

DVB 信道编解码与调制解调(一)

作者: 梅剑平 全子一

日期: 2005-8-20

经过信源编码和系统复接后生成的节目传送码流,通常需要通过某种传输媒介才能到达用户接收机。传输媒介可以是广播电视系统(如地面电视广播系统、卫星电视广播系统或有线电视广播系统),也可以是电信网络系统,或存储媒介(如磁盘、光盘等),这些传输媒介统称为传输信道。通常情况下,编码码流是不能或不适合直接通过传输信道进行传输的,必须经过某种处理,使之变成适合在规定信道中传输的形式。在通信原理上,这种处理称为信道编码(Channel Coding)(与信源编码相对应),实现信道编码的系统称为传输系统(Tran 在工程应用中,信道编码过程一般被分为两环节:负责传输误码的检测和校正的环节称为信道编解码,负责信号变换和频带搬移的环节称为调制解调。一个实际的数字传输系统至少要包括上述两个环节中的一个环节,一般 DVB 的系统都是由上述两个环节构成的,因此 DVB 系统常被称为 DVB 信道编解码器与调制解调器。

- 我们知道, MPEG-2 的 TS 码流是经过高倍压后的数字电视信号,压缩编码大大节省了传输频道,提高了频道利用率,但同时也付出了一个代价——就是对传输干扰变得十分敏感。例如传输过程中的噪声干扰,在模拟电视中一般仅造成雪花干扰,但在数字电视中则可能在恢复图像中造成大块的失真,严重时甚至使整个系统无法工作。定性而论,压缩倍数越高,数字电视对传输干扰的抵抗能力越弱,即同样的传输干扰在解码恢复图像或声音中造成的损伤就越严重,对传输可靠性的要求也就越高。美国“大联盟(GA: Grand Alliance)”系统中规定,传输系统必须将传输误码纠正到 10^{-6} 以下,解调器才能正常工作;而欧洲 DVB-S 标准中则要求传输系统将传输误码纠正到 10^{-10} 的水平。可以看出,上述指标对数字电视的传输系统的要求是相当高的,不仅远高于模拟电视系统,甚至高于一般的数字通信系统,如数字电话传输系统中,误码率通常仅要求为 10^{-3} 。为满足这种指标要求,近年来各国在 DVB 的传输系统方面进行了大量的研究,很多数字通信领域里的前沿新技术被应用于 DVB 传输系统中。---与其它事物的发展历程一样,DVB 传输系统也经历了一个从落后到先进,从模拟到数字的发展过程。DVB 的发展实际上起源于高清晰度电视(HDTV)的研究。日本 NHK 于七十年代初开始 HDTV 的研究,于 1984 年公布了世界上第一个 HDTV 方案---MUSE,由于在其研究过程中数字通信技术还不十分成熟,MUSE 的传输系统采用的是模拟通信技术,使用模拟调频技术通过卫星进行广播。其后,在西欧英、法、西德等多国共同参加的尤里卡 95 计划,提出了以复用模拟分量(MAC)制为基础的 HDTV 方案—D-MAC,HD-MAC 的传输系统仍然采用了模拟通信技术,同样使用了模拟调频技术,通过卫星进行广播。可以看出,八十年代中期以前,模拟通信技术在新一带电视传输的研究中占了上风。由于数字通信技术固有的“门限效应”,有可能使得相邻的两个用户中的一个用户能够很好地接收节目,而另一个则完全收不到节目。因此当时国际上对未来一代电视传输系统是采用数字通信技术还是模拟通信技术争论十分激烈,甚至不少专家权威都倾向于模拟通信技术。---8 年代中期以后,数字通信技术得到了迅猛发展和日益广泛的应用,在越来越多的应用领域取代了模拟通信技术。这一变化也深刻影响到 DVB 及 HDTV 传输系统的发展。突破性的进展发生在 90 年代初,由美国联邦通信委员会(FCC)组建的先进电视顾问委员会(ACATS)对当时向 ACATS 提交的六套 HDTV—在美国被称为“先进电视(ATV)”系统进行了测试和比较。这六套系统中包括 ACTV 和日本的 MUSE 两套模拟传输系统,以及 DigiCipher、DSC-HDTV、ADTV 和 CC-DigiCipher 四套数字传输系统。从 1993 年 ACATS 公布的测试结果来看,四套数字传输系统的性能均明显优于模拟传输系统。这一测试结果结束了新一代数字电视及 HDTV 的传输系统中数字通信技术与模拟通信技术之争,确立了数字通信技术的地位,从此,全数字系统—即数字压缩编码和数字传输的思想成为数字电视和 HDTV 研究的基本思想。---从那时起,全数字式的数字电视及 HDTV 得到了迅猛发展,各国纷纷提出了多种系统方案,并根据传输系统方案的不同逐渐以美国和

欧洲为核心形成了两大体制:

---美国在 1993 年 ACATS 所测试的四套全数字 ATV 系统的基础上,于 1993 年 5 月成立了由四套系统的开发者共同组成的“大联盟(GA: GrandAlliance)”。经过进一步的测试比较,GA 发现 DSC-HDTV 的 VSB 传输系统方案的性能优于其它三种系统。1995 年 11 月,GA 系统方案被 ACATS 正式提交给 FCC,方案规定其传输系统以地面广播为主要传输模式,采用 8-VSB 方案;以有线电视(CATV)为辅助传输模式,采用 16-VSB 方案。GA 系统方案已于 1996 年 12 月被 FCC 接受为美国 ATV 的国家标准。

在欧洲,HD-MAC 虽然在 1992 年的巴塞罗那奥运会上被试用,但到 1993 年时欧共体已决定放弃 HD-MAC,而将目标转向全数字式的数字电视和 HDTV 上。在这前后欧洲推出的方案主要有:英国 NTL 的 SPECTRE 数字电视系统、法国 Thomson 的 DIAMONDHDTV 系统、法国 CCETT 的 SPERNEHDTV 系统和瑞典、丹麦、挪威合作开发的 HD-DIVISION 系统,这些系统的一个突出特点是传输系统中采用了一种新型的并行传输技术—编码正交频分复用(COFSM)技术。由于 HDTV 节目源稀少,制作困难,难以形成市场,欧洲随即将目标转向了标准数字电视(DTV)上,并成立了专门的机构,发布了一系列标准,这就是 DVB 标准。实际上,对传输系统而言,DVB 与 HDTV 是没有区别的,因为传输系统所面临的传输对象都是二元比特流,为 HDTV 所开发的传输系统和传输技术都可以移植到数字电视系统中。DVB 是一个系列化的全数字电视标准,根据不同的传输媒介采用不同的传输系统,地面广播模式中采用 COFSM 系统,CATV 模式中 64QAM 系统,卫星广播模式中采用 QPSK 系统。

-综上所述,DVB 以及 HDTV 经过二十余年的探索,目前各国在视频音频编码方案上已统一于 MPEG-2 标准,分歧主要集中于传输系统上。根据所采用的传输系统方案,以美国 GA 系统和欧洲 DVB 系统为代表,形成了两大流派。从目前的对比结果来看,这两种系统在技术上难分优劣,并已发展成为各自国家或地区的数字电视及 HDTV 的标准。可以说,未来 DVB 及 HDTV 的体制是统一于一种世界标准,还是象现行模拟电视一样多种体制并存,主要就取决于这两种流派在传输系统方案上能否融合成一种系统。由于这一原因,使得传输系统成为当今世界 DVB 及 HDTV 领域分歧最大,争论最多,也是最热门的研究课题。DVB 传输系统

DVB 是一个系列标准,各标准在视频音频编码方案和系统复接方案上是一致的,都符合 MPEG-2 标准,区别主要在于传输系统采用不同的方案,分别适用于不同的传输媒介和应用环境。截止到 1997 年已发布的 DVB 标准及适用的传输媒介如下: DVB-S(Satellite): 采用 11/12GHz 卫星频段进行传输的 DVB 系统标准,广泛适用于各种转发器的频带和功放。DVB-C(Cable): 采用有线电视系统进行传输的 DVB 系统标准。DVB-T(Terrestrial): 采用地面广播进行传输的 DVB 系统标准。DVB-CS: 采用共用电视天线(SMATV)接入用户的 DBV 系统标准,可与 DVB-C 或 DVB-S 联合使用。DVB-MC: 在 DVB-C 传输系统基础上,采用 10GHz 以下频率的 MMDS 直接向观众家庭传送的 DVB 系统标准。DVB-MS: 在 DVB-S 传输系统基础上,采用 10GHz 以上频率的 MMDS 直接向观众家庭传送的 DVB 系统标准。DVB-SI: DVB 服务信息系统标准,它使得 DVB 解码器能够进行自我配置,并帮助用户浏览 DVB 环境。DVB-TXT: DVB 固定格式的图文电视标准。DVB-CI: DVB 条件接收以及其它应用的公共接口标准。DVB-RCT: DVB 在有线电视传播系统中的上行回传信道标准。DVB-RCC: DVB 在共用电话交换网(PSTN)和综合业务数字网(ISDN)中的上行回传信道标准。DVB-NIP: DVB 双向交互业务中与具体传输网络无关的协议标准。DVB-PDH: DVB 与准同步数字系列(PDH)网络的接口标准。DVB-SDH: DVB 与同步数字系列(SDH)网络的接口标准。DVB-M: DVB 系统的测试指标。DVB-PI: DVB 与有线电视和 SMATV 前端的接口标准。DVB-IRDI: DVB 综合接收机/解码器(IRD)的接口标准。

DVB 系列标准中的传输系统可分为三类:第一类适用于广播信道,如 DVB-S、DVB-C、DVB-T、DVB-CS、

DVB-MC、DVB-MS 等，这一类系统要通过高频信道进行广播，因此其传输系统包含了信道编解码和调制解调两个环节；第二类适用于 PDH 电信网络，如 DVB-PDH，这一类系统通过基带传输，传输系统仅包含了信道编解码环节；第三类适用于 SDH 电信网络，如 DVB-SDH，这一类系统也是通过基带传输的，但一般不需传输系统。数字通信与模拟通信

DVB 传输系统是一个全数字的通信系统，它与传统的模拟电视传输系统有着本质性的区别，在全面介绍 DVB 传输系统之前，我们首先简要讨论一下数字通信技术与模拟通信技术的关系。

---通信中有两个基本概念：信息和信号。根据信息论的定义，信号是信息的载体，也就是说，信息总是以某种具体的信号的形式表示的，并且通过信号在实际的传输系统中进行传输。具体到 DVB 系统中，信息就是电视台所要传送给用户的节目，而信号就是用于表示和传输节目的亮度信号、色度信号和伴音信号，以及进一步变换产生的实际传输的电视信号。信息与表示和承载它的信号之间存在着对应关系，这种关系称为“映射”，接收端正是根据事先约定的映射关系从接收信号中提取发射端发送的信息的。信息与信号间的映射方式可以有很多种，不同的通信技术就在于它们所采用的映射方式不同。

在传统的模拟通信中，信号是“连续地”与信息进行映射的。这种连续性表现在两个方面：在时间上，信号在每一个时刻都承载着新的信息；在数值上，在系统设计规定的范围内信号的每一种数值都代表着不同的信息。从接收者的角度看，接收信号在每一个时刻上的每一种数值都代表着发送端发送出来了新的信息。例如在模拟电视中，接收到的 Y 信号在正程时间内的每一时刻上的每一个合法幅值都代表着节目灰度级的变化。

在数字通信中，信号是“离散地”与信息进行映射的。这种离散性也表现在两个方面：在时间上，信号是以一个基本周期 T 为单位与信息进行映射的，在同一个周期内的各时刻上的信号都对应同一个信息，例如在二元数字通信系统中，一个传输周期内的信号都代表着同一个“0”信息或“1”信息；在数值上，只有有限的几个规定的信号数值是合法的，代表着信息，其它数值都是非法的。例如在二元数字系统中，只有两种合法的信号数值，而在四元数字系统中，只有四种信号数值是合法的。

通信系统的目的是传输信息，衡量通信系统质量的最主要的指标有两个：传输信息的可靠性和有效性。可靠性是指接收信息的准确度，而有效性是指在单位频道内能够传输的信息量的多少。对一个通信系统而言，这两个指标是互为矛盾而又互相联系的，在实际应用中常牺牲一项指标而换取另一项指标。下面我们就从可靠性和有效性方面说明为什么数字通信优于模拟通信。

数字通信与模拟通信在映射方式上的差异，导致了它们在抵抗传输干扰的能力上大不相同。模拟通信中，传输信号在任何时刻由于传输干扰而发生的任何数值上的变化，都将导致所传信息的失真，因为在规定范围内的任何信号数值都是合法的，接收机无法分辨所接收到的信号数值是由于传输干扰而发生了变化，还是发送端本来发送的就是这一数值。也就是说，信号波形的每一点失真都会导致信息丢失。数字通信则不同，由于在一个传输周期内的信号所传输的都是同一信息，接收机只须提取其中一个时刻点上的信号就可知道发送端在这个周期内发出的信息，这一时刻点称为采样点。因此在数字通信中信号波型的失真并不一定会引起信息丢失，只有采样点上的信号受到了传输干扰才有可能造成信息丢失，其它时刻都是无所谓的。采样点上的信号只有几个合法数值，即是发送端可能发送的，当接收信号由于传输过程中的干扰而发生数值上的变化时，就会成为非法数值。接收机首先可以发现这种信号失真，然后将接收信号与各合法信号数值做比较，按照最近邻的原则将其判决为与之最接近的合法信号数值。这样当传输干扰不太大时，数字通信技术就有可能纠正信号失真而不发生信息丢失。例如在一个二元数字通信系统中，发送端发出“1”、“0”两种信息，分别以幅度为+A 和-A 两种方波信号表示和传输，映射关系为+A 信号代表发送端发出的是“1”，

-A 信号表示发送端发出的是“0”。

其中 T 代表方波信号的传输周期， m 和 n 代表采样点。经过信道传输后，由于信道中的干扰和失真，使得接收信号的波形发生了变化。在采样点 m 处，信号幅度由 $+A$ 变为 $+B$ ，在采样点 n 处，信号幅度由 $-A$ 变为 $-C$ 。由于只有 $+A$ 和 $-A$ 是合法的信号幅值，接收机在采样到 $+B$ 和 $-C$ 信号数值后就会判定传输信号发生了失真。然后接收机根据最近临原则将 $+B$ 和 $-C$ 分别与 $+A$ 、 $-A$ 两个合法数值进行比较，由于 $+B$ 更接近于 $+A$ ，接收机就判定采样点 m 处发送端发出的信号实际上是 $+A$ ；同样由于 $-C$ 更接近于 $-A$ ，接收机判定采样点 n 处发送端发出的信号实际上是 $-A$ 。根据收发两端约定的映射规则，信号 $+A$ 对应于信息“1”， $-A$ 对应于“0”，接收机就可以知道发送端在上述两个传输周期内实际发出的信息是“1”、“0”。可见，尽管传输信号受到了一定的干扰和失真，但并未造成信息的丢失。

上述例子只是从理论上定性地说明了数字通信技术对传输干扰具有较强的抵抗能力，实际的数字通信系统是远较此过程复杂的。上述例子中我们假设传输干扰较小，因此最终没有发生信息丢失。但在实际应用中，干扰常常是很严重的，这样就有可能使得 m 采样点的信号幅值经过信道传输后小于 0，接收机按照最近临原则将其判决为 $-A$ ，并根据映射规则认为在此周期内发射端发送出的信息为“0”，最终造成了信息丢失。对于这种情况，数字通信系统中采用了纠错编码措施，进一步提高对传输干扰的抵抗能力。由于数字信号都可以用某种进制的数值表示，按照某种纠错算法对数字信号进行数值运算，接收机就可以在一定范围内发现甚至纠正传输差错。

由于传输信道的频带资源总是有限的，因此提高传输效率是通信系统所追求的最重要的指标之一。模拟通信基本上没有办法控制传输效率，只有单边带调幅（SSB）或残留边带调幅（VSB）可以节省近一半的传输频带。数字通信中的调制技术远远多于模拟调制技术。在传统的调幅、调相、调频技术中，常用的数字调制技术有 2ASK、4ASK、8ASK、BPSK、QPSK、8PSK、2FSK、4FSK 等，频带利用率从 $1\text{bit/s/Hz} \sim 3\text{bit/s/Hz}$ 。更有将幅度与相位联合调制的 QAM 技术，目前数字微波中广泛使用的 256QAM 的频带利用率可达 8bit/s/Hz ，八倍于 2ASK 或 BPSK。此外，还有可减小相位跳变的 MSK 等特殊的调制技术，为某些专门应用环境提供了强大的工具。近年来，四维调制等高维调制技术的研究也得到了迅速发展，并已应用于高速 MODEM 中，为进一步提高传输效率奠定了基础。总之，数字通信所能够达到的传输效率远远高于模拟通信，调制技术的种类也远远多于模拟通信，大大提高了用户根据实际应用需要选择系统配置的灵活性。

在数字通信系统中，定性而论，传输效率越高，传输可靠性越差；效率越低，可靠性越高，即提高有效性与提高可靠性是一对矛盾，实际通信系统设计的任务就是在这两者之间作综合考虑。例如在卫星通信中，由于信号衰减很严重，传输信号常淹没在噪声中，可靠性问题变得十分尖锐，因此采用了 QPSK 调制技术。QPSK 具有很强的抵抗幅度干扰的能力，但传输效率比较低，仅为 2bit/s/Hz 。而在数字微波通信中，由于干扰较小，信道环境较好，因此采用了 256QAM 这种高效调制技术，传输效率高达 8bit/s/Hz ，但 256QAM 抗干扰的

无论针对哪种传输媒介，从节目复用器和传送复用器中生成的都是标准的 MPEG-2 的 TS 码流。当进行数字广播时，根据传输媒介，选用相应的传输系统，通过纠错编码和调制，将 TS 码流变换成射频信号。

PDH 网是现有的电信网的一种，是一种全数字的通信网。PDH 网中传输速率被规定为有限的几种，称为 PDH 速率级别，只有符合速率级别的比特流才可以进入 PDH 网中传输。PDH 的速率级别有两种体制，分别为北美体制和欧洲体制，我国采用欧洲体制，共有四个级别，速率从低到高依此为

2.048Mbps, 8.448Mbps, 34.368Mbps 和 139.264Mbps。PDH 常被用于台与台之间交换节目，以数字微波为传输媒介。对 DVB 而言较常用的是 8.448Mbps 和 34.368Mbps 两种级别，传输一路 MPEG-2 节目码流可选用

8.448Mbps 级别, 34.368Mbps 级别可用于四路或更多路同时传输。对节目发送者和接收者而言, PDH 网是一个基带传输系统, 即发送者将规定速率的节目码流送入 PDH 网, 接收者将接收到相同速率和格式的节目码流, 因此 DVB-PDH 传输系统中不需要调制解调器。由于数字微波系统在传输过程中会引入一定的误码, 这些误码可能对编码图像或声音产生损伤, 因此 DVB-PDH 传输系统中需要信道编解码器。

SDH 是一种新型的数字通信网络, 适用于长途骨干传输网, 传输高速信息。与 PDH 一样, SDH 也具有规定的速率级别, 目前常用的级别为 155.520Mbps 和 622.080Mbps 两种; 但与 PDH 不同的是, SDH 只有一种国际体制, 为世界各国所接受。ATM 是一种交换技术, 特别适用于活动图像之类的宽带信息通信。SDH 和 ATM 技术近年来发展十分迅速, 两者相结合, 将在下一世纪成为台与台之间交换远程交换节目的主要途径。SDH 以光纤为传输媒介, 几乎没有传输干扰, 因此 DVB-SDH 标准中没有特殊的传输系统, 只有 SDH 成帧接口或 ATM 适应层接口。

尽管 DVB 可适用于多种传输媒介, 但广播仍是 DVB 最主要的传输媒介, 决大多数用户将通过广播信道接收 DVB 节目, 因此 DVB 标准是以 DVB-S、DVB-C、DVB-T 和 DVB-SC 四个适用于广播信道的标准为核心的。此外, 由于广播信道中的各种干扰与其它类型的信道中的干扰相比最为严重, 适用于广播信道的 DVB 传输系统技术最为复杂, 结构也最为完善, 将其做适当的简化和修改, 即可适用于其它类型的信道。为能全面介绍 DVB 传输系统的技术和结构, 我们在下文中以广播信道上的 DVB 传输系统为例进行讨论。(作者前为北京邮电学院博士后, 后为北京邮电学院教授)

DVB 信道编解码与调制解调(二)

作者: 梅剑平 全子一

日期: 2005-8-20

在 DVB 的广播信道中, 卫星广播、CATV 和地面广播是三类最主要的形式, 因此 DVB-S、DVB-C 和 DVB-T 是应用最为广泛的传输系统, 下面我们就重点介绍 DVB-S、DVB-C 和 DVB-T 三种标准的传输系统。这三种传输系统中的技术和参数有所不同, 但如果抛开具体形式, 它们在本质上却具有相同的基本结构。

DVB 传输系统只包括了中频以下的部分, 这是因为调制到中频以后, DVB 数字信号在信号形式上与模拟电视信号已没有差别, 从中频到射频的部分, DVB 传输系统与传统的模拟电视系统基本相同, 因此我们这里仅介绍中频以下的部分。

DVB 传输系统是由发射端和接收端两部分构成的, 而且两部分中的技术环节是一一对应的。对传输系统而言, 所要达到的最根本的目标是要将发射端复用器生成的 TS 码流无失真地完整地传送给接收端的分接器。但是, 在实际信道中总是存在这样或那样的干扰, 无失真的理想指标在实际应用中是达不到的, 在进入接收端分接器的 TS 码流中总会混有一定数量的误码, 因此传输系统在实际应用中所要达到的目标就是使传输误码足够少, 以达到系统设计的误码指标。按所实现的功能归纳, DVB 传输系统主要由以下五个部分构成:

1、数据扰乱

-数字通信理论在设计通信系统时都是假设所传输的比特流中“0”与“1”出现的概率是相等的, 各为 50%, 实际应用中的通信系统以及其中的数字通信技术的设计性能指标首先也是以这一假设为前提的。但 TS 码流经过编码处理后, 可能会在其中出现连续的“0”或连续的“1”。这样一方面破坏了系统设计的前

提，使得系统有可能会达不到设计的性能指标，另一方面在接收端进行信道解码前必须首先提取出比特时钟，比特时钟的提取是利用传输码流中“0”与“1”之间的波形跳变实现的，而连续的“0”或连续的“1”给比特时钟的提取带来了困难。为了保证在任何情况下进入 DVB 传输系统的数据码流中“0”与“1”的概率都能基本相等，传输系统首先用一个伪随机序列对输入的 TS 码流进行扰乱处理。伪随机序列是由一个标准的伪随机序列发生器生成的，其中“0”与“1”出现的概率接近 50%。由于二进制数值运算的特殊性质，用伪随机序列对输入的 TS 码流进行扰乱后，无论原 TS 码流是何种分布，扰乱后的数据码流中的“0”与“1”的概率都接近 50%。扰乱改变了原 TS 码流，因此在接收端对传输码流纠错解码后，还需按逆过程对其进行解扰处理，以恢复原 TS 码流。

从信号功率谱的角度看，扰乱过程相当于将数字信号的功率谱拓展了，使其分散开了，因此扰乱过程又被称为“能量分散”。

2、纠错编码

数字通信虽然较模拟通信相比有较强的抗干扰的能力，但当干扰较大时仍然可能发生信息失真，因此必须采取措施进一步提高传输系统的可靠性，纠错编码就是为这一目的提出的。纠错编码是数字通信特有的，是模拟通信所不具备的。纠错编码利用数字信号可以进行数值计算这一特点，将若干个数字传输信号作为一组，按照某种运算法则进行数值运算，然后将传输信号和运算结果（也是数字信号）一起传送给接收机。由于一组传输信号和它们的运算结果间保持着一定的关系，如果传输过程中发生了错误，使得传输信号或运算结果中产生了错误数码，这种关系就会遭到破坏。接收机按规定的运算法则对接收的一组传输信号及其运算结果进行检查，如符合运算法则，则认为传输信号中没有误码，然后将运算结果抛弃，将传输信号送给下一级处理系统，如数据解扰器；如不符合运算法则，就意味着传输中发生了误码，如果误码的数量不超出纠错编码的纠错范围，纠错解码器就会按照某种算法将误码纠正过来，然后将正确的传输信号送给下一级处理系统，如果误码的数量超出了纠错编码的纠错范围，纠错解码器无法纠正这些误码，将发出一个出错信号给下一级处理系统，通知下一级处理系统传输信号中有误码。

任何纠错编码的纠错能力都是有限的，当信道中的干扰较严重，在传输信号中造成的误码超出纠错能力时，纠错编码将无法纠正错误。针对这种情况，DVB 通信系统中采用了两级纠错的方法以进一步提高纠错能力。如果把整个通信系统，包括传输信道看成一个传输链路的话，那末处于外层的纠错编/解码一般被称为外层纠错编码，而处于内层的纠错编/解码一般被称为内层纠错编码。内层纠错编码首先对传输误码进行纠正，对纠正不了的误码，外层纠错编码将进一步进行纠正。两层纠错编码大大提高了纠正误码的能力，如果内层纠错编码将传输误码纠正到 10^{-3} 的水平，即平均每一千个传输数码中存在一个误码的话，经过外层纠错编码后，误码率一般可降至 10^{-5} 的水平；而如果内层纠错编码将传输误码纠正到 10^{-4} 的水平的话，经过外层纠错编码后，误码率一般可降至 10^{-8} 的水平。在目前的 DVB 传输系统中，外层纠错编码采用 RS 码，内层纠错编码采用卷积码。

内层的卷积纠错编码虽然具有很强的纠错能力，但一旦发生无法纠正的误码时，这种误码常常呈现连续发生的形式，也就是说，经卷积解码器纠错后输出的码流中的误码常显连续的形式。此外，信道中还存在着诸如火花放电等强烈的冲激噪声，也会在卷积解码后的码流中造成连续的误码。这些连续误码落在一组外层 RS 码中，就可能超出 RS 码的纠错能力而造成信息失真。为避免这种情况，在两层纠错编码之间加入了数据交织环节。数据交织改变了信号的传输顺序，将连续发生的误码分散到多组 RS 码中，落在每组 RS 码中的误码数量就会大大减少，不会超出 RS 码的纠错能力，RS 码能够将其纠正过来。实践证明，数据交织提高了系统的纠错能力，特别是对冲激噪声的纠错能力。

3、数字调制

传输信息有两种方式：基带传输和调制传输。由信源直接生成的信号，无论是模拟信号还是数字信号，都是基带信号，其频率比较低。基带传输就是将信源生成的基带信号直接传送，如音频市话、计算机间的数据传输等。基带传输系统的结构较为简单，但难以长距离传输，因为一般的传输信道在低频处的损耗都是很大的。为进行长途传输，必须采用调制传输的方式。调制就是将基带信号搬移到信道损耗较小的指定的高频处进行传输，调制后的基带信号称为通带信号，其频率比较高。DVB 传输系统是数字传输系统，因此其中采用的调制技术是数字调制技术。

数字调制的基本任务有两个：第一个任务同模拟调制一样，将不同的节目传输信号搬移到规定的频带上，这一功能是由图 3 中的调制器和解调器实现的，它实质上是一个载波耦合的过程；第二个任务是控制传输效率，在 DVB 传输系统中，可根据需要将频带利用率从 2bit/s/Hz 提高至 6bit/s/Hz ，这相当于提供了 2-6 倍的压缩，这一功能是由图 3 中的映射和反射实现的。实际上，数字调制的主要目的在于控制传输效率，不同的数字调制技术正是由其映射方式区分的，其性能也是由映射方式决定的。

我们可以注意到，一个数字调制过程实际上是由两个独立的步骤实现的：映射和调制，这一点与模拟调制不同。映射将多个二元比特转换为一个多元符号，这种多元符号可以是实数信号（在 ASK 调制中），也可以是二维的复信号（在 PSK 和 QAM 调制中）。例如在 QPSK 调制的映射中，每两个比特被转换为一个四进制的符号，对应着调制信号的四种载波。多元符号的元数就等于调制星座的容量。在这种多到一的转换过程中，实现了频带压缩。应该注意的是，经过映射后生成的多元符号仍是基带数字信号。经过基带成形滤波后生成的是模拟基带信号，但已经是最终所需的调制信号的等效基带形式，直接将其乘以中频载波即可生成中频调制信号，这一步由图 3 中的调制器实现。

4、均衡

----为了防止传输符号间的相互串扰，数字通信系统中大都采用升余弦滚降信号波形。升余弦滚降信号具有良好的传输特性，但实际的传输信道不可能是完全理想无失真的，因而经过传输后这种波形常常会遭到破坏，其后果就会引起符号间的串扰。符号间串扰与噪声干扰不同，它来自传输信号本身，某个采样点处的符号间串扰来自于相邻信号采样点。符号间串扰难以用增大信号功率的方式减小其影响，因为增大信号功率会将符号间串扰同时增大，符号间串扰是一种乘性干扰。符号间串扰严重时会使整个系统无法工作，必须对其进行校正，这个校正的过程称为均衡。均衡在模拟通信系统中也经常采用，但一般在频率域中进行，称为频域均衡。在数字通信系统中采用的是时域均衡。时域均衡在时间域内进行，采用有限冲激响应滤波器（FIR）实现。它的优点是可以利用数字信号处理理论和超大规模集成电路技术，具有设计准确、实现方便的特点。

5、同步与时钟提取

同步是指接收机在某个系统工作频率上与发射机保持一致，其间的偏差不超出设计规定的范围。同步问题在模拟通信系统中也存在，比如在同步解调时，接收机必须首先生成一个在频率和相位都与发送载波一致的本地载波，解调器才能进行解调，即接收机需要与发射机保持载波上的同步。载波同步在数字通信系统中也同样需要，但在数字通信系统中还有两种更重要的同步。第一种同步是比特和符号同步。数字接收信号在解调后就以符号或比特的形式呈现，前文说过，数字信号的处理以符号或比特为单位，在采样点处进行。为了准确地地在采样点处读写信号数值，接收机首先需要生成一个在标称频率上与发送符号或比特的频率一致的本地读写控制信号，这个读写控制信号称为符号时钟或比特时钟，接收机中的解码及其它信号

处理都是在符号时钟或比特时钟的控制下进行的。符号时钟和比特时钟是由接收机的本地晶体振荡器生成的。由于晶体振荡器固有的频率漂移，即其振荡频率会在一定范围内围绕标称值波动，使得符号时钟和比特时钟与发送信号的频率间产生偏差。这种频率偏差逐渐累积达到一定程度时，就会造成采样错误：当本地时钟大于信号频率时，有可能使得同一个符号或比特被采样两次，而当本地时钟小于信号频率时，有可能使得某些符号或比特被遗漏。为了保证正确地采样信息，接收机中必须采取措施将本地时钟与信号频率间的偏差控制在系统允许的范围之内，这种措施称为“锁相”，实现锁相的设备称为锁相环。锁相环在数字通信系统中具有举足轻重的地位，锁相环性能不佳有可能使得整个系统无法工作。第二种同步是传输帧同步。数字通信系统中传输数据时是以将数据分成具有一定格式的组来传输的，这种组称为传输帧。纠错编/解码、数据交织/反交织以及均衡都是按数据帧进行的，因此接收机在进行数据处理前还必须提取出帧同步。

实际上，整个 DVB 接收机的工作都是建立在同步的基础上的，在开机或频道切换后，接收机进行初始化时的首要任务就是建立上述三种同步，尤其是符号、比特同步和帧同步。只有当这三种同步建立完成之后，接收机才能开始正常工作。同步系统的性能对接收机非常重要，许多接收机在实际应用中工作状态不稳定都是由其同步系统所导致的。

除上述 5 个主要部分外，DVB 传输系统还有几个次要一些的部分：

基带接口负责 DVB 传输系统与 MPEG-2 复/分接系统间的适配，因为上述两个系统接口的信号码型和电平可能有所不同，基带接口负责其间的转换。由于这一接口处的信号为数字基带信号，因此称为基带接口。

为了避免相邻传输信号之间的串扰，多元符号需要有合适的信号波形。图 1 中的方波是在本地数字信号处理时常见的波形，但在实际传输时这种方波并不合适。根据奈奎斯特第一准则，在实际通信系统中一般均使接收波形为升余弦滚降信号。这一过程由发送端的基带成形滤波器和接收端的匹配滤波器两个环节共同实现，因此每个环节均为平方根升余弦滚降滤波，两个环节合成就实现了一个升余弦滚降滤波。实现平方根升余弦滚降信号的过程称为“波形成形”，通过采用合适的滤波器对多元码流进行滤波实现，由于生成的是基带信号，因此这一过程又称“基带成形滤波”。接收端的“匹配滤波”是针对发射端的成形滤波而言，与成形滤波相匹配实现了数字通信系统的最佳接收。

中频滤波的目的是滤除信号频带之外的噪声，并实现与射频部分的接口。

上述几个部分虽然被称为次要部分，但同样是 DVB 传输系统必不可少的，只是技术上比较成熟了而已。

与压缩编、解码系统不同，数字传输系统中纠错解码器的结构远较纠错编码器的结构复杂，解调器的结构也较调制器的结构复杂，接收端的同步系统也远较发射端的同步系统复杂，此外在接收机中还需要发射机中没有的均衡器，因此传输系统中接收机的成本远高于发射机的成本。DVB 广播信道

DVB 传输系统之所以具有如此的结构，完全是由 DVB 广播信道的特性决定的，例如由于信道的频带有限，需要通过调制技术来调整频带效率；由于信道中存在各种干扰，需要采用各种纠错及均衡技术消除干扰。可以说，传输系统中的所有环节和技术都是为适应信道特性服务的，信道特性是传输系统设计的基础。为了更好地理解 DVB 传输系统，对 DVB 广播信道的特性进行深入分析是必不可少的。

DVB 广播信道包括卫星广播信道、有线电视广播信道和地面广播信道。从形式上看，这三种广播信道有很大的不同。但如果仅分析传输系统的设计产生影响的信道特性，上述三种广播信道则可归纳为统一的信

道模型中。

信道模型是从实际信道中抽取出来的数学模型，用于设计通信系统。因此对于不同的通信系统同一个信道可能会建立出不同的信道模型。例如设计模拟通信系统时，所建立的信道模型应为模拟信道模型；而设计数字通信系统时，所建立的信道模型应为数字信道模型。DVB 广播信道本身是一个高频模拟信道，无论其中的传输信号还是干扰和失真都为高频模拟波形，但在针对中频以下的数字基带传输系统建立模型时，信道中的传输信号和干扰信号经过解调后最终都将被转换成对基带数字通信系统的影响，呈现为基带数字信号的形式。因此在数字通信系统的设计中，一般采用“等效基带”的形式建立信道模型：发射信号和接收信号以调制前或解调后的基带数字信号表示，称为“等效基带发射信号”或“等效基带接收信号”，干扰信号以解调后进入基带通信系统中的基带数字信号表示，称为“等效基带干扰信号”，这样的信道模型称为“等效基带信道”。图 4 所示就是等效基带 DVB 广播信道，它可以直接用于 DVB 传输系统的设计。

应该说，对于 DVB 广播信道，目前国际上尚无统一的信道模型，各国在 DVB 的研究中都提出了各自的模型，它能够比较全面地反映 DVB 广播信道的特性，具有代表性的信道模型。这个模型发表于国际电子和电气工程师协会（IEEE）学报上，并曾用于美国先进电视系统（ATV）的测试中。我国“八五”科技攻关项目“HDTV 传输制式关键技术的研究”中也采用了这个信道模型。因此本文就以这一信道模型为基础介绍一下 DVB 广播信道的主要特性。

实际 DVB 广播信道中的干扰和失真存在很多种，不同的信道环境也可能不尽相同，但从性质上可以合并归纳为三类：回波干扰、噪声干扰和同频干扰。干扰信号从本质上讲不是恒定信号，而是随机信号。在分析干扰信号时一般应提取它的统计特性，但有时统计特性分析比较复杂，或很困难，在这种时候可以从一些典型的实测数据中观察干扰信号的特性。下面我们讨论一

下三类干扰的特性。

1、回波干扰

回波干扰在地面广播中最为普遍，地面广播中发射信号的电磁波遇到山脉、树木及楼房而产生反射，反射信号进入接收机中就会造成回波干扰。有线电视系统中，由于网络节点的阻抗不匹配也可能造成一定的回波干扰，但程度要比地面广播中的轻。卫星广播中因为天线的方向性很强，一般不存在回波干扰。回波干扰在模拟电视中造成的就是重影，而在数字电视系统中造成的是数字通信中所谓的“符号间干扰（ISI: Inter-Symbol Interference）”。ISI 是数字通信系统中除噪声干扰之外最主要的干扰，它与加性的噪声干扰不同，是一种乘性的干扰。造成 ISI 的原因有很多，实际上，只要传输信道的频带是有限的，就会不可避免地造成一定的 ISI，只是其程度一般较之由回波产生的 ISI 要轻。但在数字电视系统中，回波是造成 ISI 最主要的原因，为了遵从习惯，数字电视中一般仍将 ISI 称为回波干扰。

从接收机的角度来看，回波干扰相当于将发射信号延时，再进行幅度衰减和相位旋转后，叠加在原发射信号上，因此回波信号对通信系统的设计有影响的特性有三项：回波的时延、回波的幅度衰减和回波的相位旋转。

这里所说的回波的时延不是指回波的绝对时延，而是指回波相对于发射信号而言的相对时延。也就是说，以发射信号到达接收机的时刻为记时起点，而计算的回波到达接收机的时间。前文说过，数字通信系统中是以比特或符号为单位进行信号处理的，因此回波时延的统计也应以相应的数字通信系统的符号周期为单位，因为时延范围在同一个符号周期内的回波将以大体相同的方式对这一周期的信号抽样值产生干扰。在统计时一般将时延范围在同一个符号周期内的回波叠加在一起，作为这一符号周期的总回波干扰，而在建

立回波干扰的信道模拟时回波的时延就均为相应数字通信系统的符号周期 T 的整数倍。回波干扰的信道模拟由图 4 中上半部的带抽头的移位寄存器实现。发射信号 $s(t)$ 首先通过一系列延时为 T 的移位寄存器，这里的 T 就是对应的数字通信系统的符号周期，移位寄存器的个数与回波的最大时延成及传输信号的速率成正比；然后从每个移位寄存器后输出，经过幅度衰减和相位旋转后就相当于一回波；再将这些回与发射信号相加，就得到了经过回波干扰的接收信号 $r(t)$ 。需要注意的是，回波干扰对数字信号的影响是与信号的符号速率密切相关的，相同时延的回波干扰对不同符号速率的传输信号的影响是不同的，符号速率越高，影响越严重。例如回波时延为 1 微秒时，对波特率为 1M 符号/秒的传输信号，每一个传输符号的回波能干扰到其后的一个传输符号，此时图 4 中的移位寄存器只有一个；但对波特率为 6M 符号/秒的传输信号，每一个传输符号的回波能干扰到其后的六个传输符号，此时图 4 中的移位寄存器将有六个。也就是说，传输信号速率越高，就越易受到回波干扰的影响。如果将回波的时延看作一个随机序列的话，日本的 Hirofumi 经过大量分析和研究，认为其概率分布符合泊松分布。回波时延的最大长度以地面广播信道中的为最长，在山区回波可达 20 微秒以上；平原地区在大都市中由于高楼大厦的影响，回波也较长，一般为 8-10 微秒；郊区回波相对短一些，一般仅 2-3 微秒。表 1 中所列的回波参数是一组平原地区的实测数值，以前曾用于美国 NTSC 测试鬼影消除器，后被广泛用于数字电视系统的研究中，我国“八五”科技攻关项目“HDTV 传输制式关键技术的研究”中也采用了这组回波参数。

这是一个五径回波模型，包括一条直接传输路径(LineofSight)和四条回波路径(echo)。最大回波时延达到了 8.2 微秒。

回波干扰是由于反射或信道的线性失真所引起的，在这个过程中，回波的幅度会有较大的衰减，相位也回发生旋转。这里所说的幅度衰减和相位旋转也不是指回波的绝对衰减和相移，而是指回波干扰相对于接收信号而言的相对幅度衰减和相对相位偏移。发射信号在传输过程中虽然也会发生幅度衰减和相位旋转，但到达接收机后通过放大器会将接收信号的功率恢复到一个标称值，相位旋转在解调时也会得到补偿。所以从接收机的角度看可以认为传输信号是没有发生幅度衰减和相位偏移的，这就是为什么表 1 中直接传输路径（路径时延为 0）中的发射信号的幅度衰减和相位偏移都为 0。但是，接收机中的放大器在放大接收信号的同时，也会连回波一起放大；解调器在校正接收信号的相位偏移的同时，同样会将回波的相位一起旋转。因此实际对接收机的工作过程产生影响的回波幅度和相位是经过放大和旋转后的幅度和相位。

前文说过，图 4 中的每一路回波实际上是由多条时延在同一个符号周期内的回波构成，因此每一路回波的幅度和相位都是多条回波合成后的幅度和相位，是一个随机变量。由于构成一路回波的多条回波是由不同的反射或线性失真而来的，彼此之间没有关系，这在概率论中称为“非相关”。日本的 Hirofumi 在大量实测数据分析的基础上，得出如下结论：回波幅度在几百个波长的近距离内服从 Rayleigh 分布，在更大的距离范围内服从对数正态分布。回波的相位在 $[0, 2\pi)$ 间服从均匀分布。

另外，从表 1 中我们还可以发现，时延越长，回波的幅度衰减越大，即回波的平均功率是随着时延的增大而逐渐减小的。

DVB 系统中在描述回波干扰时常用到一个指标 D/U 。 D/U 是指接收信号的平均功率与全部回波干扰的总平均功率之比，表示了回波干扰的严重程度。 D/U 越小，表示回波干扰越严重。

----回波干扰的频率响应呈现周期性的衰落，这在通信原理中称为“频率选择性衰落”。所以数字电视广播信道中的回波干扰属于频率选择性的衰落。

2、噪声干扰

噪声干扰实际上是任何通信系统都必须面对的问题，地面广播、卫星广播和 CATV 中都会遇到。DVB 广播信道中的噪声干扰有两类：高斯白噪声干扰和冲激噪声干扰。噪声干扰与回波干扰不同，它是一种加性干扰（见图 4 中的 $c(t)$ ），线性叠加在接收信号上的。

高斯白噪声的来源十分广泛，既有来源于其它频道中的电磁辐射，天体辐射所造成的宇宙噪声等设备外部噪声干扰，又有来源于有源器件中电子或载流子运动的起伏变化，电阻的热噪声等设备内部的噪声干扰。此外，各路回波干扰中也带有噪声干扰，这些噪声干扰最终也会被带入接收机中。上述各种干扰虽然是在发射信号传输过程中的不同阶段进入传输信号的，但它们都是以线性叠加的方式影响传输信号，因此可以将它们等效为一个噪声干扰。这样一个等效的噪声干扰具有两个特性：1) 由于各噪声干扰彼此是非相关的，根据概率论的有关理论，它们的合成信号服从正态分布，也就是高斯分布；2) 由于各噪声干扰的功率谱分布在范围非常广泛的频率上，它们的合成信号的功率谱密度在整个频率轴上接近于均匀分布，即在各频率点处都相等，这种功率谱分布在信号处理中被称为“白”的。由于上述两点特性，这种等

效合成噪声干扰被称为“高斯白噪声”。高斯白噪声是通信系统设计过程中最常使用的干扰模型，实际上，数字通信系统中的关键技术通常都是按高斯白噪声信道设计的。

冲激噪声干扰是一种突发性的噪声干扰，它的特点是不经常发生，但一旦发生在其持续时间内强度远大于高斯白噪声，此时对通信系统的影响也较大。冲激噪声主要来源于闪电、各种工业电火花和电器开关的通断等。冲激噪声虽然也是随机变量，但由于不经常发生，所以一般不用统计特性来描述，在 DVB 系统中仅对其持续时间长度作规定。

3、同频干扰

同频干扰仅存在于数字地面同播方式中，卫星广播和 CATV 中没有这一干扰。而数字地面广播中如不采用同播方式时也不存在这种干扰。所谓“同播(simulcast)”是指在数字电视的地面广播中，将数字电视放置在“禁用频道(Taboo)”上进行广播。禁用频道为相邻服务区的模拟电视所使用，本地的模拟电视不用，因此可用禁用频道广播本地数字电视，以提高地面广播的频谱资源的利用率。采用同频方式广播时，由于数字通信具有较强的抗干扰能力，因此 DVB 传输信号的发射功率可以远低于模拟电视的发射功率。这样 DVB 发射信号不会对相邻服务区的模拟电视接收机产生影响，但相邻服务区的模拟电视发射信号却可能会对 DVB 接收机造成干扰，这种干扰称为“同频干扰”。同频干扰也是一种加性的干扰。（作者前为北京邮电学院博士后，后为北京邮电大学教授）

DVB 信道编解码与调制解调(三)

作者：梅剑平 全子一 日期：2005-8-20

数字通信的关键技术 DVB 传输系统中采用了许多数字通信技术，包括一些最新发展的先进技术，下面我们对其其中的一些比较关键的技术作进一步的讨论。

1. 纠错编码
2. 纠错编码是数字通信系统的一大优点。纠错编码主要有三种类型：前向纠错（FEC）、检错重发（ARQ）和混合纠错（HEC）。后两种类型用于双向通信系统中，DVB 属于单向的广播，因此

DVB 系统中采用的是 FEC。

AAAA 经过多年的不断研究，纠错编码已发展了很多种类，技术上也比较成熟了。按照差错控制能力分，纠错编码可分为检错码、纠错码和纠错码。检错码仅能检测误码，纠错码仅可纠正误码，纠错码则兼有纠错和检错能力。DVB 系统中使用的是纠错码。按照信息码元和校验码元之间的约束方式不同，可分为分组码和卷积码。按照构造编码的数学方法可分为代数码、几何码和算数码。代数码建立在近世代数的基础上，是目前发展最为完善的编码。按照信息码元和校验码元之间的检验关系不同，代数码可分为线性码和非线性码。按照信息码元在编码后是否保持形式不变，线性码又可分为系统码和非系统码。按照码字的循环结构系统码又可分循环码和非循环码。DVB 系统中采用的是代数、线性、系统、循环码。

为了提高系统对误码的抵抗能力，DVB 系统中同时使用了分组码和卷积码。在编码器复杂度相同的情况下，卷积码的性能优于分组码；但分组码有严格的代数结构，而卷积码至今尚未找到严密的数学手段，可以把码的纠错性能与码的构成十分有规律地联系起来，目前卷积码还是采用计算机搜索的方法来寻找性能优良的好码。分组码的解码算法可以由其代数特性直接得到，卷积码则通常采用树搜索的 Viterbi 解码法和序列解码。

a、分组码

DVB 系统中的外层纠错编码采用的就是分组码中的 RS 码。分组码将串行的信息码流分为长度为 k 个码元的组，每组信息码元在编码器中按照一定的数学运算关系生成 r 个校验码元。分组码的特点是，每组内的 r 个校验码元只与本组内的 k 个信息码元有关，只由本组内的信息码元生成，与其它组内的信息码元无关，如图 6 所示。----由于加入了校验码元，编码器输出的码流速率要高于输入的码流速率，也即校验码元要占用一部分传输频带，这是纠错编码的一个代价。定性而论，校验码元越多，纠错能力越强，但传输频带方面付出的代价就越大。分组码中衡量校验码元多少的一个基本参数是码率，它定义为

分组码的表示方式一般采用 (n,k) 的形式， n 为编码后一个分组的码元数，它等于信息码元数加上校验码元数， $n=k+r$ ，编码后的一个分组（包括 k 个信息码元和 r 个校验码元）称为码字。码率表示一个码字内信息码元数的相对长度，可以定性反映一种编码的纠错能力，同时也可以从中推算出校验码元的相对长度及其在频带上的代价。----精确表示分组码纠错能力的参量是“最小码距 d ”， d 以码元数为单位。分组码的纠错能力与 d 之间的关系为：如要保证在一个码字内能够检测出 e 个误码，则要求 $d \geq e+1$ ；如要保证在一个码字内能够纠正 t 个误码，则要求 $d \geq 2t+1$ ；如要保证在一个码字内能够纠正 t 个误码，同时检测出 $e(e \geq t)$ 个误码，则要求 $d \geq e+t+1$ 。

最小码距越大，纠错的能力就越大。最小码距由编码算法和码率决定，在码率相同的情况下，也即在码字长度和校验码元数都相同的情况下， d 越大的编码算法越好；或者说，在 d 相同的情况下，码率越大的编码算法越好，因为它在码字长度相同时所需的校验码元较少，频带方面的代价较小。因此，有时为了使用户便于了解一种分组码的纠错能力，常将分组码表示成 (n,k,d) 的形式；或者，为了更直观地反映出一个分组码的纠错能力，将分组码表示成 (n,k,t) 的形式。可以看出，在纠错能力与 d 的关系中取等号的时候，分组码的纠错能力达到了最强，即如要保证在一个码字内能够检测出 e 个误码，则只需 $d=e+1$ ；如要保证在一个码字内能够纠正 t 个误码，则只需 $d=2t+1$ ；如要保证在一个码字内能够纠正 t 个误码，同时检测出 $e(e \geq t)$ 个误码，则只需 $d=e+t+1$ 。

大多数分组码的纠错能力是达不到上述最强指标的，只有 RS 码可以达到这一指标。RS 码属于 BCH 码的一种。BCH 码是循环码的一种，它具有纠正多个随机错误的的能力。BCH 码有严密的代数结构，是目前

研究的最为透彻的一类码。它的描述编码算法的生成多项式 $g(D)$ 与最小码距 d 之间有密切的关系，可以根据所要求的纠错能力 t 很容易地构造出 BCH 码。RS 码是 Reed-Solomon 码的简称，它是一类非二进制 BCH 码。在 $RS(n,k)$ 码中，输入码元分为 $k \times m$ 比特的组，每组包含 k 个码元，每个码元包含 m 个比特。一个纠错能力为 t 个码元误码的 RS 码的参数如表

2。

码长 $n=2m-1$ 码元或 $m(2m-1)$ 比特信息码元 k 码元或 km 比特校验码元 $n-k=2t$ 符号或 $m(n-k)$ 比特最小码距 $d=2t+1$ 码元或 $m(2t+1)$ 比特

RS 码的最小距离 $d=2t$ ，因此 RS 码常表示为 $RS(n,k,2t)$ 。DVB 系统中采用的是 $m=8$ 的 RS 码，每个码元包含 8 个比特，即为一个字节。8 比特码元的 RS 码的标准码长为 255 码元。但 RS 码具有一个特性：码长截短后码的特性和纠错能力不变。以 DVB 系统为例，8 比特码元的，纠错能力为 8 个字节的 RS 标准码应为 $RS(255,239,t=8)$ ，但当输入信息码元分组不足 239 字节时，如 $k=188$ 字节时，仍可采用标准的 $RS(255,239)$ 编码器进行编码，生成的 $RS(204,188,t=8)$ 码与标准的 $RS(255,239,t=8)$ 码具有完全相同的特性和纠错能力。实际上每种码元的 RS 码的编码器都是按照标准码设计的，当遇到截短的信息码元分组时，编码器先在其前面填补“0”码元，将其变成标准长度的信息码元分组。例如在 DVB 系统中，当 RS 编码器输入信息分组 $k=188$ 字节时，RS 编码器先在信息分组前加上 51 个字节，将信息分组的长度变成标准的 239 个字节；然后根据这 239 个字节运算生成 16 个字节的校验码元，产生 255 字节的 $RS(255,239)$ 码字，当 RS 码字输出前再将信息码字前加入的“0”去掉，变成 $RS(204,188)$ 输出，这一过程如图 7 所示。RS 码的这一特性可以表述为：在截短的信息码元前补“0”至标准长度后进行编码，与标准 RS 码的特性完全相同。

RS 码是性能很优越的分组码，尤其是具有很强的抗突发误码的能力，因此被广泛应用于各种通信领域。RS 编解码器已有专用集成电路芯片，LSILogic 公司的 RS 编解码器最高时钟可达到 60MHz。

b、卷积码

卷积码在形式上也是分组处理的：每 k 个输入信息码元为一组，经编码处理后加入 r 个校验码元，生成 $n=k+r$ 个码元的码字。但与分组码不同的是，卷积码字内的 r 个校验码元不仅与本码字内的 k 个信息码元有关，还与前面的 $(N-1)$ 个码字内的信息码元有关，是由本码字和前面的 $(N-1)$ 个码字内的信息码元按照规定的编码算法共同生成的，如图 8 所示。

从图 8 中可以看出，卷积码的输出序列相当于输入序列与由移位寄存器和模 2 和连接方式所

决定的另一个序列的卷积，卷积码即由此得名。N 称为卷积码的编码约束长度，N 越大，卷积码的纠错能力就越强。卷积码通常表示为 (n,k,N) 的形式，但有时也以 k/n 的形式表示， k/n 为编码效率。卷积码的码字长度 n 通常很小，一般不超过 10 个码元。卷积码的编码效率比分组码的小。在工程应用中，卷积码常以生成多项式来表示，下面我们以一个 $(2,1,3)$ 的简单卷积码为例介绍一下生成多项式的定义。 $(2,1,3)$ 卷积码编码器如图 9 所示。

图 9 卷积码中每个信息分组为 1 比特，编码约束长度为 3，每次编码生成的码字为 2 比特。设输入序列表示为 $M(D)$ ，输出序列表示为 $X_i(D)$ ，D 为序列中的比特序号；生成多项式表示为 $g_i(D)$ ，D 对应于编码器

的移位寄存器从左到右的位置， $i=1,2$ 代表两路输出码流。则

$$X_i(D) = g_i(D) \cdot M(D)$$

-生成多项式是描述输入序列 $M(D)$ 与输出序列 $X_i(D)$ 之间的关系的，它的数目与每次编码生成的比特数相对应，每个输出比特都对应着一个生成多项式。图 9 中 X_1 对应的生成多项式为 $g_1(D)$ ， X_2 对应的生成多项式为 $g_2(D)$ 。

$g_i(D)$ 由一个二进制数值表示，它的各位分别对应于编码器中的各移位寄存器。如果某寄存器与生成 X_i 的模 2 和相连，则 $g_i(D)$ 中与此寄存器相对应的位为“1”，否则为“0”。图 9 中

$$g_1(D) = (111)_2 = (7)_8$$

$$g_2(D) = (101)_2 = (5)_8$$

当 N 较小时， $g_i(D)$ 一般以二进制表示；当 N 较大时， $g_i(D)$ 一般以八进制表示。

卷积码的纠错能力由其自由距离决定，自由距离是指任意长编码序列之间的最小汉明距离，自由距离越大，卷积码的纠错能力越强。

卷积码的解码算法有很多种，但性能较好的是 Viterbi 算法，因此目前实际工程中大都采用这种算法。Viterbi 算法是一种树搜索算法，它的性能与解码约束长度有关，解码约束长度是指判决一个解码输出所需的搜索树的长度，一般为 3~7 倍的编码约束长度。

2、数字调制

数字调制也分为调幅、调相和调频三类，但数字调制的信号状态是有限的。下面我们以二进制的 2ASK、BPSK 和 2FSK 为例说明一下数字调制的特点。

2ASK 信号的典型波形如图 10 所示。

它的实际意义是当调制的数字信号为“1”时，传输载波；当调制的数字信号为“0”时，不传输载波。2FSK 信号的典型波形如图 11 所示。

它的实际意义是当调制的数字信号为“1”时，传输频率较高的载波；当调制的数字信号为“0”时，传输频率较低的载波。BPSK 信号的典型波形如图 12 所示。

它的实际意义是当调制的数字信号为“1”时，传输相位为 0° 的载波；当调制的数字信号为“0”时，传输相位为 180° 的载波。从上述三种调制中可以看出数字调制的两个基本特点：1) 在时间上调制是以 T_s 为单位进行的， T_s 为调制数字符号的周期；2) 无论调幅、调相还是调频，调制信号的状态数都是有限的，与每个调制符号所传送的信息比特数成正比。

数字调制用“星座图”来描述，星座图中定义了一种调制技术的两个基本参数：1) 信号分布；2) 与调制数字比特之间的映射关系。以 4ASK 为例其星座图见图 13。

在 ASK 中，调制信号为一维幅度信号，在星座图中称为星座点。调制信号的分布一般是以原点为中心对称的，即呈均匀分布，但也有些不对称的调制星座。在 ASK 中，信息比特是通过载波的幅度来传递的，2 信息比特与调制符号的四种幅度相对应，星座图中规定了星座点与传输比特间的对应关系，这种关系称为“映射”，一种调制技术的特性可由信号分布和映射完全定义，即可由星座图来完全定义。

调制技术的可靠性可由相邻星座点之间的最小距离来衡量，最小距离越大，抵抗噪声等干扰的能力越强，当然前提是信号的平均功率相同。当噪声等干扰的幅度小于最小距离的 1/2 时，解调器不会错判，即不会发生传输误码；当噪声等干扰的幅度大于最小距离的 1/2 时，将发生传输误码。

DVB 系统中采用的调制技术是 QPSK 和 QAM，下面我们就介绍一下这两种调制技术。

a、QPSK

QPSK 是一种调相技术，它规定了四种载波相位，分别为 45° ， 135° ， 225° ， 275° ，其星座图见图 14。QPSK 中每次调制可传输 2 个信息比特，这些信息比特是通过载波的四种相位来传递的。解调器根据星座图及接收到的载波信号的相位来判断发送端发送的信息比特。

QPSK 是一种二维调制技术，它有同相和正交两个载波，分别对应于星座图上的 I 和 Q 坐标。同相载波指载波本身，正交载波指相位旋转 90° 的载波。QPSK 调制在实现时是采用正交调幅的方式，某星座点在 I 坐标上的投影去调制同相载波的幅度，在 Q 坐标上的投影去调制正交载波的幅度，然后将两个调幅信号相加就是所需的调相信号。

QPSK 是一种恒包络调制，它的信号的平均功率是恒定的，因此不受幅度衰减的影响，也就是说幅度上的失真不会使 QPSK 产生误码。

b、QAM

PSK 只利用了载波的相位，它所有的星座点只能分布在半径相同的圆周上。当星座点较多时，星座点之间的最小距离就会很密，非常容易受到噪声干扰的影响。因此 PSK 一般只用在 8PSK 以下，常用的是 BPSK 和 QPSK。当星座点进一步增加时，也即需要更高的频带利用率时，就要采用 QAM 调制了。QAM 是幅度、相位联合调制的技术，它同时利用了载波的幅度和相位来传递信息比特，因此在最小距离相同的条件下，QAM 星座图中可以容纳更多的星座点，即可实现更高的频带利用率，目前 QAM 星座点最高已可达 256QAM。我们以 16QAM 为例来说明 QAM 的特性，16QAM 星座图见图 15。

16QAM 中规定了 16 种载波幅度和相位的组合。16QAM 中每次调制可传输 4 个信息比特，这些信息比特是通过载波的 16 种幅度和相位组合来传递的。解调器根据星座图及接收到的载波信号的幅度和相位来判断发送端发送的信息比特。QAM 也是二维调制技术，在实现时也采用正交调幅的方式，某星座点在 I 坐标上的投影去调制同相载波的幅度，在 Q 坐标上的投影去调制正交载波的幅度，然后将两个调幅信号相加就是所需的调相信号。

与 PSK 调制相比，QAM 可传送更多的信息，频带利用率较高；但 QAM 会受到载波幅度失真的影响，其可靠性不如 PSK。

3、回波均衡

前文说过，由于回波干扰和信道的线性失真，会在接收符号间产生符号间干扰（ISI）。目前有效消除 ISI 的技术有两种：时域均衡和正交频分复用（OFDM）。我们先介绍时域均衡技术。

a、时域均衡

时域均衡一般是在匹配滤波器后插入一个横向滤波器（也称横截滤波器），它由一条带抽头的延时线构成，抽头间隔等于符号周期，见图

16。每个抽头的延时信号经加权后送到一个相加电路输出，其形式与有限冲激响应滤波器（FIR）相同，相加后的信号经抽样送往判决电路。每个抽头的加权系数是可调的，通过调整加权系数可以消除 ISI。

均衡器的均衡效果主要由抽头数和均衡算法决定，均衡算法常用的有迫零算法和最小均方畸变算法等。均衡器分预置式和自适应式两种。预置式均衡器是信息传输前先对信道特性进行估计，并设置好抽头加权系数，这些加权系数在信息传输开始后不再改变。预置式均衡器的结构比较简单，但如果信道的特性在信息传输过程中发生了变化，会对均衡效果产生较大影响，这时就须采用自适应式的均衡器。自适应式均衡器是在信息传输过程中不断地调整抽头系数，以适应信道特性的变化。但自适应式均衡器的结构比较复杂，且抽头系数的收敛较慢，影响通信系统的稳定。因此在实际应用中常将上述两种方式综合起来，即采用带预置均衡的自适应均衡器（见图 17），这种均衡器在信息传输前先对信道特性进行估计，初步设置抽头加权系数；在信息传输开始后，再利用定期发送的训练序列对抽头系数进行调整，以跟踪信道特性的变化。这种方式即可以跟踪 ISI 的时变，又可防止抽头系数收敛过慢。

在实际信道中还存在噪声干扰，它会对均衡器的收敛产生影响。为了进一步改善性能，实际应用中常采用判决反馈式均衡器。与横向均衡器不同，判决反馈均衡器是一种非线性滤波技术。在判决反馈均衡器中，一个横向滤波器用于线性的前向滤波处理，其判决结果反馈给另一个横向滤波器，见图 18。

反馈均衡器的抽头系数由前向均衡器所造成的信道冲激响应拖尾所决定。判决反馈均衡器的均衡效果优于具有同样抽头数的横向均衡器。美国 GA 系统中采用的就是 256 抽头的判决反馈均衡器。均衡器技术比较成熟，被广泛应用于各种通信领域，但它有两个缺点：一是结构复杂，成本较高；二是仅对时延较短的 ISI 效果比较好，对时延较长的 ISI 效果比较差，在这种情况下就需要采用另一种新技术—OFDM。

b、OFDM

---当 ISI 的时延与传输符号的周期处于同一数量级时，ISI 的影响就会变得严重起来。因此，延长传输符号的周期可以有效地克服 ISI 的影响，这正是 OFDM 消除 ISI 的原理。

OFDM 由大量在频率上等间隔的子载波构成（设共有 N 个载波），各载波通常采用同一种调制方式调制。串行传输的符号序列亦被分为长度为 N 的组，每组内的 N 个符号分别调制 N 个子载波，然后一起发送。所以 OFDM 实质是一种并行调制术。将符号周期延长 N 倍，从而提高了对 ISI 的抵抗能力。

子载波间的间隔如何选择，是 OFDM 的关键。在传统的频分复用中，各载波上的信号频谱是互不重叠的，以便接收机能用滤波器将其分离。但这样作降低了频带利用率。在 OFDM 中，为提高频带利用率，使各载波上的信号频谱互相重叠，但载波间隔的选择使这些载波在整个符号周期上是正交的，即在符号周期上的任何两个载波的乘积都为零。这样，即使各载波上的信号频谱间存在重叠，也能不失真地复原。我们知道，当载波间最小间隔等于符号周期的倒数时，可满足正交条件。为实现最大频谱效率，一般取载波最小间隔

等于符号周期的倒数。

当符号由矩形时间脉冲组成时，每个载波信号的频谱为 sinc/x 形状，其峰值对应于所有其它载波频谱的零点，见图 19。

因为每一个载波的比特持续时间被延长了 N 倍，远大于一般的 ISI，所以 OFDM 具有良好的抵抗 ISI 的性能。对于 DVB 等固定接收条件，在存在很大 ISI 时，OFDM 信号的性能只有 1-2dB 的劣化。

由于 OFDM 系统中的子载波数量常达几百乃至几千，所以实际应用中不可能象传统的 FDM 那样使用几百乃至几千个振荡器和锁相环进行相干解调。Weinstein 经过严格的数学推导，发现 OFDM 信号可用付立叶变换 FFT 来得到，见图 20。

输入的 N 个调制符号经过 N 点的 FFT 后所得到的 N 个数据就是所需的 OFDM 合成信号的 N 个时域采样值，在经 D/A 变换后，就得到了 OFDM 信号波形。此信号乘以实际载波就可将 OFDM 信号搬到所需的频道上。

但信道中存在 ISI 时，OFDM 子载波间的正交性会被破坏，使接收机无法正确提取各子载波上的调制符号。为此在实际应用时需在每个 OFDM 信号周期前插入一个保护间隔 Δ ，OFDM 的实际传输周期变为 $T_s=T+\Delta$ ，见图 21。

保护间隔内的信号是由 OFDM 信号进行周期延拓生成的，相当于将 OFDM 信号的尾部折反到前面。当 ISI 的时延不超过 Δ 时，OFDM 子载波间的正交性仍能保持，接收机仅提取有效的 OFDM 周期 T 内的信号进行处理，OFDM 信号就可以不受 ISI 的干扰了。OFDM 抵抗 ISI 的能力取决于 Δ 的长度， Δ 越长，可消除 ISI 的时延范围越大。但需要注意的是，保护间隔内是不传输有用信息的，因此 Δ 越大，浪费的频带资源也越多，这是 OFDM 消除 ISI 干扰的代价。