

无线电通信技术

单边带通信选辑

1

1976

无线电通信技术 编辑部

目 录

短波信道对数字通信的影响·····	(1)
单边带快速通信的有效性及可靠性·····	(12)
印字报终端系统的新发展·····	(26)
锁相环的指标定义和测量方法·····	(33)
滤波器在单边带通信机中的应用·····	(50)
短波参量混频器的探讨·····	(80)
30千瓦高频线性放大器的自动调整·····	(100)
某机电调谐高频放大器和调谐控制器·····	(106)
单边带收发信机数字式频率合成器·····	(113)
从抗干扰和稳定可靠性方面谈通用单边带接收机设计方案·····	(120)
单边带无线电话通信中压缩—扩张技术的应用·····	(126)
2~3兆赫数字式频率合成器·····	(131)
国外短波单边带通信设备的发展概况·····	(141)

短波信道对数字通信的影响

西北电讯工程学院102教研室

一、引言

用短波单边带电台及短波电离层反射信道传输数字信号，其性能与传输数据的其它信道（如散射、卫星等）相比，几乎是最不理想的，这是由于短波信道在传输数字信号过程中，产生较严重的快乘性干扰，使波形产生较大的畸变与严重的码间串扰所致。如目前使用的单边带电台，用话路传送双路移频报，其传输速率只有100比特/秒，而误码率却达到 $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 数量级。但是，由于短波通信具有一些引人注目的优点，如通信距离远、设备比较简单、费用比较经济等，所以为了充分发挥现已存在的大量短波电台及通信网作用，充分利用数字通信利于保密、利于实施多路复用（如用一话路可传送几十路报）、信号易于处理得到高精度等优点，进行短波数字通信的研究仍是迫切而重要的任务，国内外都很重视对短波数字通信的研究^[1-6]。

在短波数字通信中，由信源产生的数字信号，大都预先经过短波数传机的第一次调制（副载波调制），再送至短波发射机二次调制。短波数传机输出的副载波调制信号带宽应限制在300赫至3400赫的话路带宽内，以便与单边带电台的话路接口。短波数字通信实施方案如图1所示。

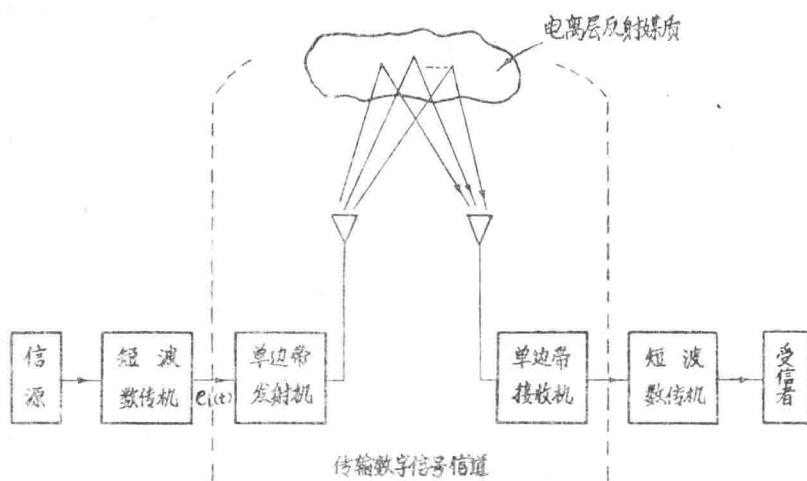


图 1

发送端的数传机是将信源（如电传机、纸带读出机等）送来的数字信号进行适当的编

码、加密，并变换成适于信道传送的副载波调制波形，如FSK、PSK、DPSK等信号形式，而接收端数传机则是相反的信号判决检测过程。显然，短波数传机的性能必须适应短波信道的传输特点，因为信道有衰落、时延和干扰，会使信号波形产生较大畸变与码间串扰。为着克服这种影响，进一步提高传输速率与降低误码率，数传机必须正确选择调制与检测技术，采取一定纠错措施及自适应技术等。同时，它还要适应现存单边带电台的性能要求。这类数传机，在国内典型的有WX—403、WX—404、7010等，在国外典型的有 Kineplex、AN/FGC-61A、DEFT、KATHRYN、Piccolo等^[7-11]。

所以，短波数传机正确设计的依据，就在于对短波单边带电台和电离层反射信道传输数字信号性能的了解。另一方面，这种了解对设计新的短波单边带电台考虑传输数字信号的要求也是完全必要的。因此，本文目的在于对短波电离层反射信道与单边带电台传输数字信号的性能作一初步的讨论。

通常，短波信道由单边带收发信机和电离层反射信道组成，如图1示，设信道输入信号为 $e_i(t)$ ，信道输出为 $e_o(t)$ ，则

$$e_o(t) = K(t) e_i(t) + e_{Ni}(t) \dots\dots\dots (1)$$

其中： $K(t)$ 称为乘性干扰； $e_{Ni}(t)$ 称为加性干扰。加性干扰由信道中的高斯噪声、脉冲与正弦干扰形成；而乘性干扰主要是电离层反射信道的时变扩展特性与单边带电台的传输性能不理想所致，它使信号波形产生畸变和码间串扰，造成接收端判决检测错误。下面分别讨论电离层反射与单边带电台引起乘性干扰的原因及其对数字信号传输的影响问题。

二、电离层反射对数字传输影响

电离层反射是一个“变参”信道，它的传输衰减与传输时延都是时间的随机函数。传送数字信号时，多径效应的存在是产生乘性干扰的主要来源。由于同一发射点的电波，总是通过天线以波束形式射向电离层，因此，接收点信号就是经由多条反射途径到达的信号合成，而各条反射途径传送的信号的传输衰减与时延都各自是时间的随机函数，它们合成的结果引起所谓“多径效应”。多径效应会使数字信号发生平坦衰落、时间选择性衰落和频率选择性衰落等衰落现象^[12]。电离层的这种传播特性亦称为时变扩展特性，对数字信号的传输会产生较大的影响。下面简述这几种“衰落”现象。

1. 当第*i*条传输路径的信号时延与信号的平均传输时延之差 Δt_i 和信号的码元长度 T 相比很小，即满足 $\Delta t_i \ll T$ 时，会发生下面两种现象：

(1) 信号码元长度 T 比较短，那么在 T 时间间隔内，多径信号的合成造成的衰落是平坦的，即在 T 间隔内，衰落是同时发生的，称之平坦衰落。此时，信号的传输衰减服从瑞利分布，而随机相位服从均匀分布。平坦衰落对信号误码率的影响，主要是由于信道中同时存在加性随机噪声的干扰，而易造成接收端判决错误。如传输二进制信号时，将“0”判为“1”，或将“1”判为“0”。

由此证明^[13]，对于二进制FKS信号，其误码率 P_e 为

$$P_e = \frac{1}{2 + h^2} \dots\dots\dots (2)$$

对于二进制PSK和DPSK信号而言，误码率分别为

$$P_e \doteq \frac{1}{4 \bar{h}^2} \dots\dots\dots (3)$$

$$P_e \doteq \frac{1}{2(1 + \bar{h}^2)} \dots\dots\dots (4)$$

其中 $\bar{h}^2$ 为有平坦衰落时，接收机输入端平均输入信噪比（信号平均能量与噪声功率谱密度之比）。所以，提高接收机输入信噪比是降低平坦衰落造成误码率的重要办法。

(2) 信号码元长度T比较长，那么在较长的时间间隔T内，反射媒质会随时间发生变化，使各条反射途径的时延、衰减也都随时间发生变化，多径合成结果使信号的振幅与相位的衰落变化不再是平坦的，而是随时间发生急剧的衰落变化，即形成时间选择性衰落。

时间选择性衰落在频率域上形成了所谓频谱扩展现象。如发送一单频信号，由于振幅和相位的随机变化，收端接收到信号不再是单频，而是一个频谱；若发送一频谱信号，由于振幅和相位变化，接收到的信号频谱宽度就比发送的信号频谱更宽，二者之差就是频谱扩展的宽度。假定频谱扩展宽度为B，那么B愈大，说明多径效应引起的时间选择性衰落愈严重。

时间选择性衰落会使信号波形发生较大的畸变，即使无加性干扰，也会造成接收端判决错误，使误码率提高。

经过推导运算，可以求得^[14]：对于PSK制，误码率 P_e 为

$$P_e \doteq 0.25\nu_o^2 T^2 \text{ (二相时)} \dots\dots\dots (5)$$

$$P_e \doteq 0.82\nu_o^2 T^2 \text{ (四相时)} \dots\dots\dots (6)$$

对于FSK信号，

$$P_e = \left(\frac{\nu_o T}{\pi} \right)^2 \left[1 + \ln \left(\frac{\pi T^2}{2\nu_o^2} \right) \right] \dots\dots\dots (7)$$

其中： ν_o 为T间隔内衰落速率（弧度/秒）；

T为信号码元长度。

可以看出，在一定衰落速率下，信号传输速率愈高，即时间间隔T愈小，那么时间选择性衰落对误码率影响也愈小。因此，要降低因时间选择性衰落所造成误码率的办法是适当地提高信号的码元速率，即减小码元长度T。

2. 当传输时延差 Δt_i 比较大，不能满足远小于时间间隔T时，多径效应会产生频率选择性衰落的现象。这是因为多条反射途径的传输时延差比较大，当发送一窄脉冲时，接收端收到的则是一串有不同延与衰减的脉冲信号，如图2所示。比主信号脉冲滞后的脉冲落在后续码元的时间间隔内，于是造成码间串扰。

从时间波形上看，整个信号波形的占据宽度比T加长了，加长的部分称之为时间扩展。时间扩展数值L愈大，造成码间串扰的可能性也愈大。

波形发生时间扩展的畸变在频率域上表现为频率选择性衰落。这是由于多径时延在比较大的范围变化时，意味着信道的传输频率特性随时间变化也较严重，当发送一较宽频谱信号（即窄脉冲时），就会发生波形如图

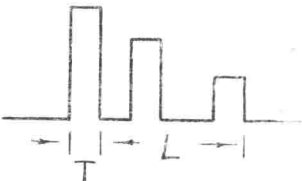


图 2

2 所示的畸变。

码间串扰对误码率的影响在数学上难于推算，通常采用眼图，以直观的实验方法加以估算。将接收到的基带信号加在示波器的Y轴上，用 $1/T$ 秒水平扫描周期（ T = 码元长度）就可以观察到所谓眼图。在图3中示出二进制信号的两个眼图，一个由于信道传输特性理想而无码间串扰，另一个有码间串扰，使眼图恶化。

显然，要减小频率选择性衰落的影响，减低信号的传输速率，即加长信号的码元长度 T 是有益的。因为 T 愈大，多径形成的脉冲串扰就会重迭在时间间隔 T 内，时间扩展值 L 就小，衰落只使波形产生一些畸变，而码间串扰的可能性却大大降低。当然，这与克服时间选择性衰落的要求是矛盾的。

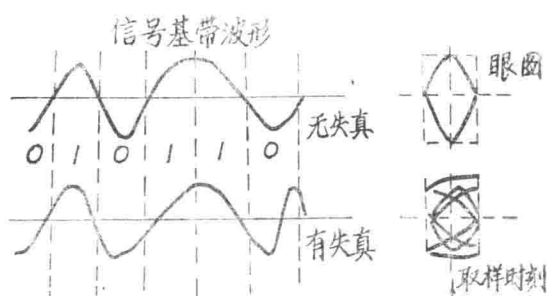


图 3

可以证明，当衰落信道的时间扩展为 L 、频率扩展为 B 时。数字信号的最佳码元长度 T 等于 $\sqrt{L/B}$ ^[10]。对于电离层信道， $\sqrt{L/B}$ 的数值约为10~20毫秒。若码元长度 T 比之再小，则频率选择性衰落影响加大；比之再长，时间选择性衰落严重。10~20毫秒对应50~100波特的码元速率，而单边带电台一个话路带宽有3千赫，按照尼奎斯特速率，理想情况下，它可传送的最高码元速率达3000波特。显然，不采取一定措施，以50~100波特的低速率来传送数字信号，是不能令人满意的。

克服衰落影响，提高电离层信道的传输速率与可靠性目前有如下几种办法。

1. 实施适时自动选频预报。这样随时都可使用最高可用频率，使接收机输入端信噪比提高，同时可大大减少多径效应。实施适时自动选频预报可采用固定的选频预报设备，在大功率电台上，也可将选频预报与通信结合在一起，做到方便而又适时地预报最高可用频率，这对保证短波数字通信的质量是很重要的一环。

2. 采用分集接收。分集接收的方式有频率分集、空间分集、角分集、极化分集、时间分集等。其中空间分集与频率分集使用最广。空间分集能在衰落下提高接收机输入端信噪比，从而提高数字通信可靠性，是抗平坦衰落（瑞利衰落）的有力措施。更重要的是，它保证接收机输入端有一定的信噪比，就为在短波数传机中使用检错与纠错、自适应技术等先进措施以进一步降低误码率提供了前提条件。

3. 正确设计短波数传机，选择合适的调制与检测技术。这是一种从信号本身来寻找抗衰落能力的办法。为着提高信道的传输速率，在码元长度受 $\sqrt{L/B}$ 限制的前提下，通常采用

下面办法。第一种方法是采用多进制信号，由于码元速率 (R_B) 与信息速率 (R_b) 之间的关系为：

$$R_b = R_B \log_2 M \quad (\text{比特/秒}) \quad \dots\dots\dots (8)$$

其中 M ——信号的进制数，如 $M = 4$ ，则 $R_b = 2R_B$ 。当 $R_B = 50$ 波特时， R_b 达 100 比特/秒。因此采用多进制信号，可以提高传输的信息速率。如数传机 7010 与 Piccolo 就采用此种方法。第二种方法是利用多路二进制码元并序传输，即在话路带宽限制范围内，并行传送多个副载频，每个副载频上传一至二路数字信号。如系统传输总信息率为 3000 比特/秒，分成 40 路，每路为 75 比特/秒（对应码元长度 $T = 13.3$ 毫秒），每二路用一个副载频，四相调制，那么同时并序传输 20 个副载频，数传机 Kineplex 体系就是如此。在 3 千赫话路带宽内的 605 Hz ~ 2695 Hz 之间，配置了间隔 110 赫的 20 个副载频，传输 40 路，传输速率达 3000 比特/秒。

要指出的是，以上两种提高传输速率的办法与降低误码率是矛盾的。如采用多电平码元，就会导致码间串扰比二进制加大；采用多路并序传输，就会使能量分散、发射功率不能充分利用，而使接收端输入信噪比降低，这样必然影响传输的可靠性。所以选用某种方法时，必须全面衡量，合理选择。

另一种提高传输速率的办法，虽然是采用短码元串序传送，但是采用了自适应技术。如收端数传机采用自适应滤波网路以补偿信道的时变扩展特性^[16]，或者采用自适应间歇传输制，在信道不能保证传输质量时自动中断传输^[16]，这样码元长度就少受 $\sqrt{L/B}$ 的限制， T 可以做到小于 10 毫秒。

为着提高传输的可靠性，在短波数传机中，调制多采用抗干扰性强的 FSK、PSK 或 DPSK 制。为着克服码间串扰，还可采用时频调制或时频相调制，由数传机送出的副载波调制信号的包络波形多为矩形、升余弦形或用正弦波调制得到的形状。

此外，在采用分集接收，保证一定可靠性前提下，数传机中还可采用检错与纠错编码，以控制误差，进一步降低误码率。

三、单边带电台对数字传输的影响

在短波数字通信中，单边带电台可以看作是信道的组成部分之一，它是乘性干扰的主要来源。现在，将其对数字信号传输的影响分别进行讨论。

1. 复频特性的畸变——导致信号波形失真与码间串扰

电台总有一带通滤波系统，让信号频谱通过，因此传输函数总有一定的复频特性，它由振幅—频率特性 $A(\omega)$ 与相位—频率特性 $\phi(\omega)$ 组成。单边带电台在传输模拟语言信号时，通常不考虑相位—频率特性引起的失真，但是它对数字信号的传输，与振幅—频率特性一样，有较大的影响，将引起信号波形失真与码间串扰，使眼图恶化。对预确知的复频特性，可以在信道中插入均衡器，校正由其产生的失真。但校正结果，特性仍会有一些波动，如图 4 示。若这种波动近似为正弦形，则可用回声理论^[17]估算其影响。

图 4 是带通复频特性的等效低通形式，分析它对基带信号波形的影响与分析带通特性对载波调制信号影响是一致的。

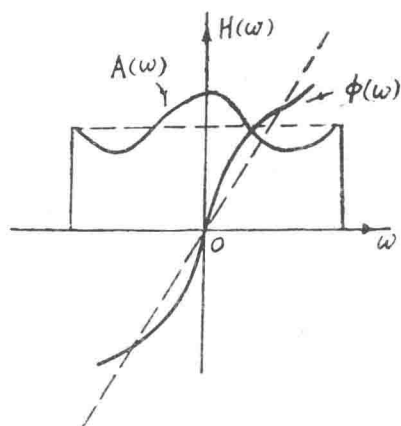


图 4

假定复频特性为

$$H(\omega) = A(\omega)e^{-j\phi(\omega)} \dots\dots\dots (9)$$

传送的基带信号为一矩形脉冲，频谱为 $F(\omega)$ ，那么通过复频特性如式 (9) 的信道传输后，输出信号为

$$g(t) = F^{-1} [F(\omega)H(\omega)] \dots\dots\dots (10)$$

为便于分析，设复频特性的波动近似正弦形，可以令

$$A(\omega) = 1 + a\cos\omega\tau \dots\dots\dots (11)$$

$$\phi(\omega) = \omega T_1 + b\sin\omega\tau \dots\dots\dots (12)$$

式中： τ 为波动频率，等于通带内波动的周期数目被带宽（~赫）除； T_1 为系统的恒定时延，它与失真无关； a 、 b 分别为波动系数，一般满足 $a \ll 1$ ， $b \ll 1$ 。

将 (11) 式和 (12) 式代入 (10) 式，可得

$$g(t) = F^{-1} [F(\omega) (1 + a\cos\omega\tau)e^{-j\omega T_1} \cdot e^{-jb\sin\omega\tau}] \dots\dots\dots (13)$$

运用 $a \ll 1$ 、 $b \ll 1$ 条件，进一步简化可得

$$g(t) \approx \frac{1}{\pi} \int_0^\infty F(\omega) e^{j\omega(t-T_1)} d\omega + \frac{a-b}{2} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^\infty F(\omega) e^{j\omega(t+\tau-T_1)} d\omega + \frac{a+b}{2} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^\infty F(\omega) e^{j\omega(t-\tau-T_1)} d\omega \dots\dots\dots (14)$$

或

$$g(t) \approx f(t-T_1) + \frac{a-b}{2} f(t+\tau-T_1) + \frac{a+b}{2} f(t-\tau-T_1) \dots\dots (15)$$

其中： $f(t-T_1) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty F(\omega) e^{j\omega(t-T_1)} d\omega$ 为信号通过理想无波动滤波后的不失真波形，而 $f(t+\tau-T_1)$ 与 $f(t-\tau-T_1)$ 为波动失真产生的两个回波。两回波分别位移主脉冲波 $\pm\tau$ 秒，如图 5 所示。

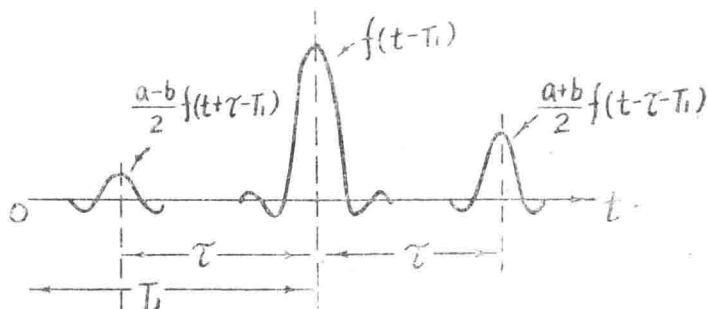


图 5

可以看出,复频特性波动愈慢(τ 愈小),回波距离主波位移也愈小,可与信号波形重迭在一起,使信号波形畸变。波动愈快(τ 愈大),回波距离信号主波位移愈远,尤其 $f(t-\tau-T_1)$ 波振幅大,易落在后续码元的时间间隔内,造成码间串扰。在单边带电台中,这种快的波动主要产生于机械滤波器。

还可看出,无论振幅—频率特性,还是相位—频率特性,只要存在着波动,就会产生回波,给数字传输带来影响。此外,固定的群时延不会造成失真,对数字传输是无影响的。

若复频特性的波动不似正弦形,那么可以分解为许多周期不同的正弦波之和,分别产生位移 $\pm \tau, \pm 2\tau \dots$ 的回波。根据回波的大小,多少可以估算出码间串扰的大小。如果串扰大,为不加大误码率 P_e ,可设法提高输入信噪比来补偿复频特性畸变带来的损失,或者对滤波器提出一定的要求,加均衡器使波动校正到最小。

2. 振幅特性非线性——它限制了信号功率的提高

单边带电台中,振幅特性非线性主要产生于放大器的过载与特性的非线性。数字信号对于非线性失真的要求,远较模拟信号为低,因为收端可通过整形、时间选通等方法来减少失真的影响。但在电台传输多路独立边带时,某路数字信号的非线性仍有可能对另路模拟信号造成路际干扰,所以单边带电台传输数字时,对振幅非线性仍有一定要求。

此外,数字通信中,为着克服加、乘性干扰,降低误码率,常希望加大发送信号功率,提高信噪比。因为在高斯噪声干扰下,信噪比增加 1 分贝,误码率能下降一个数量级以上。而且,数传机正常工作,亦需要收端保证一定信噪比,如 WX—403 型数传机需收端有 8 分贝以上信噪比才行,这些除了采用分集外,增大发送的信号功率亦是非常必要的。但是,由于振幅特性非线性,使信号功率的提高受到限制。信号的峰值振幅受过载限制;信号的平均功率受非线性产生的路际干扰限制。尤以峰值振幅受限制对多路并序传输的影响为大,这从下面的关系可以看出。设多路并序传输 n 个副载波,则其总电压峰值 U_z 为

$$U_z = nU_K \dots\dots\dots (16)$$

其中: U_K 为每个副载波的电压峰值。

若 U_z 受限制,则信道传单路时,总功率 P_Θ 为

$$P_\Theta = \frac{U_z^2}{2R_\Theta} = n^2 \frac{U_K^2}{2R_\Theta} = n^2 P_K \dots\dots\dots (17)$$

其中: R_Θ 为输出负载; P_K 为多路并序时单个副载波信号的平均功率。

这样,信道并序传送 n 个副载波时,总功率 P_z 为

$$P_z = nP_K \dots\dots\dots (18)$$

因此, $P_z = \frac{P_\Theta}{n}$, 即由于峰值振幅受限制,多路数字信号的总功率只有传单路时总功率的 n 分之一。 n 愈大,并序传送副载波愈多,功率利用愈不充分^[18]。

3. 频率稳定度

单边带电台中,收发双方频率不可能完全一致,接收机的解调载频不等于发射机的调制载频时就产生频差。在传输模拟语言信号时,最大频差限制在 10 至 20 赫的范围内,一般不影响收听的清晰度。而传输数字信号,容许的频差就小得多,一般为 1~2 赫左右,这是因为较大的频差会引起信号波形严重失真,导致判决错误。如对于多路并序传输的 PSK 系统,采

用四相调制，码元长度为13.33毫秒（75波特）。四相调制意味着各相之间位差为90°，那么当相差在45°以上时就会导致判决错误。所以在收发频率稳定度分别为 1×10^{-7} 数量级时，若工作载频为24兆赫，那么收发双方频率不一致产生总频差为

$$24 \times 10^6 \times 2 \times 1 \times 10^{-7} = 4.8 \text{ 赫}$$

在码元长度为13.33毫秒，即调制频率为75赫时，4.8赫频差引起的相差为

$$\theta = \frac{4.8}{75} \times 360^\circ = 23^\circ$$

虽然，4.8赫频差引起的相差已甚为可观，将使判决错误的可能性增大。若频差为1赫，则对应的相差为

$$\theta = \frac{1}{75} \times 360^\circ = 4.8^\circ$$

对于四相调制几乎没有什么影响。

但是，1~2赫的容许频差，却要求电台的频率稳定度达 1×10^{-8} 数量级。以上所指的频率稳定度系指电台的短期稳定度，即由于温度、电源电压变化导致频率在一小时或一日之内发生的变动，所以它应表示为 1×10^{-8} /日。至于晶体或元件老化引起的频率变动，通常以月、季或年计，相当于一个固定的频差，在接收端完全可以采取措施（如手动调整）调整频率使之消除。当然，数字通信对电台短期频率稳定度要求同采用的调制制度有很大关系。如采用移频制，或二相移相制时，对容许的频差要求就低些。

此外，还应看到，单边带电台的解调载频与调制载频通常都由频率合成器供给。由于噪声和干扰的作用，会使载频发生瞬时的频率起伏（即频率在毫秒到秒的短时间内起伏变化），也即它送出的载波信号不是单纯的正弦波。通常单边带电台中用瞬时频率稳定度来衡量它，如单边带接收机中提出的5°/10毫秒相位抖动的指标，就是瞬时频率稳定度的衡量指标。载频的瞬时起伏将使解调后的接收信号附加上一个随机噪声，必然会使数字传输的误码率提高。下面以接收机中解调载频的瞬时起伏为例进行分析。

一个频谱不纯的本地载波信号，可看作是一个有寄生调幅与寄生调相的波^[10]，它表示为

$$[1 + a(t)] \cos [\omega_0 t + \theta(t)] \dots\dots\dots (19)$$

式中： $a(t)$ 与 $\theta(t)$ 为信号的寄生调幅与寄生调相； ω_0 为载波角频率。现代单边带接收机中，合成器多采用锁相环路，其输出信号取自环路的压控振荡器，所以寄生调幅可以忽略，而且寄生的相位抖动 $\theta(t)$ 亦满足 $\theta(t) \ll 1$ 。

因此，上式可简化为

$$\cos [\omega_0(t) + \theta(t)] \doteq \cos \omega_0 t \theta(t) \sin \omega_0 t \dots\dots\dots (20)$$

式中第一项代表本振的主信号，第二项代表相位抖动产生的噪声，用 $n(t)$ 表示，则

$$n(t) = \theta(t) \sin \omega_0 t \dots\dots\dots (21)$$

噪声功率 P_N 为

$$\begin{aligned} P_N &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T n^2(t) dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \theta^2(t) \sin^2 \omega_0 t dt \end{aligned}$$

$$= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \theta^2(t) \frac{1 - \cos 2\omega_0 t}{2} dt \dots\dots\dots (22)$$

式中： $\theta^2(t)$ 是一随机函数，而 $\cos 2\omega_0 t$ 是一周期函数，二者互不相关，因此其乘积积分平均值为零。所以

$$P_N = \frac{1}{2} \overline{\theta^2(t)} \dots\dots\dots (23)$$

故有

$$\frac{P_N}{P_O} = \overline{\theta^2(t)} \dots\dots\dots (24)$$

式中： $P_O = \frac{1}{2}$ 为信号的平均功率。

(24) 式说明了本振的噪声信号功率比等于相位抖动的均方值。现在来看本振噪声 $n(t)$ 对单边带信号的解调产生什么样的影响。单边带信号可以表示为

$$s(t) = g(t)\cos\omega_0 t + \hat{g}(t)\sin\omega_0 t \dots\dots\dots (25)$$

式中： $g(t)$ ——调制信号；

$\hat{g}(t)$ —— $g(t)$ 的Hilbert变换，相当于把 $g(t)$ 的所有频率成分进行 90° 的相移变换。一般单边带信号采用相干解调，如图6示。

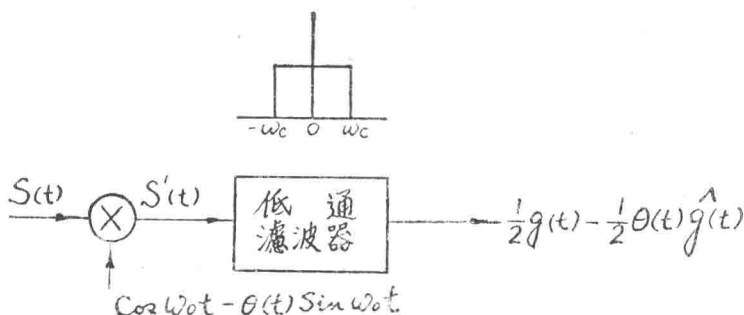


图 6

这样，将(20)式与(25)式相乘，得乘法器输出 $s'(t)$ 为

$$\begin{aligned} s'(t) = & \frac{1}{2}g(t) + \frac{1}{2}g(t)\cos 2\omega_0 t + \frac{1}{2}\hat{g}(t)\sin 2\omega_0 t \\ & - \frac{1}{2}\theta(t)g(t)\sin 2\omega_0 t - \frac{1}{2}\theta(t)\hat{g}(t) + \frac{1}{2}\theta(t)\hat{g}(t)\cos 2\omega_0 t \end{aligned} \dots\dots\dots (26)$$

通常 $g(t)$ 与 $\hat{g}(t)$ 的频谱限制在 $|\omega| < \omega_c$ 范围内，假设低通滤波器的传输特性在 $|\omega| < \omega_c$ 时为1，而在 $|\omega| > \omega_c$ 时为零，因此经低通滤波后输出为

$$\frac{1}{2}g(t) - \frac{1}{2}\theta(t)\hat{g}(t) \dots\dots\dots (27)$$

式中第一项为解调后主信号，第二项地本为信号随机相位抖动产生的附加噪声。噪声信

号功率比亦为

$$\frac{N}{S} = \overline{\theta^2(t)} \dots\dots\dots (28)$$

若随机相位抖动产生的附加噪声使噪信比 $\frac{N}{S}$ 低到-20分贝左右，一般来说，对误码率没有显著的影响。由于（28）式与（24）式是相同的，故对本地信号亦可提出 $P_N/P_o = \overline{\theta^2(t)}$ 为-20分贝的指标要求。

由于 $10 \log_{10} \frac{P_N}{P_o} = -20 \text{分贝}$

故 $\frac{P_N}{P_o} = \overline{\theta^2(t)} = 10^{-2}$

所以，相位抖动均方根值为

$$\sqrt{\overline{\theta^2(t)}} = 0.1 \text{弧度} = 5.73 \text{度}$$

因此，目前单边带接收机中提出 $5^\circ/10$ 毫秒相位抖动的瞬时频率稳定度的性能指标是合乎要求的。所谓10毫秒是指测量的采样时间间隔， 5° 是10毫秒采样间隔上得到的相位抖动均方根值。不同的采样时间间隔得到的相位抖动均方根值亦是不同的，所以，以上分析只不过是一个粗略的估算，仅供参考。

4. 带宽限制

单边带电台常利用一个话路通带来传输数字信号，由于话路带通滤波器在其通带两侧，传输特性衰减上升陡峭，必然导致通带两侧相位特性非线性失真加大，故通带两侧对数字信号传输影响也大。

一种简单的解决办法是，在设计短波数传机时，将此通带两侧空出不用，仅使数字信号频谱占用中间相位特性线性的一段带宽。如国产WX型数传机，副载频分布就在720至2520赫之间。这样做自然损失了一些通信容量，限制了传输速率。

在给定的信号功率、信道带宽、噪声功率谱密度和性能标准条件下，为了得到最高的传输速率，对于包括单边带电台在内的整个信道的传输特性形状有一定的要求——尼奎斯特准则。常用的满足尼奎斯特准则的信道特性为升余弦形的振幅—频率特性。为使信道总特性满足此条件，必要时可在信道中（一般在接收端）加用均衡网路。

四、结 束 语

本文只是就短波信道对数字信号传输影响作些讨论，要根据这些讨论对单边带电台与短波数传机提出一些具体的设计要求，还必须进行大量的实验。目前，国内一些工厂正在利用国产的数传机与单边带电台接口进行着大量的实验，可以相信，通过努力一定会使我国短波数字通信达到一个新的水平。

参 考 文 献

[1] "Data Transmission by HF Links", Proceedings of the transmission

Conference, Lausanne, Switzerland, 21~23, Oct. 1970, pp. 237~58.

- [2] "High Frequency Digital Communication System", AD-271, 111.
- [3] "HF FSK Error Rate Measurements" IEEE Trans. on C.T., pp. 438~42, Aug. 1969.
- [4] "The Improvement of Digital HF Communication through Coding", AD-670184.
- [5] "System design Considerations for an HF Global Ocean data transmission System", National Telemetry Conference Record, Washington, D. C. USA, 12~15 April, 1971, pp 3170~22.
- [6] "HF data Transmission using Chirp Signals" P.IEE, Sep. 1971, Vol. 118, №9, pp. 1162.
- [7] "S-3000X Prototype HF digital data Modem" 1964, 12, 51p. AD-612634.
- [8] "Comparative performance evaluation of digital data modems for HF radio" 1965, 1, 94p. AD-610675.
- [9] "A frequency-differential phase-shift Keyed digital data modem for operation at 4800, 2400, 1200, and 600 bits per Second over long-range HF paths" 1966, 10, 72p. AD-650726.
- [10] "The AN/GSC-10 (KATHRYN) Variable Rate Data Modem for HF Radio" IEEE Trans., Vol. COM-15, №2, April. 1967, pp. 197~203.
- [11] "Multitone Signalling System employing quenchable resonators for use on noisy radio-Teleprinter Circuits", P. IEE, Vol. 110, №9, Sep. 1963, pp. 1554-1568.
- [12] Kennedy, R.S. "Fading Dispersive Communication Channels", Wiley-Interscience, 1969.
- [13] "数字通信原理" 第十章, 西北电讯工程学院 1974.1.
- [14] F.D. Sunde: "Digital Troposcatter Transmission and Modulation Theory" B.S.T.J 1964. 1, Vol. 43, part 1, №1, pp. 143-214.
- [15] "300KHz-30MHz MF/HF", IEEE Trans. Vol. COM-14, №6, Dec. 1966, pp. 767~784.
- [16] 内部试验报告, 西北电讯工程学院, 101室.
- [17] "The Interpretation of Amplitude and phase Distortion Terms of Paired Echoes", PZRE. Vol. 27, June 1939, pp. 359-385.
- [18] M.B. 维尔朱诺夫等著《单边带调制》人民邮电出版社, 1965, 第八章.
- [19] 张有正: "短波单边带接收机的一些设计问题", 《国外电子技术》, 1973年第6期.

单边带快速通信的有效性及其可靠性

四机部一九一九所 俞刘宝

快速通信，有两个含义，一个是指通信的信道速度快，以比特/秒(或波特/秒)为单位；一个是指通信的全过程快，突然开始和很快结束，以秒为单位，实际上是一种瞬时通信。当然，二者之间具有一定的相互关系。往往由于用途不同，则侧重有所差异。前者是通信的有效性问题的，后者对于防止敌人侦察和干扰是极为有利的手段。

单边带快速通信，是以频率为1.5~30兆赫的短波电离层反射作为信道的，相对于慢速人工报及电传报而言为快速的通信系统。由于短波信道的不稳定，使其速度和可靠性均受到一定限制。但它具有天线简单、耗费功率小、通信距离远、设备相对简单、便于移动等特点，故在军事上、国民经济上应用比较广泛。

快速通信一般由通信末端、信道终端及传输信道组成，方框图如图1所示。

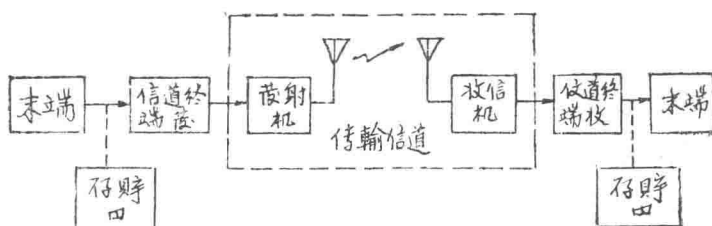


图 1

末端设备一般即为输入、输出设备，前者如凿孔机、电传机、文字识别装置，后者如电传机、快速打印设备、静电印字设备等。对瞬间通信而言，在末端和信道终端之间，加一个存贮器。平时将报文存入存贮器，当发报时机到来时，突然发出；收端处于等待状态，当启动识别指令核对无误后，信道终端启动工作，将报文接收并存入存贮器，报文结束后，自动停止工作，然后再用打印设备，把存贮器中报文打印出来。如果打印设备的速度同信道传输速度匹配时，当然也可直接打印出来，而无须经过收端存贮器。所以，电波在空中的暴露时间可以做到很短。对于一般快速通信来说，要做到全过程快，便需要各部分都快。在此，传输信道已定为单边带信道，而其余两部分中，信道终端便成为影响快速的主要矛盾了。不过，随着通信速度和可靠性的不断提高，末端设备将会逐渐上升为主要矛盾，因此，我们不能加以忽视。

一、通信有效性、可靠性的相互关系 以及影响它们的因素

在一个高斯分布恒参信道中，极限传输能力或称信道容量C为：

$$C = F \lg 2 \left(1 + \frac{P_s}{F N_0} \right) \quad \text{比特/秒}$$

其中：

F —— 带宽（赫）；

P_s —— 接收端信号平均功率（瓦）；

N_0 —— 噪声功率谱密度（瓦/赫）。

这个表达式说明了：信号功率、干扰大小及信道带宽之间相互依存和制约的关系。由式中可知，当给定信噪比及带宽时，则容量也就定了，在此容量下，通信无错误。因此，若要求通信速度高，则必须信噪比大、频带宽，或者更突出这两个因素中的某一个。如果因各种原因，信噪比不能大（如深空通信等），则可以用增大带宽或考虑降低通信速度来达到所要求的可靠性。对信道而言，若是变参信道，由于衰落、干扰等原因，信噪比不能有充分的保证，因此只有通过降低速度以及增加带宽来弥补。若是有线及微波信道，由于比较平稳，则应该在给定的信噪比情况下，千方百计地节约频带，以提高容量。所以，我们必须弄清这三者之间的辩证关系，从而确定合理的设计方案，否则会适得其反。譬如，在短波信道上考虑节约频带，在微波信道上搞“加长码元”或分集的办法，均要失效。因为前者错码无法满足要求，而后者势必造成设备很大的浪费。

由此可知，世界上不存在一个绝对最佳的快速通信系统，一个方面的得益必定是用另一方面的代价来换取。在一个复杂的条件和要求面前，我们只能根据情况解决其中最主要的矛盾。应该说明，上述仅是一个理想公式。随着频带无限的扩展，无错误的传输信息所需信噪比可以逐渐减少到一个极限值。

$$\text{我们令：} a = F/C, \text{ 则：} \frac{P_s}{F N_0} = P \cdot J / N_0 \alpha \frac{1}{F \cdot T} = \frac{E}{N_0} \cdot \frac{1}{a}$$

其中： T —— 码元长度； E —— 单位码元的能量。

将其代入式中可得：

$$\frac{1}{a} = \lg 2 \left(1 + \frac{E}{N_0} \cdot \frac{1}{a} \right)$$

$$\text{则 } 1 + \frac{F}{N_0} \cdot \frac{1}{a} = 2^{\frac{1}{a}} \quad \text{即} \quad \frac{E}{N_0} = \left(2^{\frac{1}{a}} - 1 \right) \cdot a$$

我们令 $F \rightarrow \infty$ ，即 $a \rightarrow \infty$ ，来找到这个极限值为

$$\frac{E}{N_0} \Big|_{\min} = \lg_e 2 = -1.6 \text{ 分贝}$$

此即为可靠传输时所需的信号能量和噪声功率密度之比的最小极限值。实际上，由于各种限制还远远达不到这个极限值。对于变参信道来说，这个极限值的定量就不再符合，但这三者的定性关系仍然存在。因为，变参信道在某段瞬间，仍可以近似地看成为恒参信道的。这三者间的定性关系是：信噪比愈高，速度愈低；频带愈宽，通信可靠性愈高。因此，在一定条件下，通信速度和可靠性是一对矛盾。

二、单边带快速通信的信道

单边带信道是指1.5~30兆赫频率范围内的电离层反射传播特性,这种媒质的特点是变化的。由于它受日变化、季节变化、年变化、突然的太阳黑子爆炸所造成的电离层骚动,以及地球磁场的影响,电离层为各向异性介质,电离层的这些变化运动,使得它的参量是随机变化的,故常称单边带信道是随机变参信道。常见的影响主要是扩散和衰落,这两种现象在时间域和频率域上都有。在时间域上看,当发射一个窄脉冲时,由于存在着不同的长短反射路径,使到达接收机的信号有时间上的先后,造成脉冲的持续如图2所示。时间加长 $\Delta\tau$,由图可知,在 $\Delta\tau$ 期间内,前面的码元1对后面的码元2产生窜扰。如果选择码元长度 $T < \Delta\tau$ 时,就使得后面码元完全被前一个码元所涂污而发生错误。 $\Delta\tau$ 称之为多径扩展。多径给通信的可靠性带来了极大的危害。

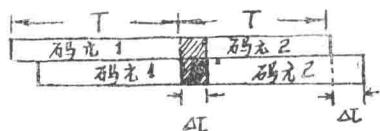


图2 多径造成前后码元的窜扰

如果发送的是一个绝对稳定的单频率信号,在接收端就变成了一个以此单频率为中心、占有带宽 ΔF 的信号,这是由于电离层运动产生的多卜勒效应所致。 ΔF 称为频率扩展。由于有 ΔF 的存在,接收信号的相位是变化的,假如码元长度比较长,便在整个码元内,前后相位发生变化 $\Delta\varphi$,这种现象被称之为相位扰动或相位蜕变。

这种频率和相位失真,将对频率键控(F.S.K.),尤其是相位键控(P.S.K.)信号的接收,产生不利的影响。

多径长度一般在2~4毫秒,有时可达10~15毫秒,在远距离(如数万公里)时,甚至可达100毫秒,这与所用的频率、距离、时间、地理位置以及天线方向性均有关系。当频率接近最高可用频率时,多径很小,反之增大。多径同距离的关系呈现出马鞍形,如图3所示。在150~200公里时,多径比较大,可达8毫秒以上;随着距离增加,多径逐渐减少,在2000~5000公里范围内,多径可降至3毫秒以下。如果再增加距离,电波出现多跳现象,于是多径又逐渐增大。在距离小于100公里时,传播主要靠地面波,所以多径也比较小。就时

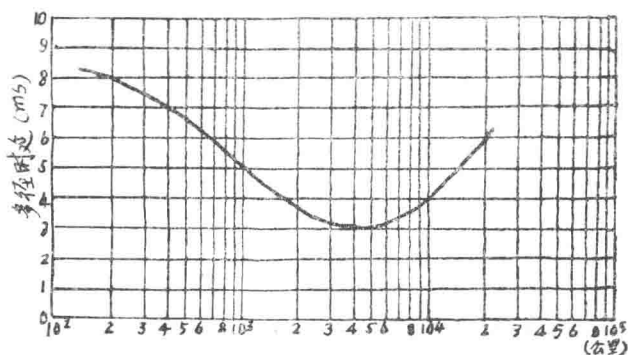


图3

间而言,在日出及日落时,多径很严重,此时通信比较困难,俗称难点时间,这是电离层剧烈变化所造成的。而白天或午夜,由于电离层比较稳定,因而多径较小。通过试验得出,在传播路径通过极光区时,多径效应最严重,其次是通过赤道区;较小的是温带地区;在进行东西方向通讯时的多径要比南北方向时要大些。在采用锐定向天线时又可使多径大大减小。为了尽可能地避免多径造成的码间串扰,要求码元有足够的长度,尤其在很短距离,如150~200公里时,码长希望在15~20毫秒以上,才能保证一定的可靠性。频率扩展一般为1~2赫,在极光地区及电离层骚动较大时,有时可达10赫以上。

衰落是指当发射一个等幅波时,在接收端的信号振幅呈现起伏变化的现象。平坦衰落是各频率成份同时衰落,选择性衰落仅在比较窄的频带内成立。实测表明,对于典型的选择性和平坦衰落,信号包络振幅分布为瑞利分布及对数正态分布。平坦衰落主要由于电离层吸收引起,其衰落周期长,深度小。选择性衰落是因多径信号叠加,其相互间的相位由于路径不一而呈随机性的变化所引起,如图2所示。当主径码元和多径码元自身叠加时,由于同频,因此,同相时就相加,使信号加大;反相时,就抵消,使信号很快衰降,形成衰落周期短而深度很大的特点。通常用相关系数来描写一个时间间隔,或相隔一个频率差时衰落变化的关系。在相关时间及频率内,信号的衰落独立性很小,反之就大。实测表明,相关衰落时间间隔为0.5~1秒左右,相关衰落频率间隔为200~500赫左右,在采用时间分集或频率分集来抗衰落时,要考虑这两个参数。应该指出的是,由于选择性衰落的快速性及深度大特性,用一般的自动音量控制方法是不起作用的。

由上所述,可见单边带信道一般来说,可以用时间扩展、频率扩展、相关衰落时间、相关衰落频率四个参数来表征它,而且其参数是随机变化的。在实践中,应该考虑到这些因素,采取措施来提高有效性和可靠性。

三、单边带快速通信的有效性和可靠性

快速通信的发展方向是提高速度和可靠性。有时,为了隐蔽或争取时间,在一定的误码要求下,提高速度是个主要矛盾,例如在单边带话路通带内,需通数字话时,必须使速率达到4800比特/秒~9600比特/秒时,才有可能,此间对误码率要求就不是很高。而有的时候,在一定的速度要求条件下,可靠性却是主要矛盾。例如在传送遥控遥测指令时,发生的错误就可能使飞行器偏离轨道而导致严重后果。在另外一些时候,这二者又需兼顾。因此必须针对在不同要求下所暴露的主要矛盾,来采取不同的措施解决。

在一个3千赫带宽内,对于不同的调制制度,可能的最高速度及可靠性均不同。最常用的调制方式是FSK(移频键控)和PSK(移相键控)。调幅制由于质量较差,一般不常采用。其次还有由此派生出来的制度,如MFSK(多元制移频)、DPSK(时间差分相干)、CPSK(偏码差分相干)、FDPSK(频率差分相干)以及多频相、时频调制等等。对于这些基本情况,可列表计算来加以说明。

在计算时,频率间隔均按正交配置,即码长 T ,则 $\Delta f = \frac{1}{T}$