

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4327557号
(P4327557)

(45) 発行日 平成21年9月9日(2009.9.9)

(24) 登録日 平成21年6月19日(2009.6.19)

(51) Int. Cl.	F I
HO4J 13/00 (2006.01)	HO4J 13/00 A
HO4B 7/26 (2006.01)	HO4B 7/26 P

請求項の数 5 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2003-369460 (P2003-369460)	(73) 特許権者	503447036
(22) 出願日	平成15年10月29日(2003.10.29)		サムスン エレクトロニクス カンパニー リミテッド
(62) 分割の表示	特願2001-506182 (P2001-506182) の分割		大韓民国キョンギード, スウォン-シ, ヨ ントン-ク, マエタン-ドン 416
原出願日	平成12年6月26日(2000.6.26)	(74) 代理人	100064908
(65) 公開番号	特開2004-120778 (P2004-120778A)		弁理士 志賀 正武
(43) 公開日	平成16年4月15日(2004.4.15)	(74) 代理人	100089037
審査請求日	平成15年10月29日(2003.10.29)		弁理士 渡邊 隆
審査番号	不服2006-23947 (P2006-23947/J1)	(74) 代理人	100108453
審査請求日	平成18年10月23日(2006.10.23)		弁理士 村山 靖彦
(31) 優先権主張番号	1999/26221	(74) 代理人	100110364
(32) 優先日	平成11年6月25日(1999.6.25)		弁理士 実広 信哉
(33) 優先権主張国	韓国 (KR)		
(31) 優先権主張番号	1999/27163		
(32) 優先日	平成11年7月7日(1999.7.7)		
(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ンネル符号化/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マルチコード物理チャンネルのデータフレームに変換するための装置において、

前記トランスポートチャンネルの数と同一な数を有し、前記データフレームを受信してラジオフィームに分割するラジオフィーム分割器を有するラジオフィーム整合器と、

前記ラジオフィームを多重化して直列データフレームに出力する多重化器と、

前記多重化された直列データフレームを前記物理チャンネルの数に分割

して対応される物理チャンネルに同一なビット数の連続的なビットセグメントを一つの物理チャンネルに割り当てて出力する物理チャンネル分割器と、からな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装置。

【請求項 2】

前記物理チャンネル分割器は、直列データフレームを物理チャンネルの数に分割し、かつ、分割された物理チャンネルフレームを対応する物理チャンネルに出力し、

ここで、物理チャンネル # 1 に対する分割された物理チャンネルフレームは $e_{1,j} = d_j$ として出力され、物理チャンネル # 2 に対する分割された物理チャンネルフレームは $e_{2,j} = d_{(j+P/M)}$ として出力され、物理チャンネル # M に対する分割された物理チャンネルフレームは $e_{M,j} = d_{(j+(M-1)P/M)}$ として出力され、ここで、多重化器から出力される直列データフレームのビットは d_1, d_2, \dots, d_p であり、物理チャネ

10

20

ルの数はMであり、多重化過程から出力される直列データフレーム大きさはPであり、 $j = 1, 2, \dots, P/M$ であることを特徴とする請求項1記載の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装置。

【請求項3】

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、前記データフレームをマルチコード物理チャンネルのデータフレームに変換する方法において、

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フレーム整合器を備え、前記ラジオフレーム整合器は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、

前記多重化された直列データフレームを前記物理チャンネルの数に分割して対応される物理チャンネルに同一なビット数の連続的なビットセグメントを一つの物理チャンネルに割り当てて出力する過程と、からな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。

【請求項4】

前記物理チャンネル分割過程は、直列データフレームを物理チャンネルの数に分割し、かつ、分割された物理チャンネルフレームを対応する物理チャンネルに出力し、

ここで、物理チャンネル#1に対する分割された物理チャンネルフレームは $e_{1,j} = d_j$ として出力され、物理チャンネル#2に対する分割された物理チャンネルフレームは $e_{2,j} = d_{(j + P/M)}$ として出力され、物理チャンネル#Mに対する分割された物理チャンネルフレームは $e_{M,j} = d_{(j + (M-1)P/M)}$ として出力され、ここで、多重化器から出力される直列データフレームのビットは d_1, d_2, \dots, d_p であり、物理チャンネルの数はMであり、多重化過程から出力される直列データフレーム大きさはPであり、 $j = 1, 2, \dots, P/M$ であることを特徴とする請求項3記載の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。

【請求項5】

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、前記データフレームをマルチコード物理チャンネルのデータフレームに変換する方法において、

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フレーム整合器を備え、前記ラジオフレーム整合器は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、

前記多重化された直列データフレームを前記物理チャンネルの数に分割して対応される物理チャンネルに出力する過程と、からなり

ここで、物理チャンネル#1に対する分割された物理チャンネルフレームは $e_{1,j} = d_j$ として出力され、物理チャンネル#2に対する分割された物理チャンネルフレームは $e_{2,j} = d_{(j + P/M)}$ として出力され、物理チャンネル#Mに対する分割された物理チャンネルフレームは $e_{M,j} = d_{(j + (M-1)P/M)}$ として出力され、ここで、多重化器から出力される直列データフレームのビットは d_1, d_2, \dots, d_p であり、物理チャンネルの数はMであり、多重化過程から出力される直列データフレーム大きさはPであり、 $j = 1, 2, \dots, P/M$ であることを特徴と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。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

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。

【背景技術】

【0002】

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。

【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。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

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ンネル送信装置で、トランスポートチャンネルのデータフレームを複数のラジオフィームに分割することができるチャンネル符号化/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ンネル送信装置で、複数のトランスポートチャンネルのデータフレームをそれぞれラジオフィームに分割した後、前記分割されたラジオフィームをラジオフィ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ンネル符号化/多重化装置及び方法を提供することにある。

【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ンネル送信装置で、複数のトランスポートチャンネルのデータフレームをそれぞれラジオフィームに分割した後、前記分割されたラジオフィームをラジオフィ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ンネルフレームに分割した後、複数の物理チャンネルに伝送することができるチャンネル符号化/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ンネル送信装置で、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ィームに分割する時、補正ビット(filler bits)を挿入して分割することができるチャンネル符号化/多重化装置及び方法を提供することにある。

【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ンネル受信装置で、受信された物理ラジオフィームを逆多重化して複数のラジオフィームに変換し、前記ラジオフィームをトランスポートチャンネルフレームに組み立てることができるチャンネル符号化/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ンネル受信装置で、マルチコード物理チャン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ンネルのラジオフィームに逆多重化することができるチャンネル符号化/多重化装置及び方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

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ンネル符号化/多

10

20

30

40

50

重化装置及び方法は、トランスポートチャン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ン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ン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。

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

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。

10

【0012】

本発明は符号分割多重接続通信システムのチャンネル通信装置で、チャン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ンネルフレーム形成(Radio frame 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 version1.0.0 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は参考文献として3GPP Organizational Partnersにより公開された。

20

【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。

【0014】

30

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。

【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。

40

【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

50

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バーと、インタリピ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ン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。

10

【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ンネル分割器 300 に伝達され、前記物理チャンネル分割器 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ン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ンネルの数に対応される大きさに分割した後、各物理チャンネルに伝送する。

20

【0020】

単一コードを伝送する場合には、物理チャンネル分割器 300 は直列データストリームを分割する必要はなく、物理チャン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 はチャン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ンネルフレーム(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る。前記ラジオフレーム整合器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。

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ン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、各チャン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

40

50

て、一つのチャンネルデータを伝送する場合には、一つのチャン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ンネルデータを伝送する場合には、前記チャンネルにそれぞれ対応されるチャン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。

【0023】

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 $RF_{i,j}$ 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80msec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

10

20

30

40

50

間隔である 10 msec 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。

【0027】

前記多重化フレーム P を入力する物理チャネル分割器 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ネルの数 M に分割して図 3 の 304 のような物理チャネルフレームを生成し、これを各チャネル送信器の第 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、前記物理チャネル分割器 300 は使用可能な物理チャネルの数 M を設定し、前記設定された物理チャ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。

【0028】

前記図 1 のような逆方向リンクのチャ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ネル受信装置は、前記逆方向リンクのチャ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ネル受信装置は後述する図 4 で説明する。

【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。

【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

10

20

30

40

50

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ンネル分割器(Physical channel segmentation)300に伝達されることを示す。また前記図3の304は、前記物理チャンネルフレーム生成器が前記大きさの P である多重化フレームを受信して、これを物理チャンネル個数(M)に分けて対応される物理チャン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ンネル符号化及び多重化(downlink channel coding & multiplexing)のためのチャン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。

【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ン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ンネル送信装置は、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ンネル受信装置も前記逆方向リンクのチャンネル受信装置でレートマッチング(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。

【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ン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ン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ン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、物理チャンネル分割器は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>

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ンネルフレームを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ン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が入力されるトランスポートチャン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ン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ン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。

10

20

30

40

50

$r_i = T_i - (L_i \bmod T_i)$ 、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、チャンネル符号化及び多重化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。

10

【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 $b_{i,1}, b_{i,2}, \dots, b_{i,(L_i+r_i)}$ と定義し、 $T_i = i$ 番目チャンネル符号化及び多重化チェーンの伝送時間間隔 (msec) / 10 (msec) $\{1, 2, 4, 8\}$ 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 $c_{i,1}, c_{i,2}, \dots, c_{i,[(L_i+r_i)/T_i]}$ とする時、これを次の関係式に定義する。

20

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: $t = 1$

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

30

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: $t = 2$

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

$(T_i - r_i)$ 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: $t = (T_i - r_i)$

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

$(T_i - r_i + 1)$ 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: $t = (T_i - r_i + 1)$

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

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

40

:

:

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: $t = T_i$

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

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

【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。

50

【 0 0 4 1 】

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。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)、
 $R_{i,t}$: 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

【 0 0 4 2 】

前記図5を参照すると、まず前記ラジオフレーム分割器は5 1 1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*/
 $r_i := T_i - L_i \bmod T_i$ /*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の大きさ*/
 $KD_i := (LD_i + r_{D_i}) / TD_i$ 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*/

【 0 0 4 3 】

以後、前記ラジオフレーム分割器は5 1 3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5 1 7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5 1 5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5 1 9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、5 2 5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5 2 1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5 2 3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、5 2 5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5 2 5段階で前記フレーム番号 t を '1' だけ増加させ、5 2 7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5 1 3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2 0 0に出力される。

【 0 0 4 4 】

< 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): $KD_i = (LD_i + r_{D_i}) / TD_i$

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

【 0 0 4 5 】

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。

【 0 0 4 6 】

前記 i 番目ラジオフレーム整合器1 0 i でのラジオフレーム分割器(Radio frame segme

10

20

30

40

50

ntation)以前のビットを次のように記述することができる。まず、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 10*i* での第1インタリーブ 11*i* 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 10*i* 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) 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 $c_{i,1}, c_{i,2}, \dots, c_{i,(L_i+r_i)/T_i}$ 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: $t = 1$

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

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: $t = 2$

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

$(T_i - r_i)$ 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: $t = (T_i - r_i)$

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

$(T_i - r_i + 1)$ 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: $t = (T_i - r_i + 1)$

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

:

:

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: $t = T_i$

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

【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_{D_i} が 0 でない場合、1番目から $(T_{D_i} - r_{D_i})$ 番目ラジオフレームのフレーム大きさは K_{D_i} になり、 $(T_{D_i} - r_{D_i} + 1)$ 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 $K_{D_i} - 1$ になる。このような時間に従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。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 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。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);

$R_{F_{i,t}}$: i 番目チャネル符号化及び多重化チェーンの t 番目 10 msec 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

10

20

30

40

50

【 0 0 5 1 】

前記図 6 を参照すると、先ず前記ラジオフレーム分割器は 6 1 1 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 U L (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*/

$K D_i := (L D_i + r D_i) / T D_i$ for D L (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*/

【 0 0 5 2 】

以後、前記ラジオフレーム分割器は 6 1 3 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 6 1 7 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 6 1 5 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 6 1 9 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、6 2 3 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 6 2 1 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 6 2 3 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 6 2 3 段階で前記フレーム番号 t を ' 1 ' だけ増加させ、6 2 5 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 6 1 3 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 2 0 0 に出力される。

【 0 0 5 3 】

< 多重化器 (multiplexing) の動作 >

先ず前記逆方向リンク (Uplink) での多重化器 2 0 0 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 2 0 0 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: $c_{3,1}, c_{3,2}, \dots, c_{3,K_3}$

...

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

【 0 0 5 4 】

前記多重化器 2 0 0 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:

$j = 1, 2, 3, \dots, P$ である時 ($P = K_1 + K_2 + \dots + K_N$),

$d_j = c_{i,j}$ $j = 1, 2, \dots, K_1$

$d_j = c_{2,(j-K_1)}$ $j = K_1 + 1, K_1 + 2, \dots, K_1 + K_2$

$d_j = c_{3,(j-(K_1+K_2))}$ $j = (K_1 + K_2) + 1, (K_1 + K_2) + 2, \dots, (K_1 + K_2) + K_3$

...

$d_j = c_{N,(j-(K_1+K_2+\dots+K_{N-1}))}$ $j = (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + 1, (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + 2, \dots, (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + K_N$

【 0 0 5 5 】

10

20

30

40

50

次に順方向リンク(Downlink)での多重化器 2 0 0 の動作を説明する。

【 0 0 5 6 】

前記順方向リンクでの多重化器 2 0 0 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: $c_{3,1}, c_{3,2}, \dots, c_{3,K_3}$

...

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

【 0 0 5 7 】

前記多重化器 2 0 0 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。

$j = 1, 2, 3, \dots, P$ である時 ($P = K_1 + K_2 + \dots + K_N$),

$d_j = c_{i,j} \quad j = 1, 2, \dots, K_1$

$d_j = c_{2,(j-K_1)} \quad j = K_1 + 1, K_1 + 2, \dots, K_1 + K_2$

$d_j = c_{3,(j-(K_1+K_2))} \quad j = (K_1 + K_2) + 1, (K_1 + K_2) + 2, \dots, (K_1 + K_2) + K_3$

...

$d_j = c_{N,(j-(K_1+K_2+\dots+K_{N-1}))} \quad j = (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + 1, (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + 2, \dots, (K_1 + K_2 + \dots + K_{N-1}) + K_N$

【 0 0 5 8 】

前記多重化器 2 0 0 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 2 0 0 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。

【 0 0 5 9 】

図 7 は前記多重化器 2 0 0 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

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

【 0 0 6 0 】

先ず、前記多重化器 2 0 0 は 7 1 1 段階でラジオフレーム整合器のインデックス i を ' 1 ' に初期化する。そして前記多重化器 2 0 0 は 7 1 3 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 2 0 0 は 7 1 5 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、7 1 7 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 2 0 0 は前記 7 1 3 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 2 0 0 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。

【 0 0 6 1 】

< 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 3 0 0 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。

【 0 0 6 2 】

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

10

20

30

40

50

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。

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:

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

【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(2nd 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。

10

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

20

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(2nd interleaver)を使用するので、第2インタリーブ(2nd interleaving)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。

30

【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

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

40

【0066】

従って、第2インタリーブ(2nd 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。

【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

50

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。

【 0 0 6 8 】

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。

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

【 0 0 6 9 】

前記図 8 を参照すると、先ず前記物理チャネル分割器 3 0 0 は、8 1 1 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 3 0 0 は、8 1 3 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 3 0 0 は、8 1 5 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、8 1 7 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 3 0 0 は前記 8 1 3 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。

【 0 0 7 0 】

< 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。

【 0 0 7 1 】

前記図 4 を参照すると、物理チャネルメモリ(M physical channel buffer memory) 4 1 1 は、受信器の第 2 インタリーピ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 block segmentation address generator) 4 1 2 は前記第 2 インタリーピ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 4 1 1 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(Ki block segment address generator) 4 1 3 は前記貯蔵完了時、前記物理チャネルメモリ 4 1 1 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(DEMUX) 4 1 4 は前記物理チャネルメモリ 4 1 1 から出力されるシンボルを N 個のバッファ 4 1 5 ~ 4 N 5 に分配する。前記バッファ 4 1 5 ~ 4 N 5 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(rate dematching)なし対応されるラジオフレーム組立て器 4 1 7 ~ 4 N 7 に伝達され、逆方向の場合にはレートデマッチング(rate dematching)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 4 1 6 ~ 4 N 6 は伝達されたシンボルに対してレート整合(Rate matching)動作の逆動作であるゼロシンボル追加とシンボル結合(symbol combining)を遂行して前記ラジオフレーム組立て器 4 1 7 ~ 4 N 7 に伝達する。前記ラジオフレーム組立て器 4 1 7 ~ 4 N 7 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(channel decoding)のため対応されるチャネル復号化器に伝達する。

【 0 0 7 2 】

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 4 1 1 は、受信器の第 2 インタリーピング(2nd deinterleaving)以後に伝達されるシンボルを貯蔵するバッファ(buffer)メモリを示す。前記物理チャネルメモリ 4 1 1 に書き込み動作をする時は、第 1 アドレス発生器(M block segment address generator) 4 1 2 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(2nd interleaver)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(Channel coding & multiplexing channel)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(Buffer size

10

20

30

40

50

)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(Ki block segment address generator) 4 1 3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 4 1 1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(DEMUX) 4 1 4を通じてN個のバッファ 4 1 5 ~ 4 N 5に伝達される。この時、前記それぞれのバッファ 4 1 5 ~ 4 N 5はそれぞれsize = T_i × K_i、i=1、2、3...、Nの値を有する。この過程で前記逆多重化器(DEMUX) 4 1 4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 4 1 5 ~ 4 N 5に分類されたシンボルは、順方向チャンネルの場合はレートデマッチング(Rate dematching)なしそのままラジオフレーム組立てのためのブロック(Radio frame desegmentation block)に伝達され、逆方向チャンネルの場合のみレートデマッチング(Rate dematching)動作を遂行する。即ち、レートデマッチングブロック 4 1 6 ~ 4 N 6は、レート整合(Rate matching)動作の逆動作であるゼロシンボル追加とシンボル結合(symbol combining)を遂行する。最後にラジオフレーム組立て器 4 1 7 ~ 4 N 7は最終整理されたシンボルをチャンネル復号化(channel decoding)のため対応されるチャン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。

10

【0073】

発明の効果

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ン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ンネルフレーム形成の細部動作を定義し、従って各コーダ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ンネルフレームに変換して各チャン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ン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。

20

【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。

【図面の簡単な説明】

30

【0075】

【図1】本発明の実施形態による逆方向リンク(uplink)チャン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)チャン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ン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ン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。

40

【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ンネルフレームを生成する過程を示す図である。

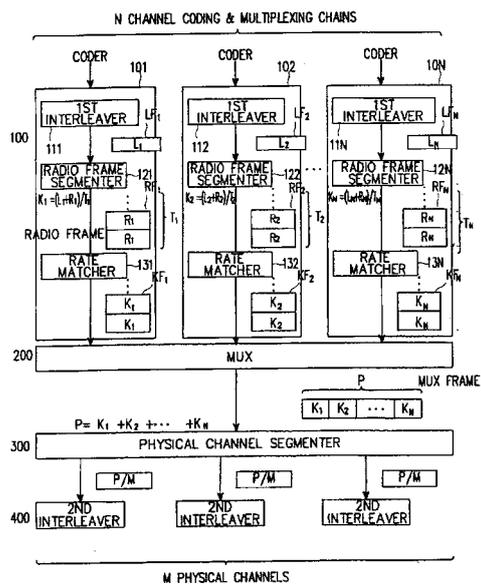
【符号の説明】

【0076】

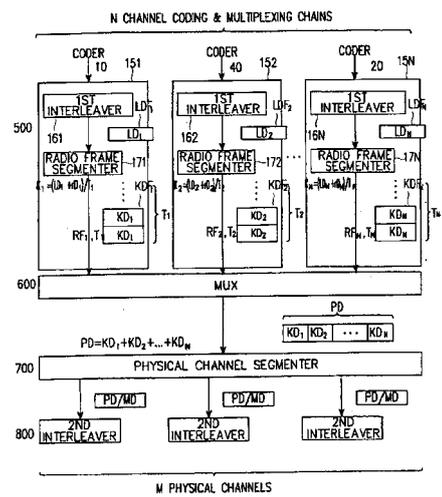
- 1 0 1 , 1 0 2 , 1 0 N , 1 5 1 , 1 5 2 , 1 5 N ラジオフレーム整合器
- 2 0 0 , 6 0 0 多重化器
- 3 0 0 , 7 0 0 物理チャンネル分割器
- 4 0 0 , 8 0 0 第2インタリーバ

50

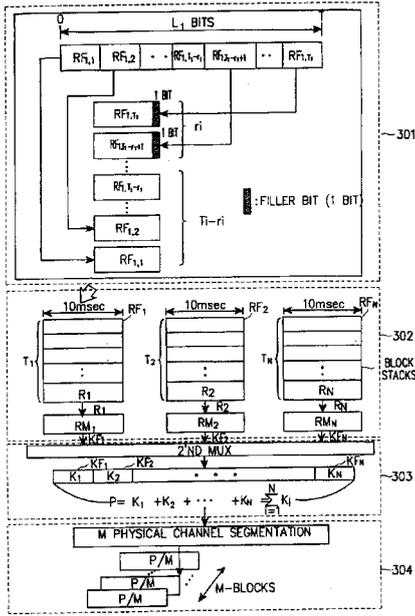
【 図 1 】



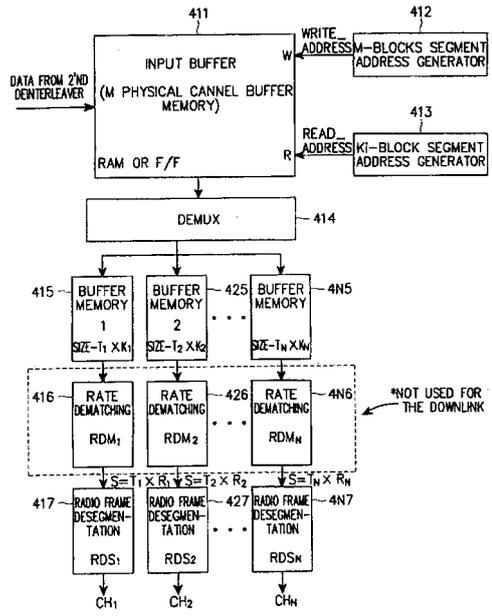
【 図 2 】



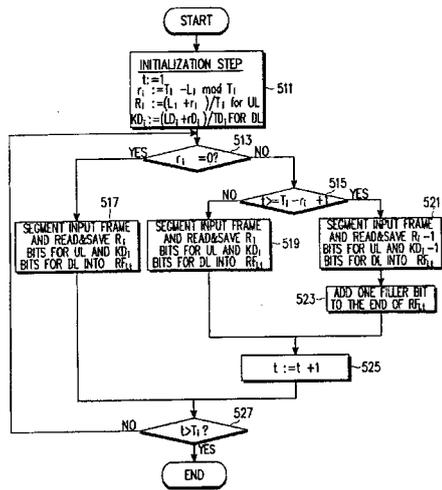
【 図 3 】



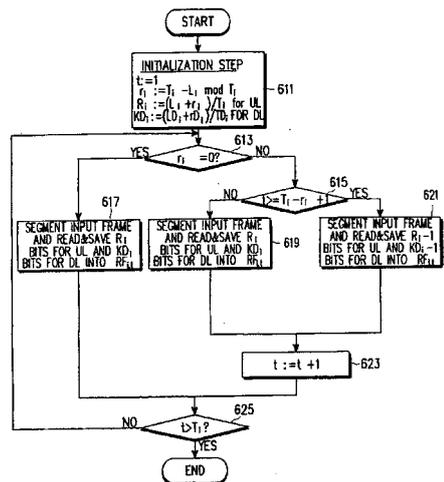
【 図 4 】



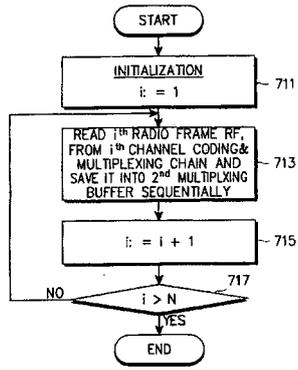
【 図 5 】



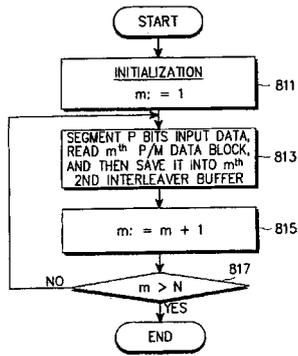
【 図 6 】



【 7 】



【 8 】



フロントページの続き

- (72)発明者 ベオン - ジョ・キム
大韓民国・キョンギ - ド・463 - 500・ソンナム - シ・プンタン - グ・クミ - ドン・ムジガエ
マエウル・#201
- (72)発明者 セ - ヒョン・キム
大韓民国・ソウル・138 - 775・ソンパ - グ・ソンパ・2 - ドン(番地なし)・ミソン・エー
ピーティ・#2 - 902
- (72)発明者 ミン - ゴー・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 - 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 - 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 - ドン・2
37 - 7

合議体

審判長 山本 春樹

審判官 高野 洋

審判官 竹井 文雄

- (56)参考文献 特開2001 - 16640(JP, A)
特開平10 - 200445(JP, A)
特開平10 - 145933(JP, A)
特開平10 - 107764(JP, A)
特許第3599704(JP, B2)
特許第3836462(JP, B2)
特許第3836463(JP, B2)
特許第3863137(JP, B2)
TS25.212V1.1.0, TSGR1#5(99)763, 1999年 6月 4日
SAMSUNG Electronics Co., Detailed descriptions of Radio frame segmentation to 2nd interleaver, TSG-RAN WG1 Meeting#6 TSGR1#6(99)892, 1999年 7月13日
Mitsubishi Electric, Discussion segmentation of block between radio frame for TrCH with Transmission Time Interval longer, TSG-RAN WG1 Meeting#4 TSGR#4(99)349, 1999年 4月20日

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 13/00-06

H04B 1/69-713