

NRZテストパターンのスペクトル

デジタル通信システムにおけるデータの送信では、NRZ(非ゼロ復帰)方式が広く使われています。そのため、さまざまなNRZテストパターンが作られ、システムのテストや検証で用いられています。テストパターンとしては、実データをシミュレーションするものや、システムのある側面を特に重視したものが使われます。あるシステムにとって、異なるテストパターンがどのような影響を持つかを理解するためには、テストパターンとテスト対象システムの周波数特性を理解する必要があります。

このアティクルでは、NRZテストパターンのデータレートやパターン長など時間領域特性と周波数領域スペクトル成分との間にある関係をわかりやすく説明します。NRZテストパターンの概要からはじまり、パワースペクトルの計算方法、パワースペクトルの測定方法、そして、このような概念をどのように使えばシステムを理解できるのかまでを説明します。

NRZテストパターンの概要

NRZ方式では、各バイナリビットに対し、ビットピリオド(T_b)という長さが割り当てられます。信号は、各ビットピリオドを通じて、ハイ(1を表す)かロー(0を表す)のいずれかになります。NRZ波形は、時間の関数として定義・測定されます。このように、NRZ信号は時間領域信号です。

ランダムなNRZデータストリームでは、シーケンスに含まれる個別ビットが1になる確率と0になる確率は等しく、その前にどのようなビットがきても関係なく、いずれも50%です。言い換えると、CID(連続同一ビット)が延々と続く可能性があります。このようなCIDが延々と続く長いシーケンスは非常に低い周波数成分を持つため、高速システムでランダムデータを取り扱うことができるようにするのは困難となることがあります。

ランダムデータは、多くの場合、エンコーディングやスクランブルといわれる方法でフォーマットし、管理のしやすい形に整えます。高速システムでよく使われるエンコーディング方式の1つが、イーサネットやファイバチャネル、高速ビデオアプリケーションなどで使われる8b10bというものです。8b10bエンコーディングでは、8ビットのデータを10ビットのシンボルに変換します。追加ビットによってパターンのバランスをとり(一定のビット間隔で1と0の数が等しくなるようにする)、CIDの最大長を短くします。このエンコーディングアルゴリズムはまた、8ビットデータを10ビット信号空間内の特定のシンボル(他の10ビットシンボルとはっきり区別できる

シンボル)にマッピングするため、BER(ビットエラーレート)も改善されます。この他に、スクランブルと呼ばれる64b66bエンコーディングも、SONETやSDHというテレコミュニケーションシステムで広く使われています。スクランブルや64b66bエンコーディングは8b10bよりもCID長が長くなる可能性はありますが、これらもパターンのバランスをとり、BERを改善することができます。

特定のパフォーマンスやシステムコンポーネントを重視したさまざまなテストパターンが、1つのアプリケーションに対して存在する場合があります。たとえば、8b10bエンコーディングを使うシステムの確定ジッタ性能テストでは、K28.5 \pm パターン(11000001010011111010)がよく利用されます。同様に、エンコード・スクランブルされたランダムNRZアプリケーションの汎用テストパターンとしては、PRBS(pseudorandom bit stream)が用いられます。

PRBSは、通常、 2^X-1 PRBSと書き表されます。指数(X)は、パターン生成に用いるシフトレジスタ長です。各 2^X-1 PRBSでは、X個のビットにより可能な組み合わせのすべてが用いられます(例外として1は使われません)。イーサネットやファイバチャネル、高速ビデオアプリケーションでは、 2^7-1 PRBS(127ビット)などのショートPRBSがよく用いられます。理由は、8b10bエンコードされたNRZデータストリームにかなり近い結果が得られるためです。SONETやSDHでは、通常、 $2^{23}-1$ (\approx 840万ビット)PRBSが使用されます。低周波数成分を持ち、スクランブルNRZデータやランダムNRZデータを高い精度で表現できるテストパターンが必要だからです。

NRZテストパターンのパワースペクトルの算出

NRZテストパターンのPSD(パワースペクトル密度)を見ると、パターンのパワーが周波数成分にどのように分布しているかがわかります。PSDの算出方法には、基本的に、(a)パターンをフーリエ変換し、その大きさを自乗するという方法と(b)パターンが持つ自己相関関数¹のフーリエ変換を行うという方法の2つがあります。数学的に有限で閉じた形に書き表せる信号の場合は(たとえば $s[t] = \text{Acos}[2\pi f_0 t]$ など)、(a)のほうがシンプルです。NRZデータ長が長いケース(テストパターンなど)やランダムビットストリームなど、信号が複雑な場合には(b)が使われます。このような方法を実際に使用するため、まず、フーリエ解析²の基礎を確認しておきましょう。

- デルタ関数、 $A\delta(t)$ は、面積がAの無限に狭い矩形パルスだと考えることができます。この関数は、引数がゼロの瞬間だけ非ゼロの値を返すもので、図上では上向きの矢印で表されます。
- 櫛形関数、 $A\sum_n \delta(t-nT)$ は、面積一定のデルタ関数が等間隔(T)で無限に並んだものです。

- 楕円関数は、フーリエ変換しても楕円関数です。ただし、間隔は逆数(n/T)となり、デルタ関数の面積は間隔の逆数をかけたもの(A/T)になります。
- 時間領域におけるたたみ込み(*で表す)は周波数領域における乗算に相当し、逆もまた成立します。
- 信号をデルタ関数でたたみ込むと、デルタ関数の位置にシフトした信号が得られます。
- 信号にデルタ関数をかけると(サンプリングすると)、デルタ関数の位置に、信号振幅に比例する面積を持つデルタ関数が得られます。

上記ルールの適用例として、NRZテストパターンのPSDを算出しました(図1)。テストパターンは、 T_b 長のハイとロー(1と0を意味する)がトータルで $L = nT_b$ というパターン長にわたって続くシーケンスだと言うことができます。まず、有限長のテストパターンに対し、パターン長と等しい間隔を持つ楕円関数でたたみ込みを行い、パターンの無限反復を得ます(図1a)。次に、テストパターンの構成要素ごとに自己相関関数を算出します(図1b)。テストパターンの自己相関は、三角形で近似できることに注意してください(近似精度は、パターンの長さや「ランダム度合い」が改善されると高くなります)。最後に、自己相関関数のフーリエ変換を行い、パワースペクトルを得ます(図1c)。

図1の例で得たパワースペクトルは、離散形スペクトル線(デルタ関数)が“ $\text{sinc}^2(f)$ ”エンベロップでスケール

され、無限にくり返されるシーケンスとなっています($\text{sinc}(f)$ の定義は $\sin(\pi f)/(\pi f)$ です)。テストパターンについては、一般に以下が成立します。(a)データレートの整数倍で $\text{sinc}^2(f)$ エンベロップがヌルになります。(b)スペクトル線は、パターン長の逆数間隔で等間隔に並びます。(c)データレートやパターン長が増大すると $\text{sinc}^2(f)$ エンベロップが小さくなります(「平ら」になります)。パターン長無限の極限をとると、スペクトル線間隔は無小となり、スペクトル全体が連続した $\text{sinc}^2(f)$ 関数に近づきます。

たとえば、図1aの6ビットパターンを1.25Gbpsのデータレートで送信すると、スペクトル線の間隔と振幅、スペクトルヌル値は図2のように算出されます。図2の $\text{sinc}^2(f)$ エンベロップが6ビットパターンの近似となっていることに注意してください。近似精度は、パターンの長さやランダム度合いが改善されると高くなります。

スペクトラムアナライザによる測定

前述の数式や原理は、測定によって確認することができます。そのためには高速なパターン発生器を使ってテストパターンを生成し、その信号のPDSをスペクトラムアナライザで測定します。まず、簡単な例を見てみましょう。1.25Gbpsで送信した4ビットパターン(1110テストパターン)のスペクトラムを測定した結果です(図3)。スペクトルがヌル値になるのは1.25GHz($1/T_b$)と2.5GHz($2/T_b$)であり、ライン間隔は312.5MHz($1/L$)です。

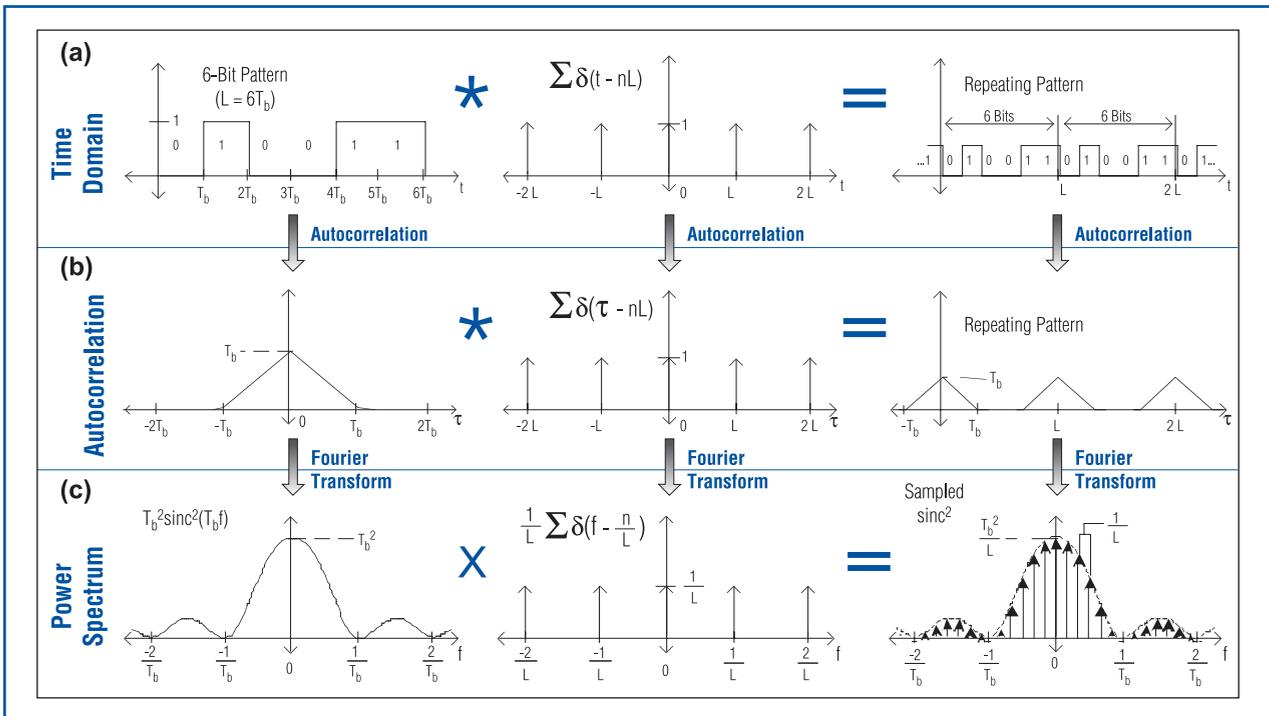


図1. NRZ符号化方式の時間領域(a)、自己相関(b)、パワースペクトル(c)を表すテストパターン

パワースペクトルエンベロープが約 $\text{sinc}^2(f)$ であることもわかります。大きさが若干異なっているのは、測定例では短いパターンを使ったためです。

パターン長を20ビット(K28.5±テストパターン)までのばし、伝送速度を1.25Gbpsのままにすえおくと(図4)、同じ位置(1.25GHzと2.5GHz)でスペクトルがヌル値になります。ただし、パターン長が長くなった結果、スペクトル間隔は125MHzと短くなります。スペクトル線エンベロープも、4ビットパターンと比較して、 $\text{sinc}^2(f)$ 関数によりよく一致しています。

K28.5±テストパターンからおもしろいことがわかります。これは20ビットのパターンです。しかし、1.25Gbpsで伝送されたとき、スペクトル間隔は125MHzと10ビットテストパターンに相当する数値になっています。この理由は、K28.5±パターンがK28.5+シーケンス(1100000101)とそれを反転したK28.5-シーケンス(0011111010)で構成されているからです。周波数領域において、K28.5-シーケンスはK28.5+シーケンスと同じスペクトル情報を持ちます。つまり、スペクトル的には10ビットごとにくり返すパターンとなっているため、図4のスペクトル間隔が125MHzとなっています。

パターン長をさらに長くすると、 $\text{sinc}^2(f)$ エンベロープが顕著になります。これは、図5を見るとよくわかります。これは、 2^7-1 PRBSパターン(127ビット)を2.5Gbpsで伝送した結果です。このパターン長では、19.7MHz程度までデルタ間隔が短くなります。また、データレートの上昇に呼応して、スペクトルがヌル値となる位置も2.5GHzと5GHzとなっています。データレートに対して相対的にスペクトル間隔が小さいことから、パワースペクトル(図5)で $\text{sinc}^2(f)$ エンベロープとスペクトルヌルをはっきりと確認することができます。

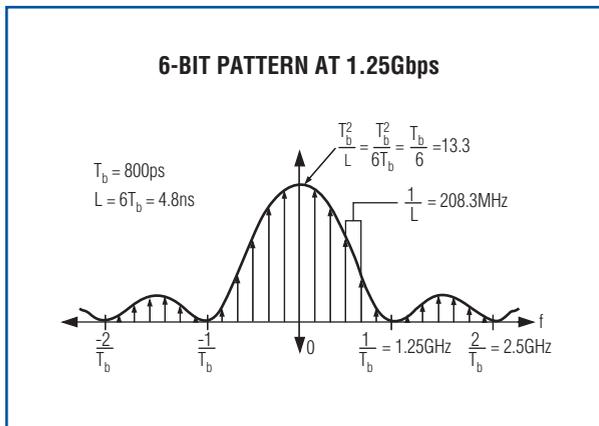


図2. 6ビットNRZパターンの概算パワースペクトル。スペクトル間隔と $\text{sinc}^2(f)$ エンベロープが示されています。

図6に、 2^7-1 PRBSパターンのスペクトルの大きさと間隔を、1.25Gbpsと2.5Gbpsのケースについて示します。この図からわかるように、同一周波数で測定すると、データ伝送速度が1.25Gbpsよりも2.5Gbpsのほうがスペクトルの大きさと間隔は大きくなります。

アプリケーション例

NRZテストパターンのパワースペクトルを把握すると、デジタル通信システムの設計を大幅に改善することができます。実例を、レシーバ帯域と適応型イコライザ、電磁干渉(EMI)という3種類のアプリケーションについて見てみましょう。

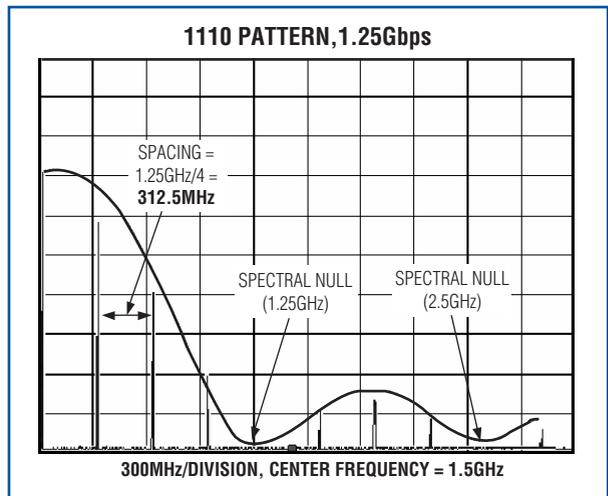


図3. 4ビットパターンのパワースペクトルでは、スペクトルの大きさが $\text{sinc}^2(f)$ エンベロープから若干ずれています。パターン長を長くすると、この差は小さくなります。

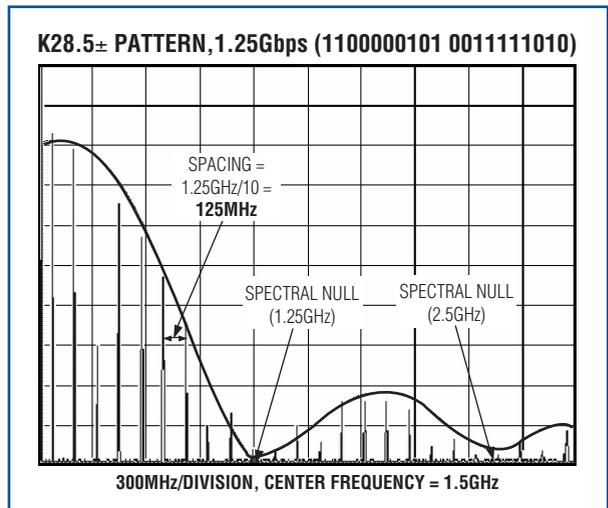


図4. K28.5±テストパターンでパワースペクトルを測定すると、 $\text{sinc}^2(f)$ エンベロープがよりよく近似されること、また、パターン長の延長を反映してスペクトル間隔が短くなることわかります。

レシーバ帯域

レシーバの設計では、どの程度の帯域が必要なのかという問題を避けて通ることはできません。帯域が狭すぎると、受信信号の高周波成分が減衰し信号が歪みます。帯域が広すぎると、不要なノイズが混入し信号対雑音比(SN比)が低下します。広い帯域を実現するためには³システムが複雑になりコストがかかるという問題もあります。受信する信号のスペクトル成分がわかれば、必要なスペクトル成分のみをカバーするように帯域を設定することができます。

適応型イコライザ

適応型イコライザとは、送信メディアが非理想的であるために発生した歪みを打ち消すためのものです。たとえば、適応型ケーブルイコライザのMAX3800は、銅ケーブルの表皮効果損失によって発生した歪みを、3.2Gbps⁴という高いデータレートでも打ち消すことができます。このような処理を行うため、2つの周波数($f_1 = 200\text{MHz}$ と $f_2 = 600\text{MHz}$)で入力信号のパワーを比較します。3.2GHzに最初のヌル値を持つパワースペクトルの $\text{sinc}^2(T_b f)$ エンベロープから、これらの周波数における電力比は $\text{sinc}^2(T_b f_1)/\text{sinc}^2(T_b f_2) = 0.987/0.890 = 1.11$ とならなければならないことがわかります。実際の比率がこの値と異なると、イコライザは表皮効果補償量を変化させ、正しい比率に補正します。この方法は、データレートが高くデータパターンが長い場合に適しています。ただし、NRZテストパターンのスペクトル成分についての検討からもわかるように、パターンによっては問題が起きるおそれがあります。

たとえば、データレートを622Mbpsまで落とすと、622MHzに最初のヌル値を持つ $\text{sinc}^2(f)$ エンベロープ

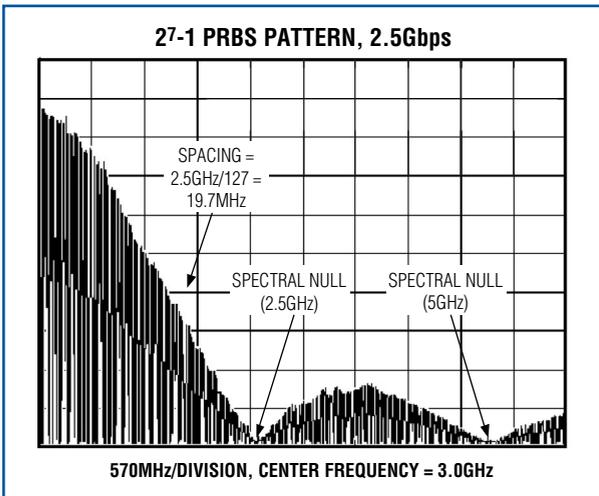


図5. 2^7-1 PRBS(127ビット)のパワースペクトルでは、スペクトルヌルと $\text{sinc}^2(f)$ エンベロープがはっきりと認識することができます。

から、200MHzと600MHzのパワーディテクタ比率が $0.703/0.00134 = 525$ と前述の1.11とは大きく異なります。イコライザは電力比が1.11になるように補正しようとするため、逆に出力が歪んでしまうおそれがあります。もう1つの例として、10ビットのパターン長を持つ短いテストパターンを考えてみましょう。パターンが短いとスペクトル線の間隔が広がります。データレート3.2Gbpsの10ビットパターンでは、スペクトル線の間隔は320MHzとなります。つまり、0MHz、320MHz、640MHzと並びます。このようなパターンとデータレートでは、200MHzや600MHzにはほとんど出力がないこととなります。その結果、イコライザは正しく補正することができず、出力信号が歪みます。

電磁干渉(EMI)

パワースペクトルの大きさや周波数を変えることにより、システムに対するEMIを削減したりゼロにできることがあります。実際には、データレートやパターン長を調節します。

データレートを高めると、スペクトラムヌルの間隔が開きます。また、電力の一部が高周波数側に移動するため、各スペクトルの大きさは小さくなります。電力を広い周波数帯域に分散させると、対象周波数に含まれる電力は小さくなります。このような効果が得られる方法として、データストリームに余分なビットを付加し実効データレートを高めるという方法が考えられます。

パターン長が変化するとスペクトルの大きさと間隔も変化するため、EMIについてはパターン長も意味を持ちます。パターンを長くすると大きさと間隔が小さくなり、逆に短くすると大きさと間隔が大きくなります。パターン長を適切に設定し、特に影響を受けやすい周波数帯域に

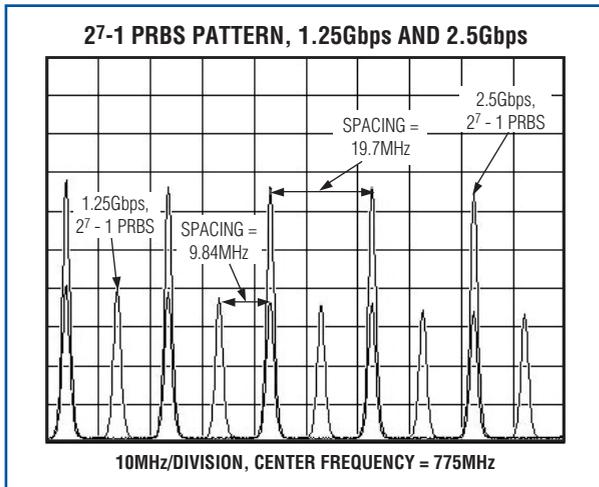


図6. 1.25Gbpsと2.5Gbpsで送信された 2^7-1 PRBSパターンのパワースペクトルの測定結果から(725MHzから825MHzの範囲を表示)、データレートが変化するとスペクトルの大きさと間隔が変化することがよくわかります。

スペクトル成分がないようにすると、特定の周波数におけるEMIを削減することができます。パターンを長くしてEMIの大きさを小さくするという方法も考えられます。

まとめ

高速デジタル通信システムを正しく設計するためには、NRZデータの周波数領域におけるスペクトル成分を理解することが必要です。このアーティクルで紹介した方法を使えば、NRZデータの時間領域特性(パターン長やデータレートなど)と対応する周波数領域特性(スペクトルの大きさ、エンベロープ、スペクトル間隔)との基本的な関係を把握することができます。この方法は、フィルタやイコライザ、EMIなど、回路設計のさまざまな問題に応用することができます。

リファレンス

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.