

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4103701号
(P4103701)

(45) 発行日 平成20年6月18日(2008.6.18)

(24) 登録日 平成20年4月4日(2008.4.4)

(51) Int.Cl.	F 1		
H04J 11/00	(2006.01)	H04J 11/00	Z
H04L 5/22	(2006.01)	H04L 5/22	
H04J 3/00	(2006.01)	H04J 3/00	Y

請求項の数 3 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2003-190804 (P2003-190804)
(22) 出願日	平成15年7月3日(2003.7.3)
(62) 分割の表示	特願2000-181716 (P2000-181716) の分割
原出願日	平成10年10月8日(1998.10.8)
(65) 公開番号	特開2004-7755 (P2004-7755A)
(43) 公開日	平成16年1月8日(2004.1.8)
審査請求日	平成17年9月28日(2005.9.28)

(73) 特許権者	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(74) 代理人	100113077 弁理士 高橋 省吾
(74) 代理人	100112210 弁理士 稲葉 忠彦
(74) 代理人	100108431 弁理士 村上 加奈子
(74) 代理人	100128060 弁理士 中鶴 一隆
(72) 発明者	松本 渉 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】通信装置および通信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第1のデータおよび当該第1のデータ以外のデータである第2のデータを通信する通信装置において、

所定周期で発生する干渉ノイズに基づいてその各所定周期毎にデータ送信に適した期間と当該データ送信に適した期間以外の期間とが設定されるとともに、

前記第1のデータについては、前記干渉ノイズの発生所定周期毎に各所定周期内で送信すべき前記第1のデータを、それぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に送信するようにピット割り当てが行われ、前記第2のデータについては、前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかった部分にピット割り当てが行われて送信されたデータを受信し、

この受信したデータのうちそれぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に割り当てられた前記第1のデータに基づいて各所定周期内で受信すべき前記第1のデータを再生し、

前記受信したデータのうち前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかった部分に割り当てられた前記第2のデータに基づいて前記第2のデータを再生する通信装置。

【請求項 2】

第1のデータおよび当該第1のデータ以外のデータである第2のデータを通信する通信

方法において、

所定周期で発生する干渉ノイズに基づいてその各所定周期毎にデータ送信に適した期間と当該データ送信に適した期間以外の期間とが設定されるとともに、

前記第1のデータについては、前記干渉ノイズの発生所定周期毎に各所定周期内で送信すべき前記第1のデータを、それぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に送信するようにビット割り当てが行われ、前記第2のデータについては、前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかった部分にビット割り当てが行われて送信されたデータを受信し、

この受信したデータのうちそれぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に割り当てられた前記第1のデータに基づいて各所定周期内で受信すべき前記第1のデータを再生し、

前記受信したデータのうち前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかった部分に割り当てられた前記第2のデータに基づいて前記第2のデータを再生する通信方法。

【請求項3】

遅延時間を迎えて通信することが要求される第1のデータおよび当該第1のデータ以外のデータである第2のデータを通信する通信方法において、

所定周期で発生する干渉ノイズに基づいて当該所定周期内でデータ送信に適した期間を設定するとともに、

前記第1のデータについては、前記干渉ノイズの発生所定周期毎に、当該所定周期1周期内で送信すべき前記第1のデータを、当該所定周期1周期内における前記データ送信に適した期間に送信するようにビット割り当てを行い、

前記第2のデータについては、前記データ送信に適した期間における前記第1のデータが割り当てられなかった部分にビット割り当てを行い送信する通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、電話線を介し複数のデータ通信装置間で例えばディスクリートマルチトーン変復調方式によりデータ通信を行うようにした通信装置および通信方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年、有線系デジタル通信方式として、既設の電話用銅線ケーブルを使用して数メガビット/秒の高速デジタル通信を行うA D S L (Asymmetric Digital Subscriber Line) 通信方式や、H D S L (high-bit-rate Digital Subscriber Line) 通信方式、S D S L 等のX D S L 通信方式が注目されている。これに用いられているX D S L 通信方式は、D M T (Discrete MultiTone) 変復調方式と呼ばれている。この方式は、A N S I のT1.413 等において標準化されている。

このデジタル通信方式では、特に、X D S L 伝送路と、半二重通信方式のI S D N 通信システムのI S D N 伝送路とが途中の集合線路で束ねられる等して隣接する場合等に、X D S L 伝送路を介したX D S L 通信がI S D N 伝送路等の他回線から干渉ノイズを受けて、速度が落ちる等の問題が指摘されており、種々の工夫がされている。

【0003】

図14は、中央局(C O : Central Office)1からのI S D N 伝送路2と、X D S L 伝送路であるA D S L 伝送路3とが途中の集合線路で束ねられている等の理由で、I S D N 伝送路2がA D S L 伝送路3に与える干渉ノイズの様子を示したものである。

ここで、A D S L 通信システム側の端末側の通信装置であるA D S L 端末側装置(A T U - R ; A D S L Transceiver Unit, Remote Terminal end)4から見た場合、I S D N 伝送システム側の局側装置(I S D N L T)7がA D S L 伝送路3を通し送信してくる干渉

10

20

30

40

50

ノイズをF E X T(Far-end cross talk)ノイズと呼び、I S D N 伝送システム側の端末装置(I S D N N T 1)6がA D S L 伝送路3を通し送信してくる干渉ノイズをN E X T(Near-end cross talk)ノイズと呼ぶ。これらのノイズは、特に、途中で集合線路等になりA D S L 伝送路3と隣接することになるI S D N 伝送路2との結合によりA D S L 伝送路3を介しA D S L 端末側装置(A T U - R)4に伝送される。

なお、A D S L 通信システム側の局側装置であるA D S L 局側装置(A T U - C; A D S L Transceiver Unit,Central Office end)5から見た場合には、A D S L 端末側装置(A T U - R)4から見た場合と逆となり、I S D N 伝送システム側の局側装置(I S D N L T)7が送信してくる干渉ノイズがN E X Tノイズとなり、I S D N 伝送システム側の端末装置(I S D N N T 1)6が送信してくる干渉ノイズがF E X Tノイズとなる。

10

【0 0 0 4】

ここで、例えば米国のI S D N 通信システムでは、上り、下りの伝送が全2重伝送であり、同時に行われるため、A D S L 端末側装置(A T U - R)4から見た場合、よりA D S L 端末側装置(A T U - R)4に近いI S D N 伝送システム側の端末装置(I S D N N T 1)6から発生したN E X Tノイズが支配的、すなわち大きな影響を与えることになる。

【0 0 0 5】

このため、A D S L 端末側装置4に設けられるA D S L モデム(図示せず)のトレーニング期間に、この影響の大きいN E X Tノイズ成分の特性を測定し、そのノイズの特性に合った各チャネルの伝送ビット数とゲインを決めるビットマップを行い、かつ伝送特性を改善できるように、例えば、時間領域の適応等化処理を行うタイムドメインイコライザー(T E Q; Time domain Equalizer)、および周波数領域の適応等化処理を行うフレケンシードメインイコライザー(F E Q; Frequency domain Equalizer)の係数を収束させて決定し、T E Q及びF E Qそれぞれについて、N E X Tノイズ用の係数テーブルを1セットずつ設けるようしている。

20

【0 0 0 6】

しかし、上述したようなディジタル通信装置の場合にはこれで問題は生じないが、日本等では、すでに既存のI S D N 通信方式として上り、下りのデータ伝送がいわゆるピンポン式に時分割で切り替わる半二重通信のT C M - I S D N 方式を採用しているので、集合線路等により半二重伝送路と他の伝送路とが隣接していると、半二重伝送路からのN E X TノイズおよびF E X Tノイズが交互に半二重伝送路に隣接した他の伝送路に接続された通信端末に影響を与えることになる。

30

【0 0 0 7】

このため、日本のA D S L 方式では、T C M - I S D N 干渉ノイズのF E X T区間、N E X T区間に応じて、ビットマップを切り替える方式を提案している。("G.lite: Proposal for draft of Annex of G.lite", ITU-T, SG-15, Waikiki, Hawaii 29 June-3 July 1998, Temporary Document WH-047)

図15に、上記の方式を採用するディジタル通信装置が使用されたディジタル通信システムの概要を示す。

図15において、1 1はT C M - I S D N 通信やA D S L 通信等を制御等する中央局(C O: Central Office)、1 2はT C M - I S D N 通信を行うためのT C M - I S D N 伝送路、1 3はA D S L 通信を行うためのA D S L 伝送路、1 4はA D S L 伝送路1 3を介し他のA D S L 端末側装置(図示せず)とA D S L 通信を行う通信モジュール等のA D S L 端末側装置(A T U - R; A D S L Transceiver Unit, Remote Terminal end)、1 5は中央局1 1内でA D S L 通信を制御するA D S L 局側装置(A T U - C; A D S L Transceiver Unit, Central Office end)、1 6はT C M - I S D N 伝送路1 2を介し他のT C M - I S D N 端末側装置(図示せず)とT C M - I S D N 通信を行う通信モジュール等のT C M - I S D N 端末側装置(T C M - I S D N N T 1)、1 7は中央局1 1内でT C M - I S D N 通信を制御するT C M - I S D N 局側装置(T C M - I S D N L T)、1 8はT C M - I S D N 局側装置(T C M - I S D N L T)1 7とA D S L 局側装置(A T U - C)1 5

40

50

との間でそれぞれの通信の同期をとる同期コントローラである。なお、この同期コントローラ 18 は、T C M - I S D N 局側装置(T C M - I S D N L T)17、もしくはA D S L 局側装置(A T U - C)15 内に設けられていても良い。

【 0 0 0 8 】

なお、上述したように、A D S L 端末側装置(A T U - R)14 から見た場合には、図 15 に示すように、遠半二重通信装置となるT C M - I S D N 局側装置(T C M - I S D N L T)17 が集合線路等により隣接したT C M - I S D N 伝送路 12 およびA D S L 伝送路 13 を介し送信してくる干渉ノイズを“F E X T ノイズ”と呼ぶ一方、近半二重通信装置となるT C M - I S D N 端末側装置(T C M - I S D N N T 1)16 が集合線路等により隣接したT C M - I S D N 伝送路 12 およびA D S L 伝送路 13 を介し送信してくる干渉ノイズを“N E X T ノイズ”と呼ぶ。
10

これに対し、A D S L 局側装置(A T U - C)15 から見た場合には、A D S L 端末側装置(A T U - R)14 から見た場合と逆となり、近半二重通信装置となるI S D N 伝送システムの局側装置(I S D N L T)17 が送信してくる干渉ノイズがN E X T ノイズとなり、遠半二重通信装置となるI S D N 伝送システムの端末装置(I S D N N T 1)16 が送信してくる干渉ノイズがF E X T ノイズとなる。

【 0 0 0 9 】

図 16 は、デジタル通信装置におけるA D S L 局側装置(A T U - C; A D S L Transceiver Unit, Central Office end)15 の通信モデム等の送信部ないしは送信専用機(以下、送信系という)の構成を機能的に示している。また図 17 は、デジタル通信装置におけるA D S L 端末側装置(A T U - R)14 の通信モデム等の受信部ないしは受信専用機(以下、受信系という。)の構成を機能的に示している。
20

【 0 0 1 0 】

図 16において、41 はマルチプレックス/シンクコントロール(Mux/Sync Control)、42、43 はサイクリックリダンダンシィチェック(crc)、44、45 はスクランブル・フォワードエラーコレクション(Scram and FEC)、46 はインターリープ、47、48 はレートコンバータ(Rate-Convertor)、49 はトンオーダリング(Tone ordering)、50 はコンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング(Constellation encoder and gain scaling)、51 は逆離散フーリエ変換部(IDFT)、52 は入力パラレル/シリアルバッファ(Input Parallel/Serial Buffer)、53 はアナログプロセッシング・D / A コンバータ(Analog Processing and DAC)である。
30

【 0 0 1 1 】

図 17において、141 はアナログプロセッシング・A / D コンバータ(Analog Processing And ADC)、142 はタイムドメインイコライザ(TEC)、143 は入力シリアル/パラレルバッファ、144 は離散フーリエ変換部(DFT)、145 は周波数ドメインイコライザ(FEQ)、146 はコンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング(Constellation encoder and gain scaling)、147 はトンオーダリング(Tone ordering)、148、149 はレートコンバータ(Rate-Convertor)、150 はディンターリープ(Deinterleave)、151、152 はデスクランブル・フォワードエラーコレクション(Desram and FEC)、153、154 はサイクリックリダンダンシィチェック(crc)、155 はマルチプレックス/シンクコントロール(Mux/Sync Control)である。
40

【 0 0 1 2 】

次に動作を説明する。

まず、A D S L 局側装置(A T U - C)15 の送信系の動作を説明すると、図 16において送信データをマルチプレックス/シンクコントロール(Mux/Sync Control)により多重化し、サイクリックリダンダンシィチェック 42、43 により誤り検出用コードを付加し、フォワードエラーコレクション 44、45 でF E C 用コードの付加およびスクランブル処理し、場合によってはインターリープ 46 をかける。その後、レートコンバーター 47、48 でレートコンバート処理し、トンオーダリング 49 でトンオーダリング処理し、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング 50 によりコンステレーションデータを作
50

成し、逆離散フーリエ変換部 51 にて逆離散フーリエ変換し、D/A コンバータを通してディジタル波形をアナログ波形に変換し、続いてローパスフィルタをかける。

【0013】

一方、ADSL 端末側装置 (ATU-R) 14 の受信系の動作を説明すると、図 17においてアナログプロセッシング・A/D コンバータ 141 が受信信号に対しローパスフィルタをかけ、A/D コンバータを通してアナログ波形をディジタル波形に変換し、続いてタイムドメインイコライザ (TEQ) 142 を通して時間領域の適応等化処理を行う。

次に、その時間領域の適応等化処理がされたデータは、入力シリアル / パラレルバッファ 143 を経由して、シリアルデータからパラレルデータに変換され、離散フーリエ変換部 (DFT) 144 で離散フーリエ変換され、周波数ドメインイコライザ (FEQ) 145 により周波数領域の適応等化処理が行われる。10

そして、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング 146 によりコンステレーションデータを再生し、トンオーダリング 147 でシリアルデータに変換し、レートコンバーター 148、149 でレートコンバート処理し、デスクランブル・フォワードエラーコレクション 151 で FEC やデスクランブル処理し、場合によっては、ディンターリープ 150 をかけてデスクランブル・フォワードエラーコレクション 152 で FEC やデスクランブル処理し、その後、サイクリックリダンダンシチェック 153、154 を行なって、マルチプレックス / シンクコントロール (Mux/Sync Control) 155 によりデータを再生する。

【0014】

その際、中央局 (CO) 11 では、同期コントローラ 18 が TCM-ISDN 局側装置 (TCM-ISDN LT) 17 と、ADSL 局側装置 (ATU-C) 15 との伝送のタイミングの同期をとっているので、ADSL 端末側装置 (ATU-R) 14 が、NEXT ノイズと、FEXT ノイズの発生タイミングを認識できる。20

【0015】

つまり、ADSL 端末側装置 (ATU-R) 14 は、TCM-ISDN 通信と ADSL 通信との同期により、予めタイミングがわかっている TCM-ISDN 伝送路 12 上をデータが上っている所定時間の間は、ADSL 伝送路 13 を介し受信する受信データや受信信号に NEXT ノイズが発生するものと判断する一方、同様に予めタイミングがわかっている TCM-ISDN 伝送路 12 上をデータが下っている所定時間の間は ADSL 伝送路 13 を介し受信する受信データ等に FEXT ノイズが発生することを認識できる。30

【0016】

日本のADSL 方式では、図 18 に示すように FEXT 区間、NEXT 区間それぞれに対応したビットマップ A、及びビットマップ B を割り振り、図 16 におけるレートコンバーター 148、149 において、ノイズ量の少ない FEXT 区間にはビット配分を多くし、ノイズ量の多い NEXT 区間にはビット配分を少なくする。それにより、今までの NEXT 区間のみでビット配分が決定される場合より、伝送レートを上げることができる。

【0017】

図 19 に、送信の際、均一レート (以下の計算例では 64 kbps) で入ってくるデータを、いかにビットマップ A およびビットマップ B に割り振るかを示す。まず均一のレートで送られてくるデータはシンボル単位で固定ビットが格納されていく。それをレートコンバータにより、ビットマップ A 用、ビットマップ B 用のビットに変換する。ただし、ISDN 周期が 2.5 ms に対して、送信シンボルの間隔が、246 μs の為、整数倍にならない。

そこで、図 20 に示すように 34 周期 (= 345 シンボル、85 ms) を一つの単位 (ハイパーフレーム) として、このハイパーフレーム中の FEXT 区間でシンボルが入りきるところのみをビットマップ A にし、それ以外の部分をビットマップ B とする (図中、SS、ISS は同期用の信号)。それぞれの DMT シンボルがビットマップ A に属するかビットマップ B に属するかは、以下の式によって求められる。(以下の式において DMT シンボル番号を Ndmt とする。)4050

【0018】

- ・ A T U - C から A T U - R への伝送の場合

$S = 272 \times Ndmt \bmod 2760$

if { ($S + 271 < a$) or ($S > a + b$) } then [ビットマップAシンボル]
if { ($S + 271 \geq a$) and ($S \leq a + b$) } then [ビットマップBシンボル]

ここで、 $a = 1243$, $b = 1461$

【0019】

- ・ A T U - R から A T U - C への伝送の場合

$S = 272 \times Ndmt \bmod 2760$

if { ($S > a$) and ($S + 271 < a + b$) } then [ビットマップAシンボル]
if { ($S \leq a$) or ($S + 271 \geq a + b$) } then [ビットマップBシンボル]

ここで、 $a = 1315$, $b = 1293$

【0020】

以下にビットマップAのみをデータの割り当てに使用するシングルビットマップの場合のビット割り当てを求める計算例を示す。

- ・ 1 D M T シンボルのビット数 (レートコンバート前)

= (伝送レート) × (伝送時間) / (全シンボル数 (ISS(Inverse synch symbol)、SS(Synch symbol)除く))

$$= 64 \text{ k b p s} \times 85 \text{ ms} / 340$$

$$= 16 \text{ ビット}$$

- ・ ビットマップAのビット数

= (伝送レート) × (伝送時間) / (ビットマップAのシンボル数 (ISS (Inverse synch symbol)、SS(Side A Synch symbol)除く))

$$= 64 \text{ k b p s} \times 85 \text{ ms} / 126$$

$$= 43.175$$

よってビットマップA = 44ビットとする。また、シングルビットマップ (ビットマップAのみ使用) であるためビットマップB = 0ビットとする。

【0021】

次にビットマップAとビットマップBとの両方を使用するデュアルビットマップの場合のビット割り当てを求める計算例を示す。

- ・ 1 D M T シンボルのビット数 (レートコンバート前)

= (伝送レート) × (伝送時間) / (全シンボル数 (ISS(Inverse synch symbol)、SS(Synch symbol)除く))

$$= 64 \text{ k b p s} \times 85 \text{ ms} / 340$$

$$= 16 \text{ ビット}$$

- ・ 今回の計算例ではビットマップBのビット数 = 3ビットと仮定する。

- ・ ビットマップAのビット数

= ((伝送レート) × (伝送時間) - (ビットマップBの1シンボル分のビット数) × (ビットマップBのシンボル数 (ISS(Inverse synch symbol)、SS(Side A Synch symbol)除く))) / (ビットマップAのシンボル数 (ISS(Inverse synch symbol)、SS(Side A Synch symbol)除く))

$$= (64 \text{ k b p s} \times 85 \text{ ms} - 3 \times 214) / 126$$

$$= 38.079 \text{ ビット}$$

よってビットマップA = 39ビットとする。

【0022】

このようにレートコンバータによりビット配分を変えるときは、送信側あるいは受信側のレートコンバータにおいてデータをある程度蓄積してから出力するので、レートコンバータにおける遅延時間が生じることになる。さらに、シングルビットマップでは、各ハイパーフレーム単位で、送信データをビットマップAの部分にできるだけ余すことなく割り当てるようしているため、場合によってはある周期のデータが、それより後の周期のビッ

10

20

30

40

50

トマップAの部分に割り当てられることがあり、そのデータについてはさらなる遅延時間が生じてしまう。また、デュアルビットマップの場合も、ハイパーフレームのビットマップAおよびビットマップBの部分にビットをできるだけ余すことなく割り当てるようにしているため、場合によってはある周期のデータが、それより後の周期に割り当てられることがあり、そのデータについてはさらなる遅延時間が生じてしまう。

【0023】

【発明が解決しようとする課題】

このような従来の装置では、遅延が大き過ぎるという問題があった。

【0024】

本発明はこのような問題を解決するためになされたもので、遅延を抑えることのできる通信装置および通信方法を提供することを目的とする。 10

【0025】

【課題を解決するための手段】

本発明に係る通信装置は、遅延時間を抑えて通信することが要求される第1のデータおよび当該第1のデータ以外のデータである第2のデータを通信する通信装置において、所定周期で発生する干渉ノイズに基づいてその各所定周期毎にデータ送信に適した期間と当該データ送信に適した期間以外の期間とを設定するとともに、前記第1のデータについては、前記干渉ノイズの発生所定周期毎に各所定周期内に送信すべき前記第1のデータを、それぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に送信するようにビット割り当てを行い、前記第2のデータについては、前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかった部分にビット割り当てを行い送信するものである。 20

【0026】

本発明に係る通信装置は、遅延時間を抑えて通信することが要求される第1のデータおよび当該第1のデータ以外のデータである第2のデータを通信する通信装置において、所定周期で発生する干渉ノイズに基づいてその各所定周期毎にデータ送信に適した期間と当該データ送信に適した期間以外の期間とを設定するとともに、前記第1のデータについては、前記干渉ノイズの発生所定周期毎に各所定周期内に送信すべき前記第1のデータを、それぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に送信するようにビット割り当てを行い、前記第2のデータについては、前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかった部分にビット割り当てを行い送信するものである。 30

【0027】

本発明に係る通信方法は、遅延時間を抑えて通信することが要求される第1のデータおよび当該第1のデータ以外のデータである第2のデータを通信する通信方法において、所定周期で発生する干渉ノイズに基づいてその各所定周期毎にデータ送信に適した期間と当該データ送信に適した期間以外の期間とを設定するとともに、前記第1のデータについては、前記干渉ノイズの発生所定周期毎に各所定周期内に送信すべき前記第1のデータを、それぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に送信するようにビット割り当てを行い、前記第2のデータについては、前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかった部分にビット割り当てを行い送信するものである。 40

【0028】

本発明に係る通信方法は、遅延時間を抑えて通信することが要求される第1のデータおよび当該第1のデータ以外のデータである第2のデータを通信する通信方法において、所定周期で発生する干渉ノイズに基づいてその各所定周期毎にデータ送信に適した期間と当該データ送信に適した期間以外の期間とが設定されるとともに、前記第1のデータについては、前記干渉ノイズの発生所定周期毎に各所定周期内に送信すべき前記第1のデータを、それぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に送信するようにビット割り当てが行われ、前記第2のデータについて 50

は、前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかつた部分にビット割り当てが行われて送信されたデータを受信し、この受信したデータのうちそれぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に割り当てられた前記第1のデータに基づいて各所定周期内で受信すべき前記第1のデータを再生し、前記受信したデータのうち前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかつた部分に割り当てられた前記第2のデータに基づいて前記第2のデータを再生するものである。

【0029】

【発明の実施の形態】

10

実施の形態1.

以下に本発明の一実施形態を示す。まず、遅延が抑えられるようにするために、1周期分のデータ送信時間内に1周期分の送信データを送信できるようにビット割り当てを行うようにする場合を説明する。ビット割り当ては、従来の通信装置と同様に図16におけるレートコンバータ47、48で行う。

図1にビット割り当ての概要を示す。ここでは、1周期分の均一データを1周期内でデータ送信に適した時間（例えば上述のF E X T区間に相当）であるデータ送信時間にすべて送信できるようにビットアサインする。また、データ送信時間内の送信データが割り当てられなかつた部分には、ダミーデータを割り当てて送信する。

ここで、ビットマップAのみを使用するシングルビットマップの場合のビット割り当てを求める計算例を示す。例えば1周期（2.5ms）分、すなわち10個のDMTシンボル分のデータをビットマップA（データ送信時間に入り切るシンボル）の3シンボル分に入るようなビット割り当てにし、また、ビットマップAの3シンボル目にデータの割り当たられないビットが残った場合はその部分にダミービットを割り当てる。さらに、ビットマップAが4シンボル続く場合（例えば図20の0周期目、1周期目等）にはビットマップAの4シンボル目をすべてダミービットにする。

20

つまり、ビットマップAのビット数は、以下の条件を満たす必要がある。

$$\cdot (\text{ビットマップAのビット数}) \times 3 \\ (\text{伝送レート } k \text{ b p s}) \times (1 \text{ 周期 } 2.5 \text{ ms})$$

【0030】

30

このようなビット割り当てにおける各諸元は下記のようになる（本実施の形態では上述のようにトレーニング期間に計ったS/N比に基づいて決められるADSL伝送路の伝送可能データレートが64kbpsの場合のビット割り当ての計算例を示している）。

$$\begin{aligned} & \cdot 1 \text{ DMTシンボルのビット数 (レートコンバート前)} \\ & = (\text{伝送レート}) \times (\text{伝送時間}) / (\text{全シンボル数 (ISS (Inverse synch symbol) } \\ & \text{、SS (Synch symbol) 除く)}) \\ & = 64 \text{ k b p s} \times 85 \text{ ms} / 340 \\ & = 16 \text{ ビット} \\ & \cdot \text{ビットマップAのビット数} \\ & = (1 \text{ DMTシンボルのビット数}) \times (10 \text{ 個のDMTシンボル}) / (3 \text{ シンボル分}) \\ & = 16 \times 10 / 3 \\ & = 53.33 \end{aligned}$$

よってビットマップA = 54ビットとする。

$$\begin{aligned} & \cdot \text{各周期内の3番目のビットマップAのダミービット} \\ & = (\text{ビットマップAのビット数}) \times (3 \text{ シンボル分}) - (1 \text{ DMTシンボルのビット数}) \\ & \times (10 \text{ 個のDMTシンボル}) \\ & = 54 \times 3 - 16 \times 10 \\ & = 2 \text{ ビット} \end{aligned}$$

4番目のビットマップAが存在する場合、送信ビットはすべてダミービットとする。また、シングルビットマップ（ビットマップAのみ使用）であるためビットマップB = 0ビッ

40

50

トとする。

【0031】

次にビットマップAとビットマップBとの両方を使用するデュアルビットマップの場合のビット割り当てを求める計算例を示す。ビット割り当ては、従来の通信装置と同様に図16におけるレートコンバータ47、48で行う。

図2にビット割り当ての概要を示す。ここでは、遅延が抑えられるようにするために、1周期分の均一データを1周期内のデータ送信に適した時間（例えば上述のF E X T区間に相当）であるデータ送信時間とこのデータ送信時間以外の時間（例えば上述のN E X T区間に相当）である準データ送信時間にビット割り当てを行う。また、データ送信時間内及び準データ送信時間のうち、送信データが割り当てられなかった部分にはダミーデータを割り当てて送信する。

例えば1周期（2.5ms）分、すなわち10個のD M Tシンボル分（レートコンバート前）のデータをビットマップA（データ送信時間に入り切るシンボル）の3シンボル分+ビットマップB（準データ送信時間）の7シンボル分に10シンボル単位（レートコンバート後）で入るようなビット割り当てにし（ISS（Inverse synch symbol）、SS（Synch symbol）除く）、また、ビットマップBでデータが割り当てられなかった部分にダミービットを割り当てる。また、ビットマップAが4シンボル続く場合にはビットマップAの4シンボル目にも上述のビットマップAと同一のビット割り当てで送信データを割り当てる、ビットマップA及びビットマップBでデータが割り当てられなかった部分にダミービットを割り当てる。その際、ビットマップAに割り当てるビット数とビットマップBに割り当てるビット数との差は、可能な限り少なくすることにより遅延量は少なくなる。

つまり、ビットマップA及びビットマップBのビット数は、以下の条件を満たす必要がある。

- ・（ビットマップAのビット数）×3 +（ビットマップBのビット数）×7
(伝送レートk b p s) × (1周期2.5ms)
- ・遅延時間を少なくするには、ビットマップAに割り当てるビット数とビットマップBに割り当てるビット数との差は可能な限り少なくする（ビットマップBが最小値の時、遅延時間は最悪値となる）。

【0032】

このようなビット割り当てにおける各諸元は下記のようになる（本実施の形態では上述のようにトレーニング期間に計ったS/N比に基づいて決められるA D S L伝送路の伝送可能データレートが64k b p sの場合のビット割り当ての計算例を示している）。

$$\begin{aligned}
 & \cdot 1 \text{ DMTシンボルのビット数（レートコンバート前）} \\
 & = (\text{伝送レート}) \times (\text{伝送時間}) / (\text{全シンボル数 (ISS (Inverse synch symbol), SS (Synch symbol) 除く)}) \\
 & = 64 \text{ k b p s} \times 85 \text{ ms} / 340 \\
 & = 16 \text{ ビットビットマップ}
 \end{aligned}$$

・今回の計算例ではビットマップBのビット数=2ビットと仮定する。

$$\begin{aligned}
 & \cdot \text{ビットマップAのビット数} \\
 & = ((1 \text{ DMTシンボルのビット数}) \times (10 \text{ 個の DMTシンボル}) - (\text{ビットマップBの7個分のビット総数})) / (3 \text{ シンボル分}) \\
 & = (16 \times 10 - 2 \times 7) / 3 \\
 & = 48.67
 \end{aligned}$$

よってビットマップA=49ビットとする。

$$\begin{aligned}
 & \cdot 10 \text{ シンボル（レートコンバータ後）単位の10番目のビットマップBのダミービット} \\
 & = (\text{ビットマップAのビット数}) \times (3 \text{ シンボル分}) + (\text{ビットマップBのビット数}) \times (7 \text{ シンボル分}) - (1 \text{ DMTシンボルのビット数}) \times (10 \text{ 個の DMTシンボル}) \\
 & = 49 \times 3 + 2 \times 7 - 16 \times 10 \\
 & = 1 \text{ ビット}
 \end{aligned}$$

【0033】

10

20

30

40

50

ここで、上述したビット割り当てでは遅延時間を抑えることはできるが、無駄なダミービットを送るようにしているため伝送効率が悪くなってしまう。例えば、64 k b p s のデータレートで従来のシングルビットマップを用いた場合、ビットマップAは44ビットであるが、上述したようなビット割り当て（以下低伝送遅延モードという）ではビットマップAが54ビット必要になる。

例えばビットマップAのビットすべてを有効なビットとして伝送するには低伝送遅延モードでは、

$$\begin{aligned} & 54 \text{ ビット} \times 126 \text{ (HyperFrame内のビットマップAの数)} / 85 \text{ m s} \\ & = 80 \text{ k b p s} \end{aligned}$$

のデータ伝送容量がADSL伝送路13（図15）に必要となる。

10

ところが、この約80 k b p s 中で実際の有効な送信データは64 k b p s であるので、
80 k b p s - 64 k b p s = 16 k b p s

がADSL伝送路13における传送ロスとなる。

一方、低伝送遅延モードでないモード（以下通常モードという）の場合のビットマップAは、44ビットであるので、

$$\begin{aligned} & 44 \text{ ビット} \times 126 \text{ (HyperFrame内のビットマップAの数)} / 85 \text{ m s} \\ & = 65 \text{ k b p s} \end{aligned}$$

のデータ伝送容量が必要となり、传送ロスは、

$$65 \text{ k b p s} - 64 \text{ k b p s} = 1 \text{ k b p s}$$

となり、传送ロス量が上記低伝送遅延モードよりも少ない。

20

このように遅延が少ない低伝送遅延モードでは传送ロスが多くなってしまうが、送信データの種類によっては遅延時間を抑えることより传送ロスを少なくすることを優先したいことがある。

そこで、この発明では遅延時間抑えたいデータと传送ロスを少なくしたいデータとが混在し、これらを多重して传送する場合に、上述した低伝送遅延モードと通常モードとを組み合わせて効率よく传送するようにするものであり、以下に実施例を説明する。

【0034】

ADSL局側装置からADSL端末側装置へデータを送信する場合の送信元となるADSL局側装置（図16）では、マルチプレックス／シンクコントロール41から、トンオーダリング49に至るまでの経路が2つあり、一つはインターリープ46が含まれるインターリープドデータバッファ(Interleaved Data Buffer)経路、もう一方はインターリープ46が含まれないファストデータバッファ(Fast Data Buffer)経路である。インターリープを行なうインターリープドデータバッファ経路の方が遅延が多くなる。なお、受信側となるADSL端末側装置（図17）においても同様に2つの経路が存在する。このような構成によりインターリープする経路とインターリープしない経路を使い分けることを可能としている。

30

まず、データをどのように传送するかを初期化手順により決定する。この初期化手順の際に送信されるテーブルの例を図3に示す。図3において、m12、m13はReserved for future useと表示されているが、本発明では図4に示すようにファストデータバッファ経路／インターリープドデータバッファ経路において、低伝送遅延モード／通常モードのどちらを選択するかを示すフラグとしてこの部分を使用する。このときのm12、m13の意味を以下に示す。

40

m12 = 0 のときファストデータバッファ経路は通常モードで処理

m12 = 1 のときファストデータバッファ経路は低伝送遅延モードで処理

m13 = 0 のときインターリープドデータバッファ経路は通常モードで処理

m13 = 1 のときインターリープドデータバッファ経路は低伝送遅延モードで処理

【0035】

例えば、传送遅延の影響をできるだけ少なくしたい音声系のデータ（第1のデータ）をファストデータバッファ経路でかつ低伝送遅延モードで传送し、また遅延よりもデータ传送レートを重視するようなインターネットデータ（第2のデータ）をインターリープドデータ

50

タバッファ経路でかつ通常モードで伝送するよう上位レイヤから要求を受けた場合の動作について、図5及び図6を用いて説明する。図5はADSL局側装置の送信系の構成を機能的に示した機能構成図であり、図6はADSL端末側装置の受信系の構成を機能的に示した機能構成図である。図5において、61はファストデータバッファ経路／インターリーブドデータバッファ経路の経路選択、および低伝送遅延モード／通常モードのモード選択を制御する低伝送遅延モード制御手段である。図6において、161はファストデータバッファ／インターリーブドデータバッファの経路選択と低伝送遅延モードの選択を制御する低伝送遅延モード制御手段であり、162は初期化手順の際に送受間で受け渡しされるテーブルである。

【0036】

10

上述のように、ADSL局側装置15において、音声データをファストデータバッファ経路でかつ低伝送遅延モードで伝送し、インターネットデータをインターリーブドデータバッファ経路でかつ通常モードで伝送するよう上位レイヤから要求を受けた場合、まず、初期化手順で $m_{12} = 1$ 、 $m_{13} = 0$ として図4に示すようなテーブルをADSL端末側装置16に送信する。この初期化手順においてADSL端末側装置16では送信されたテーブルの内容がテーブル162(図6)に反映される。

次にADSL局側装置15において、低伝送遅延モード制御手段61(図5)は音声データをファストデータバッファ経路で、インターネットデータをインターリーブドデータバッファ経路で伝送するよう制御する。そして、音声データをサイクリックリダンダンシチェック42、スクランブル・フォワードエラーコレクション44を経由してレートコンバータ47に伝送し、インターネットデータをサイクリックリダンダンシチェック43、スクランブル・フォワードエラーコレクション45、インターリープ46を経由してレートコンバータ48に伝送する。

20

ここで、低伝送遅延モード制御手段61は、音声データを低伝送遅延モードで、インターネットデータを通常モードで処理するようレートコンバータ47、48を制御し、レートコンバータ47、48はこの制御に従ってそれぞれのデータを処理して伝送する。ここで、音声データ(第1のデータ)とインターネットデータ(第2のデータ)とのビット配分が決められ、その後、それぞれのデータがトンオーダリング49で多重され、アナログブロセッシング・D/Aコンバータ53等を経由し、ADSL伝送路13を介してADSL端末側装置16に伝送される。

30

【0037】

一方、音声データ及びインターネットデータを受け取ったADSL端末側装置16において、低伝送遅延モード制御手段161は、初期化手順の際に送信された内容を反映したテーブル162(図6)を参照して、音声データをファストデータバッファ経路で、インターネットデータをインターリーブドデータバッファ経路で伝送するよう制御する。そして、離散フーリエ変換部144等を経由して、音声データをレートコンバータ148に伝送し、インターネットデータをレートコンバータ149に伝送する。

ここで低伝送遅延モード制御手段161は、 $m_{12} = 1$ 、 $m_{13} = 0$ であることから、音声データを低伝送遅延モードで、インターネットデータを通常モードで処理するようレートコンバータ148、149を制御し、レートコンバータ148、149はこの制御に従ってそれぞれのデータを処理して伝送する。

40

その後、音声データについてはデスクランブル・フォワードエラーコレクション151、サイクリックリダンダンシチェック153、マルチプレックス/シンクコントロール155を経由し、インターネットデータについてはデインターリープ150、デスクランブル・フォワードエラーコレクション152、サイクリックリダンダンシチェック154、マルチプレックス/シンクコントロール155を経由して伝送する。

【0038】

以上のようにして、例えば音声データとインターネットデータを混在させて通信するような場合には、音声データとインターネットデータそれについて低伝送遅延モードと通常モードとを適宜選択してビット配分を行い、そのビット配分に基づいて多重して伝送す

50

れば、音声は伝送遅延が少ない通信方法、インターネットデータは伝送ロスが少ない通信方法による伝送を行うことになります、低伝送遅延モードで発生する伝送ロスのデメリットを最小限に抑えることができる。

【0039】

全データを低伝送遅延モードで伝送した場合と、上述したような低伝送遅延モードと通常モードを使い分けた場合の伝送ロスを比較した例を以下に示す。ここではシングルビットマップの例を示す。

例えば一般家庭を想定し、ISDN電話（音声データ64kbps）相当1台と、インターネットアクセス1台（インターネットデータ512kbps）の同時使用環境を想定する。

10

【0040】

- ・単純にすべての送信データ576kbps（音声データ64kbps + インターネットデータ512kbps）を低伝送遅延モードで伝送した場合、すなわち、音声データ、インターネットデータとも、1周期分のデータ送信期間に1周期分のデータをつめて送るようとした場合（図7参照）

レートコンバータ前の10個のDMTシンボルのビット数は

$$576 \text{ kbps} \times 2.5 \text{ ms} = 1440 \text{ bits}$$

低伝送遅延モードでのビットマップAのビット数は

$$1440 \text{ bits} / 3 = 480 \text{ bits}$$

その際のハイパーフレームのトータルビット数は

$$480 \text{ bits} \times 126 = 60480 \text{ bits}$$

その際の必要なデータ伝送容量は

$$60480 \text{ bits} / 85 \text{ ms} = 711.5 \text{ kbps}$$

したがって伝送ロスは

$$711.5 \text{ kbps} - 576 \text{ kbps} = 135.5 \text{ kbps}$$

となる。

従って、伝送ロスは全体の転送レートに対する比率で換算すると

$$135.5 \text{ kbps} / 576 \text{ kbps} = 23.5\%$$

となる。

【0041】

30

- ・本発明に基づき、音声データ64kbpsを低伝送遅延モードで、インターネットデータ512kbpsを通常モードで伝送した場合、すなわち、音声データは1周期分のデータ送信期間に1周期分全てを割り当て、インターネットデータは所定の周期分（1つのハイパーフレームに対応する分）を1つのハイパーフレームのデータ送信期間において音声データが割り当てられなかった部分に収めるように割り当てる場合（図8参照）

ビットマップA（例えば前記実施の形態で求めた54ビットとする）のビットすべてを有効なビットとして伝送するには低伝送遅延モードでは、

$$54 \text{ bits} \times 126 \text{ (HyperFrame内のビットマップAの数)} / 85 \text{ ms} \\ = 80 \text{ kbps}$$

のデータ伝送容量がADSL伝送路13に必要となるが、

40

この中で実際の有効な送信データは64kbpsであるので、

$$80 \text{ kbps} - 64 \text{ kbps} = 16 \text{ kbps}$$

が伝送ロスとなる。

従って、伝送ロスは全体の転送レートに対する比率で換算すると

$$16 \text{ kbps} / (64 \text{ kbps} + 512 \text{ kbps}) = 3\%$$

となる。

従って、上述した本発明のように低伝送遅延モードと通常モードを使い分ける場合の送信データ全体の転送レートに対する伝送ロスの比率（=3%）は、全データを低伝送遅延モードで伝送した場合の伝送ロスの比率（=23.5%）と比較して、圧倒的に少なくなっていることが分かる。

50

【 0 0 4 2 】

次に、遅延時間を抑えたいデータと伝送ロスを少なくしたいデータとが混在している場合に、デュアルビットマップを用いて、上述した低伝送遅延モードと通常モードとを組み合わせて効率よく伝送する例について説明する。動作については、上述と同様である。

【 0 0 4 3 】

デュアルビットマップを用いて、低伝送遅延モードと通常モードとを組み合わせて伝送する場合のビット割り当てる例を図9に示す。図9の例は、音声系のデータをファストデータバッファ経路でかつ低伝送遅延モードで伝送し、インターネットデータをインターリープドデータバッファ経路でかつ通常モードで伝送する場合について示している。図9において、 F は $FEKT$ 区間に取り得る最大ビット数、 N は $NEXT$ 区間に取り得る最大ビット数である。上述したように、これらのビット数はトレーニング期間に計った S/N 比に基づいて決められる。また、 F_i はインターリープドデータバッファ経路を使用するデータの $FEKT$ 区間の1シンボル当りのビット数、 F_f はファストデータバッファ経路を使用するデータの $FEKT$ 区間の1シンボル当りのビット数、 N_i はインターリープドデータバッファ経路を使用するデータの $NEXT$ 区間の1シンボル当りのビット数、 N_f はファストデータバッファ経路を使用するデータの $NEXT$ 区間の1シンボル当りのビット数である。そして、レートコンバート前のファストデータバッファ経路を使用するデータの1シンボル当りのビット数を RF とする。

10

【 0 0 4 4 】

伝送遅延の影響ができるだけ少なくしたい音声系のデータは、遅延を抑えるために1周期分のデータ送信期間に1周期分全てを割り当てる低伝送遅延モードで伝送する。デュアルビットマップを用いる場合は、ビットマップBにもビットを割り当てることができるため、音声系のデータはレートコンバート前のデータレートと同一のデータレートで伝送するようになる。これにより、無駄なダミービットが発生しない。

20

【 0 0 4 5 】

また、 $NEXT$ 区間に取り得る最大ビット数（ビットマップBに割り当てられるビット数）が小さくなり、レートコンバート前の音声系データ1シンボル当りのビット数と同一のビット数をビットマップBに割り当てることができない場合は、10シンボル分の音声データを、ビットマップAの3シンボル分およびビットマップBの7シンボル分で伝送できるようなビット割り当てにし、ビットマップBでデータが割り当てられなかった部分にダミービットを割り当てる。また、ビットマップAが4シンボル続く場合にはビットマップAの4シンボル目にも上述のビットマップAと同一のビット割り当てで音声系データを割り当て、ビットマップAおよびビットマップBでデータが割り当てられなかった部分にダミービットを割り当てる。

30

そして、インターネットデータについては、通常モードで音声系のデータが割り当てられなかった部分に割り当てるようにする。

以下にこれらの場合の計算例を示す。

【 0 0 4 6 】

・（レートコンバート前のファストデータバッファ経路を使用するデータの1シンボル当りのビット数 RF ）=（ $NEXT$ 区間に取り得る最大ビット数 N ）の場合（図10参照）
トレーニング期間に計った S/N 比に基づいて決められた $FEKT$ 区間に取り得る最大ビット数 $F = 384$ ビット、 $NEXT$ 区間に取り得る最大ビット数 $N = 16$ ビットであり、音声系のデータ 64 kbps （例えばISDN電話1台）をファストデータバッファ経路でかつ低伝送遅延モードで伝送し、インターネットデータ 512 kbps （例えばインターネットアクセス1台）をインターリープドデータバッファ経路でかつ通常モードで伝送する場合の計算例を以下に示す。（レートコンバート前のファストデータバッファ経路を使用するデータの1シンボル当りのビット数 RF ）

40

=（伝送レート）×（伝送時間）/（全シンボル数（ISS(Inverse synch symbol)、

$SS(Synch symbol)$ 除く））

= $64 \text{ kbps} \times 85 \text{ ms} / 340$

50

= 16 ビット

NEXT区間に取り得る最大ビット数 $N = 16$ ビットであるため、 $RF = N$ となり、 $F_f = N_f = RF$ とすることが可能である。これによりファストデータバッファ経路を使用する音声系のデータを均一レートのまま伝送することができるので、遅延を抑えることができ、伝送ロスも発生しない。

そして、ファストデータバッファ経路を使用する音声系のデータにビットマップBを全て割り当てているので、インターリーブドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをビットマップAの未使用部分に割り当てる。

(ビットマップAの未使用部分)

= (FEXT区間に取り得る最大ビット数 F) - (ファストデータバッファ経路を使用するデータのFEXT区間の1シンボル当りのビット数 Ff) 10

$$= 384 - 16$$

$$= 368 \text{ ビット}$$

一方、インターリーブドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをビットマップAのみを使用して伝送するのに必要なビット数は以下のようになる。

(インターリーブドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをビットマップAのみを使用して伝送するのに必要なビット数)

= (伝送レート) × (伝送時間) / (ビットマップAのシンボル数)

$$= 512 \times 85 / 126$$

$$= 346 \text{ ビット} \quad 20$$

したがって、インターリーブドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをビットマップAの未使用部分に割り当てて伝送することができる。

【0047】

・(レートコンバート前のファストデータバッファ経路を使用するデータの1シンボル当りのビット数 RF) < (NEXT区間に取り得る最大ビット数 N) の場合(図11参照)
トレーニング期間に計った S/N 比に基づいて決められた FEXT区間に取り得る最大ビット数 $F = 384$ ビット、NEXT区間に取り得る最大ビット数 $N = 32$ ビットであり、音声系のデータ 64 kbps (例えば ISDN 電話 1 台) をファストデータバッファ経路でかつ低伝送遅延モードで伝送し、インターネットデータ 512 kbps (例えばインターネットアクセス 1 台) をインターリーブドデータバッファ経路でかつ通常モードで伝送する場合の計算例を以下に示す。(レートコンバート前のファストデータバッファ経路を使用するデータの1シンボル当りのビット数 RF)

= (伝送レート) × (伝送時間) / (全シンボル数 (ISS(Inverse sync symbol)、SS(Synch symbol)除く))

$$= 64 \text{ kbps} \times 85 \text{ ms} / 340$$

$$= 16 \text{ ビット}$$

NEXT区間に取り得る最大ビット数 $N = 32$ ビットであるため、 $RF < N$ となり、 $F_f = N_f = RF$ とすることが可能である。これによりファストデータバッファ経路を使用する音声系のデータを均一レートのまま伝送することができるので、遅延を抑えることができ、伝送ロスも発生しない。 40

そして、インターリーブドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをビットマップAおよびビットマップBの未使用部分に割り当てる。

(ビットマップAの未使用部分)

= (FEXT区間に取り得る最大ビット数 F) - (ファストデータバッファ経路を使用するデータのFEXT区間の1シンボル当りのビット数 Ff)

$$= 384 - 16$$

$$= 368 \text{ ビット}$$

(ビットマップBの未使用部分)

= (NEXT区間に取り得る最大ビット数 N) - (ファストデータバッファ経路を使用するデータのNEXT区間の1シンボル当りのビット数 Nf)

$$= 32 - 16$$

$$= 16 \text{ ビット}$$

(ハイパーフレーム中の全未使用部分)

$$= (\text{ビットマップ A の未使用部分}) \times (\text{ビットマップ A のシンボル数}) +$$

$$(\text{ビットマップ B の未使用部分}) \times (\text{ビットマップ B のシンボル数})$$

$$= 368 \times 126 + 16 \times 214$$

$$= 49792 \text{ ビット}$$

一方、インターリープドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをハイパーフレーム分 (85 ms 分) 伝送するのに必要なビット数は以下のようになる。

(インターリープドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをハイパーフレーム分伝送するのに必要なビット数) 10

$$= (\text{伝送レート}) \times (\text{伝送時間}) / (\text{ビットマップ A のシンボル数})$$

$$= 512 \times 85$$

$$= 43520 \text{ ビット}$$

したがって、インターリープドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをビットマップ A およびビットマップ B の未使用部分に割り当てて伝送することができる。

【0048】

・(レートコンバート前のファストデータバッファ経路を使用するデータの 1 シンボル当たりのビット数 RF) > (NEXT 区間に取り得る最大ビット数 N) の場合 (図 12 参照)

トレーニング期間に計った S/N 比に基づいて決められた FEXT 区間に取り得る最大ビット数 F = 384 ビット、NEXT 区間に取り得る最大ビット数 N = 8 ビットであり、音声系のデータ 64 kbps (例えば ISDN 電話 1 台) をファストデータバッファ経路でかつ低伝送遅延モードで伝送し、インターネットデータ 512 kbps (例えばインターネットアクセス 1 台) をインターリープドデータバッファ経路でかつ通常モードで伝送する場合の計算例を以下に示す。

(レートコンバート前のファストデータバッファ経路を使用するデータの 1 シンボル当たりのビット数 RF)

$$= (\text{伝送レート}) \times (\text{伝送時間}) / (\text{全シンボル数} (\text{ISS}(\text{Inverse sync symbol}), \text{SS}(\text{Sync symbol}) \text{除く}))$$

$$= 64 \text{ kbps} \times 85 \text{ ms} / 340$$

$$= 16 \text{ ビット}$$

NEXT 区間に取り得る最大ビット数 N = 8 ビットであるため、RF > N となり、Ff = Nf = RF とすることができない。したがって、10 シンボル分のファストデータバッファ経路を使用する音声系のデータを、FEXT 区間 3 シンボル分 (ビットマップ A) および NEXT 区間 7 シンボル分 (ビットマップ B) で伝送できるようなビット割り当てを行う。

(10 シンボル分のファストデータバッファ経路を使用するデータ)

$$= 16 \text{ ビット} \times 10 \text{ シンボル}$$

$$= 160 \text{ ビット}$$

(7 シンボル分のビットマップ B で伝送できるビット数)

$$= (\text{NEXT 区間で取り得る最大ビット数 N}) \times 7 \text{ シンボル}$$

$$= 8 \text{ ビット} \times 7 \text{ シンボル}$$

$$= 56 \text{ ビット}$$

(ビットマップ A で伝送すべきビット数)

$$= ((10 \text{ シンボル分のファストデータバッファ経路を使用するデータ}))$$

$$- (\text{NEXT 区間 7 シンボル分で伝送できるビット数}) / 3 \text{ シンボル}$$

$$= (160 - 56) / 3$$

$$= 34.66$$

したがって、FEXT 区間のシンボルすなわちビットマップ A で伝送すべきビット数は 35 ビットとする。これにより 1 周期分のファストデータバッファ経路を使用する音声系のデータを 1 周期分の FEXT 区間および NEXT 区間で伝送するところができるので、遅延

10

20

30

40

50

を抑えることができる。また、ビットマップAに割り当てるビット数とビットマップBに割り当てるビット数との差が小さくなるように割り当てているため、遅延を抑えることができる。

そして、ファストデータバッファ経路を使用する音声系のデータにビットマップBを全て割り当てているので、インターリープドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをビットマップAの未使用部分に割り当てる。

(ビットマップAの未使用部分)

$$= (\text{FEXT区間に取り得る最大ビット数 } F) - (\text{ファストデータバッファ経路を使用するデータのFEXT区間の1シンボル当たりのビット数 } F_f)$$

$$= (\text{FEXT区間に取り得る最大ビット数 } F) - (\text{ビットマップAで伝送すべきビット数}) \quad 10$$

$$= 384 - 35$$

$$= 349 \text{ ビット}$$

一方、インターリープドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをビットマップAのみを使用して伝送するのに必要なビット数は以下のようになる。

(インターリープドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをビットマップAのみを使用して伝送するのに必要なビット数)

$$= (\text{伝送レート}) \times (\text{伝送時間}) / (\text{ビットマップAのシンボル数})$$

$$= 512 \times 85 / 126$$

$$= 346 \text{ ビット} \quad 20$$

したがって、インターリープドデータバッファ経路を使用するインターネットデータをビットマップAの未使用部分に割り当てて伝送することができる。

【0049】

以上のようにして、例えば音声データとインターネットデータを混在させて通信するような場合には、音声データとインターネットデータそれぞれについて低伝送遅延モードと通常モードとを適宜選択してビット配分を行い、そのビット配分に基づいて多重して伝送すれば、音声は伝送遅延が少ない通信方法、インターネットデータは伝送ロスが少ない通信方法による伝送を行うことになります。低伝送遅延モードで発生する伝送ロスのデメリットを最小限に抑えることができる。

【0050】

なお、ネットワークのバックボーンとしてSTM(Synchronous Transfer Mode)インターフェースを持った場合、ADSL端末側装置 - ADSL局側装置 - STMネットワーク - ADSL局側装置 - ADSL端末側装置とデータが伝送される。

STMネットワークを介したADSL局側装置間では、図13に示すように10個のスロット構成で時系列的にデータが流れるようにする。低伝送遅延モード制御手段61(図5)、161(図6)は、このようにデータを送受信する制御を行う機能、その中の音声データとインターネットデータの格納されているスロットが事前に分かるように、タイミングの同期とその位置を検出する機能を有し、さらにその結果からデータの経路の選択と、その経路が低伝送遅延モードか、通常モードかを制御する機能を有しており、初期化手順により作成されたテーブル或いは上位レイヤからの指示に従ってデータの伝送を制御する。

【0051】

また、本実施の形態では低伝送遅延モード/通常モードのどちらを選択するかのフラグとして初期化手順のテーブルにおけるm12、m13を使用しているが、他の部分を使用しても同様の効果を得ることができる。また、データ自体にフラグを付ける等、他の方法で選択できるようにしても同様の効果を得ることができる。

【0052】

また、本実施の形態では低伝送遅延モード/通常モードのどちらのモードを選択するかという要求を上位レイヤから受けた場合について記述したが、音声データや画像データ等のデータの種類に応じて自動的に選択するようにしても同様の効果を得ることができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 3 】

また、本実施の形態では I S D N 電話 (6 4 k b p s) 相当 1 台と、インターネットアクセス 1 台 (5 1 2 k b p s) の同時使用環境を想定したが、他のアプリケーションや他の伝送レートを用いても、同様の効果を得ることができる。

【 0 0 5 4 】

また、上記の説明では音声データをファストデータバッファ経路で伝送して低伝送遅延モードで処理し、インターネットデータをインターリーブデータバッファ経路で伝送して通常モードで処理する例を示したが、データの種類に対する経路の選択、処理モードの選択はこれに限られない。

【 0 0 5 5 】

また、上記説明において機能構成図を用いて示した機能は、H / W で実現してもよいし、S / W で実現してもよい。

【 0 0 5 6 】

また、上記の説明では、デュアルビットマップにおいて N E X T 区間で取り得る最大ビット数がレートコンバート前の音声系データの 1 シンボル当たりのビット数より多い場合でも、伝送遅延の影響を受ける音声系のデータをレートコンバート前のデータレートと同一のデータレートで伝送するようしているが、必ずしも同一データレートではなく、例えばレートコンバート前の 1 シンボル当たりのビット数より多いビット数を F E X T 区間に割り当て、F E X T 区間および N E X T 区間に於いて音声系のデータが割り当てられなかった部分にインターネットデータを割り当てて伝送するようにしても、同様の効果を得ることができる。或いは、音声系のデータを全て F E X T 区間に割り当て、F E X T 区間および N E X T 区間に於いて音声系のデータが割り当てられなかった部分にインターネットデータを割り当てて伝送するようにしても、同様の効果を得ることができる。

【 0 0 5 7 】**【 発明の効果 】**

以上説明したように、遅延時間を抑えて通信することが要求される第 1 のデータおよび当該第 1 のデータ以外のデータである第 2 のデータを通信する通信装置において、所定周期で発生する干渉ノイズに基づいてその各所定周期毎にデータ送信に適した期間と当該データ送信に適した期間以外の期間とを設定するとともに、前記第 1 のデータについては、前記干渉ノイズの発生所定周期毎に各所定周期内で送信すべき前記第 1 のデータを、それぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に送信するようにビット割り当てを行い、前記第 2 のデータについては、前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第 1 のデータが割り当てられなかった部分にビット割り当てを行い送信することにより、伝送ロスを抑えるとともに伝送遅延を抑えることができる。

【 0 0 5 8 】

また、遅延時間を抑えて通信することが要求される第 1 のデータおよび当該第 1 のデータ以外のデータである第 2 のデータを通信する通信装置において、所定周期で発生する干渉ノイズに基づいてその各所定周期毎にデータ送信に適した期間と当該データ送信に適した期間以外の期間とが設定されるとともに、前記第 1 のデータについては、前記干渉ノイズの発生所定周期毎に各所定周期内で送信すべき前記第 1 のデータを、それぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に送信するようにビット割り当てが行われ、前記第 2 のデータについては、前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第 1 のデータが割り当てられなかった部分にビット割り当てが行われて送信されたデータを受信し、この受信したデータのうちそれぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に割り当てられた前記第 1 のデータに基づいて各所定周期内で受信すべき前記第 1 のデータを再生し、前記受信したデータのうち前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第 1 のデータが割り当てられなかった部分に割り当てられた前記第 2 のデータに基づいて前記第 2

10

20

30

40

50

のデータを再生することにより、伝送ロスを抑えるとともに伝送遅延を抑えることができる。

【0059】

また、遅延時間を抑えて通信することが要求される第1のデータおよび当該第1のデータ以外のデータである第2のデータを通信する通信方法において、所定周期で発生する干渉ノイズに基づいてその各所定周期毎にデータ送信に適した期間と当該データ送信に適した期間以外の期間とを設定するとともに、前記第1のデータについては、前記干渉ノイズの発生所定周期毎に各所定周期内で送信すべき前記第1のデータを、それぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に送信するようにビット割り当てを行い、前記第2のデータについては、前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかった部分にビット割り当てを行い送信することにより、伝送ロスを抑えるとともに伝送遅延を抑えることができる。10

【0060】

また、遅延時間を抑えて通信することが要求される第1のデータおよび当該第1のデータ以外のデータである第2のデータを通信する通信方法において、所定周期で発生する干渉ノイズに基づいてその各所定周期毎にデータ送信に適した期間と当該データ送信に適した期間以外の期間とが設定されるとともに、前記第1のデータについては、前記干渉ノイズの発生所定周期毎に各所定周期内で送信すべき前記第1のデータを、それぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に送信するようにビット割り当てが行われ、前記第2のデータについては、前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかった部分にビット割り当てが行われて送信されたデータを受信し、この受信したデータのうちそれぞれの所定周期内における前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間に割り当てられた前記第1のデータに基づいて各所定周期内で受信すべき前記第1のデータを再生し、前記受信したデータのうち前記データ送信に適した期間および前記データ送信に適した期間以外の期間における前記第1のデータが割り当てられなかった部分に割り当てられた前記第2のデータに基づいて前記第2のデータを再生することにより、伝送ロスを抑えるとともに伝送遅延を抑えることができる。20

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係る通信装置のビット割り当てを示す説明図
【図2】 本発明に係る通信装置のビット割り当てを示す説明図
【図3】 従来の通信装置の初期化手順の際に送受間で受け渡しされるテーブルを示す説明図
【図4】 本発明に係る通信装置の初期化手順の際に送受間で受け渡しされるテーブルを示す説明図30

【図5】 本発明に係るA D S L 局側装置の送信機能を示す機能構成図
【図6】 本発明に係るA D S L 端末側装置の受信機能を示す機能構成図

【図7】 本発明に係る通信装置のビット割り当てを示す説明図
【図8】 本発明に係る通信装置のビット割り当てを示す説明図
【図9】 低伝送遅延モードと通常モードとを組み合わせて伝送する場合のビット割り当てを示す説明図40

【図10】 本発明に係る通信装置のビット割り当てを示す説明図
【図11】 本発明に係る通信装置のビット割り当てを示す説明図
【図12】 本発明に係る通信装置のビット割り当てを示す説明図
【図13】 本発明に係るA D S L 局側装置間の送受データのスロット構成を示す説明図
【図14】 伝送路間の干渉ノイズの様子を示す説明図
【図15】 伝送路間の干渉ノイズの様子を示す説明図
【図16】 A D S L 局側装置の送信機能を示す機能構成図50

【図17】 A D S L 端末側装置の受信機能を示す機能構成図

【図18】 F E X T 期間及びN E X T 期間とビットマップとの対応を示す説明図

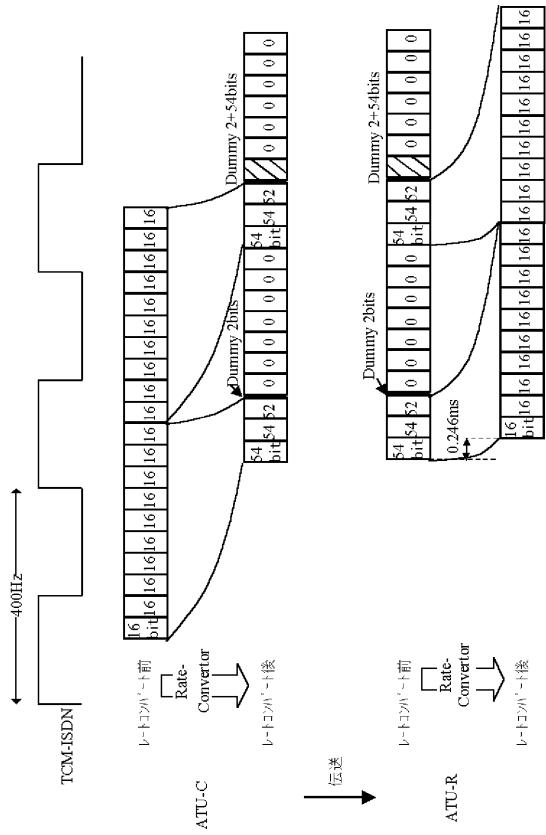
【図19】 従来のビットマップの割り振りを示す説明図

【図20】 ハイパーフレームの構造を示す説明図

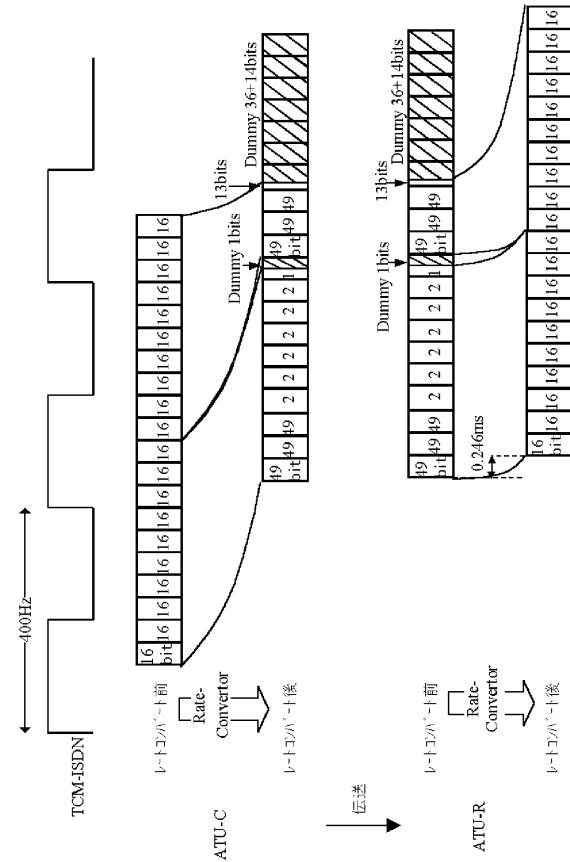
【符号の説明】

4 1	マルチプレックス／シンクコントロール	
4 2、 4 3	サイクリックリダンダンシティック	
4 4、 4 5	スクランブル・フォワードエラーコレクション	
4 6	インターリーブ	
4 7、 4 8	レートコンバータ	10
4 9	トンオーダリング	
5 0	コンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング	
5 1	逆離散フーリエ変換部	
5 2	入力パラレル／シリアルバッファ	
5 3	アナログプロセッシング・D/Aコンバータ	
6 1	低伝送遅延モード制御手段	
1 4 1	アナログプロセッシング・A/Dコンバータ	
1 4 2	タイムドメインイコライザ	
1 4 3	入力シリアル／パラレルバッファ	
1 4 4	離散フーリエ変換部	20
1 4 5	周波数ドメインイコライザ	
1 4 6	コンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング	
1 4 7	トンオーダリング	
1 4 8、 1 4 9	レートコンバータ	
1 5 0	デインターリーブ	
1 5 1、 1 5 2	デスクランブル・フォワードエラーコレクション	
1 5 3、 1 5 4	サイクリックリダンダンシティック	
1 5 5	マルチプレックス／シンクコントロール	
1 6 1	低伝送遅延モード制御手段	
1 6 2	テーブル	30

【図1】



【図2】



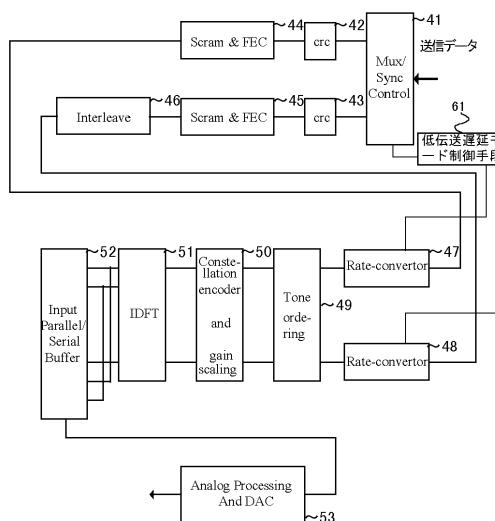
【図3】

<i>mi</i>	Parameter
m ₄₇ - m ₄₄	Minimum required SNR margin
m ₄₃ - m ₁₈	Reserved for future use
m ₁₇	trellis coding option
m ₁₆	echo canceling option
m ₁₅	unused (shall be set to 1)
m ₁₄	Bitmap B mode
m ₁₃ - m ₁₂	Reserved for future use
m ₁₁	NTR
m ₁₀ - m ₉	Framing mode
m ₈ - m ₆	Transmit PSD during initialization
m ₅ - m ₄	Reserved
m ₃ - m ₀	Maximum numbers of bits per sub-carrier supported

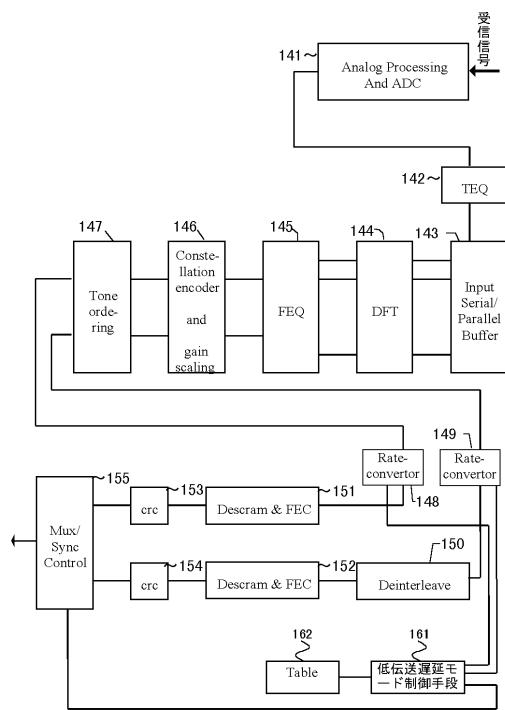
【図4】

<i>mi</i>	Parameter
m ₄₇ - m ₄₄	Minimum required SNR margin
m ₄₃ - m ₁₈	Reserved for future use
m ₁₇	trellis coding option
m ₁₆	echo canceling option
m ₁₅	unused (shall be set to 1)
m ₁₄	Bitmap B mode
m ₁₃ - m ₁₂	Low payload transfer delay mode
m ₁₁	NTR
m ₁₀ - m ₉	Framing mode
m ₈ - m ₆	Transmit PSD during initialization
m ₅ - m ₄	Reserved
m ₃ - m ₀	Maximum numbers of bits per sub-carrier supported

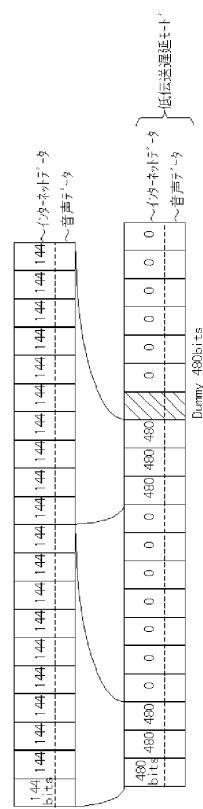
【図5】



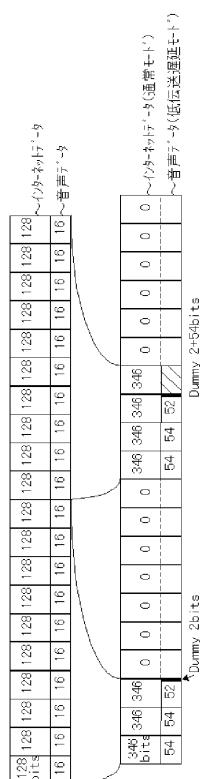
【図6】



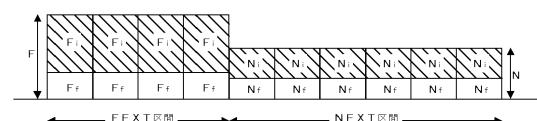
【図7】



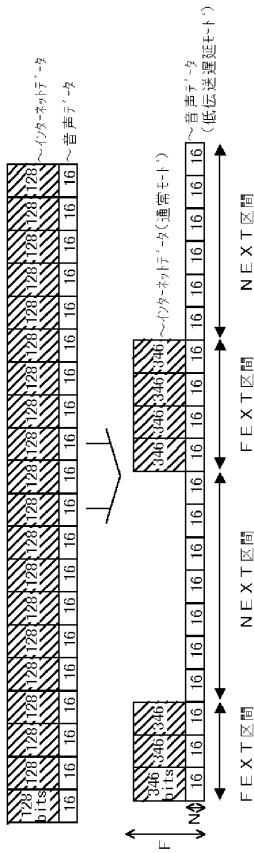
【 义 8 】



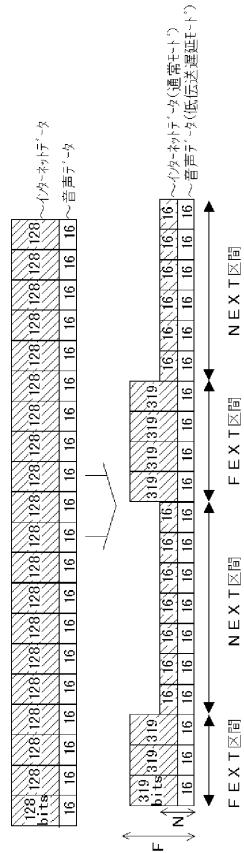
【 図 9 】



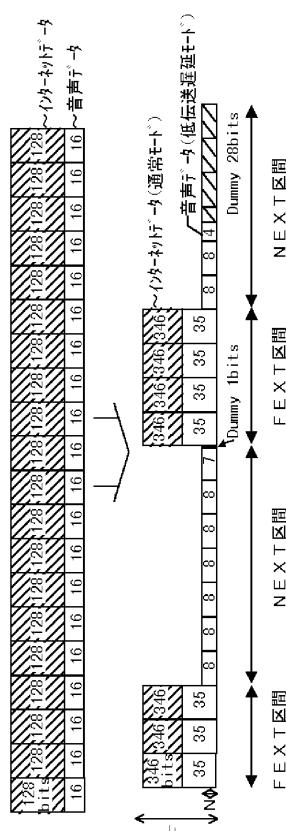
【図 10】



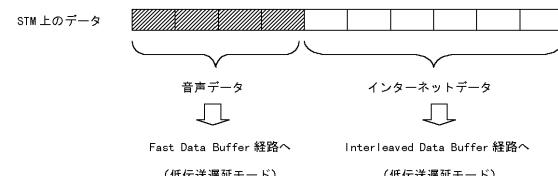
【図 11】



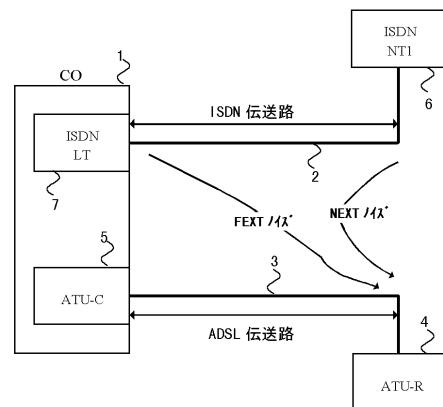
【図 12】



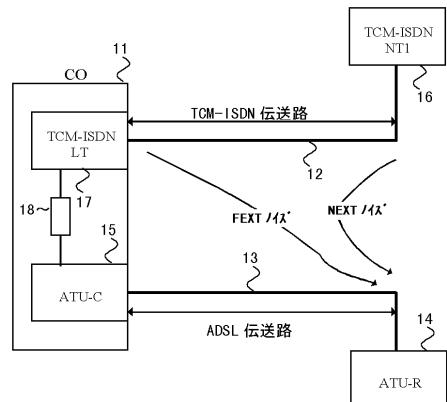
【図 13】



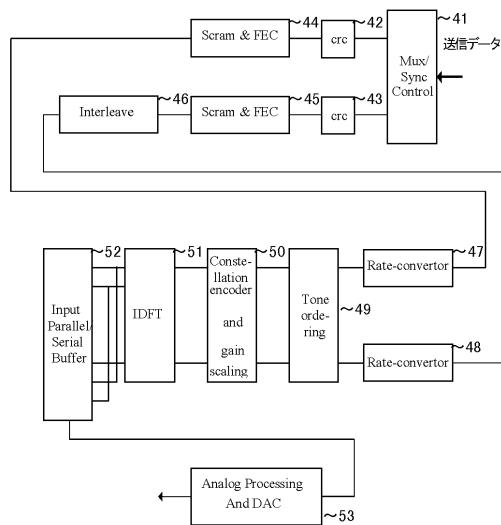
【図 14】



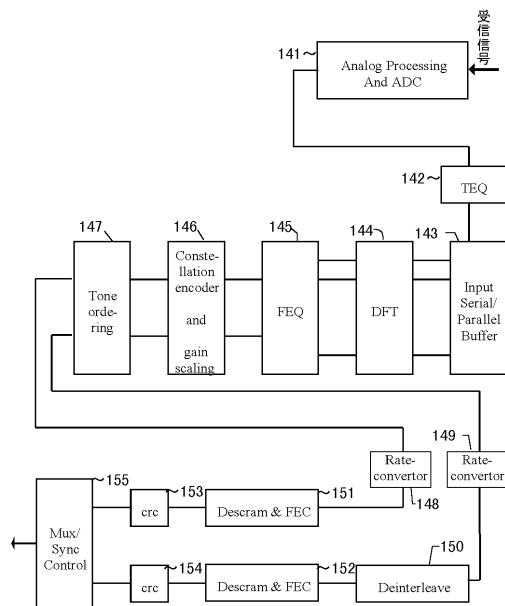
【図15】



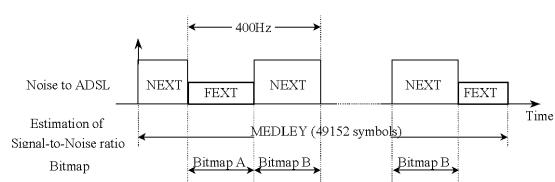
【図16】



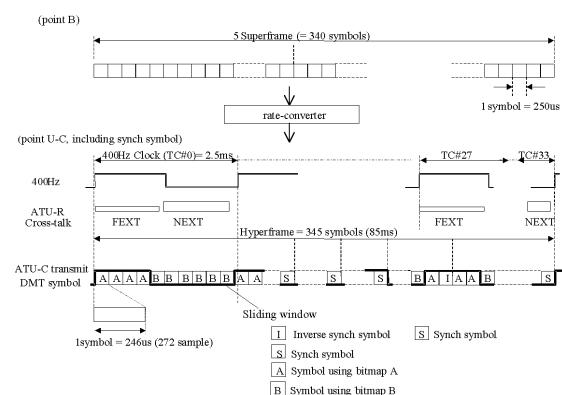
【図17】



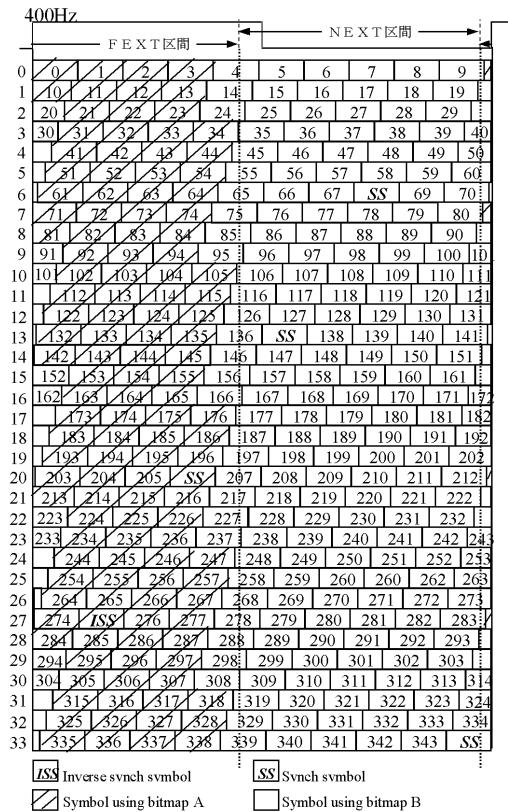
【図18】



【図19】



【図20】



フロントページの続き

審査官 高野 洋

(56)参考文献 特許第3097677(JP,B1)

特許第3191783(JP,B1)

特許第3191785(JP,B1)

特開2000-101675(JP,A)

特開平8-307310(JP,A)

特開2001-352312(JP,A)

特開2002-16659(JP,A)

岡戸寛、堺和則、伊藤友一、関克敏, TMC-ISDNからの漏話に適したADSLの一検討, 1998年電子情報通信学会総合大会講演論文集, 日本, 社団法人電子情報通信学会, 1998年 3月 6日, 通信2, p.403

松本一也、中川宏、上田雅巳, ISDN漏話存在時のADSL伝送性能解析結果と性能改善方法の検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 日本, 社団法人電子情報通信学会, 1998年 6月 25日, Vol.98, No.147, pp.1-6

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00