

2012.06.13

高速伝送路理論の基礎

碓井 有三

目次

終端抵抗について

特性インピーダンス

終端抵抗の位置と波形

ダンピング抵抗

線路上の電圧と電流

バス伝送

小振幅バス

損失線路

周波数特性

時間応答

アイパターン

広いアイの確保

終端抵抗とは

反射を回避するために入れる抵抗

測定器やアンテナは無条件に挿入

抵抗値

測定器 50Ω

同一のケーブル外径で中心導体径を変えたときの損失の最小条件

アンテナ 75Ω (オーディオ・ビジュアル系も)

ダイポールアンテナのインピーダンス

低周波 600Ω

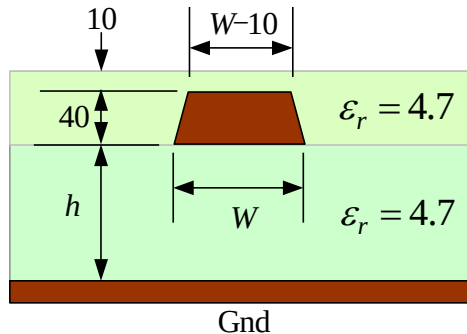
電話回線のインピーダンス ← 起源は

$0\text{dBm} : 0.775\text{V} \leftarrow 1\text{mW}@600\Omega$

ボード周りは?

ボードの特性インピーダンス

表面層(マイクロストリップ)



W (μm)	h (μm)	Z_0 (Ω)	t_d (ns/m)
100	100	55	6.54
	150	67	6.45
	200	76	6.38
129	100	50	6.56
213	150		6.49
299	200		6.45
100	80	49	6.66

50 Ω が作りやすいか？

h : プリプレグ厚(自由に連続には選べない)

$h=100$: ほぼ50 Ω

$h>100$: かなりの幅広パターンとなる

4層板で, 表面層の h を100 μm に選ぶと,

板厚 1.6mm $\rightarrow$ コア材は 1.2mm 程度

V-G間から電波放射しやすくなる $\rightarrow$ 対策要

特性インピーダンスを高く選ぶと,

大きなダンピング抵抗が必要

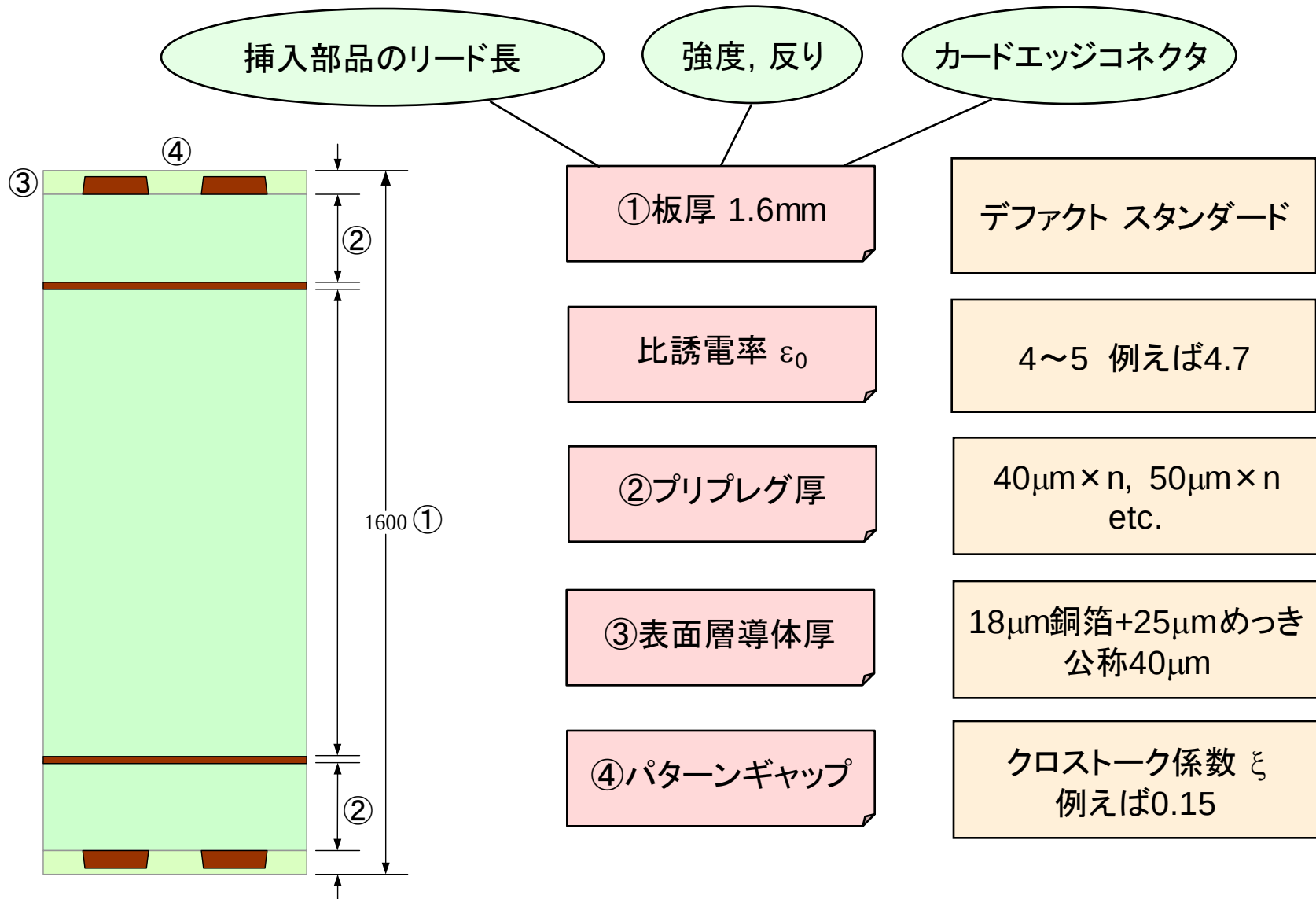
クロストークに対しても不利

伝搬遅延

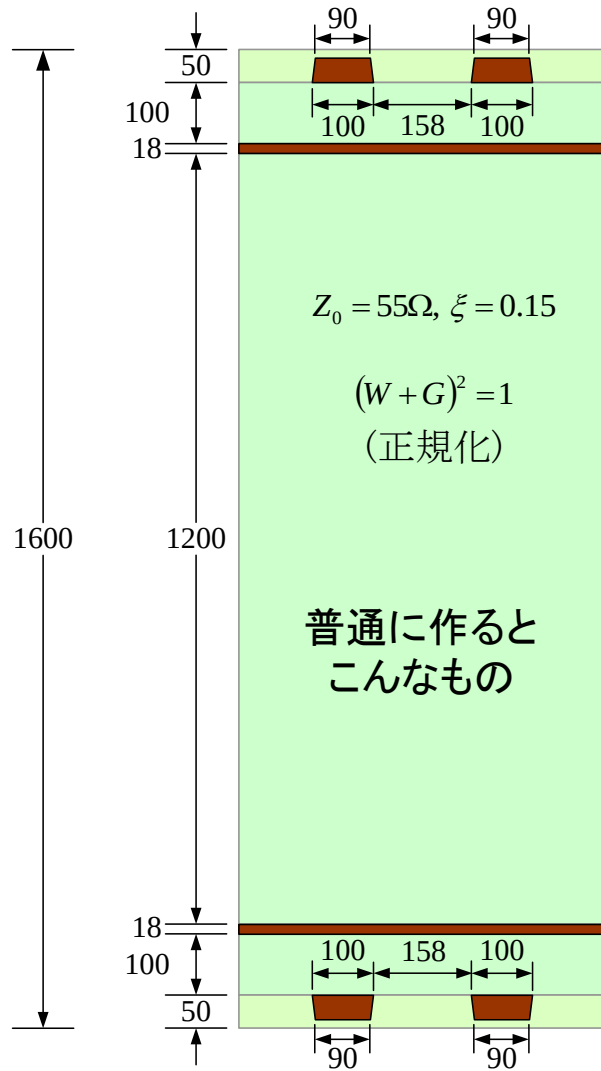
パターン幅(W), Gndからの距離=誘電体厚(h)

に対してほとんど変わらない

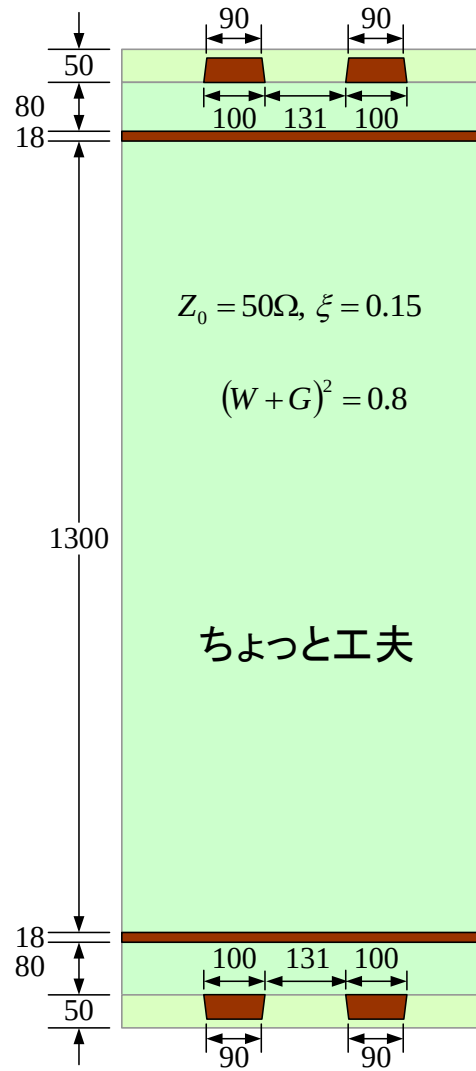
寸法条件



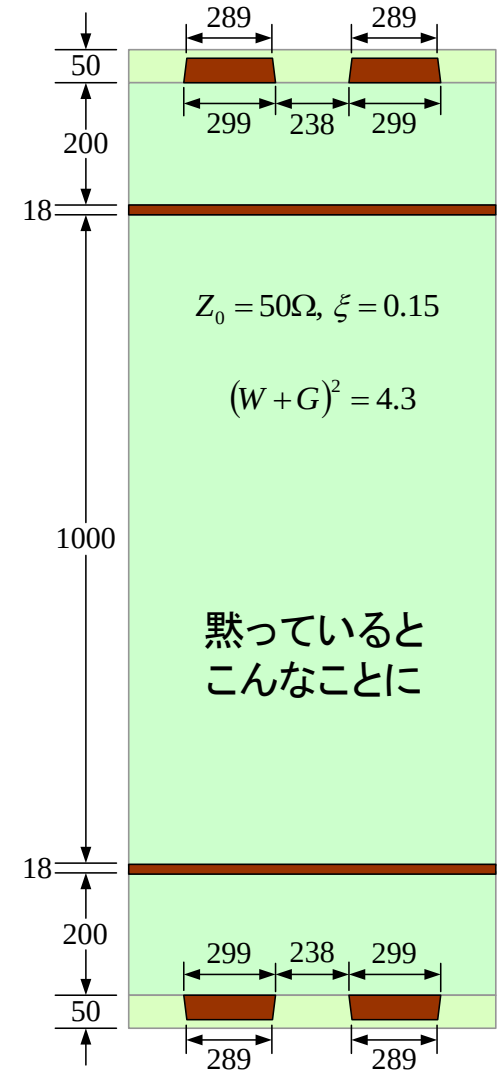
断面寸法の例



$W = 100\mu\text{m}, h = 100\mu\text{m}$

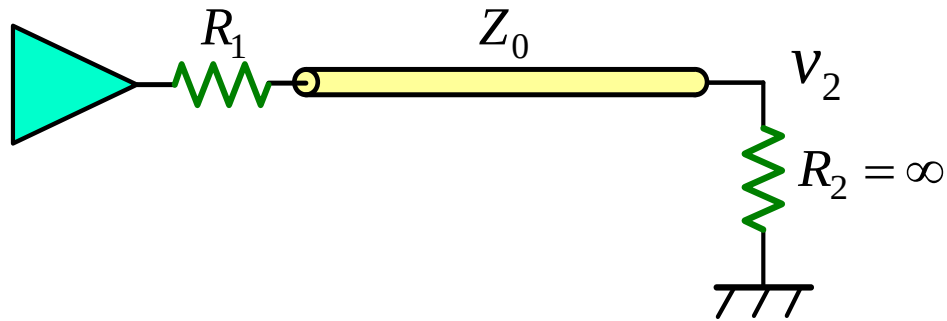


$W = 100\mu\text{m}, Z_0 = 50\Omega$



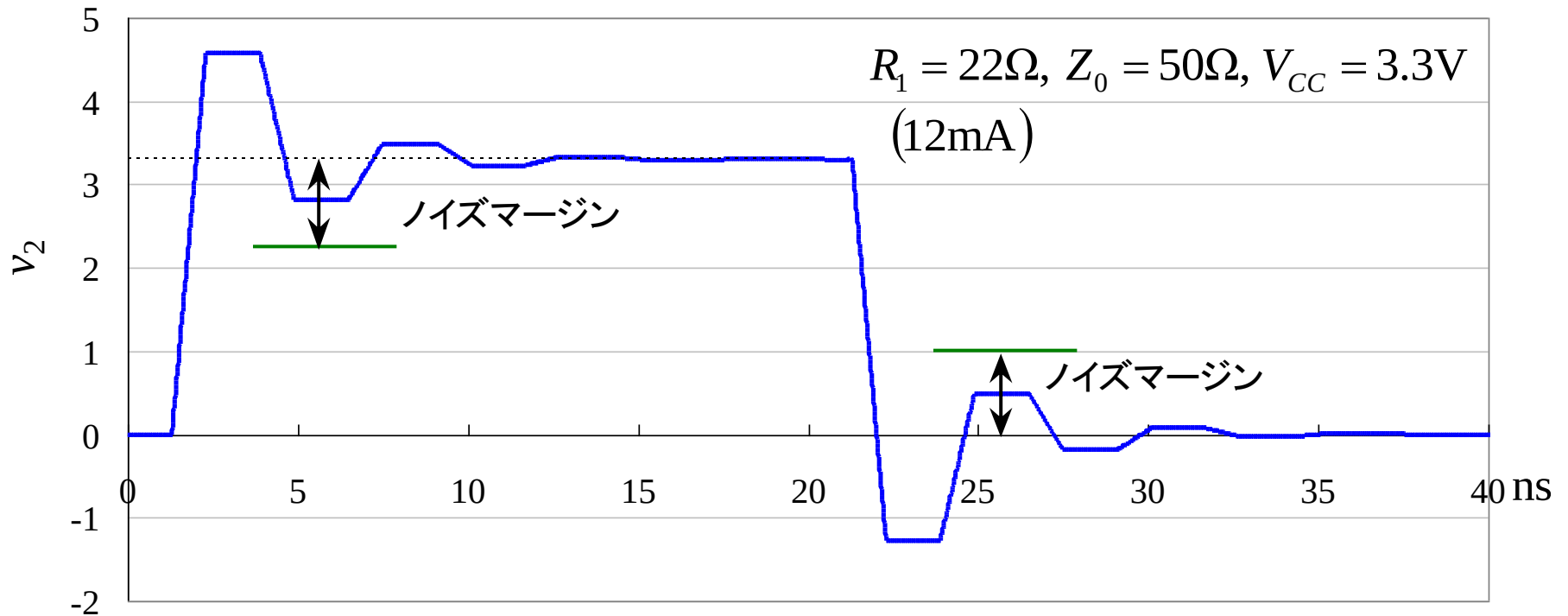
コア材1mm

CMOSドライバの遠端の波形

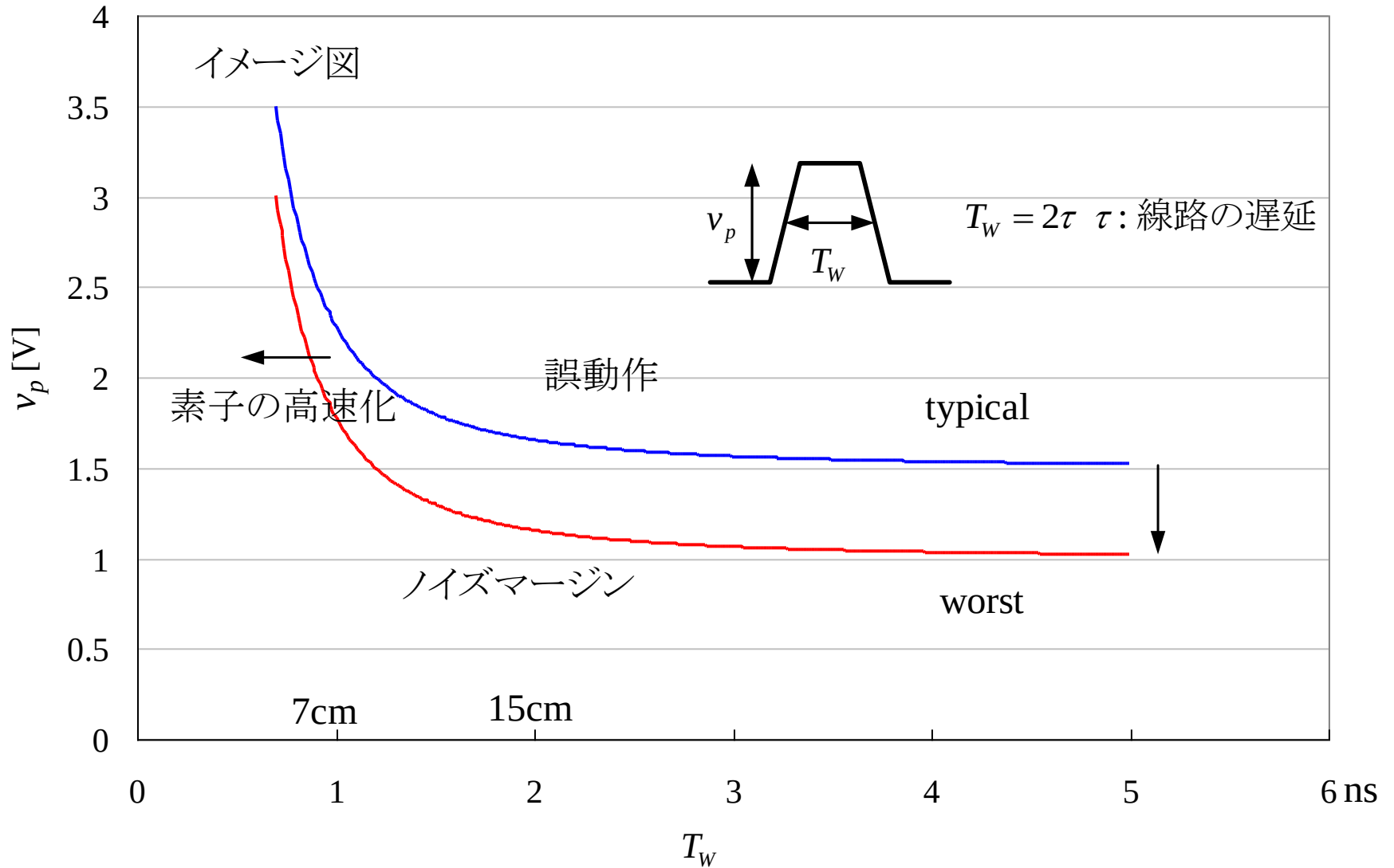


$R_1 = 10 \sim 40 \Omega$, $R_2 = \infty$ (開放)

1対1伝送は1カ所の非整合を許容
CMOS伝送は近端も遠端も非整合

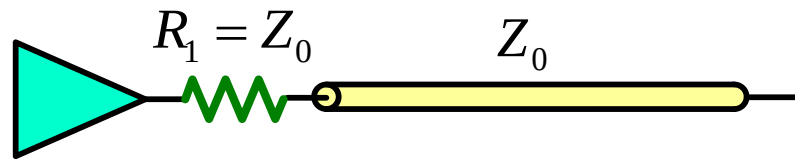


ダイナミックノイズマージン

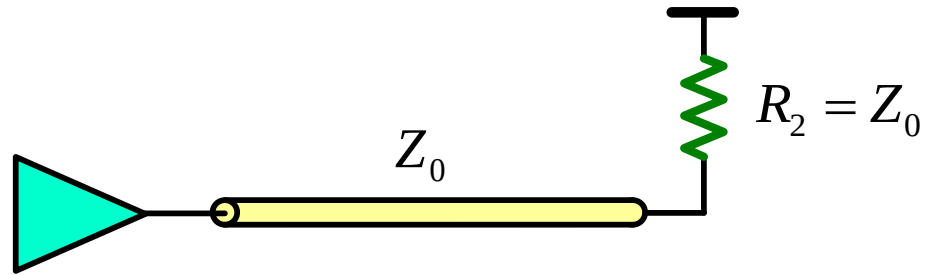


線長が短いと反射の跳ね返りもある程度許容出来る → 長いとDCのマージンに漸近
 素子の高速化により狭いパルス幅のノイズでも誤動作してしまう

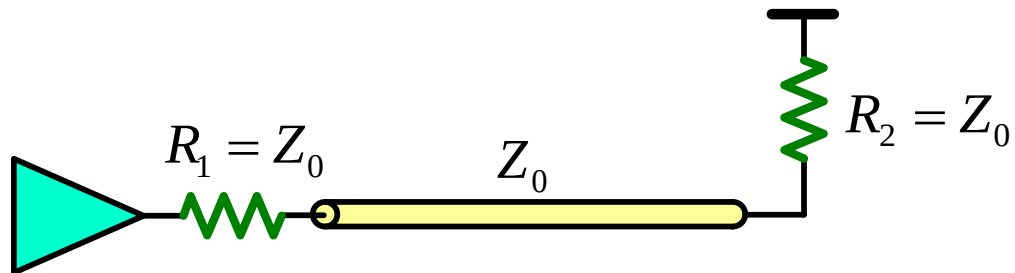
終端抵抗の位置



(a)送端終端

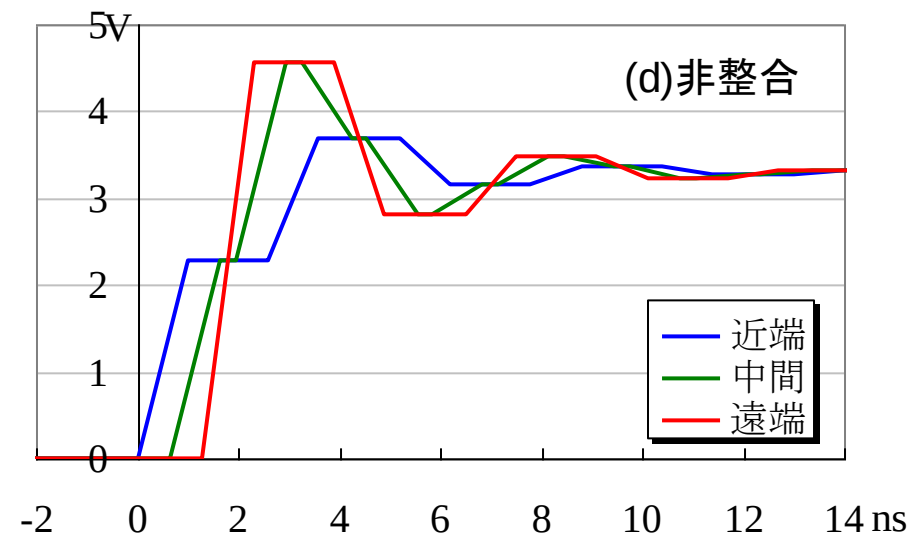
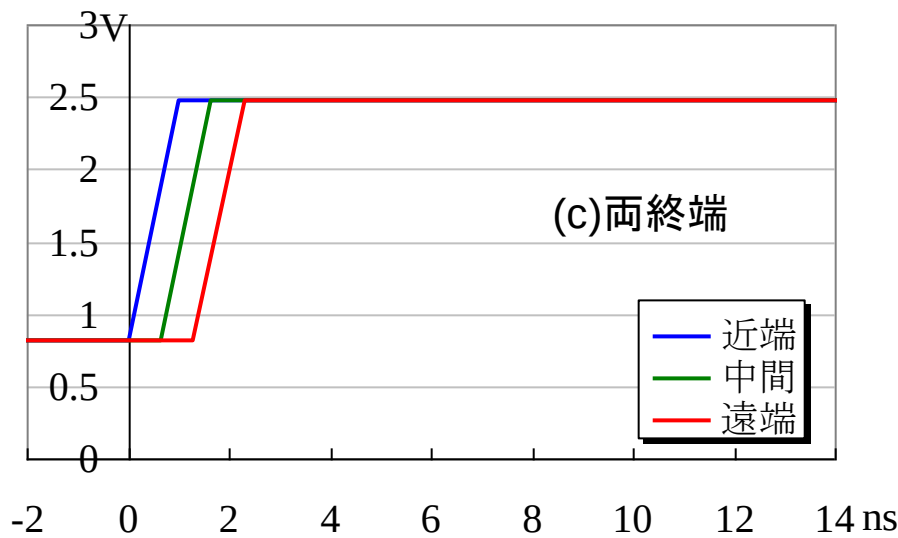
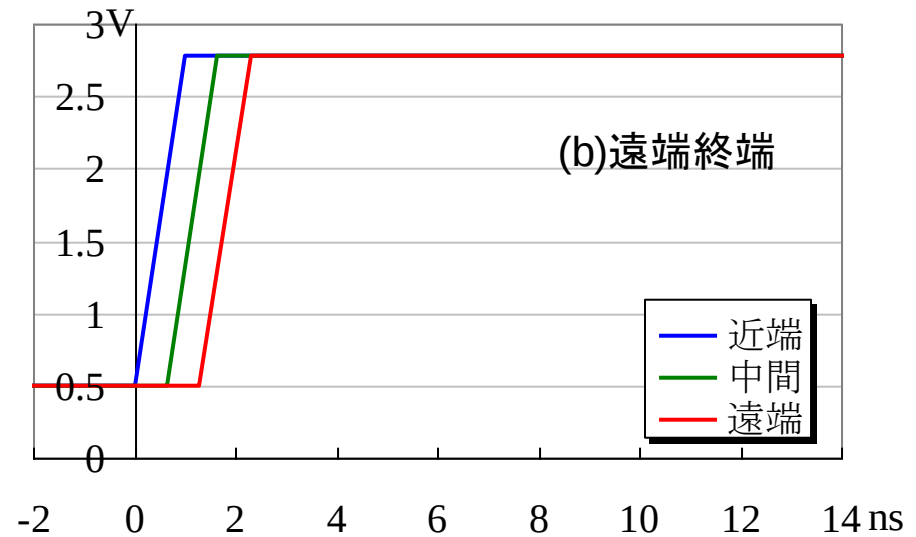
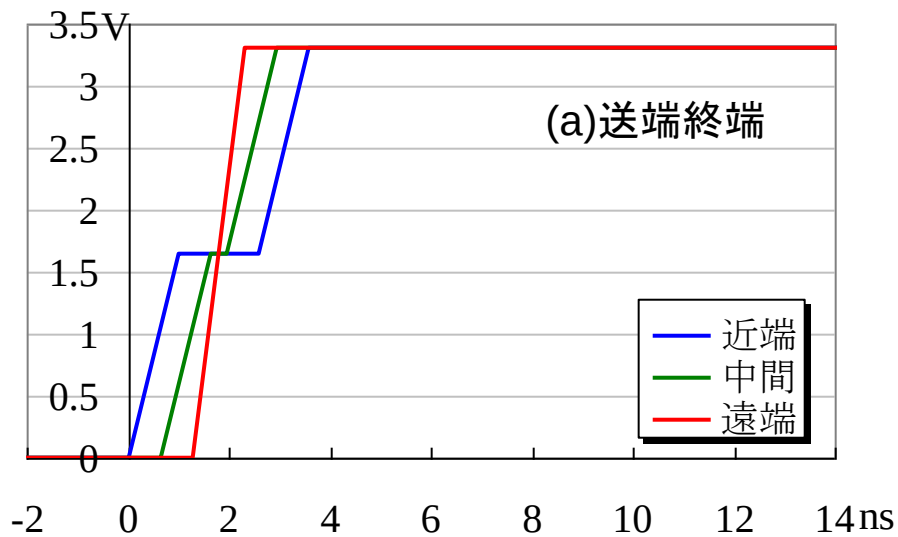


(b)遠端終端

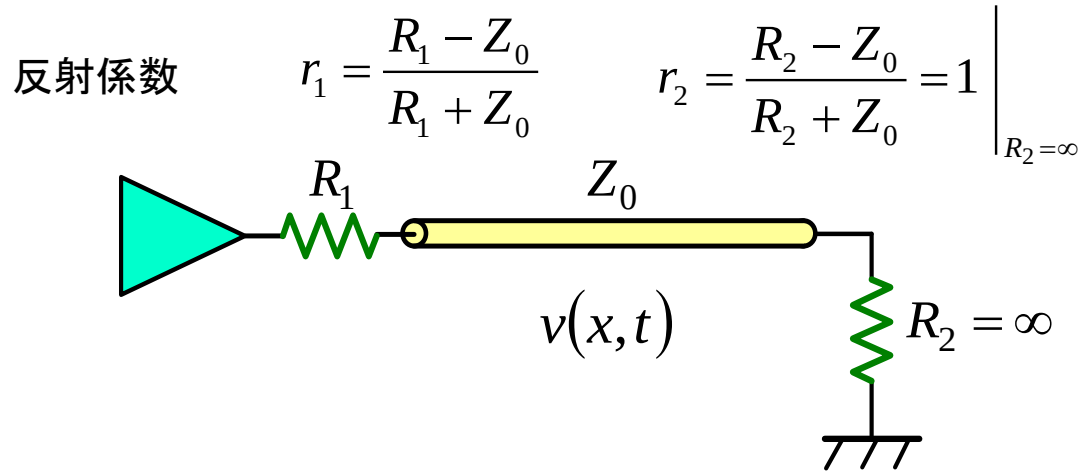


(c)両終端

終端の位置による波形の違い



遠端の電圧



$$v(0, 0) = \frac{Z_0}{R_1 + Z_0}$$

$$v(l, \tau) = (1 + r_2) \times v(0, 0) = \frac{2Z_0}{R_1 + Z_0}$$

$$v_r(l, \tau) = r_2 \times v(0, 0)$$

$$v_r(0, 2\tau) = r_1 \times v_r(l, \tau) = r_1 r_2 \times v(0, 0)$$

$$\begin{aligned} v(l, 3\tau) &= v(l, \tau) + (1 + r_2) \times v_r(0, 2\tau) \\ &= (1 + r_2) \times (1 + r_1 r_2) \times v(0, 0) = \frac{4R_1 Z_0}{(R_1 + Z_0)^2} \end{aligned}$$

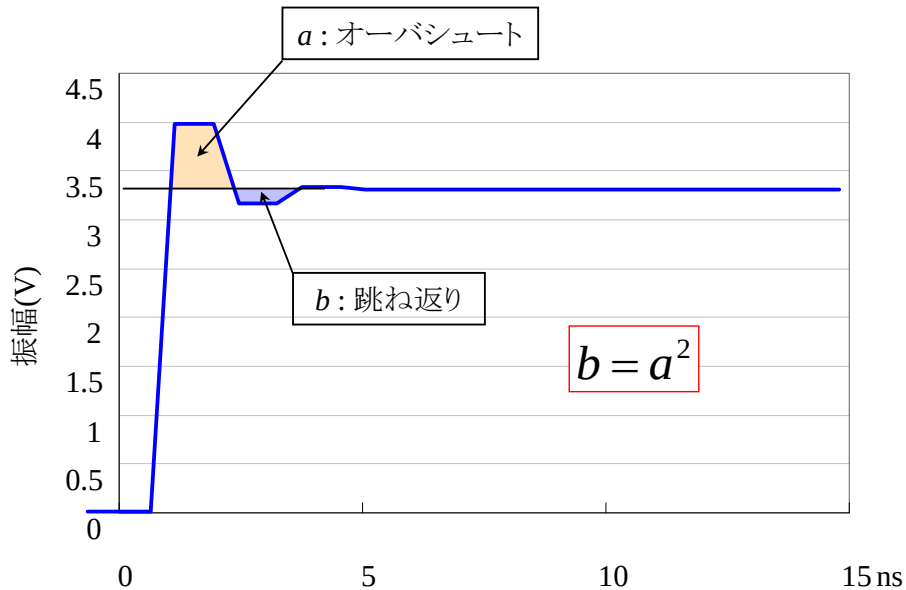
オーバシュートとその跳ね返り

オーバシュート

$$v(l, \tau) = \frac{2Z_0}{R_1 + Z_0} \times V_0 \quad \frac{2Z_0}{R_1 + Z_0} = 1 + a$$

跳ね返り

$$v(l, 3\tau) = \frac{4R_1Z_0}{(R_1 + Z_0)^2} \times V_0 \quad \frac{4R_1Z_0}{(R_1 + Z_0)^2} = 1 - b$$

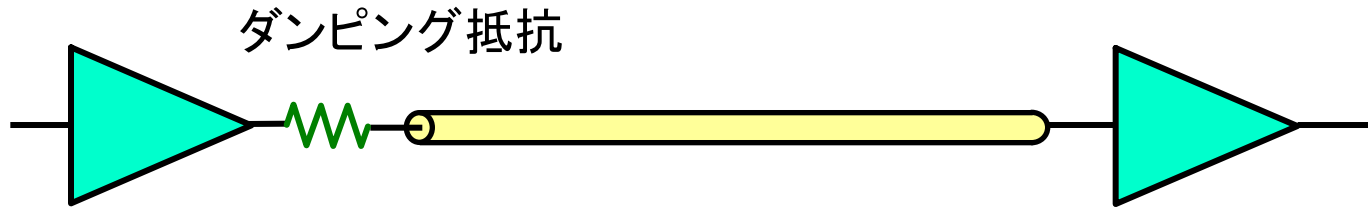


$$a = \frac{2Z_0}{R_1 + Z_0} - 1 = \frac{Z_0 - R_1}{Z_0 + R_1}$$

$$b = 1 - \frac{4R_1Z_0}{(R_1 + Z_0)^2} = \left(\frac{Z_0 - R_1}{Z_0 + R_1} \right)^2 = a^2$$

$$b = a^2$$

ダンピング抵抗



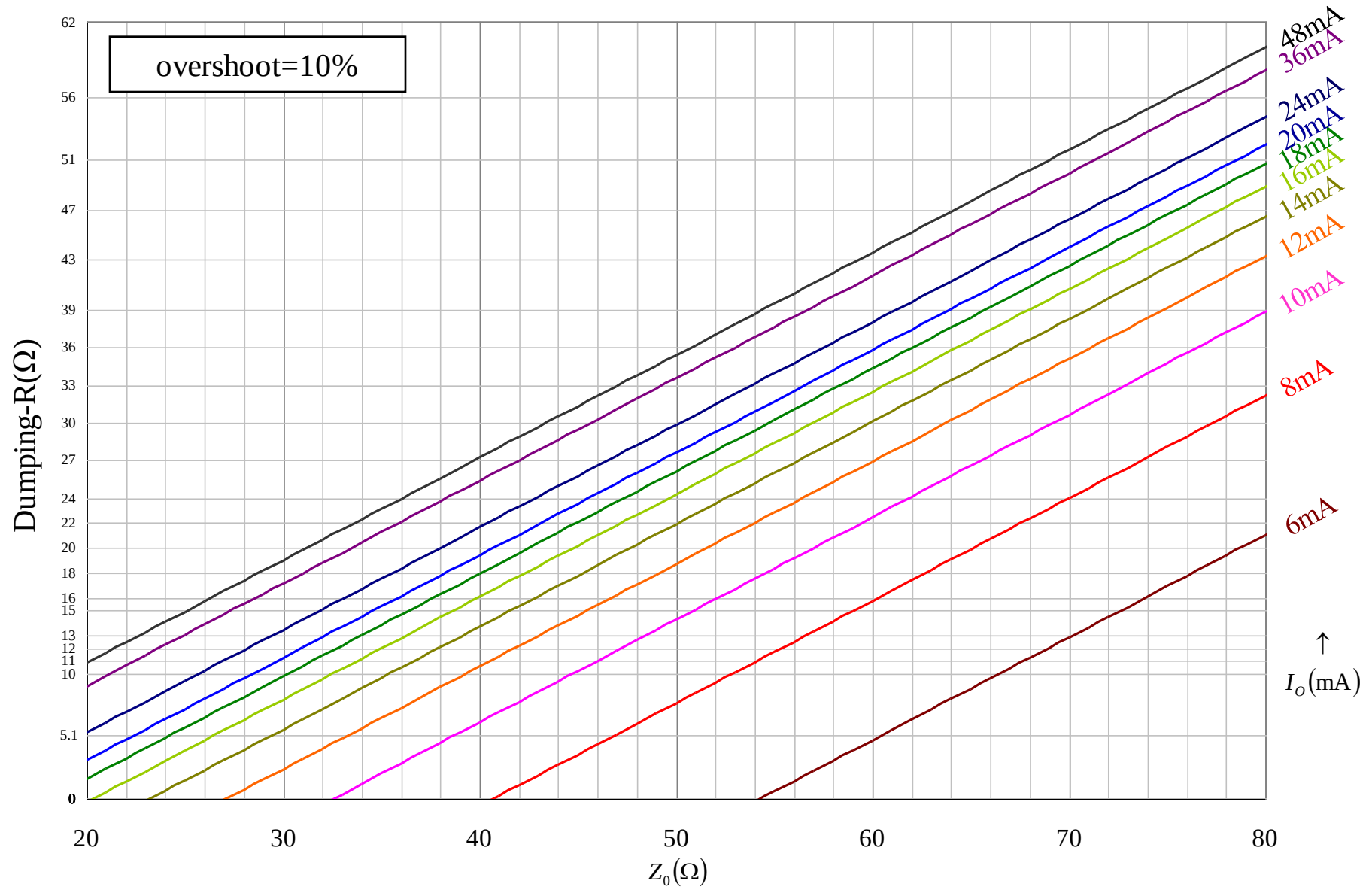
ダンピング抵抗を挿入して、
レシーバ端のオーバーシュートとその跳ね返りを抑制
ダンピング抵抗の値は？

とりあえずゼロオーム抵抗を入れて、
試作基板の波形を観測して、最適値を選ぶ

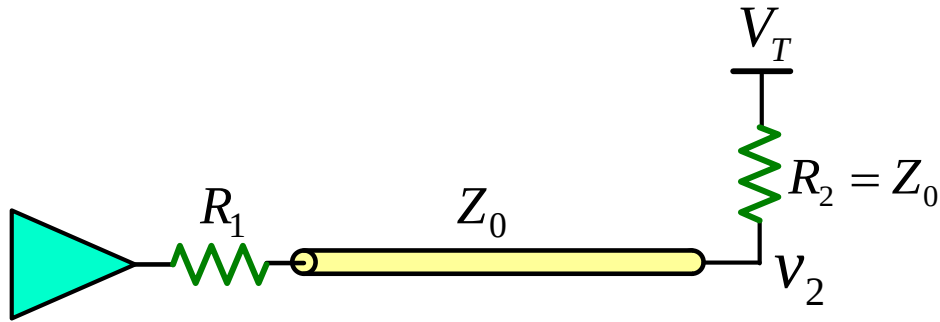
または、 22Ω とか 33Ω を「何となく」入れる

こんなことを
していませんか？

ダンピング抵抗決定シート(オーバershoot=10%)

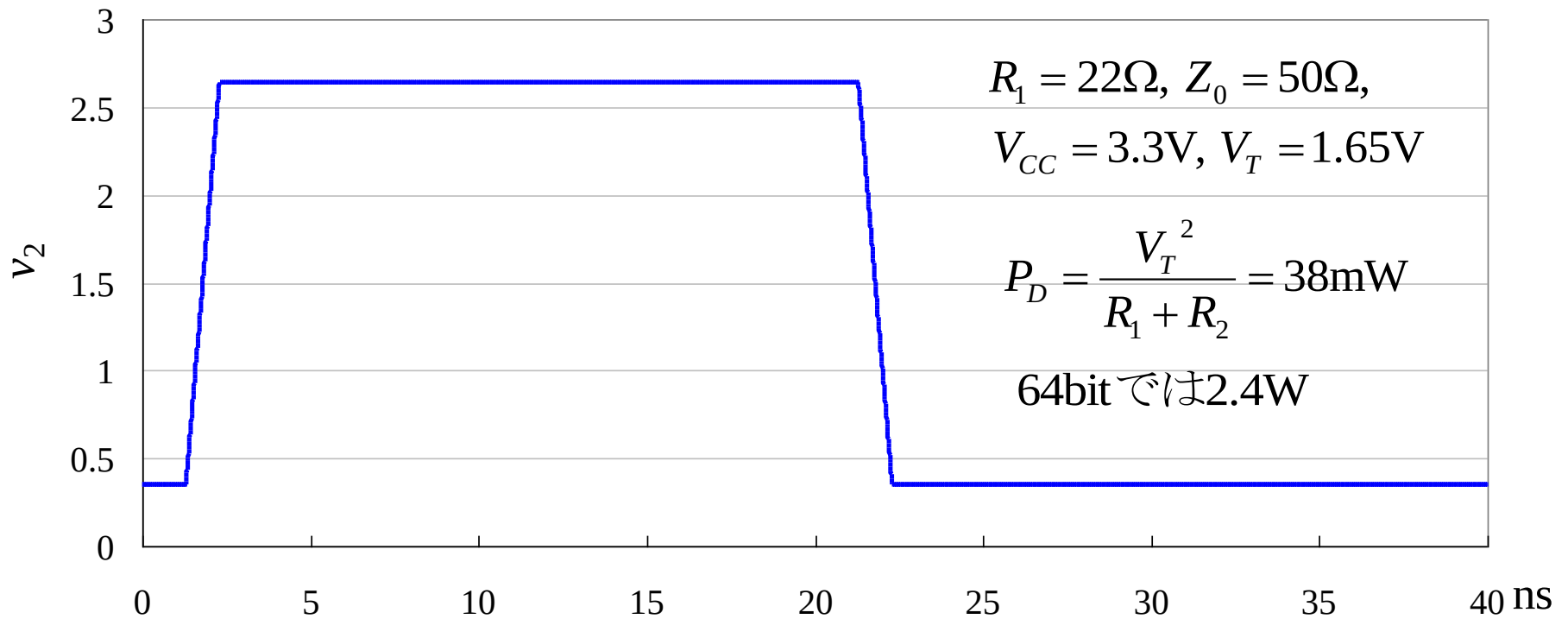


遠端終端した例

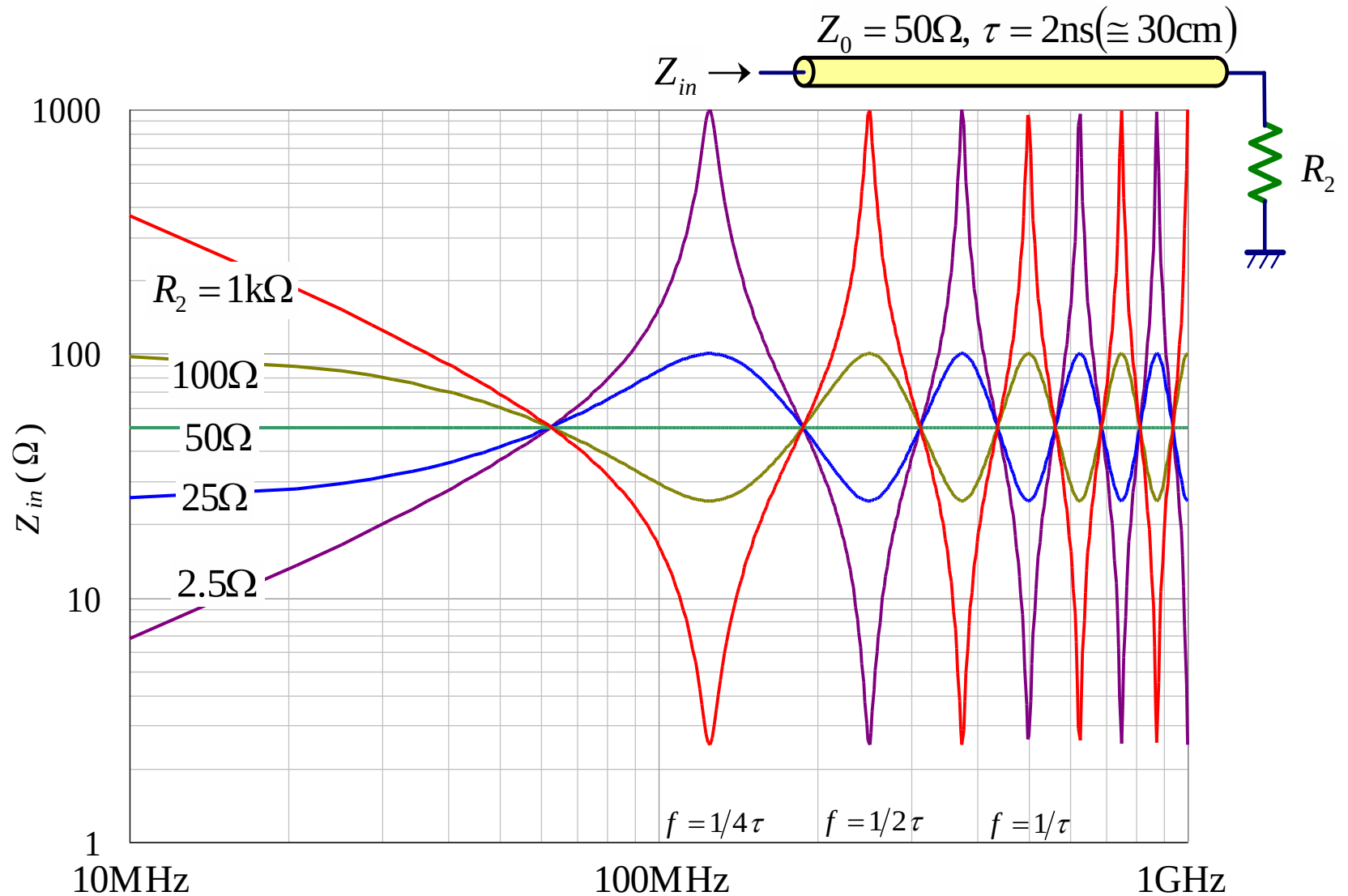


振幅の低下

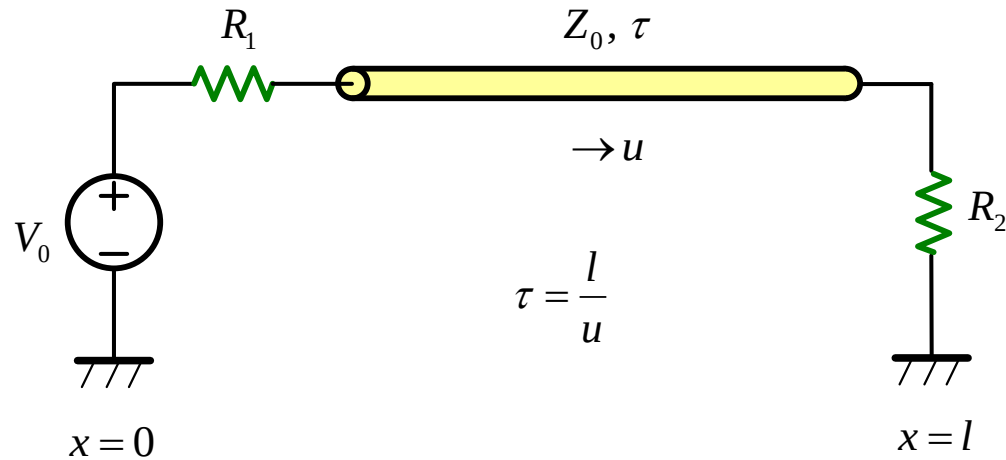
消費電力の増加



終端抵抗と他端から見たインピーダンスの周波数特性(対数表示)



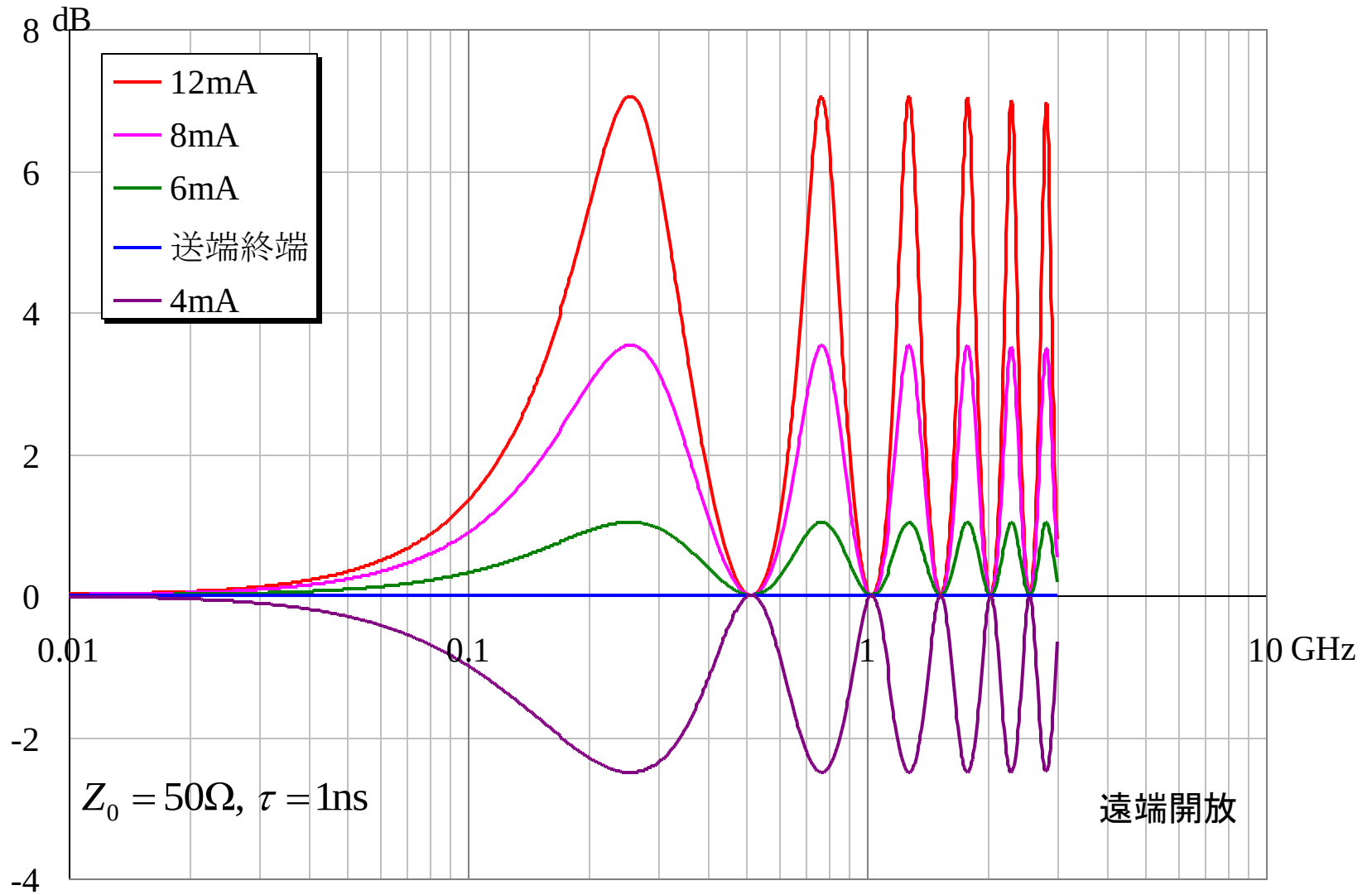
線路上の各点の電圧と電流



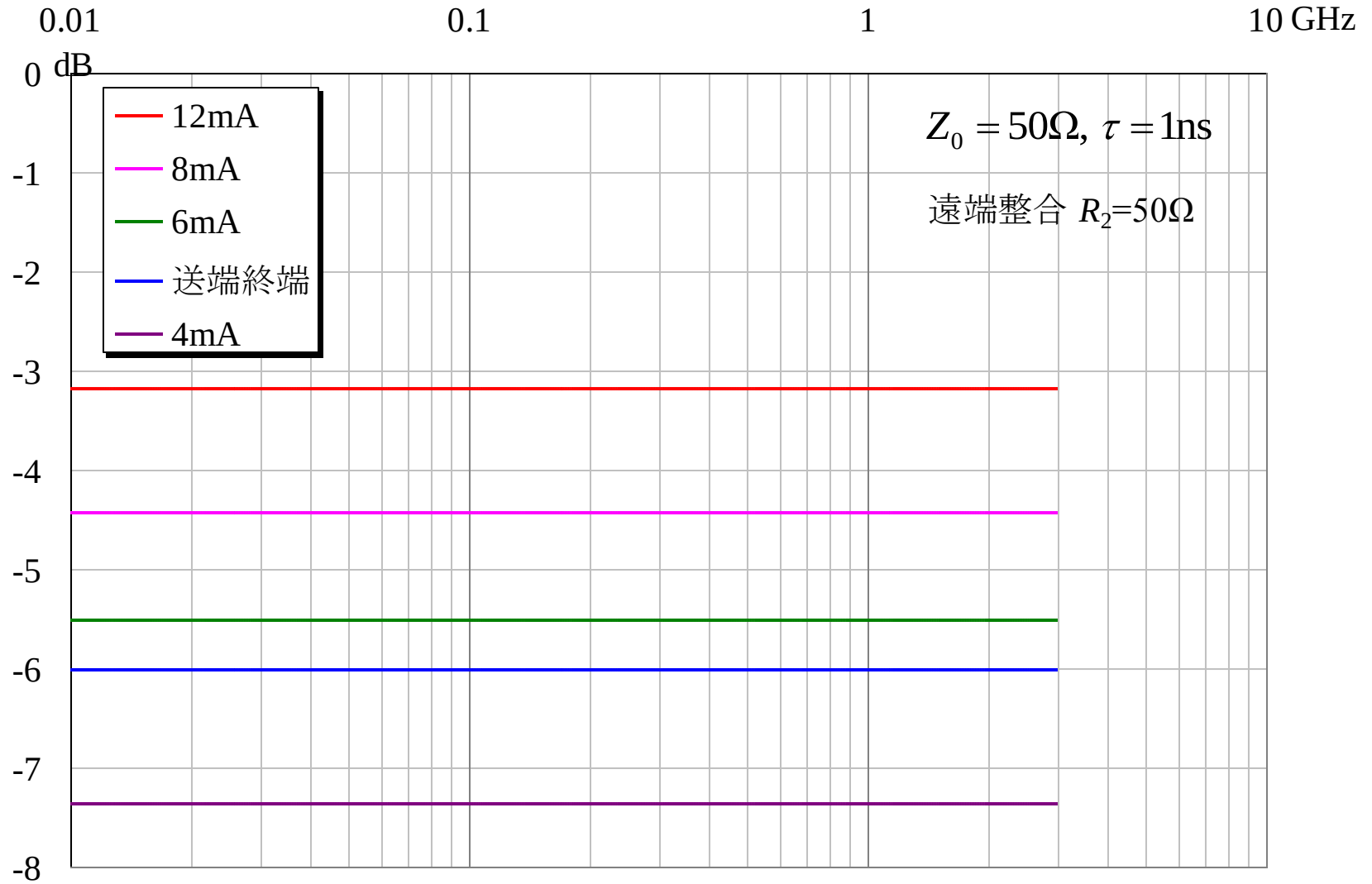
$$V(x, \omega) = \frac{R_2 \cos \omega \left(\tau - \frac{x}{u} \right) + j Z_0 \sin \omega \left(\tau - \frac{x}{u} \right)}{(R_1 + R_2) \cos \omega \tau + j \left(\frac{R_1 R_2}{Z_0} + Z_0 \right) \sin \omega \tau} \times V_0(\omega)$$

$$I(x, \omega) = \frac{Z_0 \cos \omega \left(\tau - \frac{x}{u} \right) + j R_2 \sin \omega \left(\tau - \frac{x}{u} \right)}{(R_1 + R_2) \cos \omega \tau + j \left(\frac{R_1 R_2}{Z_0} + Z_0 \right) \sin \omega \tau} \times \frac{V_0(\omega)}{Z_0}$$

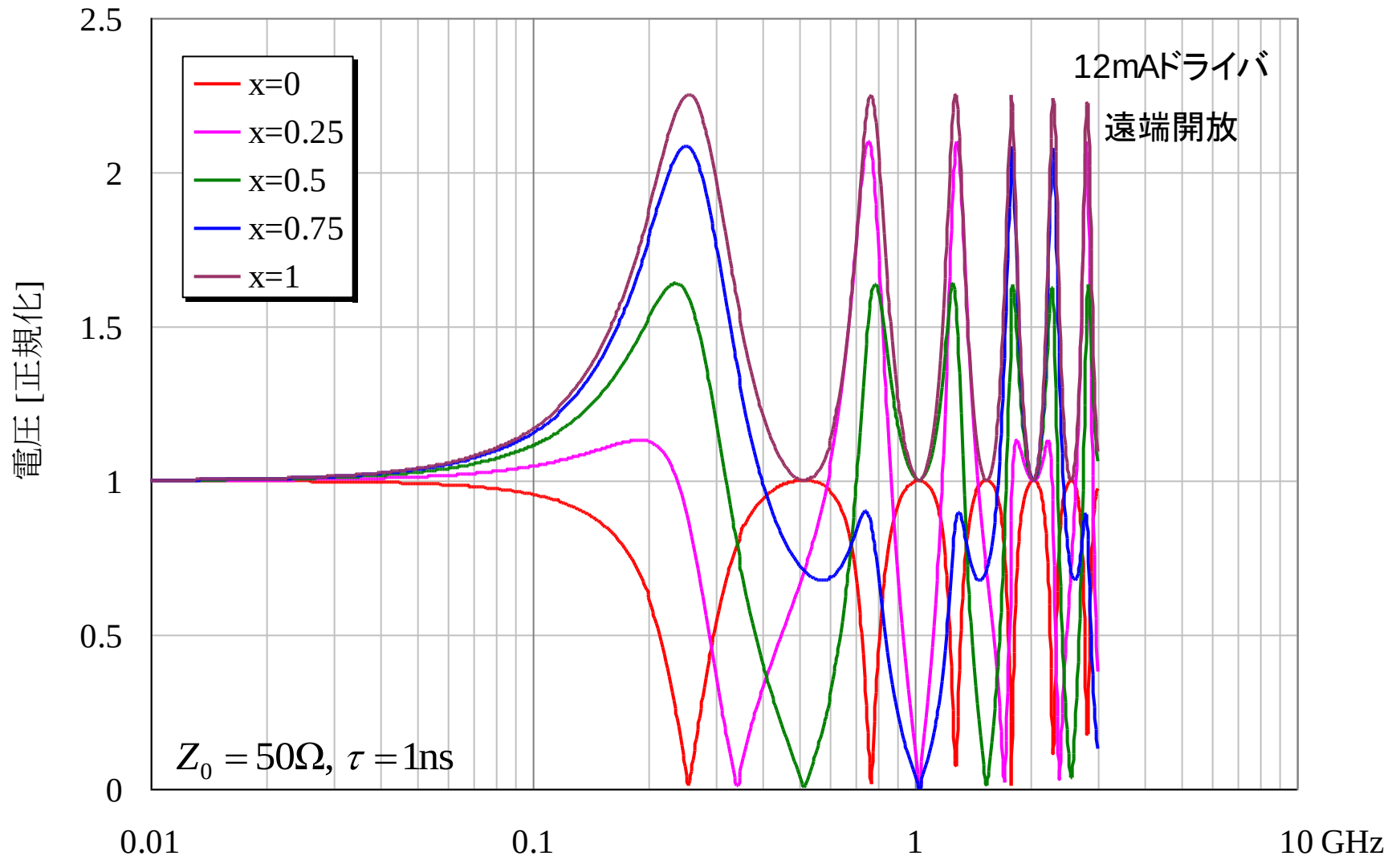
ドライブ能力と伝達関数(遠端開放)



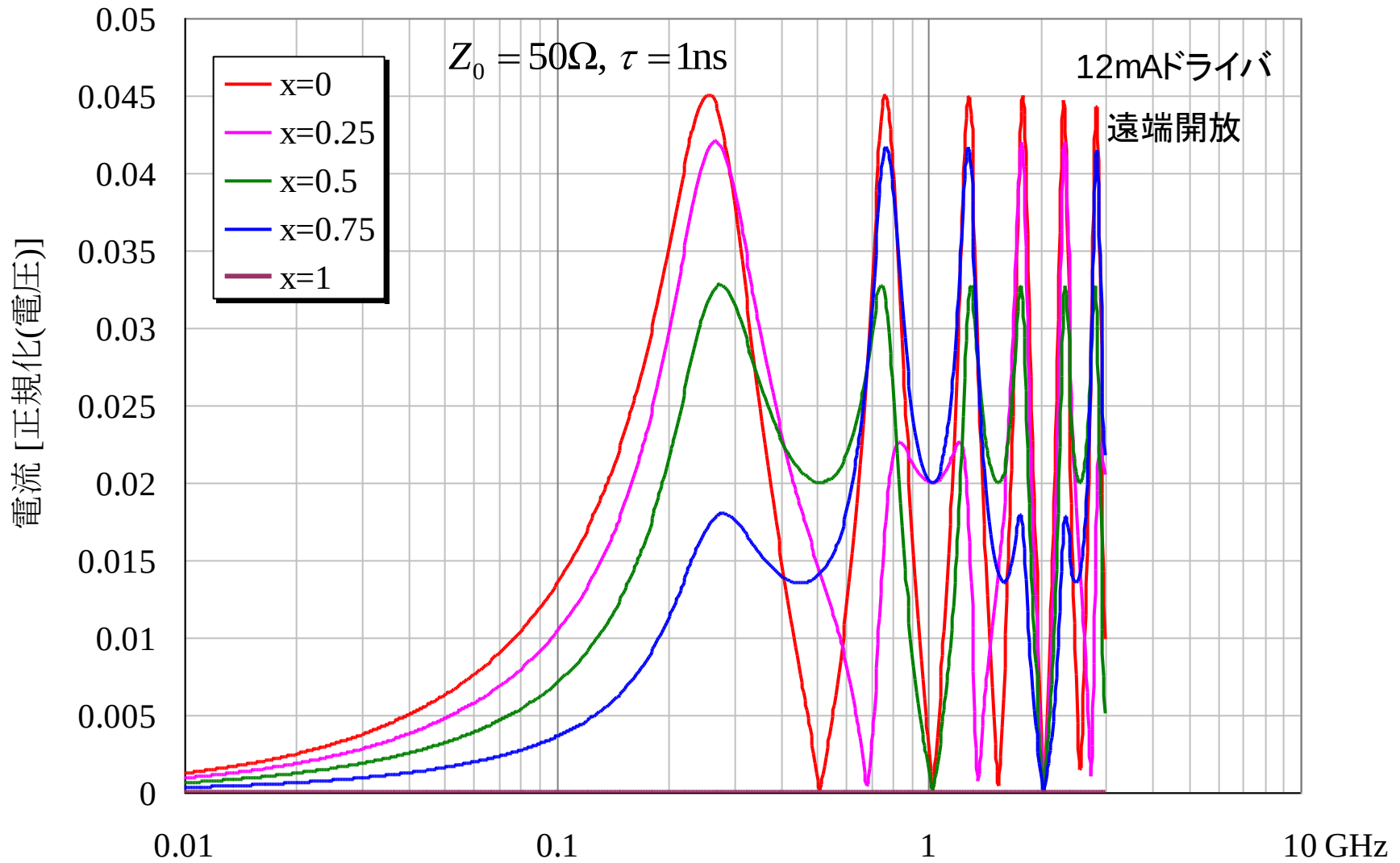
ドライブ能力と遠端の周波数特性(遠端整合)



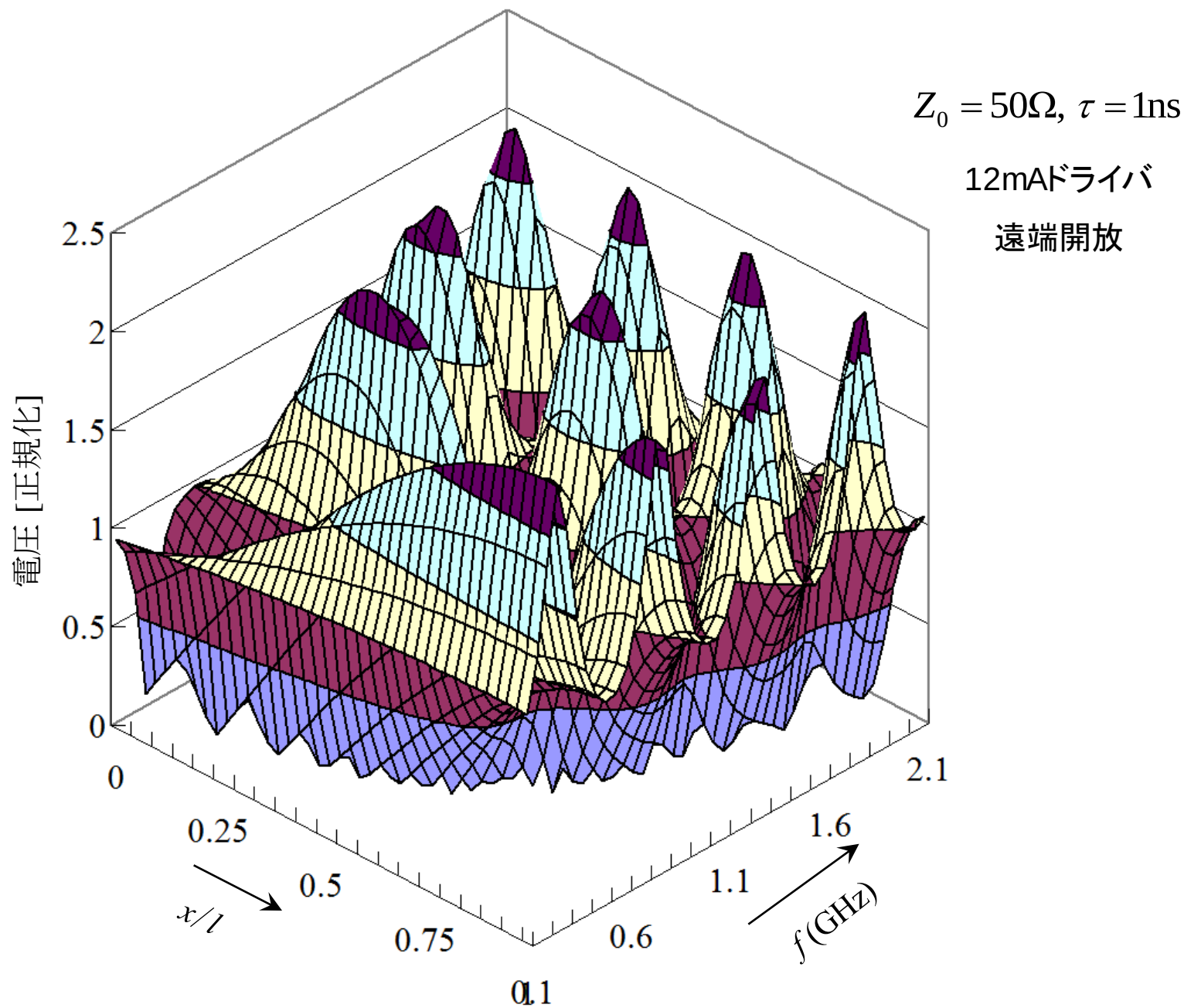
線路上の各点の電圧



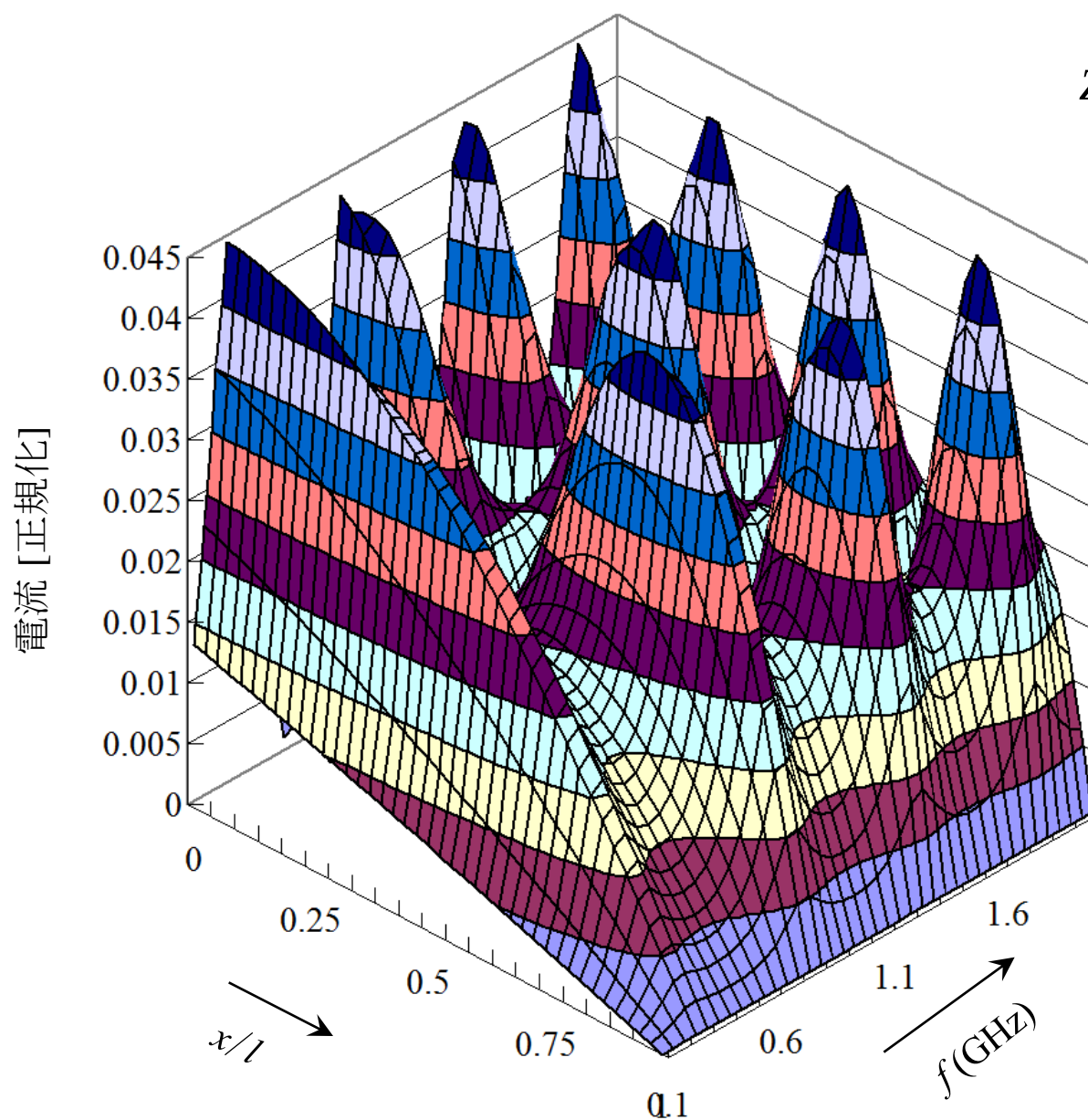
線路上の各点の電流



各点の電圧(位置と周波数)



各点の電流(位置と周波数)

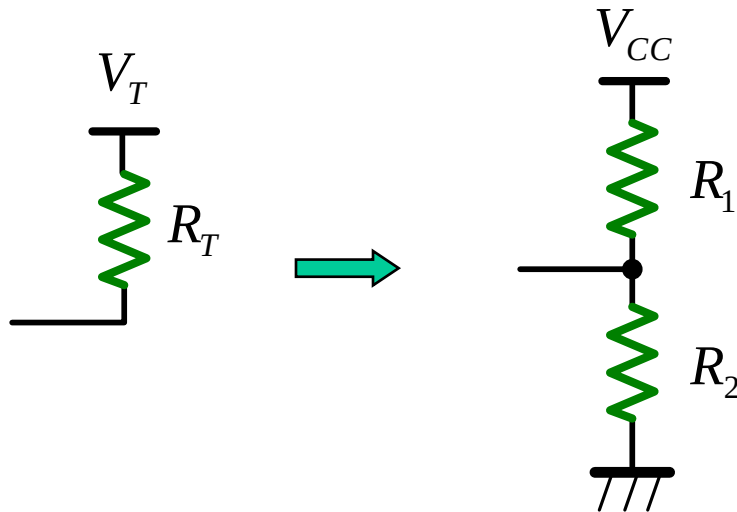


$$Z_0 = 50\Omega, \tau = 1\text{ns}$$

12mAドライバ

遠端開放

テブナン終端



$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \times V_{CC} = V_T$$

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_T$$

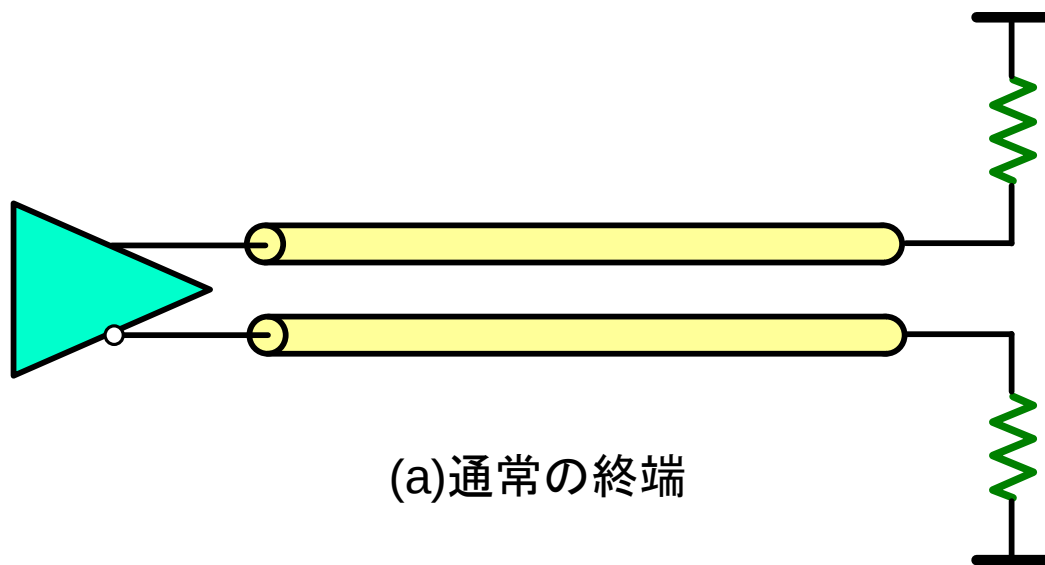
$$\frac{R_2}{V_{CC}} = \frac{R_T}{V_T} \rightarrow R_2 = \frac{V_{CC}}{V_T} R_T$$

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{R_T} \rightarrow \frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_T} - \frac{1}{R_2} = \left(1 - \frac{V_T}{V_{CC}}\right) \frac{1}{R_T} \rightarrow R_1 = \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_T} R_T$$

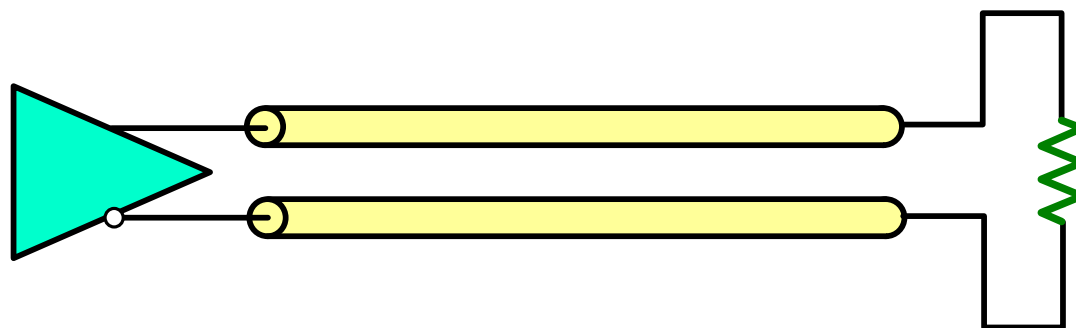
元の終端回路の終端電源は双方向電源の必要あり

(sink / source)

ブリッジ終端



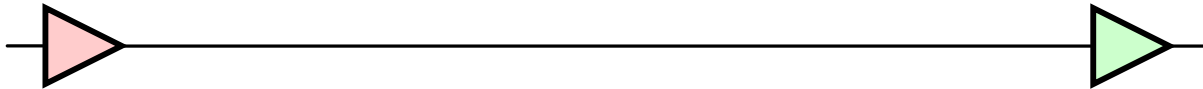
(a)通常の終端



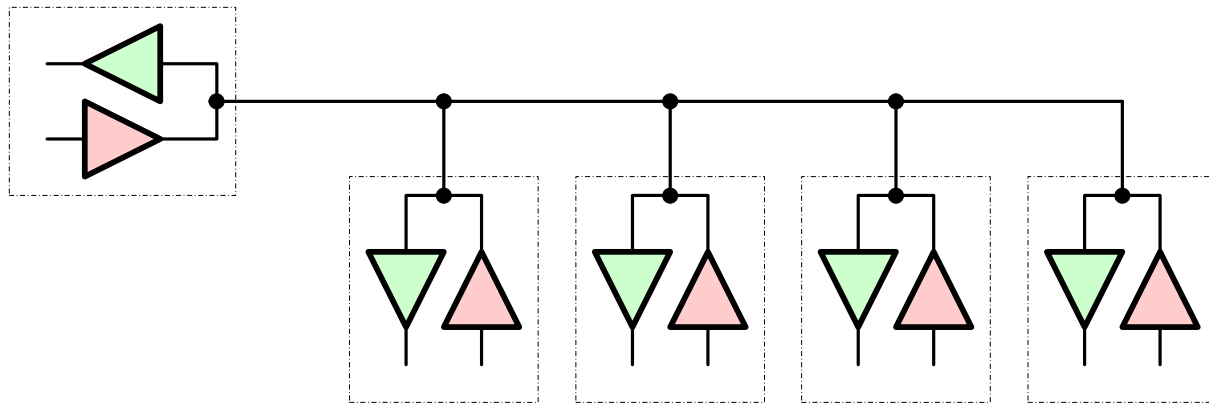
(b)ブリッジ終端

1対1伝送とバス接続

1対1伝送

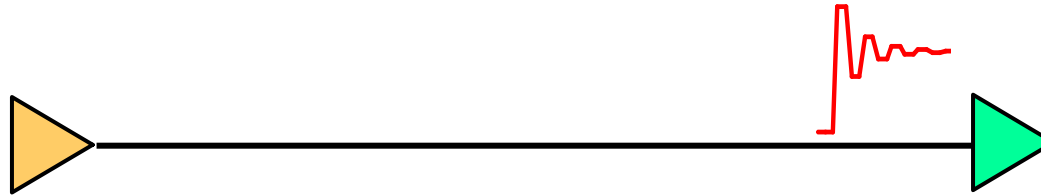


バス接続



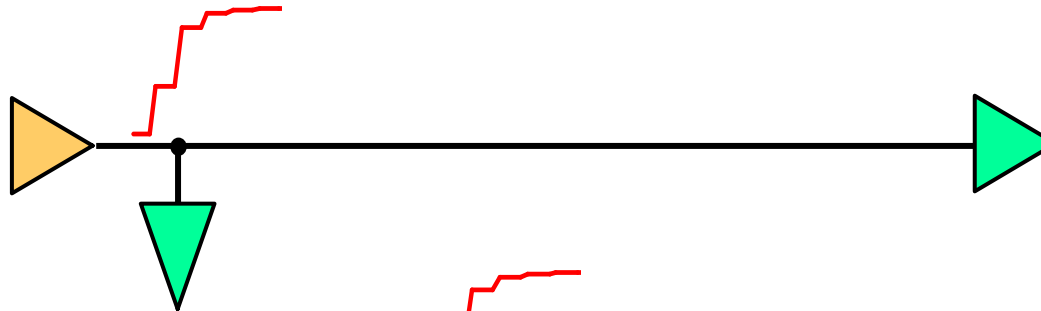
バスの駆動

1対1伝送



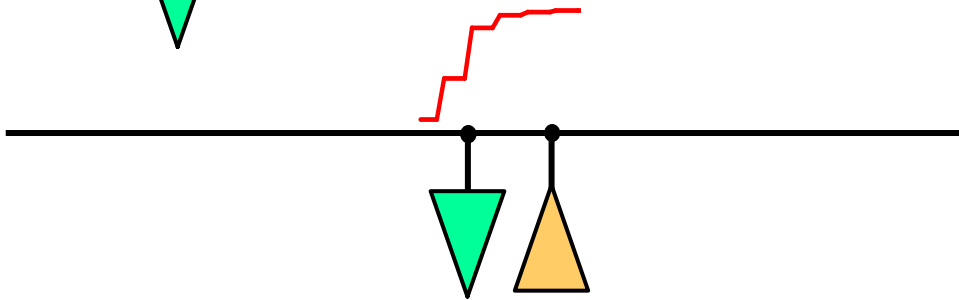
駆動能力が高いと
オーバーシュート発生

低い Z_0 の近端



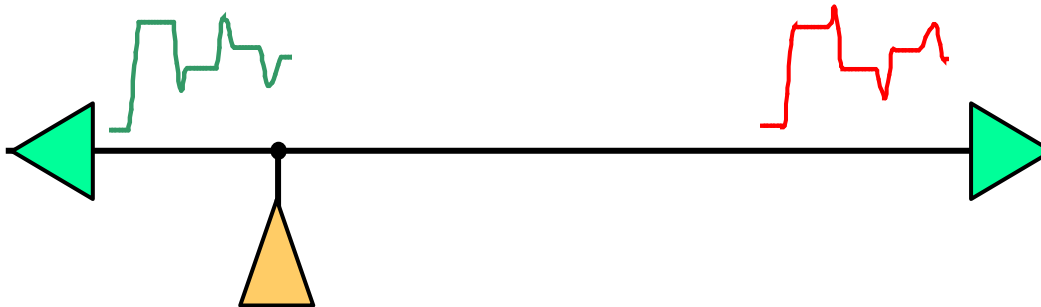
駆動能力が低いと立ち
上がりには段発生

線路の途中からの
駆動(等長)



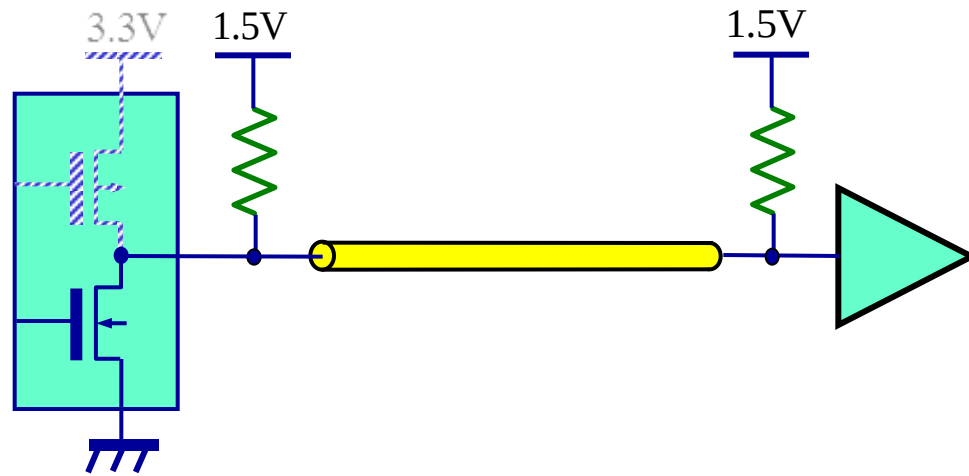
特性インピーダンス
が半分に見える

線路の途中からの
駆動(非等長)

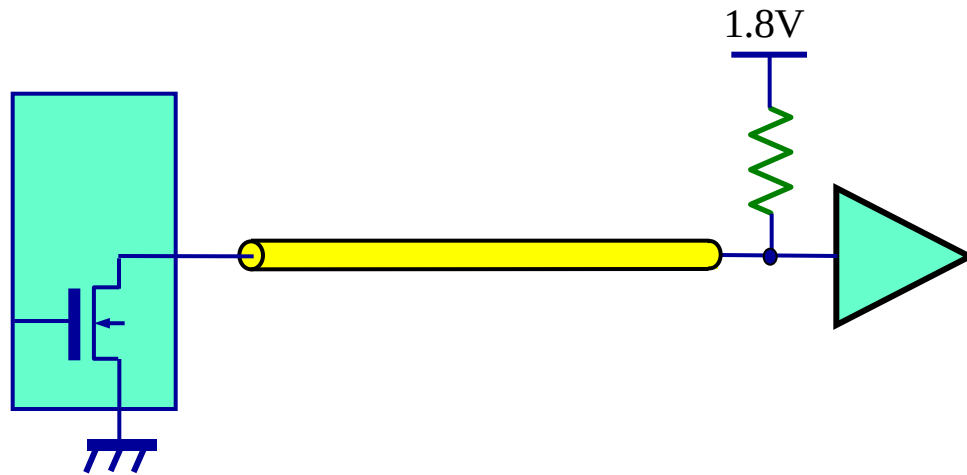


非等長による
ハザード発生

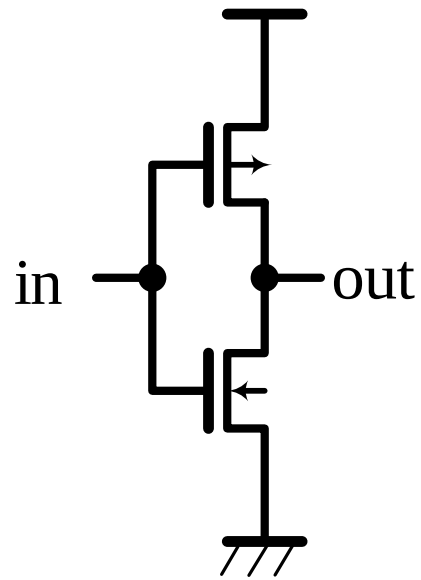
GTL



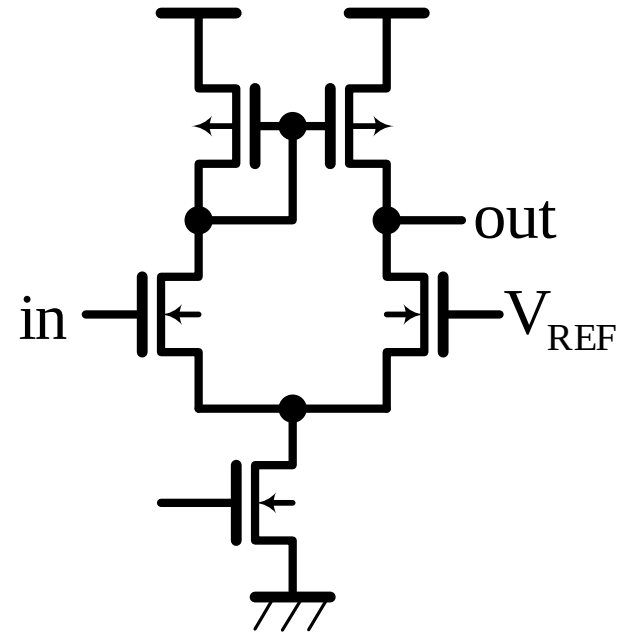
Rambusの回路図



CMOS入力と差動シングル入力

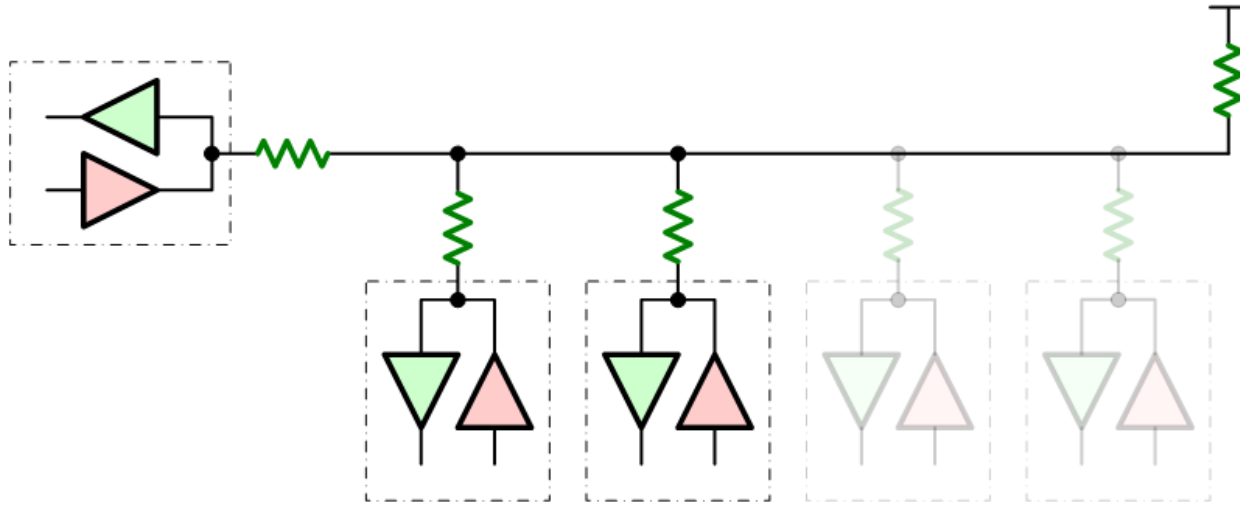


CMOS入力



差動シングル入力

SSTL



I/Oコモンのためピン容量大

両面DIMMではさらに2倍、マルチスタックではさらに増大

プロセス微細化で低静電容量化が進み、世代ごとに高速化

スタブ反射の回避

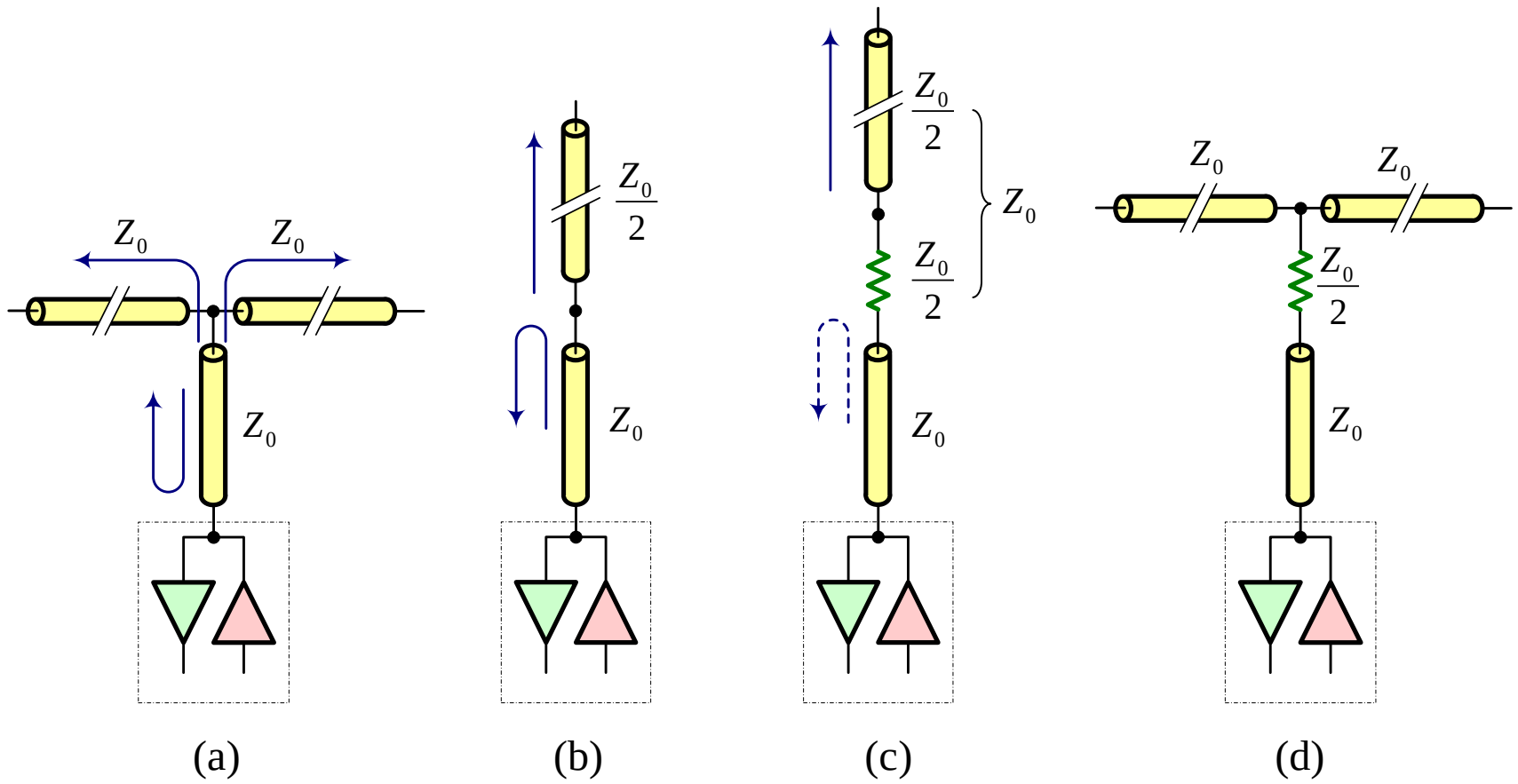
スタブ抵抗の挿入(SSTL)

終端抵抗による消費電力増加

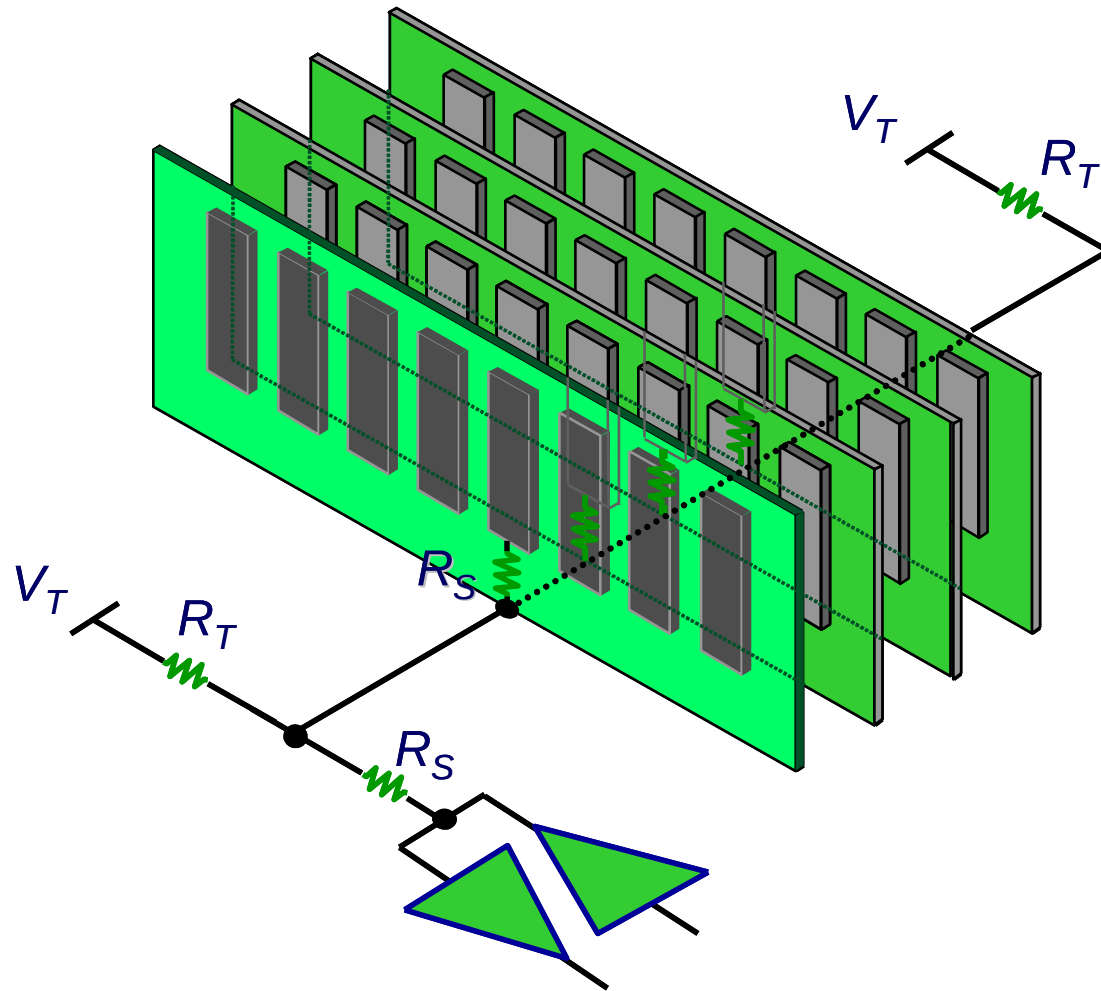
小振幅バスの採用、差動シングル入力

ODT(On Die Termination)採用で電力増大を回避

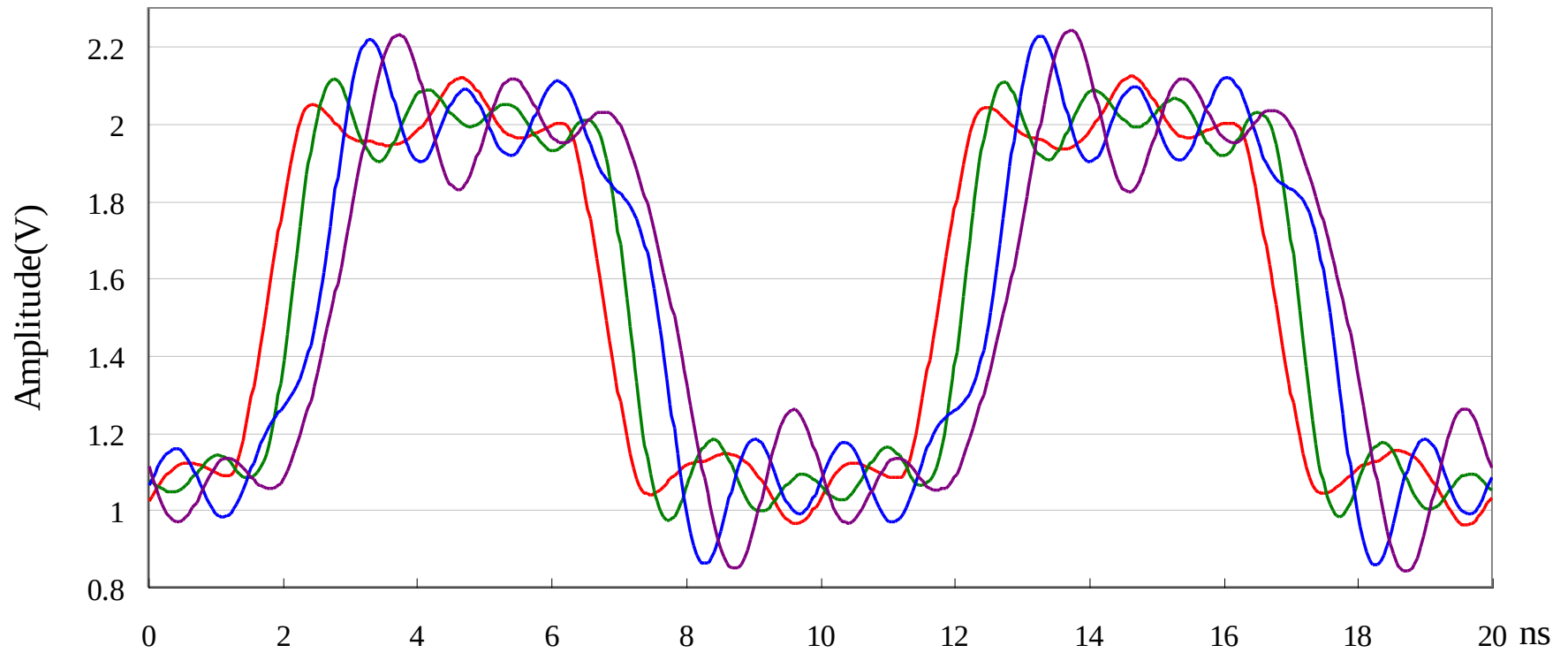
スタブでの反射をスタブ抵抗で回避



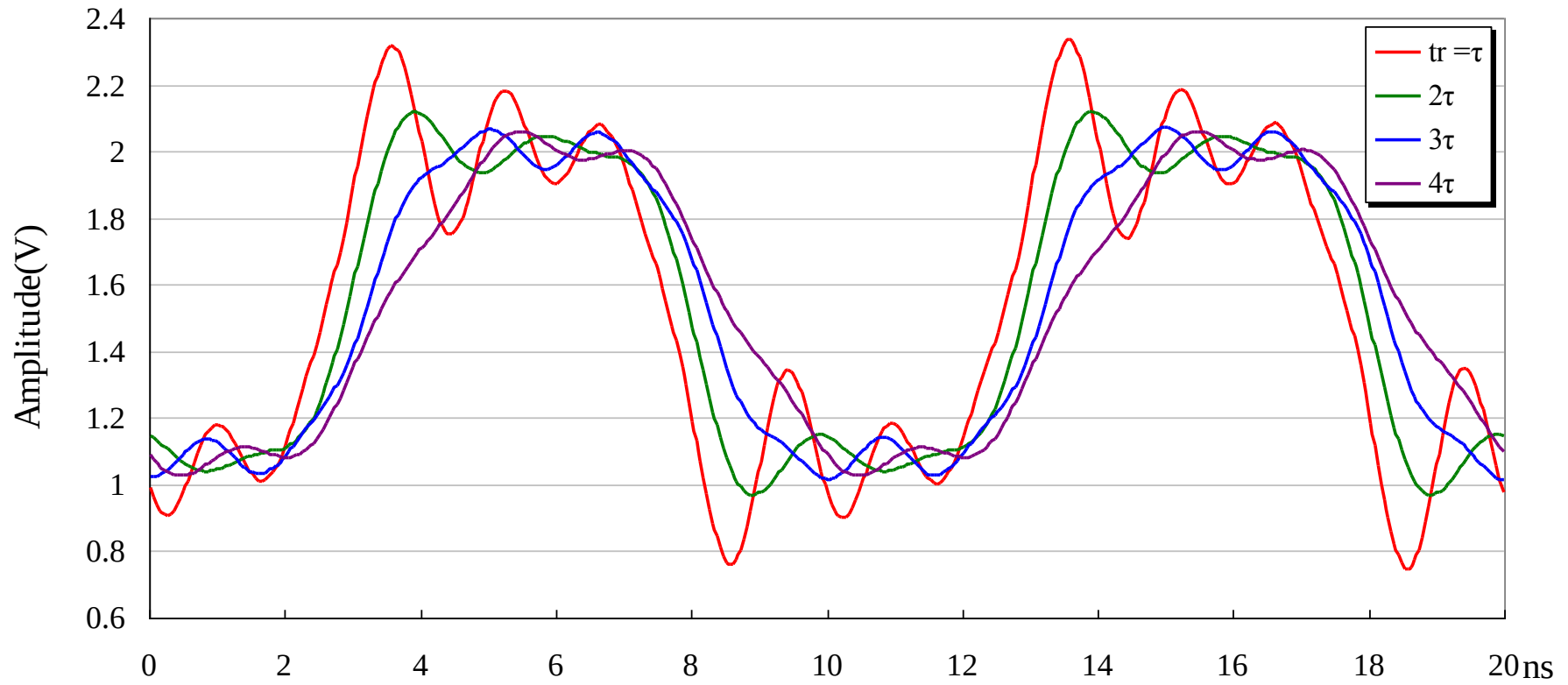
SSTLメモリモジュール



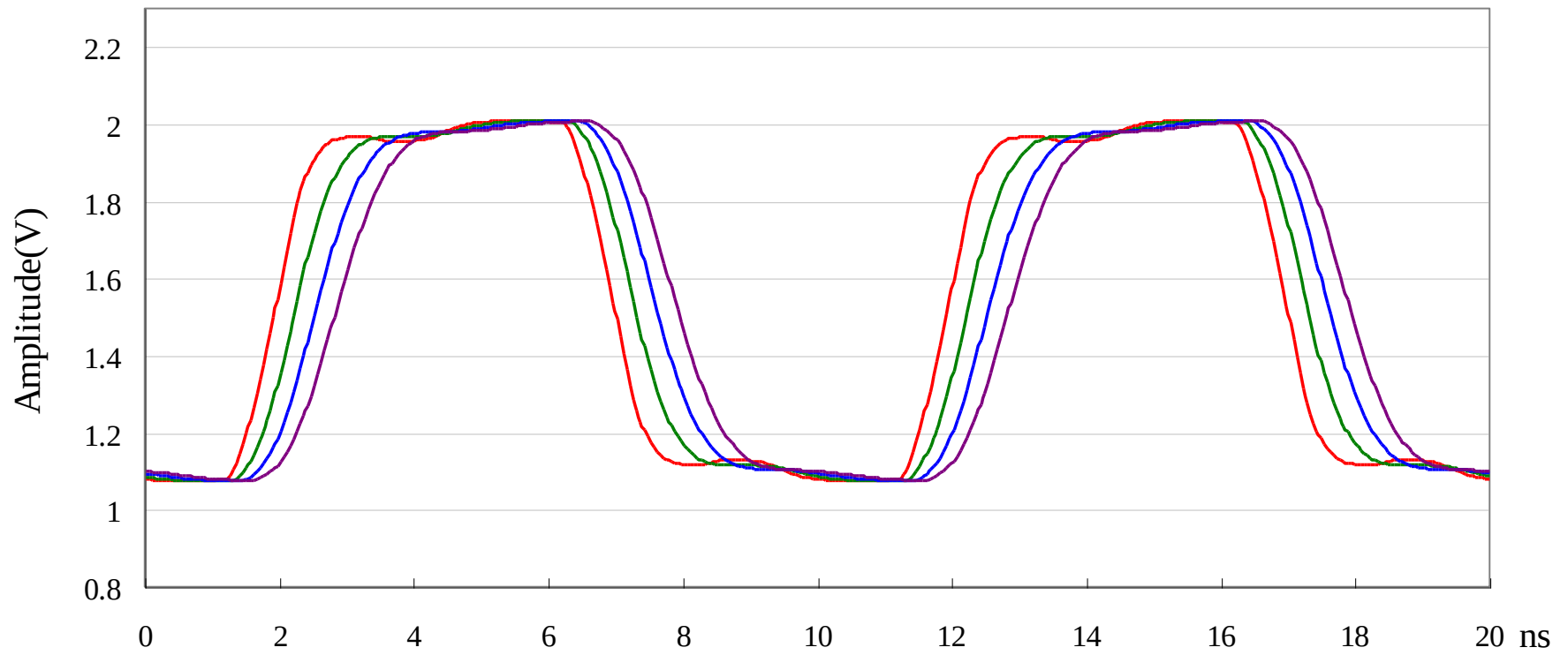
T-LVTTLの解析例



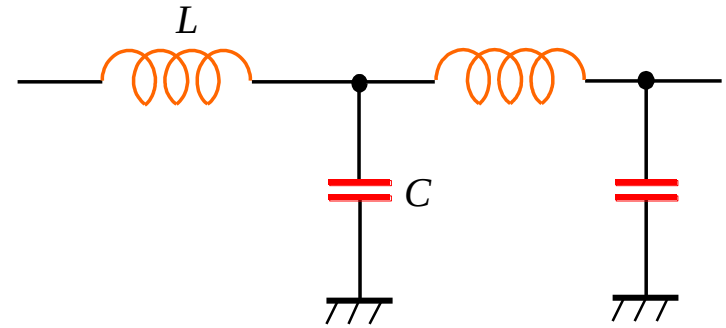
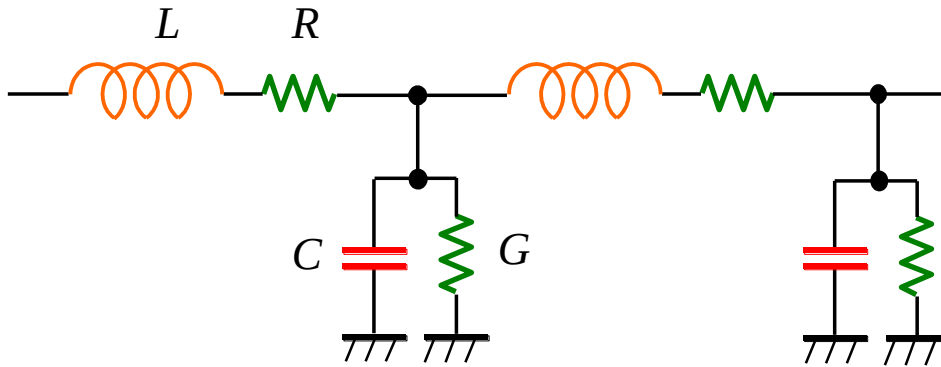
立ち上がり時間とスタブ長との関係



SSTLの解析例



線路の伝搬定数



特性インピーダンス

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L + R}{j\omega C + G}}$$

$$Z_0|_{R=0, G=0} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

伝搬定数

$$\alpha + j\beta = \sqrt{(j\omega L + R)(j\omega C + G)}$$

$$\alpha + j\beta|_{R=0, G=0} = j\omega\sqrt{LC}$$

α

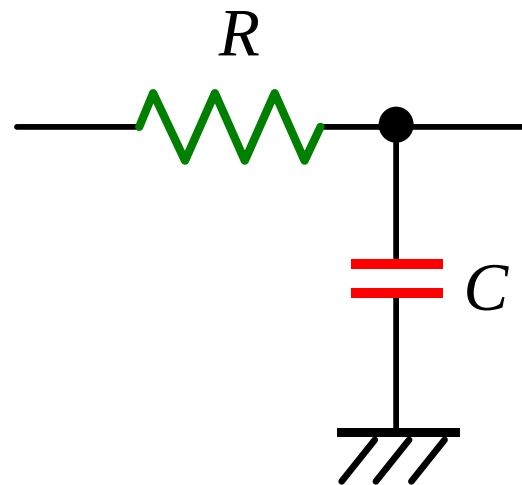
減衰項

$$\beta = \omega \times \text{delay}/\text{m}$$

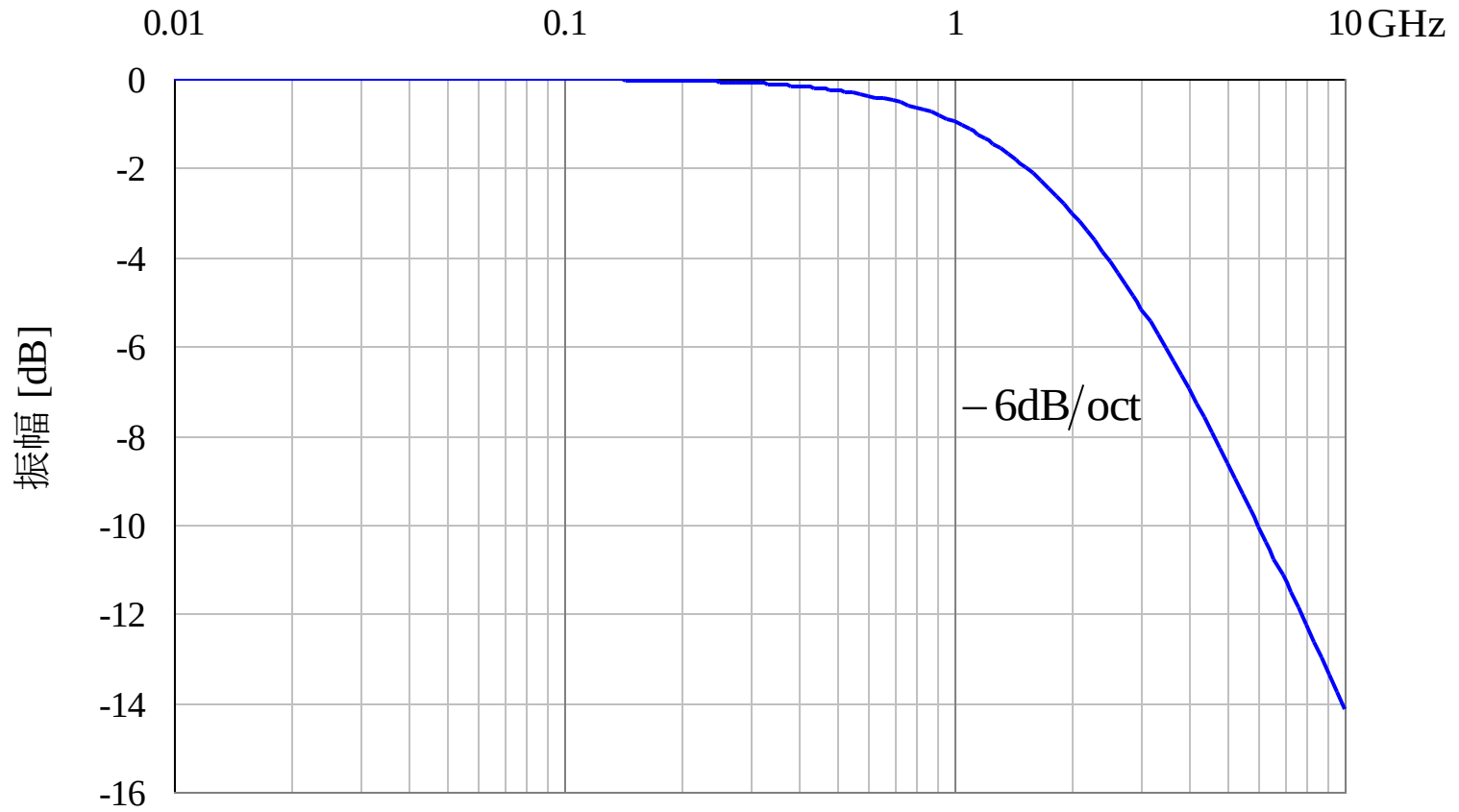
位相項

$$\text{delay}/\text{m}|_{R=0, G=0} = \sqrt{LC}$$

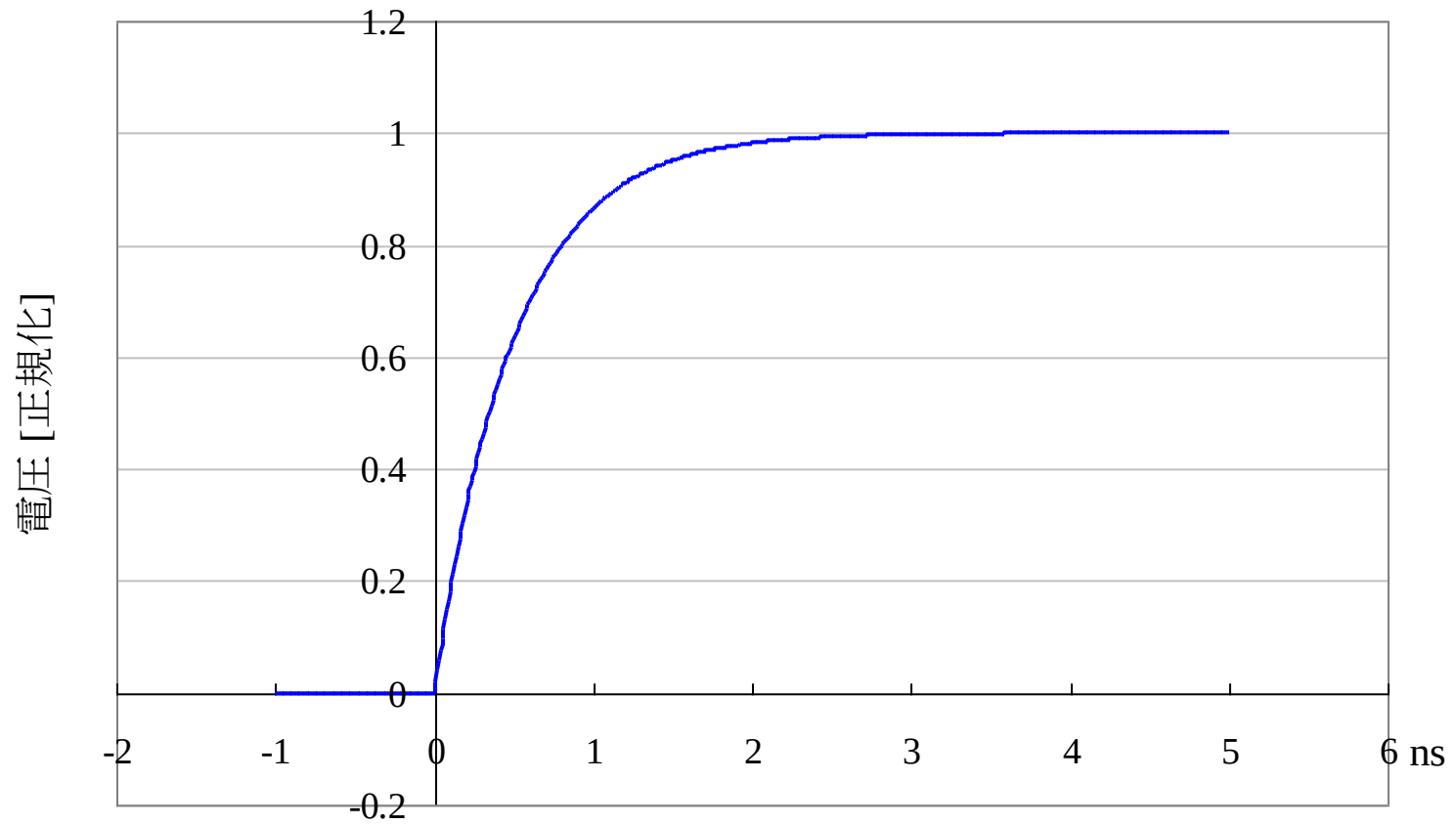
一次遅れ回路



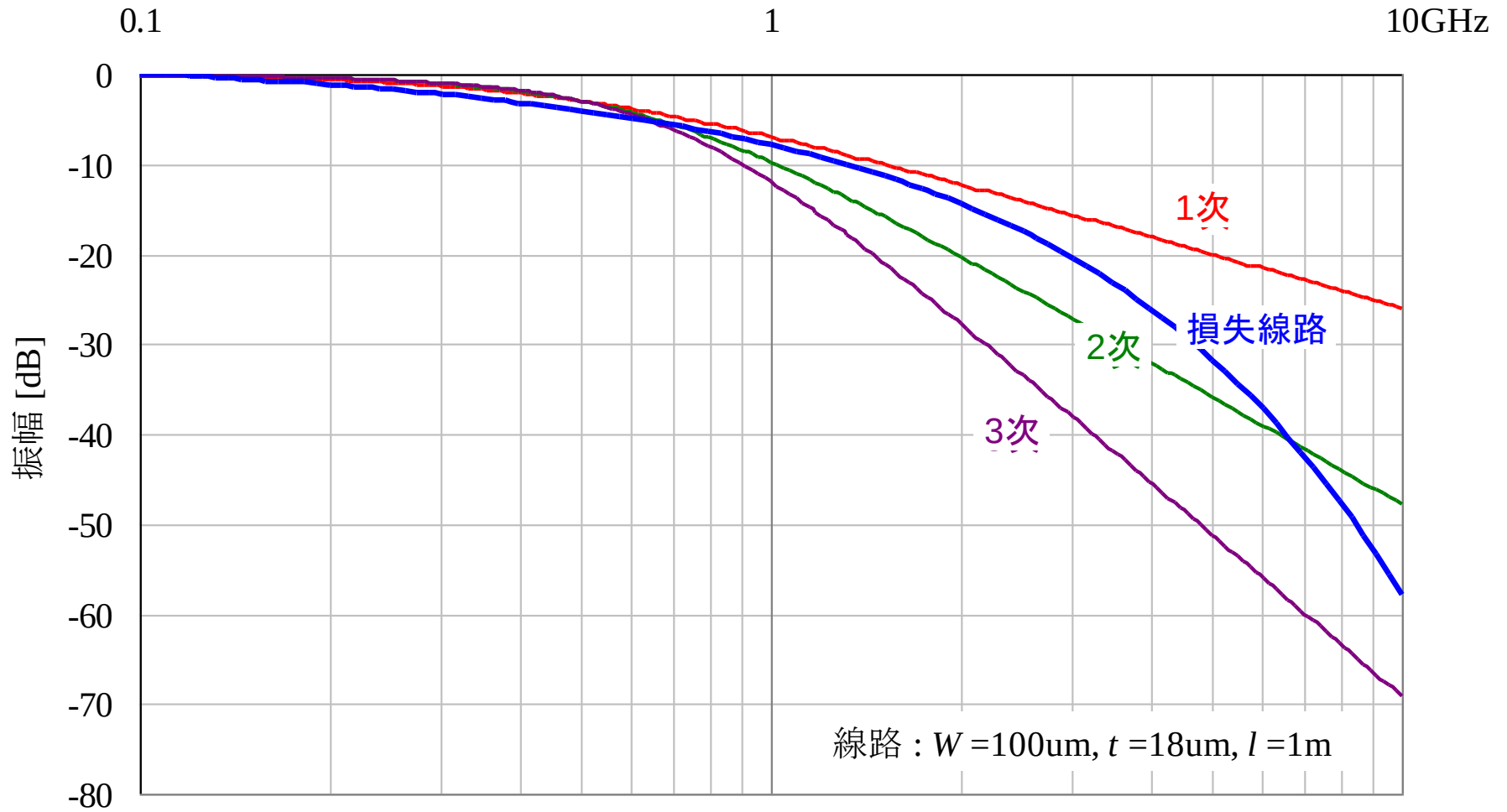
周波数特性



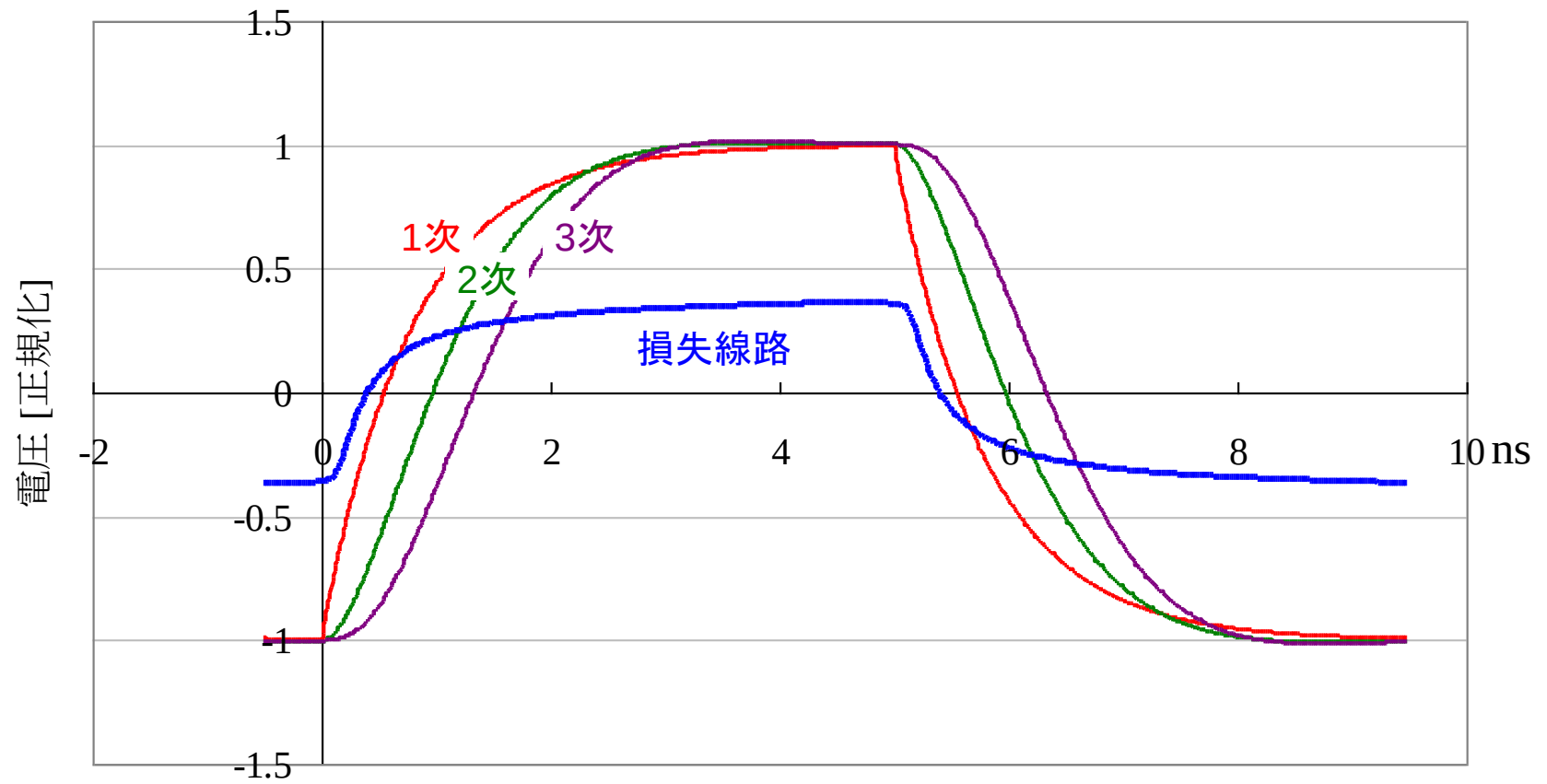
ステップ応答



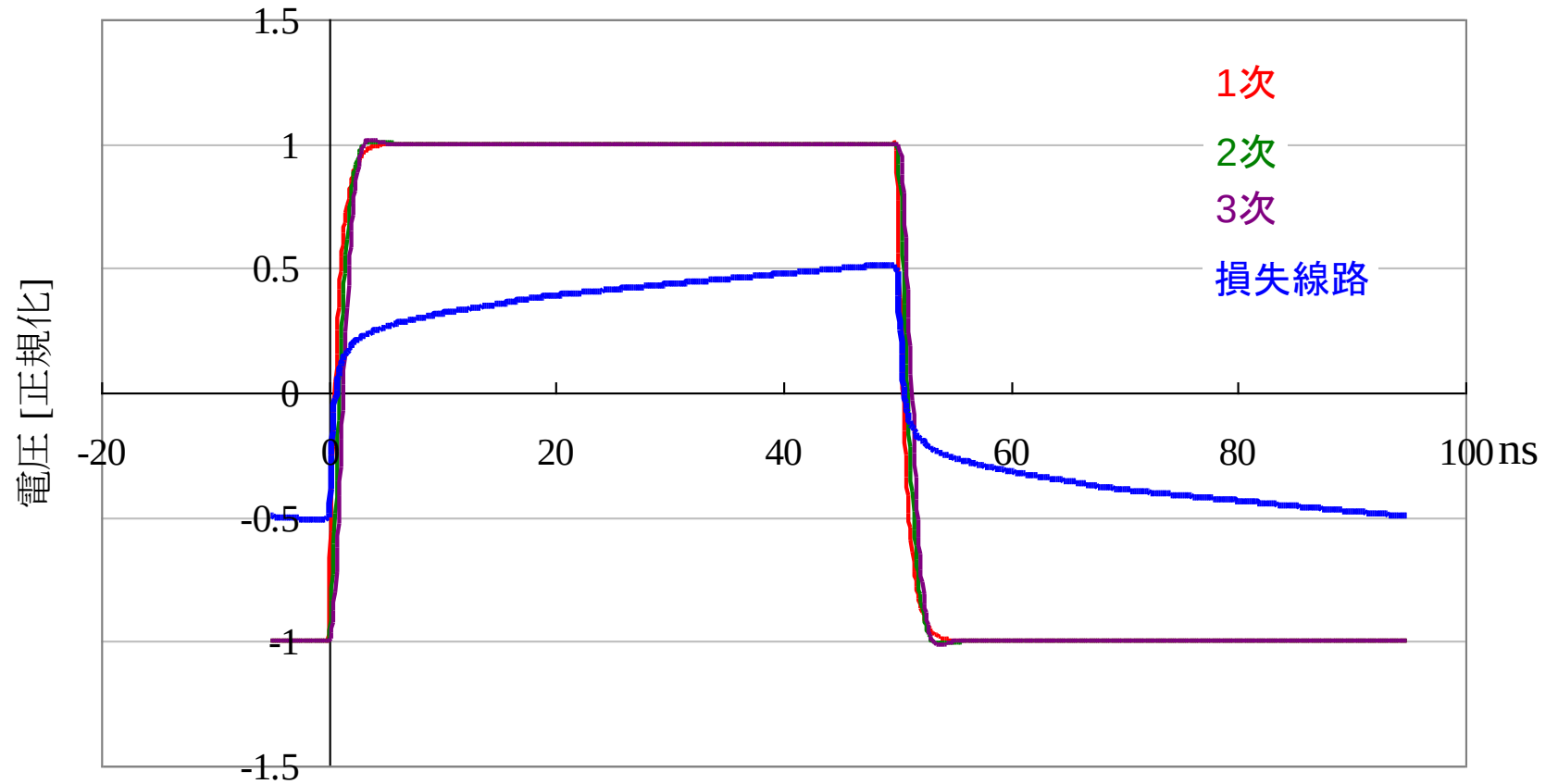
1～3次LPFと損失線路の周波数特性



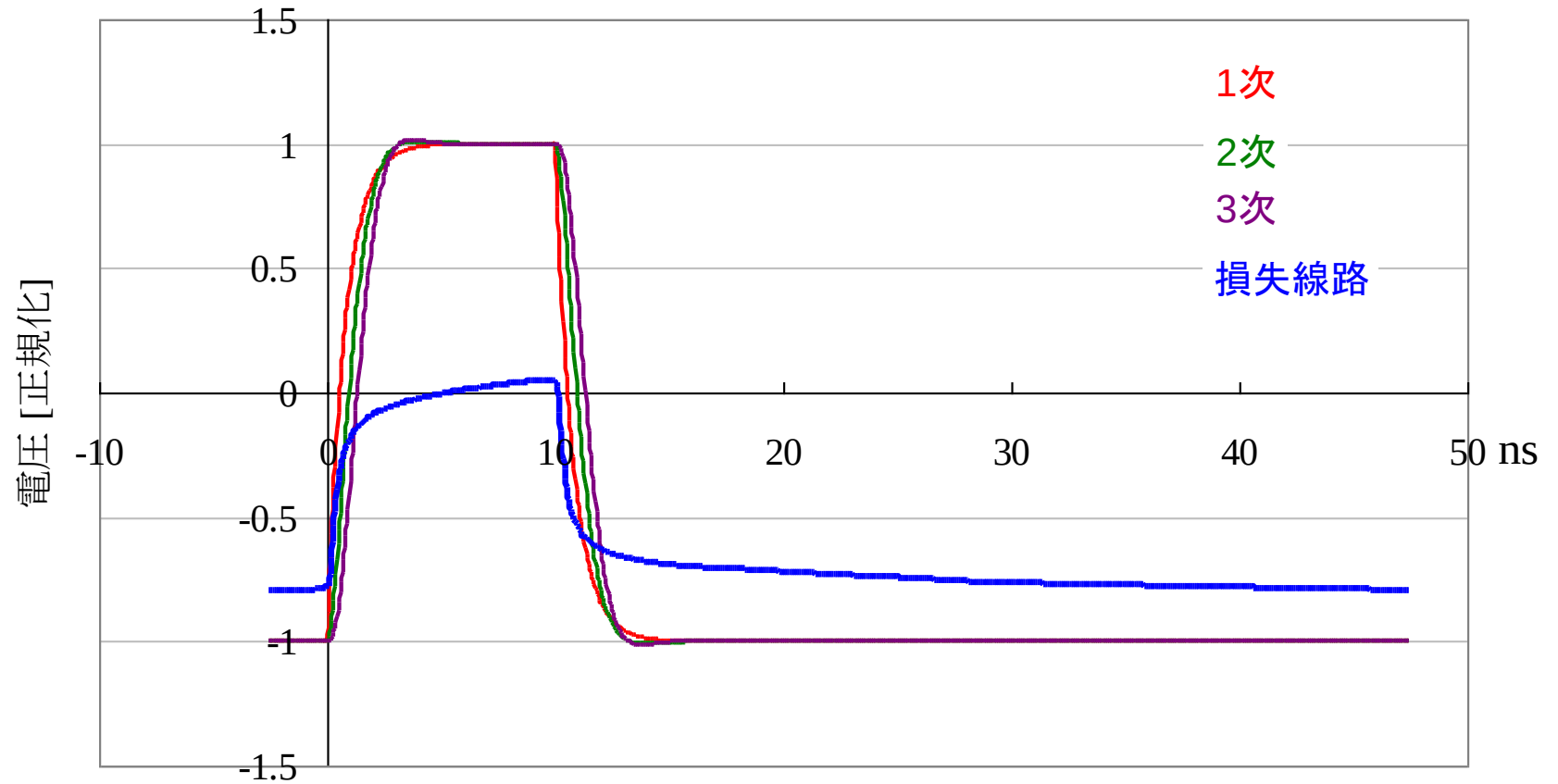
時間応答



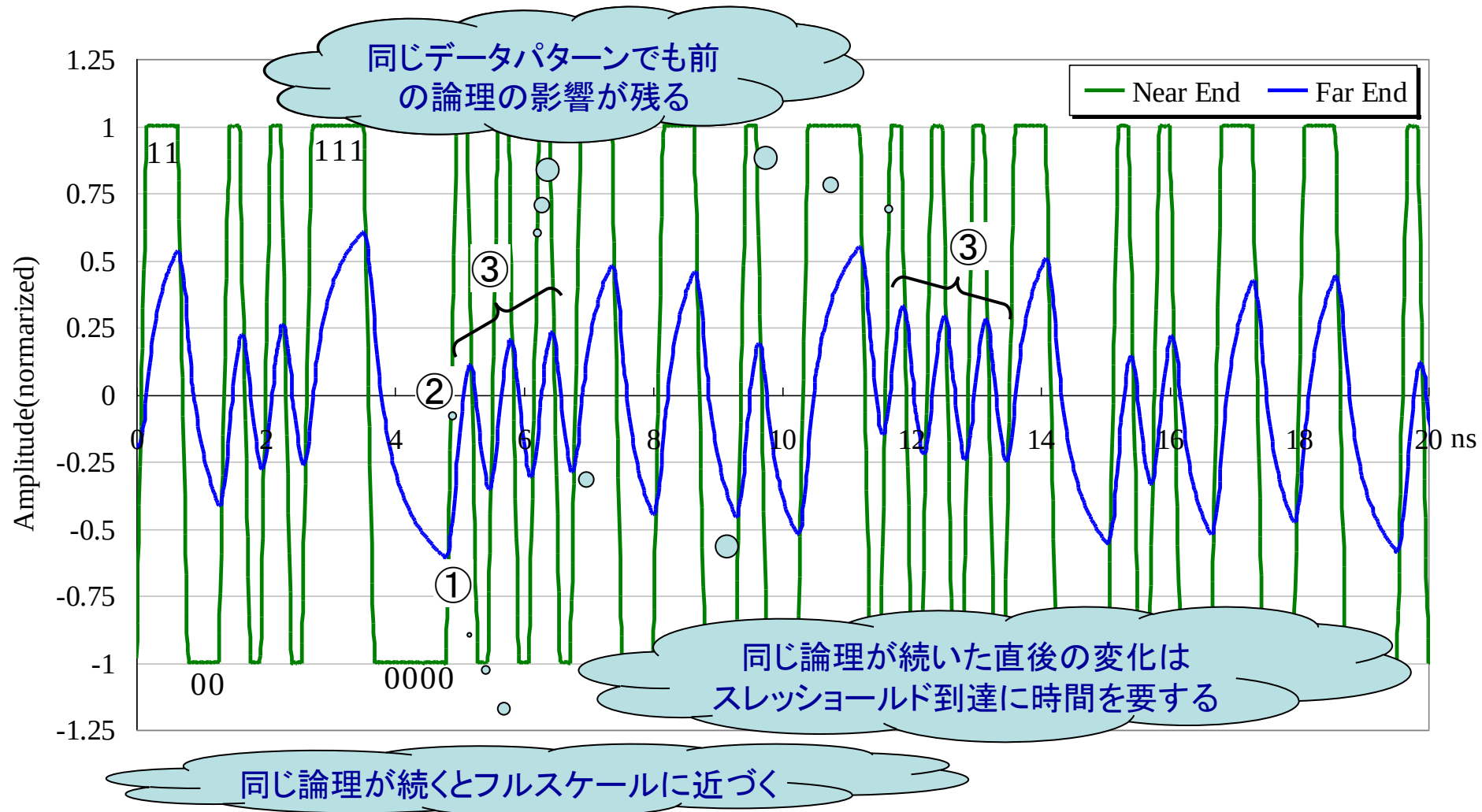
広いパルス幅の時間応答



“0”が続いた後の”1”

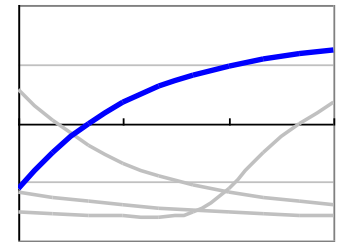
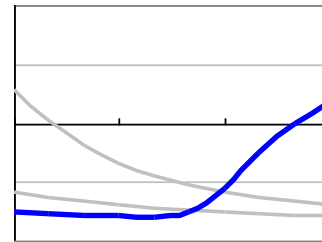
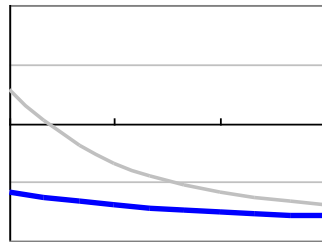
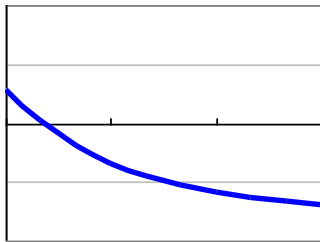
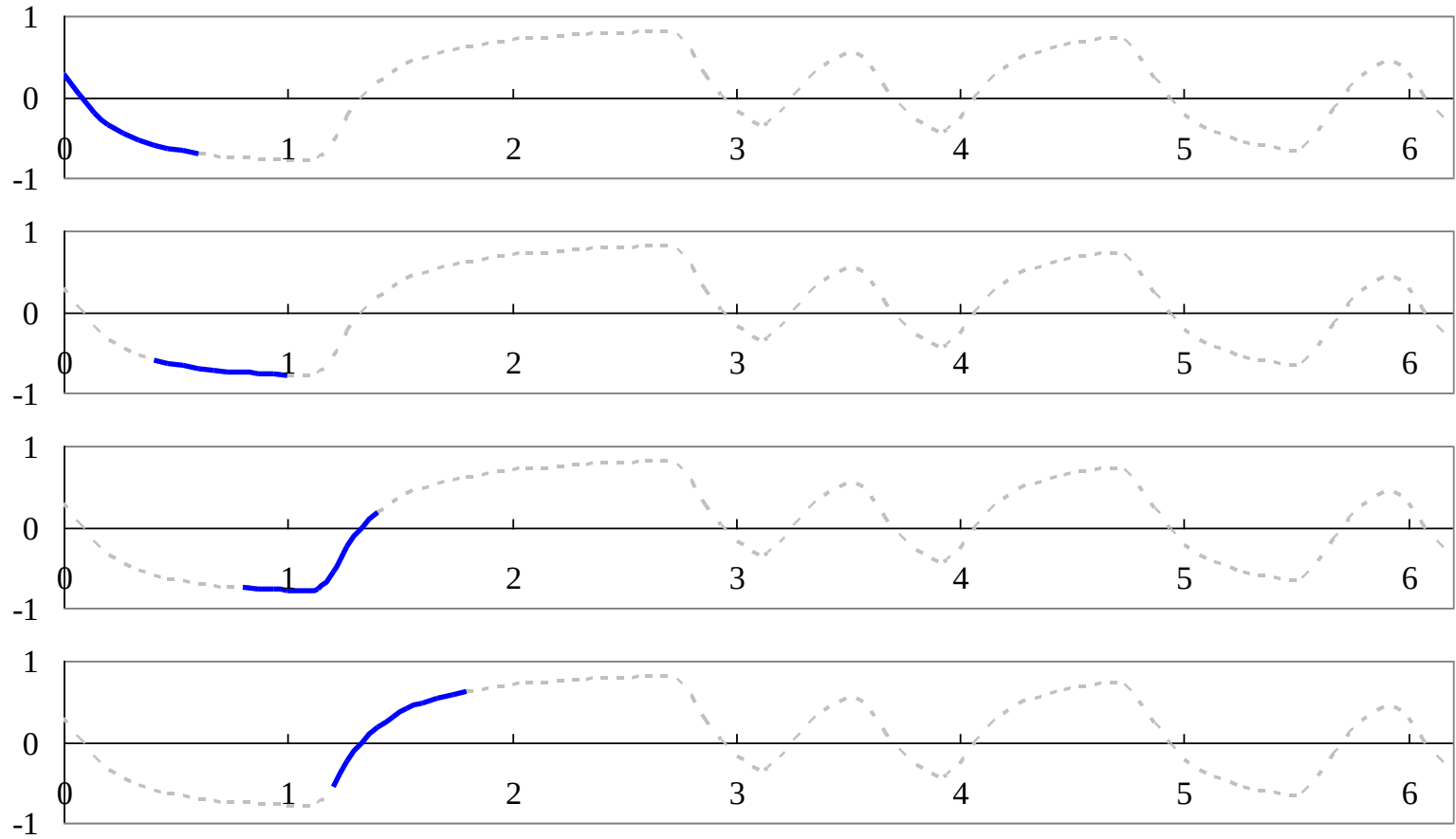


損失線路の伝送波形の特徴

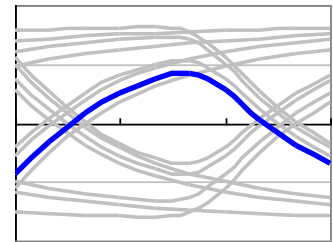
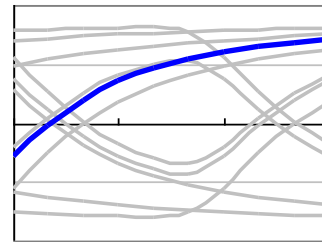
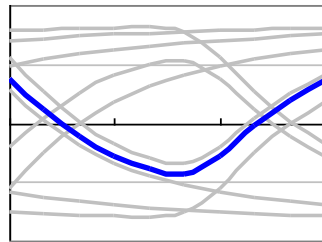
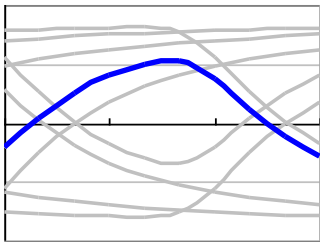
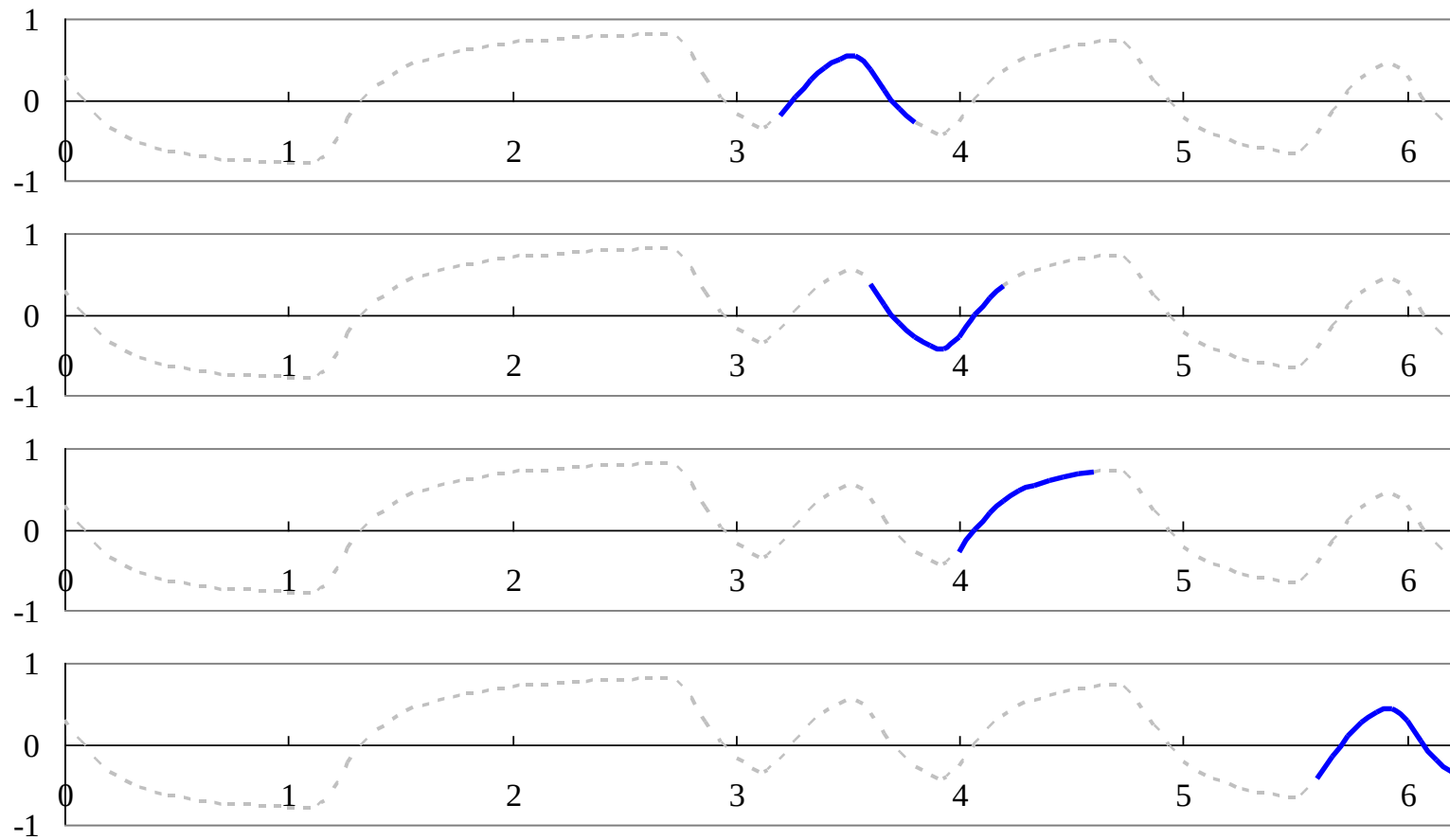


$W/t = 100/40\mu\text{m}$, Microstrip $\tan\delta = 0.02$, $l = 100\text{cm}$, 3.125Gbps

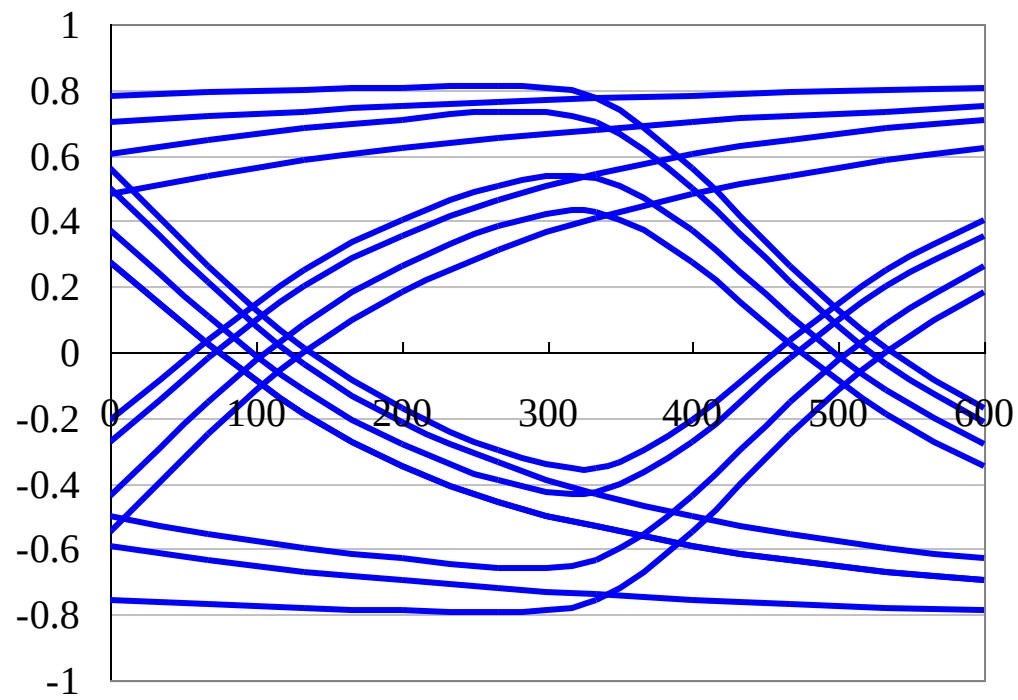
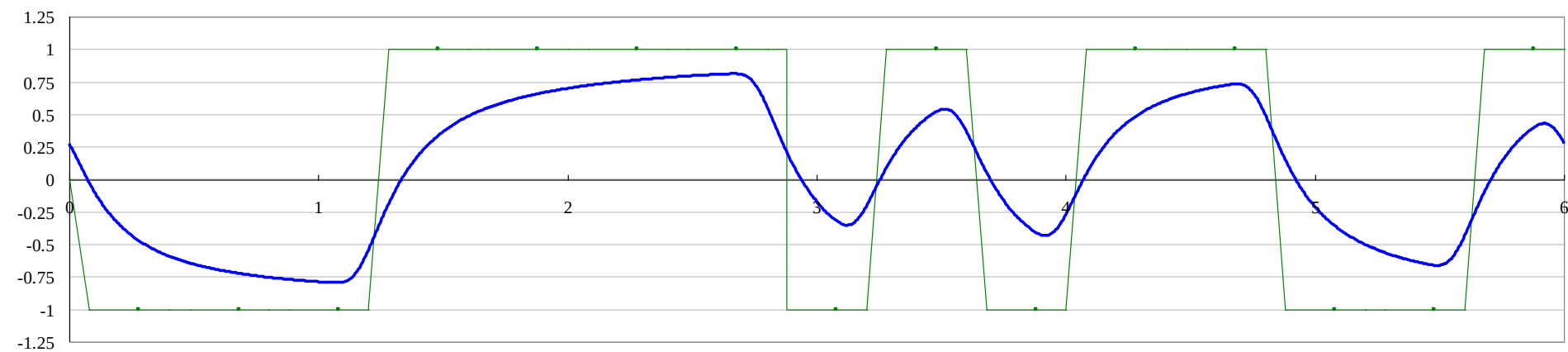
アイパターン作成過程-1



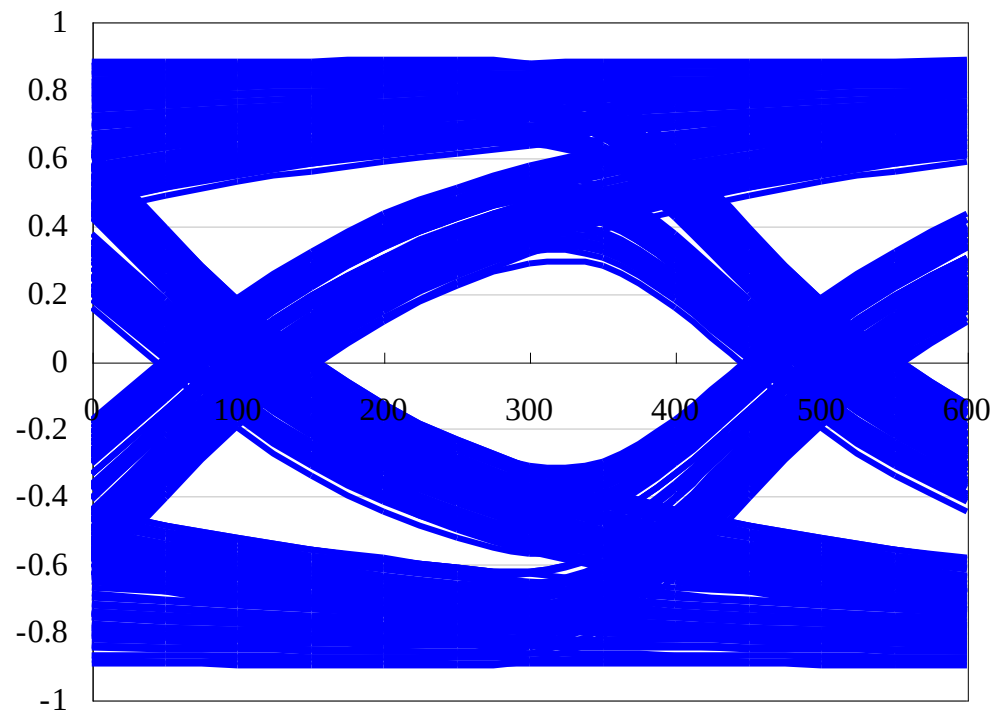
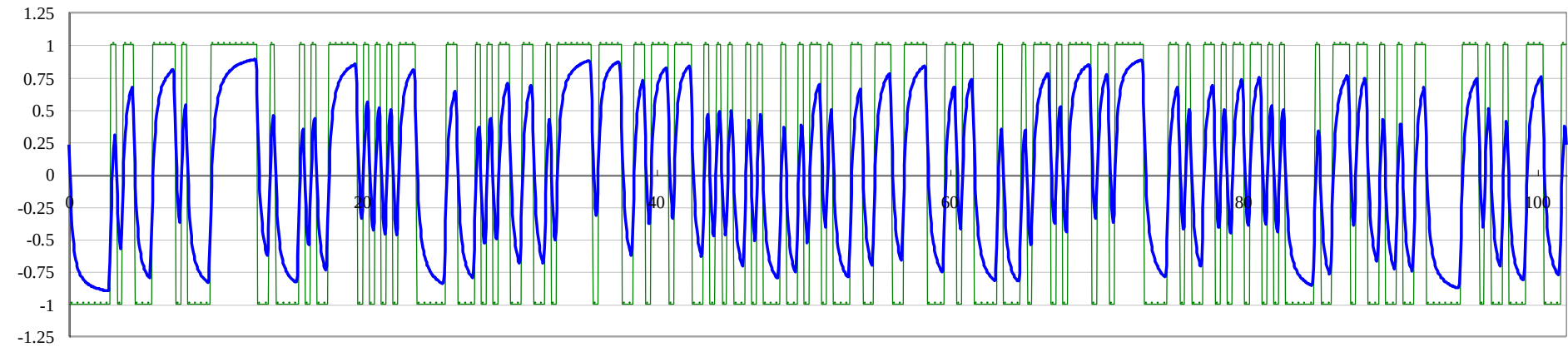
アイパターン作成過程-2



損失線路 PRBS 4の例



損失線路 PRBS 8の例



ギガビット伝送の課題：損失の顕在化

抵抗損(表皮効果)

周波数の平方根に比例して増加

パターン幅を広くすれば解決
→ 実装密度に影響

誘電損(誘電正接 $=\tan\delta$)

周波数に比例して増加

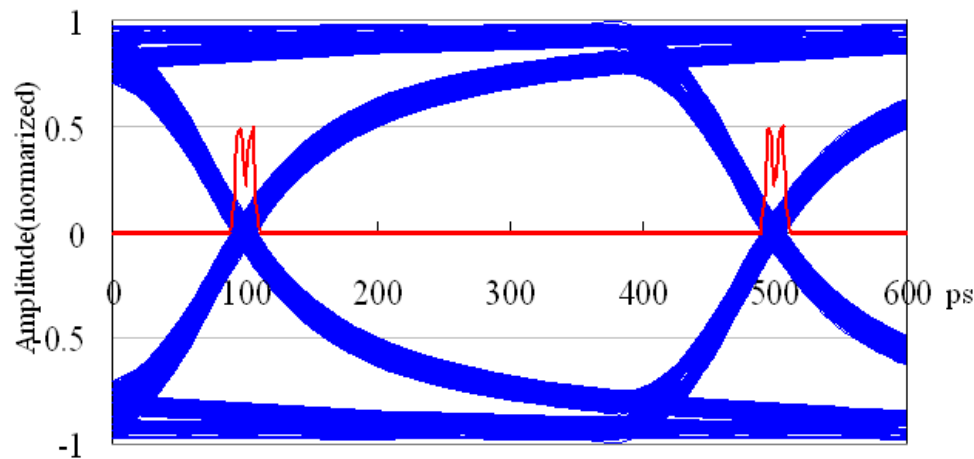
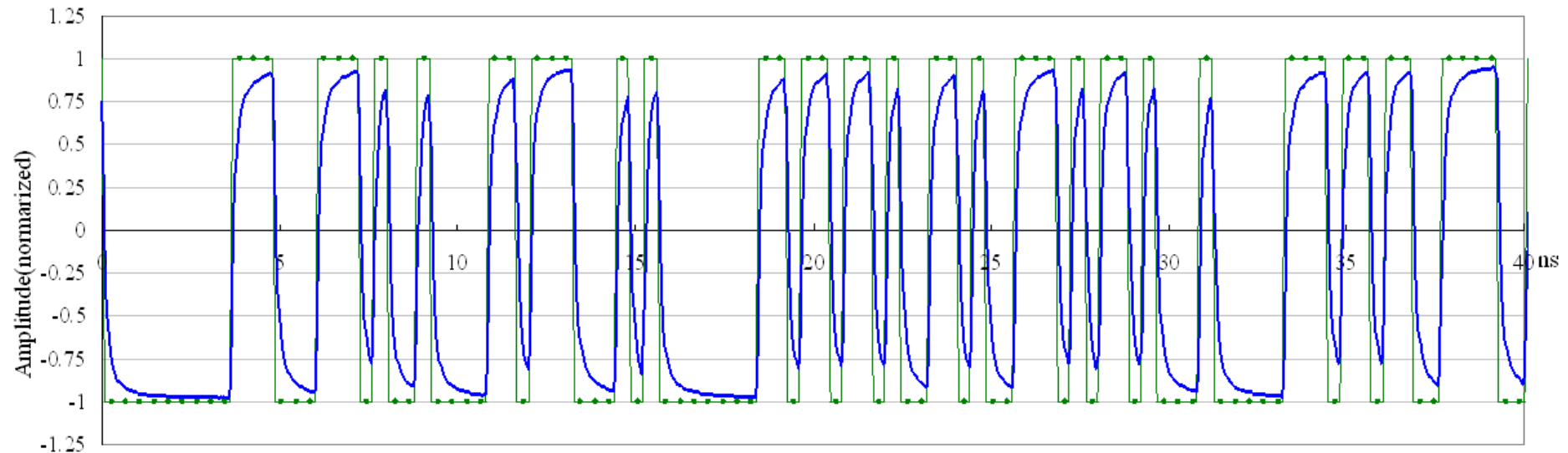
低誘電損材料を採用すれば解決
→ 価格に影響

周波数特性を持つから、...

低速信号：フル振幅
高速信号：振幅低下

孤立波：低速信号から高速信号へ切り替わる
→ 信号がスレッショールドまで到達しない

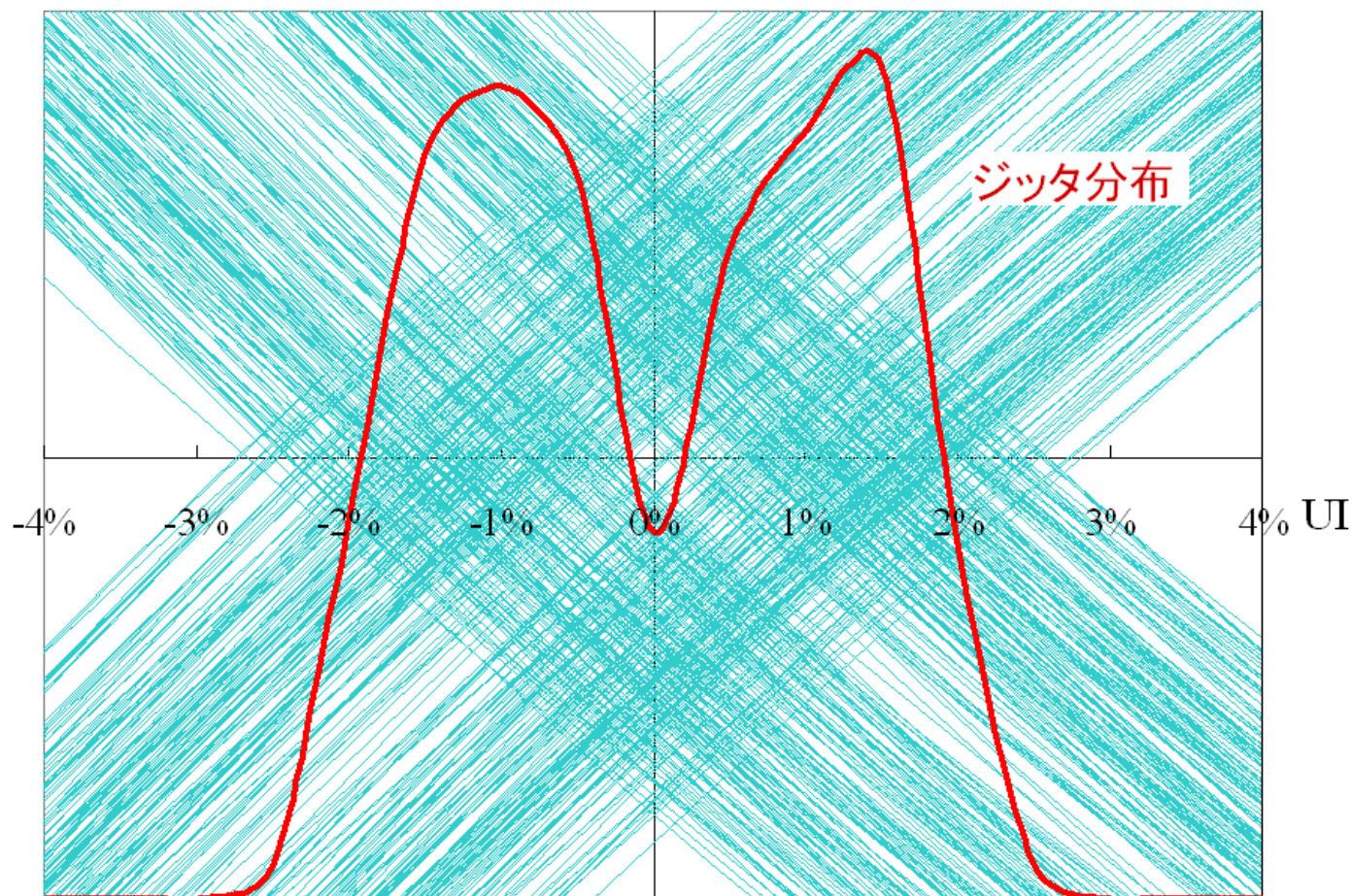
時間応答(PRBS)とアイパターン



ビットタイミングで同期をとって、
重ね合わせることでアイパターンを得る
クロスポイントの幅(ブレ) : ジッタ

$$W/t = 200\mu\text{m}/40\mu\text{m}, \tan\delta = 0.02, l = 50\text{cm}, 2.5\text{Gbps}$$

クロスポイント部の拡大



$W/t = 200\mu\text{m}/40\mu\text{m}$, $\tan\delta = 0.02$, $l = 50\text{cm}$, 2.5Gbps , PRBS $2^{10} - 1$

広いアイを確保するために

1. エンコード Encode

LoまたはHiの同符号の連続を避けるように符号化.

例えば 8B/10B

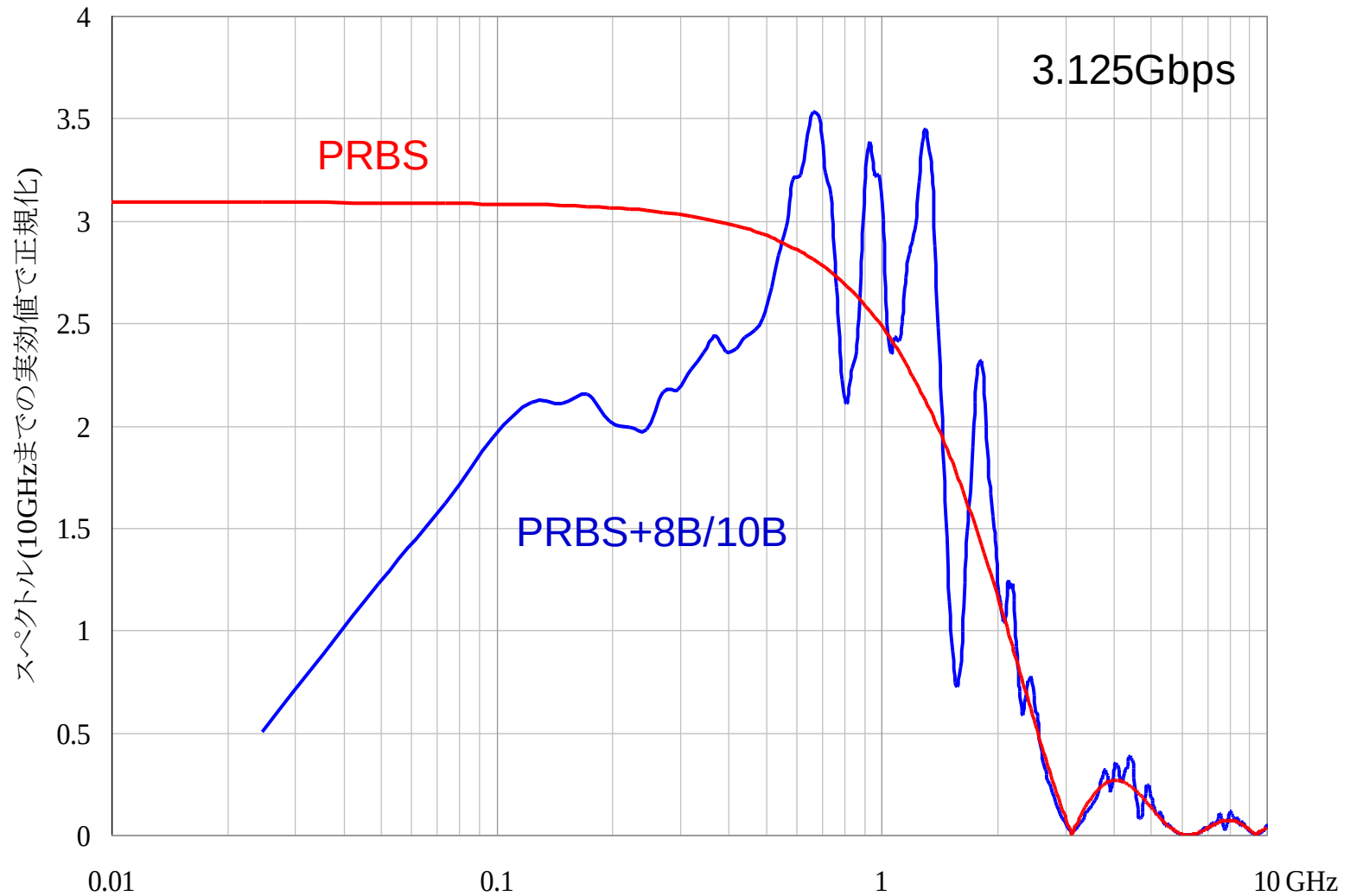
2. プリエンファシス(ドライバ) Pre-Emphasis

同符号が連続した後に異なる符号レベルに遷移する際にレベルを強調して受信レベルの平準化を図る.

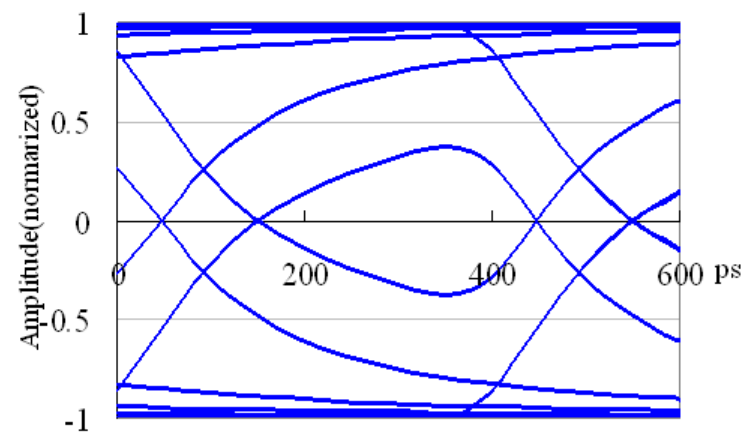
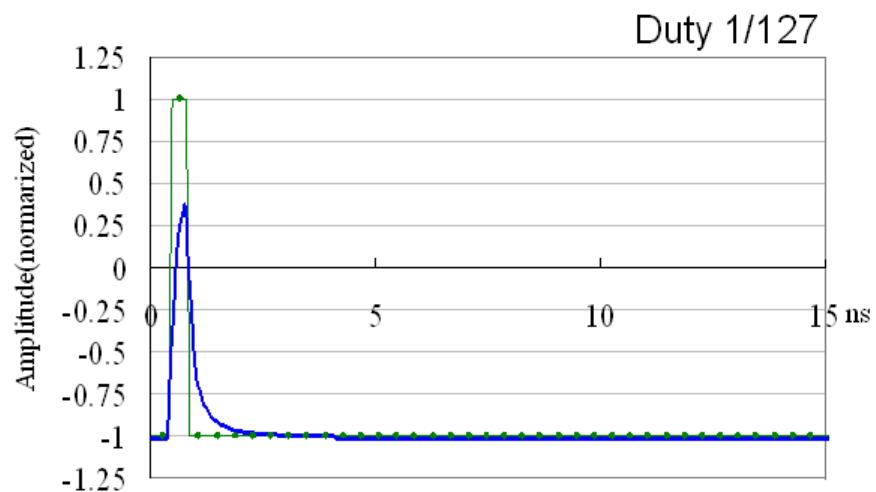
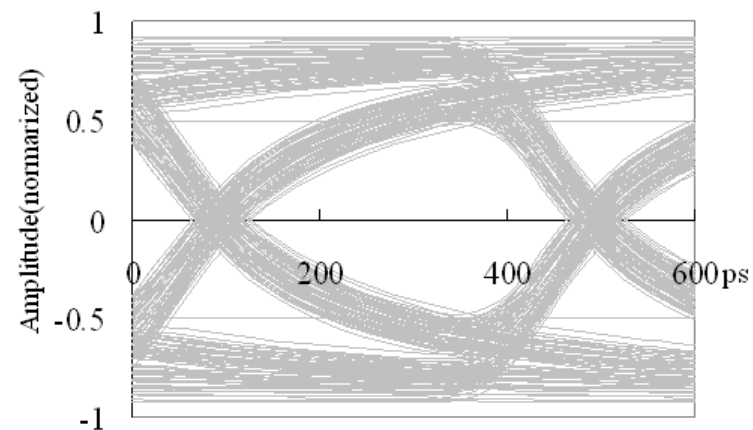
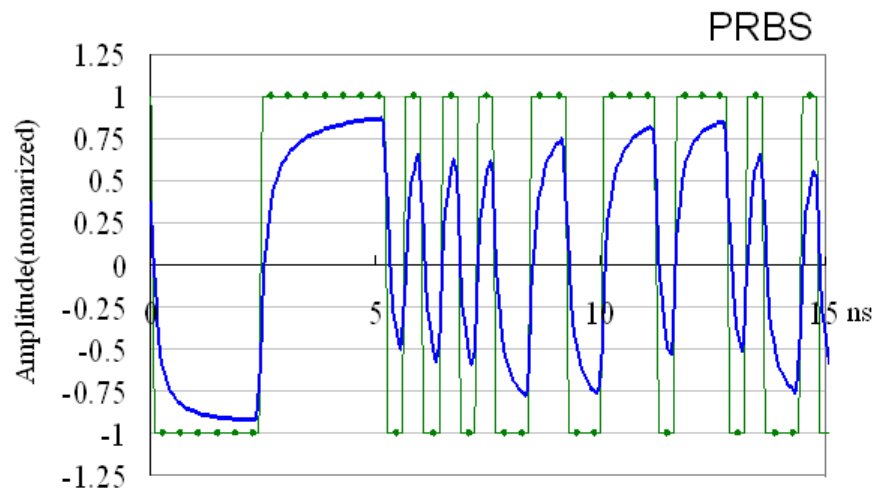
3. イコライザ(レシーバ) Equalizer

線路の伝送特性による高域の減衰をレシーバ側で補正して, 総合的な周波数特性を平坦にする.

8B/10Bによるスペクトルの変化(NRZ, $t_r=T_w/2$)

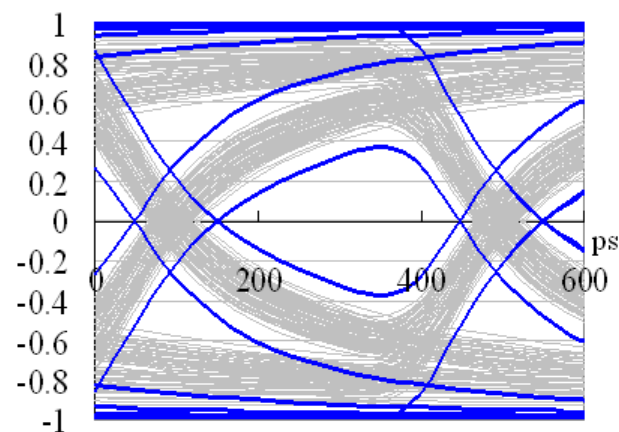


2.5Gbps PRBS+孤立波(デューティ比=1/127)

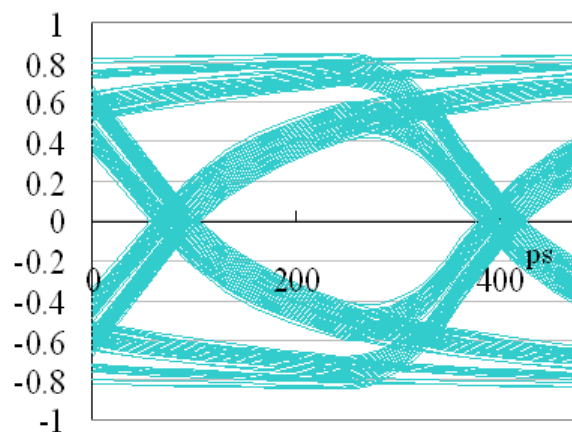


$W = 100\mu\text{m}$, $t = 40\mu\text{m}$, $l = 100\text{cm}$, $\tan\delta = 0.02$, 2.5Gbps

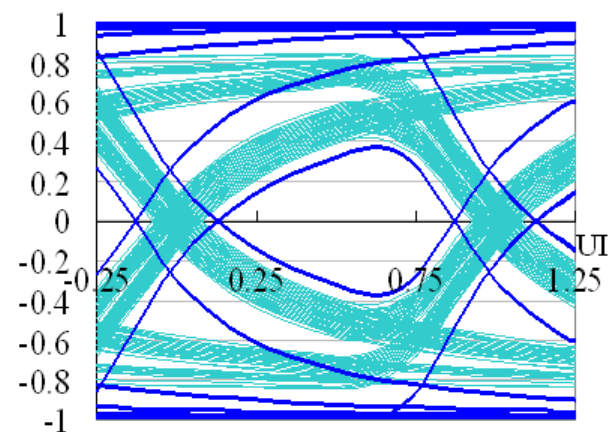
8B/10Bの適用



2.5Gbps PRBS-7 + 孤立波(1/127)

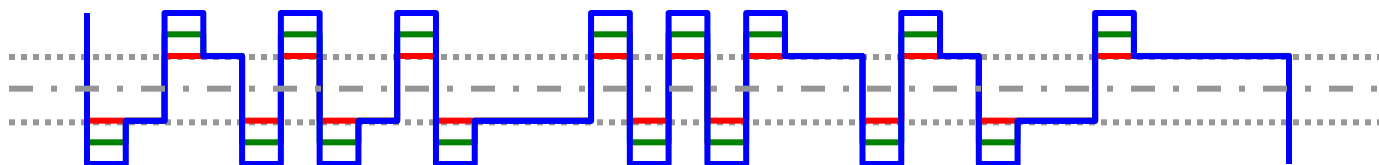
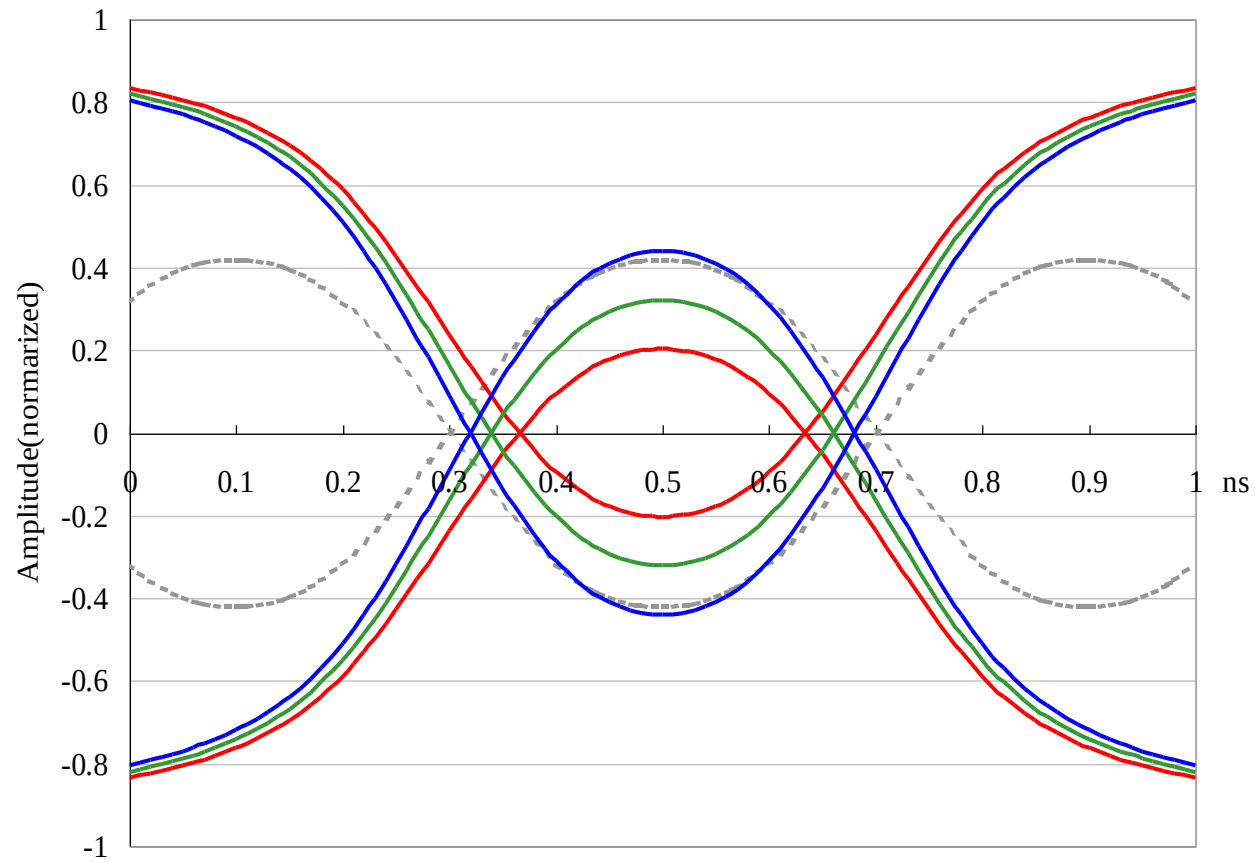


3.125Gbps w/ 8B10B

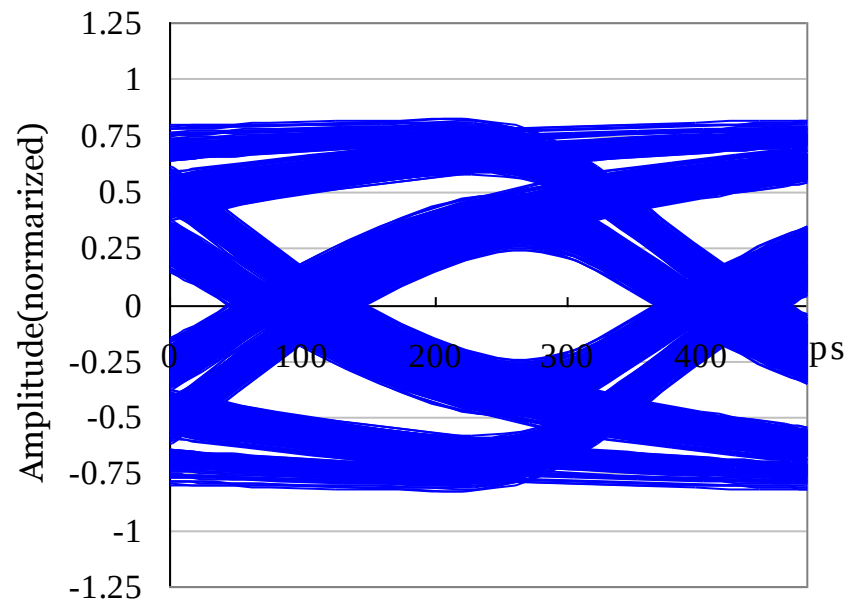
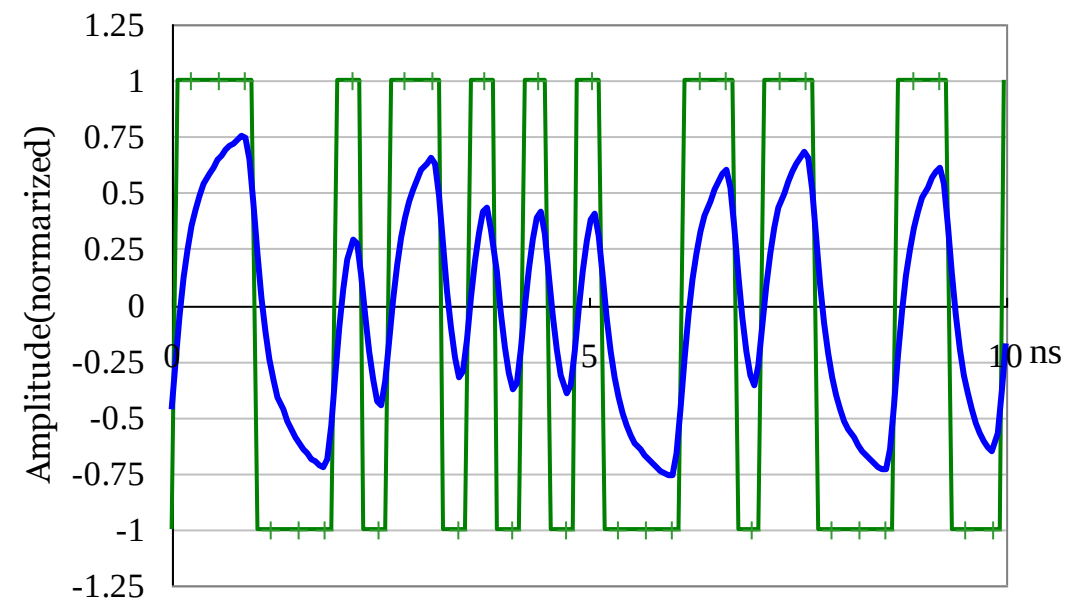


2.5Gbps 孤立波(1/127)
+ 3.125Gbps w/ 8B10B

$$W/t = 100\mu\text{m}/40\mu\text{m}, \tan\delta = 0.02, l = 50\text{cm}$$

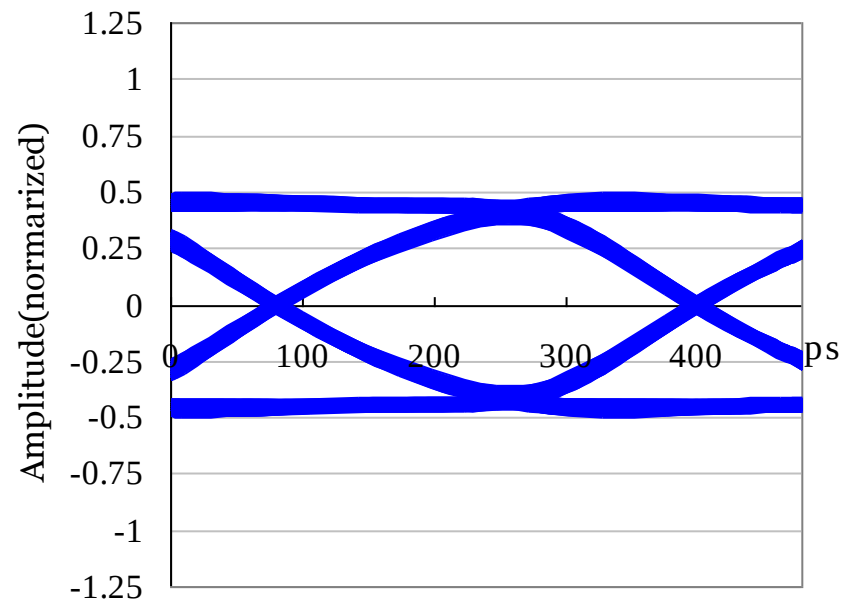
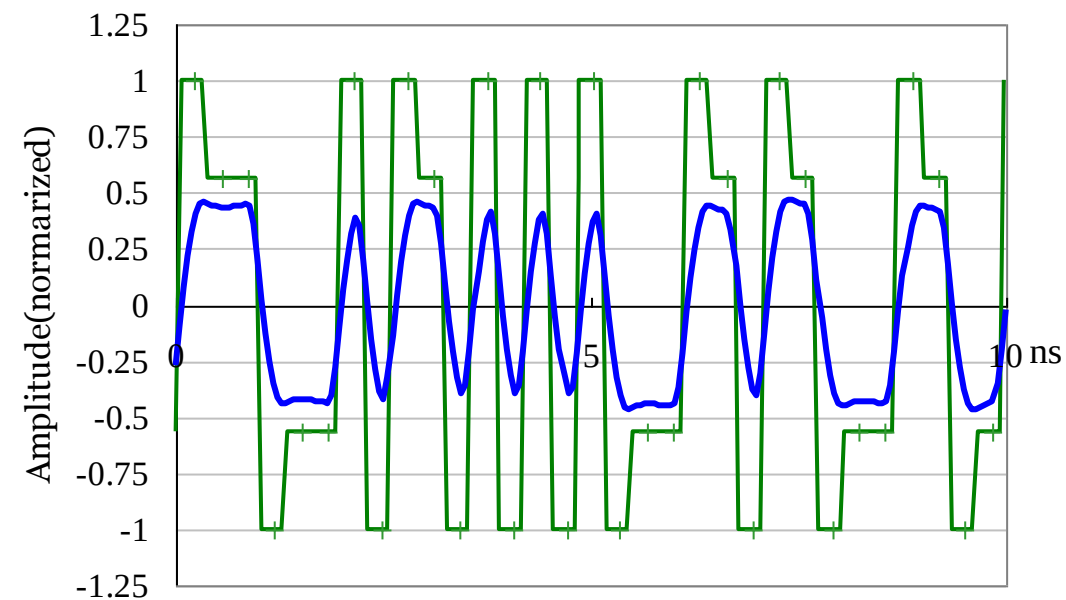


0dB

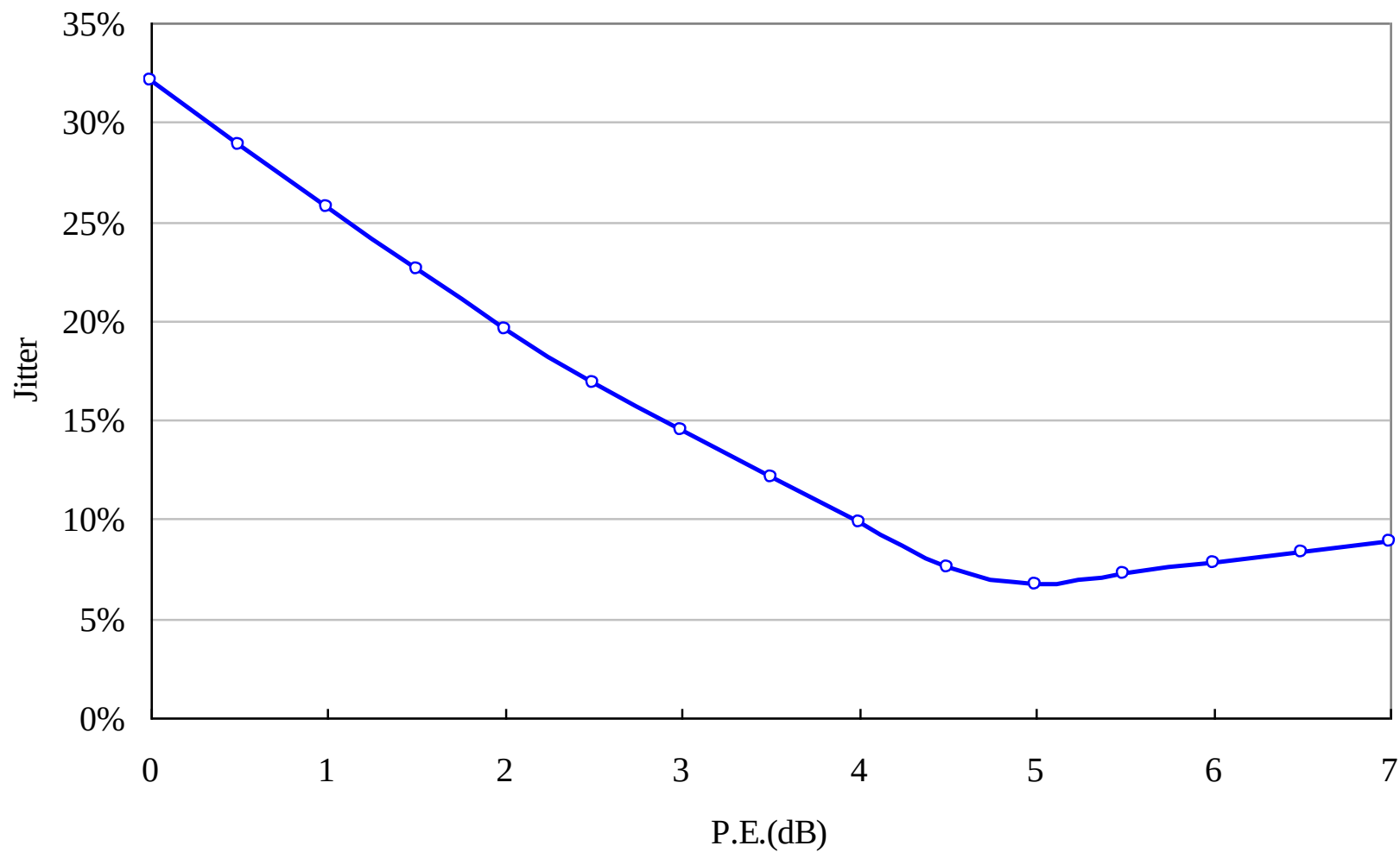


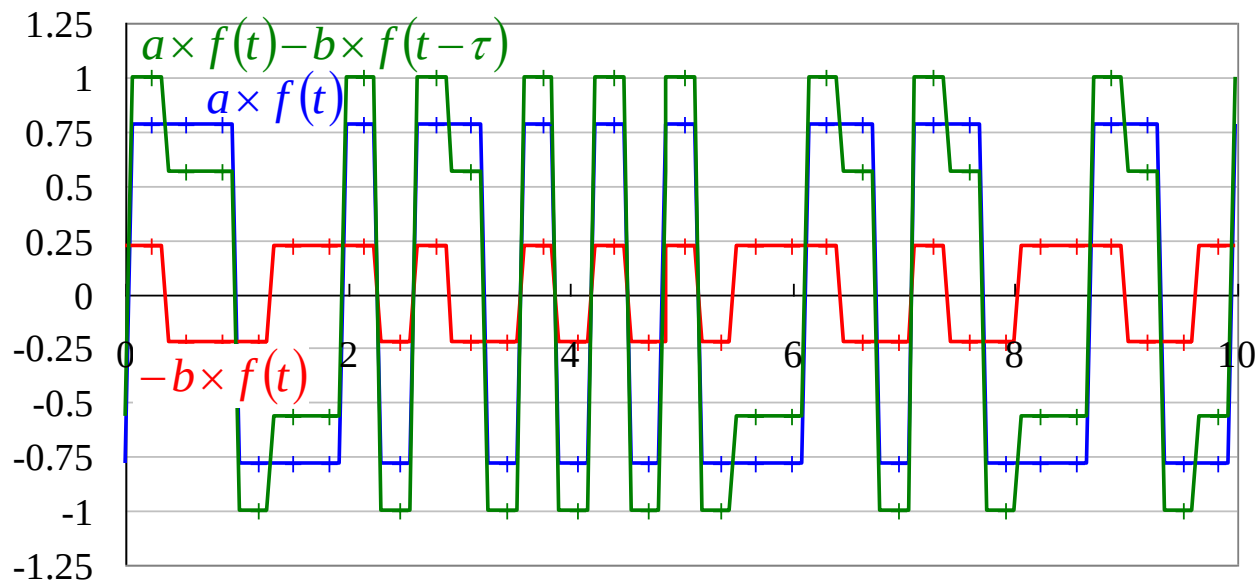
$W = 100\mu\text{m}$, $t = 40\mu\text{m}$, $l = 100\text{cm}$, $\tan\delta = 0.02$, 3.125Gbps w/ 8B10B

-5dB



$W = 100\mu\text{m}$, $t = 40\mu\text{m}$, $l = 100\text{cm}$, $\tan\delta = 0.02$, 3.125Gbps w/ 8B10B





$$a \times f(t) - b \times f(t - \tau)$$

-5dBのとき

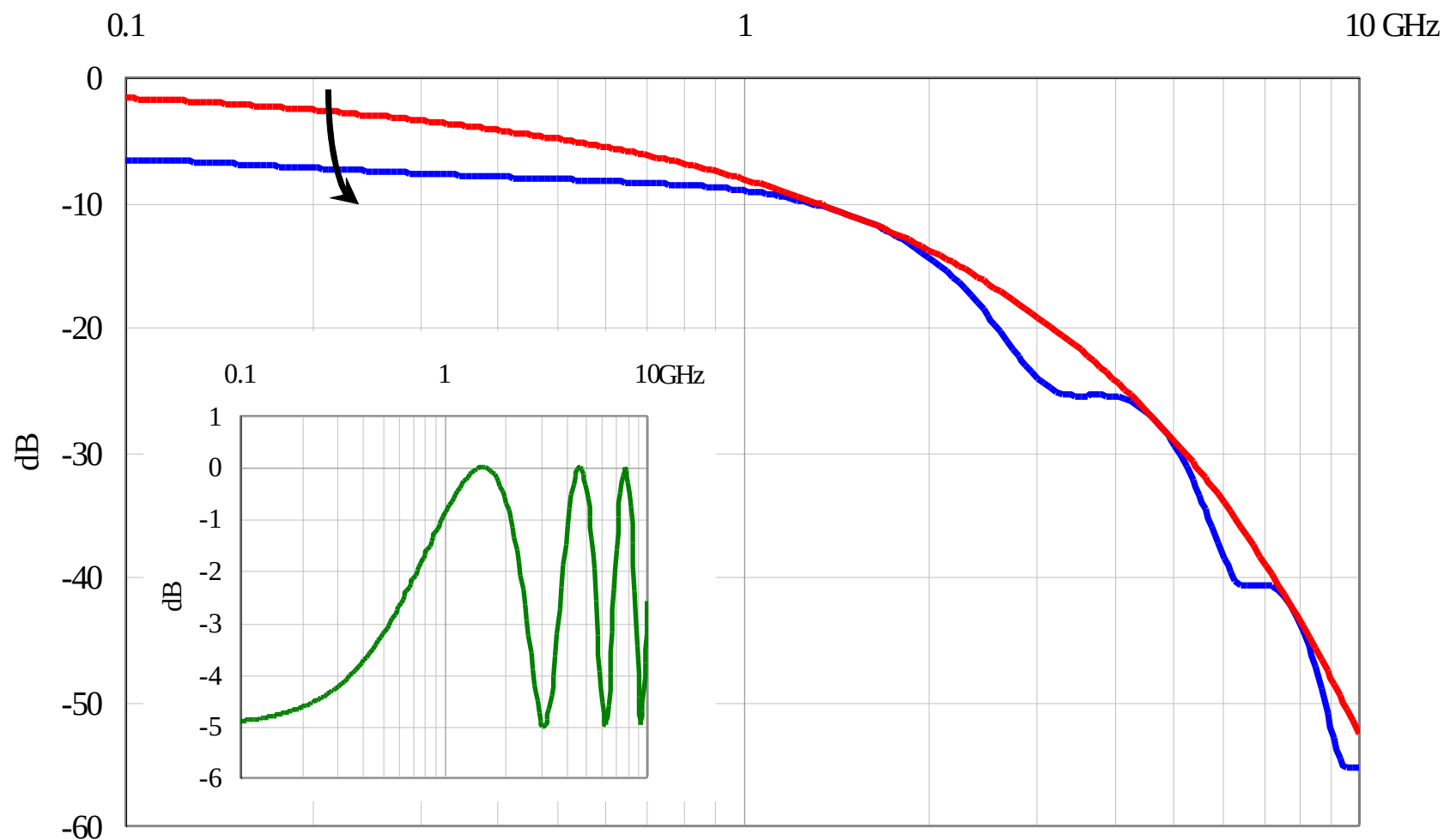
$$\begin{cases} a + b = 1 \\ \frac{a - b}{a + b} = 2a - 1 = 10^{-\frac{5}{20}} \end{cases}$$

$$a = \frac{10^{-\frac{5}{20}} + 1}{2} = 0.78, b = 0.22$$

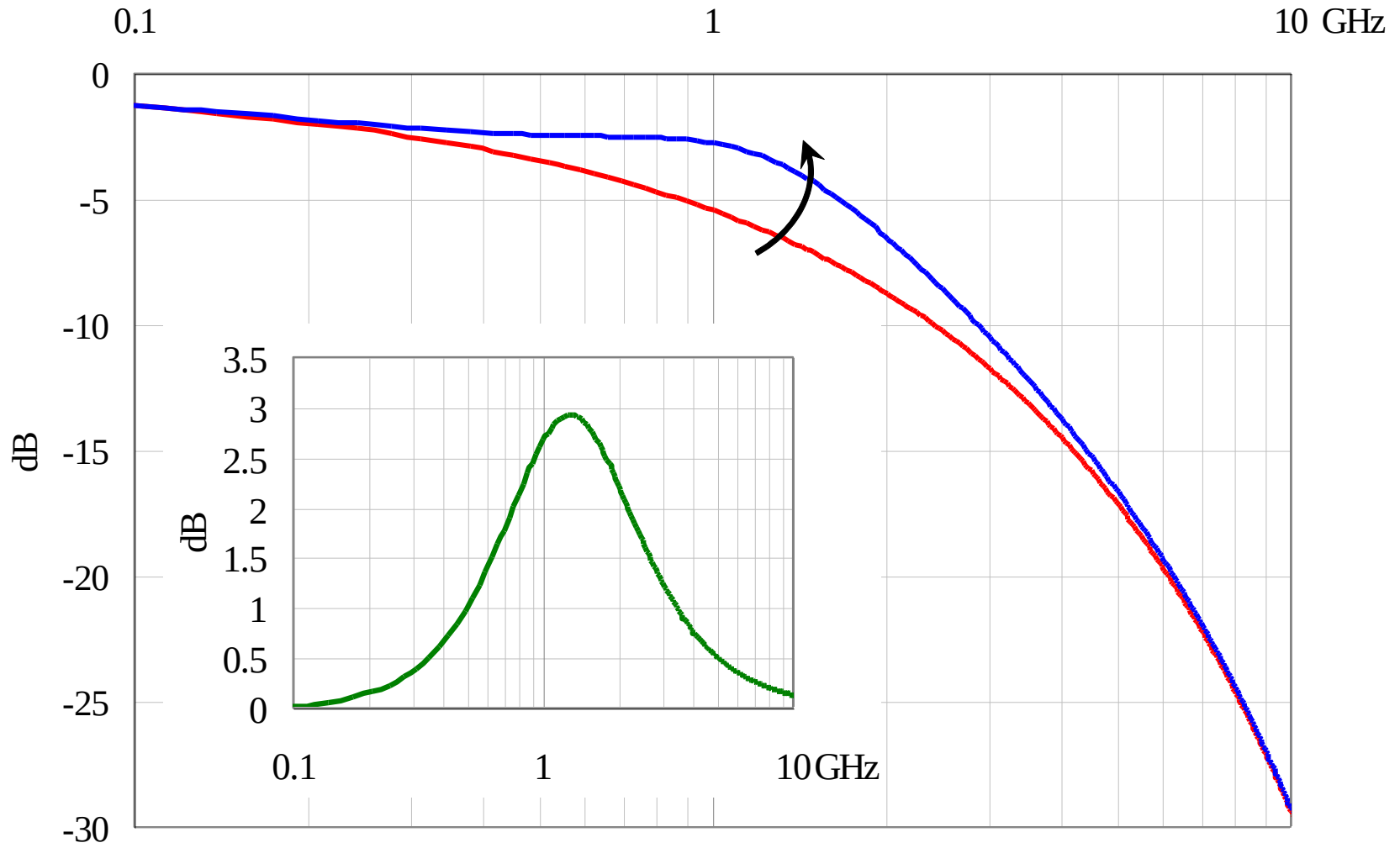
$$\begin{aligned} a \times f(t) - b \times f(t - \tau) &\xrightarrow{\mathcal{F}} a \times F(\omega) + (a - 1) \times F(\omega) e^{-j\omega T_w} \\ &= a + (a - 1) e^{-j\omega T_w} = a + (a - 1) (\cos \omega T_w + j \sin \omega T_w) \\ &= a + (a - 1) \cos \omega T_w + j(a - 1) \sin \omega T_w \end{aligned}$$

$$\text{ABS} = \sqrt{\{a + (a - 1) \cos \omega T_w\}^2 + (a - 1)^2 \sin^2 \omega T_w}$$

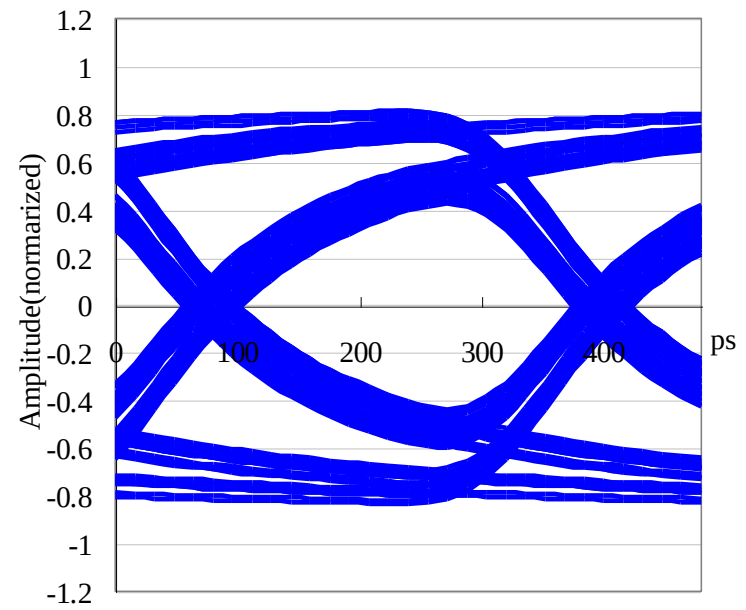
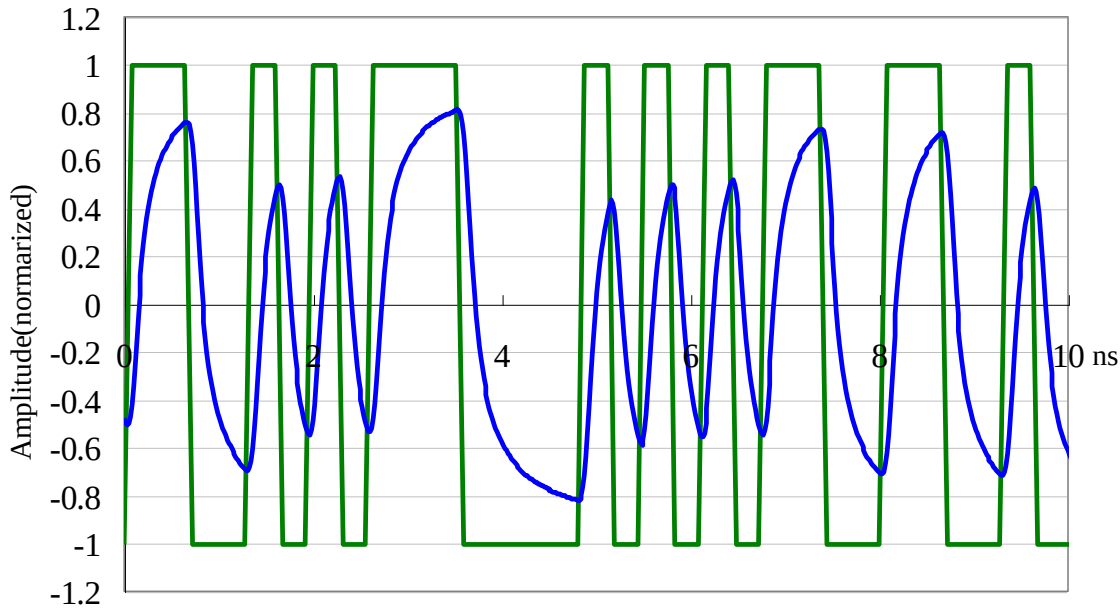
$$= A \times \sqrt{1 + B \cos \omega T_w} \quad A = \sqrt{2a(a - 1) + 1}, \quad B = \frac{2a(a - 1)}{2a(a - 1) + 1}$$



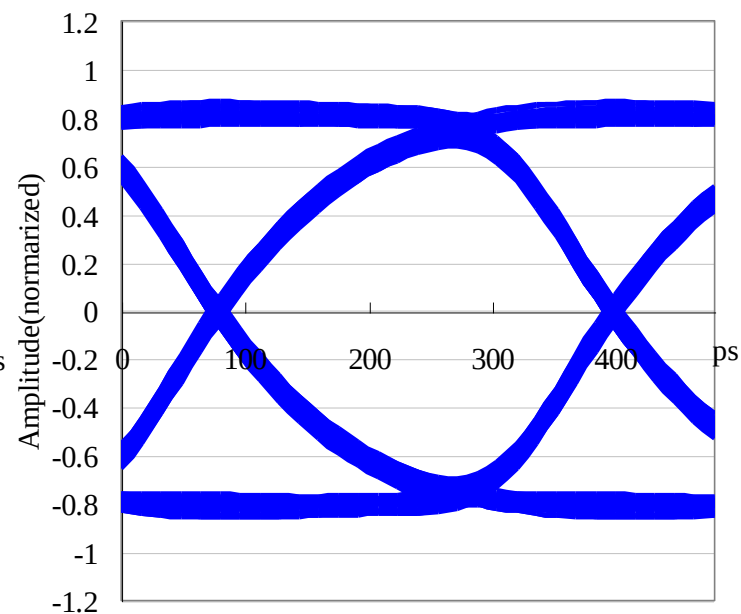
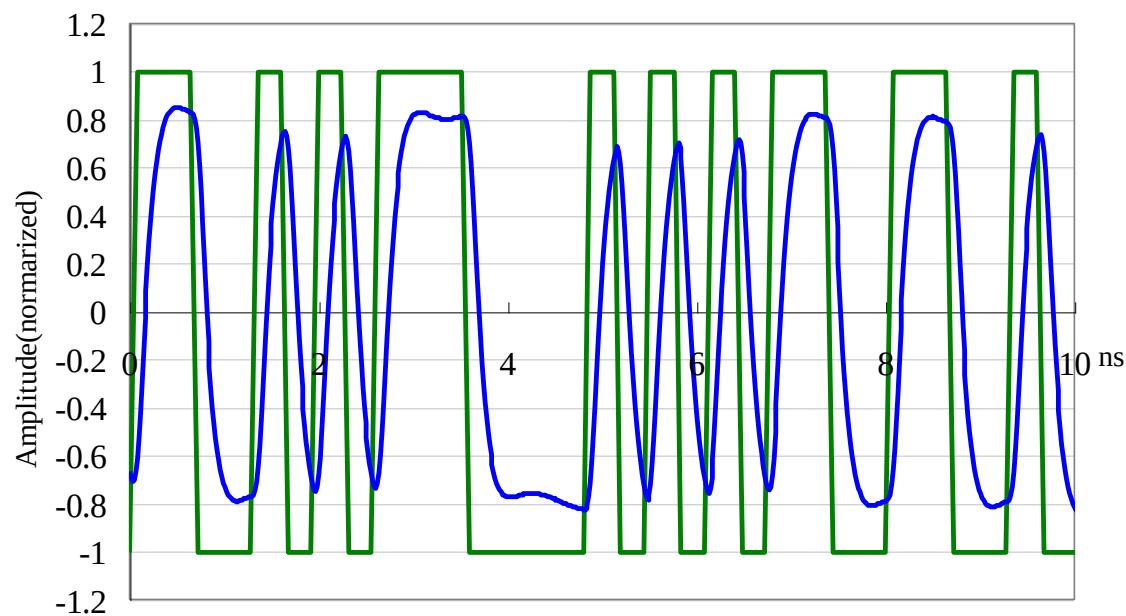
$$W = 100\mu\text{m}, t = 40\mu\text{m}, l = 100\text{cm}, \tan \delta = 0.02$$



$$W = 100\mu\text{m}, t = 40\mu\text{m}, l = 50\text{cm}, \tan \delta = 0.02$$



$W = 100\mu\text{m}$, $t = 40\mu\text{m}$, $l = 50\text{cm}$, $\tan \delta = 0.02$, 3.125Gbps



$$W = 100\mu\text{m}, t = 40\mu\text{m}, l = 50\text{cm}, \tan \delta = 0.02, 3.125\text{Gbps}$$

参考文献

- 碓井有三：ボード設計者のための分布定数回路のすべて(改訂版) 自費出版 (<http://home.wondernet.ne.jp/~usuiy/>), 2004
- 碓井有三：「50MHzを超えると入出力レベルの小振幅化は不可避, 最適手法の標準化を早急に」日経マイクロデバイス 1992.6
- 碓井有三：連載フィジックス 高速配線設計講座 日経マイクロデバイス 2000.8～2000.11
- 碓井有三：「GHz時代のボード設計 トラブル対策を徹底解説」日経エレクトロニクス 2001.1.1, 2001.1.15
- 枝, 大石：「GHz動作のボード設計「距離の壁」を克服へ」日経エレクトロニクス, 2001.6.18
- 碓井有三：「ボード上のGHz動作定量分析が最適な処方箋」日経エレクトロニクス 2002.1.7
- 碓井有三：「高速信号伝送技術」2003年度版日本実装技術ロードマップ 電子情報技術産業協会(JEITA) 2003.5
- 碓井有三：「高速システム設計における分布定数回路の考えかた」デザインウェーブマガジン 2003.9
- 碓井有三：「高速システムにおける線路損失の考え方」デザインウェーブマガジン 2003.9
- 碓井有三：「アイパターン」エレクトロニクス実装学会誌 vol.8 No.4 2005.7
- 碓井有三：「ギガビット伝送時の多層プリント配線板におけるSI問題」月刊EMC 2006.12
- 碓井有三：「ギガビット伝送のさらなる高速化に向けて」エレクトロニクス実装学会第23会講演大会招待講演, 2009.03
- 碓井有三：「ボード上の高速伝送技術」エレクトロニクス実装学会 2010最先端実装技術シンポジウム講演, 2010.06

コラムなど

以下の筆者のコラムもご覧下さい

スペシャリストコラム	http://www.elsena.co.jp/elspear/specialist_column/index.html
若手エンジニアへのメッセージ	http://www.mmjp.or.jp/tmc-seminar/column/es-column/es-column.html
インテグリティな技術コラム	http://www.jisso.net/
ホームページ	http://home.wondernet.ne.jp/~usuiy/
解析ツール	http://homepage3.nifty.com/usuiy/tool/tool.htm