

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3599704号

(P3599704)

(45) 発行日 平成16年12月8日(2004. 12. 8)

(24) 登録日 平成16年9月24日(2004. 9. 24)

(51) Int. Cl.⁷

H04J 13/04

F I

H04J 13/00

G

請求項の数 6 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2001-506182(P2001-506182)	(73) 特許権者	594001292
(86) (22) 出願日	平成12年6月26日(2000. 6. 26)		サムスン エレクトロニクス カンパニー
(65) 公表番号	特表2003-503895(P2003-503895A)		リミテッド
(43) 公表日	平成15年1月28日(2003. 1. 28)		大韓民国 ギョンギード スウォン-シ
(86) 国際出願番号	PCT/KR2000/000668		ヨントン-グ メタン-ドン 416
(87) 国際公開番号	W02001/001626	(74) 代理人	100064908
(87) 国際公開日	平成13年1月4日(2001. 1. 4)		弁理士 志賀 正武
審査請求日	平成13年2月19日(2001. 2. 19)	(74) 代理人	100089037
(31) 優先権主張番号	1999/26221		弁理士 渡邊 隆
(32) 優先日	平成11年6月25日(1999. 6. 25)	(72) 発明者	ベオン-ジョ・キム
(33) 優先権主張国	韓国(KR)		大韓民国・ギョンギード・463-500
(31) 優先権主張番号	1999/27163		・ソンナム-シ・プンタン-グ・クミード
(32) 優先日	平成11年7月7日(1999. 7. 7)		ン・ムジガエマエウル・#201
(33) 優先権主張国	韓国(KR)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 符号分割多重接続通信システムのチャネル符号化／多重化装置及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

符号分割多重接続通信システムで複数のトランスポートチャネルを通じて異なる伝送時間間隔を有することができるデータフレームを並列に受信し、前記受信されたデータフレームを多重化して直列データフレームを発生するための装置において、
前記トランスポートチャネルの数と同一な数を有し、前記データフレームを受信してラジオフレームに分割するラジオフレーム分割器を有するラジオフレーム整合器と、
前記ラジオフレームを多重化して前記直列データフレームに出力する多重化器と、からなり、

前記ラジオフレーム分割器は、前記入力されたデータフレームの大きさと前記ラジオフレームの前記伝送時間間隔によりラジオフレームの出力ビット数を決定した後、前記データフレームを前記ラジオフレームの出力ビット数単位に分割する移動通信システムのチャネル符号化及び多重化装置。

【請求項2】

前記ラジオフレーム整合器は、前記入力されるデータフレームをインタリービングして対応される前記ラジオフレーム分割器にそれぞれ印加するインタリーブをさらに備える請求項1に記載のチャネル符号化及び多重化装置。

【請求項3】

前記ラジオフレーム整合器は、前記ラジオフレーム分割器から出力されるラジオフレームが物理チャネルフレームに整合されるように穿孔、または反復して伝送率を整合する伝送

10

20

率整合器をさらに備える請求項1に記載のチャンネル符号化及び多重化装置。

【請求項4】

逆方向リンクチャンネル送信装置のチャンネル符号化器及び多重化器間に連結され、前記逆方向リンクチャンネル送信装置で使用される前記ラジオフレーム整合器は、
前記入力されるデータフレームをインタリーブするインタリーブと、
前記入力されたデータフレームの大きさと前記伝送時間間隔により前記ラジオフレームの出力ビット数を決定後、前記入力されるトランスポートチャンネルのデータフレームを前記ラジオフレームの出力ビット数単位に分割するラジオフレーム分割器と、
前記ラジオフレーム分割器から出力されるラジオフレームが物理チャンネルフレームに整合されるように穿孔または反復して伝送率を整合する伝送率整合器と、からなる請求項1に記載のチャンネル符号化及び多重化装置。

10

【請求項5】

順方向リンクチャンネル送信装置のチャンネル符号化器及び多重化器間に連結され、前記順方向リンクチャンネル送信装置で使用される前記ラジオフレーム整合器は、
前記入力されるデータフレームをインタリーブするインタリーブと、
前記入力されたデータフレームの大きさと前記伝送時間間隔により前記ラジオフレームの出力ビット数を決定した後、前記入力されるデータフレームを前記ラジオフレームの出力ビット数単位に分割するラジオフレーム分割器と、からなる請求項1に記載のチャンネル符号化及び多重化装置。

【請求項6】

20

符号分割多重接続通信システムで複数のトランスポートチャンネルを通じて異なる伝送時間間隔を有することができるデータフレームを並列に受信し、前記受信されたデータフレームを直列データフレームに多重化する方法において、
前記トランスポートチャンネルの数と同一な数を有する複数のラジオ整合器を備え、前記ラジオフレーム整合器が前記データフレームを受信し、前記データフレームをラジオフレームに分割する過程と、
前記ラジオフレームを多重化して前記直列データフレームに出力する過程と、からなり、
前記ラジオフレームに分割する過程は、前記入力されたデータフレームの大きさと前記ラジオフレームの前記伝送時間間隔によりラジオフレームの出力ビット数を決定した後、前記データフレームを前記ラジオフレームの出力ビット数単位に分割する符号分割多重接続通信システムのチャンネル符号化及び多重化方法。

30

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は移動通信システムのチャンネル通信装置及び方法に関するもので、特に、マルチトランスポートチャンネルフレームをマルチ物理チャンネルフレームに変換するチャンネル符号化／多重化装置及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

一般的に符号分割多重接続（Code Division Multiple Access：以下、CDMA）方式の移動通信システムは、音声サービスを主に提供する従来の移動通信システムから、音声データのみならず高速データの伝送が可能なIMT-2000規格に発展することに至った。前記IMT-2000規格では高品質の音声、動画像、インターネット検索などのサービスが可能である。前記CDMA移動通信システムにおいて、移動局と基地局間に存在する通信線路は、基地局から端末機に向ける順方向リンク（Downlink）と、反対に端末機から基地局に向ける逆方向リンク（Uplink）に大別される。

40

【0003】

前記のようなCDMA通信システムは多様な通信サービスを遂行すべきである。即ち、音声通信とデータ通信機能を同時に遂行すべきである。しかし、前記のような多様なサービ

50

スを同時に遂行するための細部的な事項が具体的に決定されなかった。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

従って、本発明の目的は、符号分割多重接続通信システムのチャネル送信装置で、トランスポートチャネルのデータフレームを複数のラジオフレームに分割することができるチャネル符号化／多重化装置及び方法を提供することにある。

【0005】

本発明の他の目的は、符号分割多重接続通信システムのチャネル送信装置で、複数のトランスポートチャネルのデータフレームをそれぞれラジオフレームに分割した後、前記分割されたラジオフレームをラジオフレームの伝送時間間隔（TTI）ごとに順次的に多重化して直列データフレームに変換することができるチャネル符号化／多重化装置及び方法を提供することにある。

10

【0006】

本発明のさらに他の目的は、符号分割多重接続通信システムのチャネル送信装置で、複数のトランスポートチャネルのデータフレームをそれぞれラジオフレームに分割した後、前記分割されたラジオフレームをラジオフレームの伝送時間間隔ごとに順次的に多重化して直列データフレームに変換し、前記直列データフレームを複数の物理チャネルフレームに分割した後、複数の物理チャネルに伝送することができるチャネル符号化／多重化装置及び方法を提供することにある。

【0007】

本発明のさらに他の目的は、符号分割多重接続通信システムのチャネル送信装置で、トランスポートチャネルのデータフレームをラジオフレームに分割する時、補正ビット（filler bits）を挿入して分割することができるチャネル符号化／多重化装置及び方法を提供することにある。

20

【0008】

本発明のさらに他の目的は、符号分割多重接続通信システムのチャネル受信装置で、受信された物理ラジオフレームを逆多重化して複数のラジオフレームに変換し、前記ラジオフレームをトランスポートチャネルフレームに組み立てることができるチャネル符号化／多重化装置及び方法を提供することにある。

【0009】

本発明のさらに他の目的は、符号分割多重接続通信システムのチャネル受信装置で、マルチコード物理チャネルを通じて受信されるデータフレームを組み立てて直列データフレームに変換した後、各トランスポートチャネルのラジオフレームに逆多重化することができるチャネル符号化／多重化装置及び方法を提供することにある。

30

【0010】

【課題を解決するための手段】

このような目的を達成するために本発明のCDMA通信システムのチャネル符号化／多重化装置及び方法は、トランスポートチャネル及び多重化器と同一な数のラジオフレーム整合器を有する。各ラジオフレーム整合器はラジオフレーム分割器を有し、他のトランスポートチャネルフレームの伝送時間間隔とは異なる伝送時間間隔を有することができるトランスポートチャネルフレームを分割してラジオフレームに変換し、前記多重化器は前記ラジオフレームを多重化して直列データフレームに出力する。

40

【0011】

【発明の実施の形態】

以下、添付図を参照して本発明の望ましい一実施形態を詳細に説明する。下記の発明において、本発明の要旨のみを明瞭にする目的で、関連した公知機能または構成に関する具体的な説明は省略する。

【0012】

本発明は符号分割多重接続通信システムのチャネル通信装置で、チャネル符号化及び多重化のためのラジオフレーム生成、多重化及び物理チャネルフレーム形成（Radio f

50

rame segmentation、multiplexing、Physical channel segmentation)の細部動作を定義する。即ち、本発明は3GPP Technical Specification for Multiplexing and Channel Coding、TS25.212 version 1.0.0 1999.05.05で具体的に定義及び記述されないラジオフレーム分割、分割されたラジオフレームの多重化及び多重化されたラジオフレームを物理チャンネルに分割(radio frame segmentation、multiplexing、physical channel segmentation)するビット単位細部動作を定義する。前記3GPP Technical Specification for multiplexing and Channel Coding、TS25.212 version 1.0.0 1999.05.05は参照文献として3GPP Organizational Partnersにより公開された。 10

【0013】

本発明を説明する前に、本発明で使用される用語を定義する。“トランスポートチャンネルフレーム”または“入力データフレーム”は、チャンネル符号化器からラジオフレーム整合器に入力されるデータフレームを意味し“ラジオフレーム”は、入力トランスポートチャンネルフレームを分割することにより形成されるデータフレームであり、前記ラジオフレームの大きさは前記入力トランスポートチャンネルフレームのTTIの機能である。前記ラジオフレームTTIは後述する。また、トランスポートチャンネルフレームはそれぞれ異なる伝送時間間隔(TTI)及びデータ伝送率を有することができる。 20

【0014】

下記説明でラジオフレームの伝送時間間隔、ラジオフレームの補正ビット挿入位置などのような特性詳細が本発明のより全般的な理解のため示されている。これら特定詳細なし、またこれらの変更により本発明が容易に実施できるのはこの技術分野で通常の知識を有した者であれば容易に理解できるだろう。

【0015】

以下の説明は、本発明の実施形態による第1インタリーバから第2インタリーバを含む3GPP逆方向リンク／順方向リンクのチャンネル符号化及び多重化(Uplink & Downlink channel coding & multiplexing)装置の構造及び動作過程を示したものである。 30

【0016】

図1は本発明の実施形態による逆方向リンク(uplink)のチャンネル送信装置の構成を示す図である。そして図2は本発明の実施形態による順方向リンク(downlink)のチャンネル送信装置の構成を示す図である。前記のようなチャンネル送信装置から送信される情報を受信する装置は、前記送信装置のような構造の逆構造を有する。また図3は前記図1及び図2のようなチャンネル送信器の動作を説明するための図である。

【0017】

本発明の実施形態で、少なくとも2個のトランスポートチャンネルを通じて受信されるデータフレームは、それぞれ異なる伝送時間周期及びデータ伝送率を有することができる。前記のようなトランスポートチャンネルのデータフレームを受信するラジオフレーム整合器101～10Nは、それぞれ対応されるトランスポートチャンネルフレームをラジオフレームの伝送時間間隔に伝送されるデータの大きさに分割した後に順次的に出力する。ここで前記ラジオフレーム整合器101～10Nのそれぞれは、フェージング(fading)を補償するためのインタリーバと、インタリービングされたトランスポートチャンネルのデータフレームをラジオフレーム時間に伝送するデータ大きさに分割するラジオフレーム分割器と、物理チャンネルのフレームに会うように前記分割されたラジオフレーム時間に分割されたデータを穿孔及び反復してレートを調整するレート整合器とを含む。ここで前記ラジオフレーム整合器101～10Nはそれぞれ入力されるトランスポートチャンネルのデータフレームをラジオフレーム時間に伝送するデータ大きさに分割する時、前記トランスポートチャンネルフレームのビット数がラジオフレームに伝送されたデータの大きさの整数倍で 50

ない場合がある。このような場合、前記入力されたトランスポートチャネルフレームに補正ビット (filler bit) を挿入するようになるが、本発明の実施形態では前記ラジオフレーム分割器でこれを遂行する例を挙げて説明する。

【0018】

前記ラジオフレーム整合器101~10Nから出力されるラジオフレームは多重化器200に伝達され、前記多重化器200は前記ラジオフレーム整合器101~10Nでそれぞれ順次的に出力されるラジオフレームを順次的に多重化して直列データフレームに変換出力する。

【0019】

以後、前記変換された直列データストリームは物理チャネル分割器300に伝達され、前記物理チャネル分割器300は少なくとも2個のマルチコードを使用する物理チャネルを通じて前記直列データフレームを伝送することができるように、前記直列データストリームを前記物理チャネルの数に対応される大きさに分割した後、各物理チャネルに伝達する。

10

【0020】

単一コードを伝送する場合には、物理チャネル分割器300は直列データストリームを分割する必要はなく、物理チャネルを通じて直列データフレームを伝送する。

【0021】

前記図1及び図3を参照すると、参照番号100はチャネル符号化及び多重化チェーン (channel coding & multiplexing chains) として、相異なるサービス品質 (QoS: Quality of Service) を有することができるN個の符号化データを並列入力するラジオフレーム整合器101~10Nを有する。即ち、前記ラジオフレーム整合器101~10Nに入力されるデータストリーム (data stream from MAC and higher layers: Transport block/Transport block set) はそれぞれ異なるQoSを有することができる。特に、前記トランスポートチャネルフレーム (transport channel frames) はそれぞれ異なるデータ伝送率 (data rate) 及びフレーム時間周期 (Transmission Time Interval: TTI) を有することができ、前記ラジオフレーム整合器はそれぞれ対応されるチャネル符号化器から出力されるフレームデータを受信する。この時、前記それぞれの符号化器から出力されるフレームデータは同一なQoSを有するデータになり、従って前記N個のラジオフレーム整合器101~10Nはそれぞれ異なるQoSを有するデータを受信することができるが、各ラジオフレーム整合器に入力されるデータは同一なQoSを有するフレームデータである。

20

30

【0022】

前記それぞれのラジオフレーム整合器101~10Nは、それぞれ対応されるチャネル符号化器から出力される符号化されたフレームデータを受信する。ここで前記符号化器から出力されるシンボルデータはそれぞれ対応されるQoSに従って異なるフレーム大きさ (size) 及びフレーム伝送周期を有する。前記QoSは音声、データ、映像などにより決定される。従って、前記QoSにより通信されるフレームデータの伝送率 (data rate) 及び伝送時間周期 (TTI) を相異なるように設定することができる。本発明の実施形態では前記フレームの伝送時間周期 (Transmission Time Interval: TTI) が10msec、20msec、40msec及び80msecフレームと仮定する。前記のように受信される符号化されたデータはそれぞれサービスの種類に従って異なる伝送率及び伝送時間周期TTIを有することができる。即ち、各チャネルのフレームは固有のTTI及びデータ伝送率を有する。従って、一つのチャネルデータを伝送する場合には、一つのチャネル符号化器から生成される符号化されたデータを処理し、少なくとも二つのチャネルデータを伝送する場合には、前記チャネルにそれぞれ対応されるチャネル符号化器から生成される符号化されたデータを処理するようになる。

40

【0023】

50

すると、それぞれの第1インタリーバ111～11Nは、それぞれ対応されるチャンネル符号化器から出力されるトランスポートチャンネルフレームを受信して1次インタリーピングする。この時、前記チャンネル符号化器からそれぞれ出力される各チャンネルのフレームはそれぞれ異なるTTI及び伝送率を有することができる。

【0024】

図1に示したように、ラジオフレームをRFに示す。iがトランスポートチャンネルであり、jは与えられたトランスポートチャンネルに対するラジオフレームインデックスであることを RF_{ij} に示す。 RF_i はi番目トランスポートチャンネルのすべてのラジオフレームを意味する（例えば、 $RF_{1,2}$ は1番目トランスポートチャンネルの2番目ラジオフレームを意味し、 RF_1 は1番目トランスポートチャンネルのすべてのラジオフレームを意味する）。ラジオフレーム分割器121～12Nはそれぞれ対応される第1インタリーバ111～11Nから出力されるデータフレーム $LF_1 \sim LF_N$ を図3の301のようにラジオフレーム伝送時間間隔に伝送されるデータの大きさ $RF_1 \sim RF_N$ に分割した後、ラジオフレーム伝送時間間隔で分割された手順に従って順次的に出力する。本発明の実施形態で、 T_i はトランスポートチャンネルiのラジオフレームの数を意味する。ここでiはトランスポートチャンネルインデックスである（例えば、 T_1 は前記1番目トランスポートチャンネルのラジオフレームの数と同一である）。前記トランスポートチャンネルフレーム $LF_1 \sim LF_N$ は各チャンネル別に異なるTTI及び伝送率を有することができる。本発明の実施形態で前記ラジオフレームの伝送時間間隔は10msに仮定し、従って前記ラジオフレーム $RF_1 \sim RF_N$ は10ms時間区間で伝送されるラジオフレームになる。このような場合、前記80msのTTIを有するトランスポートチャンネルフレームを受信するラジオフレーム整合器は、前記80msのデータフレームが入力されるビット手順に8個のラジオフレームに分割し、ラジオフレームの伝送時間間隔である10msごとに前記分割されたラジオフレームを順次的に出力する。また40msのTTIを有するトランスポートチャンネルフレームを受信するラジオフレーム整合器は、前記40msのデータフレームを入力されるビット手順に4個のラジオフレームに分割した後、10msごとに前記4個のラジオフレームを順次的に出力する。前記のような方法に20msのTTIを有するトランスポートチャンネルフレームも2個のラジオフレームに分割され出力される。そして前記10msのデータフレームはラジオフレームの伝送時間間隔（TTI）を有するので分割動作なしそのまま出力される。

【0025】

この時、前記トランスポートチャンネルフレームは前記ラジオフレームの大きさの整数倍でないことがある。このような場合、前記入力されるデータフレームに補正ビットを挿入して前記ラジオフレームのビット数の整数倍に補正することが望ましい。即ち、入力されるトランスポートチャンネルフレームの全体大きさ L_i と変数 T_i の比である L_i/T_i が整数でない場合には、これを補充するために補正ビット（filler bit）を使用する。即ち、補正ビットを使用して伝送周期間に常に一定なラジオフレーム大きさが維持されるようにラジオフレーム分割生成器の前段階でこれを前処理（pre processing）する。前記のようにトランスポートチャンネルフレーム内でラジオフレームを一定な大きさに維持することにより、全体データフレームの伝送制御が簡単になる。トランスポートチャンネルフレームの伝送時間間隔が最大80msである時、最大7個の補正ビットを使用することができる。従って、このような補正ビットの追加による全体データフレームレートの増加のため発生する伝送効率の低下は、一般的にほぼ無視できる程度である。具体的な内容は次のビット処理過程でもっと詳細に説明する。また、この時、それぞれのラジオフレーム分割器121～12Nはそれぞれ入力されたトランスポートチャンネルフレームをラジオフレーム伝送時間間隔である10ms単位に順次的に出力する機能を遂行する。前記ラジオフレーム分割器121～12Nから出力される図3の302のような大きさが $RF_1 \sim RF_N$ であるラジオフレームは、それぞれ対応されるレート整合器131～13Nに印加され伝送率が調整され、この時、伝送率が調整されたデータフレームは大きさがそれぞれ $KF_1 \sim KF_N$ になる。ここで、 K_i は KF_i フレームそれぞれの

10

20

30

40

50

大きさを意味する。

【0026】

従って、前記のようなラジオフレーム整合器101～10Nは、並列入力されるトランスポートチャンネルフレーム中で、それぞれ対応されるトランスポートチャンネルフレームを入力し、前記それぞれ入力されるトランスポートチャンネルフレームの大きさを確認し、これをラジオフレーム伝送時間間隔に伝送されるデータ大きさ（ラジオフレーム）に分割し、前記分割されたラジオフレームをラジオフレームの伝送時間間隔時点で並列出力する。すると前記レート整合器131～13Nから出力されるデータフレーム $KF_1 \sim KF_N$ は多重化器200に印加され、前記多重化器200は前記フレーム $KF_1 \sim KF_N$ を直列データフレームに多重化して図3の303のように大きさがPである多重化フレームを生成する。この時、前記多重化器200は前記大きさが $KF_1 \sim KF_N$ であるフレームを順次的に多重化することができ、このような場合、前記多重化フレームの大きさが $P = K_1 + K_2 + \dots + K_N$ になることができる。従って、前記多重化器200は、先ず前記トランスポートチャンネルの数Nを設定し、ラジオフレームの伝送時間間隔（10ms）ごとに前記ラジオフレーム整合器101～10Nから並列出力されるラジオフレームを並列入力した後、順次的に多重化して直列データフレームに出力する。即ち、前記多重化器200は10ms間隔に図3の303のような直列データフレームを出力する。

10

【0027】

前記多重化フレームPを入力する物理チャンネル分割器300は、前記大きさがPである多重化された直列データフレームを使用可能な物理チャンネルの数Mに分割して図3の304のような物理チャンネルフレームを生成し、これを各チャンネル送信器の第2インタリーバ401～40Nに伝達する。この時、前記第2インタリーバ401～40Nにそれぞれ伝達される物理チャンネルフレームは P/M の大きさを有する。ここで前記物理チャンネルはマルチコードを使用することができる。そのため、前記物理チャンネル分割器300は使用可能な物理チャンネルの数Mを設定し、前記設定された物理チャンネルの数に前記多重化された直列データフレームのビットを分割した後、対応される物理チャンネルに割り当てる。ここで前記分割方法は同一なデータ伝送率を有する一つ以上の物理チャンネルのラジオフレーム単位にビットを分割することができ、また相異なるデータ伝送率を有する一つ以上の物理チャンネルのラジオフレーム単位にビットを分割することができる。

20

【0028】

前記図1のような逆方向リンクのチャンネル送信装置から出力されるラジオフレームを受信する逆方向リンクのチャンネル受信装置は、前記逆方向リンクのチャンネル送信装置の逆過程を遂行する。前記逆方向リンクのチャンネル受信装置は後述する図4で説明する。

30

【0029】

前記図1で各構成部分に対する詳細動作は図3に示されている。

【0030】

前記図3を参照すると、参照符号301はラジオフレーム分割器121～12Nが第1インタリーバ111～11Nから並列伝達されるそれぞれのトランスポートチャンネルフレームをラジオフレームの伝送時間間隔に伝送されるラジオフレームに分割することを示す。ここで、もし L_i / T_i が整数でない場合、前記ラジオフレーム分割器は前記伝達されたトランスポートチャンネルフレームのビット数 L_i が前記 T_i の整数倍になるように補正ビットを追加する。示したように、このように追加された補正ビットは分割されたラジオフレーム中、最終のフレームから順次的に追加することが望ましい。

40

【0031】

図3の301はラジオフレームに補正ビットを追加する手順を示す。前記手順は下記部分で詳細に説明される。本発明の実施形態では各ラジオフレームに補正ビットを一つずつ追加することを例に挙げており、ここで前記補正ビットは‘0’、または‘1’を任意に選択することができる。図3の302は前記のように分割されたラジオフレームが伝送率に従ってレート整合されることをしめす。図3の303は前記レート整合された大きさが K_i （ $i = 1, 2, \dots, N$ ）であるN個のラジオフレームが多重化器200により多重化され

50

大きさがPである一つの多重化フレームを形成して物理チャネル分割器 (Physical channel segmentation) 300に伝達されることを示す。また前記図3の304は、前記物理チャネルフレーム生成器が前記大ききのPである多重化フレームを受信して、これを物理チャネル個数 (M) に分けて対応される物理チャネルに並列に出力することを示す。

【0032】

図2は本発明の実施形態による順方向リンクのチャネル符号化及び多重化 (downlink channel coding & multiplexing) のためのチャネル送信装置のラジオフレーム整合器151～15Nから第2インタリーバ800までの構造を示す図である。

10

【0033】

前記順方向リンク (DownLink) である場合も、多重化器600の入力をラジオフレーム分割器 (radio frame segmentation) 171～17Nで受ける点のみ除外すると、前記図1及び図3に示された方式のように逆方向リンクのチャネル送信装置と同一な動作過程を遂行する。即ち、前記図2のような順方向リンクのチャネル送信装置は、レート整合器 (rate matching) が前記第1インタリーバ (first interleaving) 151～15Nの以前に存在するので示されていない。

【0034】

順方向リンクのチャネル受信装置も前記逆方向リンクのチャネル受信装置でレートデマッチング (Rate dematching) が遂行されないことを除外すると、同一な過程を遂行する。

20

【0035】

前記図1及び図2のような構成を有する本発明の実施形態によるチャネル送信装置でラジオフレーム分割器、多重化器及び物理チャネル分割器を中心に説明する。また、ここで説明の便利のため逆方向リンクのチャネル送信装置を中心に説明する、従ってラジオフレーム分割器の参照符号は121～12Nに表記し、多重化器は200に、物理チャネル分割器は300に表記する。

【0036】

<補正ビットを使用するラジオフレーム分割器>

30

逆方向リンク (Uplink) 及び順方向リンク (downlink) のラジオフレーム分割器は同一な動作を遂行する。前記ラジオフレーム分割器121～12Nは入力されるトランスポートチャネルフレームを10msec単位のラジオフレームブロックに分けて、10msec時点ごとに前記分割されたラジオフレームブロック単位のデータを順次的に出力する。この時、入力されるトランスポートチャネルフレームのビット数に従って補正ビット (filler bit) を挿入するか、または挿入しないことができる。本発明の実施形態では前記補正ビットを挿入する場合、ラジオフレーム分割器121～12Nが前記補正ビットを挿入する場合を例に挙げて説明する。また前記補正ビットの挿入方法は、分割されたラジオフレームの後から一つのラジオフレームに一つの補正ビットを挿入する例を挙げて説明する。先ず図5を参照して前記ラジオフレーム分割器121～12Nが

40

入力されるトランスポートチャネルフレームに補正ビットを挿入した後、ラジオフレームに分割する動作を説明し、次に図6を参照して前記ラジオフレーム分割器121～12N

が入力されるトランスポートチャネルフレームに補正ビットを挿入しなくラジオフレームに分割する動作を説明する。

【0037】

前記ラジオフレーム分割器121～12Nに入力されるトランスポートチャネルフレームの大きさと伝送時間間隔 (TTI) の比である L_i / T_i が一般的に常に整数でないので、その値を整数に補正するためには、下記の関係式に従って与えられる補正ビット数 r_i を求める。ここで T_i が0から最大8までの値を有するので、 r_i は0から最大7までの値を有する。また順方向リンク及び逆方向リンクで補正された値から新たに求めた比であ

50

る $(L_i + r_i) / T_i$ をそれぞれ下記のように KD_i 及び R_i に定義する。

$r_i = T_i - (L_i \bmod T_i)$ 、ここで $r_i = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$

順方向リンク : $KD_i = (LD_i + rD_i) / TD_i$; LD_i 、 rD_i 及び TD_i はそれぞれ順方向リンクの L_i 、 r_i 及び T_i である。

逆方向リンク : $R_i = (L_i + r_i) / T_i$

【0038】

また、ラジオフレームを常に一定な大きさに設定するために、もし r_i が0でない場合、 $(T_i - r_i + 1)$ 番目ラジオフレームからは、該当フレームの最後のビット位置に補正ビット (filler bit) を添加して一定なフレーム大きさ KD_i 、または R_i が維持されるように補完する。前記補正ビットを使用するか否かはサービスの種類により決定される。補正ビットは0、または1の中、任意に選択されることができ、性能にはあまり関係なく、システム使用者が選択することができる予備ビット (reserved bit) の役割をする。前記補正ビットは不連続伝送 (DTX: discontinuous transmission) の指定ビットになり、チャネル符号化及び多重化以後の伝送端で伝送されないこともある。このように一定なラジオフレーム大きさに修正されたブロックは多重化器200に伝達される。次にラジオフレーム分割器の具体的な動作をビット単位に説明する。

【0039】

前記 i 番目ラジオフレーム整合器10*i*でのラジオフレーム分割器 (Radio frame segmentation) の以前ビットを次のように記述することができる。先ず、上述した方法により補正ビットの数である r_i を求めたと仮定する。そしてラジオフレームの手順を示す添え字に t 、 $1 \leq t \leq T_i$ を使用する。即ち、1番目ラジオフレームを $t = 1$ 、次のラジオフレームを $t = 2$ 、最後のラジオフレームを $t = T_i$ と表示する。それぞれのラジオフレームは同一なフレーム大きさである $(L_i + r_i) / T_i$ の大きさを有する。すると、 i 番目ラジオフレーム整合器10*i*の第1インタリーブ (First interleaver) 11*i*から出力されるビットを $b_{i,1}$, $b_{i,2}$, ..., b_{i,L_i} と定義し、 $T_i = i$ 番目チャネル符号化及び多重化チェーンの伝送時間間隔 (msec) / 10 (msec) $\in \{1, 2, 4, 8\}$ に定義する時、前記ラジオフレーム分割器 (Radio frame segmentation) 12*i*から出力されるビットを 10 msec フレーム単位に出力される $c_{i,1}$, $c_{i,2}$, ..., $c_{i,[(L_i + r_i) / T_i]}$ とする時、これを次の関係式に定義する。

1 番目 10 msec 時間間隔内のラジオフレーム分割器の出力ビット : $t = 1$

$c_{i,j} = b_{i,j}$, $j = 1, 2, \dots, (L_i + r_i) / T_i$

2 番目 10 msec 時間間隔内のラジオフレーム分割器の出力ビット : $t = 2$

$c_{i,j} = b_{i,(j + (L_i + r_i) / T_i)}$, $j = 1, 2, \dots, (L_i + r_i) / T_i$

$(T_i - r_i)$ 番目 10 msec 時間間隔内のラジオフレーム分割器の出力ビット : $t = (T_i - r_i)$

$c_{i,j} = b_{i,(j + (T_i - r_i - 1) (L_i + r_i) / T_i)}$, $j = 1, 2, \dots, (L_i + r_i) / T_i$

$(T_i - r_i + 1)$ 番目 10 msec 時間間隔内のラジオフレーム分割器の出力ビット : $t = (T_i - r_i + 1)$

$c_{i,j} = b_{i,(j + (T_i - r_i) (L_i + r_i) / T_i)}$, $j = 1, 2, \dots, (L_i + r_i - 1) / T_i$

$c_{i,j} = \text{filler_bit} (0/1)$, $j = (L_i + r_i) / T_i$

:

:

T_i 番目 10 msec 時間間隔内のラジオフレーム分割器出力ビット : $t = T_i$

$c_{i,j} = b_{i,(j + (T_i - r_i) (L_i + r_i) / T_i)}$, $j = 1,$

10

20

30

40

50

2, . . . , (L_i + r_i - 1) / T_i
 c_{i, j} = filler_bit (0 / 1), j = (L_i + r_i) / T_i
 【0040】

前記ラジオフレーム分割器 (Radio frame segmentation) 12 i は送信装置に含まれ、受信装置のラジオフレーム組立て器 (Radio frame desegmentation) に対応する。前記ラジオフレーム組立て器 (Radio frame desegmentation) は、前記ラジオフレーム分割器 (Radio frame segmentation) の逆過程、即ち、10 msec 単位のブロックを伝送周期だけ順次的に並べて一つのフレームに生成する動作を遂行する。

【0041】

10

図5は前記のように補正ビットを使用する場合のラジオフレーム生成過程を示している。先ず、使用される変数を定義すると次のようである。

t : フレームタイムインデックス (1, 2, . . . , T_i)、
 RF_{i, t} : i 番目ラジオフレーム整合器の t 番目 10 msec ラジオフレーム
 L_i : i 番目ラジオフレーム整合器から入力されるフレーム大きさ

【0042】

前記図5を参照すると、先ず前記ラジオフレーム分割器は511段階で次のような初期化過程を遂行する。

t := 1 / * フレームタイムインデックス初期化 * /
 r_i := T_i - L_i mod T_i / * 補正ビットの個数 * /
 R_i := (L_i + r_i) / T_i for UL (逆方向リンク) / * 逆方向リンクに対するラジオフレームの大きさ * /
 KD_i := (LD_i + rD_i) / TD_i for DL (順方向リンク) / * 順方向リンクに対するラジオフレームの大きさ * /

20

【0043】

以後、前記ラジオフレーム分割器は513段階で求められた前記補正ビットの個数 r_i が '0' であるかを検査する。この時、前記補正ビットの個数 r_i が '0' である場合、前記ラジオフレーム分割器は517段階に進行して入力フレームからラジオフレーム大きさに該当するデータを読み出して貯蔵する。一方、前記補正ビットの個数 r_i が '0' でない場合、前記ラジオフレーム分割器は515段階に進行して前記フレーム番号 t が (T_i - r_i + 1) であるかを検査する。即ち、補正ビットが添加されるラジオフレームであるかを検査する。この時、前記補正ビットが添加されないラジオフレームである場合には、前記ラジオフレーム分割器は519段階に進行して前記入力フレームからラジオフレーム大きさに該当するデータを読み出して貯蔵した後、525段階に進行する。一方、前記補正ビットが添加されるラジオフレームである場合、前記ラジオフレーム分割器は521段階に進行して前記入力フレームから前記ラジオフレーム大きさより1ビット小さいデータを読み出して貯蔵する。そして前記ラジオフレーム分割器は523段階で前記貯蔵されたラジオフレームの最後ビット位置に補正ビットを添加した後、525段階に進行する。そして前記ラジオフレーム分割器は前記525段階で前記フレーム番号 t を '1' だけ増加させ、527段階で前記更新されたフレーム番号 t が前記伝送周期による分割個数 T_i より大きいか検査する。この時、前記フレーム番号が前記分割個数より小さい場合、前記ラジオフレーム分割器は前記513段階に戻して以下の過程を再遂行し、前記フレーム番号が前記分割個数より大きい場合、前記ラジオフレーム分割器は前記ラジオフレーム生成過程を終了する。前記のような過程に生成されたラジオフレームは順次的に第2多重化器200に出力される。

30

40

【0044】

<補正ビットを使用しないラジオフレーム分割器>

上述したラジオフレーム分割器の代わりに補正ビットを使用しないラジオフレーム分割器を使用することもできる。T_i が0から最大8までの値を有するので、r_i は0から最大7までの値を有する。また順方向リンク及び逆方向リンクで (L_i + r_i) / T_i をそれ

50

ぞれ下記のように KD_i と及び R_i に定義する。

$r_i = T_i - (L_i \bmod T_i)$ 、ここで $r_i = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$

順方向リンク (Downlink) : $KD_i = (LD_i + r_i) / TD_i$

逆方向リンク (Uplink) : $R_i = (L_i + r_i) / T_i$

【0045】

以下、前記の補正ビットを使用しないラジオフレーム分割器の具体的な動作をビット単位に説明する。

【0046】

前記 i 番目ラジオフレーム整合器 $10i$ でのラジオフレーム分割器 (Radio frame segmentation) 以前のビットを次のように記述することができる。先
10
ず、上述した方法により補正ビットの数 r_i を求めたと仮定する。そしてラジオフレーム
の手順を示す添え字に t 、 $1 \leq t \leq T_i$ を使用する。即ち、1 番目ラジオフレームを $t = 1$ 、次のラジオフレームを $t = 2$ 、最終のラジオフレームを $t = T_i$ と表示する。

【0047】

すると、 i 番目ラジオフレーム整合器 $10i$ での第 1 インタリーブ $11i$ から出力される
ビットを $b_{i,1}, b_{i,2}, \dots, b_{i,L_i}$ と定義し、 T_i を次のように T_i
= i 番目ラジオフレーム整合器 $10i$ の伝送時間間隔 (msec) / 10 (msec) ∈
{1, 2, 4, 8} と定義する時、前記ラジオフレーム分割器 (Radio frame
segmentation) $12i$ から出力されるビットを 10 msec フレーム単位
に出力される $c_{i,1}, c_{i,2}, \dots, c_{i,(L_i + r_i) / T_i}$ とする時、
20
これを次の関係式に定義する。

1 番目 10 msec 時間間隔内のラジオフレーム分割器の出力ビット : $t = 1$

$c_{i,j} = b_{i,j}, j = 1, 2, \dots, (L_i + r_i) / T_i$

2 番目 10 msec 時間間隔内のラジオフレーム分割器の出力ビット : $t = 2$

$c_{i,j} = b_{i,(j + (L_i + r_i) / T_i)}, j = 1, 2, \dots, (L_i + r_i) / T_i$

$(T_i - r_i)$ 番目 10 msec 時間間隔内のラジオフレーム分割器の出力ビット : $t = (T_i - r_i)$

$c_{i,j} = b_{i,(j + (T_i - r_i - 1) (L_i + r_i) / T_i)}, j = 1, 2, \dots, (L_i + r_i) / T_i$
30

$(T_i - r_i + 1)$ 番目 10 msec 時間間隔内のラジオフレーム分割器の出力ビット : $t = (T_i - r_i + 1)$

$c_{i,j} = b_{i,(j + (T_i - r_i) (L_i + r_i) / T_i)}, j = 1, 2, \dots, (L_i + r_i) / T_i$

:

:

T_i 番目 10 msec 時間間隔内のラジオフレーム分割器の出力ビット : $t = T_i$

$c_{i,j} = b_{i,(j + (T_i - r_i) (L_i + r_i) / T_i)}, j = 1, 2, \dots, (L_i + r_i) / T_i$
40

【0048】

ここで r_i が 0 でない場合、1 番目から $(T_i - r_i)$ 番目ラジオフレームのフレーム大きさは R_i になり、 $(T_i - r_i + 1)$ 番目ラジオフレームからはフレームの大きさは $R_i - 1$ になる。順方向リンクに対しては、 r_i が 0 でない場合、1 番目から $(TD_i - r_i)$ 番目ラジオフレームのフレーム大きさは KD_i になり、 $(TD_i - r_i + 1)$ 番目ラジオフレームから最終ラジオフレームの大きさは $KD_i - 1$ になる。このような時間によって変化するフレーム大きさのブロックは前記多重化器に伝達される。このようなラジオフレームブロックの一定しないフレーム大きさのため、多数個のチャネル符号化及び多重化チェーンでラジオフレームブロックを受ける前記多重化器のフレーム大きさは 10 msec ごとに変わることができ、物理チャネル分割器の動作も 10 msec ごとに変わることができる。従って、これはフレーム大きさ制御が複雑化される原因になる。
50

従って、補正ビットを使用するラジオフレーム分割器を使用することが望ましい。

【0049】

前記ラジオフレーム分割器12iは送信装置に含まれ、受信装置のラジオフレーム組立て器(Radio frame desegmentation)に対応する。前記ラジオフレーム組立て器(Radio frame desegmentation)は前記ラジオフレーム分割器(Radio frame segmentation)の逆過程、即ち、10msec単位のブロックを伝送周期だけ順次的に配列して一つのフレームに生成する動作を遂行する。

【0050】

図6は前記のように補正ビットを使用しない場合のラジオフレーム生成過程を示している。10
。まず、使用される変数を定義すると次のようである。

t : フレームタイムインデックス (1, 2, . . . , T_i) ;

$RF_{i,t}$: i 番目チャネル符号化及び多重化チェーンの t 番目 10msec ラジオフレーム

L_i : i 番目チャネル符号化及び多重化チェーンから入力されるフレーム大きさ

【0051】

前記図6を参照すると、まず前記ラジオフレーム分割器は611段階で次のような初期化過程を遂行する。

$t := 1$ /* フレームタイムインデックス初期化 */

$r_i := T_i - L \bmod T_i$ /* 補正ビットの個数 */

$R_i := (L_i + r_i) / T_i$ for UL (逆方向リンク) /* 逆方向リンクに対するラジオフレーム大きさ */

$KD_i := (LD_i + rD_i) / TD_i$ for DL (順方向リンク) /* 順方向リンクに対するラジオフレーム大きさ */

【0052】

以後、前記ラジオフレーム分割器は613段階で求められた補正ビットの個数 r_i が '0' であるかを検査する。この時、前記補正ビットの個数 r_i が '0' である場合、前記ラジオフレーム分割器は617段階に進行して入力フレームでラジオフレーム大きさに該当するデータを読み出して貯蔵する。一方、前記補正ビットの個数 r_i が '0' でない場合、前記ラジオフレーム分割器は615段階に進行して前記フレーム番号 t が ($T_i - t_i + 1$) であるかを検査する。この時、前記フレーム番号 t が前記 ($T_i - t_i + 1$) より小さい場合、前記ラジオフレーム分割器は619段階に進行して前記入力フレームでラジオフレーム大きさに該当するデータを読み出して貯蔵した後、623段階に進行する。一方、前記フレーム番号 t が前記 ($T_i - t_i + 1$) 以上である場合、前記ラジオフレーム分割器は621段階に進行して前記入力フレームで前記ラジオフレーム大きさより1ビット小さいデータを読み出して貯蔵した後、前記623段階に進行する。そして前記ラジオフレーム分割器は前記623段階で前記フレーム番号 t を '1' だけ増加させ、625段階で前記更新されたフレーム番号 t が前記伝送周期による分割個数 T_i より大きいかを検査する。この時、前記フレーム番号 t が前記分割個数 T_i より小さい場合、前記ラジオフレーム分割器は前記613段階に戻して以下の過程を再遂行し、前記フレーム番号 t が前記分割個数 T_i より大きい場合、前記ラジオフレーム分割器は前記ラジオフレーム生成過程を終了する。前記のような過程に生成されたラジオフレームは順次的に第2多重化器200に出力される。

【0053】

< 多重化器 (multiplexing) の動作 >

まず前記逆方向リンク (Uplink) での多重化器200の動作を説明する。前記逆方向リンク (Uplink) での前記多重化器200の入力ビットを次のように記述することができる。

レート整合器1の出力ビット : $c_{1,1}, c_{1,2}, \dots, c_{1,K_1}$

レート整合器2の出力ビット : $c_{2,1}, c_{2,2}, \dots, c_{2,K_2}$

レート整合器3の出力ビット： $c_{3,1}, c_{3,2}, \dots, c_{3,K_3}$
 $\dots$

レート整合器Nの出力ビット： $c_{N,1}, c_{N,2}, \dots, c_{N,K_N}$

【0054】

前記多重化器200の出力ビットを $d_1, d_2, \dots, d_p$ にする時、これを次のような関係式に定義する：

$$\begin{aligned} j &= 1, 2, 3, \dots, P \text{ である時 } (P = K_1 + K_2 + \dots + K_N), \\ d_j &= c_{i,j} \quad j = 1, 2, \dots, K_1 \\ d_j &= c_{2, (j - K_1)} \quad j = K_1 + 1, K_1 + 2, \dots, K_1 + K_2 \\ d_j &= c_{3, (j - (K_1 + K_2))} \quad j = (K_1 + K_2) + 1, (K_1 + K_2) + 2, \dots, (K_1 + K_2) + K_3 \\ &\dots \\ d_j &= c_{N, (j - (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}))} \quad j = (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + 1, (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + 2, \dots, \\ &\quad (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + K_N \end{aligned} \quad 10$$

【0055】

次に順方向リンク (Down link) での多重化器200の動作を説明する。

【0056】

前記順方向リンクでの多重化器200の入力ビットを次のように記述することができる。

レート整合器1の出力ビット： $c_{1,1}, c_{1,2}, \dots, c_{1,K_1}$ 20

レート整合器2の出力ビット： $c_{2,1}, c_{2,2}, \dots, c_{2,K_2}$

レート整合器3の出力ビット： $c_{3,1}, c_{3,2}, \dots, c_{3,K_3}$

$\dots$

レート整合器Nの出力ビット： $c_{N,1}, c_{N,2}, \dots, c_{N,K_N}$

【0057】

前記多重化器200の出力ビットを $d_1, d_2, \dots, d_p$ とする時、これを次のような関係式に定義する。

$$\begin{aligned} j &= 1, 2, 3, \dots, P \text{ である時 } (P = K_1 + K_2 + \dots + K_N), \\ d_j &= c_{i,j} \quad j = 1, 2, \dots, K_1 \\ d_j &= c_{2, (j - K_1)} \quad j = K_1 + 1, K_1 + 2, \dots, K_1 + K_2 \\ d_j &= c_{3, (j - (K_1 + K_2))} \quad j = (K_1 + K_2) + 1, (K_1 + K_2) + 2, \dots, (K_1 + K_2) + K_3 \\ &\dots \\ d_j &= c_{N, (j - (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}))} \quad j = (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + 1, (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + 2, \dots, \\ &\quad (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + K_N \end{aligned} \quad 30$$

【0058】

前記多重化器200は送信装置に含まれ、受信装置の逆多重化器に対応する。前記逆多重化器 (demultiplexing) は前記多重化器200の逆過程、即ち、入力フレームを順次的にN個のブロックに分けてそれぞれのラジオフレーム整合器に送る動作を遂行する。 40

【0059】

図7は前記多重化器200でラジオフレームを多重化する過程を示している。先ず、使用される変数を定義すると次のようである。

N： ラジオフレーム整合器の総数；

i： ラジオフレーム整合器のインデックス (1, 2, ..., N)； and

RFi： a 10 msec radio frame in an i^{th} radio frame matcher.

【0060】

先ず、前記多重化器200は711段階でラジオフレーム整合器のインデックスiを‘1 50

’に初期化する。そして前記多重化器200は713段階でi番目ラジオフレーム整合器から伝達されるラジオフレームを多重化バッファ(multiplexing buffer)に貯蔵する。そして、前記多重化器200は715段階で前記ラジオフレーム整合器のインデックスiを‘1’だけ増加させ、717段階で前記増加されたラジオフレーム整合器のインデックスiが前記ラジオフレーム整合器の総数Nより大きいかを検査する。この時、前記ラジオフレーム整合器のインデックスiが前記ラジオフレーム整合器の総数Nより大きくないと、前記多重化器200は前記713段階に戻して以下の過程を再遂行し、前記ラジオフレーム整合器のインデックスiが前記ラジオフレーム整合器の総数Nより大きいと、前記多重化過程を終了する。前記のように前記多重化器200は前記ラジオフレーム整合器から伝達されるラジオフレームを前記多重化バッファに順次的に貯蔵させ、大きさがPである多重化フレームを生成する。ここで前記多重化フレームは直列データフレームに変換された状態になる。

10

【0061】

<物理チャネル分割器(Physical channel segmentation)の動作>

前記物理チャネル分割器300は逆方向リンク(Uplink)及び順方向リンク(downlink)である場合に、すべて同一な動作を遂行する。

【0062】

前記多重化器から出力される直列データフレームのビットを $d_1, d_2, \dots, d_p$ とし、Mを物理チャネル(Physical channel)の個数に定義する時、前記物理チャネル分割器(Physical channel segmentation)の出力は次のような関係式に定義する。

20

物理チャネル1の物理チャネルフレーム分割器の出力ビット:

$$e_{1,j} = d_j \quad j = 1, 2, \dots, P/M$$

物理チャネル2の物理チャネルフレーム分割器の出力ビット:

$$e_{2,j} = d_{(j + P/M)} \quad j = 1, 2, \dots, P/M$$

物理チャネルMの物理チャネルフレーム分割器の出力ビット:

$$e_{M,j} = d_{(j + (M-1)P/M)} \quad j = 1, 2, \dots, P/M$$

M

【0063】

上述した物理チャネル分割器(Physical channel segmentation)の物理チャネル分割方式は、前記第2インタリーブ(2^{nd} interleaver)の効果を最大に活用することができる利点がある。従って、フェージングチャネル(Fading channel)上でのバーストエラー(burst error)による受信端での復号後、ビットエラー確率(bit error probability)を最小化することができる。具体的に説明すると、一般的にチャネル符号化器(channel encoder)の符号化率(code rate)が $1/3$ であるので、3個のシンボル(symbol)が一つの情報ビット(information bit)に該当する。前記の物理チャネルフレームの分割(segmentation)方式でMを3、Pを30と仮定し、下記のように他の物理チャネル分割(physical channel segmentation)方式を考慮して見る。

30

物理チャネル分割前のビット

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10... 29

物理チャネル分割後のビット

物理チャネル1: 0 3 6 9 12... 27

物理チャネル2: 1 4 7 10 13... 28

物理チャネル3: 2 5 8 11 14... 29

【0064】

このような3個の物理チャネル分割方式は、同一な第2インタリーブ(2^{nd} interleaver)を使用するので、第2インタリーブ(2^{nd} interleav

40

ing) 後、3個の入力シンボル(input symbol)が連続的に常に存在するようになる。従って、どのタイム(time)時点でフェージング(fading)現状が発生するようになると、3個のシンボル(symbol)に連続的に誤りが発生する確率が非常に大きくなる。

【0065】

しかし、本発明の方式は各物理チャネル(physical channel)に同一なビット数の連続的なビットセグメント(bit segment)を一つの物理チャネル(Physical channel)に割り当てるので次のように伝送される。

物理チャネル分割前のビット

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 29

10

物理チャネル分割後のビット

物理チャネル1 : 0 1 2 3 . . . 9

物理チャネル2 : 10 11 12 13 . . . 19

物理チャネル3 : 20 21 22 23 . . . 29

【0066】

従って、第2インタリーブング(2^{nd} interleaving)後、3個の物理チャネル(physical channel)の同一なビット位置(bit position)で相対的に異なる時間(time)を有するので、フェージング(fading)により元の1ビットに該当する3個のシンボル(symbol)に同時に誤りが発生する確率が低減されるようになる。従って、受信端で復号を遂行した後、ビットエラーレート(bit error rate)が前記の例と比較する時、低減されるようになる。

20

【0067】

前記物理チャネル分割器(Physical channel segmentater)は送信装置に含まれ、受信装置の物理チャネル組立て器(Physical channel desegmenter)に対応する。前記物理チャネル組立て器は前記物理チャネル分割器の逆過程、即ち、M個の物理チャネルからのフレームをブロック単位に順次的に配列して一つのフレームに生成する動作を遂行する。

【0068】

図8は前記物理チャネル分割器で物理チャネルフレームを生成する過程を示している。先ず、使用される変数を定義すると次のようである。

30

m : 物理チャネルインデックス(1、2、. . . M) ;

M : 物理チャネルの総数

P : ビット単位のインデックスデータブロック大きさ

【0069】

前記図8を参照すると、先ず前記物理チャネル分割器300は、811段階で前記物理チャネルインデックスmを‘1’に初期化させる。そして前記物理チャネル分割器300は、813段階で大きさがPである入力データから大きさがP/Mであるデータブロックを読み出して、m番目物理チャネルバッファに貯蔵させる。以後、前記物理チャネル分割器300は、815段階で前記物理チャネルインデックスmを‘1’だけ増加させ、817段階で前記増加された物理チャネルインデックスmが前記物理チャネル総数Mより大きいかを検査する。この時、前記物理チャネルインデックスmが前記物理チャネル総数Mより大きくないと、前記物理チャネル分割器300は前記813段階に戻して以下の過程を再遂行し、前記物理チャネルインデックスmが前記物理チャネル総数Mより大きいと、前記物理チャネル分割過程を終了する。

40

【0070】

<受信器具現に関する動作説明>

図4は本発明の実施形態による上述したラジオフレーム分割器(Radio frame segmentation)、多重化器(multiplexing)、物理チャネル分割器(Physical channel segmentation)に相応するチャネル受信装置の構成を示す。

50

【0071】

前記図4を参照すると、物理チャネルメモリ (M p h y s i c a l c h a n n e l b u f f e r m e m o r y) 411は、受信器の第2インタリービング以後に伝達されるシンボルを貯蔵する。第1アドレス発生器 (M b l o c k s e g m e n t a t i o n a d d r e s s g e n e r a t o r) 412は前記第2インタリービングされ伝達されるシンボルをMビットごとに区分して前記物理チャネルメモリ411に貯蔵されるように書き込みアドレスを発生する。第2アドレス発生器 (K i b l o c k s e g m e n t a d d r e s s g e n e r a t o r) 413は前記貯蔵完了時、前記物理チャネルメモリ411に貯蔵されているシンボルを順次的に読み出すための読み出しアドレスを発生する。逆多重化器 (D E M U X) 414は前記物理チャネルメモリ411から出力されるシンボルをN個のバッファ415～4N5に分配する。前記バッファ415～4N5に貯蔵されたシンボルは順方向の場合、レートデマッチング (r a t e d e m a t c h i n g) なし対応されるラジオフレーム組立て器417～4N7に伝達され、逆方向の場合にはレートデマッチング (r a t e d e m a t c h i n g) ブロックに伝達される。前記レートデマッチングブロック416～4N6は伝達されたシンボルに対してレート整合 (R a t e m a t c h i n g) 動作の逆動作であるゼロシンボル追加とシンボル結合 (s y m b o l c o m b i n i n g) を遂行して前記ラジオフレーム組立て器417～4N7に伝達する。前記ラジオフレーム組立て器417～4N7は伝達されるシンボルを伝送周期に合う単位に組立ててチャネル復号化 (c h a n n e l d e c o d i n g) のため対応されるチャネル復号化器に伝達する。

10

20

【0072】

前記図4のようなチャネル受信装置の動作を説明すると、物理チャネルメモリ411は、受信器の第2インタリービング (2^{nd} d e i n t e r l e a v i n g) 以後に伝達されるシンボルを貯蔵するバッファ (b u f f e r) メモリを示す。前記物理チャネルメモリ411に書き込み動作をする時は、第1アドレス発生器 (M b l o c k s e g m e n t a d d r e s s g e n e r a t o r) 412が動作してMbitごとに区分してバッファに貯蔵する。従って、総P/M個の動作を反復して総P個のシンボルを第2インタリーバ (2^{nd} i n t e r l e a v e r) から入力する。勿論、各チャネル符号化及び多重化チャネル (C h a n n e l c o d i n g & m u l t i p l e x i n g c h a n n e l) にデータがない場合には、総受信されるシンボルの数はPより小さい。従って、最大バッファサイズ (B u f f e r s i z e) がPになる。次に、すべての書き込みが完了されると、第2アドレス発生器 (K i b l o c k s e g m e n t a d d r e s s g e n e r a t o r) 413は読み出しのためのアドレスを生成し、この手順に合わせて前記物理チャネルメモリ411からシンボルを読み出す。この動作は R_i を基準に分割して遂行され総N個の R_i を進行すると、総Pシンボルが逆多重化器 (D E M U X) 414を通じてN個のバッファ415～4N5に伝達される。この時、前記それぞれのバッファ415～4N5はそれぞれ $s i z e = T_i \times K_i$ 、 $i = 1, 2, 3, \dots, N$ の値を有する。この過程で前記逆多重化器 (D E M U X) 414はN個の種類を区分できるように分類する役割をする。次にN個のバッファ415～4N5に分類されたシンボルは、順方向チャネルの場合はレートデマッチング (R a t e d e m a t c h i n g) なしそのままラジオフレーム組立てのためのブロック (R a d i o f r a m e d e s e g m e n t a t i o n b l o c k) に伝達され、逆方向チャネルの場合のみレートデマッチング (R a t e d e m a t c h i n g) 動作を遂行する。即ち、レートデマッチングブロック416～4N6は、レート整合 (R a t e m a t c h i n g) 動作の逆動作であるゼロシンボル追加とシンボル結合 (s y m b o l c o m b i n i n g) を遂行する。最後にラジオフレーム組立て器417～4N7は最終整理されたシンボルをチャネル復号化 (c h a n n e l d e c o d i n g) のため対応されるチャネル復号化器に伝達する。この過程から分かるように受信器の動作は基本的に送信器の動作を逆に進行する。

30

40

【0073】

【発明の効果】

50

上述したように、前記のようなCDMA通信システムは移動局及び基地局が音声、データ、映像などの多様な通信サービスを同時に遂行することができる。即ち、本発明の実施形態は多重化及びチャネル符号化のためのラジオフレーム生成、第2多重化及び物理チャネルフレーム形成の細部動作を定義し、従って各コードで生成される多様な機能のフレームをラジオフレームに変換した後に多重化し、多重化された物理チャネルフレームに変換して各チャネルに伝達することができる。従って、逆方向及び順方向チャネル送信装置で多様な通信機能のサービスを遂行することができる利点がある。

【0074】

以上、本発明の特定の実施例を参照して説明したが、各種の変形が特許請求の範囲により決められる本発明の思想及び範囲を逸脱しない限り、当該技術分野における通常の知識を持つ者により可能なものは明らかである。

10

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施形態による逆方向リンク（uplink）チャネル送信装置の構成を示す図である。

【図2】本発明の実施形態による順方向リンク（downlink）チャネル送信装置の構成を示す図である。

【図3】前記図1及び図2のような構造のチャネル送信装置の動作を説明するための図である。

【図4】本発明の実施形態によるチャネル受信装置の構成を示す図である。

【図5】本発明の実施形態による補正ビットを使用する場合のラジオフレーム生成過程を示す図である。

20

【図6】本発明の実施形態による補正ビットを使用しない場合のラジオフレーム生成過程を示す図である。

【図7】本発明の実施形態によるラジオフレームを多重化する過程を示す図である。

【図8】本発明の実施形態による物理チャネルフレームを生成する過程を示す図である。

【符号の説明】

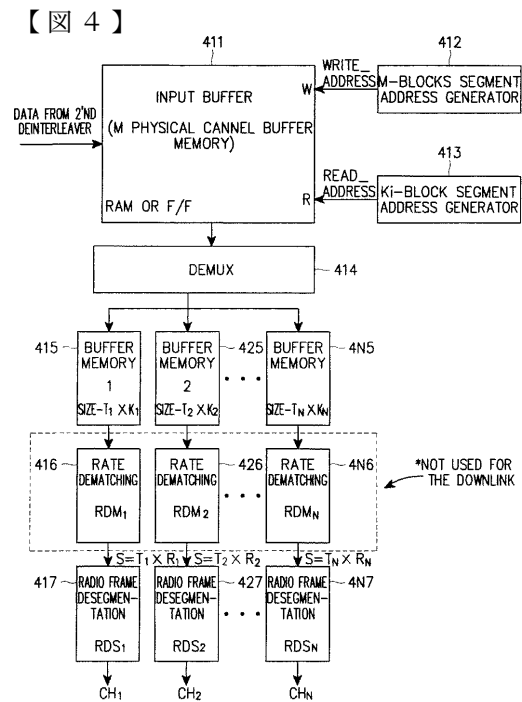
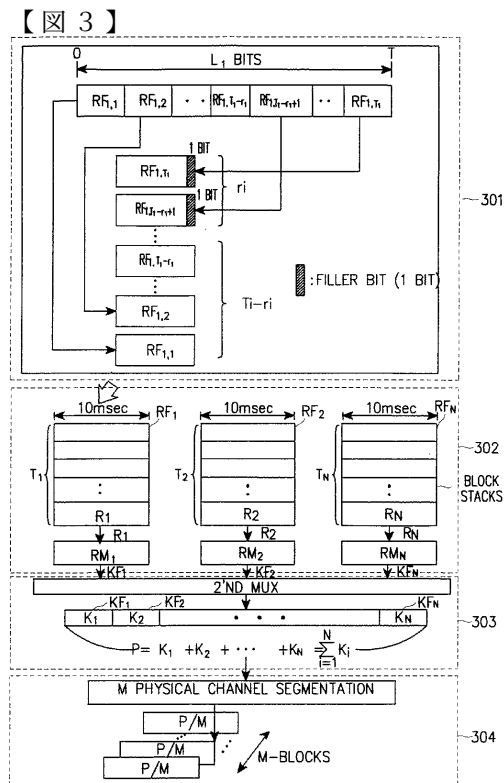
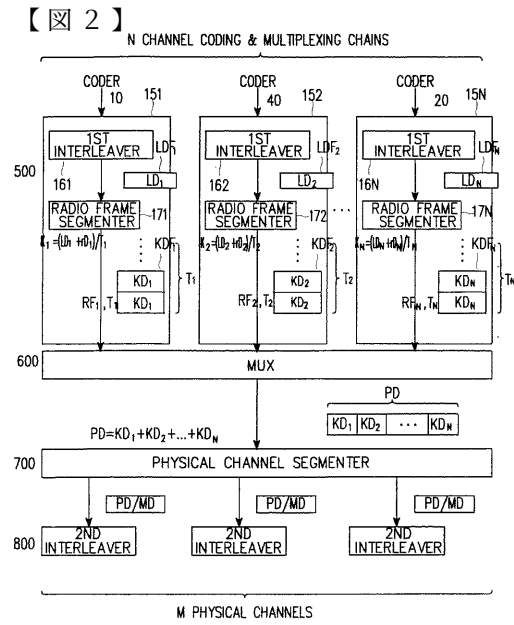
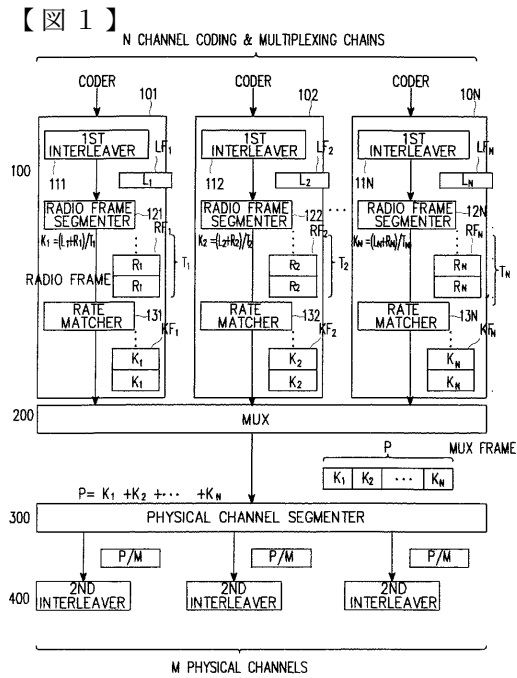
101, 102, 10N, 151, 152, 15N……ラジオフレーム整合器

200, 600……多重化器

300, 700……物理チャネル分割器

400, 800……第2インタリーバ

30



【図 5】

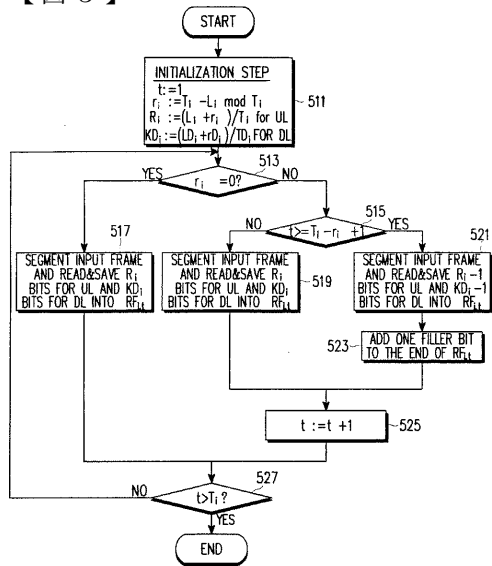


FIG. 5

【図 6】

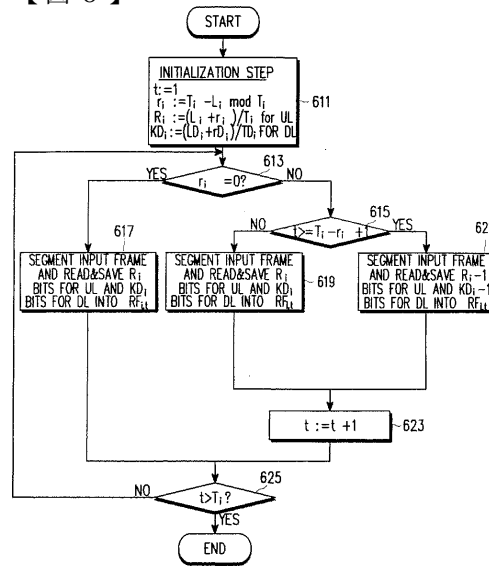


FIG. 6

【図 7】

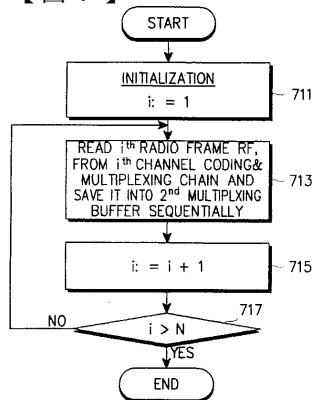


FIG. 7

【図 8】

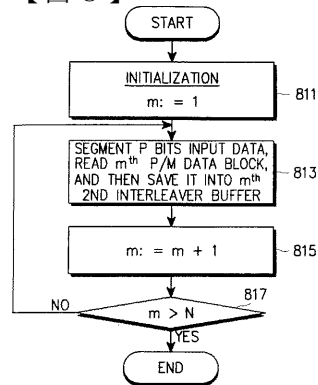


FIG. 8

フロントページの続き

- (72)発明者 セーヒョン・キム
大韓民国・ソウル・138-775・ソンパグ・ソンパ・2ードン(番地なし)・ミソン・エー
ピーティ・#2-902
- (72)発明者 ミンゴ・キム
大韓民国・キョンギド・442-470・スウォンシ・パルタルグ・ヨウントンードン・9
73-3
- (72)発明者 ソンジャエ・チョイ
大韓民国・463-070・キョンギド・ソンナムシ・プンタング・ヤタップードン・(番
地なし)・キュンナム・エーピーティ・#707-402
- (72)発明者 ヨンホワン・リー
大韓民国・キョンギド・463-010・ソンナムシ・プンタング・チョンジャードン・2
37-7

審査官 土居 仁士

- (56)参考文献 TS 25.212, TSGR1#5(99) 763, 3rd Generation Partnership Project, 1999年 6月 4日
, V1.1.0, URL, http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_05/Docs/Zip/R1-99763.zip
Mitsubishi Electric, Discussion on segmentation of block between radio frame for TrCH
with Transmission Time Interval, TSGR1#4(99)349, 1999年 4月20日, (タイトルの
の続き) longer than 10ms, URL, http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_04/Docs/Zips/R1-99349.zip
Multiplexing and channel coding (FDD), TS S1.12, 3rd Generation Partnership Project ,
1999年 3月22日, V1.1.0, TSGR1#3(99)276, URL, http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_03/Docs/zips/R1-99276.zip
SAMSUNG Electronics Co., Detailed descriptions of Radio frame segmentation to 2nd inte
rleaver (Text proposal), TSGR1#6(99)892, フィンランド, 1999年 7月 9日, TSG-RAN
Working Group1 meeting #6, URL, http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_06/Docs/Zips/R1-99892.zip
- (58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)
H04J 13/00 - 13/06
H04B 1/69 - 1/713