

北京航空学院

科学报告会论文集

庆祝建校三十周年

第二分册 无线电电子学类

1982.10

前 言

建校三十年来,我院科研工作遵循党的方针政策,密切结合教学,取得不少成果,在此基础上,总结出了一批有一定理论价值与实践意义的学术论文。

战斗在祖国各地的校友们,在为实现我国四个现代化这一伟大历史任务的过程中,同样做出了可喜的成绩,此次他们热情响应母校三十周年校庆征稿的号召,把自己多年来从事教学、科研与工程技术实际工作中所积累起来的宝贵经验,进行理论总结,书写成文,投寄我院。

为隆重纪念我院三十周年校庆日,加强院内外的学术交流与联系,我处特编辑这套校庆论文集。文集刊载本院与校友近期科研成果或技术总结的详细文摘。为节省篇幅,在编辑时将作者原列参考文献删去。

论文按专题分类出版:

1. 材料科学与工程类
2. 无线电电子学类
3. 自动控制类
4. 发动机类
5. 飞行器与力学类
6. 计算机类、管理工程类、情报学类
7. 制造工程类
8. 数理类
9. 机械设计类
10. 医疗类、体育类
11. 社会科学类
12. 大学生论文集

由于编辑出版力量有限,时间也较仓促,难免有遗漏和不妥之处,欢迎批评指正。

北京航空学院 科研处

1982年10月

第二分册 无线电电子学类

目 录

1. 交换网内话音/数据混合传输系统的改进
.....王邦柱 (1)
2. 沃尔什遙测系统同步问题的研究
.....邢协豪 (9)
3. 非线性电路刚性瞬态问题数值分析
.....方 斌 赵元康 (14)
4. 结型場效应管模拟开关瞬态特性分析
.....刘文俊 房小文 (20)
5. 用迭加原理分析反馈放大器
.....程志昌 (29)
6. 计算机辅助电路优化设计
.....钱凤莲 赵元康 耿长柏 (36)
7. 图象信号的实时传输与显示
.....卢维扬 (42)
8. 遙测、遙控、信标系统的信号格式
.....卢维扬 (50)
9. *Dolph*法在等相差阵设计上的应用
.....刘连印 (55)
10. 滤波输出放大器的设计
.....徐玉珍 (63)
11. 晶体管脉冲电镀电源的研制
.....袁财兴 (71)
12. 主动控制技术中数字式电传(光传)操纵用的容错计算机系统
.....范仁周 吴晓北 (77)
13. 电子线路的频域机助优化设计
.....徐孝涵 (82)
14. 机载分布式多处理机数字信息综合系统
.....罗志强 郭建邦 张鸣瑞 (87)

15. 正交函数与遥测
.....张其善 张鸣瑞 (92)
16. 一种修改的沃尔什函数正交系的设想
.....鞠 枫 (97)
17. 四进制脉宽光纤通讯系统
.....戴显达 (104)
18. 卡尔曼滤波在相干通信中的应用
.....周荫清 黄友林 (111)
19. 相干通信中锁相环路动态特性分析
.....周荫清 黄友林 (126)
20. 机载雷达距离跟踪系统应用递推滤波的性能比较
.....李少洪 张兴华 (137)
21. $OCCAM$ 滤波在空载雷达跟踪系统中的应用研究
.....张有为 朱谷川 (145)
22. 利用数字计算机生成服从高斯分布的随机序列
.....贺荣发 (154)
23. 推广的卡尔曼滤波器在 CNI 中的应用
.....马肇亮 丁子明 (161)
24. 表面声波编码解码器
.....张国华 (173)
25. 经典导航定位算法
.....俞 捷 丁子明 (181)
26. 全数字式雷达多目标模拟器的设计
.....高泽溪 (188)
27. m, M 伪码的构造与变换
.....谈展中 (197)
28. 矩形微带天线元的分析与计算
.....何国瑜 关秉田 彭 明等 (204)
29. 关于圆波导多模馈源模比及输入导纳的计算
.....李思超 吕善伟 (212)

30. 图象数据压缩的 DCT 法
平西建 许耀昌 潘维瀚 (221)
31. FIR 数字滤波器的三种设计方法
郑存生 潘维瀚 (228)
32. 空间不变的运动退化图象的复原
謝云峰 关德新 (235)
33. 电容元件升压电路的研究
杨绍鹏 (242)
34. 单边带电台用低功耗频率合成器
张锡宁 (255)

交换网内话音／数据混合传输系统的改进

机 电 系 王邦柱

概 述

目前,大量数据通信仍利用普通电话交换网进行,随着微计算机的发展和广泛应用,这类数据通信量大大增加,在商业性的可视资料(Videotex)系统*问世后更是如此。

就交换网内营业性的数据双工通信和Videotex通讯而言,迄今为止仍是“无声”的,即不能在传数据时插入话音,打破这种无声局面,使口头说明,讨论或指挥能插入数据信号中传送,在许多情况下是有意义的,例如科技问题讨论、教学、远程诊断、企业单位内部计算机控制系统的调度指挥等等。因此,这一问题近年引起人们关注,有不少方案陆续问世,其中最新的方案有1980年荷兰Philip公司的“Scribophone”和1981年Bell实验室的“Teleterminal”等,但到目前为止,这些方案都是试验性的,未能投入商业性应用。这是因为此类系统不仅需要在电话频带(300—3300Hz)内兼容计算机间数据率为300bps的双工通讯和Videotex系统使用的1200bps的半双工通讯,而且还必须作到成本低廉以适合广大个人用户,同时满足上述要求并非易事。

有关数据率600bps以下双工系统中的混传问题,作者曾于“一种具有在线识别功能的话音/数据时分内插传输系统”**一文(以下简称“前文”)中,提出一种结构较简单的解决方案。经过扩展和改进,目前此种系统可用于传输1200bps的数据信息,它的在线识别可靠性也得到提高。本文是前文的发展与补充。

系统工作原理简述

此系统要完成两部分工作,一是一般数据通信中的调制与解调,一是话音信号的插入与分离。调制和解调与普通系统无异,不赘述。话音/数据信号的内插与识别分道过程前文已有介绍。这里仅作简要回顾和必要的补充,以便读者了解本文的重点——有关改进部分的阐述。

* 最先发展可视资料系统(Videotex)的是英国,于1979年开始商业性应用,随后其他国家(法、德、日、加、美等国)也在研究发展。这种系统利用家用电话及电话交换网为通信手段,配以转换和处理数据信息的终端机,并利用家用电视得到输出显示,人们便能从中心数据库中索取各种资料,显示在电视屏幕上。

** 发表于北京航空学院学报1981年第二期

1. 发送端语音/数据信号内插问题

统计说明,在双工通信系统中,考虑到等候对方回话和讲话中的迟疑、停顿,有效语音占用的时间实际上不到40%,也就是说,在混合传输时,60%以上时间可用以传送数据。为避免两种信号争用信道,本系统在发送端加用了延时单元,使数据信号能插入刚刚检出的有效寂静段内传送。所谓有效寂静段指的是长度超过某值的寂静段,在传输率为 $600b/s$ 时,这一长度应大于 $18.3ms^*$,因为只有大于此长度才可内插传送至少一字节数据而不与后续语音发生争用。两种信号内插所得输出波形如图2—*a*所示。

2. 混合信号在接收端的识别与分遣

接收端的任务是对接收到的混合信号进行在线识别并把两种信号复原和分遣。识别时无附加标志信号或边框信号作参考,仅据两种信号本身的特点作出判别。对此类识别 *J.P. Adoul* 等曾提出一种方案,其要点是根据信号的极值数、零交点数算出反映信号频谱的 Z 值;根据平均对数幅值和最大值求得差值 R ,根据 Z 与 R 的不同识别两种信号。

上述方法的缺点是:算法复杂,用一般微处理器不可能实时地完成上述算法并 进行 控制;两种信号的交界点判断欠准,这将带来噪音和传输差错。

针对上述问题,作者提出了另一在线识别方案。它也是根据两种信号本身特点 进行 识别,这些特点可从两方面考察,首先,两种信号频谱上有差异,*H.Fletcher*的研究结果表明,语音能量集中在电话频带的低频部分,频谱峰值在 $300-500Hz$ 之间,随着频率增高,其频谱以 $-6db/倍$ 频程速率下降;另一方面,常用的调制频率均大于 $1000Hz$,其信号频谱集中在电话频带的高频部分;其次,从幅值上看,语音的起伏大,调制信号与此相反,它的幅值保持基本平稳。

为简化识别过程,接收到的混合信号将首先进行预处理,亦即进行某种变换,以简化识别参数,然后送往微处理器进行识别,此时微处理器不必直接分析被接收信号的样值,它只需检查变换后波形的一个参数即可作出准确识别。这使得在线识别工作大为简化,其算法可用普通微处理机实现。

图1为接收端的原理框图,与前文的框图相比,在开关脉冲发生器单元中增设了杂波抑制电路,它的作用将在下一节讨论。接收端各部分的波形图见图2。

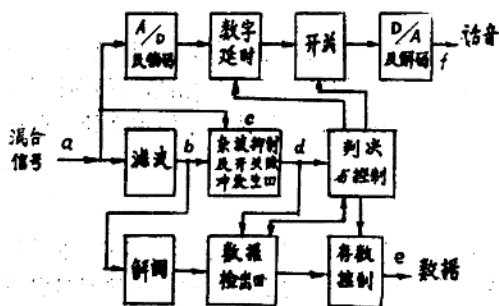


图1 接收端原理方框图

* 包括传送起始与终止比特的时间在內

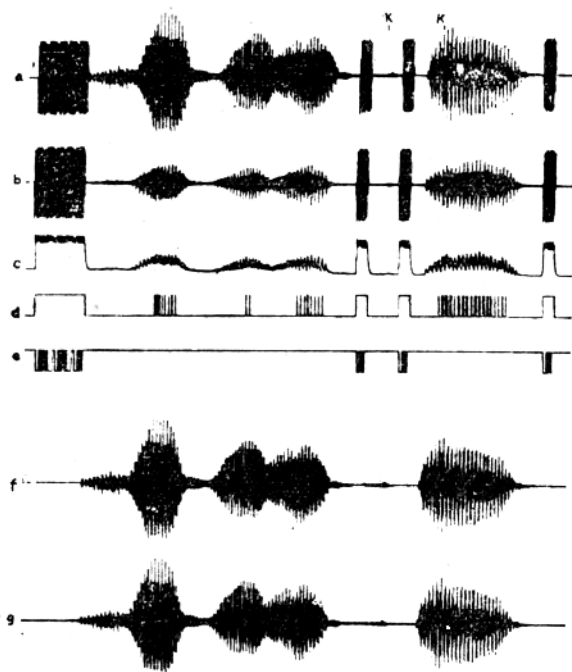


图 2 接收端波形 (600bps)

- | | |
|----------------|--------------|
| a) 接收到的混合信号 | b) 带通滤波器输出波形 |
| c) 包络波 | d) 开关脉冲波 |
| e) 复原后的数据波形 | f) 复原后的语音波形 |
| g) 一般传送时语音信号波形 | |

在此系统中, 首先利用调制信号的带通滤波器对接收到的混合信号进行滤波, 以此作为第一步预处理, 经带通滤波后, 混合信号中调制信号幅值无大变化, 而语音部分的幅值则大大削弱 (图 2—b)。这一现象与语音频谱峰值低于调制信号频带有关。滤波后信号的包络波形是图 2—c。将其鉴幅后得开关脉冲波形 (图 2—d*), 后者的脉宽也就是以后微处理机识别信号的依据。其理由是: 带通滤波后调制信号幅值基本不变, 且平稳, 它对应的开关

* 为显示系统抗杂波干扰的性质, 图 2—d、图 3—d、图 4—d 给出的开关脉冲仍是未加杂波抑制时的波形, 加杂波抑制后的开关脉冲波见图 6

脉冲宽度必等于或大于传送一个字所需的时间，例如 $600b\text{ps}$ 时将大于 $18.3ms$ ；语音部分滤波后将大大削弱，包络幅值低，鉴幅后对应的脉冲（杂波）宽度将远小于 $18.3ms$ （见后），两者差异甚大，易于鉴别。

输入混合信号经上述预处理后，以开关脉冲形式输入微处理器进行识别，识别依据就是一个参数——脉宽，宽于 $18.3ms$ （ $600b\text{ps}$ 时）时对应调制信号，此时解调器输出的脉冲为有用数据信息，读入存贮器；脉宽小于 $18.3ms$ 时虽解调器也有某种脉冲输出，但因它是由输入语音引起的随机波形，不予读入，这样就可分离出调制信号中传送的数据信息（图 2—e）。从另一方面，延时输出混合信号中的数据部分代之以零电平或伪噪声电平后，可得恢复了的话音信号（图 2—f），图 2—g 是未经混传处理的同一段语音信号，图 3 是图 2 部分波形的放大。图 4 是传输率为 $1200b\text{ps}$ 时的波形。

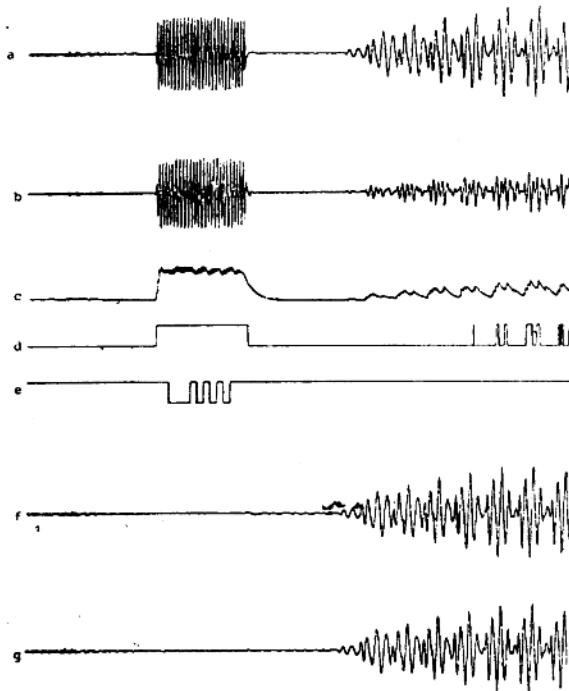


图 3 接收端的波形（ $600b\text{ps}$ ）〈放大〉

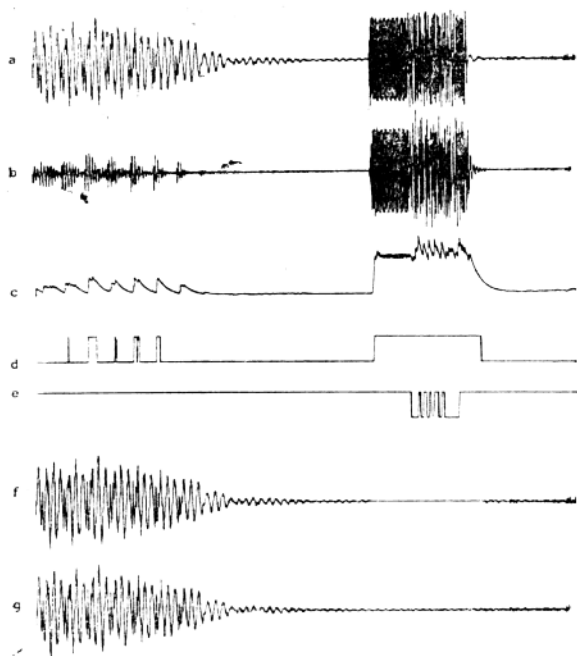


图4 接收端的波形 (1200bps) (放大)

识别可靠性的提高与数据率的扩展

1. 识别可靠性的提高

上述根据脉宽识别的方法要求话音部分所产生的杂波脉冲最大宽度不能太大,这是因为识别可靠性将随着此一脉宽增大而降低。由于此脉冲是从包络波鉴幅而来,故脉宽与鉴幅所用的阈值有关。阈值愈低,对应的脉冲愈宽,阈值 (Th) 与杂波的最大脉宽 (DF_m) 关系见图5—b。图5—b是对10个句子进行统计分析的结果,其中参考电平设在 A/D 变换入口处限幅电平以下 3db 处。从图5可见,当 Th 设定为 $-8dbm_0$ 时,最大脉宽为 $3ms$; $Th = -17dbm_0$ 时,脉宽为 $20ms$,此时已不能据脉宽进行有效识别了。

为提高识别可靠性,在改进后的系统中带通滤波前的混合信号也引入开关脉冲发生器,由于滤波前后话音信号幅值差别较大,故可用电路鉴别此一差别并据以抑制大部分杂波脉冲,加了上述杂波抑制电路后, Th 和 DF_m 的关系如图5—a所示,此时即便 Th 取 $-20dbm_0$,最大脉宽也不超过 $10ms$ 了。图6示出了加或不加杂波抑制电路时的开关脉冲波形,从中也可看出它对话音部分引起的杂波脉冲有很好的抑制作用,使其数量和宽度都下降。

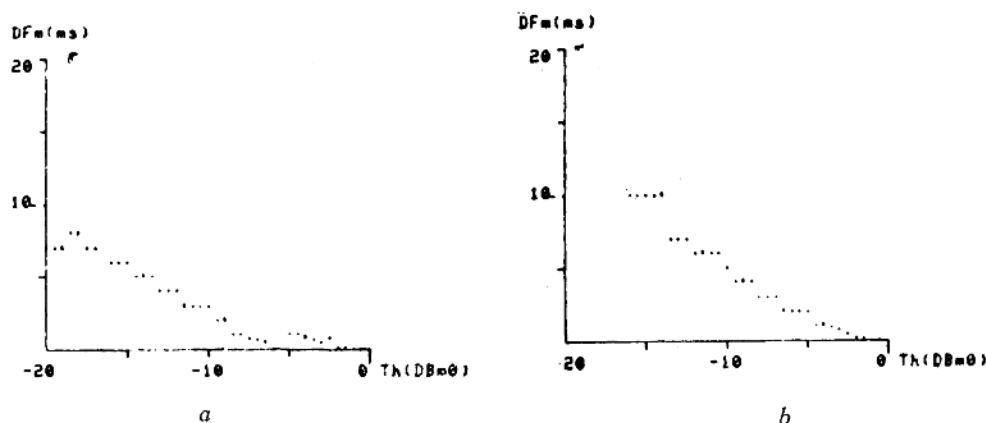


图5 杂波脉冲最大宽度 (DF_m) 与鉴幅阈值 (Th) 间的关系

a 加杂波抑制

b 不加杂波抑制



图6 杂波抑制电路对开关脉冲的影响

a) 加杂波抑制的波形

b) 不加杂波抑制的波形

图7是统计分析10句混合信号得到的三维和二维图形,图7—*b*示出在出现开关脉冲期间对应的混合信号区段内频率分布。图中 D 表示开关脉冲脉宽, F 表示有关区段内的信号频率(据零交点求得),图7—*a*为信号样品数在 $D-F$ 平面上的分布。统计时鉴幅阈值 Th 设定为 -10dbm0 ,数据率为 1200bps 。从图可见,话音信号对应的开关脉冲宽度都在 3ms 以下,调制信号对应的脉宽则在 20ms 以上,两者的识别是很容易的。此外,由于调制信号的起止点与其开关脉冲的前后沿相对应,两种信号的交界点也可作出准确判别。

2. 数据率的扩展

上面引用的脉宽阈值为 18.3ms ,那是数据率为 600bps 时发送一个字所需的时间,在Videotex系统中,数据率提高一倍(1200bps),发送一个字所需时间减少为其二分之一。为在Videotex系统中应用此项技术并使之具有相同的识别可靠性,设计发送端软件时要保证插入首字的调制信号宽度不小于 18.3ms 。例如,当数据率为 1200bps 时,插入数据前可先发送11比特“传号”(Mark),然后发送数据信号的首字,这就保证了首字占用的调制信号宽度大于 18.3ms 。数据率为 1200bps 时接收端的波形见图4。经这样扩展后,系统的数据率可以有300,600,1200 bps 等几种,用户改变指令即可进行选择。

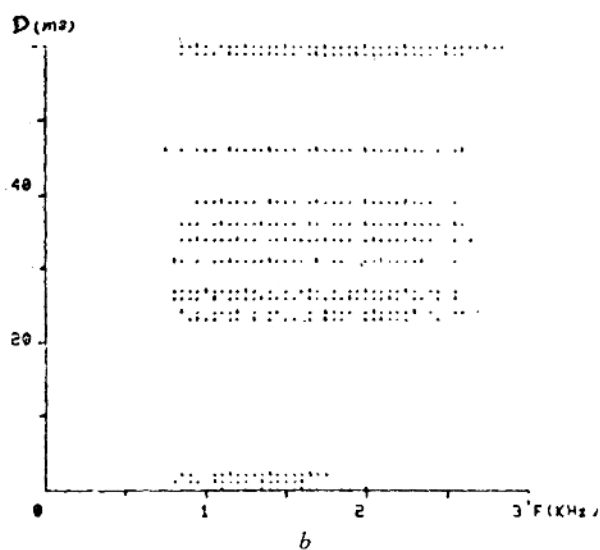
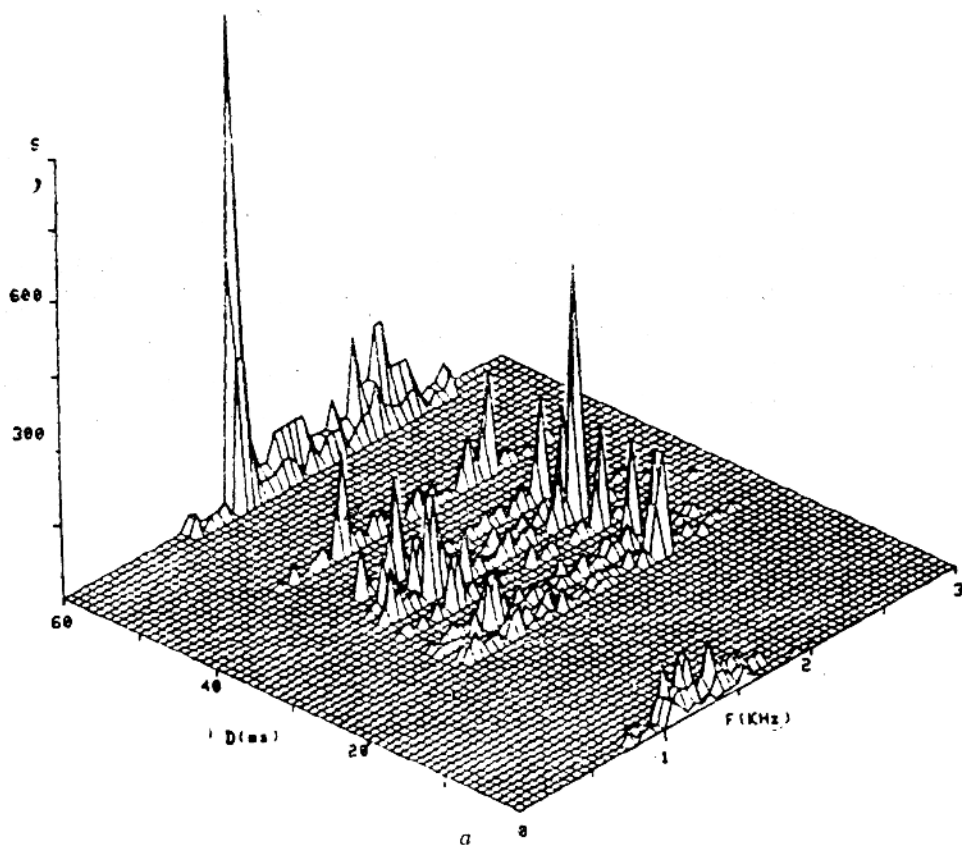


图7 出现开关脉冲时信号的分布 (加杂波抑制)

a) 三维分布

b) 二维分布

結 語

1. 本文介绍的话音/数据混传系统具有在普通电话交换网内选择性地传送数据率为300, 600, 1200bps 调制信号(FSK)的能力, 可适用于贝尔103A双工传输系统及可视资料系统等。在话音传送方面也能保证质量。从原理上讲, 此系统不难扩展用于条件化的专用信道或用于传送PSK信号, 传输率当可进一步提高。

2. 本系统所用在线识别方法无须附加标志信号, 由于对接收到的混合信号实行预处理(变换), 使判别参数简化为1个, 本系统的实时控制均可用普通微处理器实现。

沃尔什遥测系统同步问题的研究

机 电 系 邢 协 豪

七十年代以来,随着半导体集成技术的发展,以沃尔什函数为代表的非正弦函数及相应的序域分析方法,在电子技术的各领域日益引起人们的兴趣,并在实际应用中显示出其独特的优点。作为与现有FDM及TDM相区别的SDM(序率分割调制)的沃尔什遥测系统,国内外都有人在进行研究。这种新型遥测体制的重要前提就是同步。由于沃尔什同步有着不同于现有同步技术的特点,并且序率分割原理的本身并没有回答同步控制的一系列理论与实践问题,所以对沃尔什遥测系统同步问题的研究就成为一个关键问题。

一、理论基础

同步线路在整个沃尔什遥测系统中构成相对独立的一个信息传输、处理的系统,所以它同样面临着一般信息传输的频宽、噪声、误差等基本问题。对这些问题的研究涉及整个系统,并构成同步控制方案设计的理论基础。

第一个问题:同步系统的接收信号——多路信号的频宽要求。

同步系统的输入信号呈阶梯形状,如图1所示。

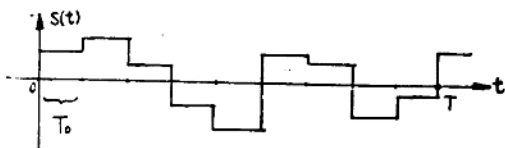


图1 输入信号 $S(t)$ 的阶梯形状

通常认为这种带跳变沿的波形将要求很大的带宽,或须有专门措施才能传输,而具体的频谱分析在国内外文献中却不多见。 $H.H.Schreiber$ 仅对单个高序号沃尔什波计算了功率谱。这里,为了得到系统的带宽要求,我们直接对多路信号进行频谱分析。

不难证明,在路数 $m \rightarrow \infty$ 时, $S(t)$ 的幅值符合高斯分布,其均值为另,均方差为其最大可能幅值的 $\frac{1}{3}$ 。

进一步将 $S(t)$ 分解,并利用随机脉冲序列的相关函数,便可得出 $S(t)$ 的功率谱为:

$$G(f) = \frac{A^2 T_0}{9} \left(\frac{\sin \pi T_0 f}{\pi T_0 f} \right)^2$$

其中:

A ——最大可能幅值;

T_0 ——最小不变时间区间。

于是, 在频宽 $0 \sim f_0$ 内, 功率分布百分数为:

$$f_0 = \frac{1}{T_0} \quad \text{时,} \quad \eta \approx 89\%$$

$$f_0 = \frac{2}{T_0} \quad \text{时,} \quad \eta \approx 94\%$$

$$f_0 = \frac{3}{T_0} \quad \text{时,} \quad \eta \approx 96\%$$

$$f_0 = \frac{8}{T_0} \quad \text{时,} \quad \eta \approx 98\%$$

$$f_0 = \frac{20}{T_0} \quad \text{时,} \quad \eta \approx 99.5\%$$

第二个问题: 同步系统的控制对象——解调器的噪声性能。

$C. Lin$ 和 $S. C. Gupta$ 曾计算过沃尔什解调器输出端信号加噪声的一阶矩, $H. Hubner$ 也定性比较过 TDM 与 SDM 的一般抗干扰性能, 但无定量估算。下面我们来推导解调器噪声性能的定量描述: 制度增益 G 与抗干扰增益 R 。

根据解调器的组成, 忽略输出、输入间的固定时延, 可以建立起它的数学模型, 见图 2。

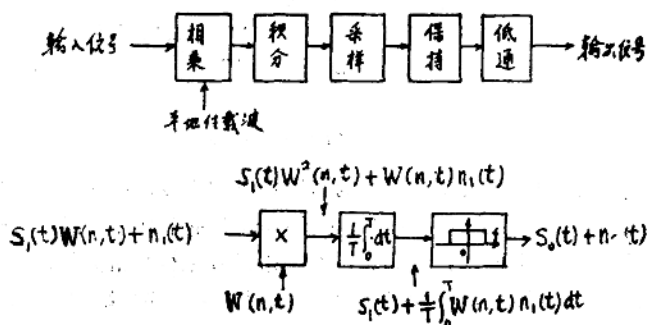


图 2 沃尔什解调器及其数学模型

用近似分解的方法, 可算出下列重积分:

$$\frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T N_1 \frac{\sin 2\pi B_m(S-t)}{2\pi B_m(S-t)} Wal(n, s) Wal(n, t) ds dt$$

进一步得出输出端噪声平均功率为：

$$N_2 \approx 0.44 N_1 / T B_m$$

其中：

$2B_m$ ——视频带宽；

N_1 ——输入端的噪声平均功率；

T ——沃尔什波周期。

于是可由定义推得 G 和 R ：

沃尔什付载波调制的制度增益：

$$G = \frac{P_2/N_2}{P_1/N_1} \approx \frac{1.1}{K} \left(\frac{B_m}{B_s} \right)$$

沃尔什付载波调制的抗干扰增益：

$$R = \frac{P_2/N_2}{(P/N)_{AM}} \approx \frac{2.2}{K} \quad (K > 1)$$

其中：

K ——“采样系数”（实用采样频率与乃奎斯特频率之比）；

B_s ——系统可传输信号的最高频率。

第三个问题：同步系统的主要并行误差——带限正交误差的定量估算。

沃尔什波在相关接收中的正交误差，是系统误差的主要来源。其中与同步误差并行的主要是带限误差。有关文献对这个问题很少有定量估算的。我们则给出了定量描述。

信道带宽及器件开关速度限制都是“带限误差”的来源，它们首先使实际沃尔什波的前后沿失真。若对这种沿给出数学描述，并假设前后沿波形相似，我们发现这种正交误差与沃尔什波的区间对称性密切相关，并呈现规律性。在引进“截断函数”及“判别矩阵”等定义后，可以用严格的数学方法推论出 4 条判别准则，根据它，可以方便地对任意两个实际沃尔什波之间的带限正交误差作出定量估算。这部分工作及结果已由作者另文发表。

二、方案设计

上述分析提供了方案设计的根据，这些结论主要是：

A 盲目加大信道带宽，并不能给复现原波形带来显著效果。阶梯形波未必需要很宽的频带。同步系统的实现，应受到这个频宽的限制，一般应在 $(m+1)/T$ 的 2~4 倍之内。

B 增大视频带宽可提高制度增益 G ，且无门限效应。但从抗干扰增益 R 来看，沃尔什付载波调制与 AM 相近，因为它说到底也是一种幅值调制，对噪敏感。故对同步系统提出过高的噪声性能指标并无必要。解调器的临界信噪比可作为同步系统噪声性能考虑的标准。

C 同步正交误差略大于带限正交误差，但数量级相近。据估算，整个系统传输误差要求在百分之几之下时，应使同步误差控制在千分之一以下，尽量小。

在上述前提下，我们提出两种提供同步信息的方法：

① 相关函数法

由相关函数定义可得：

$$F(1, 2, \tau) = \int_0^1 W_{al}(1, t) W_{al}(2, t - \tau) dt$$

它的三角形特性可用来构成相关器、给出相位误差信息，如图3所示。

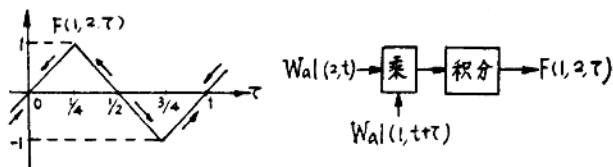


图3 $F(1, 2, \tau)$ 波形及相关器

② 插入标志法

对沃尔什波进行周期性间断处理，在间断处插入标志信号给出周期起止点的时间位置信息。它并不影响整个周期上的正交性。

同步信息的提取问题解决后，就可有多种方法构成环路实现同步控制。下面是可行的三种环路：

1. 开环：

对插入标志的多路信号，在接收端由同步检测线路形成同步信号后，对本地钟脉冲系统及沃尔什波发生器强行置位，可实现无反馈的“开环”同步控制。

2. 数字锁环：

PLL 在一般同步技术中得到广泛应用。同步信息的提取，相当于实现了“鉴相”，使 PLL 在这里的应用成为可能。沃尔什函数的二值性使之与数字电路相容。利用相关函数法中的相关器组成鉴相器，进而构成一阶数字环。

3. 模拟锁环：

对于插入标志的多路信号，若在同步信号检取后不直接去强制置位，而是组成 PLL ，不但可消除稳态相位差，而且加强了抗干扰能力。采用单片集成模拟 PLL ，在使用上仍较方便。

三、实验结果与性能评价

我们在一个15路沃尔什遥测系统和一个4路沃尔什遥测系统上，分别对两种同步信息提取方法及三种同步环路进行了实验研究。

实验的内容包括：