



Title	高速・多値ナイキスト波形の実現法
Author(s)	齊藤, 洋一; 松江, 英明; 小牧, 省三
Citation	電子通信学会論文誌. B. 1984, J67-B(3), p. 265-272
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/3002
rights	copyright©2008 IEICE
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

高速・多値ナイキスト波形の実現法

正員 斉藤 洋一[†] 正員 松江 英明[†] 正員 小牧 省三[†]

A New Way of Generating the Nyquist Spectral Shaped High-Speed and Multilevel Digital Signals

Yoichi SAITO[†], Hideaki MATSUE[†] and Shozo KOMAKI[†], Regular Members

あらまし 高精度な波形伝送技術は、高い周波数利用効率を有するディジタル無線方式を実現する上で重要な技術的課題である。バイナリ・トランスバーサルフィルタ (BTF) は、所望波形を得るための設計が直接時間領域において実行できるため高精度化の期待できる有効な手段である。本論文は、BTFに関して新しい構成法を提案し、その設計法とそれにより得られた実験結果を述べるものである。新BTFは高速・多値信号へ容易に応用でき、伝送系の変更に対して柔軟に対処できるようソフトレジスタ、プログラマブルROM (PROM)、全加算器及びD/A変換器の素回路が多相クロック信号により駆動される構成である。BTFの標準化周波数、タップ数とタップ係数、D/A変換器の所要量子化数及びクロック信号の許容位相誤差について計算機を用いて設計し、各要因がスペクトル特性、符号間干渉特性に与える影響を解析した。また、本構成及び設計法に基づき12.5MBの4値ナイキスト波形が高精度に、無調整で実現できることを示した。

1. ま え が き

無線周波数の有効利用を図るため、16QAMや64QAMの研究が盛んに行われている^{(1)~(3)}。これら多値変調方式の特性を向上させる上で、符号間干渉と隣接チャネル間干渉を極小化することは重要な条件であり、これを満足する方法の1つはナイキスト伝送系を実現することである。

高速のディジタル無線方式やデータ通信方式においては、帯域制限の手段としてアナログLCフィルタが広く用いられている。しかし、アナログフィルタ技術で符号間干渉を精度よく制御し、所望のスペクトル特性を得るためには、Spaulding⁽⁴⁾の例にみられるように高度な計算機設計が要求される。更に、その方法は符号速度に対する柔軟性に欠けるという問題が残されている。

一方、バイナリ・トランスバーサルフィルタ (BTF) は、時間領域においてインパルス応答を比較的容易に制御できる⁽⁵⁾。このため特に高精度なスペクトル整形が要求される伝送系において、BTFの研究が行われ

ている^{(6)~(8)}。従来のBTFはソフトレジスタ、抵抗回路網、加算回路および低域通過フィルタより成り、入力データ最高周波数の2倍以上の標準化周波数で駆動される。従って、BTFの応用は低速のデータ通信に限られていた。大容量のディジタル無線やデータ通信に適用する場合には、高速化、多値化が要求される。従来のBTFには、Voelcker⁽⁵⁾が示した近似誤差や打ち切り誤差のように本質的に生じる劣化要因の他に、後に述べるソフトレジスタの論理レベル変動等の付随的な劣化要因が存在する⁽⁹⁾。このため、システム設計者にとって満足できる特性を得ることは容易でなく、実際のシステムに導入された例はほとんどみあたらない。

本論文はBTFによる高速・多値信号のスペクトル整形技術に関して、新しい構成法、設計法及び実際に得られた結果を述べる。まず、BTFの動作原理を簡単に述べ設計に必要な準備を行う。次に、新BTFとして抵抗回路網をPROMとD/A変換器で置換した構成法を示し、それらの特長と多値信号への応用について述べる。BTFの設計例では、16QAMマルチキャリア方式⁽⁹⁾で使用する12.5MB 4値ロールオフフィルタをとりあげる。最後に実験で得られた結果を示し、本BTFがPROMの内容を変更するだけでフィルタ特性の変更が可能で、しかも無調整で高精度化を達成でき

[†] 電電公社横須賀電気通信研究所、横須賀市
Yokosuka Electrical Communication Laboratory, N.T.T.,
Yokosuka-shi, 238 Japan

る有効な方法であることを明らかにする。

2 BTFの動作原理

従来BTFは図1に示すように、 N 個のタップから成るシフトレジスタとそれに接続する抵抗回路網、加算回路及び低域通過フィルタで構成されている。シフトレジスタは入力データ最高周波数の2倍以上(M/T)で駆動され、抵抗回路網により所望のインパルス応答 $y(t)$ が設計される。加算回路出力 $g(t)$ は $y(t)$ の階段波形近似として与えられる。低域通過フィルタを伴ったいわゆるハイブリッドBTF⁽⁷⁾出力には、 $g(t)$ の基本周波数成分が得られる。

シフトレジスタへの入力信号として、周期 T の単一NRZパルスを考える。シフトレジスタの n 番目には、時刻 $t = nT/M$ に高さ a_n の矩形パルスが生じる。加算回路出力には、NRZパルスを重畳した次式で示される階段波形が得られる。

$$g(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot s_n(t - nT/M) \quad (1)$$

ただし、 $s_n(t)$ は周期 T のNRZパルスを示す。式(1)のフーリエ変換は、

$$G(f) = S(f) \sum_{n=1}^N a_n e^{-j2\pi n f T/M} \quad (2)$$

で与えられる。ここで、 $g(t) \leftrightarrow G(f)$ 、 $s_n(t) \leftrightarrow S(f)$ で、 \leftrightarrow はフーリエ変換対を意味する。低域通過フィルタの伝達特性を $H(f)$ とすれば、BTFの出力は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} X(f) &= G(f)H(f) \\ &= S(f)H(f) \sum_{n=1}^N a_n e^{-j2\pi n f T/M} \end{aligned} \quad (3)$$

仮に、 $X(f) = 0$ 、 $|f| > 1/T$ 、すなわち $1/T$ 以下に帯域制限されているとすれば、式(3)より、

$$a_n = \frac{T}{2M} \int_{-1/T}^{1/T} \frac{X(f)}{S(f)H(f)} e^{j2\pi n f T/M} df \quad (4)$$

が得られる。ここで、

$$\frac{X(f)}{S(f)H(f)} \equiv B(f) \leftrightarrow b(t) \quad (5)$$

と置けば

$$\begin{aligned} b(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} B(f) e^{j2\pi f t} df \\ &= \int_{-1/T}^{1/T} B(f) e^{j2\pi f t} df \end{aligned} \quad (6)$$

となる。ここで、 $B(f)$ と $b(t)$ はBTFの伝達特性とインパルス応答を意味する。式(6)に $t = nT/M$ を代入することにより、式(4)のタップ係数 a_n は次式で求まる。

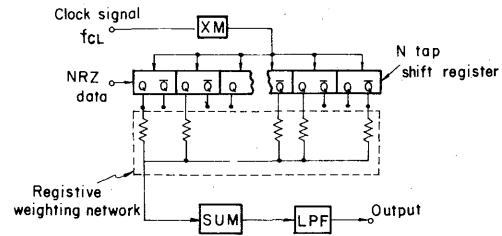


図1 バイナリ・トランスバーサルフィルタ
Fig.1-Conventional binary transversal filter.

$$a_n = T / 2M \cdot b(nT/M) \quad (7)$$

従って、タップ係数 a_n は所望のBTFインパルス応答 $b(t)$ を T/M 毎に標本化した値に比例する。

BTFの特性を劣化させる要因には、(i)矩形パルスで近似することにより生じる近似誤差、(ii)有限のタップ数で近似することによる打ち切り誤差、(iii)標本化により生じる不要な高調波成分がある⁽⁶⁾。更に現実の回路構成に付随して生じる劣化要因に、シフトレジスタの論理レベル変動や抵抗回路網の精度があげられる。仮に論理レベル変動が存在すれば、抵抗回路網を介してBTF出力に伝搬し理想の波形応答から偏移させ、符号間干渉特性及びスペクトル特性を劣化させる⁽⁸⁾。

3 新しいBTFの構成

抵抗回路網を重み付け回路とする従来のBTFには、前章で述べた現実の回路に付随して生じる劣化要因が存在する。多値信号の高精度なスペクトル整形に際して、この種の劣化要因はできる限り取除くことが望ましい。

無線通信の分野では、特に送信スペクトルの帯域外減衰量[†]を十分確保することが隣接チャネル間隔を小さく設計するために重要である。BTFでは標本化操作により、標本周波数を中心として高調波が発生する。高調波成分は低域通過フィルタにより取除くことができるが、標本周波数がシフトレジスタの動作速度に制限されて十分高くとれない場合には、基本波と高調波が接近するため高次の低域通過フィルタが必要となる。これは所要の特性を得ることが困難となったり、BTFの有する特長が失われることを意味する。

高速化、多値化に伴ない生じる問題を克服するため、以下に新しいBTFの構成法を示す。

† 式(2)の分子に示すナイキスト帯域外への漏洩電力

3.1 2値信号に対するスペクトル整形

抵抗回路網をPROMとD/A変換器に置換した新しいBTFの構成を図2に示す。同図(a)のPROMはタップ数 N に対応した 2^N のアドレスを有し、各アドレスには所望のインパルス応答の T/M 毎のサンプル値を加算して得られる K ビットのデジタル信号が記憶されている。D/A変換器は、 K ビットのデジタル信号により近似階段波形を T/M 毎に出力する。

本回路構成によれば、アナログ回路に起因する付随的な劣化を排除することができる。また、PROMはその記憶内容を書換えるだけで種々の伝送系に適應できること、従来のBTFではシフトレジスタの Q 、 \bar{Q} 両端子が必要であったものを一方のみで済ますことができる等の特長を有する。しかし、本回路はいくつかの欠点をもっている。すなわち、タップ数が増加するとメモリ容量は2のべき乗で増加すること、PROM、D/A変換器及びシフトレジスタは入力データの M 倍の速度で動作しなければならないことである。

上記の欠点を改良した回路構成を同図(b)に示す。本回路は標本周波数が入力データの4倍の場合を示しており、分岐された4系列の入力データは位相が $\pi/2$ 毎に異なるクロック信号で標本化される。各系列のタップ数は(a)の $1/4$ であるため、メモリ容量は 2^N から $2^{N/4}$ へと大幅に減少でき、更にBTFを構成する要素は入力データの等速度で動作すればよい。

各D/A変換器の出力は以下の式で与えられる。

$$g_1(t) = \sum_{n=1}^{N/4} a_{4n-3} \cdot S[t - (4n-3)T/4] \quad (0 \text{ 相}) \quad (8)$$

$$g_2(t) = \sum_{n=1}^{N/4} a_{4n-2} \cdot S[t - (4n-2)T/4] \quad (\pi/2 \text{ 相}) \quad (9)$$

$$g_3(t) = \sum_{n=1}^{N/4} a_{4n-1} \cdot S[t - (4n-1)T/4] \quad (\pi \text{ 相}) \quad (10)$$

$$g_4(t) = \sum_{n=1}^{N/4} a_{4n} \cdot S[t - 4nT/4] \quad (3\pi/2 \text{ 相}) \quad (11)$$

各々を位相関係を保ったまま加算して、BTFの出力は次式で与えられる。

$$g(t) = \sum_{i=1}^4 g_i(t) \quad (12)$$

式(12)のフーリエ変換を求めると次式を得る。

$$G(f) = \sum_{i=1}^4 G_i(f) \\ = S(f) \sum_{n=1}^N a_n e^{-j2\pi n f T/4} \quad (13)$$

式(2)に $M=4$ を代入して式(13)と比較すれば、回路構成(b)は(a)の $M=4$ と等価であることが証明される。

図2(c)はクロック信号の $\pi/2$ 移相器を不要にし、

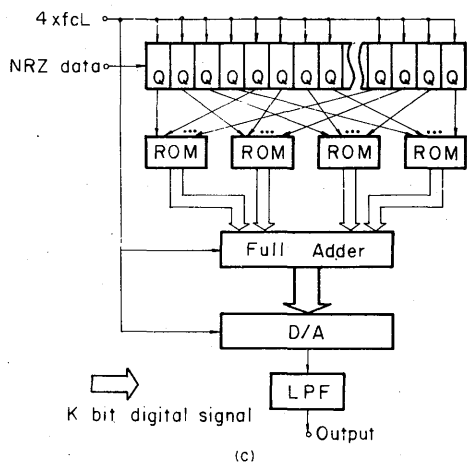
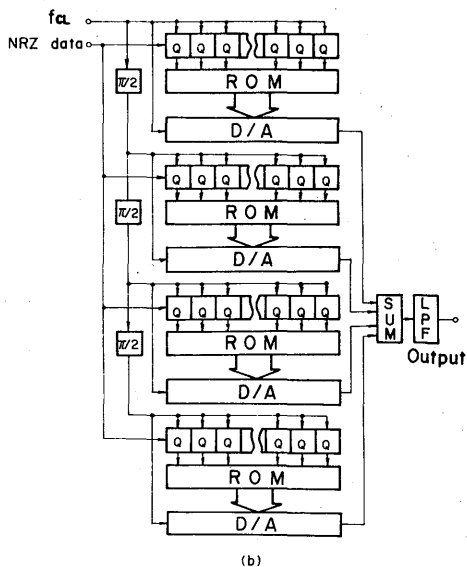
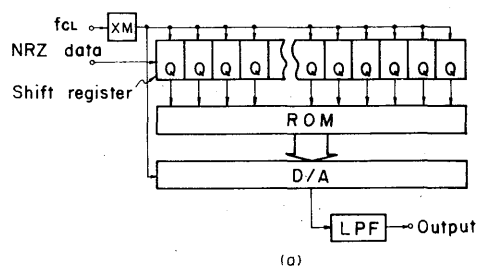


図2 新BTFの構成
Fig. 2-New binary transversal filters.

かつ4個のD/A変換器を全加算器と1個のD/A変換器で置換した構成である。ここで、PROM以外はクロック周波数の4倍で動作する必要がある。本構成は、タップを $(M-1)$ 個おきに組合せてPROMに入力さ

せるため、 $\pi/2$ の位相関係が精度よく保たれる。また、全デジタル回路で構成できるため劣化要因が少ないという利点がある。

3.2 多値信号への応用

多値信号のスペクトル整形に図2の回路構成を応用することは容易である。図3は、図2(b)を適用した4値信号を得る回路で、1つの相について示してある。2系列の独立のデータ列は、それぞれシフトレジスタを介して同一のメモリ内容を有するPROMに入力する。PROMの出力は全加算器により振幅比が2:1となるように1桁ずらせて加算され、図2で用いたものより1ビット大きなD/A変換器で4値信号が得られる。

以上述べたように、新BTFは(i)アナログ回路に付随して生じる劣化要因を取除くことができる、(ii)高速・多値信号のスペクトル整形に応用できる、(iii)種々の伝送系に容易に適応できる、等の特長を有している。

4 BTFの設計

1キャリア当り12.5MBの符号速度を有する16QAMマルチキャリア方式に新BTFを適用する。与えられたフィルタ系を図4に示す。総合の伝送特性は、C点においてロールオフ率0.5を満足するナイキスト系である。従って、A点におけるインパルス応答は後続の

フィルタを前置等化した特性として設計する。

BTFへの要求特性は、(1)B点における帯域外減衰量45dB以上、(2)C点における4値信号の符号間干渉8%以下とし、これらを設計目標とした。

4.1 標本化速度

BTF出力の低域通過フィルタは高調波を除去するために用いられる。仮に標本化速度が低ければ、十分な選択度を得るために高次のフィルタが必要となる。高速に標本化すれば簡単な低域通過フィルタで十分であるが、BTFの動作速度が上り、好ましくない。標本化速度は、使用するICの動作速度や回路規模等の工学的見地から、入力データの4倍の速度とする。

クロック周波数($1/T$)で正規化した3dB帯域幅 $BT=3.0$ の4次バターワースフィルタは、 $4/T$ 付近の高調波成分を約30dB減衰させる。更に、BTF出力は入力NRZパルスのスペクトルが乗算される(式(3))ため、その高調波成分は総合50dB以上減衰する。

4.2 タップ係数と所要タップ数

図4のC点でナイキスト波形を得るためのBTF伝達関数 $B(f)$ は次式で与えられる。

$$B(f) = X(f) / \left\{ S(f) \cdot \prod_{i=1}^3 H_i(f) \right\} \quad (14)$$

ここで、

$$X(f) = \begin{cases} T & \dots 0 \leq fT \leq \frac{1}{2}(1-\alpha) \\ \frac{T}{2} \left[1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha} (2fT-1) \right] & \dots \frac{1}{2}(1-\alpha) \leq fT \leq \frac{1}{2}(1+\alpha) \\ 0 & \dots \frac{1}{2}(1+\alpha) \leq fT \leq T \end{cases} \quad (15)$$

α : ロールオフ率

$$S(f) = T \sin \pi fT / \pi fT \quad (16)$$

$$H_1(f) = 1 / \{ 1 + j\sqrt{2}(2+\sqrt{2})x - (2+\sqrt{2})x^2 - j\sqrt{2}(2+\sqrt{2})x^3 + x^4 \} \quad (17)$$

($x = 2fT/BT$, 4次バターワース $BT=3.0$)

$$H_2(f) = 1 / \{ 1 + j\sqrt{2}(1+\sqrt{3})x - 2(2+\sqrt{3})x^2 - j\sqrt{6}(2+\sqrt{3})x^3 + 2(2+\sqrt{3})x^4 + j\sqrt{2}(1+\sqrt{3})x^5 - x^6 \} \quad (18)$$

($x = 2fT/BT$, 6次バターワース $BT=1.4$)

$$H_3(f) = 945 / (945 + j945 - 420x^2 - j105x^3 + 15x^4 + jx^5) \quad (19)$$

($x = 2.427411 \cdot 2fT/BT$, 5次トムソン $BT=1.0$)

タップ係数 a_n は次式の如く式(7)に $M=4$ を代入して

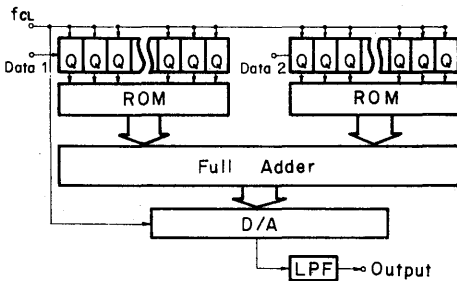


図3 4値BTF(0相)

Fig.3-Generation of 4-level signals (0 phase).

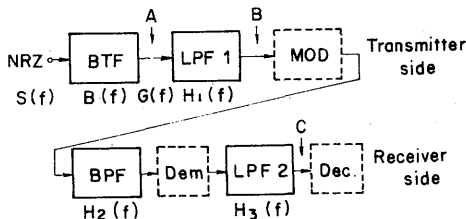


図4 フィルタ系の構成

Fig.4-Filter chain configuration.

求まる。

$$a_n \propto b(nT/4) \quad (20)$$

上式は標本化の間隔を示しているだけで位相情報は無い。有限のタップで標本化する場合、最適初期位相の求め方は、任意の単一パルス応答を矩形の窓関数で打ち切った時、最も忠実に原信号を再現する窓関数の位置を求める問題に帰着する。この解は別の機会に報告することとし、ここでは計算機により図4のC点において符号間干渉が最小となる初期位相を見出しタップ係数を求めた（付録）。

矩形の窓関数がたたみ込まれることにより生じる打ち切り誤差は帯域外減衰特性を劣化させる。BTF出力の電力スペクトル $P(f)$ は、式(2)と $H_1(f)$ により次式で与えられる。

$$P(f) = \left| S(f) H_1(f) \sum_{n=1}^N a_n e^{-j \frac{n\pi f T}{2}} \right|^2 \quad (21)$$

図5はBTF高調波除去フィルタ出力（図4点B）の電力スペクトルである。ここで、帯域外減衰特性として次式に示す漏洩電力比 ρ を定義する。

$$\rho = -10 \log \frac{\int_{\frac{1}{2}(1+\alpha)}^{\infty} P(f) df}{\int_0^{\frac{1}{2}(1+\alpha)} P(f) df} \quad (\text{dB}) \quad (22)$$

標本周波数 $4/T$ 、36タップのBTFで $\rho = 49.6 \text{ dB}$ の帯域外減衰特性が得られた。

符号間干渉は付録に示すアイパターン法により求め、2値信号で0.53%が得られた。16QAM信号では2値信号の場合の3倍で1.6%となる。

4.3 D/A変換器の所要量子化精度

D/A変換器の分解能は抵抗回路網を用いるBTF

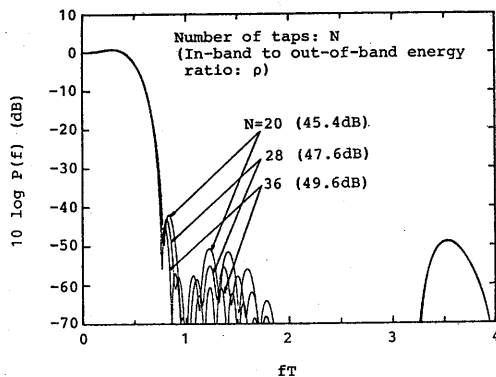


図5 BTF高調波除去フィルタ出力の電力スペクトル
Fig. 5-BTF output power spectral density.

の抵抗精度に相当する。分解能が十分でない場合には、量子化誤差によりスペクトルやアイパターンが劣化する。図6は36タップのBTF出力における電力スペクトルで、D/A変換器の各ビット数に対し符号間干渉が最小となるタップ係数について示している。図7はアイパターンから求めた最悪符号間干渉で、4値信号の場合はたて軸を3倍して得られる。

K ビットのD/A変換器は、タップ重みの組合せから生じる最大の振幅を供給可能でなければならない。最大、最小振幅はそれぞれ $\sum_{n=1}^{N/4} |a_n|$ 、 $-\sum_{n=1}^{N/4} |a_n|$ で与えられるため、タップ係数の分解能 α は次式で求まる。

$$\alpha = 2 \sum_{n=1}^{N/4} |a_n| / (2^k - 1) \quad (23)$$

従って、タップ数 N が大きくなるにつれて分解能が低下し、 $K=8,7$ では符号間干渉特性が劣化する傾向が

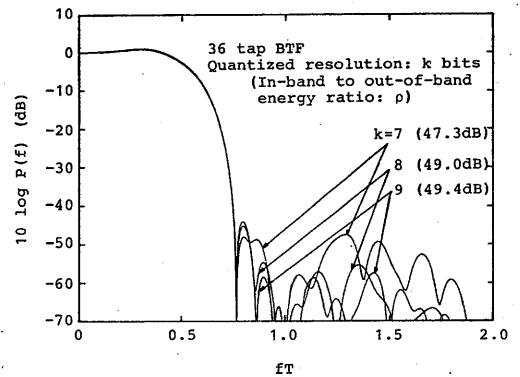


図6 BTF高調波除去フィルタ出力の電力スペクトル（量子化誤差による劣化）

Fig. 6-BTF output power spectral density (degradation due to quantization error).

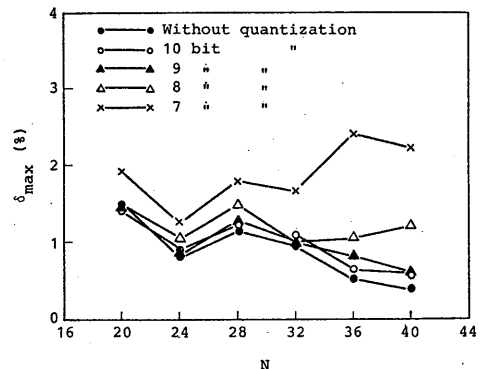


図7 N タップBTFの符号間干渉特性
Fig. 7-Intersymbol interference of N tap BTF.

みられる。また、波形応答の計算はFFT法で行っているため、時間軸上の量子化による最適識別点（最大アイ・オーバーチャ）の偏移、FFTの誤差等が存在し、Nの小さな領域で符号間干渉の逆転現象が生じている。

しかしながら、図6,7の結果から9ビットのD/A変換器により、4値信号で49.4 dBの帯域外減衰量、3%以下の符号間干渉特性を得ることができる。

4.4 許容クロック位相誤差

図2(b)において $\pi/2$ 移相器が θ ラジアン位の位相誤差を有する場合、BTF出力のスペクトル $G(f)$ は式(12)を次式のように変形して求めることができる。

$$G(f) = S(f) \left[\sum_{n=1}^{N/4} a_{4n-3} e^{-j2(4n-3)\pi fT/4} \right.$$

$$\left. + e^{-j\theta fT} \sum_{n=1}^{N/4} a_{4n-2} e^{-j2(4n-2)\pi fT/4} + e^{-j2\theta fT} \sum_{n=1}^{N/4} a_{4n-1} \cdot e^{-j2(4n-1)\pi fT/4} + e^{-j3\theta fT} \sum_{n=1}^{N/4} a_{4n} e^{-j2 \cdot 4n\pi fT/4} \right] \quad (24)$$

クロック信号の位相偏移は近似階段波形を理想の位置から偏移させ、等価的な標本誤差を生じさせる。

クロック位相誤差を有するBTFの電力スペクトルは式(24)を用いて求める。最適化を図った36タップ、9ビットA/D変換器で構成されるBTFの電力スペクトルを図8に示す。また、その時の符号間干渉特性を図9に示す。この結果、要求条件を満足するためのクロック位相誤差の許容値は ± 1 degであることが明らかとなった。

5. 実験結果

1.25MB 4値ナイキスト波形を得るため、前章で述べた方法に従いBTFを設計した。新BTFは図2(b)に示す形式を用い、9タップのシフトレジスタ、 $2^9 \times 9$ ビットのPROM、9ビットのA/D変換器それぞれ4組と $\pi/2$ 移相器、抵抗加算器により構成した。PROMには最適設計されたタップ係数が9タップのパターンに対応して9ビットのデジタル信号に変換されてプログラムされている。各番地のメモリ内容はD/A変

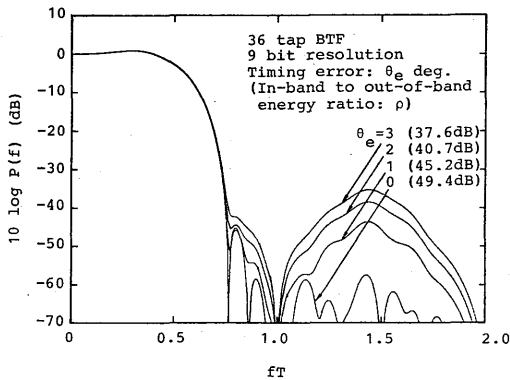


図8 BTF高調波除去フィルタ出力の電力スペクトル（クロック位相誤差による劣化）

Fig.8-BTF output power spectral density (degradation due to timing error).

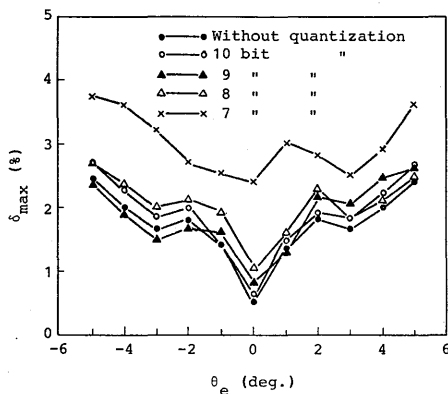
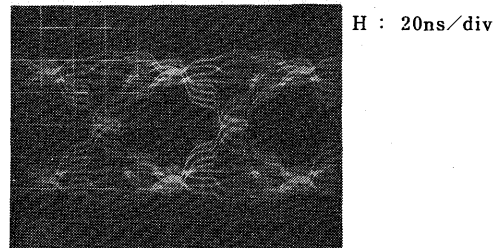
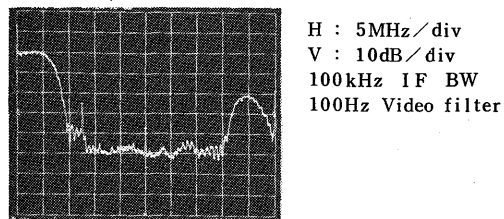


図9 タイミング誤差による符号間干渉劣化特性（36tap BTF）

Fig.9-Performance degradation due to timing error (36 tap BTF).



(a) Eye pattern



(b) Power spectral density

図10 BTF加算器出力のアイパターンと電力スペクトル

Fig.10-The eye pattern and power spectral density at the output of the BTF summing network.

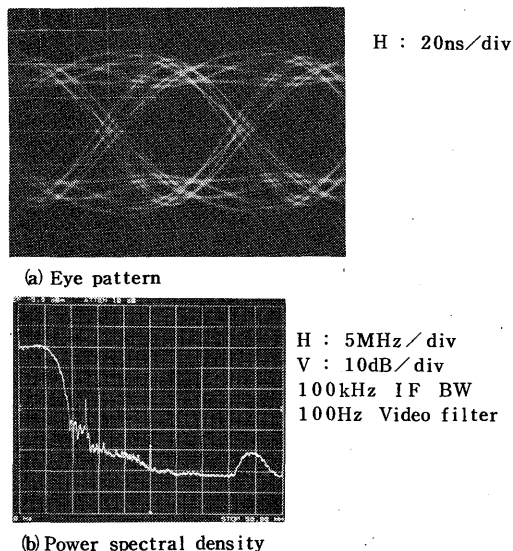


図 11 高調波除去フィルタ出力のアイパターンと電力スペクトル

Fig.11-The eye pattern and power spectral density at the output of the BTF.

換器に送られ、9ビット精度のアナログ波形が得られる。なお、対象は図4に示す16QAMマルチキャリア方式の伝送系である。

図10に各D/A変換器出力を加算した後のアイパターンと電力スペクトルを示す。 $\pi/2$ 毎に位相の偏移した4系列のクロックで標本化することにより等価的に4倍のクロック周波数で標本化したものが得られることがわかる。図11は高調波除去フィルタ $H_1(f)$ 出力を示し、帯域外減衰量45dB以上が得られている。図12は受信フィルタ $H_3(f)$ 出力で、4値信号は図2(b)の回路構成2組により得ている。4値信号のアイパターンより、約8%の符号間干渉が得られた。

以上の実験データは全く無調整で得られた特性であり、デジタル回路で構成した特長を表わしている。また、伝送路を構成するアナログフィルタの実際の特性を設計値として用いれば、更に優れた特性を得ることができる。

6. む す び

スペクトルの利用効率を高めることが重要な高速の無線通信において、高精度のスペクトル整形が可能なバイナリ・トランスバーサルフィルタの種々の構成法、設計法及び実験結果について述べた。

提案したBTFは、(i)従来、抵抗回路網で表わして

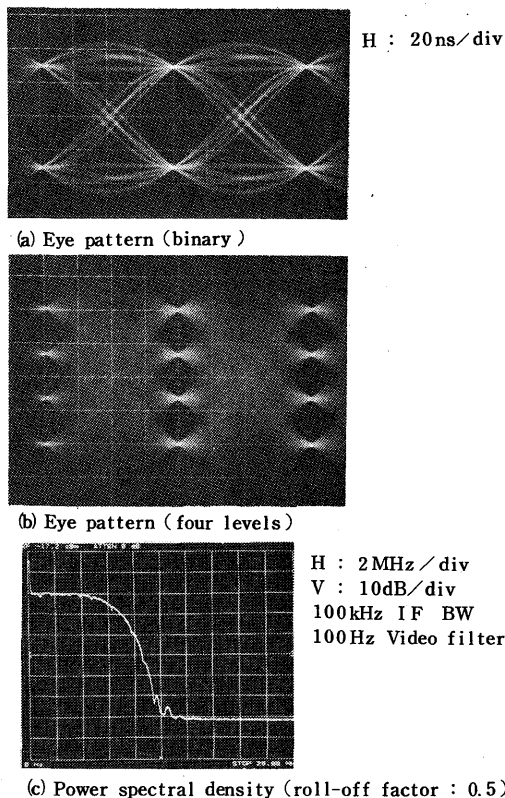


図 12 受信フィルタ出力のアイパターンと電力スペクトル
Fig.12-The eye pattern and power spectral density at the output of the receiving filter.

いた伝送系をメモリ回路で置換し、(ii)D/A変換器で重み付けを行い、(iii)高速の標本化動作を多相クロック信号により低速化し、(iv)全加算器により容易に多値信号へ応用できる、等の特徴を有している。これにより、伝送路特性の変更に対してメモリ内容を書換えるだけで柔軟に対処でき、抵抗のようなアナログ素子がないため無調整で高精度な特性を得ることができる。

本BTFは、従来の設計法に加えD/A変換器の所要精度、移相器の精度が新たに考慮すべき要因となる。伝送系として、16QAMマルチキャリア方式を例にとり、それらの与える影響を計算機シミュレーションにより解析した。その結果、9ビット精度で十分目標の特性が得られること、クロック位相誤差による劣化が厳しく各移相器は $\pm 1^\circ$ の精度が要求されることが明らかとなった。

最後に、設計したBTFで1.25MB4値ナイキスト波形(ロールオフ率0.5)を実現し、帯域外減衰量45dB以上、符号間干渉約8%の良好な特性を得た。

謝辞 日頃御指導頂く横須賀電気通信研究所無線伝送研究室、小倉山室長ならびに御討論頂いた研究室諸兄に感謝致します。

文 献

- (1) Yamamoto, H.: "Advanced 16-QAM Techniques for Digital Microwave Radio", IEEE Trans. Commun. Mag., 19, 3, pp. 36-45(1981).
- (2) Saito, Y., Morita, K. and Yamamoto, H.: "5L-D1 Digital Radio System", IEEE ICC'82, 2B.1.1~2B.1.7(1982).
- (3) Noguchi, T., et al.: "6GHz-135MBPS Digital Radio System with 64 QAM Modulation", IEEE ICC'83, F2. 4. 1~F2. 4. 6(1983)
- (4) Spaulding, D.A.: "Synthesis of Pulse-shaping Networks in the Time Domain", Bell Syst. Tech. J., 48, pp. 2425-2444(Sept.1969).
- (5) Voelcker, H.B.: "Generation of Digital Signaling Waveforms", IEEE Trans. Commun., COM-16, 1, pp. 81-93(Feb.1968).
- (6) Van Gerwen, P. J. and Van Der Wurff, P.: "Data Modems with Integrated Digital Filters and Modulators", IEEE Trans. Commun., COM-18, 3, pp. 214-222(June 1970).
- (7) Hill, F.S. and Lee, M.U.: "PAM Pulse Generation Using Binary Transversal Filters", IEEE Trans. Circuits & Syst., CAS-21, pp. 480-489(July 1974).
- (8) 斎藤, 森田, 堀川, 中島: "LSIを用いた16QAM用50MBロールオフフィルタ", 信学技報, CS81-6(1981-04).
- (9) Yoshida, T., Komaki, S. and Morita, K.: "System Design and New Techniques for an Over-Water 100Km Span Digital Radio", IEEE ICC'83, C2.7.1~C2.7.7(1983).

付 録

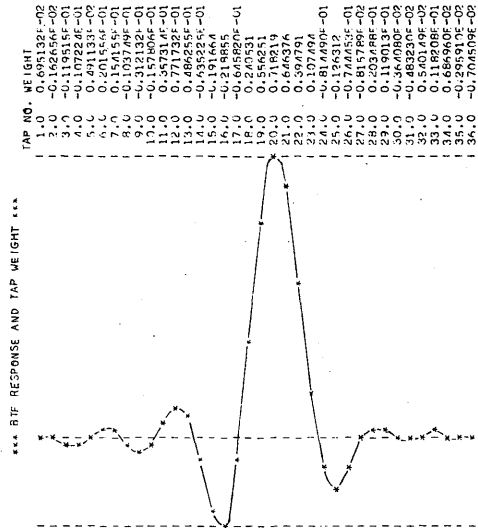
タップ係数の最適化

有限のタップ数で標準化する場合、所望インパルス応答の打ち切り誤差により符号間干渉が生じるが、標準化の初期位相で近似精度が異なるため、符号間干渉が最小となる初期位相が存在する。これを求めるため、まず任意の位相に対し式(20)より $a_n = b(nT/4 + \theta_0)$ としてタップ係数を決め、BTF出力のスペクトル $G(f)$ を式(2)より求める。次に式(A・1)で与えられる受信点での単一パルス応答をFFTにより求める。

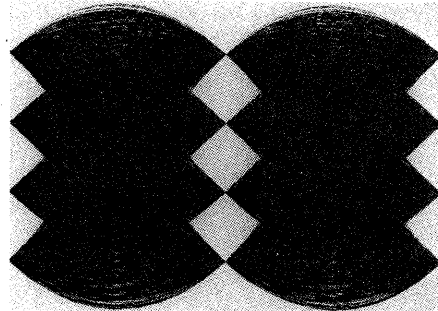
$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) \prod_{i=1}^3 H_i(f) e^{j2\pi f t} df \quad (\text{A} \cdot 1)$$

なお、単一パルス1周期を64点、全標準数4096点とするFFTを用いた。

ランダムパルス列に対する応答 $v(t)$ は、単一パルス応答と4値ランダムパルス $p(n)$ を用いて次式で表わす



図A・1 最小の符号間干渉を与える標本値
Fig.A・1-Optimum samples of the BTF impulse response.



図A・2 4値受信アイパターン
Fig.A・2-Received four-level eye pattern.

ことができる。

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(n)x(t+nT) \quad T: \text{クロック周期} \quad (\text{A} \cdot 2)$$

アイパターンは $v(t)$ を1周期毎ずらし、それらを重ね合わせるにより得られる。識別点 (t_0) における符号間干渉の最悪値 $\delta_{\max}(t_0)$ は、

$$\delta_{\max}(t_0) = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |x(t_0+nT)| \quad (\text{A} \cdot 3)$$

で与えられる。初期位相 θ_0 を1標本値ずつシフトさせ、本ルーチンを繰返すことにより符号間干渉が最小となる初期位相を見出す。図A・1は最小の符号間干渉を与える標本値、図A・2は受信アイパターンである。本文で示した符号間干渉特性は n を7としたもので、15段のPNパルス列で得られるランダム性に等しい。

(昭和58年9月29日受付)