{4}), \\ N = 1 \end{cases} \quad (70)$$

我们用跟(51)式同样的方法, 得出二进制误码率与错字率之间的关系。

D. 自适应偏压系统的不可减小误码率的上限

这一节, 我们将向读者介绍一种等效信噪比, 用这一等效信噪比来表示加性噪声和平坦衰落所引起的误码率表示式时, 结果所得的误码率就是符号间干扰和脉冲失真所引起的误码率的上限。在推导中, 我们假设是无分集工作的, 这样假设是充分的: 因为这样假设所得的等效信噪比将适用于任何重分集。在绝大多数推导中, 我们假设只用 M-FSK, 在结束时我们证明推导的结果适用于 M-FSK, N-PSK 系统。

M-FSK 情况下发射的波形为:

$$s(t) = \sum_{m=0}^{\infty} Q(t-mT) \exp \left[j \left(\frac{2\pi}{T_g} a_m t + \theta_{am} \right) \right] \quad (71)$$

式中

$$\theta(t) = \begin{cases} \frac{1}{T_g}, & 0 < t < T \\ 0, & \text{其他情况} \end{cases} \quad (72)$$

θ_{am} 是与频率为 $\frac{2\pi a_m}{T_g}$ 的发射单频有关的随机相位, $a_m = 0, 1, 2, \dots, M-1$, T_g 是接收机中所用门的持续时间。忽略加性噪声, 则接收到的信号 $R(t)$ 为:

$$R(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \exp[j\theta_{am}] \int g(\zeta) Q(t-mT-\zeta) \cdot \exp \left[j \frac{2\pi a_m}{T_g} (t-\zeta) \right] d\zeta \quad (73)$$

式中 $g(\zeta)$ 是去掉了平均路径延迟后信道的脉冲响应。

接收到的第 k 频率单频的复数振幅为:

$$G_k \exp \left[j \left(\frac{2\pi k t}{T_g} + \theta_k \right) \right] = \left[\int g(\zeta) \exp \left[-j \frac{2\pi k \zeta}{T_g} \right] d\zeta \right] \cdot \exp \left[j \left(\frac{2\pi k t}{T_g} + \theta_k \right) \right] \quad (74)$$

这里我们假设: 我们计算的是在时间 $0 < t < T$ 内发射的符号的误码率。去掉信道的平均路径延迟并不影响我们结果的一般性, 并且我们假设平均路径延迟(以某种方便的形式计算的)为零。但是, 确定与接收

信号(不失真时)的出现时间有关的门的关闭时间这一问题还未解决。很清楚有一个最佳的关闭时间, 它取决于延迟功率谱的形状。在对流层散射线路的情况下, 由于延迟功率谱是急剧地上升和缓慢地下降的⁽⁴⁾, 所以建议在没有同步误差的情况下, 最好是选择在下一个脉冲出现而使能量急剧上升以前把门关闭。随机同步误差的存在可能要求门早一点关闭, 以便不让下一脉冲的陡峭前沿进入门。因此, 我们假设在下一个脉冲开始出现能量以前, 门关闭 β 秒。为简单起见, 我们假设信道的实际平均路径延迟选取等于延迟功率谱开始时的路径延迟。于是在归一化时, 我们可以取 $g(\zeta)$ 在 $\zeta=0$ 时开始。门在 $T-\beta-T_g$ 时开启, 在 $T-\beta$ 时关闭, 因为根据我们的讨论, 下一个脉冲的能量是在 $t=T$ 时开始的。

如果我们定义控制函数为:

$$G(t) = \begin{cases} 1, & T-\beta-T_g < t < T-\beta \\ 0, & \text{其他情况} \end{cases} \quad (75)$$

则第 k 频率时积分和清除滤波器的输出为 $R_c(Y_k)$, 其中:

$$\begin{aligned} Y_k &= G_k^* \exp[-j\theta_k] \int_0^T G(t) R(t) \exp \left[-j \frac{2\pi k t}{T_g} \right] dt \\ &= G_k^* \sum_m \exp[j(\theta_{am} - \theta_k)] \int_0^{\infty} g(\zeta) \exp \left[-j \frac{2\pi a_m \zeta}{T_g} \right] \cdot \left[\int g(t) Q(t-mT-\zeta) \exp \left[j \frac{2\pi t(a_m - k)}{T_g} \right] dt \right] d\zeta \end{aligned} \quad (76)$$

需要注意的是: 我们已经调整了我们的同步, 所以符号间干扰只能由以前的脉冲开始。我们假设只有前一个脉冲才引起重大的干扰, 因为如果不是这种情况, 总的干扰可能就成为不能容忍地那么大。因为干扰只由前一个脉冲产生的, 并且假设在 $0 < t < T$ 期间发射的符号其频率相当于 $a_0=1$, 在 $-T < t < 0$ 期间发射的符号其频率相当于 $a_{-1}=p$, 所以 (76) 式就简化为:

$$\begin{aligned} Y_{k/d} &= G_k^* \left\{ \int_0^{\infty} g(\zeta) \exp \left[-j \frac{2\pi l \zeta}{T_g} \right] \left[\int G(t) Q(t-\zeta) \cdot \exp \left[j \frac{2\pi(l-k)t}{T_g} \right] dt \right] d\zeta \cdot \exp \left[j(\theta_l - \theta_k) \right] \cdot \exp \left[j(\theta_p - \theta_k) \right] \right. \\ &\quad \left. \int g(\zeta) \exp \left[-j \frac{2\pi p \zeta}{T_g} \right] \cdot \left[\int G(t) Q(t+T-\zeta) \exp \left[j \frac{2\pi(p-k)t}{T_g} \right] dt \right] d\zeta \right\} \end{aligned} \quad (77)$$

式中在 Y_k 上引进了表示传输方式的角注 l, p 。对 t 的

积分可用一般积分的形式来表示:

$$I_M(x) = \int_{T-\beta-T_s}^{T-\beta} Q(t-x) \exp\left[-j \frac{2\pi M t}{T_s}\right] dt \quad (78)$$

式中M是一整数。算出来的该积分值为:

$$I_0(x) = \begin{cases} 1 + \frac{(x+\beta)}{T_s}, & -T_s - \beta < x < -\beta \\ 1, & -\beta < x < T - \beta - T_s \\ \frac{T - \beta - x}{T_s}, & T - \beta - T_s < x < T - \beta \\ 0, & x > T - \beta, x < -T_s - \beta \end{cases} \quad (79)$$

$$I_M(x) = \begin{cases} \exp\left[j \frac{\pi M}{T_s} (2T - \beta - T_s + x)\right] \frac{1}{\pi M} \cdot \sin \frac{\pi M}{T_s} (x + \beta + T_s), & -T_s - \beta < x < -\beta \\ 0, & -\beta < x < T - \beta - T_s, x > T - \beta, x < -T_s - \beta \\ \exp\left[j \frac{\pi M}{T_s} (T - \beta + x)\right] \frac{1}{\pi M} \cdot \sin \frac{\pi M}{T_s} \cdot (T - \beta - x), & T - \beta - T_s < x < T - \beta \end{cases} \quad (80)$$

利用 $I_M(x)$ 的一般积分形式:

$$Y_{k,l} = G_k \{ \exp[j(\theta_l - \theta_k)] H_{kl} + \exp[j(\theta_p - \theta_k)] L_{kp} \} \quad (81)$$

式中 H_{kl} 和 L_{kp} 是正态分布的复数随机变量, 它们定义为:

$$H_{kl} = \exp[j(\theta_l - \theta_k)] \cdot \int_0^\infty g(\xi) \exp \cdot \left[-j \frac{2\pi l \xi}{T_s} \right] I_{k-1}(\xi) d\xi \quad (82)$$

$$L_{kp} = \exp[j(\theta_p - \theta_k)] \cdot \int_0^\infty g(\xi) \exp \cdot \left[-j \frac{2\pi p \xi}{T_s} \right] I_{k-p}(\xi - T) d\xi \quad (83)$$

因为假定了 $a_0 = 1$, 所以第 l 信道的输出中含有所希望的、在 $0 < t < T$ 时间内检测的信号分量。于是在忽略导频加权时, 我们特别注意到:

$$H_{ll} = \int_0^\infty g(\xi) \exp \left[-j \frac{2\pi l \xi}{T_s} \right] I_0(\xi) d\xi \quad (84)$$

是在 $0 < t < T$ 期间发送的信号元在第 l 信道中的贡献, 而

$$L_{lp} = \exp[j(\theta_p - \theta_l)] \int_0^\infty g(\xi) \exp$$

$$\cdot \left[-j \frac{2\pi p \xi}{T_s} \right] I_{l-p}(\xi - T) d\xi \quad (85)$$

是由于第 p 条信道在 $-T < t < 0$ 期间传递了脉冲而在第 l 信道中出现的符号间干扰。同样, H_{kl} 是在 $0 < t < T$ 期间发送的信号脉冲在第 k 信道中的贡献, L_{kp} 则是在 $-T < t < 0$ 期间发送的脉冲在第 k 信道中的贡献。

从接收信号波形的简图或对(79)和(80)进行解析研究后我们发现:

$$H_{ll} = G_l, \quad H_{kl} = L_{kp} = 0, \quad k \neq l \quad (86)$$

$g(\xi) = 0, \quad \xi > T - T_s - \beta, \quad L_{lp} = 0$ 。也就是说, 当多径展宽严格限制在 $T - T_s - \beta$ 以下时, 则该系统可理想地工作(误码率为零)。当多径展宽大于 $T - T_s - \beta$ 时, H_{ll} 与 G_l 之间就呈现某种去相关关系(此时 $k \neq l$), 而且 H_{kl}, L_{kp} (对于 $k \neq l$), L_{ll} 以及误码率也不再等于零了。

通常情况下, 随机变量 H_{ll} 可分解成两部分, 其中一部分严格取决于 G_l , 而另一部分则截然独立。故:

$$H_{ll} = r G_l + h_l \quad (87)$$

式中 h_l 与 G_l 无关, 而

$$r = G_l^* H_{ll}, \quad |G_l|^2 = 1 \quad (88)$$

$$|h_l|^2 = |H_{ll}|^2 - |r|^2 \quad (89)$$

注意, 我们已将导频的强度归一化为 1。

现在我们就可用(74)式来计算 r 和 $|h_l|^2$ 了。假设信道模型的不相关散射特性为:

$$g^*(\xi) g(\eta) = Q(\xi) \delta(\eta - \xi) \quad (90)$$

式中 $Q(\xi)$ 是延迟功率谱。因此,

$$G_l^* H_{ll} = \int_0^\infty \int_0^\infty g^*(\xi) g(\xi) \exp[-j 2\pi l \cdot (\eta - \xi)] I_0(\eta) d\xi d\eta = \int_0^\infty Q(\xi) I_0(\xi) \cdot d\xi = 1 - \int_0^\infty [1 - I_0(\xi)] Q(\xi) d\xi \quad (91)$$

$$|H_{ll}|^2 = \int_0^\infty Q(\xi) L_0^2(\xi) d\xi = 1 - \int_0^\infty [1 - I_0^2(\xi)] Q(\xi) d\xi \quad (92)$$

$$|h_l|^2 = \int_0^\infty Q(\xi) I_0^2(\xi) d\xi - \left[\int_0^\infty Q(\xi) \cdot I_0(\xi) d\xi \right]^2 \quad (93)$$

式中已采用了归一化

$$\int_0^\infty Q(\xi) d\xi = 1 \quad (94)$$

它相当于假定导频的幅度为单位强度。

当不可减小误码概率很小时, 则多径延迟大于 $T - \beta - T_s$ 的路径所散射的功率部分应很小。所以

$$\int_0^\infty [1 - I_0(\xi)] Q(\xi) d\xi \ll 1 \quad (95)$$

我们用近似公式:

$$\left[\int_0^\infty Q(\xi) I_0(\xi) d\xi \right]^2 \approx 1 - 2 \int_0^\infty Q(\xi) [1 - I_0(\xi)] d\xi \quad (96)$$

从而得到:

$$\begin{aligned} |h_l|^2 &\approx \int_0^\infty [1 - I_0(\xi)]^2 Q(\xi) d\xi \\ &= \int_{T-\beta-T_g}^{T-\beta} \left(\frac{\xi - T + \beta + T_g}{T_g} \right)^2 Q(\xi) d\xi \\ &= \int_0^{T_g} \left(\frac{\xi}{T_g} \right)^2 Q(\xi + T - \beta - T_g) d\xi \quad (97) \end{aligned}$$

其余两项噪声分量的强度为:

$$\begin{aligned} |L_{kp}|^2 &= \int_0^{T_g} \left[\frac{\xi}{T_g} \right]^2 \text{sinc}^2 \left[(k-p) \frac{\xi}{T_g} \right] \\ &\cdot Q(\xi + T - \beta - T_g) d\xi \leq |h_l|^2, \quad \text{所有的 } k \quad (98) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |H_{kl}|^2 &= \int_0^{T_g} \left[\frac{\xi}{T_g} \right]^2 \text{sinc}^2 \left[(k-l) \frac{\xi}{T_g} \right] \\ &\cdot Q(\xi + T - \beta - T_g) d\xi \leq |h_l|^2, \quad k \neq l \quad (99) \end{aligned}$$

值得我们注意的是: 所有的符号间干扰项 $\{L_{kp}; \text{所有的 } k\}$ 和 $\{H_{kl}; \text{所有的 } k \neq l\}$ 的强度都等于或小于所希望的信号单元的失真所引起的噪声项 h_l 的强度。

第 k 条子信道在加偏压和相干检测后的输出由下式给出:

$$q_k = R_e \left\{ G_k^* (H_{kl} + L_{lp}) - \frac{1}{2} |G_k|^2 \right\} \quad (100)$$

利用联合边界, 并假定误码率都很小, 则该误码率可近似地等于:

$$P_{lp} = \sum_{k=0}^{N-1} P_r(q_{lk} < 0 | a_0 = l, a_{-1} = p) \quad (101)$$

式中

$$q_{lk} = q_l - q_k \quad (102)$$

运用(87)式, 则得:

$$\begin{aligned} q_{lk} &= \left[R_e(r) - \frac{1}{2} \right] |G_l|^2 + \frac{1}{2} |G_k|^2 \\ &+ R_e \{ G_l (h_l + L_{lp}) \} + R_e \{ G_k (H_{kl} + L_{kp}) \} \quad (103) \end{aligned}$$

由于一信道单频相对于另一信道单频的相移是随机的(见(77)式中的 θ_{xm} 项), 所以 h_l 相对于 L_{lp} 相位是随机的, 而 H_{kl} 相对于 L_{kp} 在 $k \neq p$ 时相位也是随机的。因此, 我们在计算误码率时, 对 h_l 与 L_{lp} 之间, 以及 H_{kl} 与 L_{kp} ($k \neq l$) 之间的任何统计相关性均忽略不计。 G_l , G_k 对与变量 L_{lp} , H_{kl} ($k \neq l$) 以及 L_{kp} 之间的统计相关性是很小的, 因为后面这些变量仅仅是由脉冲响应尾部的路径起伏引起的, 而 G_l 和 G_k 是由

所有路径的起伏引起的。因此, 我们可以忽略 G_l , G_k 与变量 L_{lp} , H_{kl} ($k \neq l$) 以及 L_{kp} 之间的统计相关性。鉴于各信道单频间存在着随机相位, 故在所有的情况下(除 $k=p$ 的情况外), $h_l + L_{lp}$ 相对于 $H_{kl} + L_{kp}$ 的相位是随机的。我们发现, 忽略 $h_l + L_{lp}$ 和 $H_{kl} + L_{kp}$ 之间的统计相关性后会引起一小误差。最后, 因为我们假定脉冲的失真(在门内)很小, γ 非常接近于 1, 所以我们用 $\frac{1}{2}$ 来代替 $R_e(\gamma) - \frac{1}{2}$ 。利用这一简化形式, 我们就可用下式来代替 q_{lk} :

$$\begin{aligned} q'_{lk} &= \frac{1}{2} |G_l|^2 + R_e \{ G_l Z_l \} + \frac{1}{2} |G_k|^2 \\ &+ R_e \{ G_k W_k \} \quad (104) \end{aligned}$$

式中 Z_k , W_k 是独立的复数高斯变量, 同时,

$$\begin{aligned} |Z_l|^2, |W_k|^2 &\leq 2 |h_l|^2 = 2 \int_0^{T_g} \left(\frac{\xi}{T_g} \right)^2 \\ &\cdot Q(\xi + T - \beta - T_g) d\xi \quad (105) \end{aligned}$$

取

$$\begin{aligned} |Z_l|^2 &= |W_k|^2 = 2 \int_0^{T_g} \left(\frac{\xi}{T_g} \right)^2 \\ &\cdot Q(\xi + T - \beta - T_g) d\xi \quad (106) \end{aligned}$$

我们就可求出误码率的上限。根据(106)式和(104)式的假定, 显然, 当干扰只有加性噪声而且其噪声强度等于(106)式时, q'_{lk} 等于第 l 和第 k 条信道输出之差。因此, 我们就可用仅有加性噪声时的误码率计算法来计算等效信噪比为:

$$\rho_{eq} = \frac{\frac{1}{2} |G_l|^2}{\frac{1}{2} |Z_l|^2} = \frac{1}{2 \int_0^{T_g} \left(\frac{\xi}{T_g} \right)^2 Q(\xi + T - \beta - T_g) d\xi} \quad (107)$$

时的不可减小误码率的近似上限。

前面的分析中假定采用的是纯 M-FSK 系统。当我们采用 N-PSK, M-FSK 系统时, 上述计算仍能给出有用的边界值。在演绎过程中, 我们注意到, 因为各单频相互之间的相位是随机的, 所以加了 PSK 不会改变这一频率的脉冲和另一频率的脉冲之间的平均干扰。主要的差别发生在相同频率的脉冲之间的干扰。在 M-FSK 调制情况下, 前面一个脉冲并不引起干扰, 因为传输一给定频率时, 选通的是同一振荡。因此, 同一频率连续传输两次时, 结果就是传输的脉冲长度加倍, 也就是说, 同一频率两次连续传输之间的波形是不间断的。另一方面, 在 M-FSK, N-PSK 调制情况下, 一般说来同一频率连续传输时波形会有间断, 这是因为在连续传输过程中可能引起相位变化。由此可见, 最坏的干扰情况发生在前一脉冲有相反的极性而使脉冲过渡处出现 180° 的相移时。在这样的情况

下, 干扰似乎增加一倍。因此, 倘若要想完全确知 M-FSK, N-PSK 调制时符号间干扰影响的(极限)范围, (107)式中的等效信噪比应减小 6 分贝。然而, 我们在计算过程中并没有这样做, 这是因为出现这种在同一频率上极性相反干扰形式的情况仅占很小的百分比, 而且(107)式中的 ρ_0 。无论如何也是相当保守的。

E. 自适应偏压的模拟

鉴于很难获得表示误码率较高时自适应偏压系统性能的可算解析式, 故采用了一种蒙特卡罗模拟法来计算误码率。此模拟法包括两个步骤: 先产生典型匹配滤波器的输出, 然后对匹配滤波器的输出作判决比较。没有模拟接收机内出现的实际信号, 因为接收机的作用可简化为对相关单频传输系统和加性噪声的简单代数运算。由于接收机的线性特性, 所以噪声可能被加在滤波器的输出端不是加在接收机的输入端。

在 K 个单频的 FSK 系统中, 对于任一组随机单频传输和加性噪声来说, 匹配滤波器的输出特征完全可由 K 个实数偏压, K 个复数信号和 K 个复数噪声来体现。因为实际滤波器的输出都是实数, 所以接收机模拟就产生了五组实数, 每组都包括 K 个数。K 个 FSK 单频的每一个为:

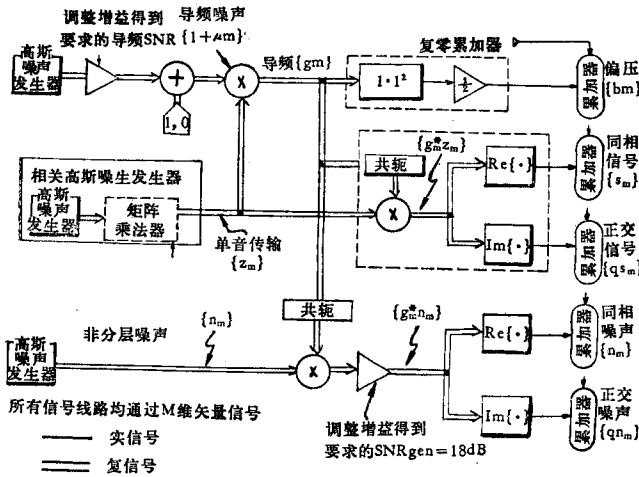


图8 滤波器输出模拟器

$$\begin{aligned} b_m &= \frac{1}{2} |g_m|^2 \\ s_m &= \text{Re}\{g_m^* Z_m\} \\ q_{sm} &= \text{Im}\{g_m^* Z_m\} \\ n_m &= \text{Re}\{g_m^* \eta_m\} \\ q_{nm} &= \text{Im}\{g_m^* \eta_m\} \end{aligned} \quad (108)$$

式中, 角注 m 表示匹配滤波器对第 m 个单频的变量, g_m 是导频增益, Z_m 是滤波和取样后接收信号的复数表示, b_m 为偏压, s_m 和 q_{sm} 是同相信号分量和正交

信号分量, n_m 和 q_{nm} 是同相噪声分量和正交噪声分量。

该集 $\{b_m\}$, $\{s_m\}$, $\{q_{sm}\}$, $\{n_m\}$ 和 $\{q_{nm}\}$ 可看成 K 维矢量。

1) 滤波器输出的模拟: 图8所示是滤波器输出模拟的计算流程图。五组输出出现在右侧的累加器中。累加器的作用是代表检波前分集组合。如果累加器从零开始工作, 则通过计算后那次的结果就给出了分集时的正常输出。把第二次通过的输出与第一次通过的输出相加, 我们就得到二重分集的模拟。这种计算和累加可反复进行以给出任意重分集。在此以后累加器在作下一次蒙特卡罗试探时就可能为零了。

计算流程图给出了模拟器在进行模拟时的实际宏观运算(其实就是进行二进制数据运算), 两次或更多次的数字运算都示于一虚线标出的方框里, 两次数字运算已被合并成一次宏观运算了, 高斯白噪声发生器系一特殊的典型子程序, 而高斯彩色噪声发生器是一单独的程序分段, 称之为白噪声子程序。

高斯白噪声是由一均匀分布独立过程的抽样的函数变换所产生的。为实现 Muller⁽⁹⁾ 所介绍的这种方法, 需要用标准的同余法来给出均匀分布的变量。这种变换是利用 Muller 详述的切比雪夫多项式近似法来完成的。据估计, 采用整数算法后, 可使这种方法比一般广泛使用的均匀分布取样相加法快四倍之多。

相关的高斯取样可从独立的取样中产生, 产生的方法和 Marsaglia⁽¹⁰⁾ 介绍的三角形矩阵乘法类似。这种变换取样并确定相乘因子的矩阵运算可简化为简单的代数编程运算。为了模拟单频的时分多路传输分集组合, 故又增添了一附加的处理级。这种组合运算可用于五个 K 维矢量的每一矢量, 从而得出 M 维矢量。图9所示的是无组合、四比二组合、和四比一组合的情况。这种分集形式与用累加法模拟的空间分集不同。后者用于被组合的信号间无相关性的时候, 而对单

频与单频组合而言, 就存在着由单频传送增益之间的相关性所确定的相关性。按上述方法组合后, 矢量就可进行判决运算了。由于组合过程和接收机的工作均呈线性, 所以在下面的讨论中可以把该系统视为一无组合的 M 单频 FSK 系统。

2) 判决运算: 为了测试系统的性能, 假定传送了一特殊的字母, 并给出了它所产生的匹配滤波器输出。如果对此字母的滤波器输出大于其他所有滤波器的输出, 那么该字母就被正确地接收, 否则就会造成错误。由于已知被传送的是什么信号, 所以对这种系

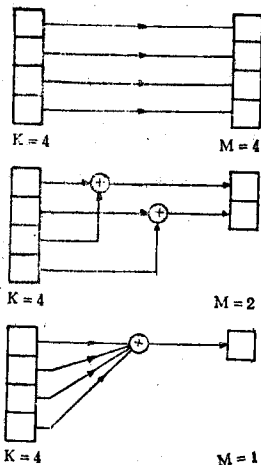


图9 时分多路频率分集组合

统性能的估算就包括对被信号的滤波器输出和所有其他滤波器输出作配对式比较。如果比较过程中有一次被传信号滤波器的输出比较小的话,就会出现一次错误。总的比较数目取决于 PSK 和 FSK 的阶数。

对单相传输来说,发射的就是M个字母符号中的一个,也就是各个径频率组合后的单频中的一个。因此,一个单相系统就有M个匹配滤波器,每个滤波器相对于每个可能出现的字母。在二相PSKM-FSK系统中就有一个2M个字母的字母表和2M个匹配滤波器输出。2M个输出由原来的M个单相输出加上M个符号与单相滤波器输出相反的输出。对于四相PSKM-FSK系统来说,就有一个4M个字母的字母表,和4M个滤波器输出。4M个输出由2M个二进制输出加上M个正交相位输出再加上M个极性相反的正交相位输出。因为高阶PSK系统是建立在低阶系统基础上的,所以在估算4-PSK系统所需进行的比较时,有一半用于估算2-PSK系统,另一半则用于非PSK系统。

在考虑某些个别情况之前,我们通过对所进行的比较的一般形式的讨论来了解一些情况。

$$\hat{S}_{i,l} - \hat{b}_l + k\hat{n}_i \geq \hat{S}_{i,l} - \hat{b}_l + b\hat{n}_l, \quad i \neq l \quad (109)$$

式中第一个角注表示滤波器输出,第2个角注表示第i个信号已被发射。如果(109)式左面部分大于右面部分,则可正确地接收到第i个字母;反之就收不到。因子k用来改变信噪比,它与信噪比的关系为:

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{\xi^2}{\eta^2} \right) - 20 \log_{10} k \quad (110)$$

或

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \text{SNR}_{\text{总}} - 20 \log_{10} k \\ &= \text{SNR}_{\text{总}} - 3 \log_{10} \sqrt{2} k \end{aligned} \quad (111)$$

为了比较各种信噪比时的性能,我们可以对许多不同

的k值进行比较,也可以用更方便的办法,即确定关系式两边相等时的k的临界值。

$$\hat{S}_{i,l} - \hat{S}_{i,l} + \hat{b}_l - \hat{b}_l \geq k_{i,l} (\hat{n}_l - \hat{n}_i) \quad (112)$$

$$k_{i,l \text{ 临界}} = \frac{\hat{S}_{i,l} - \hat{S}_{i,l} + b_l - b_l}{n_l - n_i} \quad (113)$$

该 $k_{i,l}$ 值表示分子分母均为正数情况下无错误出现时k的最小值。表V给出了对于不能满足该符号条件以及所进行的运算的一些结论。我们所进行的运算是以下面的k值范围为基础的:

$$0 \leq k_{\min} \leq k_{\max} \quad (114)$$

或用无错误检测所需的信噪比形式表示:

$$\text{SNR}_{\text{总}} > \text{SNR}_{\max} \geq \text{SNR} \geq \text{SNR}_{\min} \quad (115)$$

表V 临界噪声增益的说明

情况	极 性		$k_{i,l \text{ 临界}}$ 给出*	$k_{i,l \text{ 临界}}$ 调整到
	分子	分母		
1	+	+	最小的无误差k	计算出来的k
2	+	-	所有k值均无误差	$k_{\max}$
3	-	+	所有k值均有误差	$k_{\min}$
4	-	-	最大的无误差k	$k_{\min}$

表内各种情况的分析可通过对基本比较关系式(112)式的分析研究来得到。第一种情况如上所述。在第二和第三种情况中,我们发现关系式的左边分别总是大于或小于其右边。第四种情况给出了一种反常的计算情况。在这种情况下,接收机的性能是通过增加噪声的办法来改善的。对于实际计算机模拟来说,这种情况是如此之罕见以致不论用什么方法来处理它都不明显地影响结果。我们选择考虑的这种情况是一种始终产生错误的情况。

当我们继续讨论模拟中以 $k_{i,l}$ 值的形式来表示的估算过程时,量化该值可使信噪比给出3分贝的增量。 $k_{i,l}$ 表示信噪比下降时增量的整数L。通过(111)式和(110)式,得到:

$$L = [(\text{SNR}_{\text{总}} - \text{SNR})/3 + 0.999\cdots] \quad (116a)$$

或

$$L = [\log_{10} \sqrt{2} k + 0.999\cdots] \quad (116b)$$

和

$$\text{SNR}_{\max} = \text{SNR}_{\text{总}} - 3 \text{db} \quad (116c)$$

在取整数时,我们舍入k值而舍出SNR值。因此,算出的L值代表将要产生错误时的SNR。错误即将消失时的SNR增量是SNR的最高增量。

(113)式求出的增益值可用于对第i和第l个滤波器的输出进行特殊的配对比较。由于实际系统的性能是以全部可能的配对式比较为依据的,所以我们必须算出能反映全部比较的增益 $k_{\text{临界}-1}$ 。该 $k_{\text{临界}-1}$ 就是最坏信道(指在最高信噪比时出现错误的那条信道)的