

NRZ 测试码型的 频谱成分

非归零码(NRZ)数字信号广泛用于数字通讯系统中的数据传输。许多NRZ测试码型已被产生用于系统测试和验证。这些码型通常设计用来模拟实际的数据或者着重考验系统某方面的性能。为理解各种测试码型对特定系统的影响,理解测试码型和待测系统的频率特性是非常重要的。

本文给出了NRZ测试码型的时域特性,如数据率和码型长度,与其频域频谱成分的关系。内容包括NRZ测试码型的概述,功率谱的计算,功率谱的实验室测量以及它们的系统应用。

NRZ 测试码型概述

在NRZ信号里,每个二进制比特占用单独一段时隙,称为比特周期(T_b)。在每个周期里信号或者为高(代表1)或者低(代表0)。NRZ波形通常是作为时间的函数来定义和测量的。当然,它们是时域信号。

对随机NRZ数据流,序列中的每个比特为1和0的概率相等,为50%,与前一个比特的状态无关。因此,可能出现长串连续相同码(CID)。数据信号中的长串CID具有非常低的频谱分量,因此,要设计能工作于随机数据的高速系统会非常困难。

通常使用数据编码,或者扰码将随机数据转换成更容易控制的格式。在高速系统中使用最广泛的编码方式之一是8b10b,常用于以太网,光纤信道和高速视频应用中。8b10b编码中每8比特数据被编码成一个10比特的符号。额外的比特用于平衡码型(使得具有固定比特间隔的1的数目等于0的数目),且限制了CID的最大数目。这种编码算法将8比特数据映射到10比特信号空间中的某个特定符号,使之易于与其他10比特符号相区分,因而也改善了误码率(BER)。其他编码方式如扰码或者64b66b编码在SONET和SDH通信系统中很常用。扰码和64b66b编码也用于平衡码型和改善BER,不过,这些方法允许更长的CID。

对于给定的应用,存在着几种类型的测试码型,分别突出了系统的不同性能。例如K28.5±码(11000001010011111010)常用于测试8b10b编码系统的确定性抖动。同样地,伪随机比特流(PRBS)常常在编码、随机和扰码NRZ应用中被用作通用测试码型。

PRBS通常以 $2^X - 1$ PRBS表示。指数(X)表示用于生成码型的移位寄存器的长度。每个 $2^X - 1$ PRBS包含X个比特的各种可能组合(除了一种)。短PRBS,比如 $2^7 - 1$ PRBS(127比特),常被用于以太网,光纤信道和高速视频应用,因为它与8b10b编码的NRZ数据流非常近似。 $2^{23} - 1$ PRBS(约为840万比特)在SONET和SDH通信系统中非常通用,这些应用需要测试码型具有低频分量,并能较好地模拟扰码或随机NRZ数据。

计算NRZ测试码型的功率谱

每个NRZ测试码型都具有对应的功率谱密度(PSD),表示码型的功率谱分布。计算PSD的两个主要方法是:(a)码型的傅立叶变换的幅度取平方;或者(b)计算码型自相关函数的傅立叶变换¹。第一种方法通常用于能够用有限、封闭的数学表达式(如: $s[t] = A \cos[2\pi f_0 t]$)表示的信号比较简单。第二种方法用于更复杂的信号,如长序列的NRZ数据(如测试码型)或者随机比特流。为应用这些方法,有必要回顾一下傅立叶分析基础理论²:

- delta函数, $A\delta(t)$, 可以视作一个面积为A的无限窄矩形脉冲。仅当函数自变量t等于0时才具有非零值,图上以垂直的箭头表示。
- 梳形函数, $A\sum_n \delta(t - nT)$, 由均匀间隔T的无限个等面积的delta函数组成。
- 梳形函数的傅立叶变换亦为梳形函数,间隔变为倒数(即 n/T),delta函数的面积被间隔的倒数修正(即 A/T)。
- 时域的卷积(代表符号为*)等效于频域的乘积。
- 信号与delta函数的卷积得到一个被搬移到delta函数所在位置的原信号拷贝。

- 信号与delta函数的乘积，或者说是“采样”，得到一个delta函数，其面积被delta函数所在位置处信号的幅度修正。

作为上面准则的一个应用例子，计算NRZ测试码型的PSD(图1)。测试码型由一系列具有确定宽度 T_b 和码型总长度为 $L = nT_b$ 的高低电平(代表0和1)表示。码型的无限重复可通过有限长度码型与间隔等于码长的梳形函数的卷积得到(图1a)。接着，单独计算测试码型各组成部分的自相关函数(图1b)。注意到测试码型的自相关函数近似为三角形(这种近似的精确程度随着码型的长度和随机性的增加而提高)。最后，利用自相关函数的傅立叶变换计算功率谱(图1c)。

图1所示例子得到的功率谱具有无限的离散谱线(delta函数)，具有“ $\text{sinc}^2(f)$ ”包络，这里 $\text{sinc}(f)$ 定义为 $\sin(\pi f)/(\pi f)$ 。通常可观察到以下的事实：(a) $\text{sinc}^2(f)$ 包络的零点位于数据率的整倍数处；(b)谱线均匀分布，间隔为码长的倒数；(c)数据率或者码长增加时， $\text{sinc}^2(f)$ 包络的幅度降低(即变平)。在极限情况时，当码长接近无穷，谱线间隔变得无穷小，频谱形状近似为连续的 $\text{sinc}^2(f)$ 函数。

作为一个例子，图1a所给的6比特码型以1.25Gbps发射，谱线间隔、幅度和频谱零点可如图2计算。注意图2中的 $\text{sinc}^2(f)$ 包络为6比特码的近似。近似程度随码长和随机性的增加而提高。

用频谱分析仪测量

前面的等式和原理可以用实验室测量来演示。使用高速码型发生器来产生测试码型，频谱仪测量信号的PSD。以简单例子开始，图3给出了以1.25Gbps发送的4比特码型频谱(1110测试码)的测量结果。测量得到的频谱零点为1.25GHz ($1/T_b$)和2.5GHz ($2/T_b$)。谱线间隔为312.5MHz ($1/L$)。功率谱包络近似为 $\text{sinc}^2(f)$ 。轻微的偏差主要是由于本例使用了较短的码型。

码长增加到20比特(K28.5±测试码型)，保持传输速率为1.25Gbps(图4)，测量结果显示，频谱零点位于同样的位置(1.25GHz和2.5GHz)。同时，由于使用了更长的码型，谱线间隔减至125MHz。另外，谱线的包络较4比特码型例子更加近似于 $\text{sinc}^2(f)$ 函数。

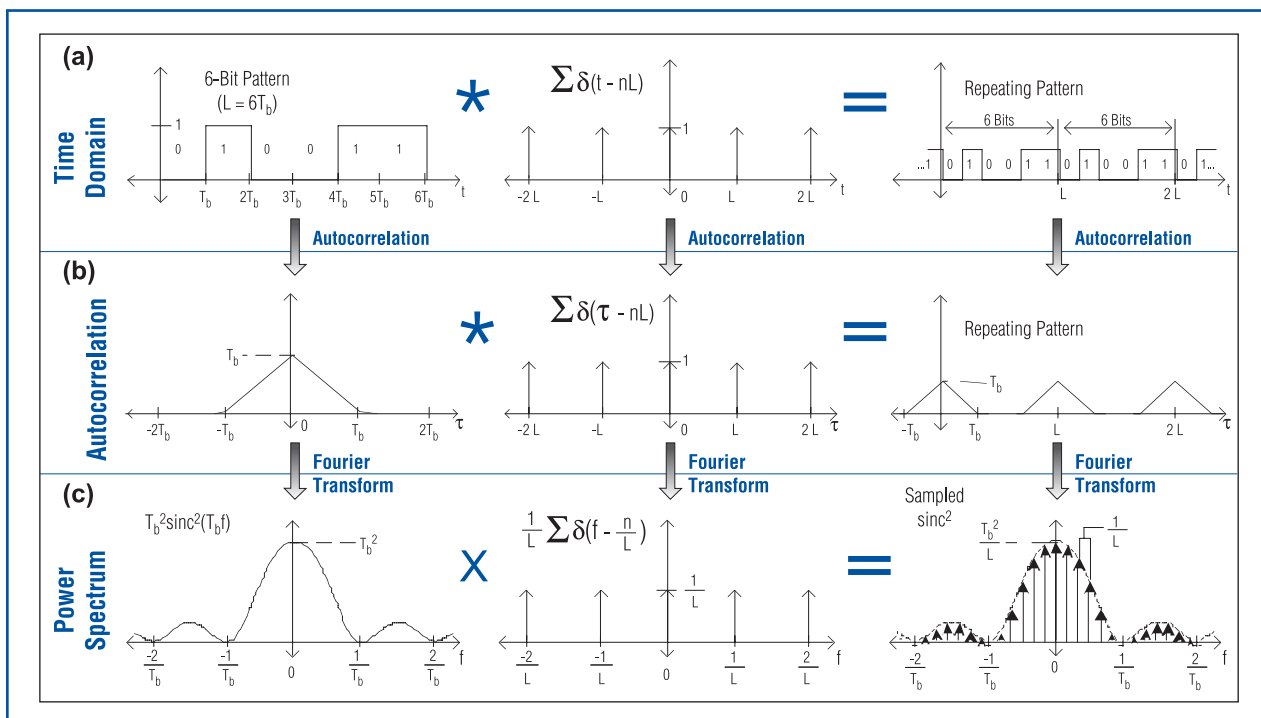


图1. 图示为NRZ测试码型的(a)时域波形, (b)自相关函数, 和(c)功率谱。

K28.5±测试码型表现出一个有趣的现象。它为20比特码。但是，在以1.25Gbps数据率发送时谱线间隔测量为125MHz，这与10比特测试码型相对应。这个差异是因为K28.5±码型由K28.5+码(1100000101)和它的反码K28.5-码(0011111010)组成。频域中K28.5-码包含与K28.5+码同样的频谱信息。码型每10比特重复一次，这就是图4中谱线间隔为125MHz的原因。

当码型长度增加时， $\text{sinc}^2(f)$ 包络变得非常清晰。图5使用以2.5Gbps发送的 2^7-1 PRBS码(127比特)更加清楚地展示了这一点。在这个长码中，谱线间隔减少至19.7MHz。另外，对应于更高的数据率，频谱零点在2.5GHz和5GHz。由于相对于数据速率而言谱线间隔非常小， $\text{sinc}^2(f)$ 包络和频谱零点在功率谱上清晰可见(图5)。

图6展示了 2^7-1 PRBS码速率分别为1.25Gbps和2.5Gbps时谱线的幅度和间隔方面的差异。正如图中所见，在同一频率测量时，2.5Gbps发送数据率时的谱线幅度和间隔较1.25Gbps数据速率时大。

应用举例

NRZ测试码型的功率谱知识可用于改善数字通信系统的设计。这可通过以下三个不同的应用实例来阐述：接收机带宽，自适应均衡器和电磁干扰(EMI)。

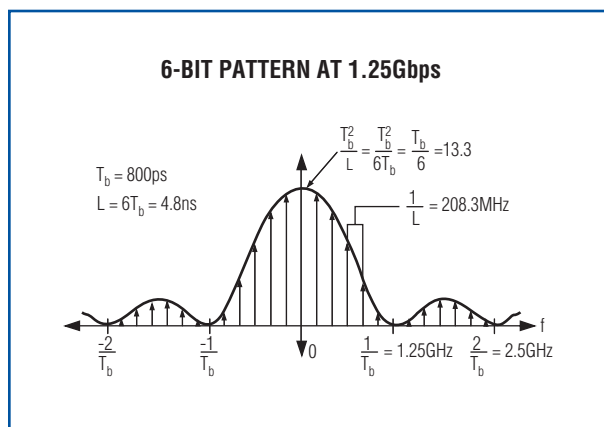


图2. 6比特NRZ码的近似功率谱给出了谱线间隔和 $\text{sinc}^2(f)$ 包络。

接收机带宽

接收机设计过程中不可避免会遇到带宽的问题。如果带宽太窄，接收信号的高频分量被衰减，信号将失真。如果带宽太宽，过量的噪声进入接收机，导致信噪比(SNR)降低。而且，过高的带宽³也增加了复杂性和成本。知道了接收信号的频谱成分后，可以根据最重要的频谱成分来决定带宽。

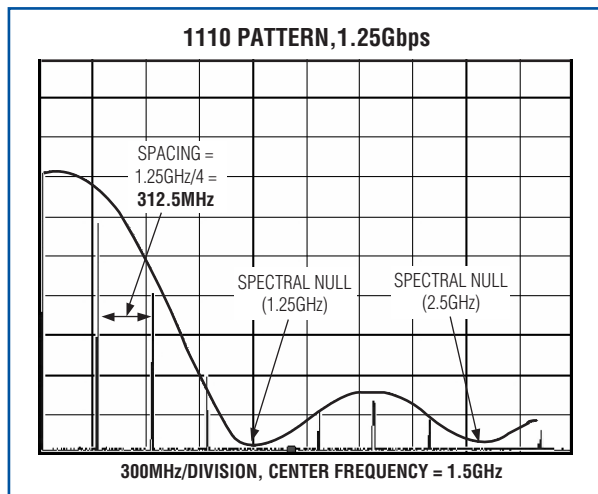


图3. 4比特码的功率谱，谱线幅度与 $\text{sinc}^2(f)$ 包络有偏差。当码长增加时偏差减小。

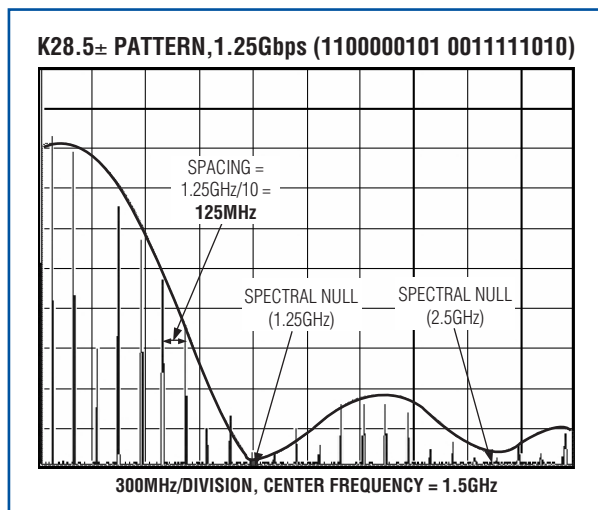


图4. 实测出的K28.5±码功率谱显示，由于码长更长，谱线幅度与 $\text{sinc}^2(f)$ 包络的近似程度提高，谱线间隔更短。

自适应均衡器

自适应均衡器设计用来消除不理想的传输媒质引起的失真效应。例如MAX3800 自适应电缆均衡器，可以消除速率高达3.2Gbps 的数据在铜缆中由于趋肤效应损耗引起的失真⁴。它是通过比较在两个离散频率上($f_1 = 200\text{MHz}$ 和 $f_2 = 600\text{MHz}$)输入信号的功率来实现这一任务的。根据第一个零点在3.2GHz 上的功率谱 $\text{sinc}^2(T_b f)$ 包络，在两个频率上功率比应为 $\text{sinc}^2(T_b f_1)/\text{sinc}^2(T_b f_2) = 0.987/0.890 = 1.11$ 。如果所测得的比值与期望值不同，均衡器会改变趋肤效应补偿量，以便恢复正确的比例关系。这种方式能够很好地工作于高数据率和长码型。然而，根据我们关于NRZ 测试码频谱的知识我们可以预言，这种方式对于某些码型会有问题。

例如，假如数据率减少至622Mbps， $\text{sinc}^2(f)$ 包络的第一个零点在622MHz，200MHz 对600MHz 的检出功率比为 $0.703/0.00134 = 525$ ，而不是期望的1.11。均衡器仍然试图恢复1.11 功率比，这样输出便会失真。另外一个例子，考虑一个短测试码型，长度为10 比特。对于更短的测试码，谱线间隔更大。在3.2Gbps 数据速率和10 比特码长的情况下，谱线间隔为320MHz，开始几根谱线为0，320MHz

和640MHz。对于这种类型的码型和数据率，在200MHz 或者600MHz 频率上几乎没有功率。这样会导致信号失真，因为均衡器没法正确适应这种情况。

电磁干扰(EMI)

系统中的EMI 效应可以通过改变功率谱的频率或者幅度来降低或消除。通过改变数据率或码长可以实现这种改变。

随着数据速率增加，频谱零点间隔变大。而且，各条谱线的幅度降低，一部分功率被推到更高的频率。由于功率被扩散到更宽的频率范围，留在感兴趣频率的功率就更少了。实现这种效果的办法之一便是在原始数据流中加入额外的比特，等效增加了数据速率。

码长在EMI 中也扮演了重要的角色，因为谱线幅度和间隔随着码长而变。较长的码降低了谱线幅度和间隔，而更短的码会增加谱线的幅度和间隔。为减少特定频率上的EMI，可以改变码长，将谱线移出特定的敏感频段。另外，可以使用长码来降低EMI 的幅度。

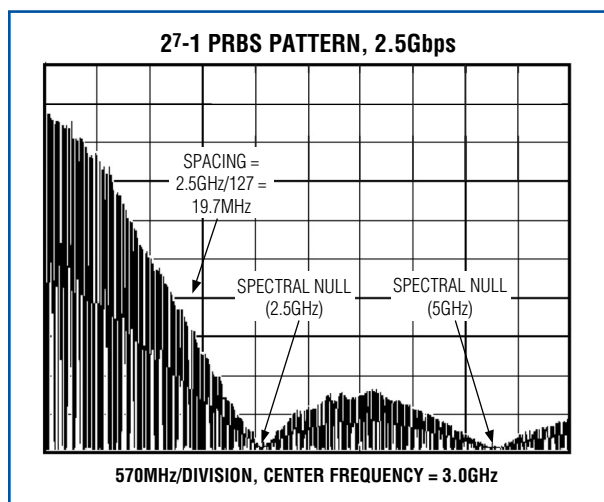


图5. $2^7 - 1$ PRBS (127 比特)码的功率谱清楚地显现出谱零点和 $\text{sinc}^2(f)$ 包络。

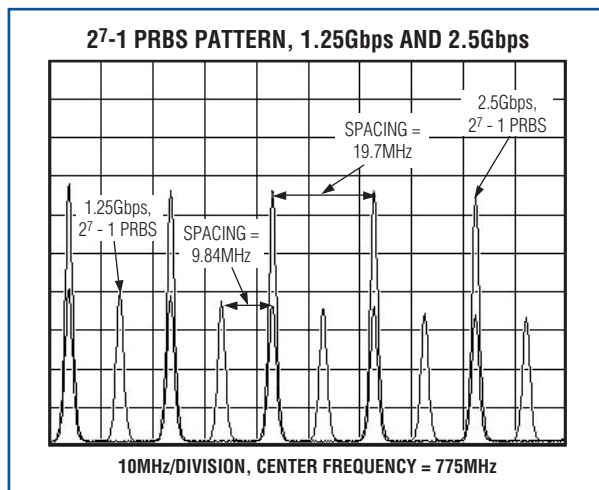


图6. 实际测量得到的分别以1.25Gbps 和2.5Gbps 速率发送 $2^7 - 1$ PRBS 码型时的功率谱(图中显示的是725MHz 至825MHz 波段)表明谱线幅度和间隔随数据速率而变化。

结论

对于NRZ数据的频域谱成分有一个清晰的了解是成功设计高速数字通信系统的关键。本文中介绍的原理建立了NRZ数据的时域特性(码长, 数据速率等)与其相应的频域特性(谱幅度, 包络和谱线间隔)。这些原理可应用于各种电路设计中, 包括滤波, 信号均衡和EMI。

参考文献

1. J.W. Goodman, Statistical Optics, John Wiley & Sons, New York, NY, 1985.
2. J.D. Gaskill; Linear Systems, Fourier Transforms, and Optics; John Wiley & Sons, New York, NY, 1978.
3. HFAN-09.0.1 NRZ Bandwidth-HF Cutoff vs. SNR, Maxim Integrated Products, Inc., 2002.
4. MAX3800 data sheet, Maxim Integrated Products, Inc., 2001.