

(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11)

EP 1 043 861 A1

(12)

EUROPEAN PATENT APPLICATION

(43) Date of publication:
11.10.2000 Bulletin 2000/41

(51) Int. Cl.⁷: H04L 5/02

(21) Application number: 00301577.3

(22) Date of filing: 28.02.2000

(84) Designated Contracting States:
AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE
Designated Extension States:
AL LT LV MK RO SI

(72) Inventors:
• Laroia, Rajiv
Princeton Junction, New Jersey 08550 (US)
• Li, Junyi
Lakewood, New Jersey 08701 (US)
• Vanderveen, Michaela Catalina
Lincroft, New Jersey 07738 (US)

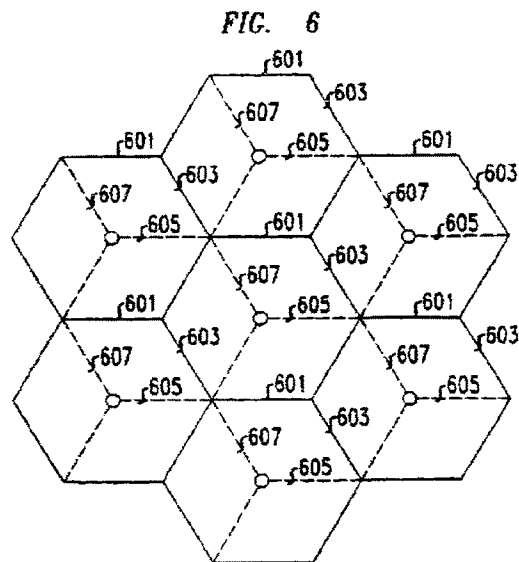
(30) Priority: 11.03.1999 US 266371

(71) Applicant:
LUCENT TECHNOLOGIES INC.
Murray Hill, New Jersey 07974-0636 (US)

(74) Representative:
Buckley, Christopher Simon Thirsk
Lucent Technologies (UK) Ltd,
5 Morningside Road
Woodford Green, Essex IG8 0TU (GB)

(54) **Frequency hopping multicarrier transmission in segmented cells**

(57) A base station within a cell of an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access system employs sectorization as a way to reduce the intercell interference. The cell is sectorized from a transmission point of view by the directionality of the downlink antenna, and the OFDM tone set employed in each cell is correspondingly sectorized, i.e., each sector in the cell is allocated a set of tones within a sub-band of the available frequency bandwidth for use when transmitting into that sector. The sub-bands assigned to each sector are periodically changed, or "hopped", among the available sub-bands within the totally available bandwidth. Such sub-band hopping is a so-called "slow" hopping, in that it is not performed on a symbol-by-symbol basis but instead occurs only after more than one symbol has been transmitted in a sector on tones within the sub-band. Each sector employs its own pilot signal, which is assigned one or more tones within the sub-band currently employed by that sector. Similarly, for the uplink, the base station may employ a directional receiver antenna. Preferably, the mobile terminal only transmits on a tone that is within a sub-band that is allocated to the sector in which the mobile terminal is located. This, sub-band, however, need not correspond to the same location within the bandwidth as the sub-band used by the downlink to communicate with the mobile terminal.



EP 1 043 861 A1

Description

Technical Field

[0001] This invention relates orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access such as may be used in wireless, and other, communication systems.

Background of the Invention

[0002] It is desired that wireless communication systems be as efficient as possible to maximize a) the number of users that can be served and b) the data rates, if data service is provided. Wireless systems are shared media systems, i.e., there is a fixed available bandwidth that must be shared among all the users of the system. These systems are often implemented as so-called "cellular" systems, where the covered territory is divided into separate cells, and each cell is served by a base station.

[0003] It is well known in the art that the two particularly desirable features of a cellular wireless system are 1) that the intracell interference, i.e., interference experienced by one user that is caused by other users that are within the same cell as that user, be as small as possible, and 2) that the intercell interference, i.e., interference experienced by one user that is caused by other users that are in cells other than the one in which the user is located, is avenged across all users in neighboring cells. Most prior art digital cellular systems are time division multiple access (TDMA) systems, such as group special mobile (GSM)-, intermediate standard (IS)-136-, or IS-54-based systems, or they are code division multiple access (CDMA) systems, e.g., IS-95 based systems.

[0004] In prior art narrow band TDMA systems neighboring base stations use different, e.g., non-overlapping, parts of the available spectrum. However, bases stations that are sufficiently far away from each other to avoid substantial interference between them, i.e., non-neighboring base stations, may use the same parts of the available spectrum. Notwithstanding such spectrum reuse, the spectrum available for use in each cell is a small part of the total available spectrum. Each user in a cell has its own unique frequency band and time slot combination, and hence TDMA systems have no intracell interference, i.e., they have the first desirable feature of cellular wireless systems. However, TDMA systems do not have the second desirable feature, in that a given user only interferes with a small number of users outside the cell, so that spectral reuse is based on worst case interference rather than average interference. As a result, the system has a low "spectral" efficiency.

[0005] In prior art direct sequence (DS)-CDMA systems the entire bandwidth is used by each base station but each base station uses a different spreading code.

Such CDMA systems promise higher spectral efficiency than narrow band TDMA systems. Thus, CDMA systems have the second desirable feature of a cellular wireless system. However, CDMA systems do not have the first desirable feature of a cellular wireless system because although the signals transmitted from the base station within a cell are orthogonal, because of channel dispersion, the signals received at a receiver are not necessarily orthogonal. This results in interference between users within the same cell.

[0006] Proposed prior art frequency hopping (FH)-CDMA systems are very similar to narrow band TDMA systems, except that they employ frequency hopping to also obtain the second desirable feature of a cellular wireless system. In particular, each transmitter transmits a narrow band signal, and periodically changes the carrier frequency to achieve the frequency hopping. However, disadvantageously, such hopping is relatively slow, reducing the amount of averaging that can be achieved for a given delay in the transmission path that the system can tolerate.

[0007] United States Patent No. 5,410,538 issued to Roche et al. on April 25, 1995 discloses a multi-tone CDMA system. Such a system is essentially an OFDM system that eliminates intracell interference by insuring that the received signals within a cell are orthogonal. Thus, the Roche et al. system has both desirable features of a cellular wireless system. However, the Roche et al. system partitions the spectrum into a large number of tones, which makes the system very susceptible to Doppler shifts in mobile systems. Also, because each mobile user transmits on a large number of tones, the peak-to-average ratio of the mobile transmitter is very high, resulting in poor power efficiency at the mobile station, which is disadvantageous in that power is often a limited resource in the mobile station.

[0008] United States Patent No. 5,548,582 issued to Brajal et al. on August 20, 1996 discloses a general wide-band orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access.

[0009] We have recognized in United States Patent Application Serial No. (Case Laroia 9-1-1) that the Brajal et al. system is not optimized for use in a cellular system in that there is no teaching therein how to optimize a) the hopping pattern, b) the tone assignment, or c) the bandwidth reuse. We have further recognized that optimizing these factors, individually and/or collectively, is important to obtain a spectrally efficient system, i.e., a system that has the two particularly desirable features of a cellular wireless system. In particular, we disclosed in United States Patent Application Serial No. (Case Laroia 9-1-1) dividing the entire bandwidth into orthogonal tones, and reusing all of the orthogonal tones in each cell. To reduce peak-to-average ratio at the mobile transmitter, low bit rate user, such as a voice user, is allocated preferably a single one, but no more than a very small number, of the orthogonal tones for use in communicating with the base station. Data users are

similarly allocated tones for data communication. However, the number of tones assigned for each data particular user is a function of the data rate for that user. The tone assignment for a given user is not always the same within the available band, but instead the tones assigned to each user are hopped over time.

[0010] A tone hopping pattern was disclosed that achieves maximum frequency diversity and averages the intercell interference, e.g., using a pattern that is a function of a mutually orthogonal latin square. More specifically, in the downlink, i.e., in the channel from the base station to the mobile station, the tones assigned to each user are change relatively rapidly, e.g., from symbol to symbol, i.e., the user fast "hops" from one tone to another. However, in the uplink, i.e., in the channel from the mobile station to the base station, although fast hopping is possible, preferably slow hopping is employed to allow efficient modulation of the uplink signal. However, when slow hopping is used in the uplink, it is necessary to employ additional techniques, such as interleaving, to compensate for the reduction in the intercell interference averaging effect.

Summary of the Invention

[0011] We have recognized that notwithstanding the foregoing advancements, additional improvements are yet necessary to achieve a spectrally efficient system, i.e., a system that has the two particularly desirable features of a cellular wireless system. One such improvement, in accordance with the principles of the invention, is the use by a base station within a cell of a directional antenna in order to be able to employ sectorization as a way to reduce the intercell interference. In accordance with an aspect of the invention, not only is the cell sectorized from a transmission point of view by the directionality of the downlink antenna, but the OFDM tone set employed in each cell is correspondingly sectorized, i.e., each sector in the cell is allocated a set of tones within a sub-band of the available frequency bandwidth for use when transmitting into that sector. For example, with hexagonally shaped cells, all the sectors with the same directional orientation are allocated tones within the same sub-band.

[0012] In accordance with another aspect of the invention, the sub-bands assigned to each sector are periodically changed, or "hopped", among the available sub-bands within the totally available bandwidth. Such sub-band hopping is a so-called "slow" hopping, in that it is not performed on a symbol-by-symbol basis but instead occurs only after more than one symbol has been transmitted in a sector on tones within the sub-band. Furthermore, the slow hopping of the sub-bands can be no faster than slow hopping which may be employed in the uplink, i.e., the link from the mobile terminal to the base station, such as is described in United States Patent Application Serial No. (Case Laroya 9-1-1). In the downlink, each sector employs its own pilot

signal, which is assigned one or more tones within the sub-band currently employed by that sector.

[0013] Similarly, for the uplink, the base station may employ a directional receiver antenna. Preferably, in accordance with an aspect of the invention, the mobile terminal only transmits on a tone that is within a sub-band that is allocated to the sector in which the mobile terminal is located. This, sub-band, however, need not correspond to the same location within the bandwidth as the sub-band used by the downlink to communicate with the mobile terminal.

Brief Description of the Drawing

[0014] In the drawing:

FIG. 1 shows an example of available orthogonal tones at one cell with a spacing of Δ , within a bandwidth W ;

FIG. 2 shows a time domain view of the symbol period which is available for symbol transmission, and the additional time required for transmission of the cyclic prefix;

FIG. 3 shows a block diagram of an exemplary OFDM transmitter;

FIG. 4 shows a block diagram of an exemplary OFDM receiver;

FIG. 5 shows further details of an exemplary implementation of data-to-tone applier of FIG. 3 for a base station;

FIG. 6 shows several contiguous hexagonally shaped cells;

FIG. 7 shows one allocation of sub-band assignment for sets of the hexagonally shaped sectors of FIG. 6;

FIG. 8 shows another allocation of sub-band assignment for sets of the hexagonally shaped sectors of FIG. 6; and

FIG. 9 shows an exemplary hopping pattern from one user, in accordance with the principles of the invention.

Detailed Description

[0015] The following merely illustrates the principles of the invention. It will thus be appreciated that those skilled in the art will be able to devise various arrangements which, although not explicitly described or shown herein, embody the principles of the invention and are included within its spirit and scope. Furthermore, all examples and conditional language recited herein are principally intended expressly to be only for pedagogical purposes to aid the reader in understanding the principles of the invention and the concepts contributed by the inventor(s) to furthering the art, and are to be construed as being without limitation to such specifically recited examples and conditions. Moreover, all statements herein reciting principles, aspects, and

embodiments of the invention, as well as specific examples thereof, are intended to encompass both structural and functional equivalents thereof. Additionally, it is intended that such equivalents include both currently known equivalents as well as equivalents developed in the future, i.e., any elements developed that perform the same function, regardless of structure.

[0016] Thus, for example, it will be appreciated by those skilled in the art that the block diagrams herein represent conceptual views of illustrative circuitry embodying the principles of the invention. Similarly, it will be appreciated that any flow charts, flow diagrams, state transition diagrams, pseudocode, and the like represent various processes which may be substantially represented in computer readable medium and so executed by a computer or processor, whether or not such computer or processor is explicitly shown.

[0017] The functions of the various elements shown in the FIGs., including functional blocks labeled as "processors" may be provided through the use of dedicated hardware as well as hardware capable of executing software in association with appropriate software. When provided by a processor, the functions may be provided by a single dedicated processor, by a single shared processor, or by a plurality of individual processors, some of which may be shared. Moreover, explicit use of the term "processor" or "controller" should not be construed to refer exclusively to hardware capable of executing software, and may implicitly include, without limitation, digital signal processor (DSP) hardware, read-only memory (ROM) for storing software, random access memory (RAM), and non-volatile storage. Other hardware, conventional and/or custom, may also be included. Similarly, any switches shown in the FIGs. are conceptual only. Their function may be carried out through the operation of program logic, through dedicated logic, through the interaction of program control and dedicated logic, or even manually, the particular technique being selectable by the implementor as more specifically understood from the context.

[0018] In the claims hereof any element expressed as a means for performing a specified function is intended to encompass any way of performing that function including, for example, a) a combination of circuit elements which performs that function or b) software in any form, including, therefore, firmware, microcode or the like, combined with appropriate circuitry for executing that software to perform the function. The invention as defined by such claims resides in the fact that the functionalities provided by the various recited means are combined and brought together in the manner which the claims call for. Applicant thus regards any means which can provide those functionalities as equivalent as those shown herein.

[0019] Before describing the invention it is necessary to understand generally the environment in which the invention operates, namely, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems.

[0020] Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems employ orthogonal tones within a frequency bandwidth to transmit data from different users at the same time. In particular, for any particular symbol period T which is available for symbol transmission, and a given bandwidth W , the number of available orthogonal tones N , is given by WT . In accordance with an aspect of the invention, the same bandwidth W is reused in each cell. The spacing between the orthogonal tones is Δ , which is given by $1/T$. In addition to the symbol period T which is available for symbol transmission, an additional time T_c is required for transmission of a cyclic prefix, which is prepended to each symbol period and is used to compensate for the dispersion introduced by the channel response and the pulse shaping filter used at the transmitter. Thus, although a total period of $T+T_c$ is employed, only T is available for user data transmission.

[0021] FIG. 1 shows an example of available orthogonal tones at one cell with a spacing of Δ within a bandwidth W . FIG. 2 shows a time domain view of the symbol period T which is available for symbol transmission, and the additional time T_c required for transmission of the cyclic prefix. Note that within each symbol period T data may be sent on each of the tones substantially simultaneously. Also, the last portion of the data symbol period T is often employed as the cyclic prefix in manner shown in FIG. 2.

[0022] FIG. 3 shows a block diagram of exemplary OFDM transmitter 301. Because of its high level, whether or not the diagram of FIG. 3 depicts a prior art OFDM transmitter or an OFDM in accordance with the principles of the invention depends on the particular implementation of the various components of FIG. 3. Also, OFDM transmitter 301 may be used in either a base station as the downlink transmitter or in a mobile station as an uplink transmitter. The particular embodiments necessary for either application will be described more fully hereinbelow.

[0023] OFDM transmitter 301 includes a) encoder 303, b) data-to-tone applier 305, c) tone assignment unit 307, and d) cyclic prefix prepender 309.

[0024] Encoder 303 receives an overall information stream for transmission from a source and encodes it according to a particular encoding scheme. Such overall information stream typically includes information streams generated on behalf of more than one user if OFDM transmitter 301 is being used in a base station and only includes information streams for one user if OFDM transmitter 301 is being used in a mobile station. The encoding scheme employed may vary whether the information being transmitted in a particular information stream is voice or data. Those of ordinary skill in the art will be able to 1) select, e.g., traditional convolutional or block coding, or 2) devise, appropriate encoding schemes as a function of the model of the interference environment in which the OFDM system is being deployed.

[0025] Data-to-tone applier 305 modulates the overall encoded information stream supplied as an output from encoder 303 onto the various available tones. For each particular encoded information stream within the overall encoded information stream at least one tone is assigned by tone assignment unit 307, and that tone is used to modulate the particular encoded information stream received from encoder 303. If a particular encoded information stream is voice then, in accordance with an aspect of the invention, preferably a single one, but no more than a very small number, of the orthogonal tones are assigned for particular encoded information stream. If a particular encoded information stream is data then, in accordance with an aspect of the invention, the number of orthogonal tones assigned that particular encoded information stream is a function of the data rate for the user of that particular encoded information stream.

[0026] Tones are assigned to each encoded information stream by tone assignment unit 307, which conveys the assignments to data-to-tone applier 305. The tone assignment for a given user is not always the same within the available band, but instead the tones assigned to each user are hopped over time by tone assignment unit 307.

[0027] Cyclic prefix prepender 309 adds the cyclic prefix to each symbol period as described above. The cyclic prefix is added only for the tones being used by OFDM transmitter 301. Thus, for example, if OFDM transmitter 301 is in a base station using all of the tones, then the cyclic prefix uses all of the available orthogonal tones within bandwidth W . If OFDM transmitter 301 is in a mobile station using only a single one of the tones, then the cyclic prefix uses only that particular single tone. Advantageously, use of the cyclic prefix eliminates the need for equalization at the receiver.

[0028] FIG. 4 shows a block diagram of an exemplary OFDM receiver 401. As with FIG. 3 because of its high level, whether or not the diagram of FIG. 4 depicts a prior art OFDM receiver or an OFDM in accordance with the principles of the invention depends on the particular implementation of the various components of FIG. 4. Also, as shown OFDM receiver 401 may be used in either a base station as the downlink receiver or in a mobile station as an uplink receiver. The particular embodiments necessary for either application will be described more fully hereinbelow.

[0029] OFDM receiver 401 includes a) cyclic prefix remover 409, b) tone-to-data extractor 405, c) tone assignment unit 407, and d) decoder 403.

[0030] The signal received at OFDM receiver 401, e.g., by an antenna and amplifier arrangement, not shown, is supplied to cyclic prefix remover 409. Cyclic prefix remover 409 removes the cyclic prefix from each total period of the received signal. The remaining signal, with period T , is supplied to tone-to-data extractor 405.

[0031] Tone-to-data extractor 405 extracts each information stream received on the various available

tones which are being used by OFDM receiver 401 to develop an overall reconstructed data stream. Tones are assigned for use by OFDM receiver 401 by tone assignment unit 407, which conveys the assignments to data-to-tone remover 405. The tone assignment for a given user is not always the same within the available band, but instead the tones assigned to each user are hopped over time by tone assignment unit 407. As a result, it is necessary that there be correspondence between tone assignment unit 307 of OFDM transmitter 301 and tone assignment unit 407 of an associated OFDM receiver 401. Such correspondence is typically achieved through a priori arrangement, e.g., upon call set up.

[0032] Decoder 403 receives an overall information stream from transmission tone-to-data extractor 405 and decodes it to develop an overall output information stream. The decoding is often performed according to the inverse of the scheme used to encode the information stream. However, modifications may be made to the decoding scheme to account for channel and other effects to produce a more reliable decoded output than simply using the inverse of the encoding scheme. Alternatively, specific algorithms may be developed for use in decoding the received signal that take into account channel response, interference, and other effects. Such overall output information stream typically includes information streams generated on behalf of more than one user if OFDM receiver 401 is being used in a base station and only includes information streams for one user if OFDM receiver 401 is being used in a mobile station.

[0033] The resulting overall output stream is supplied to a destination for further processing. For example, if the information stream is voice and OFDM receiver 401 is within a mobile station, then the information stream is supplied to be converted to an audible signal that is played for the user. If the information stream is voice and OFDM receiver 401 is within a base station, the voice information may be separated for transmission to the ultimate destination, e.g., via a wire-line network.

[0034] FIG. 5 shows further details of an exemplary implementation of data-to-tone applier 305 for a base station. Each of multipliers 501 multiplies a particular information stream by a sinusoidal waveform which is one of the orthogonal tones and is generated by tone generator 503. The resulting modulated signals are then summed by adder 505. Typically, data-to-tone applier 305 is implemented digitally, e.g., by a processor performing the functionality of multipliers 501, tone generator 503, and adder 505 using digital representations of the orthogonal tones.

[0035] The same general architecture as shown in FIG. 5 may be used to implement data-to-tone applier 305 for a mobile station. However, instead of covering the entire range of N orthogonal tones used within the cell by the base station by having N multipliers, only the

maximum number of orthogonal tones used by the mobile station need have available multipliers. Since many mobile stations are used strictly for voice, only one multiplier need be provided. However, since, as will be described in more detail hereinbelow, the tone assignments for each user are changed, it is necessary that the tone generator in a mobile station be able to generate the entire range of N orthogonal tones. Furthermore, if only one tone is used, adder 505 may be dispensed with.

[0036] As described above, the tones assigned to any particular information stream is changed periodically. This is known in the art generally as frequency hopping, and is referred to herein more specifically as tone hopping.

[0037] In accordance with the principles of the invention, in OFDM systems, the antenna ultimately transmitting the overall encoded information stream as applied to the various available tones may be a directional antenna so that sectorization of the cell may be employed as a way to reduce the intercell interference. In accordance with an aspect of the invention, not only is the cell sectorized from a transmission point of view by the directionality of the downlink antenna, but the OFDM tone set employed in each cell is correspondingly sectorized, i.e., each sector in the cell is allocated a set of tones within a sub-band of the available frequency bandwidth for use when transmitting into that sector.

[0038] FIG. 6 shows several contiguous hexagonally shaped cells 601. Within hexagonally shaped cells 601, all sectors with the same directional orientation, e.g., sets of sectors 603, 605 and 607, are allocated tones within the same sub-band, as indicated by labels 1, 2, and 3. FIG. 7 shows one allocation of sub-band assignment for sets of sectors 603, 605, and 607 to sub-bands 1, 2, and 3, respectively. In accordance with another aspect of the invention, the sub-bands assigned to each sector are periodically changed, or "hopped", among the available sub-bands within the totally available bandwidth. Thus, FIG. 8 shows another, e.g., later, allocation of sub-band assignment for sets of sectors 603, 605, and 607 to sub-bands 3, 1, and 2, respectively.

[0039] Such sub-band hopping is preferably a so-called "slow" hopping, in that it is not performed on a symbol-by-symbol basis but instead occurs only after more than one symbol has been transmitted in a sector on tones within the sub-band. Furthermore, the slow hopping of the sub-bands can be no faster than the slow hopping that may be employed in the uplink, i.e., the link from the mobile terminal to the base station, such as is described in United States Patent Application Serial No. (Case Laroia 9-1-1).

[0040] FIG. 9 shows an exemplary hopping pattern for the mobile terminal of one user, in accordance with the principles of the invention. Each column represents a symbol or set of symbols that is transmitted, for a

given time period. The length of the time period and the length of the symbol period T determine whether each column represents a single symbol or a set of symbols. However, preferably, in the downlink each column represents a single symbol and in the uplink each column represents a set of symbols. The rows of FIG. 9 represents a tone that is used to transmit the user's symbol or set of symbols. The tones included within sub-bands 1, 2, and 3, are identified on the Y-axis of FIG. 9.

[0041] According to the exemplary hopping pattern of FIG. 9, the user's mobile terminal first experiences several symbol periods, e.g., 5, within sub-band 1 using various tones therein, at which point the sector the user's mobile terminal is located in switches to sub-band 2. The user's mobile terminal then experiences several symbol periods within sub-band 2, at which point the sector the user's mobile terminal is located in switches to sub-band 3. After 3 symbol periods, the user's mobile terminal leaves the sector it was located in and enters another sector of the same cell that is using tones in sub-band 2. The user's mobile terminal thus experiences an additional two symbol periods in sub-band 2, at which point the new sector in which the user's mobile terminal became located in hops to sub-band 3. The user's mobile terminal then experiences 5 symbols in sub-band 3. Finally, the new sector that the user's mobile terminal is located in hops back to sub-band 1, and the user's mobile terminal employs 5 symbols in sub-band 1, whereupon the user turns off his mobile terminal.

[0042] Note that there is no requirement for user to experience each tone in a sub-band before the sub-band employed by the user is changed.

[0043] The sub-bands assigned to the various sectors are preferably, identical in bandwidth, as well as contiguous, continuous, and nonoverlapping in the frequency domain. Note, however that the sub-bands assigned to the various sectors may be overlapping as such an arrangement may be able to achieve higher capacity for the entire system. Additionally, the sub-bands need not have identical bandwidths, so that some sub-bands may include more tones than other sub-bands. Furthermore, the tones making up a sub-band may change dynamically. In fact, the tones making up a sub-band need not be contiguous in the frequency domain. However, the system with contiguous sub bands may require less tones for use as pilot signals.

[0044] A pilot signal is a signal that is known to the receiver, and so the pilot signal as received can be used for purposes such as channel estimation, e.g., by figuring out the operation performed by the channel to the pilot signal as transmitted in order to develop the pilot signal as received. In accordance with an aspect of the invention, each sector employs its own pilot signal, which is assigned one or more tones within the sub-band currently employed by that sector. Thus, for the above example shown in FIGs. 6-8, there would be three pilot signals in the downlink, one within sub-band

1, another within sub-band 2, and a third within sub-band 3. The tones used for the pilot signal are hopped along with all the other tones carrying user information. If more than one tone is employed as the pilot signal, the tones making up the pilot signal may be separated from each other. Such separation may be used to achieve better channel estimation, because, by distributing the tones used by the pilot signal across the sub-bands, the channel effects experienced by the tones of the pilot signal are more likely to be representative of the channel effects experienced by adjacent tones carrying user data.

[0045] Similarly, for the uplink, which is the channels from the mobile terminal to the base station, the base station may employ a directional receiver antenna. Preferably, in accordance with an aspect of the invention, the mobile terminal only transmits on a tone that is within a sub-band that is allocated to the sector in which the mobile terminal is located. This sub-band, however, need not correspond to the same location within the bandwidth as the sub-band used by the downlink to communicate with the mobile terminal.

Claims

1. A method for operating a cellular orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access wireless system, employing within a cell of said system a plurality of directional antennas each oriented so as to divide said cell into a plurality of sectors, each of said sectors corresponding to one of said directional antennas, the method comprising the steps of:

dividing a frequency spectrum available to said OFDM based spread spectrum multiple access wireless system into a plurality of sub-bands; assigning a first respective one of each of said sub-bands to each respective one of said sectors; assigning at least a first tone for communication to each terminal within each of said sectors, each first tone assigned to each of said terminals being within said first sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located; using said assigned first tones to communicate at least one symbol; assigning at least a second tone for communication to each terminal within each of said sectors, each second tone assigned to each of said terminals being within said first sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located; using said assigned second tones to communicate at least one symbol; assigning a second respective one of each of said sub-bands to each respective one of said

sectors;

assigning at least a third tone for communication to each terminal within each of said sectors, each third tone assigned to each of said terminals being within said second sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located.

2. The invention as defined in claim 1 wherein said first tone is used for communication first, subsequently said second tone is used for communication, and yet later than use of said second tone said third tone is used for communication.

3. The invention as defined in claim 1 further comprising the steps of:

using said assigned third tones to communicate at least one symbol; assigning at least a fourth tone for communication to each terminal within each of said sectors, each fourth tone assigned to each of said terminals being within said second sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located.

4. The invention as defined in claim 1 wherein said first sub-band assigned to any particular one of said sectors is different from said second sub-band assigned to said particular one of said sectors.

5. The invention as defined in claim 1 wherein each of said sub-bands is nonoverlapping in the frequency domain with any other of said sub-bands; or is continuous in the frequency domain; or occupies a contiguous spectrum in the frequency domain.

6. The invention as defined in claim 1 wherein each of said sectors employs its own respective pilot signal, each said pilot signal being made up of one or more tones within the one of said sub-bands currently assigned to the one of said sectors employing said pilot signal.

7. The invention as defined in claim 1 wherein each terminal only transmits on a tone that is within said sub-band that is presently assigned to the sector in which said each mobile terminal is located.

8. A method for operating a cellular orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access wireless system, employing within a cell of said system a plurality of directional antennas each oriented so as to divide said cell into a plurality of sectors, each of said sectors corresponding to one of said directional antennas, the method comprising the steps of:

dividing the frequency spectrum available to send OFDM based spread spectrum multiple access wireless system into a plurality of sub-bands;

assigning a first respective one of each of said sub-bands to each respective one of said sectors;

assigning at least a first tone for communication to each terminal within each of said sectors, each first tone assigned to each of said terminals being within said first sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located;

using said assigned first tones to communicate a plurality of symbols;

assigning a second respective one of each of said sub-bands to each respective one of said sectors;

assigning at least a second tone for communication to each terminal within each of said sectors, each second tone assigned to each of said terminals being within said second sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located.

9. The invention as defined in claim 8 further comprising the step of:

using said assigned second tones to communicate a plurality of symbols.

10. The invention as defined in claim 1 or 3 wherein at least one of said sub-bands remains unassigned to any sector after each of said assigning steps.

11. Software in a computer readable form for use in a tone assignment unit of a cell of a cellular orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access wireless system in which a frequency spectrum available to said OFDM based spread spectrum multiple access wireless system is divided into a plurality of sub-bands, said tone assignment unit including a processor for executing software, said software comprising:

a module for assigning a first respective one of each of said sub-bands to each respective one of said sectors;

a module for assigning at least a first tone for communication to each terminal within each of said sectors, each first tone assigned to each of said terminals being within said first sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located;

a module for assigning a second respective one of each of said sub-bands to each respective one of said sectors after said assigned first

tones are used to communicate a plurality of symbols;

a module for assigning at least a second tone for communication to each terminal within each of said sectors, each second tone assigned to each of said terminals being within said second sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located.

12. Software in a computer readable form for use in a tone assignment unit of a cell of a cellular orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access wireless system in which a frequency spectrum available to said OFDM based spread spectrum multiple access wireless system is divided into a plurality of sub-bands, said tone assignment unit including a processor for executing software, said software comprising:

a module for assigning a first respective one of each of said sub-bands to each respective one of said sectors;

a module for assigning at least a first tone for communication to each terminal within each of said sectors, each first tone assigned to each of said terminals being within said first sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located;

a module for assigning at least a second tone for communication to each terminal within each of said sectors, each second tone assigned to each of said terminals being within said first sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located after said assigned first tones are used to communicate at least one symbol;

a module for assigning a second respective one of each of said sub-bands to each respective one of said sectors after said assigned second tones are used to communicate at least one symbol; and

a module for assigning at least a third tone for communication to each terminal within each of said sectors, each third tone assigned to each of said terminals being within said second sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located.

13. The invention as defined in claim 11 or 12 wherein at least one of said sub-bands remains unassigned to any sector after execution of each of said assigning modules.

14. Apparatus for assigning tones in a cellular orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access wireless system, said system employing within a cell of said system

a plurality of directional antennas each oriented so as to divide said cell into a plurality of sectors, each of said sectors corresponding to one of said directional antennas, the apparatus comprising:

means for dividing a frequency spectrum available to said OFDM based spread spectrum multiple access wireless system into a plurality of sub-bands;

means for assigning a first respective one of each of said sub-bands to each respective one of said sectors;

means for assigning at least a first tone for communication to each terminal within each of said sectors, each first tone assigned to each of said terminals being within said first sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located;

means for using said assigned first tones to communicate at least one symbol;

means for assigning at least a second tone for communication to each terminal within each of said sectors, each second tone assigned to each of said terminals being within said first sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located;

means for using said assigned second tones to communicate at least one symbol;

means for assigning a second respective one of each of said sub-bands to each respective one of said sectors;

means for assigning at least a third tone for communication to each terminal within each of said sectors, each third tone assigned to each of said terminals being within said second sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located.

15. The invention as defined in 14 wherein said first tone is used for communication first, subsequently said second tone is used for communication, and yet later than use of said second tone said third tone is used for communication.

16. The invention as defined in 14 further comprising:

means for using said assigned third tones to communicate at least one symbol;

means for assigning at least a fourth tone for communication to each terminal within each of said sectors, each fourth tone assigned to each of said terminals being within said second sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located.

17. Apparatus for assigning tones in a cellular orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access wireless system,

said system employing within a cell of said system a plurality of directional antennas each oriented so as to divide said cell into a plurality of sectors, each of said sectors corresponding to one of said directional antennas, the apparatus comprising:

means for dividing the frequency spectrum available to said OFDM based spread spectrum multiple access wireless system into a plurality of sub-bands;

means for assigning a first respective one of each of said sub-bands to each respective one of said sectors;

means for assigning at least a first tone for communication to each terminal within each of said sectors, each first tone assigned to each of said terminals being within said first sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located;

means for using said assigned first tones to communicate a plurality of symbols;

means for assigning a second respective one of each of said sub-bands to each respective one of said sectors;

means for assigning at least a second tone for communication to each terminal within each of said sectors, each second tone assigned to each of said terminals being within said second sub-band assigned to the one of said sectors within which said each terminal is located.

18. The invention as defined in claim 14 or 17 wherein at least one of said sub-bands remains unassigned to any sector after assignments are made by each of said means for assigning.

19. A method for operating a cellular orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access wireless system, employing within a cell of said system a plurality of directional antennas each oriented so as to divide said cell into a plurality of sectors, each of said sectors corresponding to one of said directional antennas, the method comprising the steps of:

assigning to each of said sectors a sub-band from within a frequency spectrum available to said OFDM based spread spectrum multiple access wireless system;

using tones within said assigned sub-bands for communication with remote terminals within said sectors for at least two symbol periods;

assigning to each of said sectors a new one of said sub-bands; and

using tones within said new assigned sub-bands for communication with remote terminals within said sectors for at least one symbol period.

20. Apparatus for operating a cellular orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access wireless system, employing within a cell of said system a plurality of directional antennas each oriented so as to divide said cell into a plurality of sectors, each of said sectors corresponding to one of said directional antennas, the method comprising the steps of:

a tone assignment unit for assigning to each of said sectors a sub-band from within a frequency spectrum available to said OFDM based spread spectrum multiple access wireless system and for specifying particular tones within said assigned sub-bands for communication with terminals within said sectors for at least two symbol periods; and for further assigning to each of said sectors a new one of said sub-bands and for specifying tones within said new assigned sub-bands for communication with said terminals within said sectors for at least one symbol period; and a data-to-tone applier for applying data destined for said terminals with at least one of said tones assigned by said tone assignment unit.

21. The invention as defined in claim 20 wherein said data-to-tone applier receives data from an encoder.

22. The invention as defined in claim 20 wherein said data-to-tone applier applies said tones to which data has been applied to a cyclic prefix prepender.

23. The invention as defined in claim 20 further comprising a tone-to-data extractor which extracts data from received tones, said received tones being from said terminals, and wherein each terminal only transmits on a tone that is within said sub-band that is presently assigned to the sector in which said each mobile terminal is located.

24. A method for use in operating a cellular orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access wireless system terminal, in which a cell of said system employs a plurality of directional antennas each oriented so as to divide said cell into a plurality of sectors, each of said sectors corresponding to one of said directional antennas, the method comprising the steps of:

transmitting information from each terminal within a sector of said cell on one or more tones selected to be within a sub-band of a frequency spectrum available to said OFDM based spread spectrum multiple access wireless system that is presently assigned to said sector

with which said terminals are located changing which sub-band is assigned to said sector; and repeating said transmitting step.

25. A method for use in operating a cellular orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based spread spectrum multiple access wireless system terminal, in which a cell of said system employs a plurality of directional antennas each oriented so as to divide said cell into a plurality of sectors, each of said sectors corresponding to one of said directional antennas, the method comprising the steps of:

receiving information from each terminal within a sector of said cell on one or more tones selected to be within a sub-band of a frequency spectrum available to said OFDM based spread spectrum multiple access wireless system that is presently assigned to said sector with which said terminals are located changing which sub-band is assigned to said sector; and repeating said receiving step.

FIG. 1

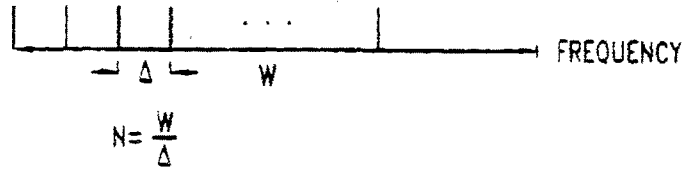


FIG. 2

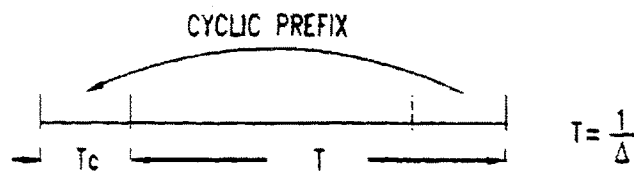


FIG. 3

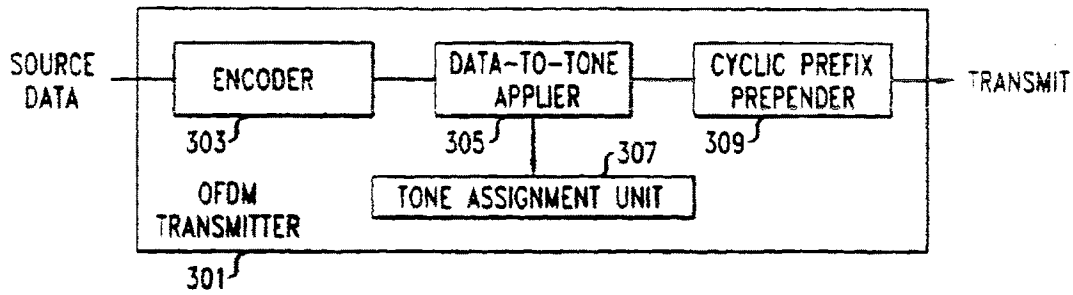


FIG. 4

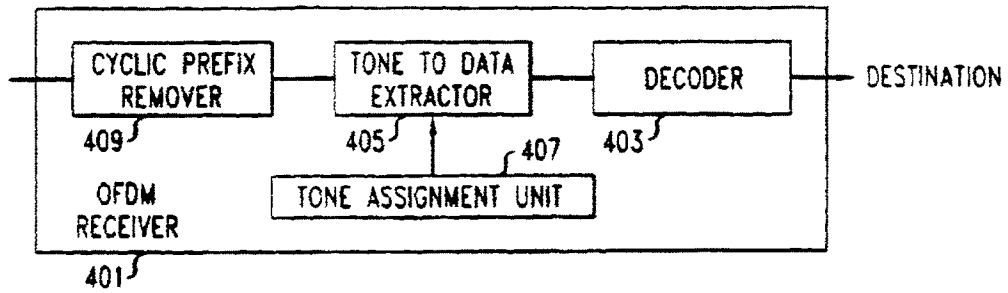


FIG. 5

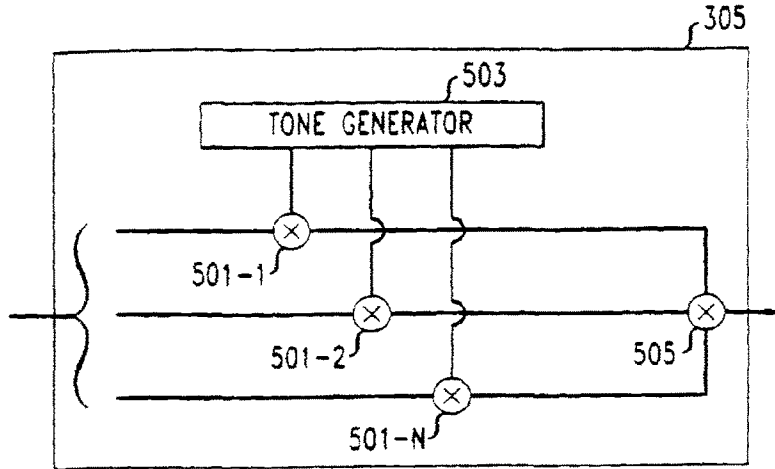


FIG. 6

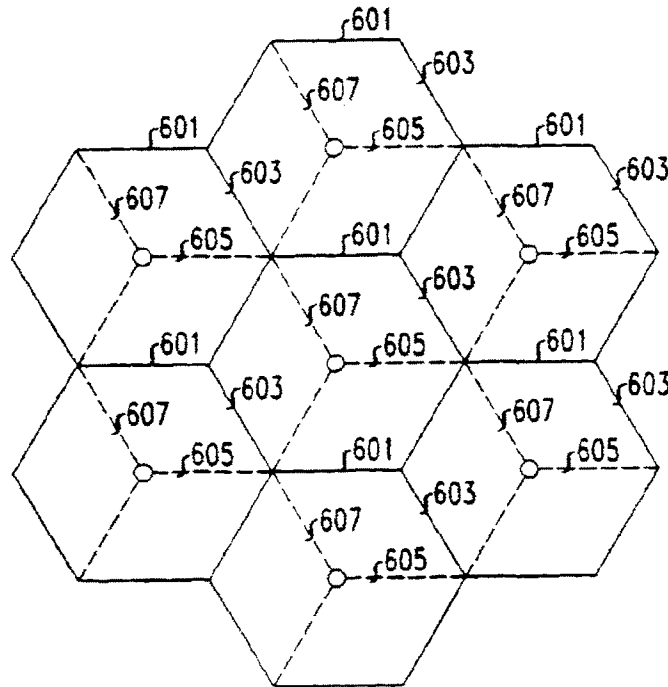


FIG. 7

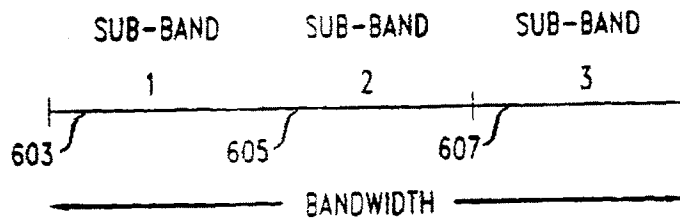


FIG. 8

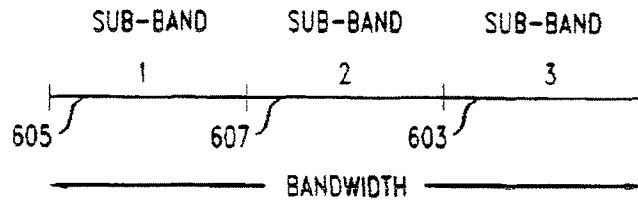
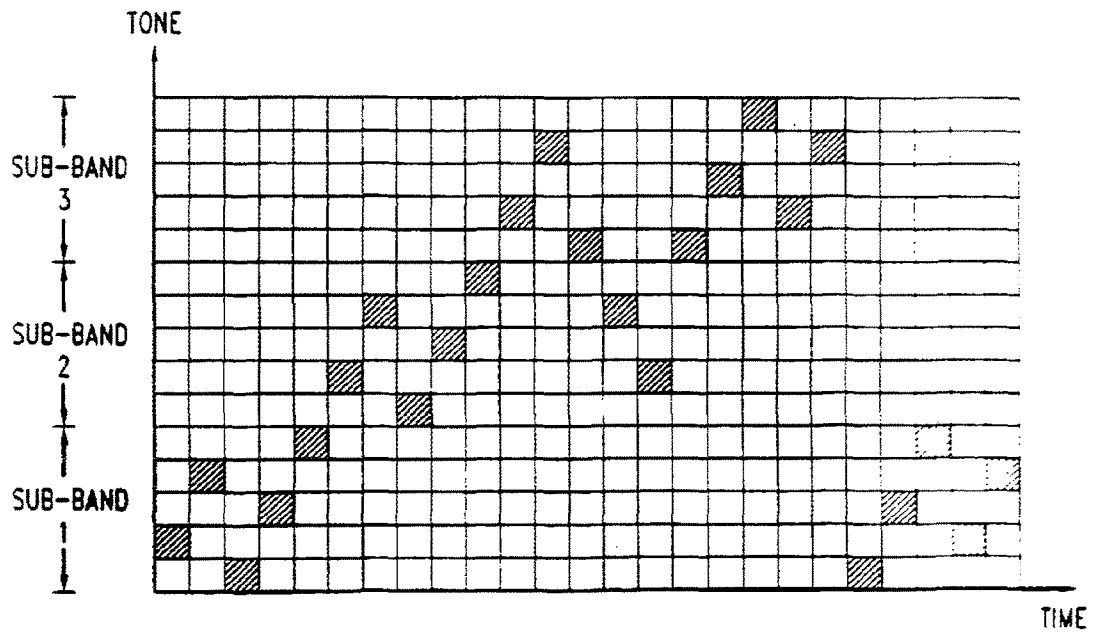


FIG. 9





European Patent Office

EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number
EP 00 30 1577

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)
X	US 5 410 538 A (ROCHE, WYNER) 25 April 1995 (1995-04-25) * column 2, line 38 - line 49 * * column 3, line 21 - line 33 * * column 4, line 29 *	1,8,11, 12,14, 17,19, 20,24,25	H04L5/02
X	WO 98 59450 A (MOTOROLA) 30 December 1998 (1998-12-30) * page 18, line 13 - page 19, line 6 * * page 19, line 21 - page 20, line 9 * * page 22, line 2 - line 11 * * page 22, line 25 - page 23, line 9 * * page 27, line 1 - line 6 * * page 35, line 18 - line 26 *	1,8,11, 12,14, 17,19, 20,24,25	
A	AUE, FETTWEIS: "Multi-carrier spread spectrum modulation with reduced dynamic range" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 28 April 1996 (1996-04-28) - 4 May 1996 (1996-05-04), pages 914-917, XP000593107 New York, US ISBN: 0-7803-3158-3 * page 915, left-hand column, line 5 *	1,8,11, 12,14, 17,19, 20,24,25	TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7) H04L
A	EP 0 833 456 A (KOKUSAI DENSHIN DENWA CO LTD) 1 April 1998 (1998-04-01) * abstract *	1,8,11, 12,14, 17,19, 20,24,25	
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search THE HAGUE		Date of completion of the search 4 August 2000	Examiner Scriven, P
CATEGORY OF CITED DOCUMENTS X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : intermediate document		T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons & : member of the same patent family, corresponding document	

EPO FORM 1503 03 02 (P04C01)



European Patent
Office

EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number
EP 00 30 1577

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)
A	IIDA, MARUBAYASHI: "Multi-tone combinatory frequency hopping system" IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SPREAD SPECTRUM TECHNIQUES AND APPLICATIONS , 22 - 25 September 1996, pages 893-897 , XP002144377 New York, US ISBN: 0-7803-3567-8 * abstract *	1, 8, 11, 12, 14, 17, 19, 20, 24, 25	
			TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7)
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search THE HAGUE	Date of completion of the search 4 August 2000	Examiner Scriven, P	
CATEGORY OF CITED DOCUMENTS		T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons & : member of the same patent family, corresponding document	
X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : Intermediate document			

EPO FORM 1503 03.02 (F04C01)

**ANNEX TO THE EUROPEAN SEARCH REPORT
ON EUROPEAN PATENT APPLICATION NO.**

EP 00 30 1577

This annex lists the patent family members relating to the patent documents cited in the above-mentioned European search report. The members are as contained in the European Patent Office EDP file on
The European Patent Office is in no way liable for these particulars which are merely given for the purpose of information.

04-08-2000

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5410538 A	25-04-1995	NONE	
WO 9859450 A	30-12-1998	US 5867478 A EP 0983654 A	02-02-1999 08-03-2000
EP 0833456 A	01-04-1998	JP 10107771 A	24-04-1998

EPO FORM P0489

For more details about this annex : see Official Journal of the European Patent Office, No. 12/82



COMMUNICATION METHOD, BASE STATION AND TERMINAL EQUIPMENT

Inventor(s): SAKOTA KAZUYUKI; SUZUKI MITSUHIRO ± (SAKOTA KAZUYUKI, ; SUZUKI MITSUHIRO)

Applicant(s): SONY CORP ± (SONY CORP)

Classification: - international: H04B7/26; H04Q7/38; (IPC1-7): H04Q7/38
- cooperative: H04B7/2615

Application number: JP19960296936 19961108

Priority number(s): JP19960296936 19961108

Also published as: JP3687229 (B2) EP0841761 (A2) EP0841761 (A3)
EP0841761 (B1) US2001043583 (A1) more

Abstract of JPH10145854 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To satisfactorily perform an access request, etc., to a base station by prolonging the cycle of time slot of a channel for acquiring the access right of an imaging channel from terminal equipment to the base station rather than the cycle of time slot of the other channel. **SOLUTION:** When transmitting audio data for speech or various kinds of information through a communication channel between the terminal equipment and the base station, one time slot is set to 200[μ]seconds, for example (A). On the other hand, a control channel for transmitting only control data containing data for requesting access from the terminal equipment to the base station between the terminal equipment and the base station is composed of 400[μ] seconds corresponding to the double time slot periods of the communication channel (B).; When performing communication through such a control channel, all the prepared one time slot period is not used for transmission or reception but transmission is performed by a burst signal for 200[μ]seconds by half of that one time slot period.

		122 - 10072021																					
A		01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
		000000																					
B		01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
		000000																					
C		01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
		000000																					
		01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
		000000																					

(10) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-145854

(43) 公開日 平成10年(1998) 5月29日

(51) Int.Cl.⁸
H04Q 7/38

識別記号

FI
H04B 7/26

109B

審査請求 未請求 請求項の数17 OL (全16頁)

(21) 出願番号 特願平8-296936
(22) 出願日 平成8年(1996)11月8日

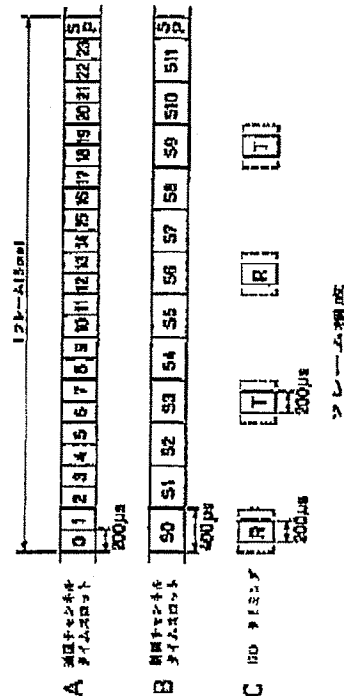
(71) 出願人 000002185
ソニー株式会社
東京都品川区北品川6丁目7番35号
(72) 発明者 迫田 和之
東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ
ー株式会社内
(72) 発明者 鈴木 三博
東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ
ー株式会社内
(74) 代理人 弁理士 松隈 秀彦

(54) 【発明の名称】 通信方法、基地局及び端末装置

(57) 【要約】

【課題】 無線電話システムなどの通信を、1伝送帯域をタイムスロットで分割した時分割接続を行う場合に、基地局へのアクセス要求などが、良好に出来るようにする。

【解決手段】 端末装置から基地局への上りチャンネルにおけるアクセス権獲得のためのチャンネルのタイムスロットの周期を、他のチャンネルのタイムスロットの周期よりも長くした。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 1伝送帯域を所定時間単位で複数に時分割してタイムスロットを形成させ、そのタイムスロットを単位として、端末装置と基地局との間で通信を行う通信方法において、

上記端末装置から上記基地局への上りチャンネルにおけるアクセス権獲得のためのチャンネルのタイムスロットの周期を、他のチャンネルのタイムスロットの周期よりも長くした通信方法。

【請求項2】 請求項1記載の通信方法において、上記アクセス権獲得のためのチャンネルのタイムスロットの周期を、上記他のチャンネルのタイムスロットの周期の整数倍とした通信方法。

【請求項3】 請求項1記載の通信方法において、上記アクセス権獲得のためのチャンネルで通信を行う際には、基地局から送信される信号に同期させるタイミング処理を実行せず、

上記他のチャンネルで通信を行う際には、基地局から送信される信号に同期させるタイミング処理を実行するようにした通信方法。

【請求項4】 請求項1記載の通信方法において、上記端末装置からの送信時には、上記アクセス権獲得のためのチャンネルと、上記他のチャンネルとのいずれの場合でも、同じデータ長のデータを、1タイムスロットで送信するようにした通信方法。

【請求項5】 請求項1記載の通信方法において、上記1伝送帯域内に複数のサブキャリアを所定の周波数間隔で配置したマルチキャリア信号を伝送するようにした通信方法。

【請求項6】 請求項5記載の通信方法において、上記アクセス権獲得のためのチャンネルのサブキャリアの周波数間隔を、上記他のチャンネルのサブキャリアの周波数間隔よりも広くした通信方法。

【請求項7】 エリア内の端末装置と通信を行う基地局であって、1伝送帯域を所定時間単位で複数に時分割してタイムスロットを形成させ、そのタイムスロットを単位として、端末装置との間で通信を行う基地局において、

上記端末装置から送信される所定の伝送帯域の信号を受信する受信手段と、

該受信手段が受信した受信信号から所定のタイムスロットに含まれる信号を抽出する抽出手段とを備え、上記受信手段でアクセス権獲得のためのチャンネルを受信したとき、上記抽出手段で抽出するタイムスロットの受信周期を、他のチャンネルのタイムスロットの受信周期よりも長くした基地局。

【請求項8】 請求項7記載の基地局において、上記抽出手段で抽出する上記アクセス権獲得のためのチャンネルのタイムスロットの受信周期を、上記他のチャンネルのタイムスロットの受信周期の整数倍とした基地

局。

【請求項9】 請求項7記載の基地局において、上記受信手段で上記アクセス権獲得のためのチャンネルを受信した際には、端末装置に対して送信タイミングを補正させる処理を行わず、

上記受信手段で上記他のチャンネルを受信した際には、上記抽出手段で抽出されたタイムスロットのタイミングに基づいて、端末装置に対して送信タイミングを補正させる処理を行うようにした基地局。

10 【請求項10】 請求項7記載の基地局において、上記受信手段で、1伝送帯域内に所定の周波数間隔でサブキャリアが配されたマルチキャリア信号を受信するようにした基地局。

【請求項11】 請求項10記載の基地局において、上記受信手段で受信する上記アクセス権獲得のためのチャンネルのサブキャリアの周波数間隔を、上記他のチャンネルのサブキャリアの周波数間隔よりも広くした基地局。

20 【請求項12】 エリア内に用意された基地局と通信を行う端末装置であって、1伝送帯域を所定時間単位で複数に時分割してタイムスロットを形成させ、そのタイムスロットを単位として、基地局との間で通信を行う端末装置において、

送信データを所定のタイムスロット内に配置して送信スロットを生成させる送信スロット生成手段と、該生成手段で生成された送信スロットを、所定のタイミングに所定の伝送帯域で送信する送信手段とを備え、

上記送信手段でアクセス権獲得のためのデータを送信するチャンネルを送信するとき、上記送信スロットの送信周期を、他のチャンネルのタイムスロットの送信周期よりも長くした端末装置。

30 【請求項13】 請求項12記載の端末装置において、上記送信手段で送信する上記アクセス権獲得のためのチャンネルのタイムスロットの送信周期を、上記他のチャンネルのタイムスロットの送信周期の整数倍とした端末装置。

【請求項14】 請求項12記載の端末装置において、上記送信手段で上記アクセス権獲得のためのチャンネルを送信する際には、基地局からの指令に基づいた送信タイミング補正処理を行わず、

40 上記送信手段で上記他のチャンネルを送信する際には、基地局からの指令に基づいた送信タイミング補正処理を行うようにした端末装置。

【請求項15】 請求項12記載の端末装置において、上記生成手段で生成される送信スロットのデータ長は、上記アクセス権獲得のためのチャンネルと、上記他のチャンネルとで同じデータ長とした端末装置。

50 【請求項16】 請求項12記載の端末装置において、上記送信手段で、1伝送帯域内に所定の周波数間隔でサブキャリアが配されたマルチキャリア信号を送信するよ

うにした端末装置。

【請求項17】 請求項16記載の端末装置において、上記送信手段で送信する上記アクセス権獲得のためのチャンネルのサブキャリアの周波数間隔を、上記他のチャンネルのサブキャリアの周波数間隔よりも広くした端末装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、例えば無線電話システムの基地局や端末装置に適用して好適な通信方法と、その通信方法が適用される基地局及び端末装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 無線電話システムなどの移動通信においては、一つの基地局に複数の移動局（端末装置）を接続させる多元接続が行われている。ここで、無線電話の場合には、一つの基地局を多数の移動局が共通に使用するため、各移動局間の干渉を避けるような種々の通信方式が提案されている。従来からあるこの種の通信方式としては、例えば周波数分割多元接続（FDMA：Frequency Division Multiple Access）、時分割多元接続方式

（TDMA：Time Division Multiple Access）、符号分割多元接続方式（CDMA：Code Division Multiple Access）などがある。

【0003】 この内、TDMA方式は、各基地局毎に割当てられた各伝送チャンネルを所定時間単位で分割して、1伝送チャンネル中に複数のタイムスロットを形成させ、そのタイムスロット毎に接続する移動局を割当てるようにしたもので、1伝送チャンネルを使用して複数の移動局と同時に接続できる。

【0004】 また、別の通信方式として、本出願人は先に帯域分割多元接続（BDMA：Band Division Multiple Access）と称する通信方式を提案した（特願平8-132434号など）。そのBDMA方式の詳細については後述する実施例の中で説明するが、簡単に述べると、所定の周波数間隔で所定数のサブキャリア信号が配置された1伝送帯域を複数用意し、各伝送帯域の信号を所定時間毎に区切ってタイムスロットを形成させ、所定数のタイムスロット周期で間欠的に、上記所定数のサブキャリア信号に分散させてデータを変調させたマルチキャリア信号によるパースト信号を送信する方式である。このBDMA方式は、非常に優れた伝送特性を有する。

【0005】 ところで、無線電話システムの場合には、いずれの通信方式を適用する場合でも、端末装置側で通信を行う場合に、基地局側で設定される基準となるタイミングに同期させて通信を行い、各チャンネル（パス）が干渉するのを防止する必要がある。ここで、端末装置と基地局との距離は一定でないので、仮に同じタイミングで各端末装置から基地局に対して同時に送信が行われても、各端末装置から伝送される信号には異なる伝搬遅

延が生じ、基地局で受信できるタイミングは、それぞれのパスが異なるものになってしまう。

【0006】 従って、タイミングを補正する何らかの処理が必要で、例えば基地局側で各端末装置から伝送される信号の基準タイミングとの遅延量を検出して、その遅延量だけ送信タイミングをずらす制御データを端末装置側に伝送して、一定のタイミングで受信できるように補正する処理（タイムアライメント処理）を行うようにしている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】 ところが、このようなタイムアライメント処理は、双方向のデータ伝送が必要であるので、基地局と端末装置とが通信を行っている間しか出来ず、例えば端末装置から基地局に対して、通信開始を要求（アクセス要求）する場合には、そのアクセス要求信号を送信する際には、タイムアライメント処理を施すことが不可能であった。

【0008】 このため、タイムアライメント処理が行われていない状態の信号が伝送されても問題がないように、ある程度信号パーストを短く形成して伝送させることも考えられるが、このように信号パーストを短くすると、伝送速度が遅くなる。伝送速度を遅くすると、それだけ伝送効率が低下してしまう。従って、データの伝送効率を良くした上で、端末装置から基地局へのアクセス要求信号の伝送が、他の信号に干渉を与えずに出来るようにすることが要請されていた。また、そもそもの信号パーストが伝搬遅延により生じる時間のズレを吸収できない程短い場合には、従来の方法ではタイムアライメント問題を解決することができない。

【0009】 本発明はかかる点に鑑みてなされたものであり、無線電話システムなどの通信を、伝送レートの高い効率の良いシステムで行う場合に、基地局へのアクセス要求などが、良好に出来るようにすることにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】 この問題点を解決するために本発明は、端末装置から基地局への上りチャンネルにおけるアクセス権獲得のためのチャンネルのタイムスロットの周期を、他のチャンネルのタイムスロットの周期よりも長くしたものである。

【0011】 かかる処理を行うことによって、アクセス権獲得のためのデータの伝送に関しては、他のデータの伝送よりも長い周期で伝送されることになり、タイムアライメント処理が行われてなくても、基地局側で的確にアクセス権獲得のためのデータを受信できる可能性が高くなる。

【0012】

【発明の実施の形態】 以下、本発明の一実施例を添付図面を参照して説明する。

【0013】 まず、本例が適用される基本的な通信方式の構成について、図8～図10を参照して説明する。本

例の通信方式の構成は、予め割当てられた帯域 (Band) 内に複数のサブキャリアを連続的に配置し、この1帯域内の複数のサブキャリアを1つの伝送路 (パス) で同時に使用するいわゆるマルチキャリア方式としてあり、さらに1帯域内の複数のサブキャリアを一括して帯域で分割 (Division) して変調するもので、ここでは帯域分割多元接続 (BDMA: Band Division Multiple Access) と称する。

【0014】以下、その構成について説明すると、図8は、本例の伝送信号のタイムスロット構成を示す図で、縦軸を周波数を、横軸を時間としたものである。本例の場合には、周波数軸と時間軸とを格子状に分割した直交基底を与えるものである。即ち、1つの伝送帯域 (1バンドスロット) が150kHzとされ、この150kHzの1伝送帯域内に、24本のサブキャリアを配置する。この24本のサブキャリアは、6、25kHz間隔で等間隔に連続的に配置され、1キャリア毎に0から23までのサブキャリア番号が付与される。但し、実際に存在するサブキャリアは、サブキャリア番号1から22までの22本としてあり、1バンドスロット内の両端部のサブキャリア番号0及び23についてはサブキャリアを立てないガードバンドとしてあり、電力を0としてある。

【0015】そして時間軸であると、200μ秒間隔で1タイムスロットが規定され、1タイムスロット毎に22本のサブキャリアにパースト信号が変調されて伝送される。そして、25タイムスロット (即ち5m秒) 配置された状態が、1フレームと定義される。この1フレーム内の各タイムスロットには、0から24までのタイムスロット番号が付与される。図8中にハッチングを付与して示す範囲は、1バンドスロットの1タイムスロット区間を示すものである。なお、ここではスロット番号24のタイムスロットは、データが伝送されない期間とされる。また、この図8のように200μ秒間隔で1タイムスロットが規定されるのは、音声データなどの情報の伝送を行う通信チャンネルの場合であり、移動局からのチャンネルアクセスに関する制御データだけを伝送させる制御チャンネルについては、後述するように2倍の400μ秒間隔で1タイムスロットを規定するようにしてある。その制御チャンネルの詳細な構成については後述する。

【0016】そして、この周波数軸と時間軸とを格子状に分割した直交基底を使用して、基地局が複数の移動局 (端末装置) と同時期に通信を行う多元接続を行うものである。ここで、各移動局との接続状態としては、図9に示す構成で行われる。図9は、1バンドスロット (実際には後述する周波数ホッピングにより使用するバンドスロットは切替わる) を使用して、基地局に接続される6つの移動局 (ユーザー) U0, U1, U2...U5のタイムスロットの使用状態を示す図で、Rとして示すタイムスロットは受信スロットで、Tとして示すタイムス

ロットは送信スロットであり、基地局で規定されるフレームタイミングは図9のAに示すように24タイムスロット周期 (25タイムスロット用意された内の最後のスロットであるスロット番号24は使用されない) で設定される。なお、ここでは送信スロットと受信スロットとは別の帯域を使用して伝送されるものとしてある。

【0017】例えば図9のBに示す移動局U0は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号0, 6, 12, 18が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号3, 9, 15, 21が使用され、それぞれのタイムスロットでパースト信号の受信又は送信を行う。また、図9のCに示す移動局U1は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号1, 7, 13, 19が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号4, 10, 16, 22が使用される。また、図9のDに示す移動局U2は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号2, 8, 14, 20が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号5, 11, 17, 23が使用される。また、図9のEに示す移動局U3は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号3, 9, 15, 21が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号0, 6, 12, 18が使用される。また、図9のFに示す移動局U4は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号4, 10, 16, 22が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号1, 7, 13, 22が使用される。さらに、図9のGに示す移動局U5は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号5, 11, 16, 22が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号2, 8, 14, 20が使用される。

【0018】図9に示す構成としたことで、1バンドスロットに6つの移動局が接続される6TDMA (時分割多元接続) が行われるが、各移動局側から見ると、1タイムスロット期間の受信及び送信を行った後に、次の送信又は受信が行われるまで2タイムスロット期間 (即ち400μ秒) の余裕があり、この余裕を使用して、タイミング処理と周波数ホッピングと称される処理を行う。即ち、各送信スロットTの前の約200μ秒間には、送信タイミングを基地局側からの信号のタイミングに合わせるタイミング処理TAを行う。そして、各送信スロットTが終了した約200μ秒後には、送信及び受信を行うバンドスロットを別のバンドスロットに切替える周波数ホッピングを行う。なお、ここでのタイミングは、伝送レートを高く設定した場合の例で、伝送レートを低く設定して使用するバンドスロット数を変えた場合には、周波数ホッピングを行うタイミングなどについて別途設定させる必要がある。周波数ホッピングが行われることで、例えば1つの基地局に用意された複数のバンドスロットを各移動局で均等に使用する。

【0019】即ち、1つの基地局には複数のバンドスロ

ットを割当てて。例えば1つの基地局で1つのセルが構成されるセルラ方式のシステムである場合で、1つのセルに1.2MHzの帯域が割当てられている場合には、8バンドスロットを1つのセルに配置することができる。同様に、1つのセルに2.4MHzの帯域が割当てられている場合には、16バンドスロットを1つのセルに配置することができ、1つのセルに4.8MHzの帯域が割当てられている場合には、32バンドスロットを1つのセルに配置することができ、1つのセルに9.6MHzの帯域が割当てられている場合には、64バンドスロットを1つのセルに配置することができる。そして、この1つのセルに割当てられた複数のバンドスロットを均等に使用するように、周波数ホッピングと称される周波数切換え処理を行う。なお、本例の場合には1つのセルに連続した帯域の複数のバンドスロットを配置する。

【0020】図10は、1つのセルに8バンドスロットが配置された場合の例を示し、図20のAに示すように、用意された8バンドスロットのそれぞれで、図10のBに示すように、22本のキャリアが立てられてデータ伝送を行う。

【0021】このように通信を行う状態を設定することで、各移動局と基地局との間で伝送される信号は、他の信号に対して直交性が保たれた状態となり、他の信号の干渉を受けることなく、該当する信号だけを良好に取り出すことができる。そして、周波数ホッピングにより伝送するバンドスロットを随時切換えるので、各基地局に用意された伝送帯域が有効に活用され、効率の良い伝送ができる。この場合、上述したように1つの基地局(セル)に割当てる周波数帯域を、自由に割当てることのできるの、使用される状況に応じた自由なシステム設定が可能になる。

【0022】次に、以上説明したシステム構成にて通信が行われる端末装置(移動局)と基地局の構成について説明する。ここでは、基地局から端末装置への下り回線として2.0GHz帯を使用し、端末装置から基地局への上り回線として2.2GHz帯を使用するものとして説明する。

【0023】図1は、端末装置の構成を示す図で、まず受信系について説明すると、送受信兼用のアンテナ11はアンテナ共用器12に接続してあり、このアンテナ共用器12の受信信号出力側には、バンドパスフィルタ13、受信アンプ14、混合器15が直列に接続してある。ここで、バンドパスフィルタ13は、2.0GHz帯を抽出する。そして、混合器15で周波数シンセサイザ31が出力する1.9GHzの周波数信号を混合し、受信信号を100MHz帯の中間周波信号に変換する。なお、周波数シンセサイザ31は、PLL回路(フェーズ・ロックド・ループ回路)で構成され、温度補償型基準発振器(TCXO)32が出力する19.2MHzを、1/128分周器33で分周して生成させた150

kHzを基準として、1.9GHz帯の150kHz間隔の信号(即ち1バンドスロット間隔)を生成させるシンセサイザである。この端末装置で使用される後述する他の周波数シンセサイザについても、同様にPLL回路で構成される。

【0024】そして、混合器15が出力する中間周波信号を、バンドパスフィルタ16と可変利得アンプ17を介して復調用の2個の混合器18I、18Qに供給する。また、周波数シンセサイザ34が出力する100MHzの周波数信号を、移相器35で90度位相がずれた2系統の信号とし、この2系統の周波数信号の一方を混合器18Iに供給し、他方を混合器18Qに供給し、それぞれ中間周波信号に混合させ、受信したデータに含まれるI成分及びQ成分を抽出する。なお、周波数シンセサイザ34は、1/128分周器33で分周して生成させた150kHzを基準として、100MHz帯の信号を生成させるシンセサイザである。

【0025】そして、抽出したI成分をローパスフィルタ19Iを介してアナログ/デジタル変換器20Iに供給し、デジタルIデータに変換する。また、抽出したQ成分をローパスフィルタ19Qを介してアナログ/デジタル変換器20Qに供給し、デジタルIデータに変換する。ここで、各アナログ/デジタル変換器20I、20Qは、TCXO32が出力する19.2MHzを、1/96分周器36で分周して生成させた200kHzを変換用のクロックとして使用するものである。

【0026】そして、アナログ/デジタル変換器20I、20Qが出力するデジタルIデータ及びデジタルQデータを、復調及びデコーダ21に供給し、復号された受信データを端子22に得る。なお、復調及びデコーダ21には、TCXO32が出力する19.2MHzがクロックとしてそのまま供給されると共に、1/96分周器36が出力する200kHzを1/40分周器37で分周して生成させた5kHzがクロックとして供給される。この5kHzのクロックは、スロットタイミングデータを生成させるのに使用される。即ち、本例の場合には上述したように1タイムスロットが200μ秒であるが、周波数が5kHzの信号は1周期が200μ秒であり、この5kHzの信号に同期してスロットタイミングデータを生成させる。

【0027】次に、端末装置の送信系の構成を説明すると、端子41に得られる送信データを、変調及びエンコーダ42に供給し、送信用の符号化及び変調処理を行い、送信用のデジタルIデータ及びデジタルQデータを生成させる。ここで、この変調及びエンコーダ42には、TCXO32が出力する19.2MHzがクロックとしてそのまま供給されると共に、1/40分周器37で分周して生成させた5kHzがスロットタイミング生成用のデータとして供給される。そして、変調及びエンコーダ42が出力するデジタルIデータ及びデジタルQ

データをデジタル/アナログ変換器43I及び43Qに供給し、アナログI信号及びアナログQ信号に変換し、この変換されたI信号及びQ信号をローパスフィルタ44I及び44Qを介して混合器45I及び45Qに供給する。また、周波数シンセサイザ38が出力する300MHzの周波数信号を、移相器39で90度位相がずれた2系統の信号とし、この2系統の周波数信号の一方を混合器45Iに供給し、他方を混合器45Qに供給し、それぞれI信号及びQ信号と混合して、300MHz帯の信号とし、加算器46で1系統の信号とする直交変調を行う。なお、周波数シンセサイザ38は、1/128分周器33で分周して生成させた150kHzを基準として、300MHz帯の信号を生成させるシンセサイザである。

【0028】そして、加算器46が出力する300MHz帯に変調された信号を、送信アンプ47、バンドパスフィルタ48を介して混合器49に供給し、周波数シンセサイザ31が出力する1.9GHz帯の周波数信号を混合し、2.2GHz帯の送信周波数に変換する。そして、この送信周波数に周波数変換された送信信号を、送信アンプ(可変利得アンプ)50及びバンドパスフィルタ51を介してアンテナ共用器12に供給し、このアンテナ共用器12に接続されたアンテナ11から無線送信させる。なお、送信アンプ50の利得を制御することにより、送信出力が調整される。この送信出力の制御は、例えば基地局側から受信した出力制御データに基づいて行われる。

【0029】また、TCXO32が出力する19.2MHzの信号は、1/2400分周器40に供給されて、8kHzの信号とされ、この8kHzの信号を音声処理系の回路(図示せず)に供給する。即ち、本例の端末装置では、基地局との間で伝送する音声信号は、8kHzでサンプリング(又はその倍数の周波数でオーバーサンプリング)するようにしており、音声信号のアナログ/デジタル変換器やデジタル/アナログ変換器、或いは音声データ圧縮・伸長処理用のデジタルシグナルプロセッサ(DSP)などの音声データ処理回路で必要なクロックを、1/2400分周器40から得るようにしてある。

【0030】次に、この構成の端末装置の送信系のエンコーダ及びその周辺の詳細な構成を、図2を参照して説明する。送信データは、畳み込み符号化器51に供給して、畳み込み符号化を行う。ここでの畳み込み符号化としては、例えば拘束長 $k=7$ 、符号化率 $R=1/3$ の符号化を行う。この畳み込み符号化器51の出力を、4フレームインターリーブバッファ52に供給し、4フレーム(20m秒)に跨ったデータのインターリーブを行う。そして、このインターリーブバッファ52の出力を、DQPSKエンコーダ53に供給し、DQPSK変調を行う。即ち、供給されるデータに基づいて、DQPSK

SKシンボル生成回路53aで対応したシンボルを生成させ、このシンボルを乗算器53bの一方の入力に供給し、この乗算器53bの乗算出力を遅延回路53cで1シンボル遅延させて他方の入力に戻して、DQPSK変調を行う。そして、このDQPSK変調されたデータを、乗算器54に供給して、ランダム位相シフトデータ発生回路55が出力するランダム位相シフトデータを、変調データに乗算する処理を行い、データの位相を見かけ上ランダムに変化させる。

10 【0031】そして、乗算器54の出力を、FFT回路(高速フーリエ変換回路)56に供給し、高速フーリエ変換による演算で時間軸上のデータの周波数変換処理を行い、6.25kHz間隔の22本のサブキャリアに変調されたいわゆるマルチキャリアデータとする。なお、高速フーリエ変換を行うFFT回路は、2の中乗倍のサブキャリアを生成させる構成が比較的簡単に構成でき、本例のFFT回路56では、 2^5 である32本のサブキャリアを生成させる能力のあるものを使用し、情報チャンネルの送信処理では、その内の連続した22本のサブキャリアに変調されたデータを出力する。

20 【0032】なお、本例のFFT回路56で扱う送信データの変調レートは200kHzとしてあり、この200kHzの変調レートの信号から32本のマルチキャリアに変換する処理を行うことで、 $200\text{kHz} \div 32 = 6.25\text{kHz}$ となり、6.25kHz間隔(但し上り制御チャンネルの場合には12.5kHz間隔)のマルチキャリア信号が得られる。

【0033】そして、この高速フーリエ変換でマルチキャリアとされたデータを乗算器57に供給し、窓かけデータ発生回路58が出力する時間波形を乗算する処理を行う。この時間波形としては、例えば図3のAに示すように、送信側では1つの波形の長さ T_0 が約200 μ 秒(即ち1タイムスロット期間)の波形とされる。但し、その両端部 T_a (約15 μ 秒間)は、なだらかに波形のレベルが変化するようにしてあり、図3のBに示すように、時間波形を乗算させる際には、隣接する時間波形と一部が重なるようにしてある。

【0034】図2の説明に戻ると、乗算器57で時間波形が乗算された信号を、バーストバッファ59を介してデジタル/アナログ変換器43(図1のデジタル/アナログ変換器43I、43Qに相当)に供給し、変換用のクロックとして200kHzを使用してアナログ信号とする。

【0035】次に、本例の端末装置の受信系のデコーダ及びその周辺の詳細な構成を、図4を参照して説明する。200kHzのクロックを使用してアナログ/デジタル変換器20(図1のアナログ/デジタル変換器20I、20Qに相当)で変換されたデジタルデータを、バーストバッファ61を介して乗算器62に供給し、逆窓かけデータ発生回路63が出力する時間波形を乗算す

る。この受信時に乗算する時間波形は、図3のAに示す形状の時間波形であるが、その長さ T_r を 160μ 秒として送信時よりも短い時間波形としてある。

【0036】そして、この時間波形が乗算された受信データを、FFT回路64に供給し、高速フーリエ変換処理により周波数軸と時間軸との変換処理を行い、6.25kHz間隔の22本のサブキャリアに変調されて伝送されたデータを時間軸が連続した1系統のデータとする。ここでの変換処理では、送信系でのFFT回路での変換処理と同様に、 2^5 である32本のサブキャリアを処理させる能力のあるものを使用し、その内の連続した22本のサブキャリアに変調されたデータを変換して出力する。そして、本例のFFT回路64で扱う送信データの変調レートは200kHzとしてあり、32本のマルチキャリアを処理できることで、 $200\text{kHz} \div 32 = 6.25\text{kHz}$ となり、6.25kHz間隔のマルチキャリア信号の変換処理ができる。

【0037】そして、FFT回路64で高速フーリエ変換されて1系統とされた受信データを、乗算器65に供給し、逆ランダム位相シフトデータ発生回路66が出力する逆ランダム位相シフトデータ（このデータは送信側のランダム位相シフトデータと同期して変化するデータ）を乗算し、元の位相のデータに戻す。

【0038】そして、元の位相に戻されたデータを、差動復調回路67に供給し、差動復調させ、この差動復調されたデータを4フレームデインターリーブバッファ68に供給し、送信時に4フレームにわたってインターリーブされたデータを元のデータ配列とし、このデインターリーブされたデータをビタビ復号化器69に供給し、ビタビ復号を行う。そして、ビタビ復号されたデータをデコーダされた受信データとして後段の受信データ処理回路（図示せず）に供給する。

【0039】次に、基地局の構成を、図5を参照して説明する。この基地局での送受信を行う構成は、基本的には端末装置側の構成と同じであるが、複数台の端末装置と同時に接続される多元接続を行うための構成が端末装置とは異なる。

【0040】まず、図5に示す受信系の構成について説明すると、送受信兼用のアンテナ211はアンテナ共用器212に接続しており、このアンテナ共用器212の受信信号出力側には、バンドパスフィルタ213、受信アンプ214、混合器215が直列に接続してある。ここで、バンドパスフィルタ213は、2.2GHz帯を抽出する。そして、混合器215で周波数シンセサイザ231が出力する1.9GHzの周波数信号を混合し、受信信号を300MHz帯の中間周波信号に変換する。なお、周波数シンセサイザ231は、PLL回路（フェーズ・ロックド・ループ回路）で構成され、温度補償型基準発振器（TCXO）232が出力する19.2MHzを、 $1/128$ 分周器233で分周して生成させた1

50kHzを基準として、1.9GHz帯の150kHz間隔の信号（即ち1バンドスロット間隔）を生成させるシンセサイザである。この基地局で使用される後述する他の周波数シンセサイザについても、同様にPLL回路で構成される。

【0041】そして、混合器215が出力する中間周波信号を、バンドパスフィルタ216と受信アンプ217を介して復調用の2個の混合器218I、218Qに供給する。また、周波数シンセサイザ234が出力する300MHzの周波数信号を、移相器235で90度位相がずれた2系統の信号とし、この2系統の周波数信号の一方を混合器218Iに供給し、他方を混合器218Qに供給し、それぞれ中間周波信号に混合させ、受信したデータに含まれるI成分及びQ成分を抽出する。なお、周波数シンセサイザ234は、 $1/128$ 分周器233で分周して生成させた150kHzを基準として、300MHz帯の信号を生成させるシンセサイザである。

【0042】そして、抽出したI成分をローパスフィルタ219Iを介してアナログ/デジタル変換器220Iに供給し、デジタルIデータに変換する。また、抽出したQ成分をローパスフィルタ219Qを介してアナログ/デジタル変換器220Qに供給し、デジタルIデータに変換する。ここで、各アナログ/デジタル変換器220I、220Qは、TCXO232が出力する19.2MHzを、 $1/3$ 分周器236で分周して生成させた6.4MHzを交換用のクロックとして使用するものである。

【0043】そして、アナログ/デジタル変換器220I、220Qが出力するデジタルIデータ及びデジタルQデータを、復調部221に供給し、復調されたデータをデマルチプレкса222に供給して、各端末装置からのデータに分割し、分割されたデータを同時に接続される端末装置の数（1バンドスロット当たり6台）だけ用意されたデコーダ223a、223b…223nに個別に供給する。なお、復調部221、デマルチプレкса222及びデコーダ223a、223b…223nには、TCXO32が出力する19.2MHzがクロックとしてそのまま供給されると共に、 $1/3$ 分周器236が出力する6.4MHzを $1/1280$ 分周器237で分周して生成させた5kHzがスロットタイミングデータとして供給される。

【0044】次に、基地局の送信系の構成を説明すると、同時に通信を行う相手（端末装置）の数だけ用意されたエンコーダ241a、241b…241nで個別に符号化された送信データを、マルチプレкса242で合成し、このマルチプレкса242の出力を変調部243に供給し、送信用の変換処理を行い、送信用のデジタルIデータ及びデジタルQデータを生成させる。なお、各エンコーダ241a～241n、マルチプレкса242及び変調部243には、TCXO32が出力する1

9. 2MHzがクロックとしてそのまま供給されると共に、 $1/1280$ 分周器237が出力する5kHzがクロックとして供給される。

【0045】そして、変調部243が出力するデジタルIデータ及びデジタルQデータを、デジタル/アナログ変換器244I及び244Qに供給し、アナログI信号及びアナログQ信号に変換し、この変換されたI信号及びQ信号をローパスフィルタ245I及び245Qを介して混合器246I及び246Qに供給する。また、周波数シンセサイザ238が出力する100MHzの周波数信号を、移相器239で90度位相がずれた2系統の信号とし、この2系統の周波数信号の一方を混合器246Iに供給し、他方を混合器246Qに供給し、それぞれI信号及びQ信号と混合して、100MHz帯の信号とし、加算器247で1系統の信号とする直交変調を行う。なお、周波数シンセサイザ238は、 $1/128$ 分周器233で分周して生成させた150kHzを基準として、100MHz帯の信号を生成させるシンセサイザである。

【0046】そして、加算器247が出力する100MHz帯に変調された信号を、送信アンプ248、バンドパスフィルタ249を介して混合器250に供給し、周波数シンセサイザ231が出力する1.9GHz帯の周波数信号を混合し、2.0GHz帯の送信周波数に変換する。そして、この送信周波数に周波数変換された送信信号を、送信アンプ251及びバンドパスフィルタ252を介してアンテナ共用器212に供給し、このアンテナ共用器212に接続されたアンテナ211から無線送信させる。

【0047】また、TCXO232が出力する19.2MHzの信号が、 $1/2400$ 分周器240に供給されて、8kHzの信号とされ、この8kHzの信号を音声処理系の回路(図示せず)に供給する。即ち、本例の基地局では、端末装置との間で伝送する音声信号は、8kHzでサンプリング(又はその倍数の周波数でオーバーサンプリング)するようにしてあり、音声信号のアナログ/デジタル変換器やデジタル/アナログ変換器、或いは音声データ圧縮・伸長処理用のデジタルシグナルプロセッサ(DSP)などの音声データ処理回路で必要なクロックを、 $1/2400$ 分周器240から得るようにしてある。

【0048】次に、基地局で送信データをエンコードして変調する構成の詳細を、図6を参照して説明する。ここではN個(Nは任意の数)の端末装置(ユーザー)と同時に多元接続を行うものとする、各端末装置のユーザーへの送信信号 U_0, U_1, \dots, U_N は、それぞれ別の畳み込み符号化器311a, 311b, \dots , 311nに供給して、個別に畳み込み符号化を行う。ここでの畳み込み符号化としては、例えば拘束長 $k=7$ 、符号化率 $R=1/3$ の符号化を行う。

【0049】そして、それぞれの系で畳み込み符号化されたデータを、それぞれ4フレームインターリーブバッファ312a, 312b, \dots , 312nに供給し、4フレーム(20m秒)に跨ったデータのインターリーブを行う。そして、各インターリーブバッファ312a, 312b, \dots , 312nの出力を、それぞれDQPSKエンコーダ320a, 320b, \dots , 320nに供給し、DQPSK変調を行う。即ち、供給されるデータに基づいて、DQPSKシンボル生成回路321a, 321b, \dots , 321nで対応したシンボルを生成させ、このシンボルを乗算器322a, 322b, \dots , 322nの一方の入力に供給し、この乗算器322a, 322b, \dots , 322nの乗算出力を各遅延回路323a, 323b, \dots , 323nで1シンボル遅延させて他方の入力に戻して、DQPSK変調を行う。そして、このDQPSK変調されたデータを、それぞれ乗算器313a, 313b, \dots , 313nに供給して、ランダム位相シフトデータ発生回路314a, 314b, \dots , 314nが個別に出力するランダム位相シフトデータを、変調データに乗算する処理を行い、それぞれのデータの位相を見かけ上ランダムに変化させる。

【0050】そして、各乗算器313a, 313b, \dots , 313nの出力を、マルチプレクサ242に供給し合成する。ここで、本例のマルチプレクサ242で合成する際には、その合成する周波数位置を150kHz単位で切り換えられるようにしてあり、この切り換えを制御することで、各端末装置に対して送信されるバースト信号の周波数切り換えを行う。即ち、本例の場合には図9などで説明したように、周波数ホッピングと称されるバントスロット単位での周波数の切り換えを行うようにしてあるが、その周波数切り換えを、マルチプレクサ242での合成時の処理の切り換えにより実現している。

【0051】そして、マルチプレクサ242で合成されたデータを、FFT回路332に供給し、高速フーリエ変換による演算で時間軸上のデータの周波数変換処理を行い、1バントスロット当たり6.25kHz間隔の22本のサブキャリアに変調されたいわゆるマルチキャリアデータとする。そして、この高速フーリエ変換でマルチキャリアとされたデータを乗算器333に供給し、窓かけデータ発生回路334が出力する時間波形を乗算する処理を行う。この時間波形としては、例えば図3のAに示すように、送信側では1つの波形の長さ T_1 が約200 μ 秒(即ち1タイムスロット期間)の波形とされる。但し、その両端部 T_n (約15 μ 秒間)は、なだらかに波形のレベルが変化するようにしてあり、図3のBに示すように、時間波形を乗算させる際には、隣接する時間波形と一部が重なるようにしてある。

【0052】そして、乗算器333で時間波形が乗算された信号を、バーストバッファ335を介してデジタル/アナログ変換器244(図5での変換器244I, 2

44Qに相当)に供給し、アナログI信号及びアナログQ信号とし、図5の構成にて送信処理する。

【0053】次に、基地局で受信データを復調してデコードする構成の詳細を、図7を参照して説明する。アナログ/デジタル変換器220(図5のアナログ/デジタル変換器220I及び220Qに相当)で変換されたデジタルIデータ及びデジタルQデータを、バーストバッファ341を介して乗算器333に供給し、逆窓がけデータ発生回路343が出力する時間波形を乗算する。この時間波形としては、図3のAに示す形状の時間波形であるが、その長さ T_x を160 μ 秒として送信時よりも短い時間波形としてある。

【0054】そして、この時間波形が乗算された受信データを、FFT回路344に供給して高速フーリエ変換を行い、周波数軸と時間軸との変換処理を行い、1バンドスロット当たり6.25kHz間隔の22本のサブキャリアに変調されて伝送されたデータを時間軸が連続したデータとする。そして、この高速フーリエ変換されたデータを、デマルチプレクサ222に供給し、同時に多元接続される各端末装置の数だけ分割されたデータとする。ここで、本例のデマルチプレクサ222で分割する際には、その分割する周波数位置を150kHz単位で切り換えられるようにしてあり、この切り換えを制御することで、各端末装置から送信されるバースト信号の周波数切り換えを行う。即ち、本例の場合には図9などで説明したように、周波数ホッピングと称されるバンドスロット単位での周波数の切り換えを周期的に行うようにしてあるが、その受信側での周波数切り換えを、デマルチプレクサ222での分割時の処理の切り換えにより実現している。

【0055】そして、デマルチプレクサ222で分割されたそれぞれの受信データを、同時に多元接続される端末装置の数Nだけ設けられた乗算器351a, 351b...351nに個別に供給し、それぞれの乗算器351a, 351b...351nで逆ランダム位相シフトデータ発生回路352a, 352b...352nが出力する逆ランダム位相シフトデータ(このデータは送信側のランダム位相シフトデータと同期して変化するデータ)を乗算し、それぞれの系で元の位相のデータに戻す。

【0056】そして、差動復調回路353a, 353b...353nに供給し、差動復調させ、この差動復調されたデータを4フレームデインターリーブバッファ354a, 354b...354nに供給し、送信時に4フレームにわたってインターリーブされたデータを元のデータ配列とし、このデインターリーブされたデータをビタビ復号化器355a, 355b...355nに供給し、ビタビ復号を行う。そして、ビタビ復号されたデータをデコーダされた受信データとして後段の受信データ処理回路(図示せず)に供給する。

【0057】次に、本例の端末装置から送信するデータのフレーム構成の詳細について説明すると、既に図8を

参照して説明したように、本例においては1フレームが5m秒で構成されて、図11のAに示すように、この1フレームが0から24の25タイムスロットに分割されて、1タイムスロットが200 μ 秒となっている。この1タイムスロット200 μ 秒とされるのは、端末装置と基地局との間で通話用音声データや各種情報の伝送を、通信チャンネルとして用意されたチャンネルで行う場合であり、本例においては端末装置と基地局との間で、制御データだけを伝送する制御チャンネル(この制御チャンネルについては例えば基地局毎に予め定めた特定のチャンネルとしてある)については、図11のBに示す構成にて伝送するようにしてある。

【0058】即ち、通信チャンネルの2タイムスロット期間に相当する400 μ 秒で1タイムスロットを構成してあり、1フレーム期間にS0, S1, S2...S11の12タイムスロット期間と、200 μ 秒間のスペースSP(無伝送期間)が設定してあり、通信チャンネルの1フレームと同じ期間に収まるようにしてあり、各フレーム期間でこのタイムスロット構成が繰り返される。そして、この1タイムスロット400 μ 秒間を3スロット周期で、受信スロットRと送信スロットTとして使用するようにしてある。図11のCは、或る端末装置U0'で制御チャンネルを使用して基地局と通信が行われるタイミングを示し、受信スロットとしてタイムスロット番号S0, S6が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号S3, S9が使用される。ここでは、通信チャンネルのフレーム周期と、制御チャンネルのフレーム周期を合わせるために、制御チャンネルに200 μ 秒間のスペースSPを設定したが、このスペースは設けなくても良い。

【0059】そして、この制御チャンネルで通信を行う際には、図11のCに破線で示すように、用意された1タイムスロット期間全てを送信や受信には使用せず、図11のCに実線で示すように、その1タイムスロット期間の内の半分の200 μ 秒間のバースト信号を送信するようにしてある。この200 μ 秒間のバースト信号は、通信チャンネルの場合の1スロット期間に伝送される200 μ 秒間のバースト信号と基本的に同じ構成であり、例えば制御チャンネルの1タイムスロット期間の前半部分に位置するように、200 μ 秒間のバースト信号を送信する。

【0060】なお、この制御チャンネルで伝送されるデータとしては、例えば端末装置から基地局への上り制御チャンネルは、端末装置から基地局に対して伝送する制御データであり、その制御データには端末装置から基地局に対してアクセスすることを要求するデータが含まれる。即ち、例えば端末装置から発信させたいとき、このアクセスすることを要求するデータを、この上り制御チャンネルを使用して基地局に伝送する。そして、基地局から下り制御チャンネルを使用してアクセスを許可する

データを伝送し、この許可データが伝送されたとき、そのとき同時に伝送されるチャンネル指示データにより指示された通信チャンネルを使用して、端末装置と基地局との通信チャンネルによる通信を開始させる。基地局側から端末装置を呼び出す場合のデータなどの、その他の各種制御データについても、この制御チャンネルを使用して伝送される。

【0061】なお、この制御チャンネルの場合にも、通信チャンネルの場合と同様に、周波数ホッピングと称される送信後の周波数(チャンネル)切り換えを行うようにしても良い。或いは、制御チャンネルとして用意されたチャンネルについては固定された周波数として、周波数ホッピングをしないようにしても良い。

【0062】ここで、基地局側で受信される制御チャンネルの状態を、図12に示すと、例えば制御チャンネルのタイムスロットの基準タイミングが、図12のAに示すように400 μ 秒周期で設定されているとすると、送信元である端末装置と基地局との間の伝送路の状態は、各端末装置毎に異なるので、各端末装置から送信される200 μ 秒周期のバースト信号が受信されるタイミング(図12のBに斜線を付して示す範囲のタイミングで受信)は、端末装置毎にそれぞれ異なるものになる可能性が高い。しかしながら本例の場合には、制御チャンネルとして、1タイムスロット期間を、伝送されるバースト信号の2倍の期間に設定して大幅な余裕を設定してあるので、その余裕期間を越えるタイミングのずれがない限りは、隣接するタイムスロット期間の送信データが重ならず、基地局側で各タイムスロット期間に伝送されるデータを正確に受信できる。

【0063】また、制御チャンネルではこのように余裕期間があるので、タイムアライメント処理を実行しない。即ち、通信チャンネルを使用して、基地局と端末装置との間で通信を行う場合には、基地局で端末装置から送信された信号の受信タイミングを検出し、その受信タイミングと基準タイミングとのずれを判断して、ずれを補正させるデータを付随データとして付加する。そして端末装置側では、その付随データとしてのタイミング補正データで指示された分だけ、基地局への送信タイミングを補正させ、基地局側で時分割多重受信が正確にできるようにするタイムアライメント処理を実行する。これに対し、制御チャンネルでは上述した余裕期間があるのでタイムアライメント処理をしなくても基地局側で時分割多重受信が正確にできるので、このようなタイムアライメント処理を実行しない。

【0064】このように本例の制御チャンネルによると、アクセス権獲得のためのデータなどが含まれる制御データを、比較的良い通信状態で端末装置から基地局に伝送することができ、タイムアライメント処理などが行われてない状態でも、基地局に該当する信号を確実に伝送できるようになる。特に、端末装置から基地局に対し

てタイムアライメント処理が行われてない状態で伝送する必要のあるアクセス権獲得のためのデータ(アクセス要求信号)を確実に基地局に伝送でき、本例のような効率の良い伝送方式を適用した場合における、基地局にアクセスさせる処理が確実にできる。

【0065】この場合、制御チャンネルの場合でも1タイムスロットで実際に伝送されるバースト信号のデータ長は、他のチャンネルの場合と同じとしたので、端末装置や基地局で制御チャンネルの送信信号を作成する処理が、他のチャンネルの送信信号を作成する処理と共通の処理で行え、送信や受信のタイミング(送信や受信の周期)の処理だけを制御チャンネル用に設定するだけで良く、通信チャンネル用に用意された送信や受信の回路を使用して、制御チャンネルの送信や受信が可能になる。従って、本例の制御チャンネル構成としたことにより、端末装置や基地局の構成が複雑になることは殆どない。

【0066】なお、本例のように制御チャンネルを構成したことで、制御チャンネルで伝送できるデータ量については、通信チャンネルの約1/2になるが、制御チャンネルでは、それほど多くのデータを同時に伝送する必要はないので問題はない。

【0067】なお、以上説明した実施例では、制御チャンネルのタイムスロット周期を、他のチャンネルのタイムスロット周期の2倍としたが、3倍、4倍などの他の整数倍の周期としても良い。但し、タイムスロット周期を長くするに従って同じ帯域で伝送できる情報量は少なくなる。また、他のチャンネルに対する制御チャンネルのタイムスロット周期を、整数倍以外のタイムスロット周期としても良い。また、同一システム内で制御チャンネルのタイムスロット周期を、基地局やエリア単位で異なるように設定することも可能である。この場合、当該エリア基地局の制御チャンネルのタイムスロット周期を、ブロードキャストチャンネル等を用いて、各端末装置に報知するといったことも考えられる。

【0068】また、以上説明した実施例では、制御チャンネルでタイムスロット周期を長くするとしたが、基地局から各端末装置に対して伝送する場合には、基地局側での基準となるタイミングに同期した正確なタイムスロット周期でデータの送信が行えるので、基地局からの下り制御チャンネルでデータを伝送する場合には、それ程余裕を確保する必要はないので、各端末装置から基地局に対する上り制御チャンネルだけを、図11のBに示すタイムスロット周期として、基地局からの下り制御チャンネルについては、通信チャンネルと同じタイムスロット周期で伝送するようにしても良い。

【0069】また本例においては、マルチキャリア信号とされて送信されるのであるが、図8により説明したように、1バンドスロットを構成するサブキャリアは22本であり、図13のAに示すように、周波数 f_k 、間隔(図8の例では6.25kHz間隔)の22本のサブキ

キャリアに分散された信号が1バンドスロット内に配置されて伝送されるが、制御チャンネルについては、上述したタイムスロット周期を長くした上で、さらにサブキャリアの数を少なくして伝送するようにしても良い。即ち、図13のAに示すように1バンドスロットで2本のサブキャリアを伝送させるのは、音声データなどを伝送する通信チャンネルの場合とし、制御チャンネルの場合には、図13のBに示すように、通信チャンネルの場合の2倍の周波数間隔である周波数 $2f_c$ 、間隔(図8の例では12.5kHz間隔)の1本のサブキャリアに分散された信号を1バンドスロット内に配置して伝送する。このサブキャリアの周波数間隔を広げる処理は、例えば送信時にFFT回路で高速フーリエ変換されたデータを半分の間引く処理を行うことで実現できる。

【0070】この図13のBに示すように、制御チャンネルについては1バンドスロットを構成するサブキャリアの数を、通信チャンネルなどの他のチャンネルの半分として、サブキャリアの周波数間隔を2倍としたことで、制御チャンネルについてはビットレートは低くなるものより良好な伝送状態となる可能性が高くなり、例えば端末装置から上り制御チャンネルで伝送されるアクセス権獲得のためのデータが、基地局がより確実に受信できるようになる。また、このサブキャリアの周波数間隔を広げる場合にも、キャリアの周波数間隔を2倍以外の3倍、4倍などの他の周波数間隔としても良い。

【0071】このサブキャリアの周波数間隔を変える場合についても、タイムスロット周期を変える場合と同様に、上り制御チャンネルと下り制御チャンネルの双方で周波数間隔を広くする他に、上り制御チャンネルだけ周波数間隔を広くしても良い。

【0072】なお、上述実施例で示した周波数、時間、符号化率などの数値は一例を示したもので、上述実施例に限定されるものではない。また、通信方式についても、図8～図10で説明したような帯域分割多元接続(BDMA方式)以外の通信方式にも適用できることは勿論である。特に上述実施例ではマルチキャリア信号として伝送される通信方式における制御チャンネルに適用したが、一般的な時分割多元接続方式(TDMA方式)における制御チャンネルの構成にも適用できることは勿論である。

【0073】

【発明の効果】本発明によると、端末装置から基地局への上りチャンネルにおけるアクセス権獲得のためのチャンネルのタイムスロット周期を、他のチャンネルのタイムスロット周期よりも長くしたことで、アクセス権獲得のための信号を、比較的良い通信状態で基地局に伝送することができ、タイムアライメント処理などが行われていない状態でも、基地局に該当する信号を確実に伝送できるようになる。

【0074】この場合、アクセス権獲得のためのチャ

ネルのタイムスロット周期を、他のチャンネルのタイムスロット周期の整数倍としたことで、アクセス権獲得のためのチャンネルの送信処理や受信処理が、他のチャンネルの送信処理や受信処理と共通の回路を使用して簡単に行えるようになる。

【0075】また、アクセス権獲得のためのチャンネルで通信を行う際には、基地局から送信される信号に同期させるタイミング処理を実行せず、他のチャンネルで通信を行う際には、基地局から送信される信号に同期させるタイミング処理を実行するようにしたことで、アクセス権獲得のためのチャンネルでのタイムアライメント処理を必要としない良好な伝送と、他のチャンネルでのタイムアライメント処理が行われた状態での良好な伝送とを両立させることが可能になる。

【0076】また、端末装置からの送信時には、アクセス権獲得のためのチャンネルと、他のチャンネルとのいずれの場合でも、同じデータ長のデータを、1タイムスロットで送信するようにしたことで、アクセス権獲得のためのチャンネルと他のチャンネルとで、各タイムスロットのデータを処理する送信系や受信系を共用化でき、基地局や端末装置の構成を簡単にすることができると共に、アクセス権獲得のためのチャンネルでは、タイムスロット周期を長くした分だけ受信時に余裕が生じ、タイムアライメント処理が行われていない状態での良好な受信が可能になる。

【0077】また、1伝送帯域内に複数のサブキャリアを所定の周波数間隔で配置したマルチキャリア信号を伝送するようにしたことで、マルチキャリア信号による伝送が、良好なタイムスロットの設定により常時良好にできるようになる。

【0078】また、このマルチキャリア信号による場合に、アクセス権獲得のためのチャンネルのサブキャリアの周波数間隔を、他のチャンネルのサブキャリアの周波数間隔よりも広くしたことで、タイムスロット周期を長くすることと、サブキャリアの周波数間隔を広くすることの相乗効果により、アクセス権獲得のためのチャンネルでより良好に伝送できるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を適用した端末装置の構成を示すブロック図である。

【図2】図1の例の端末装置のエンコーダの構成を示すブロック図である。

【図3】窓かけデータの例を示す波形図である。

【図4】図1の例の端末装置のデコーダの構成を示すブロック図である。

【図5】一実施例を適用した基地局の構成を示すブロック図である。

【図6】図5の例の基地局の交調処理構成を示すブロック図である。

【図7】図5の例の基地局の復調処理構成を示すブロッ

ク図である。

【図8】一実施例の伝送信号のスロット構成を示す説明図である。

【図9】一実施例のフレーム内の伝送状態を示す説明図である。

【図10】一実施例によるバンドスロットの配置例を示す説明図である。

【図11】一実施例によるフレーム構成を示す説明図である。

【図12】一実施例による制御チャンネルの基地局での受信例を示す説明図である。

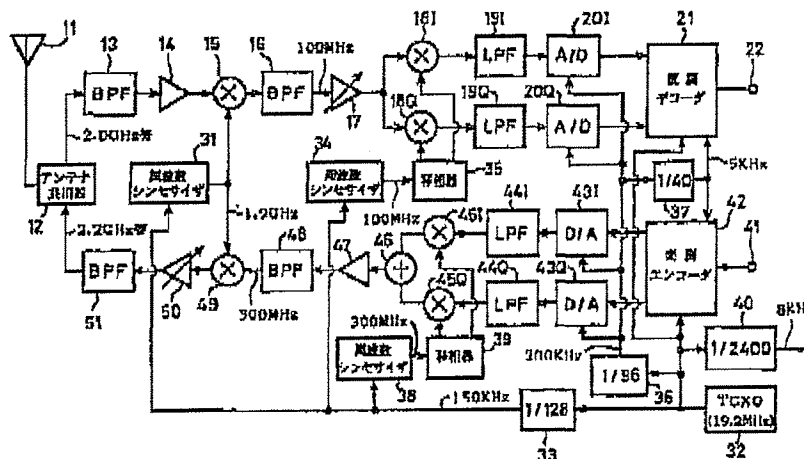
【図13】一実施例による1バンドスロットの構成を示す説明図である。

【符号の説明】

32 温度補償型基準発振器 (TCXO)、51 畳み込み符号化器、52 4フレームインターリーブバッファ、53 DQPSKエンコーダ、55 ランダム位相シフトデータ発生回路、56 FFT回路 (高速フーリ*

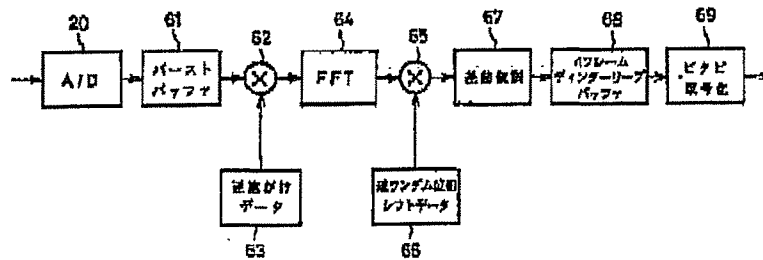
*エ変換回路)、58 窓がけデータ発生回路、63 逆窓がけデータ発生回路、64 FFT回路、66 逆ランダム位相シフトデータ発生回路、67 差動復調回路、68 4フレームデインターリーブバッファ、69 ビタビ復号化器、311a、311b、311n 畳み込み符号化器、312a、312b、312n 4フレームインターリーブバッファ、314a、314b、314n ランダム位相シフトデータ発生回路、320a、320b、320n DQPSKデコーダ、331 マルチプレクサ、332 FFT回路、334 窓がけデータ発生回路、343 逆窓がけデータ発生回路、344 FFT回路、345 デマルチプレクサ、352a、352b、352n 逆ランダム位相シフトデータ発生回路、353a、353b、353n 差動復調回路、354a、354b、354n 4フレームデインターリーブバッファ、355a、355b、355n ビタビ復号化器

【図1】



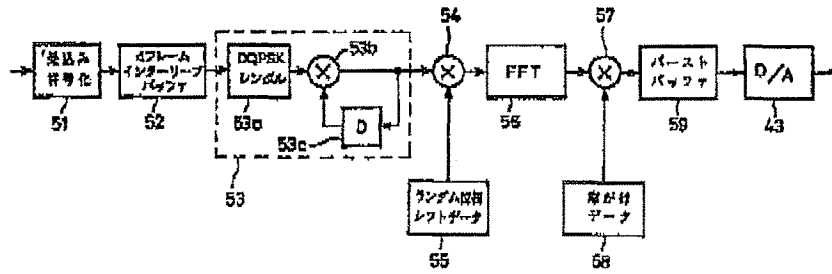
地 元 受 信 の 構 成

【図4】



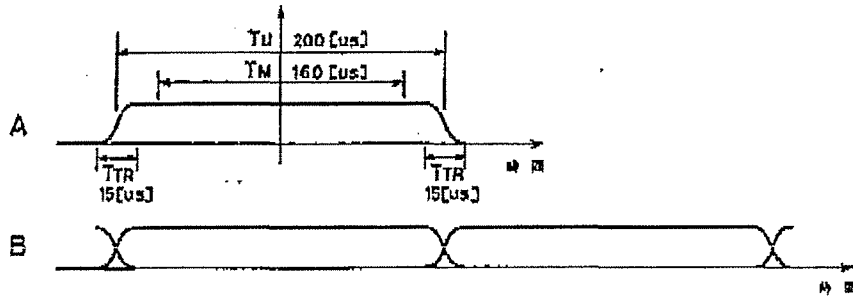
デ コ ー ダ の 構 成

【図2】



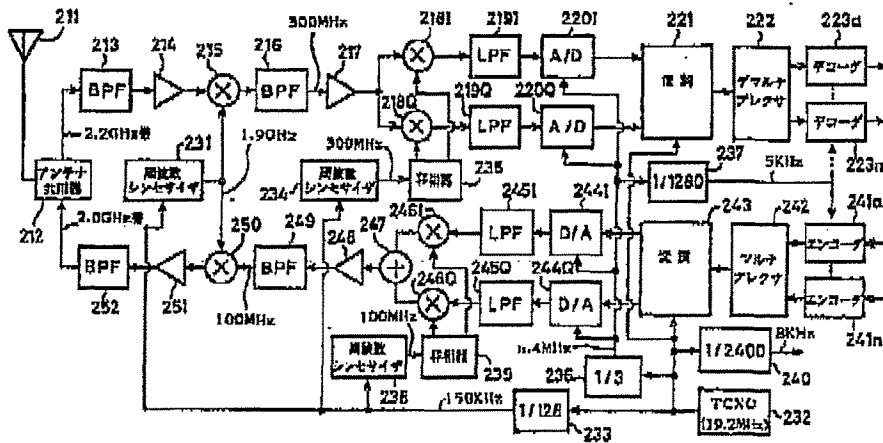
エンコーダの構成

【図3】



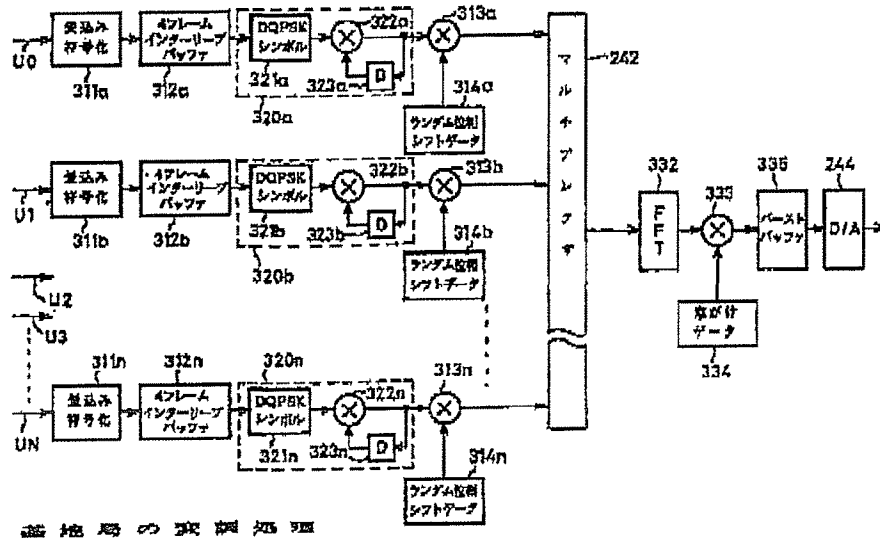
帯域フィルタの例

【図5】

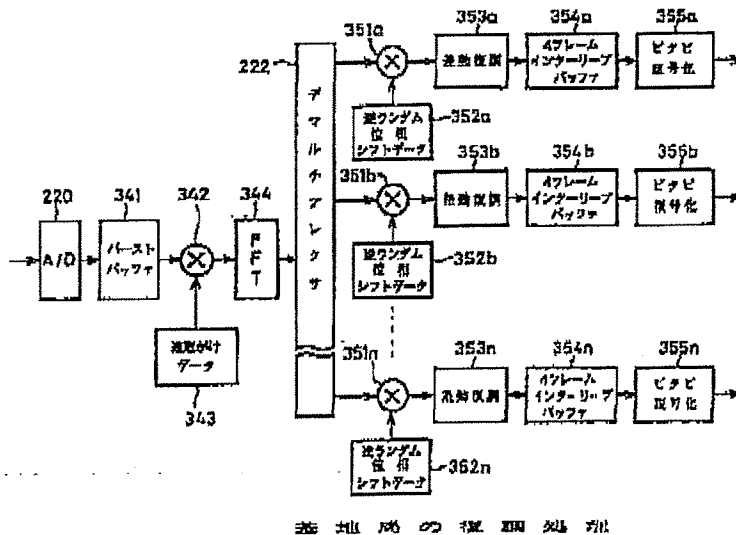


受信機の構成

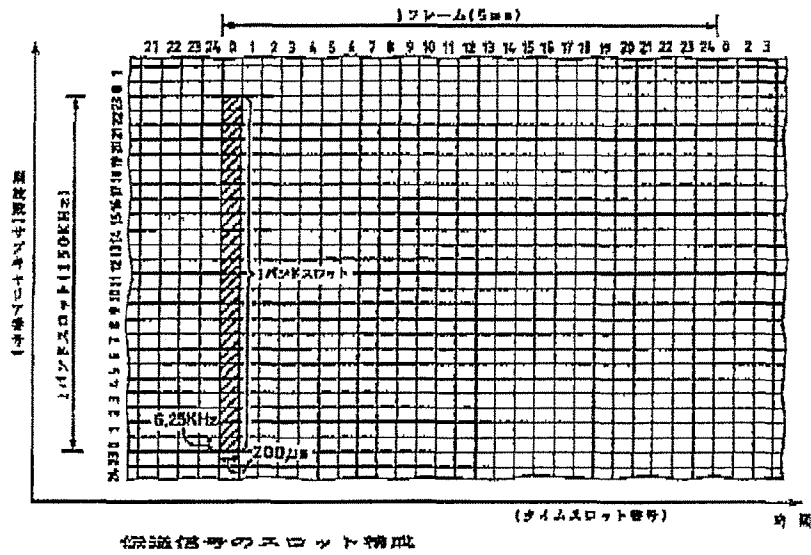
【図6】



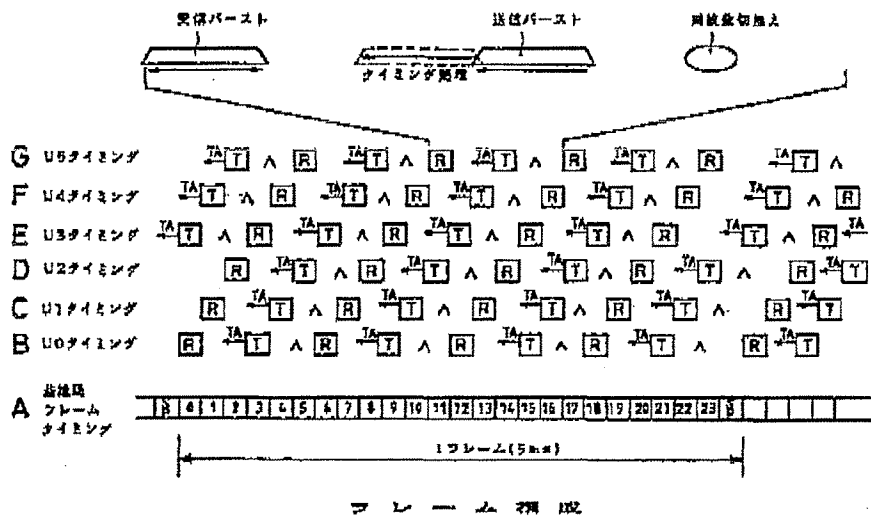
【図7】



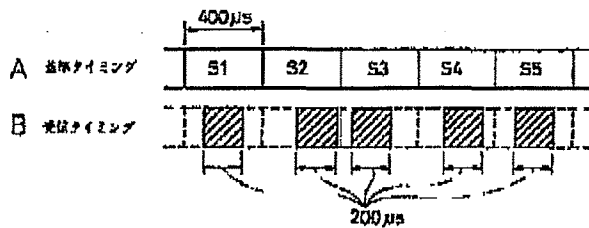
【図8】



【図9】

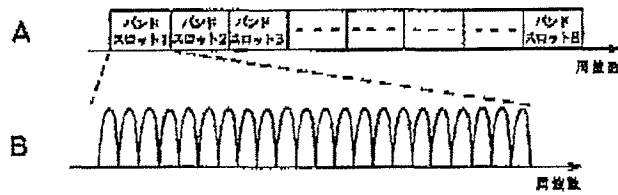


【図12】



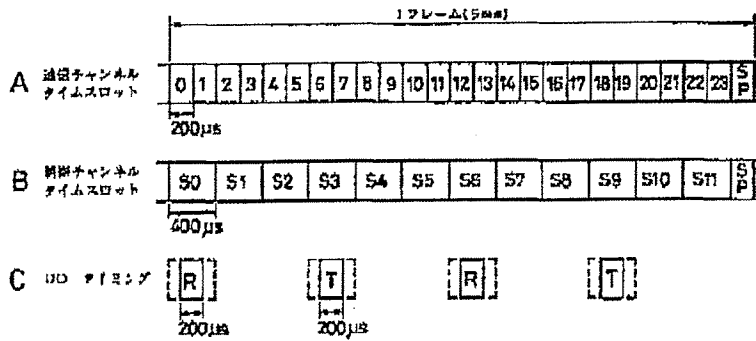
受信チャネルの受信例

【図10】



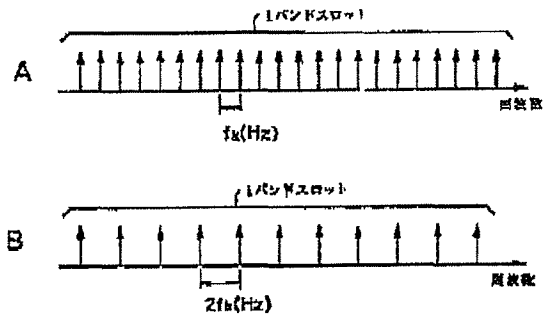
バンドスロットの配列例

【図11】



フレーム構成

【図13】



サブキャリアの配列例

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	F I	
H 0 4 L 27/36		H 0 4 L 27/00	F
H 0 4 B 7/26		27/18	Z
H 0 4 L 27/18		H 0 4 B 7/26	M
			C

審査請求 有 請求項の数 2 F D (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平9-65360

(71) 出願人 391027413

郵政省通信総合研究所長

東京都小金井市貫井北町4丁目2番1号

(22) 出願日 平成9年(1997) 3月4日

(72) 発明者 浜口 清

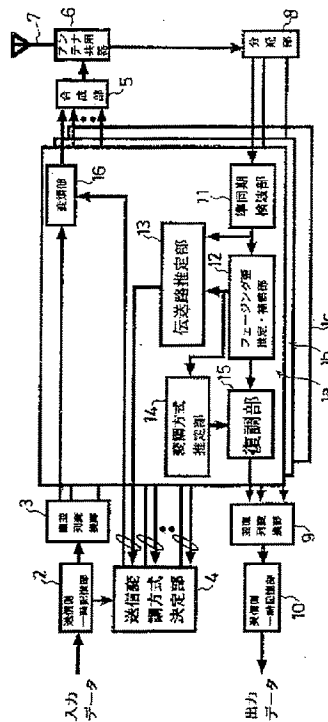
東京都小金井市貫井北町4-2-1 郵政省
通信総合研究所内

(54) 【発明の名称】 デジタル移動無線通信方法

(57) 【要約】

【課題】 周波数選択性フェージング環境において伝送信号の高能率なデジタル移動無線通信方法を提供する。

【解決手段】 複数のサブキャリアからなるマルチキャリア伝送方式を導入し、上記各サブキャリアに対応する複数の適応変調ブロック1 a~1 cを設けると共に、該複数の適応変調ブロック1 a~1 cに対応するそれぞれ1つの送信側一時記憶部2と受信側一時記憶部1 0並びに上記複数の適応変調ブロック1 a~1 cに対応する伝送路推定部1 3を備え、該伝送路推定部において伝送路状況の良いサブキャリアでは多くの情報を伝送し、伝送路状況の悪いサブキャリアでは少なく情報を伝送するように構成する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 周波数選択性フェージング環境において、複数のサブキャリアからなるマルチキャリア伝送方式を導入し、上記各サブキャリアに対応する複数の適応変調ブロックを設けると共に、該複数の適応変調ブロックと信号の送受信をおこなう1つの送信側一時記憶部と受信側一時記憶部並びに上記複数の適応変調ブロックに対応する伝送路推定部を備え、該伝送路推定部において伝送路状況の良いサブキャリアでは多くの情報を伝送し、伝送路状況の悪いサブキャリアでは少なく情報を伝送するように構成したことを特徴とするデジタル移動無線通信方法。

【請求項2】 送信すべきデータが上記送信側一時記憶部に存在しない場合、上記伝送路推定部において変調度の大きい変調方式が選択された信号に対して中程度の変調度の変調方式を強制的に割り当てると共に、送信すべきデータが上記送信側一時記憶部を満杯にした場合、伝送路推定部にて変調度の小さい変調方式か若しくはダミーデータが選択された信号に対して、上記中程度の変調度の変調方式を強制的に割り当てると共に、送信すべきデータが上記送信側一時記憶部を満杯にした場合、伝送路推定部にて変調度の小さい変調方式か若しくはダミーデータが選択された信号に対して、上記中程度の変調度の変調方式を強制的に割り当てることを特徴とする請求項1に記載のデジタル移動無線通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はデジタルデータを高速、高品質に伝送するためのデジタル移動無線通信方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来、デジタルデータを高速、高品質に伝送するための技術として本願出願人はすでに特開平7-250116号を出願している。

【0003】ここで開示された技術内容は、適応変調方式に一時記憶部を付加して、一定のデータ伝送速度を得る方法であり、伝送路を推定し、その変動に応じて最適な送信の帯域幅、変調方式を決定し、送信する適応変調方式において、推定した伝送路の情報及び送信用データが蓄積されている送信側一時記憶部の記憶容量の使用状況の情報に基づいて送信帯域幅、変調方式を決定し、送信側一時記憶部のデータを決定された帯域幅、変調方式に基づき送信し、受信側では、受信側一時記憶部で受信データを蓄積し、一定速度で出力するデータ伝送方法である。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、移動通信では特有の周波数選択性フェージング環境では、符号間干渉のため伝送特性が劣化する。また、伝送速度を高めるためにシンボル速度を上げた場合、図5(a)のようにキャリアの占有周波数帯域が広がるため、周波数選択性フェージング環境に対する耐性が低下し、伝送特性が劣化するという問題を有していた。

【0005】本発明は、適応変調方式を用いながらも、

デジタルデータを高速、高品質に伝送することを目的としている。

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明は上記に鑑みて提案されたものであり、周波数選択性フェージング環境において、図5(b)に示すような複数のサブキャリアからなるマルチキャリア伝送方式を導入し、上記各サブキャリアに対応する複数の適応変調ブロックを設けると共に、該複数の適応変調ブロックと信号の送受信をおこなう1つの送信側一時記憶部と受信側一時記憶部並びに上記複数の適応変調ブロックに対応する伝送路推定部を備え、該伝送路推定部において伝送路状況の良いサブキャリアでは多くの情報を伝送し、伝送路状況の悪いサブキャリアでは少なく情報を伝送するように構成したデジタル移動無線通信方法を提供するものである。

【0007】また、本発明は、送信すべきデータが上記送信側一時記憶部に存在しない場合（良好な伝送路状況が続いた場合）、伝送路推定部において変調度の大きい変調方式が選択された信号に対して中程度の変調度の変調方式を強制的に割り当てると共に、送信すべきデータが上記送信側一時記憶部を満杯にした場合（悪い伝送路状況が続いた場合）、伝送路推定部にて変調度の小さい変調方式か若しくはダミーデータが選択された信号に対して、上記中程度の変調度の変調方式を強制的に割り当てることを特徴とするデジタル移動無線通信方法を提供するものである。

【0008】すなわち、上記した手順によれば、データ伝送速度は、一時記憶部による時間遅延はあるものの、常に上記中程度の変調度の変調方式が選択された場合と等しくなる。

【0009】

【発明の実施の形態】以下に、本発明の具体的な構成を図面に従い説明する。まず、マルチキャリア伝送方式について説明する。マルチキャリア伝送方式は、周波数選択性フェージング対策及び高速伝送技術の1つであり、各サブチャネルの伝送速度を周波数選択性フェージングの影響を受けない程度に抑え、データを複数のサブキャリアを用いて並列に伝送することにより、全体として高速伝送を行うマルチキャリア伝送方式である。

【0010】データ伝送方法にマルチキャリア伝送方式を導入することにより、高速かつ高品質な伝送特性が得られる。特にデータ伝送方法において、一時記憶部をただ1つとしたことにより、伝送路状況の異なる各サブキャリアに対してより繊細な適応制御が行え、その結果、伝送する信号のビット誤り率が改善でき、このため、これまで以上に高品質な伝送特性が得られる。

【0011】また、後述するように、マルチキャリア伝送方式において（技術の単なる組み合わせとして考えればサブキャリア数分の一時記憶部を用意するところを）、一時記憶部をただ1つとして、各サブキャリアに

対する帯域幅、変調方式を集中的に制御するものである。

【0012】次に、本発明の原理を図1で説明する。

【0013】本発明ではマルチキャリア伝送方式を採用し、各サブキャリアの伝送路状況を複数（本実施形態では4つ）の段階に分け、それぞれの状況で最良の変調方式の伝送をおこなうようにする。すなわち、閾値3以上の場合は、64QAMで信号の伝送をおこない、閾値2

10 以上の場合は16QAMで信号の伝送をおこない、閾値1以上の場合はQPSKで信号の伝送をおこない、閾値1未満の場合にはダミー（DUMMY）として信号の伝送をおこなわないようにする。

【0014】その結果、伝送路状況の良いサブキャリアでは多くの情報を伝送し、伝送路状況の悪いサブキャリアでは少なく情報を伝送するように構成したので、高品質の信号を高速に伝送できた。

【0015】図2は本発明の一実施形態を示すブロック図であり、各構成を以下に説明する。

【0016】2は送信側一時記憶部であり、通常、適応変調では送信する変調方式に依存してデータ伝送速度が20 変化する。これは一定の伝送速度を要求するデータ伝送サービスに対して不都合である。送信側一時記憶部2は受信側一時記憶部10と共に用いて、一定の伝送速度を得るために利用するバッファメモリの機能をする。

【0017】3は直並列変換部であり、1つのデータのまとまりを、複数の適応変調ブロック1a~1cに対応した複数のデータのまとまりに分割する。

【0018】変調部16は後述する送信変調方式決定部4からの信号（DUMMY、QPSK、16QAM、64QAMのいずれかを示す）により変調をおこなう。

【0019】合成部5は複数の適応変調ブロック1a~1cに対応したサブキャリア数分の信号を合成する。尚、サブキャリア間の干渉を避けるため、各サブキャリアは変調部16において、互いに異なる高周波信号で変調されているものとする。

【0020】アンテナ共用器6は1本のアンテナ7で送信、受信を共用できるように機能する。また、分配部8は受信信号を適応変調ブロック1a~1cに対応した分配する。

【0021】準同期検波部11は高周波信号を扱いの容易な低周波信号に変換する。

【0022】フェージング歪推定・補償部12は送信信号中に挿入された既知の信号Pにより歪んだ信号を補償する。

【0023】伝送路推定部13は受信信号及びフェージング歪推定・補償部12からの受信信号の状況を示す信号より、伝送路の状況（例えば受信信号対雑音電力比）を求め、次の送信タイミングにおける最適な変調方式を（受信から送信までに時間差があるため、受信信号の状況がその間に変わることを考慮して、受信信号の最初及

び最後における状況から、伝送路状況を示すパラメータを外挿して）、選択出力する。

【0024】変調方式推定部14は送信信号中に挿入された送信変調方式情報シンボル（I）から、送信変調方式が何であるかを推定する。

【0025】復調部15は変調方式推定部14からの信号により、対応する変調方式で復調する。

【0026】並直列変換部9は適応変調ブロック1a~1cに対応した複数のデータのまとまりを、1つのデータにまとめる。

【0027】受信側一時記憶部10は送信側一時記憶部2と共に用いて、一定の伝送速度を得るために利用するためのバッファメモリからなる。

【0028】送信変調方式決定部4は適応変調ブロック1a~1cに対応した各伝送路推定部13からの情報に基づき、各サブキャリアにおける変調方式を決定する。

【0029】図3において本発明に用いられる伝送信号について説明する。本実施形態においては、送信及び受信の各フレームが交互に繋がって伝送信号を構成しており、RUはランプアップシンボル（立ち上がり用シンボル）であり、RDはランプダウンシンボル（立ち下がり用シンボル）であり、Pはパイロットシンボルであり、Iは送信変調方式情報シンボルであり、DATAはデータシンボルである。

【0030】次に本発明の一実施形態における動作を説明する。送信変調方式決定部4では、受信信号の強度情報、フェージング変動情報、送信側一時記憶部2の使用状況をもとにして、送信変調方式（例えば直交振幅変調の多値数：以下これを変調レベルと呼ぶ）を決定する。この変調レベルの決定は、送信側一時記憶部の使用状況に余裕がある場合は、受信状況が良好なときには例えば64QAMのように変調レベルを大きくし、受信状況が悪いときには変調レベルを小さくして制御する。

【0031】また、送信側一時記憶部2の容量が満杯になりそうな場合（例えば小さい変調レベルによる送信が続いた場合）には、送信変調方式決定部4により変調レベルを強制的に大きくして伝送速度を保つ。逆に空になりそうな場合（例えば大きい変調レベルによる送信が続いた場合）には、変調レベルを強制的に小さくして伝送速度を保つ。具体的な手順例は以下の通りである。

【0032】(1) 送信すべきデータが送信側一時記憶部2に存在しない場合（良好な伝送路状況が続いた場合）、伝送路推定部13において64QAMが選択された信号に対して16QAMを強制的に割り当てる。

【0033】(2) 送信すべきデータが送信側一時記憶部2を満杯にした場合（悪い伝送路状況が続いた場合）、伝送路推定部13においてDUMMYあるいはQPSKが選択された信号に対して16QAMを強制的に割り当てる。

【0034】すなわち、(1)、(2)の手順によれば、デ

ータ伝送速度は、一時記憶部による時間遅延はあるものの、常に16QAMが選択された場合と等しくなる。

【0035】図4は本実施形態のシミュレーション結果を表す特性図であり、シミュレーション評価の容易性から、帯域幅を固定としたシステムを仮定している。

【0036】以上、本発明を実施形態に基づいて説明したが、本発明は上記した実施形態に限定されるものではなく、特許請求の範囲に記載した構成を変更しない限り、どのようにでも実施できる。

【0037】

【発明の効果】以上に示したように本発明に係るデジタル移動無線通信方法にあつては、高品質伝送が可能なデータ伝送方法において、マルチキャリア伝送方法を導入することにより、移動無線通信では一般的な周波数選択性フェージング環境において高品質かつ高速伝送が可能となる。

【0038】また、複数の適応変調ブロック及び該適応変調ブロックに対応する送信変調方式決定部を用いることにより、伝送路状況の良いサブキャリアでは多くの情報を送り、伝送路状況の悪いサブキャリアでは少なく情報を送るといった、情報の配分に関する繊細な制御が可能となったため、伝送能率の改善が図れる等、多大な効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理を説明する概念図である。

- * 【図2】本発明の一実施形態を示すブロック図である。
- 【図3】本発明における伝送信号を示す概念図である。
- 【図4】本発明のシミュレーション結果を表す特性図である。
- 【図5】(a), (b)は何れも周波数選択性フェージングにおける信号の帯域を示しており、(a)は単一キャリア伝送、(b)はマルチキャリア伝送の概念を示す概念図である。

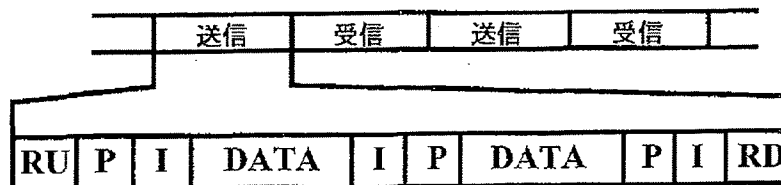
【符号の説明】

- 10 1 a, 1 b, 1 c 適応変調ブロック
- 2 送信側一時記憶部
- 3 直並列変換部
- 4 送信変調方式決定部
- 5 合成部
- 6 アンテナ共用器
- 7 アンテナ
- 8 分配部
- 9 並直列変換部
- 10 受信側一時記憶部
- 20 1 1 準同期検波部
- 1 2 フェージング歪推定・補償部
- 1 3 伝送路推定部
- 1 4 変調方式推定部
- 1 5 復調部

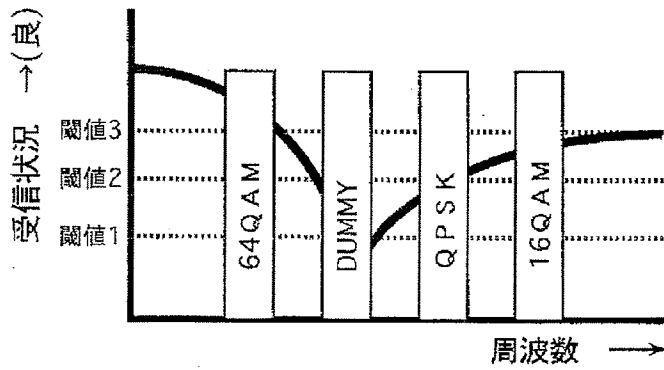
* 【表1】

変調方式	適応変調(各キャリアに適用) (DUMMY/QPSK/16QAM/64QAM)
シンボル速度	31.25 k symbol/s (各キャリア共通)
マルチキャリア数	4 (100 kHz間隔)
送受信一時記憶部による遅延時間	50 msec

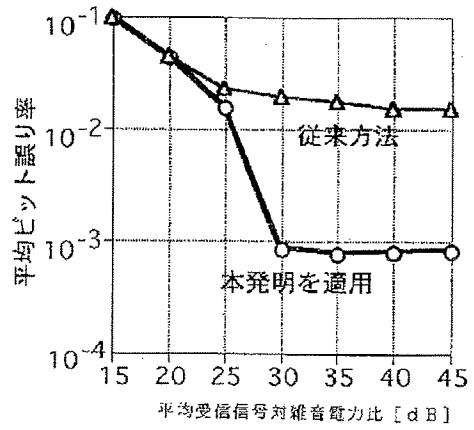
【図3】



【図1】

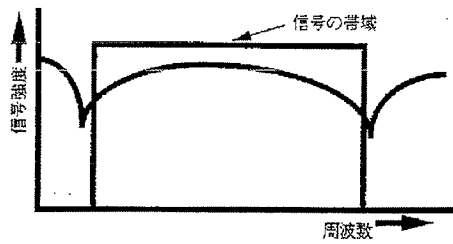


【図4】



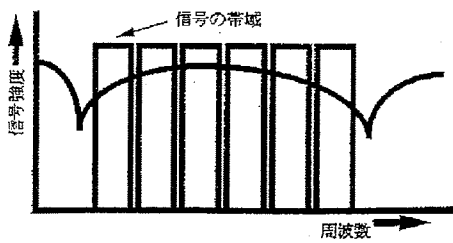
【図5】

(a)



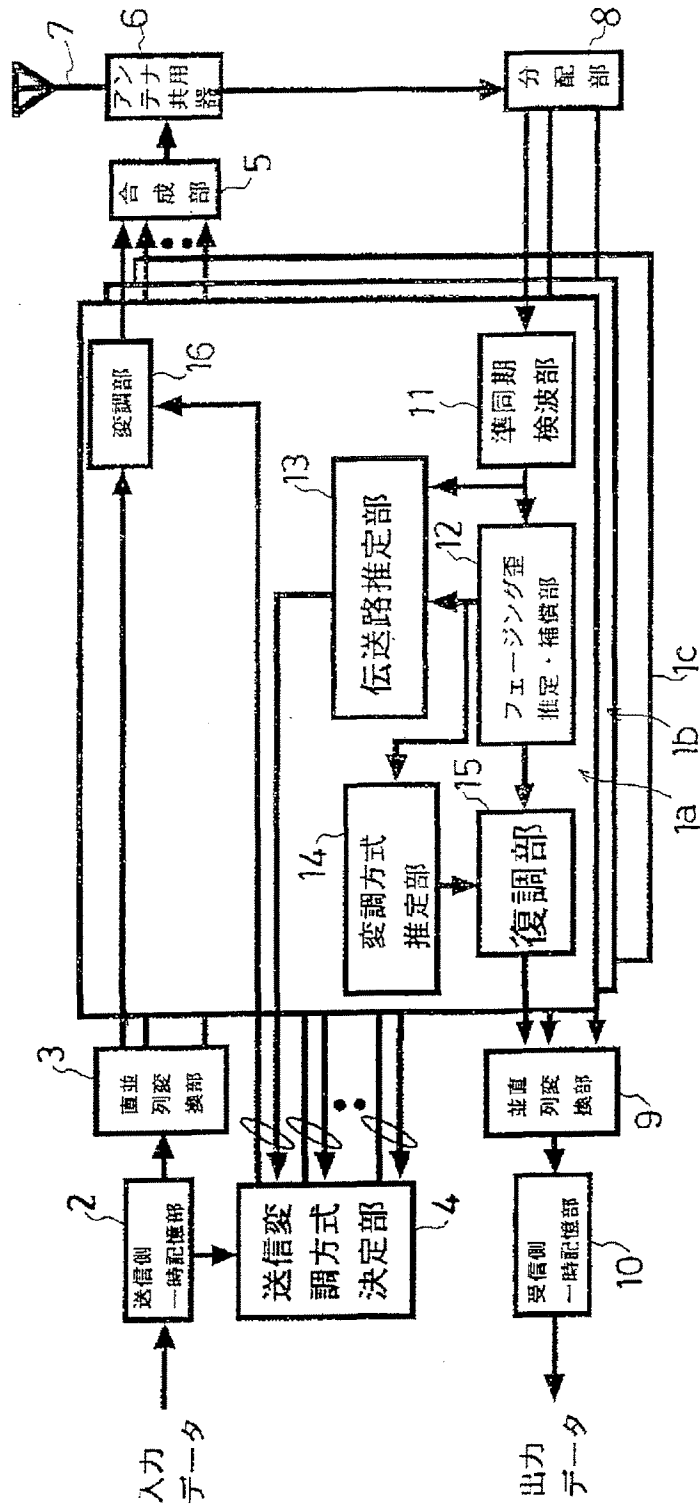
単一キャリア伝送

(b)



マルチキャリア伝送

【図2】



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-247955

(43)Date of publication of application : 14.09.1998

(51)Int.Cl. H04L 27/36

H04B 7/26

H04L 27/18

(21)Application number : 09-065360

(71)Applicant : YUSEISHO TSUSHIN SOGO
KENKYUSHO

(22)Date of filing : 04.03.1997

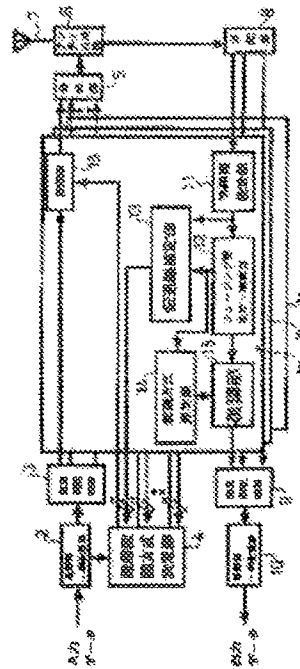
(72)Inventor : HAMAGUCHI KIYOSHI

(54) DIGITAL MOBILE RADIO COMMUNICATION METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a digital mobile radio communication method that transmits a signal with high efficiency under the frequency selective fading environment.

SOLUTION: The multi-carrier transmission system consisting of a plurality of sub carriers is introduced, a plurality of adaptive modulation blocks 1a-1c corresponding to each sub carrier are provided, and a transmitter side temporary storage section 2 and a receiver side temporary storage section 10 corresponding to a plurality of the adaptive modulation blocks 1a-1c and a transmission path estimate section 13 corresponding to a plurality of the adaptive modulation blocks 1a-1c are provided, and the transmission path estimate section 13 is configured to send lots of information through the sub carrier with excellent transmission line state and less information through the sub carrier with bad transmission line state.



* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1]Provide two or more adaptive modulation blocks which introduce a multicarrier transmission system which consists of two or more subcarriers, and correspond to each above-mentioned subcarrier in frequency-selective-fading environment, and. It has an adaptive modulation block of this plurality, one transmitting side temporary storage part which performs transmission and reception of a signal, receiving side temporary storage part, and a transmission-line estimating part corresponding to two or more above-mentioned adaptive modulation blocks, A digital mobile radio communication method constituting from a good subcarrier of a transmission line state in this transmission-line estimating part so that many information may be transmitted and information may be transmitted few in a bad subcarrier of a transmission line state.

[Claim 2]When data which should be transmitted does not exist in the above-mentioned transmitting side temporary storage part, assign a modulation method of a modulation factor of a degree forcibly in the middle to a signal with which a modulation method with a large modulation factor was chosen in the above-mentioned transmission-line estimating part, and. a case where data which should be transmitted fills the above-mentioned transmitting side temporary storage part -- a transmission-line estimating part -- a modulation method with a small modulation factor -- or to a signal with which dummy data was chosen, A digital mobile radio communication method according to claim 1 assigning a modulation method of a modulation factor of a degree forcibly in the middle of the above.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.*** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention]The present invention relates to the digital mobile radio communication method for transmitting digital data at high speed and with high quality.

[0002]

[Description of the Prior Art]Applicant of this application has already applied for JP,H7-250116,A as technology for transmitting digital data at high speed and with high quality conventionally.

[0003]In the adaptive modulation system which the technical contents disclosed here add a temporary storage part to an adaptive modulation system, are the methods of obtaining a fixed data transmission rate, presume a transmission line, determine the bandwidth of the optimal transmission, and a modulation method according to the change, and transmits, The information and the data for transmission of a transmission line which were presumed based on the information on the operating condition of the storage capacity of the transmitting side temporary storage part accumulated Transmission band width, It is a data transmission method which transmits based on the bandwidth and the modulation method which determined the modulation method and were determined in the data of the transmitting side temporary storage part, accumulates received data by a receiving side temporary storage part in a receiving side, and is outputted with constant speed.

[0004]

[Problem to be solved by the invention]However, in a frequency-selective-fading environment characteristic in mobile communications, a transmission characteristic deteriorates for intersymbol interference. Since the occupancy frequency band of a carrier became wide like Fig.5 (a) when symbol speed is gathered in order to raise access speed, the tolerance over frequency-selective-fading environment was deteriorated, and it had the problem that a transmission characteristic deteriorated.

[0005]An object of the present invention though an adaptive modulation system is used is to transmit digital data at high speed and with high quality.

[0006]

[Means for solving problem]In [the present invention is proposed in view of the above, and] frequency-selective-fading environment, Provide two or more adaptive modulation blocks which introduce the multicarrier transmission system which consists of two or more subcarriers as shown in Fig.5 (b), and correspond to each above-mentioned subcarrier, and. It has an adaptive modulation block of this plurality, one transmitting side temporary storage part which performs transmission and reception of a signal, receiving side temporary storage part, and a transmission-line estimating part corresponding to two or more above-mentioned adaptive modulation blocks, In this transmission-line estimating part, by the good subcarrier of a transmission line state, many information is transmitted and the digital mobile radio communication method constituted from a bad subcarrier of the transmission line state so that information might be transmitted few is provided.

[0007]When the data which the present invention should transmit does not exist in the above-mentioned transmitting side temporary storage part (when a good transmission line state continues), Assign the modulation method of the modulation factor of a degree forcibly in the middle to the signal with which the modulation method with a large modulation factor was chosen in the transmission-line estimating part, and. the case (when a bad transmission line state continues) where the data which should be transmitted fills the above-mentioned transmitting side temporary storage part — a transmission-line estimating part — a

modulation method with a small modulation factor — or to the signal with which dummy data was chosen, The digital mobile radio communication method which assigns the modulation method of the modulation factor of a degree forcibly in the middle of the above is provided. [0008] That is, according to the above-mentioned procedure, a data transmission rate becomes equal to the case where the modulation method of the modulation factor of a degree is always chosen in the middle of the above, although there is time delay by a temporary storage part. [0009]

[Mode for carrying out the invention] Below, the specific composition of the present invention is described according to Drawings. First, it describes about a multicarrier transmission system. A multicarrier transmission system is one of the measure against frequency selective fading, and the high-speed transmission technology, It is a multicarrier transmission system which performs high-speed transmission as a whole by holding down the access speed of each subchannel to the degree which is not affected by the influence of frequency selective fading, and transmitting data in parallel using two or more subcarriers.

[0010] By introducing a multicarrier transmission system into a data transmission method, a high-speed and quality transmission characteristic is acquired. Especially in a data transmission method, by having considered it only as one temporary storage part, the bit error rate of the signal which can perform more delicate adaptive control to each subcarrier from which a transmission line state differs, and is transmitted as a result can be improved, and, for this reason, a more nearly quality transmission characteristic than the former is acquired.

[0011] In a multicarrier transmission system, the bandwidth and the modulation method to each subcarrier are intensively controlled by making it only into one temporary storage part (place which will prepare the temporary storage part for several subcarrier minutes if it thinks as a technical mere combination) to mention later.

[0012] Next, the principle of the present invention is described by Fig.1.

[0013] In the present invention, a multicarrier transmission system is adopted, the transmission line state of each subcarrier is divided into the stage of plurality (this embodiment four), and it is made to transmit the modulation method best in each situation. That is, in the case of three or more threshold values, a signal is transmitted by 64QAM, in the case of two or more threshold values, a signal is transmitted by 16QAM, in the case of one or more threshold values, a signal is transmitted by QPSK, and, in the case of less than one threshold value, it is made not to transmit a signal as the dummy (DUMMY).

[0014] As a result, since it constituted from a good subcarrier of the transmission line state so that many information might be transmitted and information might be transmitted few in the bad subcarrier of a transmission line state, the quality signal has been transmitted at high speed.

[0015] Fig.2 is a block diagram showing one embodiment of the present invention, and describes each composition below.

[0016] 2 is a transmitting side temporary storage part, and a data transmission rate usually changes by adaptive modulation depending on the modulation method which transmits. This is inconvenient to the data-communications service which requires fixed access speed. The transmitting side temporary storage part 2 is used with the receiving side temporary storage part 10, and carries out the function of the buffer memory used in order to obtain fixed access speed.

[0017] 3 is a serial-parallel-conversion part and divides a settlement of one data into a settlement of two or more data corresponding to two or more adaptive modulation blocks 1a-1c.

[0018] The modulation part 16 modulates with the signal (DUMMY, QPSK, 16QAM, or 64QAM is shown) from the transmit modulation system deciding part 4 mentioned later.

[0019] The synchronizer 5 synthesizes the signal for several subcarrier minutes corresponding to two or more adaptive modulation blocks 1a-1c. In order to avoid interference between subcarriers, each subcarrier shall be modulated with a mutually different high frequency signal in the modulation part 16.

[0020] The antenna shared device 6 functions so that transmission and reception can be shared with the one antenna 7. the distribution part 8 corresponded the input signal to the adaptive modulation blocks 1a-1c — it distributes.

[0021] The quasi-synchronous detection part 11 converts a high frequency signal to the easy low frequency signal of treatment.

[0022] Phasing distorted presumption and the compensation part 12 compensate the signal perverted with the known signal P inserted into the sending signal.

[0023] From the signal which shows the situation of an input signal and the input signal from

phasing distorted presumption and the compensation part 12, the transmission-line estimating part 13, The optimal modulation method [in / the situation (for example, an input signal versus noise power ratio) of a transmission line is searched for, and / the following transmit timing] (since there is a time lag by transmission from reception) The situation of an input signal extrapolates and carries out the selected output of the parameter which shows a transmission line state from the situation in the beginning of an input signal, and the last in consideration of changing between them.

[0024]From transmit modulation system information symbol (I) by which the modulation method estimating part 14 was inserted into the sending signal, a transmit modulation system presumes what it is.

[0025]With the signal from the modulation method estimating part 14, it restores to the demodulation section 15 by a corresponding modulation method.

[0026]The parallel-serial conversion part 9 summarizes a settlement of two or more data corresponding to the adaptive modulation blocks 1a-1c to one data.

[0027]The receiving side temporary storage part 10 is used with the transmitting side temporary storage part 2, and consists of a buffer memory for using in order to obtain fixed access speed.

[0028]The transmit modulation system deciding part 4 determines the modulation method in each subcarrier based on the information from each transmission-line estimating part 13 corresponding to the adaptive modulation blocks 1a-1c.

[0029]It describes about the transmission signal used for the present invention in Fig.3. In this embodiment, each frame of transmission and reception is connected alternately, and constitutes the transmission signal, RU is a lamp rise symbol (symbol for standups), RD is a lamp down symbol (symbol for fallings), P is a pilot symbol, I is a transmit modulation system information symbol, and DATA is a data symbol.

[0030]Next, the operation in one embodiment of the present invention is described. In the transmit modulation system deciding part 4, a transmit modulation system (for example, the multi valued number of a quadrature amplitude modulation: call this a modulation level below) is determined based on the operating condition of the intensity information of an input signal, phasing fluctuation information, and the transmitting side temporary storage part 2. When the operating condition of a transmitting side temporary storage part has a margin, when a receiving condition is good, a modulation level is enlarged like 64QAM, and when a receiving condition is bad, determination of this modulation level makes a modulation level small, and is controlled.

[0031]When the capacity of the transmitting side temporary storage part 2 is likely to fill, a modulation level is forcibly enlarged by the transmit modulation system deciding part 4, and access speed is maintained (for example, when transmission by a small modulation level continues). Conversely, when it is likely to become empty, a modulation level is forcibly made small and access speed is maintained (for example, when transmission by a large modulation level continues). The specific example of a procedure is as follows.

[0032](1) When the data which should be transmitted does not exist in the transmitting side temporary storage part 2, assign 16QAM forcibly to the signal with which 64QAM was chosen in the transmission-line estimating part 13 (when a good transmission line state continues).

[0033](2) When the data which should be transmitted fills the transmitting side temporary storage part 2, assign 16QAM forcibly to the signal with which DUMMY or QPSK was chosen in the transmission-line estimating part 13 (when a bad transmission line state continues).

[0034]That is, according to the procedure of (1) and (2), a data transmission rate becomes equal to the case where 16QAM is always chosen, although there is time delay by a temporary storage part.

[0035]Fig.4 is a characteristic figure showing the simulation result of this embodiment, and assumes the system which considered bandwidth as fixing from the ease of simulation evaluation.

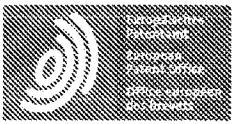
[0036]As mentioned above, although the present invention was described based on the embodiment, the present invention is not limited to the above-mentioned embodiment, and unless the composition described in Claims is changed, it can be carried out even to how.

[0037]

[Effect of the Invention]If it is in the digital mobile radio communication method concerning the present invention as shown above, in the data transmission method which can be transmitted quality, high quality and high-speed transmission become possible in general frequency-selective-fading environment by introducing a multi carrier transmission method by mobile radio communication.

[0038]By using the transmit modulation system deciding part corresponding to two or more adaptive modulation blocks and these adaptive modulation blocks, At the good subcarrier of a transmission line state, many information is sent, and by the bad subcarrier of a transmission line state, since the delicate control about distribution of information of sending information few was attained, great effects -- an improvement of transmission efficiency can be aimed at -- are generated.

[Translation done.]



Bibliographic data: JPH11196457 (A) — 1999-07-21

METHOD FOR DISTRIBUTING USE RATE OF PLURAL CARRIERS FOR WIDE BAND CDMA TRANSMISSION SYSTEM

Inventor(s): KUO WEN-YI ± (KUO WEN-YI)

Applicant(s): LUCENT TECHNOLOGIES INC ± (LUCENT TECHNOL INC)

Classification: - international: H04B7/26; H04L5/02; H04Q7/36; H04Q7/38; H04L1/00; (IPC1-7): H04J13/02; H04Q7/36
- cooperative: H04B7/2628; H04L1/0068; H04L1/0071; H04L5/026

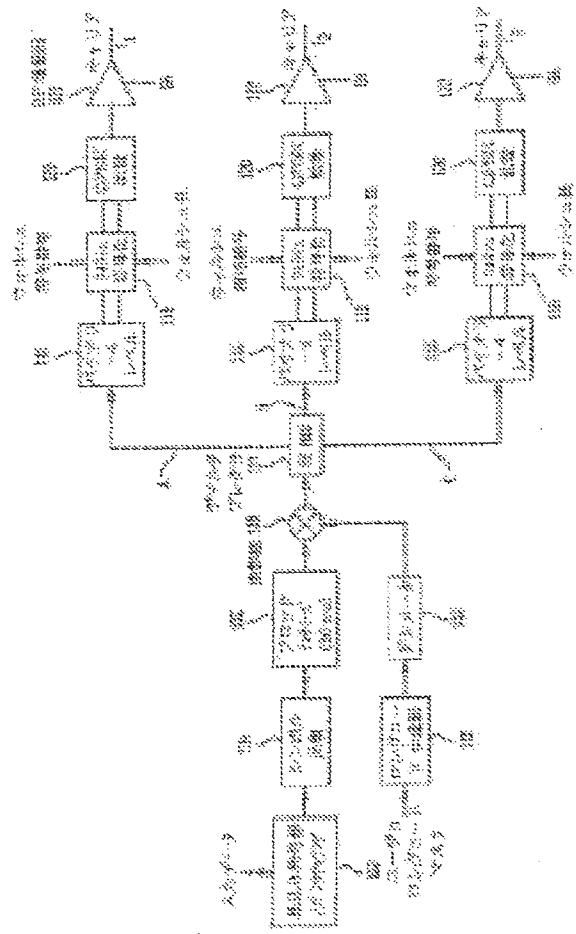
Application number: JP19980295760 19981016

Priority number(s): US19970953592 19971017

Also published as: JP3408432 (B2) EP0910181 (A2) EP0910181 (A3) EP0910181 (B1) US6810030 (B1) TW410511 (B) DE69836887 (T2) CN1230830 (A) CA2249070 (A1) BR9803842 (A) less

Abstract of JPH11196457 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce capacity loss when a wide band code division multiple access (CDMA) (W-CDMA) system which uses several carriers overlaps an IS-95 carrier. SOLUTION: First of all, a carrier use/interference level for each carrier is decided. On the basis of the decided level, a demultiplexer 114 non-uniformly distributes a carrier allotment. This distribution operates so that it avoids a carrier the use rate/interference of which is high and selects a carrier. For example, in the case of a three carrier system in which a carrier f1 is used by an IS-95 user, while f2 and f3 do not have the IS-95 user, diffusion is non-uniformly distributed across three frequencies like f1 , f2 , f3 , f2 , f3 , f1 , f2 , f3 , f2 , f3 ,



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-196457

(49) 公開日 平成11年(1999)7月21日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	FI	
H04Q 7/36		H04B 7/36	105D
H04J 13/02		H04J 13/00	F

審査請求 未請求 請求項の数16 OL (全10頁)

(21) 出願番号	特願平10-265769	(71) 出願人	536877259 ルーセント テクノロジーズ インコーポ レイテッド Lucent Technologies Inc. アメリカ合衆国 07974 ニュージャージ ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー 600-700
(22) 出願日	平成10年(1998)10月16日	(72) 発明者	ウエンーイ クオ アメリカ合衆国、ニュージャージー、モー リス、パーシッパニー、ドリック アヴェ ニュー 16
(31) 優先権主張番号	08/953592	(74) 代理人	弁理士 三橋 弘文
(32) 優先日	1997年10月17日		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

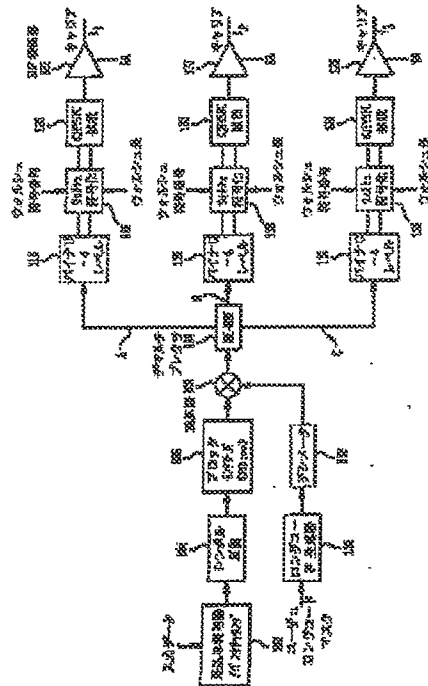
最奥頁に続く

(50) 【発明の名称】 広帯域CDMA伝送システムにおける複数のキャリアの利用率を配分する方法

(57) 【要約】

【課題】 いくつかのキャリアを利用する広帯域CDMA (W-CDMA) システムが15-95キャリアに重なる場合の容量損失を改善する。

【解決手段】 まず、各キャリアに対するキャリア利用/干渉レベルを判定する。判定したレベルに基づいて、デマルチプレクサ114で、キャリア割当ては非一様に配分される。この配分は、利用率/干渉の高いキャリアを避けてキャリアを選択するように作用する。例えば、キャリア f_1 は15-95ユーザによって利用されるが、 f_2 および f_3 は15-95ユーザを有しないという3キャリア方式の場合、被選は、 $f_1, f_2, f_3, f_2, f_2, f_1, f_2, f_2, f_2, f_2, f_2, \dots$ というように、3つの周波数にわたって非一様に配分される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 広帯域CDMA伝送システムにおける複数のキャリアの利用効率を配分する方法において、各キャリアのキャリア利用率/干渉を判定する判定ステップと、

キャリア利用率/干渉の高いキャリアを避けるようにキャリア割当てを非一様に配分する配分ステップとからなることを特徴とする、広帯域CDMA伝送システムにおける複数のキャリアの利用効率を配分する方法。

【請求項2】 前記判定ステップは、前記複数のキャリアのうち非広帯域CDMAキャリアの利用効率を判定することを含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 前記判定ステップは、既知の妨害電波によって引き起こされる負荷を判定することを含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項4】 前記判定ステップは、前記複数のキャリア間の干渉の決定論的または統計的な差を判定することを含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項5】 前記判定ステップは、前記複数のキャリアのうち広帯域CDMAキャリアの利用効率を判定することを含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項6】 前記判定ステップは動的であることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項7】 前記配分ステップは、1人のユーザに対して、前記複数のキャリアのうち特定のキャリアを少ない頻度で選択することを含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項8】 前記配分ステップは、前記キャリア利用率/干渉の高いキャリアを少ない頻度で選択することを含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項9】 広帯域CDMA伝送システムにおける複数のキャリアの利用効率を配分する装置において、各キャリアのキャリア利用率/干渉を判定する判定手段と、

キャリア利用率/干渉の高いキャリアを避けるようにキャリア割当てを非一様に配分するマルチプレクサとからなることを特徴とする、広帯域CDMA伝送システムにおける複数のキャリアの利用効率を配分する装置。

【請求項10】 前記判定手段は、前記複数のキャリアのうち非広帯域CDMAキャリアの利用効率を判定する手段を含むことを特徴とする請求項9に記載の装置。

【請求項11】 前記判定手段は、既知の妨害電波によって引き起こされる負荷を判定する手段を含むことを特徴とする請求項9に記載の装置。

【請求項12】 前記判定手段は、前記複数のキャリア間の干渉の決定論的または統計的な差を判定する手段を含むことを特徴とする請求項9に記載の装置。

【請求項13】 前記判定手段は、前記複数のキャリアのうち広帯域CDMAキャリアの利用効率を判定する手段を含むことを特徴とする請求項9に記載の装置。

【請求項14】 前記判定手段は動的に作用することを特徴とする請求項9に記載の装置。

【請求項15】 前記マルチプレクサは、1人のユーザに対して、前記複数のキャリアのうち特定のキャリアを少ない頻度で選択することを特徴とする請求項9に記載の装置。

【請求項16】 前記マルチプレクサは、前記キャリア利用率/干渉の高いキャリアを少ない頻度で選択することを特徴とする請求項9に記載の装置。

10 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、ワイヤレス通信に関し、特に、符号分割多元接続(CDMA)ワイヤレス通信に関する。

【0002】

【従来の技術】ワイヤレス通信は、移動ユーザへの限りのないアクセスを提供し、音声電話と屋内データLANという2つの別個の領域の要求を満たす。セルラ電話ネットワークは、電話サービスの領域をワイヤレス最終ホップに拡張し、WaveLANやRangeLANのような移動(モバイル)IP LANはTCP/IPデータネットワークの屋内ユーザに対して同様の拡張をしている。ワイヤレス技術および高速統合サービス有線ネットワークの進歩は、近い将来、移動ユーザに包括的なマルチメディア情報アクセスを提供するであろう。例えば、PCS(Personal Communication Services)は、個人(の装置)がいつでもどこでも通信することを可能にする広範な個人通信サービスである。PCN(Personal Communication Network)は、低電力アンテナによって通信する新しいタイプのワイヤレス電話システムである。PCNは、従来の有線ラインに代わるデジタル無線を提供する。

20

30

【0003】以下のことは、ワイヤレス技術における代表的な問題点である。例えば、ワイヤレス通信システムでは、送信器パワーはシステム性能に対する重要な影響を有する。ノイズ制限ワイヤレス通信システムでは、送信パワーは、送信器と受信器の間の許容される距離を決定する。利用可能な送信パワーは信号対ノイズ比を決定し、これは、情報の通信が成功するために受信器入力で規定のしきい値を超えなければならない。

【0004】通信チャネルを通じてメッセージ信号を送信するとき、アナログおよびデジタルのいずれの送信方法を用いることも可能である。デジタル法のほうが、以下の点でアナログ法よりも有利であるため、好ましい。すなわち、

- ・チャネルのノイズおよび干渉に対する耐性が高い。
- ・システムの動作の自由度が高い。
- ・複数の種類のメッセージ信号の伝送に対するフォーマットが共通である。
- ・デジタル暗号化を用いることにより通信のセキュリティが高い。

50

・容量が大きい。

【0005】帯域幅の効率的な利用はもう1つの問題点である。利用可能な帯域幅の有効利用を達成する1つの手段は、信号多重化によるものである。信号多重化では、いくつかのメッセージソースからの信号が共通のスペクトル資源を通じて同時に送信される。周波数分割多重化、時分割多重化、およびそれらの組合せが、信号多重化セルラ無線システムを実装するために用いられている。

【0006】周波数分割多元接続(FDMA)および時分割多元接続(TDMA)のような狭帯域アプローチではないもう1つの多元接続方式が、広帯域(ワイドバンド)通信を用いるものである。セルラ無線電話システムでは、広帯域通信は、符号分割多元接続(CDMA)スペクトラム拡散技術を用いて実装されている。このようなスペクトラム拡散システムは、通信される情報を広い周波数帯域にわたって拡散する変調技術を利用する。この周波数帯域は一般に、送信される情報を送信するために必要な最小帯域幅よりずっと広い。

【0007】直接拡散CDMAシステムでは、2つの通信装置間の通信は、各送信信号を固有のユーザ拡散符号で広い周波数帯域に拡散することによって実現される。この結果、複数の送信信号が同じ周波数を共有することになる。このようなシステムが動作する可能性は、各信号が特別に時間あるいは周波数符号化されることにより、受信器でそれを分離し復元することができるということに基づいている。個々の送信信号は、送信器で実行された拡散に関する既知のユーザ拡散符号を用いてすべての信号から1つの信号を逆拡散することによって、通信チャンネルから取得される。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】現在狭帯域CDMAをサポートしているスペクトル資源および機器には多くの投資がある。いくつかのキャリア(搬送波)を利用する広帯域CDMA(W-CDMA)システムがIS-95キャリアに重なると、容量損失が出る。一般に、キャリア間の不平衡干渉および不平衡負荷は、総容量を低下させる。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明は、広帯域CDMA伝送システムにおいて複数のキャリアの利用を配分する方法に関するものである。本発明の方法は、まず、各キャリアに対するキャリア利用/干渉レベルを判定する。このキャリア利用/干渉レベルに基づいて、キャリア割当ては非一様に配分される。このキャリア割当ての配分は、利用率/干渉の高いキャリアを避けてキャリアを選択するように作用する。この方法を実行する装置もまた実現される。

【0010】

【発明の実施の形態】本発明は、3キャリアW-CDM

AシステムのようなマルチキャリアW-CDMAシステムに特に適しており、この場合について説明するが、他の複数帯域キャリアシステムでの使用にも同様に適している。

【0011】CDMA変調技術は、多数のユーザが相互に通信することを可能にする通信システムで使用されている。CDMA通信システムでは、すべての通信チャンネルは1つまたはいくつかの共通の広帯域周波数に多重化される。各チャンネルは、固有の拡散符号によって区別される。送信前に、各情報信号は、情報信号を広帯域信号に変換する拡散符号で変調される。受信器は、受信した広帯域信号を、対応する拡散符号と結合することによって広帯域信号を復調して、情報信号を復元する。拡散符号は一般に2元(バイナリ)符号である。同じ広帯域がすべてのユーザに利用可能であるため、受信信号が拡散符号によって復調される際に、他のチャンネルの情報信号がチャンネル間干渉あるいはノイズとして現われることがある。

【0012】IS-95と両立するいくつかの広帯域CDMA(W-CDMA)システムが現在、広範な実装のために提案されている。1つの提案は、順方向リンクで3個の並行する1.25MHzキャリアを使用し、周波数ダイバーシティのためにそれらの3キャリアにわたって一様に符号化ビットを拡散するものである。しかし、IS-95キャリアに重畳して3キャリアにわたって一様に拡散することにより容量損失が生じる。一般に、キャリア間の既知の不平衡干渉および不平衡負荷は総容量を低下させる。本発明は、動的な高性能の(非一様な)拡散を用いて、共存するシステムあるいはキャリア間に不平衡干渉があるシステムで最大容量を達成する。動的な高性能の拡散を用いることにより、本発明は、特に以下の条件のもとで(を考慮して)、一様拡散に比べて改善された容量を提供する。

- ・IS-95キャリアに重畳したW-CDMA。
- ・マイクロ波使用などの既知の妨害電波による周波数の回避。
- ・相異なるキャリア間の干渉の決定論的あるいは統計的差。

【0013】図1のAに、直接拡散順方向リンクの代表的なスペクトルを示す。これは、単一の広帯域順方向リンクと対比される。図1のBには、IS-95(CDMA One)と両立するW-CDMAシステムに対する代表的なマルチキャリア順方向リンク法を示す。これは、3個の並行する1.25MHzキャリア(f_1 , f_2 および f_3)を使用し、周波数ダイバーシティのためにそれらの3キャリアにわたって一様に符号化ビットを拡散する。

【0014】図2に、W-CDMAセルをIS-95セルと組み合わせて高レートデータカバレッジを提供するセル配置を示す。W-CDMAに対するマルチキャリア順

10
20
30
40
50

方向リンクの利点は、IS-95と重畳するシステムにおける容量への影響が小さいことである。その理由は、重畳システムに対して、順方向リンクにおける直交性を維持することができるためである。そうでない場合、直接拡散と同様、W-CDMAとIS-95は相互に干渉し、容量が大幅に損失してしまう。しかし、重畳キャリアに対して、マルチキャリア順方向リンクにおいて直交性が維持されても、順方向リンク容量は効率的には利用されていない。

【0015】例えば、W-CDMAが $f_1 + f_2 + f_3$ で実行され、 f_1 でIS-95と重なり合うと仮定する。一様拡散法では、ビットは一樣にキャリアに拡散されるため、パワー制御がフレーム誤りに基づいており各フレームのビットは一樣に拡散されることにより、特定のユーザに対する各キャリアにおけるパワー使用は同一でなければならない。正味の効果としては、一様拡散法では、 f_1 における狭帯域（IS-95）の使用のため、 f_2 および f_3 よりも f_1 のほうが総パワー使用は大きくなる。対応して、 f_1 における干渉が大きくなり、必要な信号対干渉比を維持するために、実質的にユーザあたりのパワー消費が大きくなる。他方、高性能の拡散法は、ユーザあたりのパワーを節約し、可能な容量を最大化するために、各キャリアにおける干渉がほぼ等しくなるように、干渉および負荷の少ないキャリアにおいてユーザあたりのビット数を多く割り当てる。

【0016】IS-95では、順方向リンクは高速なパワー制御を有していないが、上記のW-CDMAシステムは高速な順方向パワー制御を有する。このことは、IS-95における順方向パワー消費はW-CDMAよりも効率的でないことを意味する。パワー制御の欠陥およびその他の配備上の問題点（例えば複数のパイロット領域）により、IS-95の数人のユーザのみで、順方向負荷容量の大部分を容易に使い切ってしまう可能性がある。従って、W-CDMAが残りのパワーを効率的に利用しなければ、重畳システムにおけるブロッキングが早期に起こり得る。W-CDMAが導入されるまでに3個のキャリアがすべてIS-95で用いられていれば負荷平衡は解決されるという議論も可能であるが、この目的のために追加のIS-95システムを運用者にインストールさせるというのは非現実的である。

【0017】さらに、システム運用者が対処することのできないマイクロ波ユーザのような一部のセルエリアにおける既知の順方向リンク妨害電波がある場合や、さらに一般的には、スペクトラムクリアランスにおける困難によりW-CDMA周波数間の干渉の決定論的あるいは統計的な差がある場合には、同様に非効率的な負荷/容量使用が起こる。そのようなシステムでは、設計されたトラフィック負荷の前にブロッキングが起こる。

【0018】この種の不平衡問題を解決するため、本発明は、W-CDMA周波数に対して動的な高性能の拡散

を利用する。高性能な拡散とは、ワイヤレスチャネルの知識に基づいて、キャリア間で負荷および干渉を等しくすることによって、可能な容量の最大利用という目標を達成することを意味する。その基本的な考え方は、同じユーザに対して、相異なるキャリアのパワー使用が異なるように、相異なるキャリアに異なる量の符号化ビットを（すなわち、非一樣に）拡散することである。ビットあたりのエネルギーは、エコー性能がほぼ同一に維持されるように、各キャリア内のパワー制御によって調整される。このようにして、動作中のキャリア間の不平衡にもかかわらず、負荷は容易に最大容量まで利用される。

【0019】図3は、マルチキャリア順方向リンクのブロック図である。入力データは、畳込み符号器およびバンクチャリングシステム102に入力される。畳込み符号器およびバンクチャリングシステム102の出力は、シンボル反復システム104に接続される。シンボル反復システム104の出力はブロックインタリーバ（20ms）106に接続される。ユーザnロングコードマスクがロングコード生成器110に入力される。ロングコード生成器110の出力はデシメータ112に接続される。ブロックインタリーバ106の出力とデシメータ112の出力は乗算器108に接続される。乗算器108の出力はデマルチプレクサ114に接続される。3キャリアW-CDMAシステムの場合、デマルチプレクサ114は3つの出力A、BおよびCを有する。各出力A、BおよびCは、対応するバイナリー4レベル回路116に接続される。バイナリー4レベル回路116の出力は、ウォルシュ符号番号およびウォルシュ長とともに、対応するウォルシュ符号化回路118に接続される。ウォルシュ符号化回路118の出力は、対応するQP SK拡散回路120に接続される。QP SK拡散回路120の出力は、対応するRF増幅器122に接続される。RF増幅器122は、対応するキャリア f_1 、 f_2 または f_3 を生成する。

【0020】図4は、すべての符号化ビットが一樣に3つのキャリアに拡散される場合の、デマルチプレクサ114の拡散の模式図である。換言すれば、拡散は、 $f_1, f_2, f_3, f_1, f_2, f_3, f_1, f_2, f_3, \dots$ あるいは $f_1, f_2, f_1, f_2, f_1, f_2, f_1, f_2, f_1, \dots$ などというように、3つの周波数にわたって一樣に配分される。

【0021】図5は、本発明のデマルチプレクサ114の非一樣拡散の例の模式図である。この例は、 $f_1 : f_2 : f_3$ の拡散比が1 : 2 : 2の実装を示す。換言すれば、拡散は、 $f_1, f_2, f_2, f_1, f_2, f_2, f_1, f_2, f_3, f_2, f_3, \dots$ あるいは $f_1, f_2, f_1, f_2, f_1, f_2, f_2, f_1, f_2, \dots$ などというように、3つの周波数にわたって非一樣に配分される。この変更は、デマルチプレクサ（分離化）機能においてのみのものである。フレーム化されたデータ構造では、パデ

10
20
30
40
50

ィングを用いて送信ストリームを埋めることがある。拡散比は、キャリア間の負荷およびその他の不平衡の知識に依存する。高機能拡散とは、負荷平衡の目標を達成するために相異なるユーザに異なる拡散比を割り当てるアルゴリズムを指す。

【0022】図6に、順方向リンクにおける高機能拡散による、3つのキャリア周波数間での負荷利用を示す。この特定実施例では、キャリア f_1 はIS-95ユーザによって利用されるが、 f_2 および f_3 はIS-95ユーザを有しない。負荷として2人のW-CDMAユーザが示されている。ユーザ1には、 $f_1 : f_2 : f_3$ の拡散比1 : 2 : 2が割り当てられている。換言すれば、ユーザ1に対する拡散は、 $f_1, f_2, f_3, f_2, f_3, f_1, f_2, f_3, f_2, f_3, \dots$ というように、3つの周波数にわたって非一様に配分される。別のユーザ(ユーザ2)が来た場合、キャリア f_1 は依然としてキャリア f_1 あるいはキャリア f_2 よりも高い利用率および干渉を有する。従って、キャリア f_1 よりもキャリア f_2 およびキャリア f_3 への配分を高くすることが継続される。ユーザ2には、 $f_1 : f_2 : f_3$ の拡散比1 : 2 : 2が割り当てられている。換言すれば、ユーザ2に対する拡散は、 $f_1, f_2, f_3, f_2, f_3, f_1, f_2, f_3, f_2, f_3, \dots$ というように、3つの周波数にわたって非一様に配分される。他のユーザに対しても、高い利用率および干渉のキャリア周波数を避けるような選択をすることにより、非一様配分が継続される。この配分は、利用率がキャリア周波数間で平衡するにつれて一様配分へとシフトする可能性もある。さらに、この配分は、既知の妨害電波によって引き起こされる負荷や、相異なるキャリア間の干渉の決定論的あるいは統計的な差を補償するように修正される。

【0023】実際には、無線インタフェースは、基地局から移動局(端末)へメッセージを送信することによって、拡散比を変更する自由度を提供する。チャンネル割当てメッセージのようなものが、このメッセージの送信を実行するための候補である。このメッセージは、各チャンネルでいずれのウォールシュチャンネルが使用されることになるか、およびキャリア間の拡散比の詳細を指定することができなければならない。動的拡散とは、妨害電波ゾーンへの出入りなどのような環境変動により、個々のユーザの拡散比を時間的に変化させることを指す。提案される方法は、W-CDMA用端末(移動機)がキャリア間の非一様拡散によるより多くのパフティングを行うことを要求することになる。

【0024】上記の方法は順方向リンクで実行される。しかし、順方向リンクをまず改善することにはいくつかの大きな理由がある。W-CDMAが目標とする高速データ伝送では、インターネットからデータをダウンロードすることは有力なトラフィック需要として認識されている。順方向リンク使用は逆方向リンクよりも高いと予

想される。IS-95 IS-95の実際では、順方向リンクが容量に関するボトルネックであることは周知である。遅いパワー制御および小さい符号化利得が主な要因である。後にEVRC(8K)が配備されても、依然として、複数の支配的なパイロットが一般的である配備制約により、順方向リンクが(位置に依存して)容量を制限するリンクとなる可能性がある。

【0025】しかし、順方向リンク容量を改善した後、逆方向リンクの容量ボトルネックが現われるであろう。既に述べたのと同様の理由により、端末(移動機)は、逆方向リンクにおける効率的な負荷利用が達成されるような高性能拡散法を採用することも可能である。逆方向リンクにおける相異なる拡散のための単純な方法は、端末(移動機)に、2つの形式のうち的一方で信号を送信する機能を設けることである。その2つの形式とは、 $3 \times 1.25 \text{ MHz}$ (3.75 MHz) キャリア、または、いずれかの単一の 1.25 MHz キャリアによるものである。換言すれば、端末は、高いチップレート(3.75 MHz)で拡散を行うことが可能であるとともに、低いレートのオプション(1.25 MHz)でも拡散を行うことができなければならない。

【0026】図7に、逆方向リンクにおける高性能拡散による、3つのキャリア周波数間での負荷利用を示す。この特定実施例では、キャリア f_1 はIS-95ユーザによって利用されるが、 f_2 および f_3 はIS-95ユーザを有しない。4人のW-CDMAユーザの負荷が示されている。ユーザ1は、単一の $3 \times f$ ($3 \times 1.25 \text{ MHz}$) 信号で送信するように割り当てられており、その結果、キャリア f_1, f_2 および f_3 の負荷は一律である。ユーザ2は、単一の $3 \times f$ ($3 \times 1.25 \text{ MHz}$) 信号で送信するように割り当てられており、その結果、キャリア f_1, f_2 および f_3 の負荷は一律である。ユーザ3は、キャリア f_2 のみでの低レートオプションで送信するように割り当てられている。ユーザ4は、キャリア f_3 のみでの低レートオプションで送信するように割り当てられている。他のユーザに対しても、高い利用率および干渉のキャリア周波数を避けるような選択をすることにより、非一様配分が継続される。この配分は、利用率がキャリア周波数間で平衡するにつれて一様配分へとシフトする可能性もある。さらに、この配分は、既知の妨害電波によって引き起こされる負荷や、相異なるキャリア間の干渉の決定論的あるいは統計的な差を補償するように修正される。

【0027】

【発明の効果】以上述べたごとく、本発明によれば、いくつかのキャリア(搬送波)を利用する広帯域CDMA(W-CDMA)システムがIS-95キャリアに重なる場合の容量損失が改善される。

【図面の簡単な説明】

【図1】Aは、直接拡散順方向リンクの代表的なスペク

トルの図である。Bは、W-CDMAに対する代表的な3キャリア順方向リンク法の図である。

【図2】 W-CDMAセルとIS-95セルを組み合わせた代表的なセル配置の図である。

【図3】 3キャリア順方向リンクのブロック図である。

【図4】 一様拡散のためのデマルチプレクサの拡散の様式図である。

【図5】 デマルチプレクサの非一様拡散の例を示す様式図である。

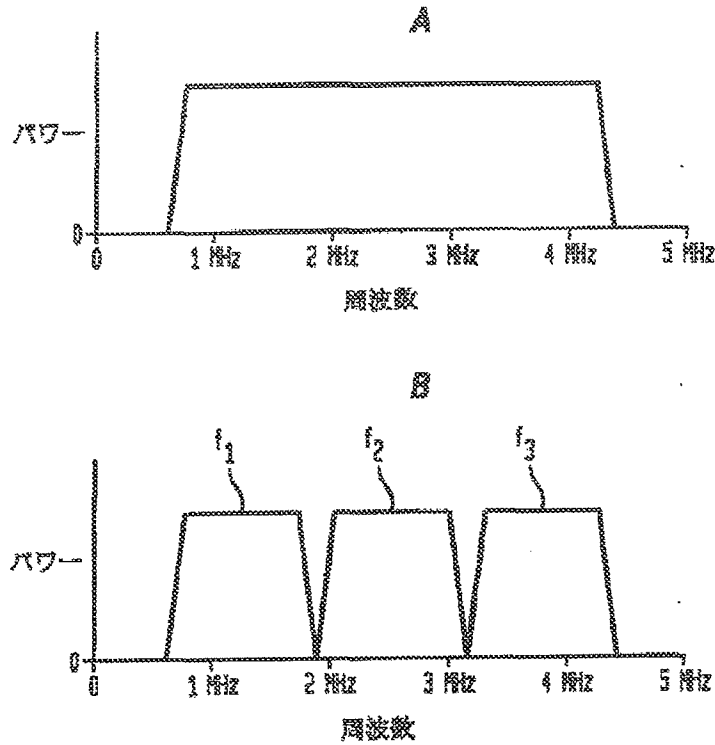
【図6】 順方向リンクにおける高性能拡散による、3キャリア周波数にわたる負荷利用の図である。

【図7】 逆方向リンクにおける高性能拡散による、3キャリア周波数にわたる負荷利用の図である。

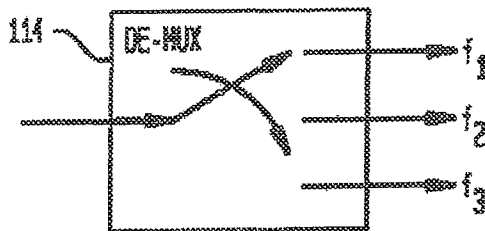
* 【符号の説明】

- 102 搬込み符号器およびバンクチャリングシステム
- 104 シンボル反復システム
- 106 ブロックインタリーブ(20ms)
- 108 乗算器
- 110 ロングコード生成器
- 112 デシメータ
- 114 デマルチプレクサ
- 116 バイナリ-4レベル回路
- 118 ウォルシュ符号化回路
- 120 QPSK拡散回路
- 122 RF増幅器

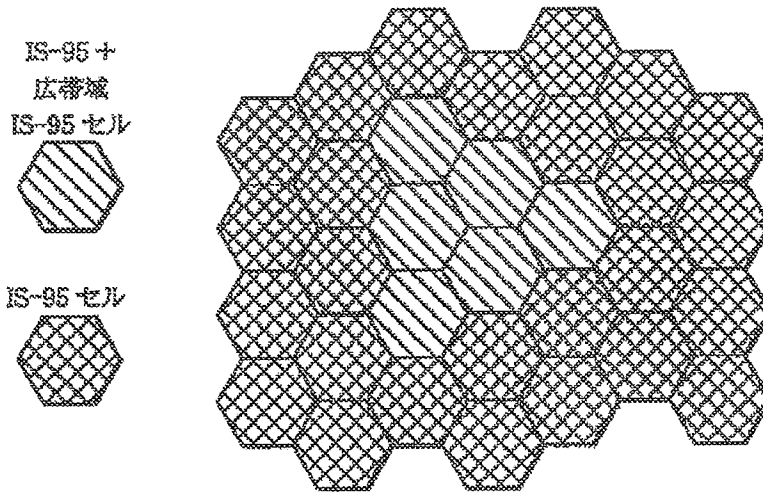
【図1】



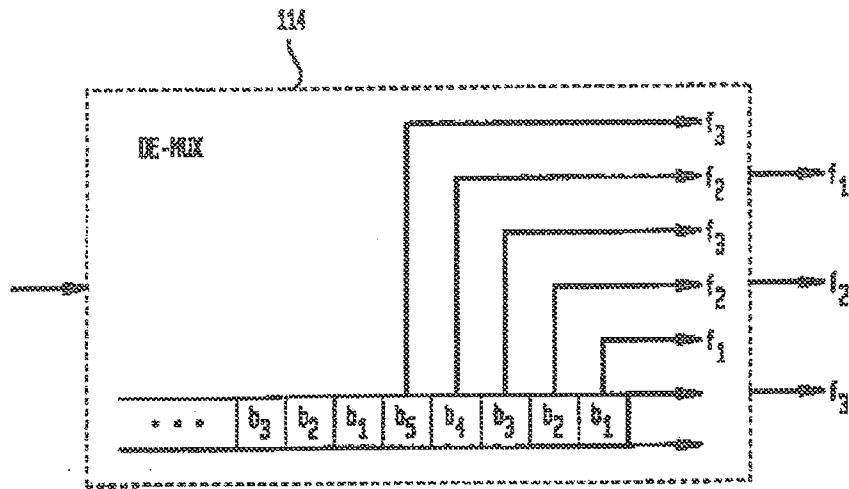
【図4】



【図2】

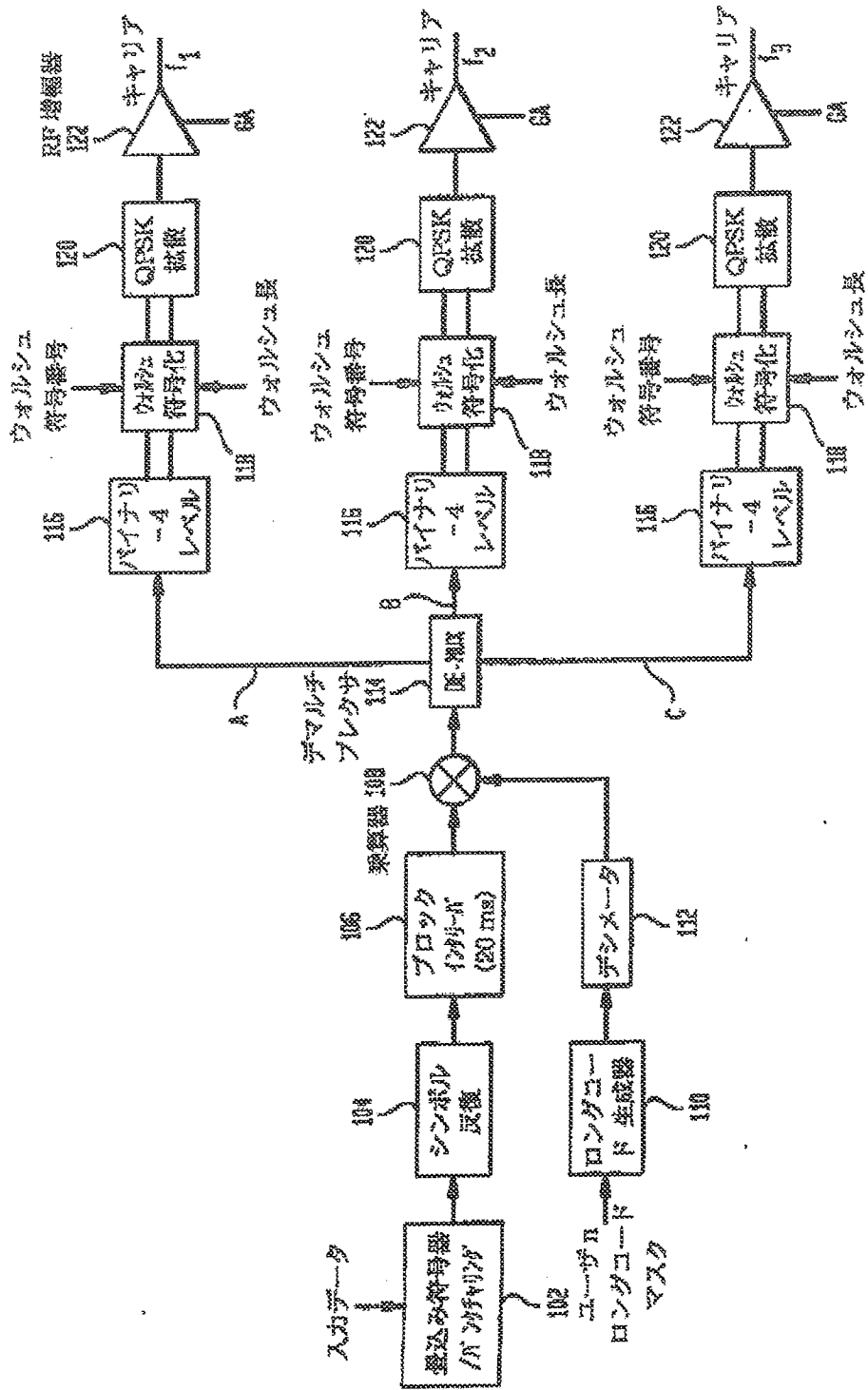


【図5】

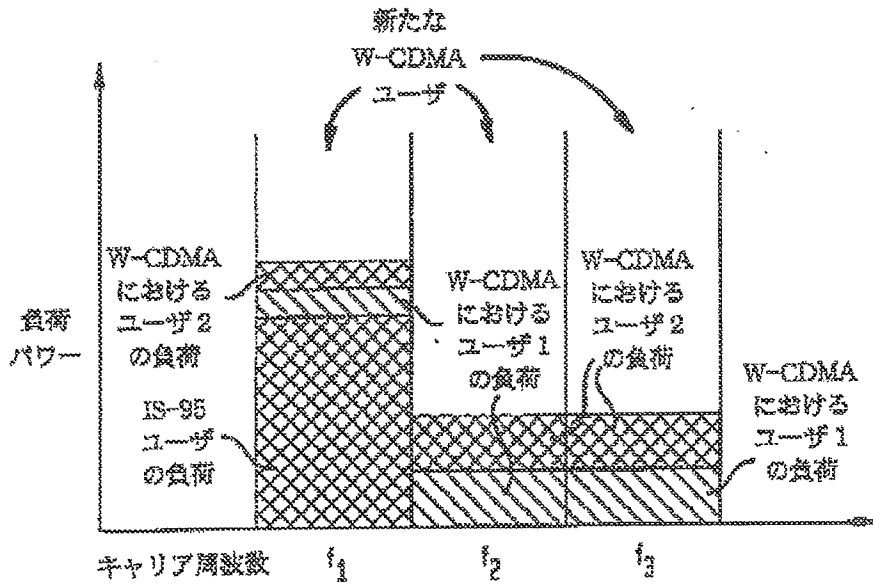


(5)

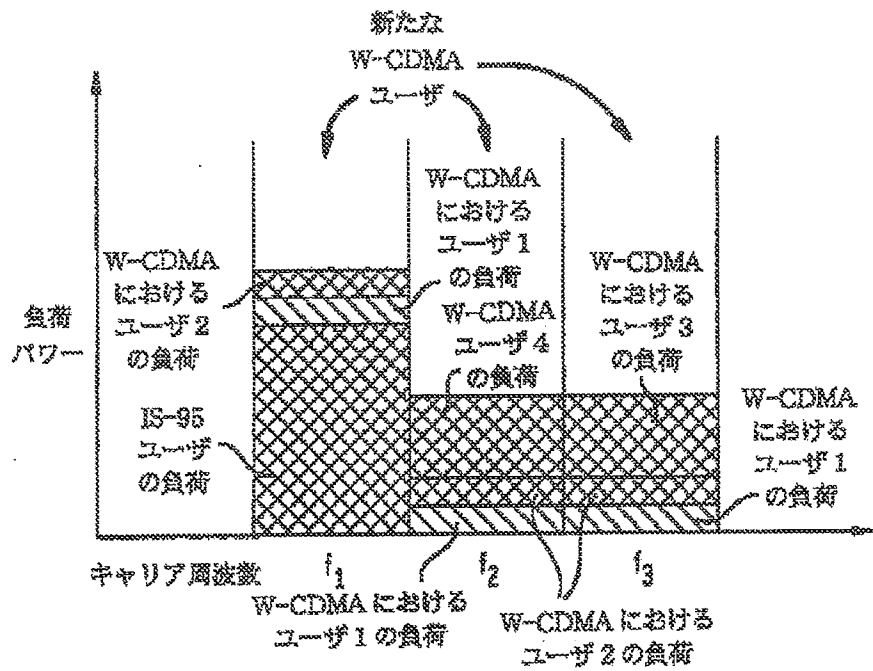
(図3)



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(7)出願人 595077259
600 Mountain Avenue,
Murray Hill, New Je
rsey 07974-0836U. S. A.



CIRCUIT AND METHOD FOR DEMODULATING DIGITAL SIGNAL

Inventor(s): OISHI SHOJI ± (OISHI SHOJI)

Applicant(s): FUJITSU LTD ± (FUJITSU LTD)

Classification: - International: H04L27/227; H04L27/233; H04N5/46; H04L27/00;
(IPC 1-7): H04L27/227; H04N5/46
- cooperative: H04L27/2332; H04L2027/003; H04L2027/0036;
H04L2027/0057; H04L2027/0095

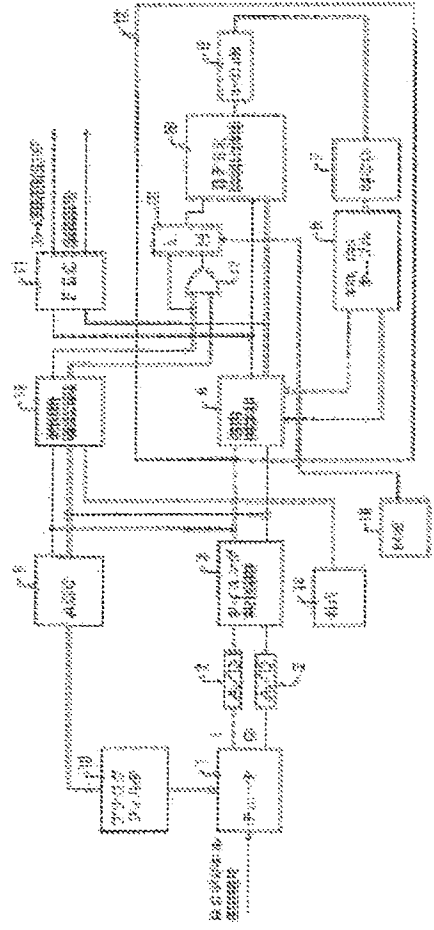
Application number: JP19990013430 19990121

Priority number(s): JP19990013430 19990121

Also published as: JP3930180 (B2) US6204725 (B1)

Abstract of JP2000216842 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To carrier-regenerate a signal mixedly mounting plural modulation systems even in a low C/N value. SOLUTION: This circuit has a synchronous word detecting means 13 detecting a synchronous word included in a signal and generating signal positional information for regenerating a carrier based on the synchronous word, first selection means 17, 18 and 15 generating first-signal positional information suitable for drawing a frequency from signal positional information for regenerating the carrier in the frequency drawing period of carrier regeneration and generating first-signal and second-signal positional information suitable for drawing a phase from signal positional information for carrier regeneration in the phase drawing period of carrier regeneration,; and a carrier regenerating means 12 executing frequency drawing of carrier regeneration based on first- signal positional information and executing phase drawing of carrier regeneration based on the first-signal and second-signal positional information.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2000-216842
(P2000-216842A)

(43) 公開日 平成12年8月4日 (2000.8.4)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	サーチコード(参考)
H04L 27/227		H04L 27/22	B 5C025
H04N 5/46		H04N 5/46	5K004

審査請求 未請求 請求項の数13 O L (全 31 頁)

(21) 出願番号 特願平11-13430

(22) 出願日 平成11年1月21日 (1999.1.21)

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

(72) 発明者 大石 昇治

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

(74) 代理人 100070150

弁理士 伊東 忠彦

Fターム(参考) 5C025 AA25 AA28 BA18 BA25 BA30

DA01 DA04

5K004 AA05 FA03 FA05 FA06 FC02

FH01 FH04 FK16

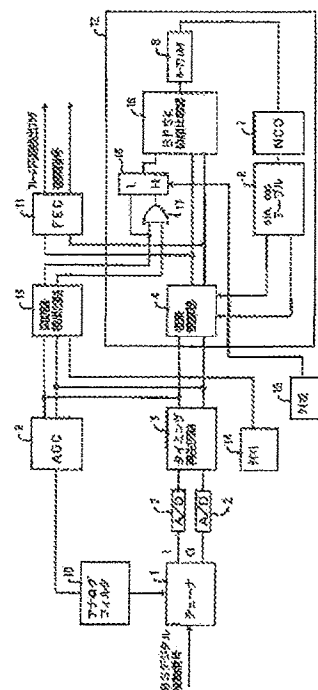
(54) 【発明の名称】 デジタル信号復調回路及び方法

(57) 【要約】

【課題】 低C/N値においても複数の変調方式が混載された信号をキャリア再生することが可能なデジタル信号復調回路及び方法を提供することを目的とする。

【解決手段】 信号に含まれる同期語を検出し、その同期語に基づいてキャリア再生用の信号位置情報を生成する同期語検出手段13と、キャリア再生の周波数引込み期間にはキャリア再生用の信号位置情報から周波数引込みに適する第一信号位置情報を生成し、キャリア再生の位相引込み期間には前記キャリア再生用の信号位置情報から位相引込みに適する第一信号及び第二信号位置情報を生成する第一選択手段17、18、15と、第一信号位置情報に基づいてキャリア再生の周波数引込みを行い、第一信号及び第二信号位置情報に基づいてキャリア再生の位相引込みを行なうキャリア再生手段12とを有することにより上記課題を解決する。

本発明のデジタル信号復調回路の第一実施例の回路図



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数の変調方式が混載された信号を復調するデジタル信号復調回路において、信号に含まれる同期語を検出し、その同期語に基づいてキャリア再生用の信号位置情報を生成する同期語検出手段と、

キャリア再生の周波数引込み期間には前記キャリア再生用の信号位置情報から周波数引込みに適する第一信号の位置情報を生成し、キャリア再生の位相引込み期間には前記キャリア再生用の信号位置情報から位相引込みに適する第一信号の位置情報及び第二信号の位置情報を生成する第一選択手段と、

前記第一選択手段から供給される第一信号の位置情報に基づいてキャリア再生の周波数引込みを行い、前記第一信号の位置情報及び第二信号の位置情報に基づいてキャリア再生の位相引込みを行なうキャリア再生手段とを有することを特徴とするデジタル信号復調回路。

【請求項 2】 前記デジタル信号復調回路は更に、信号のタイミング再生を行なうタイミング再生手段と、タイミング再生が終了すると予想される時間を計時した後、前記同期語検出手段に処理の開始を指示する第一計時手段と、

キャリア再生の周波数引込みが終了すると予想される時間を計時した後、前記第一選択手段をキャリア再生の周波数引込み期間の処理から位相引込み期間の処理に移行させる第二計時手段とを有することを特徴とする請求項 1 記載のデジタル信号復調回路。

【請求項 3】 前記キャリア再生手段は、前記キャリア再生の周波数引込み期間には前記信号の位相差が所定の範囲内にあるか否かを検出し、前記所定の範囲にあるときは前記位相差をそのまま出力し、前記所定の範囲にないときはその範囲をはずれる前の位相差を出力するウィンドウ判定手段を有することを特徴とする請求項 1 又は 2 記載のデジタル信号復調回路。

【請求項 4】 前記キャリア再生手段は、キャリア周波数ずれ補正量を決定する周波数ずれ補正手段と、前記キャリア周波数ずれ補正量の更新をする周期を計時する第三計時手段と、前記同期語検出手段が前記第三計時手段による周期の計時終了までに前記同期語を検出しない場合に、前記キャリア周波数ずれ補正量の更新を指示する第二選択手段を有することを特徴とする請求項 3 記載のデジタル信号復調回路。

【請求項 5】 前記キャリア再生手段は、前記信号の C/N 値を検出する C/N 検出手段と、前記 C/N 値に基づいてキャリア周波数ずれ補正量を決定する周波数ずれ補正手段とを有することを特徴とする請求項 4 記載のデジタル信号復調回路。

【請求項 6】 前記周波数ずれ補正手段は、前記 C/N 値に基づいてキャリア周波数ずれ補正量の更新をする周

期を変更することを特徴とする請求項 5 記載のデジタル信号復調回路。

【請求項 7】 前記 C/N 検出手段は、前記信号の振幅を算出する振幅計算手段と、前記算出された現在の振幅と一つ前の振幅との振幅差を算出する振幅差計算手段と、前記算出された振幅差を積分する積分手段と、前記積分手段による積分結果を所定の時間ごとに出力させる第三選択手段とを有することを特徴とする請求項 5 又は 6 記載のデジタル信号復調回路。

【請求項 8】 前記デジタル信号復調回路は、キャリア再生終了後に前記信号の変調方式を識別する変調方式識別手段と、前記識別された変調方式に応じて位相比較器を切り換える位相比較器切換え手段とを有することを特徴とする請求項 7 記載のデジタル信号復調回路。

【請求項 9】 前記位相比較器切換え手段は、夫々変調方式に応じたしきい値が設定されており、そのしきい値と前記 C/N 値とを比較することによりその変調方式を同期保持に利用するか否かを判断する同期保持利用判断手段を有することを特徴とする請求項 8 記載のデジタル信号復調回路。

【請求項 10】 前記複数の変調方式が混載された信号は、BPSK、QPSK、8PSK が混載された信号であることを特徴とする請求項 1 乃至 9 記載のデジタル信号復調回路。

【請求項 11】 前記第一信号及び第二信号は、BPSK により変調された信号であることを特徴とする請求項 10 記載のデジタル信号復調回路。

【請求項 12】 前記第一信号は、変調方式の切換え制御の情報及び同期語を含むことを特徴とする請求項 11 記載のデジタル信号復調回路。

【請求項 13】 複数の変調方式が混載された信号を復調するデジタル信号復調方法において、信号に含まれる同期語を検出し、その同期語に基づいてキャリア再生用の信号位置情報を生成する工程と、キャリア再生の周波数引込み期間には前記キャリア再生用の信号位置情報から周波数引込みに適する第一信号の位置情報を生成し、キャリア再生の位相引込み期間には前記キャリア再生用の信号位置情報から位相引込みに適する第一信号の位置情報及び第二信号の位置情報を生成する工程と、前記第一信号の位置情報に基づいてキャリア再生の周波数引込みを行い、前記第一信号の位置情報及び第二信号の位置情報に基づいてキャリア再生の位相引込みを行なう工程とを有することを特徴とするデジタル信号復調方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、デジタル信号復調

回路及び方法に係り、特に、複数の変調方式が混載された信号を復調するデジタル信号復調回路及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】例えば、デジタル変調方式である2相位相変調（以下、BPSKという）、4相位相変調（以下、QPSKという）、8相位相変調（以下、8PSKという）が混載された信号をキャリア再生するデジタル信号復調回路として図1に示すような回路が考えられる。

【0003】図1は、複数の変調方式が混載された信号をキャリア再生するデジタル信号復調回路の一例の回路図を示す。図1のデジタル信号復調回路は、チューナ1、A/D変換器2、タイミング再生回路3、AGC（Automatic Gain Control）9、アナログフィルタ10、FEC（Forward Error Correction）11、及びキャリア再生部12を含む構成である。

【0004】また、キャリア再生部12は、複素乗算器4、8PSK位相比較器5、ループフィルタ6、NCO（Number Controlled oscillator）7、及び $\sin \cdot \cos$ テーブル8を含む。BPSK、QPSK、8PSKが混載された信号が外部より供給されると、チューナ1は供給された信号をダウンコンバートし、その後準同期検波を行なってI、Qアナログ信号を出力する。A/D変換器2はチューナ1からI、Qアナログ信号を供給され、そのI、Qアナログ信号をA/D変換してI、Qデジタル信号を出力する。

【0005】タイミング再生回路3はA/D変換器2からI、Qデジタル信号を供給され、そのI、Qデジタル信号から処理に必要なタイミング再生を行なう。また、複素乗算器4は、後述する $\sin \cdot \cos$ テーブル8から供給される位相補正量を表す信号に基づいてタイミング再生回路3から供給されるI、Qデジタル信号のシンボルの位相回転を補正して出力する。8PSK位相比較器5は複素乗算器4から位相回転が補正されたI、Qデジタル信号を供給され、I、Qデジタル信号のシンボルの位相差を検出して出力する。

【0006】ところで、図1のデジタル信号復調回路は、BPSK、QPSK、8PSKが混載された信号を8PSK位相比較器5により再生している。以下、BPSK、QPSK、8PSKが混載された信号を8PSK位相比較器5を用いて再生する原理について図2を利用して簡単に説明する。図2は、BPSK、QPSK、8PSKが混載された信号を8PSK位相比較器にて再生する原理の一例の説明図を示す。図2に示すように、I、Q軸平面は8つの領域に分割されている。そして、その8つの領域は夫々半分に分割され、一方が正極性、他方が負極性に割り当てられている。

【0007】例えば、入力されたシンボルxが図2の領

域(a)にある場合、ベクトルa0と原点からシンボルxに向かうベクトルx0とのなす角度の大きさを位相差の大きさと判定できる。また、極性は上述したように予め設定されている極性に従って出力する。なお、入力されたシンボルが他の領域にある場合も同様にして位相差の大きさを判定できる。

【0008】図1に戻り説明を続けると、ループフィルタ6は8PSK位相比較器5から供給される位相差を表す信号を平滑化してNCO7に出力する。NCO7は、供給される位相差を表す信号に基づいて異なった発振周波数を $\sin \cdot \cos$ テーブル8に出力する。そして、 $\sin \cdot \cos$ テーブル8は供給された発振周波数に基づいてI、Qデジタル信号のシンボルの位相補正量を表す信号を複素乗算器4に出力する。

【0009】また、AGC9は複素乗算器4からI、Qデジタル信号が供給され、そのI、Qデジタル信号のシンボルの大きさを表す信号をアナログフィルタ10を介してチューナ1に出力する。なお、図1のデジタル信号復調回路は、複素乗算器4、8PSK位相比較器5、ループフィルタ6、NCO7、及び $\sin \cdot \cos$ テーブル8によりフィードバックループが形成されており、キャリア再生が成される。また、チューナ1、A/D変換器2、タイミング再生回路3、複素乗算器4、AGC（Automatic Gain Control）9、及びアナログフィルタ10によりフィードバックループが形成されており、複素乗算器4の入力レベルが適当な値に制御される。

【0010】このように、タイミング再生、キャリア再生、及び入力レベルの制御が成された複素乗算器4の出力信号をFEC11に供給し、誤り訂正を行なった後で復調信号として出力していた。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、図1のデジタル信号復調回路は8PSK位相比較器5でI、Qデジタル信号のシンボルの位相差を検出するとき、いずれの信号も8PSKの信号として処理することになる。したがって、キャリア再生が可能なC/N値の下限は、8PSKの10dB程度となり、本来キャリア再生が可能なC/N値の下限が-1~0dB程度であるBPSK及び2~3dB程度であるQPSKにおいてもC/N値が10dB以下になるとキャリア再生ができなくなるという問題が生じる。

【0012】本発明は、上記の点に鑑みなされたもので、低C/N値においても複数の変調方式が混載された信号をキャリア再生することが可能なデジタル信号復調回路及び方法を提供することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】そこで、上記課題を解決するため、請求項1記載の本発明は、複数の変調方式が混載された信号を復調するデジタル信号復調回路におい

て、信号に含まれる同期語を検出し、その同期語に基づいてキャリア再生用の信号位置情報を生成する同期語検出手段と、キャリア再生の周波数引込み期間には前記キャリア再生用の信号位置情報から周波数引込みに適する第一信号の位置情報を生成し、キャリア再生の位相引込み期間には前記キャリア再生用の信号位置情報から位相引込みに適する第一信号の位置情報及び第二信号の位置情報を生成する第一選択手段と、前記第一選択手段から供給される第一信号の位置情報に基づいてキャリア再生の周波数引込みを行い、前記第一信号の位置情報及び第二信号の位置情報に基づいてキャリア再生の位相引込みを行なうキャリア再生手段とを有することを特徴とする。

【0014】このように、複数の変調方式が混載された信号に対応させて所定の変調方式のキャリア再生用の信号位置情報を生成することにより、その所定の変調方式の位相比較器によりキャリア再生が可能となる。また、第一選択手段により、キャリア再生の周波数引込み期間と位相引込み期間とで異なる信号により周波数引込み又は位相引込みができ、周波数引込み又は位相引込みに適した信号を選択的に利用することが可能である。

【0015】また、請求項2記載の本発明は、前記デジタル信号復調回路は更に、信号のタイミング再生を行なうタイミング再生手段と、タイミング再生が終了すると予想される時間を計時した後、前記同期語検出手段に処理の開始を指示する第一計時手段と、キャリア再生の周波数引込みが終了すると予想される時間を計時した後、前記第一選択手段をキャリア再生の周波数引込み期間の処理から位相引込み期間の処理に移行させる第二計時手段とを有することを特徴とする。

【0016】このように、第二計時手段によりキャリア再生の周波数引込みが終了すると予想される時間を計時した時点で第一選択手段に信号を供給することにより、キャリア再生の周波数引込み期間の処理から位相引込み期間の処理に移行させることが可能となる。なお、キャリア再生の周波数引込みが終了すると予想される時間は、予めシュミレーション等により算出しておくことができ、その算出した時間を設定したものである。

【0017】また、請求項3記載の本発明は、前記キャリア再生手段は、前記キャリア再生の周波数引込み期間には前記信号の位相差が所定の範囲内にあるか否かを検出し、前記所定の範囲にあるときは前記位相差をそのまま出力し、前記所定の範囲にないときはその範囲をはずれる前の位相差を出力するウインドウ判定手段を有することを特徴とする。

【0018】このように、ウインドウ判定手段により信号の位相差が所定の範囲にない場合は、その範囲をはずれる前の位相差を出力することにより、周波数ずれが大きい場合でもキャリア再生の周波数引込みが可能となる。また、請求項4記載の本発明は、前記キャリア再生

手段は、キャリア周波数ずれ補正量を決定する周波数ずれ補正手段と、前記キャリア周波数ずれ補正量の更新をする周期を計時する第三計時手段と、前記同期語検出手段が前記第三計時手段による周期の計時終了までに前記同期語を検出しない場合に、前記キャリア周波数ずれ補正量の更新を指示する第二選択手段を有することを特徴とする。

【0019】このように、第三計時手段が計時する周期の内に同期語検出手段が同期語を検出しなければ順次キャリア周波数ずれ補正量の更新が行われるために、同期語検出手段が同期語を検出できるキャリアずれの範囲、いわゆるキャプチャレンジが拡大できる。また、請求項5記載の本発明は、前記キャリア再生手段は、前記信号のC/N値を検出するC/N検出手段と、前記C/N値に基づいてキャリア周波数ずれ補正量を決定する周波数ずれ補正手段とを有することを特徴とする。

【0020】このように、キャリア周波数ずれ補正量をC/N値に基づいて決定できるので、高C/N時には更新するキャリア周波数ずれ補正量を大きくして同期語検出の時間を短縮できる。また、低C/N時には更新するキャリア周波数ずれ補正量を小さくして同期語検出を正確に行なうことができる。また、請求項6記載の本発明は、前記周波数ずれ補正手段は、前記C/N値に基づいてキャリア周波数ずれ補正量の更新をする周期を変更することを特徴とする。

【0021】このように、キャリア周波数ずれ補正量の更新をする周期をC/N値に基づいて決定できるので、高C/N時には更新するキャリア周波数ずれ補正量の更新をする周期を短くして同期語検出の時間を短縮できる。また、低C/N時には更新するキャリア周波数ずれ補正量の更新をする周期を長くして同期語検出を正確に行なうことができる。

【0022】また、請求項7記載の本発明は、前記C/N検出手段は、前記信号の振幅を算出する振幅計算手段と、前記算出された現在の振幅と一つ前の振幅との振幅差を算出する振幅差計算手段と、前記算出された振幅差を積分する積分手段と、前記積分手段による積分結果を所定の時間ごとに出力させる第三選択手段とを有することを特徴とする。

【0023】このように、C/N検出手段は振幅計算手段、振幅差計算手段、積分手段、及び第三選択手段により実現できる。また、請求項8記載の本発明は、前記デジタル信号復調回路は、キャリア再生終了後に前記信号の変調方式を識別する変調方式識別手段と、前記識別された変調方式に応じて位相比較器を切り換える位相比較器切換え手段とを有することを特徴とする。

【0024】このように、キャリア再生が終了した後のキャリアの同期保持において、現在の信号の変調方式を変調方式識別手段により識別し、位相比較器を切り換えることにより、各変調方式に応じた位相比較器を切換え

て利用することができ、キャリアジッタを減少させることが可能となる。また、請求項9記載の本発明は、前記位相比較器切換え手段は、夫々変調方式に応じたしきい値が設定されており、そのしきい値と前記C/N値とを比較することによりその変調方式を同期保持に利用するか否かを判断する同期保持利用判断手段を有することを特徴とする。

【0025】ここで、しきい値とは同期保持に役立つ限界C/Nを変調方式ごとに設定した値である。したがって、夫々の変調方式に応じたしきい値と現在のC/N値とを比較することにより、その変調方式の信号を同期保持に利用すべきか否かを判定することが可能となる。また、請求項10記載の本発明は、前記複数の変調方式が混載された信号は、BPSK、QPSK、8PSKが混載された信号であることを特徴とする。

【0026】このように、BPSK、QPSK、8PSKが混載された信号を復調することが可能である。また、請求項11記載の本発明は、前記第一信号及び第二信号は、BPSKにより変調された信号であることを特徴とする。このように、前記第一信号及び第二信号は、BPSKにより変調された信号であることにより、BPSKしか捕獲できないような低C/Nにおいてもキャリア再生が可能である。

【0027】また、請求項12記載の本発明は、前記第一信号は、変調方式の切換え制御の情報及び同期語を含むことを特徴とする。このように、第一信号は変調方式の切換え制御の情報及び同期語を含む信号であり、比較的大きなデータ数を有する信号であるのでキャリア再生の周波数引込みに利用できる。

【0028】例えば、BSデジタル放送信号ではTMCC (Transmission & Multiplexing Configuration Control) 信号が第一信号に相当する。また、請求項13記載の本発明は、複数の変調方式が混載された信号を復調するデジタル信号復調方法において、信号に含まれる同期語を検出し、その同期語に基づいてキャリア再生用の信号位置情報を生成する工程と、キャリア再生の周波数引込み期間には前記キャリア再生用の信号位置情報から周波数引込みに適する第一信号の位置情報を生成し、キャリア再生の位相引込み期間には前記キャリア再生用の信号位置情報から位相引込みに適する第一信号の位置情報及び第二信号の位置情報を生成する工程と、前記第一信号の位置情報に基づいてキャリア再生の周波数引込みを行い、前記第一信号の位置情報及び第二信号の位置情報に基づいてキャリア再生の位相引込みを行なう工程とを有することを特徴とする。

【0029】このように、複数の変調方式が混載された信号に対応させて所定の変調方式のキャリア再生用の信号位置情報を生成することにより、その所定の変調方式の位相比較器によりキャリア再生が可能となる。また、

キャリア再生の周波数引込み期間と位相引込み期間とで異なった信号により周波数引込み又は位相引込みができ、周波数引込み又は位相引込みに適した信号を選択的に利用することが可能となる。

【0030】

【発明の実施の形態】以下に、本発明の実施例を図面に基づいて説明する。なお、以下に示す実施例においては、複数の変調方式が混載された信号の一例としてBS (Broadcasting Satellite) デジタル放送信号が入力された場合の処理について説明する。図4は、複数の変調方式が混載されたBSデジタル放送信号の一例の構成図を示す。

【0031】図4の信号は、319488個のシンボルで構成されるスーパーフレームを示している。スーパーフレームは39936個のシンボルで構成される8つのフレームよりなり、各フレームには図4中斜線でしめす常にBPSK変調される部分を含んでいる。この常にBPSK変調される部分は各フレームの先頭から192シンボルまでのシンボルであるTMCC信号と、フレームからTMCC信号を除いた部分に207シンボル単位ごとに存在し、その207シンボルの最後尾から4シンボルであるバースト信号とである。

【0032】TMCC信号は、13～32シンボルが同期語1と呼ばれる部分であり、173～192シンボルが同期語2又は3と呼ばれる部分である。なお、スーパーフレームを構成する最初のフレームの173～192シンボルは同期語2を構成し、残りのフレームの173～192シンボルは同期語3を構成する。そして、各フレームのTMCC信号及びバースト信号以外の部分はデータ部であり、BPSK、QPSK、又は8PSKに変調されている。

【0033】以下、図4に示す信号が入力された場合の処理について各実施例ごとに説明する。図3は、本発明のデジタル信号復調回路の第一実施例の回路図を示す。図5は、本発明の第一実施例の処理を示す一例のフローチャートを示す。また、図6は本発明の第一実施例の処理を示す一例のタイミング図を示す。なお、図3の回路図は図1の回路図と一部を除いて同一であり、同一部分には同一符号を付し説明を省略する。

【0034】図3のデジタル信号復調回路は、チューナー1、A/D変換器2、タイミング再生回路3、AGC (Automatic Gain Control) 9、アナログフィルタ10、FEC (Forward Error Correction) 11、キャリア再生部12、同期語検出回路13、タイマ1 (14)、及びタイマ2 (15) を含む構成である。また、キャリア再生部12は、複素乗算器4、ループフィルタ6、NCO (Number Controlled oscillator) 7、sin・cosテーブル8、BPSK位相比較器16、OR回路17、及び選択器18を含

む。

【0035】図3の回路は、最初に回路全体にリセットをかけ、待機状態となる(S100)。その後、図4に示すBPSK、QPSK、8PSKが混載された信号が外部より供給されると、チューナ1、A/D変換器2、タイミング再生回路3、AGC9、及びアナログフィルタ10により構成されるフィードバックループにより振幅の調整及びタイミング再生が行われる(S110)。タイミング再生を行なうためのタイミング再生回路3はキャリアずれのあるI、Qデジタル信号をロックする必要があるが、位相比較器にガードナ型を用いることで実現できる。なお、この処理は図6のタイミング図においてt100に対応する。

【0036】そして、タイマ1(14)は予めシュミレーション等によって求められた振幅の調整及びタイミング再生が終了する時間を計時するものであり、計時が終了すると同期語検出回路13にイネーブル信号を供給する。同期語検出回路13は、タイミング再生回路3からI、Qデジタル信号が供給され、同期語1及び2を検出し始める(S120)。なお、この処理は図6のタイミング図においてt110に対応する。

【0037】同期語検出回路13は、同期語1及び2を検出すると、TMCC信号の位置及びバースト信号の位置を算出し、キャリア再生部12にTMCC信号の位置及びバースト信号の位置を示す信号を供給する。このとき、タイマ2(15)は計時を開始し、予めシュミレーション等によって求められた周波数引込みが終了する時間までLow信号を選択器18に供給する(S130)。したがって、選択器18は同期語検出回路13から供給されるTMCC信号の位置を示す信号をBPSK位相比較器16に供給する。なお、この処理は図6のタイミング図においてt120に対応する。

【0038】以上より、図6のt120の期間は、TMCC信号の位置のみでイネーブル信号がBPSK位相比較器16に供給され、複素乗算器4、BPSK位相比較器16、ループフィルタ6、NCO7、 $\sin \cdot \cos$ テーブル8のフィードバックループにより周波数引込みが行われる。タイマ2(15)は計時を終了すると、High信号を選択器18に供給する(S140)。したがって、選択器18は同期語検出回路13から供給されるTMCC信号の位置及びバースト信号の位置を示す信号をBPSK位相比較器16に供給する。なお、この処理は図6のタイミング図においてt130に対応する。

【0039】以上より、図6のt130の期間は、TMCC信号の位置及びバースト信号の位置のみでイネーブル信号がBPSK位相比較器16に供給され、複素乗算器4、BPSK位相比較器16、ループフィルタ6、NCO7、 $\sin \cdot \cos$ テーブル8のフィードバックループにより位相引込みが行われる。ここで、図6のt120に示す周波数引込み期間においてはTMCC信号の

みを利用し、t130に示す位相引込み期間においてはTMCC信号及びバースト信号を利用する理由について説明する。

【0040】本発明の第一実施例の回路は図3に示すように、キャリア再生部12は複素乗算器4、BPSK位相比較器16、ループフィルタ6、NCO7、 $\sin \cdot \cos$ テーブル8によりフィードバックループを構成しており、これらの各ブロックはその処理に所定の遅延を伴う。したがって、バースト信号のような短い時間間隔で連続する信号が入力された場合、バースト信号のシンボルの比較結果がフィードバックループにより複素乗算器4に供給される前にそのバースト信号期間が終了しているためフィードバックがかからないこととなる。また、BPSK位相比較器16から出力される信号の周波数成分はキャリアずれが大きいほど高くなるため、キャリアずれが大きいときにバースト信号が入力されるとうまく動作しなくなる。

【0041】一方、BPSK位相比較器16から出力される信号の周波数成分は、キャリアずれが小さくなると直流に近い信号となるので前記の影響が少なくなり、バースト信号が位相引込みに役立つことになる。したがって、本発明の第一実施例では周波数引込み時にはTMCC信号のみを利用し、位相引込み時にはTMCC信号及びバースト信号を利用することとしている。

【0042】次に、本発明の第二実施例について説明する。図7は、本発明のデジタル信号復調回路の第二実施例を構成するBPSK位相比較器の回路図を示す。図8は、本発明の第二実施例の処理を示す一例のフローチャートを示す。また、図9は本発明の第二実施例の処理を示す一例のタイミング図を示す。なお、本発明の第二実施例はキャリア再生部12に含まれるBPSK位相比較器16の構成が第一実施例と異なっている。したがって、第一実施例において説明した部分については説明を省略する。

【0043】図7のBPSK位相比較器16は、BPSK位相比較器20、ウインドウ判定手段21、乗算器22、選択器23、及びD形フリップフロップ24を含む構成である。図7のBPSK位相比較器16は、選択器18からHighのイネーブル信号が乗算器22に供給されると、BPSK位相比較器20の出力信号を乗算器22を介して選択器23に供給する。また、BPSK位相比較器16は、選択器18からLowのイネーブル信号が乗算器22に供給されると、BPSK位相比較器20の出力信号に0が乗算され、0を選択器23に供給する。

【0044】ウインドウ判定手段21はI、Qデジタル信号が供給され、図10の斜線部分に示すウインドウ内にI、Qデジタル信号が入っているか否かを判定する。ウインドウ内にI、Qデジタル信号が入っていると判定すると、Highの信号が選択器23に供給され、ウイ

ンドウ内に I、Q デジタル信号が入っていないと判定すると、Low の信号が選択器 23 に供給される。

【0045】したがって、選択器 23 はウィンドウ判定手段 21 から High の信号を供給されている場合、すなわち、ウィンドウ内に I、Q デジタル信号が入っている場合は D 形フリップフロップ 24 の値を BPSK 位相比較器 20 の出力に基づいて更新する。また、選択器 23 はウィンドウ判定手段 21 から Low の信号を供給されている場合、すなわち、ウィンドウ内に I、Q デジタル信号が入っていない場合は D 形フリップフロップ 23 の値を以前の値のまま保持する。

【0046】したがって、図 8 に示すフローチャートのステップ S230 においては、I、Q デジタル信号の TMC 信号部分のみで選択器 18 から High のイネーブル信号が乗算器 22 に供給されることになり、ウィンドウ内に入っている TMC 信号のシンボルのみが周波数引込みに利用される。また、図 8 に示すフローチャートのステップ S240 においては、I、Q デジタル信号の TMC 信号及びバースト信号部分のみで選択器 18 から High のイネーブル信号が乗算器 22 に供給されることになり、TMC 信号及びバースト信号のシンボルのみが位相引込みに利用される。

【0047】ここで、ウィンドウ判定手段 21 について図 10～12 を利用して説明する。図 10 は、ウィンドウの範囲を示す一例の I/Q 座標図を示す。図 11 は、BPSK 位相比較器の出力の極性を示す一例の I/Q 座標図を示す。また、図 12 は BPSK 位相比較器の出力を示す一例の波形図を示す。このウィンドウ判定手段 21 は、図 10 に示すように I、Q デジタル信号の位相ずれが所定の範囲内、すなわちウィンドウ内に入っているかを判定するもので、I、Q デジタル信号の位相差がウィンドウ内にある場合に High の信号を選択器 23 に出力し、I、Q デジタル信号の位相差がウィンドウ内に入らない場合に Low の信号を選択器 23 に出力する。

【0048】したがって、ウィンドウ判定手段 21 の効果により BPSK 位相比較器 16 の出力は図 12 (B) に示すようになる。一方、ウィンドウ判定手段 21 を設けていない BPSK 位相比較器 16 の出力について考えると、図 11 に示す I/Q 座標図の極性の配置により、キャリアずれのある I、Q デジタル信号のシンボルが入力された場合、そのシンボルは I/Q 座標の円上を回転し続け、BPSK 位相比較器 16 の出力は図 12 (A) に示すようになる。

【0049】したがって、図 12 (A)、(B) に示すようにウィンドウ判定手段 21 を設けた場合は、設けない場合と比べて出力信号に直流成分が多く発生するためキャプチャレンジ、すなわち周波数及び位相引込みの範囲が拡大する。次に、本発明の第三実施例について説明する。図 13 は、本発明のデジタル信号復調回路の第三実施例の回路図を示す。図 14 は、本発明の第三実施例

の処理を示す一例のフローチャートを示す。また、図 15 は本発明の第三実施例の処理を示す一例のタイミング図を示す。なお、本発明の第三実施例は第二実施例の回路と一部を除いて同一であり、同一部分には同一符号を付し説明を省略する。

【0050】図 13 の回路図は、周波数ずれ補正手段 30、タイマ 3 (35)、AND 回路 37、及び NOT 回路 38 を設けたことが図 3 の回路図と異なる。また、周波数ずれ補正手段 30 は、複素乗算器 31、 $\sin \cdot \cos$ テーブル 32、NCO 33、及び補正量演算手段 34 を含む。図 13 の回路は、最初に回路全体にリセットをかけ、待機状態となる (S300)。なお、後述する補正量演算手段 34 のキャリア周波数ずれ補正量は 0 に設定される。その後、第一実施例のステップ S110 と同様な処理により振幅の調整及びタイミング再生が行われる (S310)。なお、この処理は図 15 のタイミング図において 1300 に対応する。

【0051】そして、タイマ 1 (14) は予めシミュレーション等によって求められた振幅の調整及びタイミング再生が終了する時間の計時が終了すると同期語検出回路 13 にイネーブル信号を供給する。このとき、タイマ 3 (35) が予め設定された時間の計時を開始する (S320)。また、同期語検出回路 13 は、タイミング再生回路 3 から I、Q デジタル信号が供給され、同期語 1 及び 2 を検出し始める。なお、この処理は図 15 のタイミング図において 1310 に対応する。

【0052】この後、タイマ 3 (35) が予め設定された時間の計時を終了するまでに、同期語検出回路 13 が同期語 1 及び 2 を検出するか否かにより処理が変化する (S330)。タイマ 3 (35) が予め設定された時間の計時を終了するまでに同期語検出回路 13 が同期語 1 及び 2 を検出すると (S330 において YES)、同期語検出回路 13 は High の同期語検出信号を NOT 回路 38 を介して AND 回路 37 に供給する。

【0053】したがって、タイマ 3 (35) が計時を終了して High のパルス信号が AND 回路 37 に供給されたとしても、AND 回路 37 は High のパルス信号を出力せず、補正量演算手段 34 のキャリア周波数ずれ補正量は 0 のまま維持される。その後、図 13 の回路は、ステップ S340、S350 に進み処理を続ける。なお、ステップ S340、S350 は、図 8 に示すフローチャートのステップ S230、S240 と同様な処理である。

【0054】タイマ 3 (35) が予め設定された時間の計時を終了するまでに同期語検出回路 13 が同期語 1 及び 2 を検出しないと (S330 において NO)、同期語検出回路 13 は Low の同期語検出信号を NOT 回路 38 を介して AND 回路 37 に供給し続ける。したがって、タイマ 3 (35) が計時を終了して High のパルス信号が AND 回路 37 に供給されると、AND 回路 3

7はH i g hのパルス信号を補正量演算手段34に供給する(S320)。補正量演算手段34はキャリア周波数ずれ補正量を予め設定されている規則に従って更新すると共に、タイマ3(35)を初期化する。

【0055】例えばキャリア周波数ずれ補正量は、同期語検出回路13の周波数ずれに対する検出能力が±1MHzであれば、+1MHz、-1MHz、+2MHz、-2MHz、・・・、というように変更すればよい。図15のタイミング図は、キャリア周波数ずれ補正量を+1MHz、-1MHzと更新し、t330の期間においてタイマ3(35)が予め設定された時間の計時を終了するまでに同期語検出回路13が同期語1及び2を検出している例を示している。

【0056】次に、本発明の第四実施例について説明する。図16は、本発明のデジタル信号復調回路の第四実施例の回路図を示す。図17は、本発明の第四実施例の処理を示す一例のフローチャートを示す。図18は本発明の第四実施例の処理を示す一例のタイミング図を示す。また、図19は本発明のC/N検出手段の一例の回路図を示す。なお、本発明の第四実施例は第三実施例の回路と一部を除いて同一であり、同一部分には同一符号を付し説明を省略する。

【0057】図16の回路図は、C/N検出手段40を設けたことが図13の回路図と異なる。このC/N検出手段40は図19に示すように、振幅計算手段41、D形フリップフロップ42、振幅差計算手段43、加算器44、D形フリップフロップ45、選択器46、D形フリップフロップ47、カウンタ48、及びD形フリップフロップ49を含む。

【0058】振幅計算手段41はI、Qデジタル信号が供給されると、I、Qデジタル信号のシンボルの振幅を計算して算出する。振幅計算手段41は、算出したシンボルの振幅を振幅差計算手段43に直接供給すると共に、D形フリップフロップ42を介してシンボルの振幅を振幅差計算手段43に供給する。振幅差計算手段43は、振幅計算手段41から供給されるシンボルの振幅と、D形フリップフロップ42から供給される1シンボル前のシンボルの振幅との振幅差を算出して加算器44に出力する。加算器44及びD形フリップフロップ45は振幅差計算手段43から供給される振幅差を積分し、カウンタ48が所定の時間を計時するごとにその積分結果を選択器46を介してD形フリップフロップ47に出力すると共に、D形フリップフロップ45をリセットする。D形フリップフロップ47は、カウンタ48からH i g hの信号が供給されると積分結果を更新し、カウンタ48からL o wの信号が供給されると積分結果を保持する。

$$\text{キャリア周波数ずれ補正量} = (-1)^n \times \text{補正量の更新量} \cdots (1)$$

(n=0, 1, 2, …)

図18のタイミング図は、キャリア周波数ずれ補正量を

【0059】したがって、C/N検出手段40は、現在のシンボルの振幅と1シンボル前のシンボルの振幅との差の絶対値の積分値が所定の時間ごとに出力されるので、入力されたI、Qデジタル信号のシンボルのC/N値が小さい、すなわちノイズが大きいほど大きな信号を出力する。図16の回路は、最初に回路全体にリセットをかけ、待機状態となる(S400)。なお、補正量演算手段34のキャリア周波数ずれ補正量は0に設定される。その後、第三実施例のステップS310と同様な処理により振幅の調整及びタイミング再生が行われる(S410)。なお、この処理は図18のタイミング図においてt400に対応する。

【0060】そして、タイマ1(14)は予めシュミレーション等によって求められた振幅の調整及びタイミング再生が終了する時間の計時が終了すると同期語検出回路13にイネーブル信号を供給する。このとき、C/N検出手段40から出力される信号は安定しているので、補正量演算手段34はC/N検出手段40から供給される信号に基づいてキャリア周波数ずれ補正量の更新量を算出する(S420)。

【0061】続いて、タイマ3(35)が予め設定された時間の計時を開始する。また、同期語検出回路13は、タイミング再生回路3からI、Qデジタル信号が供給され、同期語1及び2を検出し始める(S430)。なお、この処理は図18のタイミング図においてt410に対応する。この後、タイマ3(35)が予め設定された時間の計時を終了するまでに、同期語検出回路13が同期語1及び2を検出するか否かにより処理が変化する(S440)。図14のステップS330と同様に、タイマ3(35)が予め設定された時間の計時を終了するまでに同期語検出回路13が同期語1及び2を検出しないと(S440においてYES)、AND回路37はH i g hのパルス信号が出力されず、補正量演算手段34のキャリア周波数ずれ補正量は0のまま維持される。その後、図16の回路は、ステップS450、S460に進み処理を続ける。なお、ステップS450、S460は、図14に示すフローチャートのステップS340、S350と同様な処理である。

【0062】タイマ3(35)が予め設定された時間の計時を終了するまでに同期語検出回路13が同期語1及び2を検出しないと(S440においてNO)、AND回路37はH i g hのパルス信号を補正量演算手段34に供給する。補正量演算手段34はキャリア周波数ずれ補正量を以下の式(1)に従って更新すると共に、タイマ3(35)を初期化する。

【0063】

2回更新し、t430の期間においてタイマ3(35)が予め設定された時間の計時を終了するまでに同期語検

出回路13が同期語1及び2を検出している例を示している。

【0064】次に、本発明の第五実施例について説明する。図20は、本発明のデジタル信号復調回路の第五実施例の回路図を示す。図21は、本発明の第五実施例の処理を示す一例のフローチャートを示す。図22は本発明の第五実施例の処理を示す一例のタイミング図を示す。なお、本発明の第五実施例は第四実施例の回路と回路構成上同一であり、同一部分には同一符号を付し説明を省略する。

【0065】図20の回路は、最初に回路全体にリセットをかけ、待機状態となる(S500)。なお、補正量演算手段34のキャリア周波数ずれ補正量は0に設定される。その後、第四実施例のステップS410と同様な処理により振幅の調整及びタイミング再生が行われる(S510)。なお、この処理は図22のタイミング図においてt500に対応する。

【0066】そして、タイマ1(14)は予めシュミレーション等によって求められた振幅の調整及びタイミング再生が終了する時間の計時が終了すると同期語検出回路13にイネーブル信号を供給する。このとき、C/N検出手段40から出力される信号は安定しているため、補正量演算手段34はC/N検出手段40から供給される信号に基づいてキャリア周波数ずれ補正量の更新量及びキャリア周波数ずれ補正量の更新周期、すなわちタイマ3(35)により計時する時間を設定する(S520)。

【0067】この設定値は、C/N検出手段40から供給される信号が大きいほど小さなキャリア周波数ずれ補正量の更新量及び長いキャリア周波数ずれ補正量の更新周期が設定される。したがって、C/N値が大きい場合はキャリア周波数ずれ補正量の更新周期を短く設定し、処理の高速化を実現する。また、C/N値が小さい場合はキャリア周波数ずれ補正量の更新周期を長く設定することにより、確実な同期語検出を実現する。なお、ステップS530以降の処理は、図17に示す第四実施例と同一であり、説明を省略する。

【0068】次に、本発明の第六実施例について説明する。図23は、本発明のデジタル信号復調回路の第六実施例の回路図を示す。図24は、本発明のBPSK・QPSK・8PSK位相比較器の一例の回路図を示す。図25は、本発明の第六実施例の処理を示す一例のフローチャートを示す。また、図26は、本発明の第六実施例の処理を示す一例のタイミング図を示す。なお、本発明の第六実施例は図20の回路と一部を除いて同一であり、同一部分には同一符号を付し説明を省略する。

【0069】図23の回路図は、BPSK・QPSK・8PSK位相比較器50を設けたことが図20の回路図と異なっている。なお、図20のOR回路17及び選択器18はBPSK・QPSK・8PSK位相比較器50

に含まれている。このBPSK・QPSK・8PSK位相比較器50は図24に示すように、OR回路17、選択器18、OR回路53、8PSK位相比較器54、QPSK位相比較器55、BPSK位相比較器20、ウィンドウ判定手段21、乗算器58~59、乗算器22、D形フリップフロップ61~62、D形フリップフロップ24、選択器23、及び加算器65を含む。

【0070】なお、図23の回路はステップS600~S660までの処理が図20の回路図と同様であり、説明を省略する。ステップS600~S660の処理により周波数引込み及び位相引込みが終了すると、FEC11は変調方式の切換え制御の情報を取得して、各変調方式ごとに切換え制御信号をBPSK・QPSK・8PSK位相比較器50に供給する(S670)。例えば、8PSKの切換え制御信号は8PSK変調信号部分のみでHighの信号となり、QPSKの切換え制御信号はQPSK変調信号部分のみでHighの信号となり、BPSKの切換え制御信号はBPSK変調信号部分のみでHighの信号となる。

【0071】8PSKの切換え制御信号は乗算器58に供給され、8PSKの切換え制御信号がHighの信号であるとき、すなわち8PSK変調信号部分であるときに8PSK位相比較器54の出力をD形フリップフロップ61に供給する。なお、8PSKの切換え制御信号がLowの信号であるとき、すなわち8PSK変調信号部分でないときは、0をD形フリップフロップ61に供給する。

【0072】QPSKの切換え制御信号は乗算器59に供給され、QPSKの切換え制御信号がHighの信号であるとき、すなわちQPSK変調信号部分であるときにQPSK位相比較器55の出力をD形フリップフロップ62に供給する。なお、QPSKの切換え制御信号がLowの信号であるとき、すなわちQPSK変調信号部分でないときは、0をD形フリップフロップ62に供給する。

【0073】BPSKの切換え制御信号は乗算器22に供給され、BPSKの切換え制御信号がHighの信号であるとき、すなわちBPSK変調信号部分であるときにBPSK位相比較器20の出力をD形フリップフロップ24に供給する。なお、BPSKの切換え制御信号がLowの信号であるとき、すなわちBPSK変調信号部分でないときは、0をD形フリップフロップ24に供給する。これらのD形フリップフロップ24、61、及び62の出力は加算器65により加算され、ループフィルタ6に出力される。なお、この処理は図26のタイミング図においてt650に対応する。

【0074】したがって、BPSK・QPSK・8PSK位相比較器50はこれらの切換え制御信号を利用することにより、現在処理を行なっているI、Qデジタル信号の変調方式に応じて位相比較器を切換えて使用するこ

とができる。次に、本発明の第七実施例について説明する。図27は、本発明のデジタル信号復調回路の第七実施例の回路図を示す。図28は、本発明のBPSK・QPSK・8PSK位相比較器の一例の回路図を示す。図29は、本発明の第七実施例の処理を示す一例のフローチャートを示す。また、図30は、本発明の第七実施例の処理を示す一例のタイミング図を示す。なお、本発明の第七実施例は図23の回路と一部を除いて同一であり、同一部分には同一符号を付し説明を省略する。

【0075】図27の回路図は、C/N検出手段40の出力信号がBPSK・QPSK・8PSK位相比較器50に供給されている点が図23の回路図と異なっている。また、BPSK・QPSK・8PSK位相比較器50は図28に示すように、8PSKしきい値設定部70、QPSKしきい値設定部71、大小判定手段72、大小判定手段73、及び乗算器74～75を含んでいることが図24の回路図と異なっている。

【0076】なお、図27の回路はステップS700～S760までの処理が図23の回路図と同様であり、説明を省略する。ステップS700～S760の処理により周波数引込み及び位相引込みが終了すると、FEC11は変調方式の切換え制御の情報を取得して、各変調方式ごとに切換え制御信号をBPSK・QPSK・8PSK位相比較器50に供給する。また、C/N検出手段40は、出力信号を大小判定手段72及び73に供給する(S770)。

【0077】大小判定手段72は、C/N検出手段40の出力信号と8PSKしきい値設定部70から供給される8PSKしきい値とを比較して、C/N検出手段40の出力信号が8PSKしきい値より小さい場合に乗算器74にHighの信号を出力する。また、C/N検出手段40の出力信号が8PSKしきい値より大きい場合に乗算器74にLowの信号を出力する。

【0078】したがって、乗算器74はC/N検出手段40の出力信号が8PSKしきい値より小さい場合にのみFEC11から供給される8PSKの切換え信号を乗算器58に供給する。これは、8PSKしきい値設定部70は8PSK変調信号が同期保持に役立つ限界C/N値に基づいた信号が設定されており、8PSKしきい値と比較してC/N検出手段40の出力信号が大きい場合は同期保持に役立たないばかりか同期保持の妨害になってしまうからである。

【0079】また、大小判定手段73は、C/N検出手段40の出力信号とQPSKしきい値設定部71から供給されるQPSKしきい値とを比較して、C/N検出手段40の出力信号がQPSKしきい値より小さい場合に乗算器75にHighの信号を出力する。また、C/N検出手段40の出力信号がQPSKしきい値より大きい場合に乗算器75にLowの信号を出力する。

【0080】したがって、乗算器75はC/N検出手段

40の出力信号がQPSKしきい値より小さい場合のみFEC11から供給されるQPSKの切換え信号を乗算器59に供給する。これは、QPSKしきい値設定部71はQPSK変調信号が同期保持に役立つ限界C/N値に基づいた信号が設定されており、QPSKしきい値と比較してC/N検出手段40の出力信号が大きい場合は同期保持に役立たないばかりか同期保持の妨害になってしまうからである。なお、この処理は図30のタイミング図においてt750に対応する。

【0081】したがって、BPSK・QPSK・8PSK位相比較器50は、C/N値の状態に応じて同期保持に利用する変調信号を選択することにより、低C/N値の状態まで同期保持が可能となる。以上、各実施例に係るデジタル信号復調回路は、例えば図31に示すようなデジタル信号受信器に適用できる。図31は、デジタル信号受信器の一例の回路図を示す。図31のデジタル受信器80では、本発明のデジタル信号復調回路はQPSK82、Error Correction83よりなるブロック81に相当している。

【0082】なお、本発明の実施例としてBSデジタル放送信号が入力された場合の処理について説明したがこれに限ることなく、他の変調方式が混載された信号をキャリア再生する場合にも適用が可能である。なお、特許請求の範囲に記載した同期語検出手段は同期語検出回路13に相当し、第一選択手段はタイマ2(15)とOR回路17と選択器18とに相当し、キャリア再生手段はキャリア再生部12に相当し、タイミング再生手段はタイミング再生回路3に相当し、第一計時手段はタイマ1(14)に相当し、第二計時手段はタイマ2(15)に相当し、第三計時手段はタイマ3(35)に相当し、第二選択手段はAND回路37に相当し、積分手段が加算器44とD形フリップフロップ45とに相当し、第三選択手段がカウンタ48とD形フリップフロップ49と選択器46とに相当し、変調方式識別手段がFEC11に相当し、位相比較器切換え手段が乗算器22、58、及び59に相当し、同期保持利用判断手段が大小判定手段72、73に相当する。

【0083】

【発明の効果】上述の如く、請求項1記載の本発明によれば、複数の変調方式が混載された信号に対応させて所定の変調方式のキャリア再生用の信号位置情報を生成することにより、その所定の変調方式の位相比較器によりキャリア再生が可能となる。また、第一選択手段により、キャリア再生の周波数引込み期間と位相引込み期間とで異なった信号により周波数引込み又は位相引込みができ、周波数引込み又は位相引込みに適した信号を選択的に利用することが可能である。

【0084】また、請求項2記載の本発明によれば、第二計時手段によりキャリア再生の周波数引込みが終了すると予想される時間を計時した時点で第一選択手段に信

号を供給することにより、キャリア再生の周波数引込み期間の処理から位相引込み期間の処理に移行させることが可能となる。なお、キャリア再生の周波数引込みが終了すると予想される時間は、予めシミュレーション等により算出しておくことができ、その算出した時間を設定したものである。

【0085】また、請求項3記載の本発明によれば、ウインドウ判定手段により信号の位相差が所定の範囲にない場合は、その範囲をはずれる前の位相差を出力することにより、周波数ずれが大きい場合でもキャリア再生の周波数引込みが可能となる。また、請求項4記載の本発明によれば、第三計時手段が計時する周期の内に同期語検出手段が同期語を検出しなければ順次キャリア周波数ずれ補正量の更新が行われるために、同期語検出手段が同期語を検出できるキャリアずれの範囲、いわゆるキャプチャレンジが拡大できる。

【0086】また、請求項5記載の本発明によれば、キャリア周波数ずれ補正量を C/N 値に基づいて決定できるので、高 C/N 時には更新するキャリア周波数ずれ補正量を大きくして同期語検出の時間を短縮できる。また、低 C/N 時には更新するキャリア周波数ずれ補正量を小さくして同期語検出を正確に行なうことができる。また、請求項6記載の本発明によれば、キャリア周波数ずれ補正量の更新をする周期を C/N 値に基づいて決定できるので、高 C/N 時には更新するキャリア周波数ずれ補正量の更新をする周期を短くして同期語検出の時間を短縮できる。また、低 C/N 時には更新するキャリア周波数ずれ補正量の更新をする周期を長くして同期語検出を正確に行なうことができる。

【0087】また、請求項7記載の本発明によれば、 C/N 検出手段は振幅計算手段、振幅差計算手段、積分手段、及び第三選択手段により実現できる。また、請求項8記載の本発明によれば、キャリア再生が終了した後のキャリアの同期保持において、現在の信号の変調方式を変調方式識別手段により識別し、位相比較器を切り換えることにより、各変調方式に応じた位相比較器を切換えて利用することができ、キャリアジッタを減少させることが可能となる。

【0088】また、請求項9記載の本発明によれば、夫々の変調方式に応じたしきい値と現在の C/N 値とを比較することにより、その変調方式の信号を同期保持に利用すべきか否かを判定することが可能となる。なお、しきい値とは同期保持に役立つ限界 C/N を変調方式ごとに設定した値である。また、請求項10記載の本発明によれば、BPSK、QPSK、8PSKが混載された信号を復調することが可能である。

【0089】また、請求項11記載の本発明によれば、前記第一信号及び第二信号は、BPSKにより変調された信号であることにより、BPSKしか捕捉できないような低 C/N においてもキャリア再生が可能である。ま

た、請求項12記載の本発明によれば、第一信号は変調方式の切換え制御の情報及び同期語を含む信号であり、比較的大きなデータ数を有する信号であるのでキャリア再生の周波数引込みに利用できる。

【0090】また、請求項13記載の本発明によれば、複数の変調方式が混載された信号に対応させて所定の変調方式のキャリア再生用の信号位置情報を生成することにより、その所定の変調方式の位相比較器によりキャリア再生が可能となる。また、キャリア再生の周波数引込み期間と位相引込み期間とで異なった信号により周波数引込み又は位相引込みができ、周波数引込み又は位相引込みに適した信号を選択的に利用することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】複数の変調方式が混載された信号をキャリア再生するデジタル信号復調回路の一例の回路図である。

【図2】BPSK、QPSK、8PSKが混載された信号を8PSK位相比較器にて再生する原理の一例の説明図である。

【図3】本発明のデジタル信号復調回路の第一実施例の回路図である。

【図4】複数の変調方式が混載されたBSデジタル放送信号の一例の構成図である。

【図5】本発明の第一実施例の処理を示す一例のフローチャートである。

【図6】本発明の第一実施例の処理を示す一例のタイミング図である。

【図7】本発明のデジタル信号復調回路の第二実施例を構成するBPSK位相比較器の回路図である。

【図8】本発明の第二実施例の処理を示す一例のフローチャートである。

【図9】本発明の第二実施例の処理を示す一例のタイミング図である。

【図10】ウインドウの範囲を示す一例のIQ座標図である。

【図11】BPSK位相比較器の出力の極性を示す一例のIQ座標図である。

【図12】BPSK位相比較器の出力を示す一例の波形図である。

【図13】本発明のデジタル信号復調回路の第三実施例の回路図である。

【図14】本発明の第三実施例の処理を示す一例のフローチャートである。

【図15】本発明の第三実施例の処理を示す一例のタイミング図である。

【図16】本発明のデジタル信号復調回路の第四実施例の回路図である。

【図17】本発明の第四実施例の処理を示す一例のフローチャートである。

【図18】本発明の第四実施例の処理を示す一例のタイ

ミング図である。

【図19】本発明のC/N検出手段の一例の回路図である。

【図20】本発明のデジタル信号復調回路の第五実施例の回路図である。

【図21】本発明の第五実施例の処理を示す一例のフローチャートである。

【図22】本発明の第五実施例の処理を示す一例のタイミング図である。

【図23】本発明のデジタル信号復調回路の第六実施例の回路図である。

【図24】本発明のBPSK・QPSK・8PSK位相比較器の一例の回路図である。

【図25】本発明の第六実施例の処理を示す一例のフローチャートである。

【図26】本発明の第六実施例の処理を示す一例のタイミング図である。

【図27】本発明のデジタル信号復調回路の第七実施例の回路図である。

【図28】本発明のBPSK・QPSK・8PSK位相比較器の一例の回路図である。

【図29】本発明の第七実施例の処理を示す一例のフローチャートである。

【図30】本発明の第七実施例の処理を示す一例のタイミング図である。

【図31】デジタル信号受信器の一例の回路図である。

【符号の説明】

- 1 チューナ
- 2 A/D変換器
- 3 タイミング再生回路
- 4, 31 複素乗算器
- 5 8PSK位相比較器
- 6 ループフィルタ

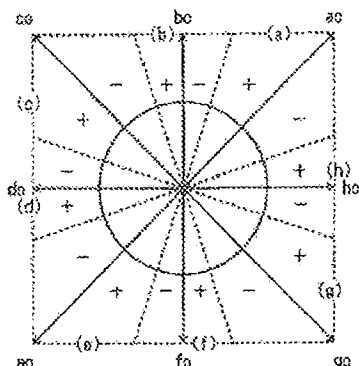
- 7, 33 NCO
- 8, 32 sin・conテータブル
- 9 AGC
- 10 アナログフィルタ
- 11 FEC
- 12 キャリア再生部
- 13 同期語検出回路
- 14 タイマ1
- 15 タイマ2
- 16, 20 BPSK位相比較器
- 17, 37, 53 OR回路
- 18, 23, 46 選択器
- 21 ウィンドウ判定手段
- 22, 58, 59, 74, 75 乗算器
- 24, 42, 45, 47, 49, 61, 62 D形フリップフロップ
- 30 周波数ずれ補正手段
- 34 補正量減算手段
- 35 タイマ3
- 38 NOT回路
- 40 C/N検出手段
- 41 振幅計算手段
- 43 振幅差計算手段
- 44, 65 加算器
- 48 カウンタ
- 50 BPSK・QPSK・8PSK位相比較器
- 54 8PSK位相比較器
- 55 QPSK位相比較器
- 70 8PSKしきい値設定部
- 71 QPSKしきい値設定部
- 72, 73 大小判定手段
- 80 デジタル受信器

【図2】

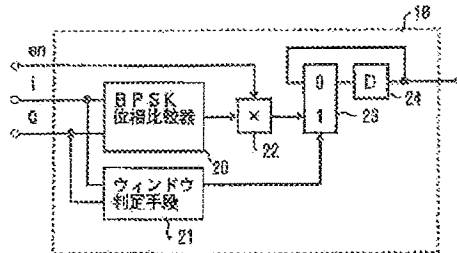
【図7】

【図10】

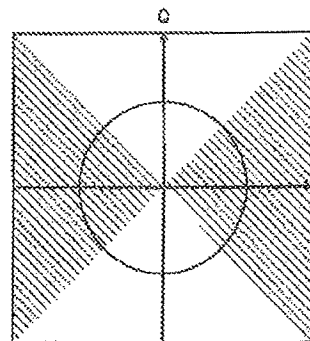
BPSK, QPSK, 8PSKが復調された信号を8PSK位相比較器にて再生する原理の一例の説明図



本発明のデジタル信号復調回路の第二実施例を構成するBPSK位相比較器の回路図

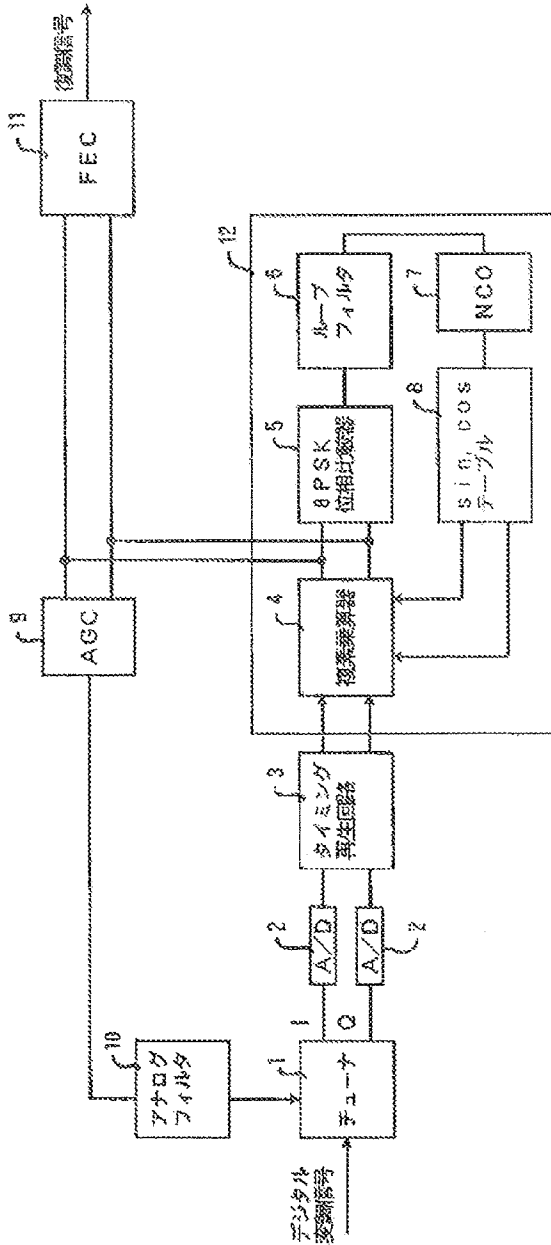


ウィンドウの範囲を示す一例のIQ座標図



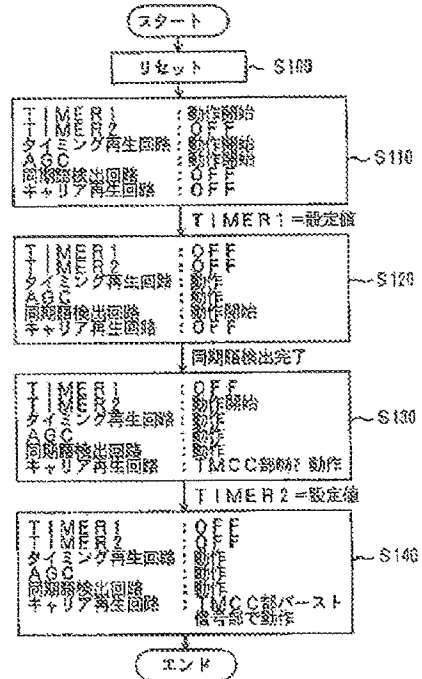
【図1】

複数の変調方式が混載された信号をキャリア再生するデジタル信号復調回路の一例の回路図



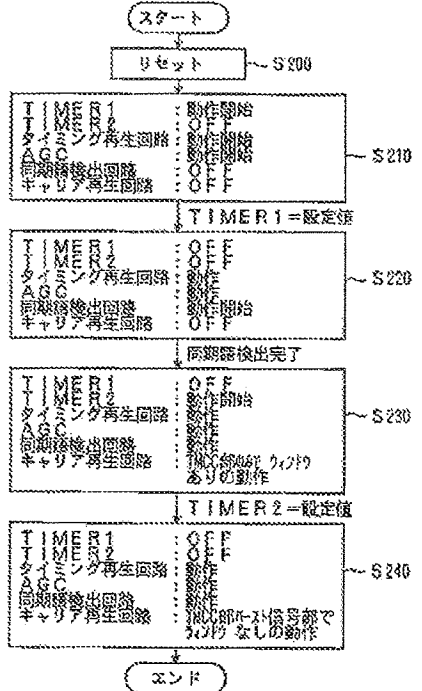
【図5】

本発明の第一実施例の処理を示す一例のフローチャート



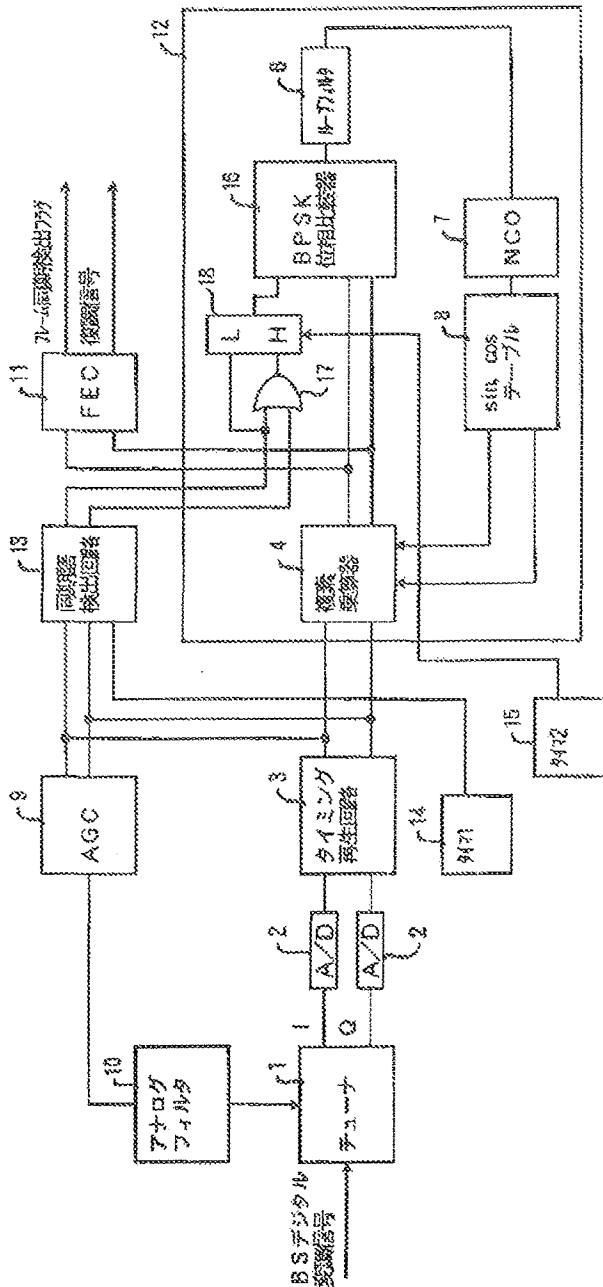
【図8】

本発明の第二実施例の処理を示す一例のフローチャート



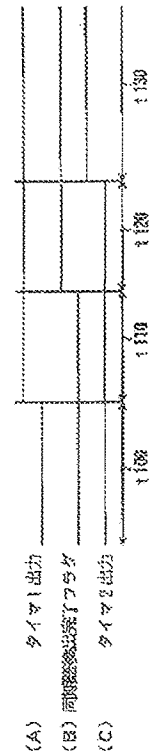
【図3】

本発明のデジタル符号復調回路の第一実施例の回路図



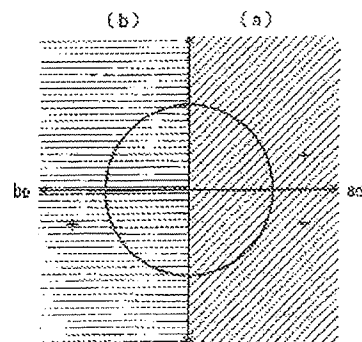
【図6】

本発明の第一実施例の処理を示す一例のタイミング図



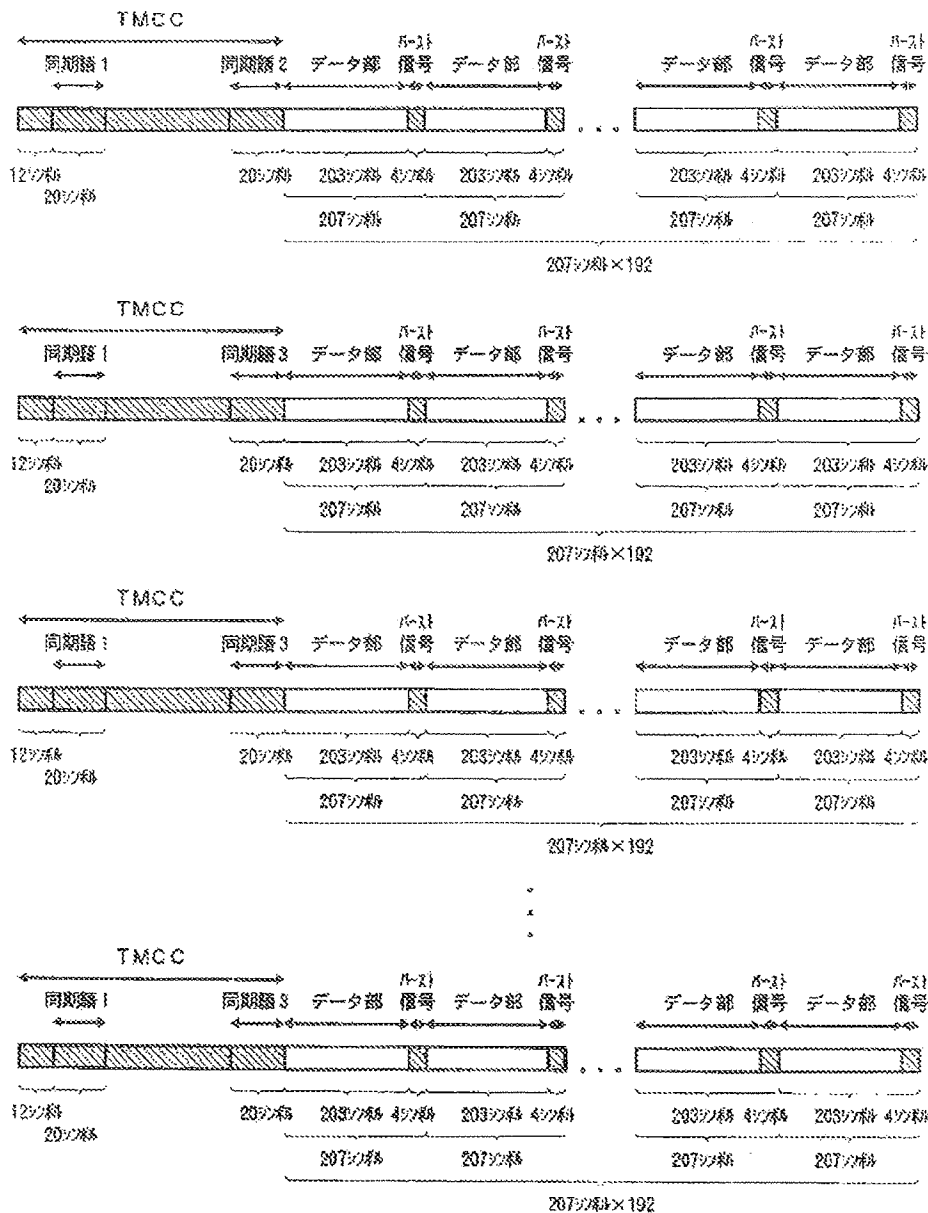
【図11】

BPSK位相比較器の出力の極性を示す一例のIQ座標図



【図4】

複数の変調方式が混載されたBSデジタル放送信号の一例の構成図



【図9】

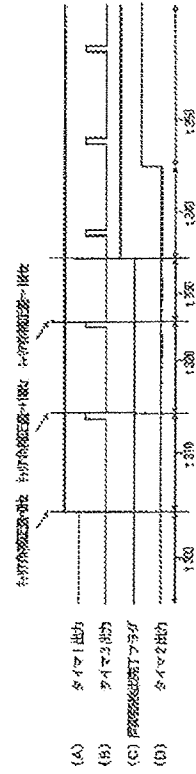
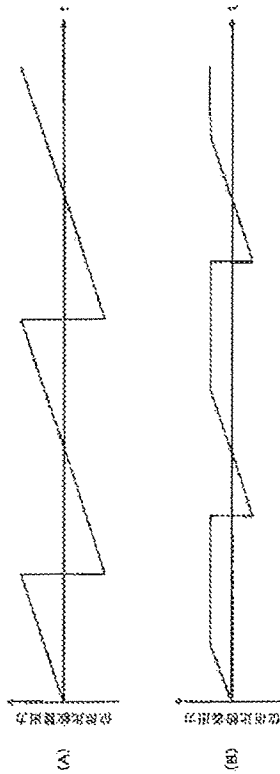
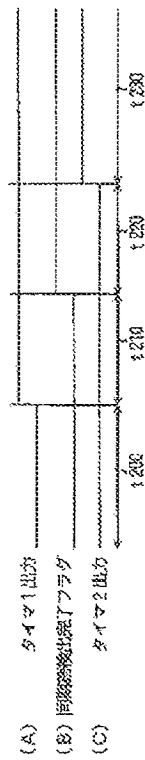
【図12】

【図15】

本発明の第1実施例の発振を示す一例のタイミング図

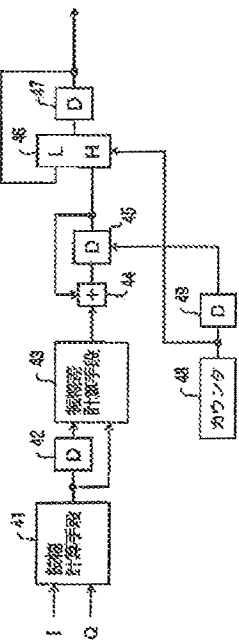
BFSK位相比較器の出力を示す一例の波形図

本発明の第2実施例の発振を示す一例のタイミング図



【図19】

本発明のC/N検出手段の一例の回路図

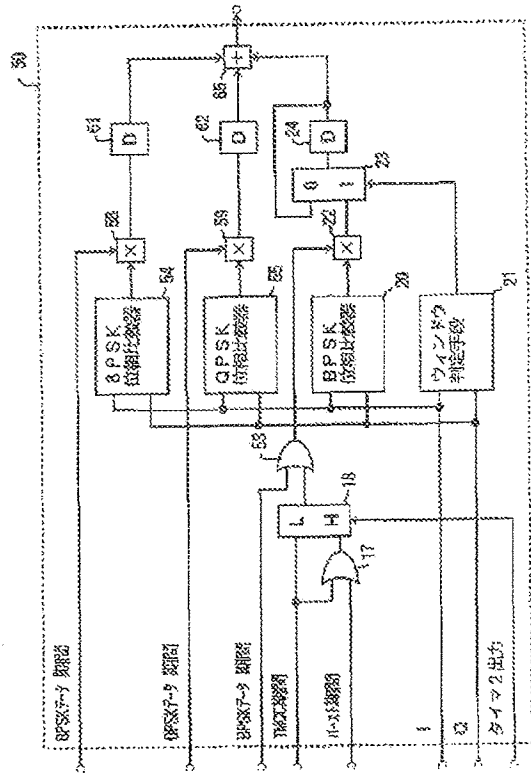
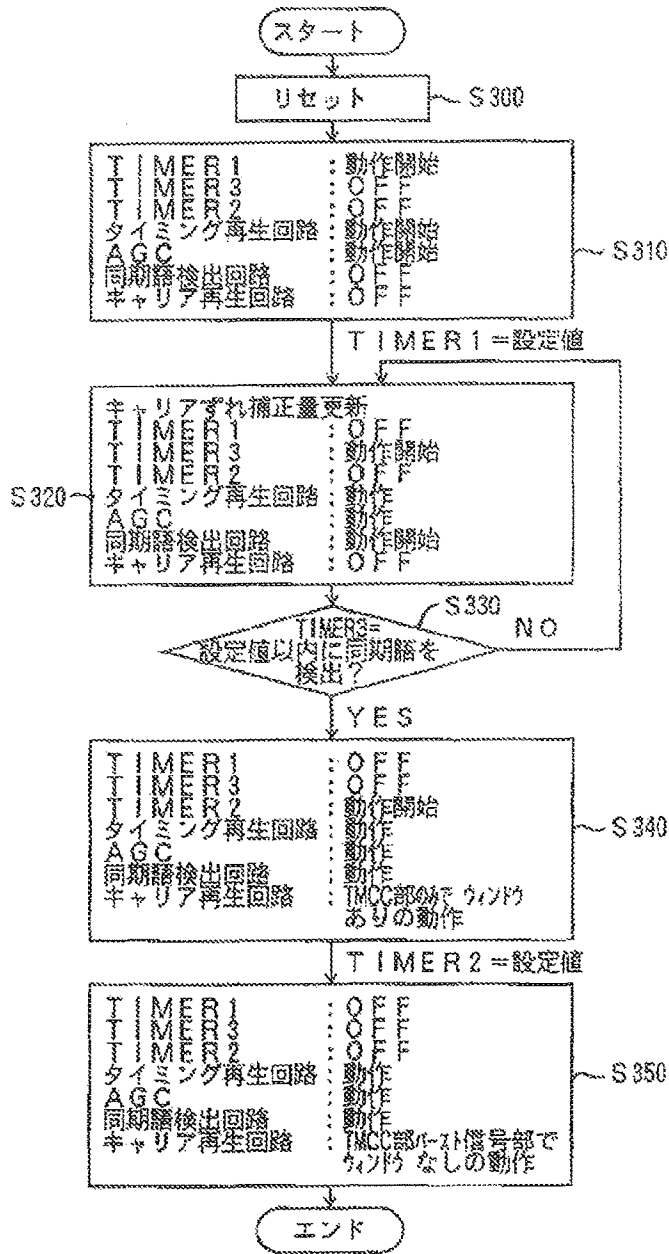


【図14】

【図24】

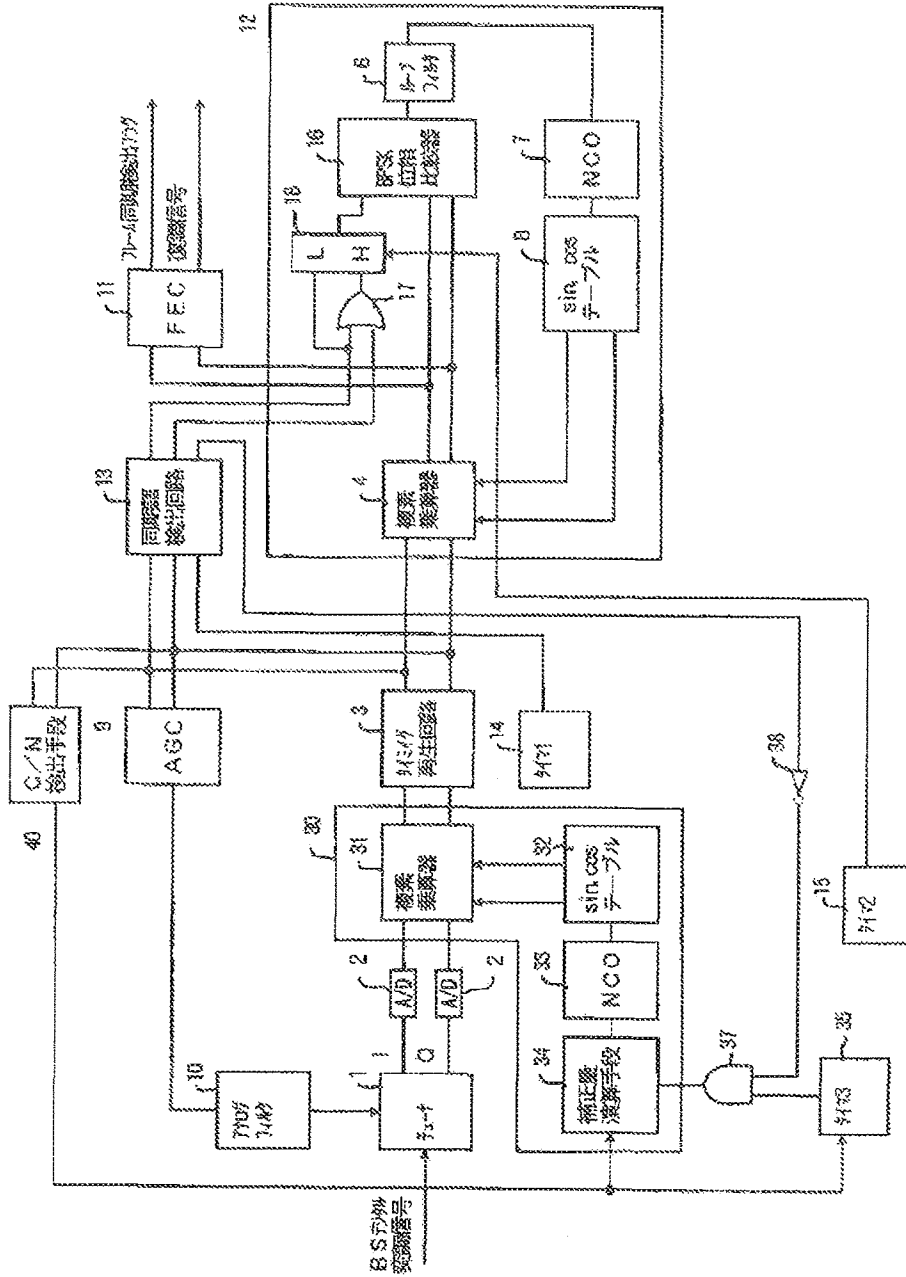
本発明の第三実施例の処理を示す一例のフローチャート

本発明のBPSK・QPSK・BPSK位相比較器の一例の回路図



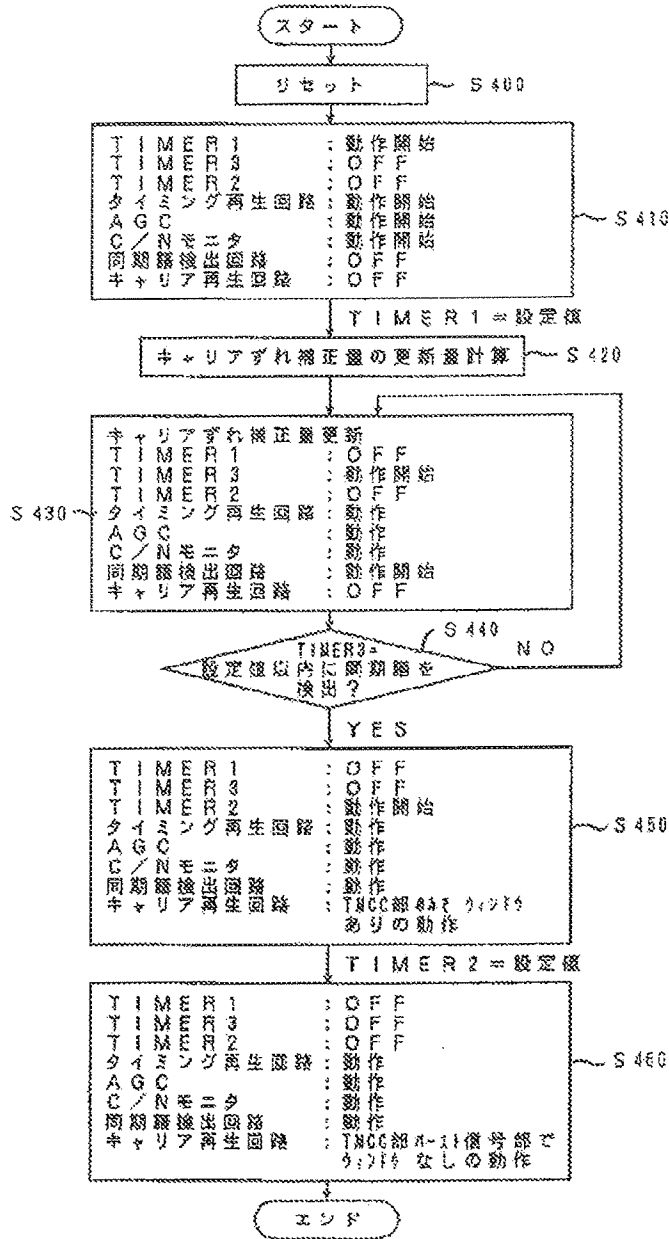
【図16】

本発明のデジタル信号復調回路の第四実施例の回路図



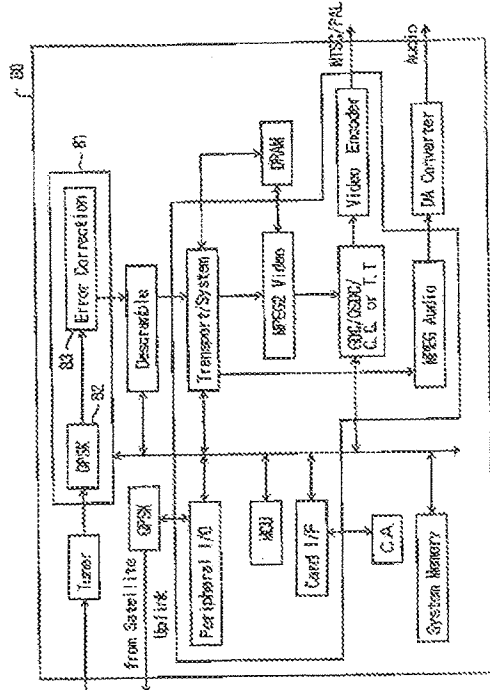
【図17】

本発明の第四実施例の処理を示す一例のフローチャート



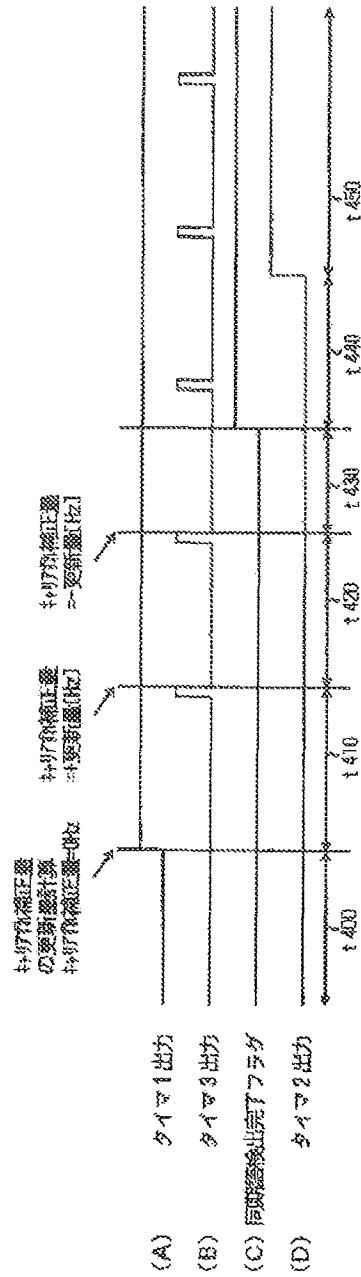
【図31】

デジタル信号受信機の一例の回路図



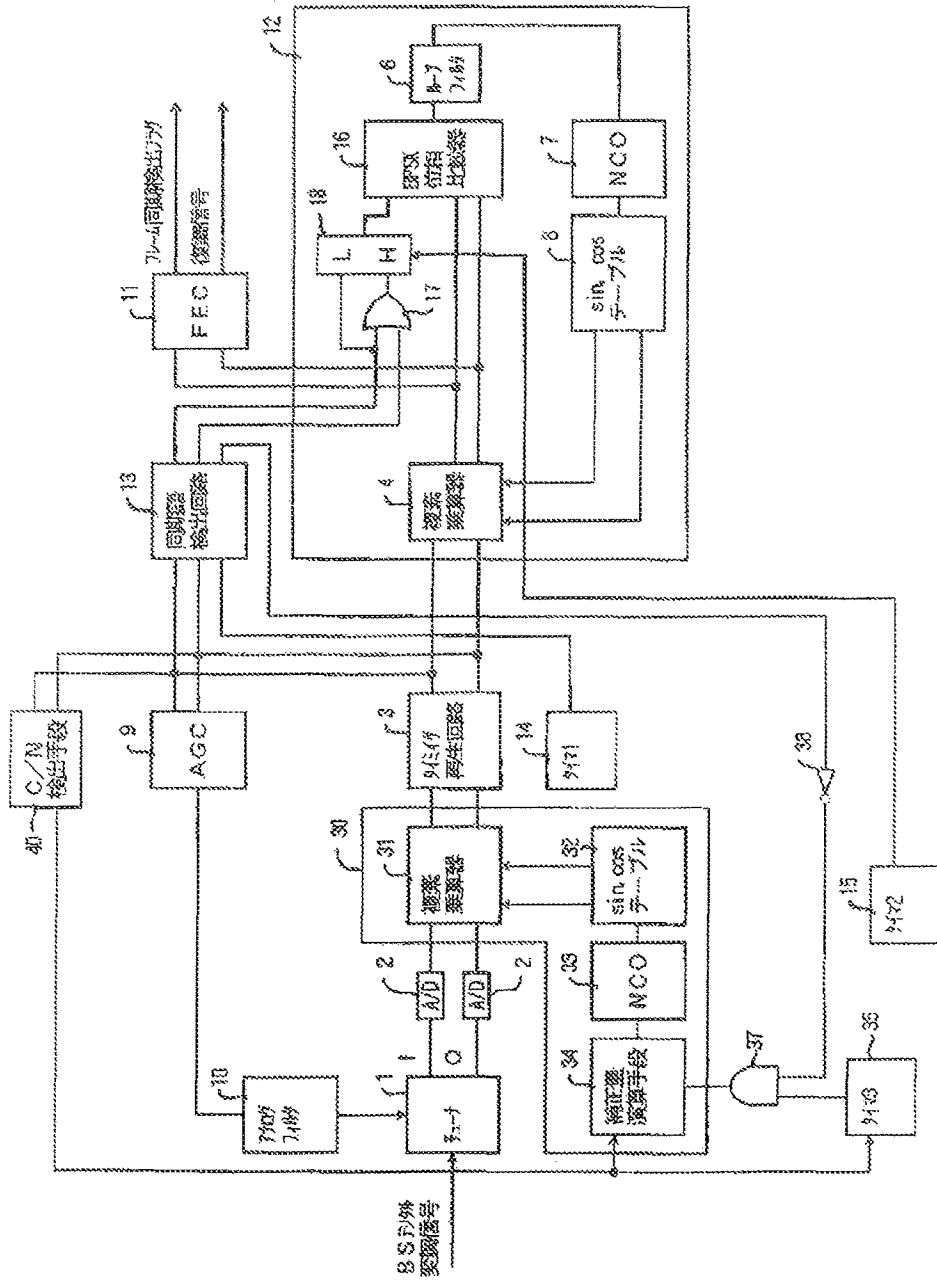
【図18】

本発明の第四実施例の処理を示す一例のタイミング図



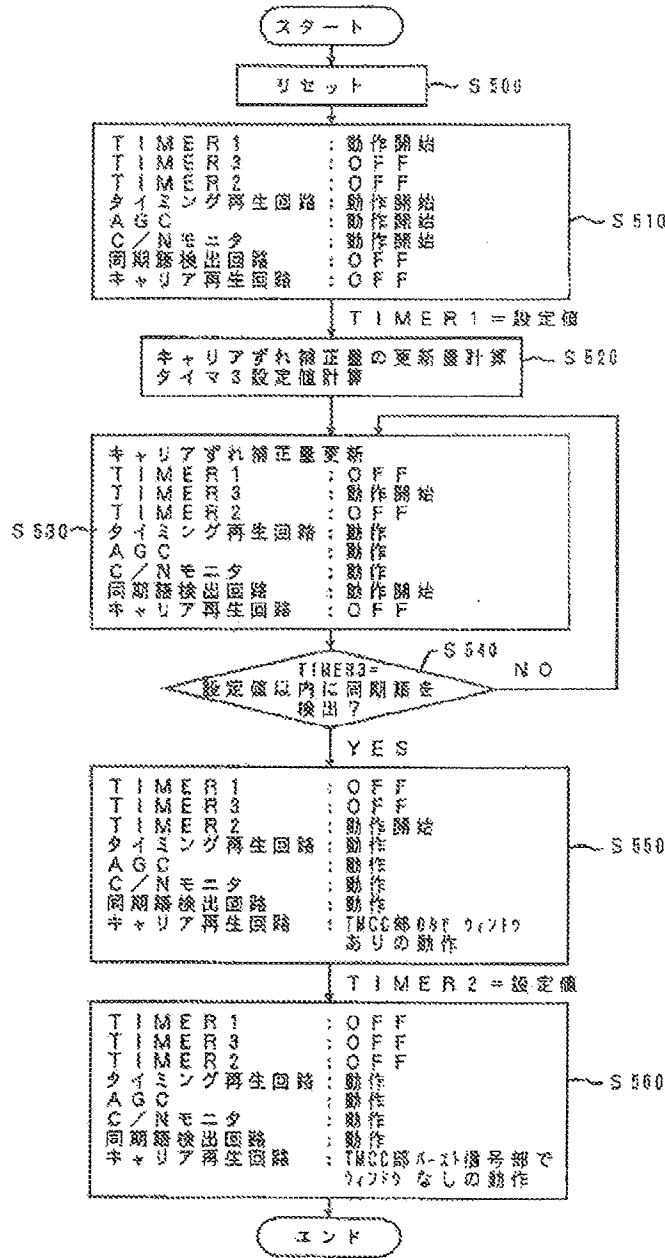
【図20】

本発明のデジタル符号復調回路の第五実施例の回路図



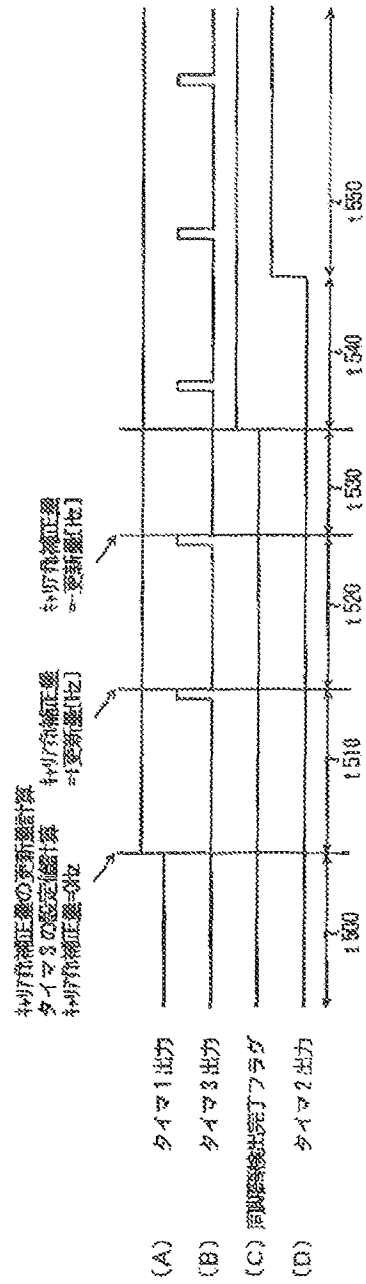
【図21】

本発明の第五実施例の処理を示す一例のフローチャート



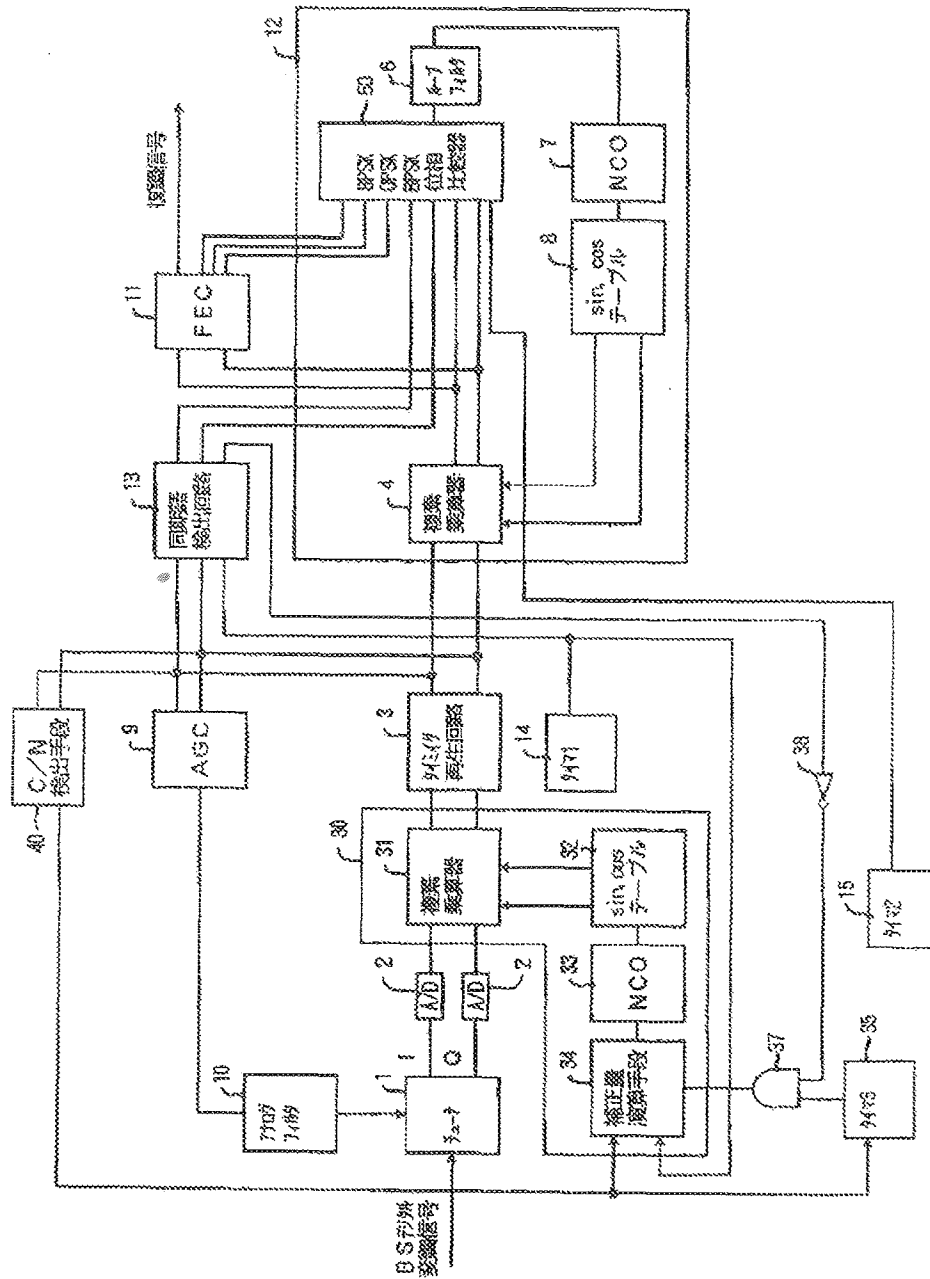
【図22】

本発明の第五実施例の処理を示す一例のタイミング図



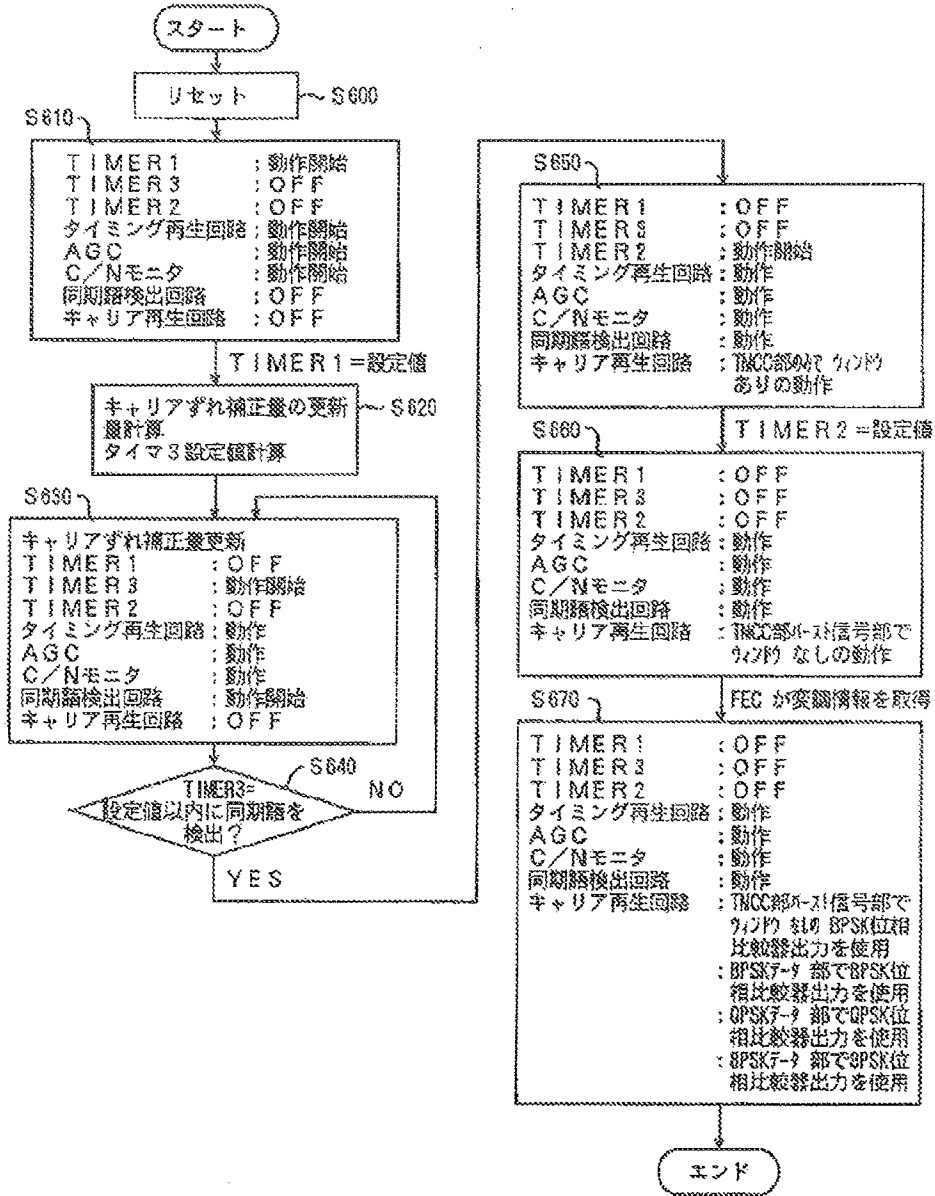
【図23】

本発明のデジタル信号復調回路の第六実施例の回路図



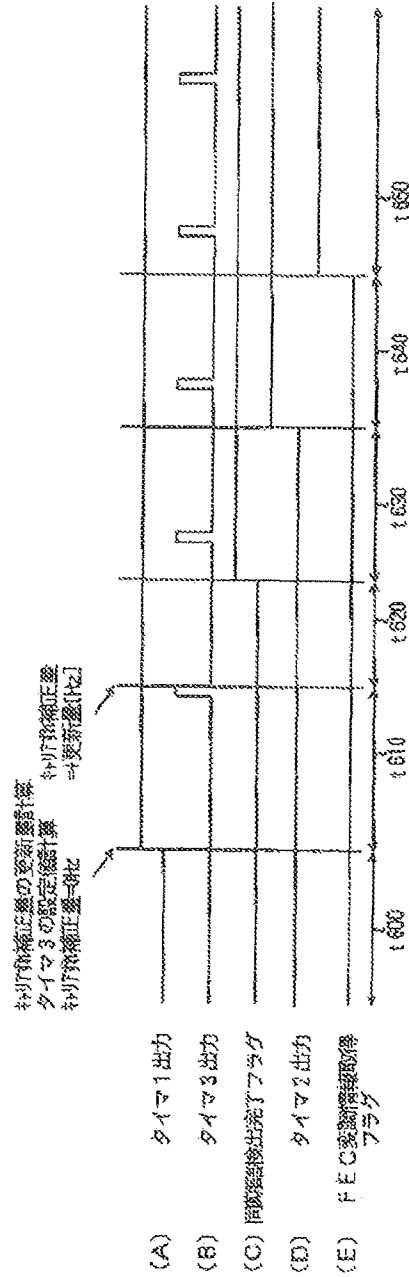
【図25】

本発明の第六実施例の処理を示す一例のフローチャート



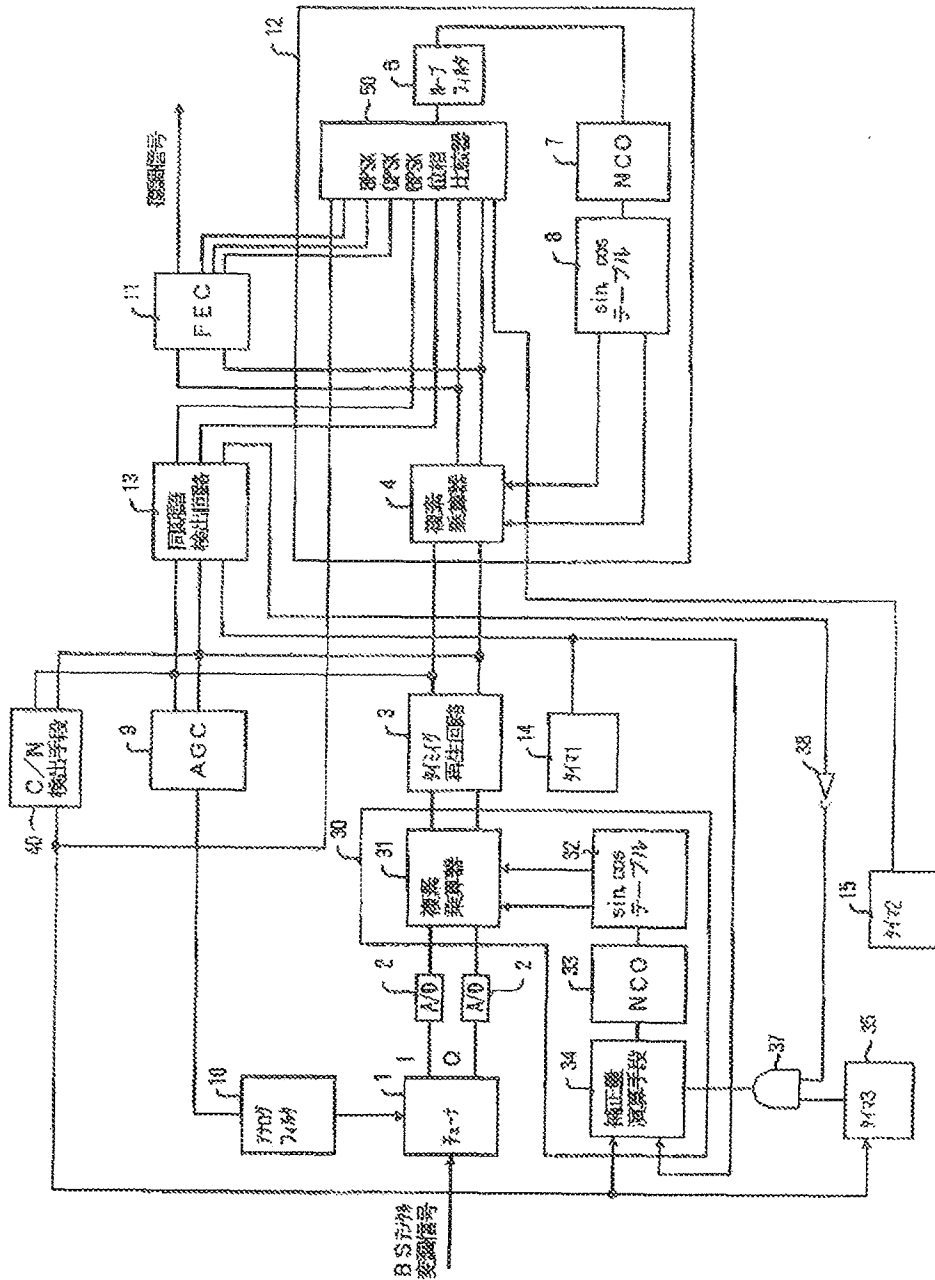
【図26】

本発明の第六実施例の処理を示す一例のタイミング図



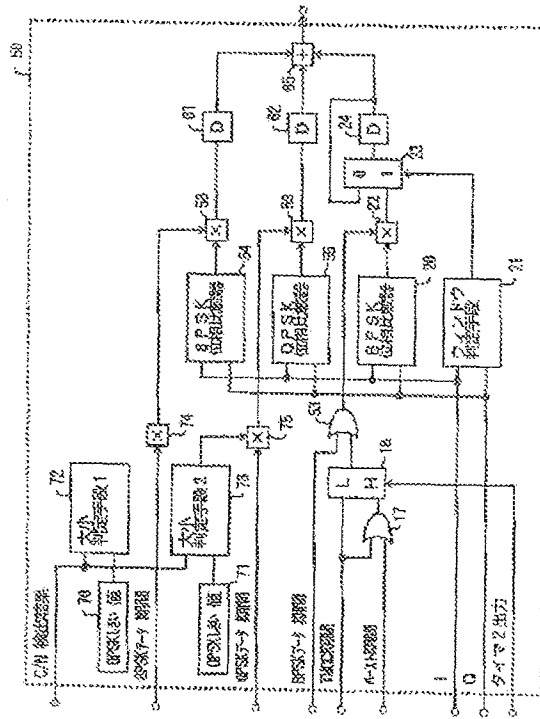
【図27】

本発明のデジタル符号復調回路の第七実施例の回路図



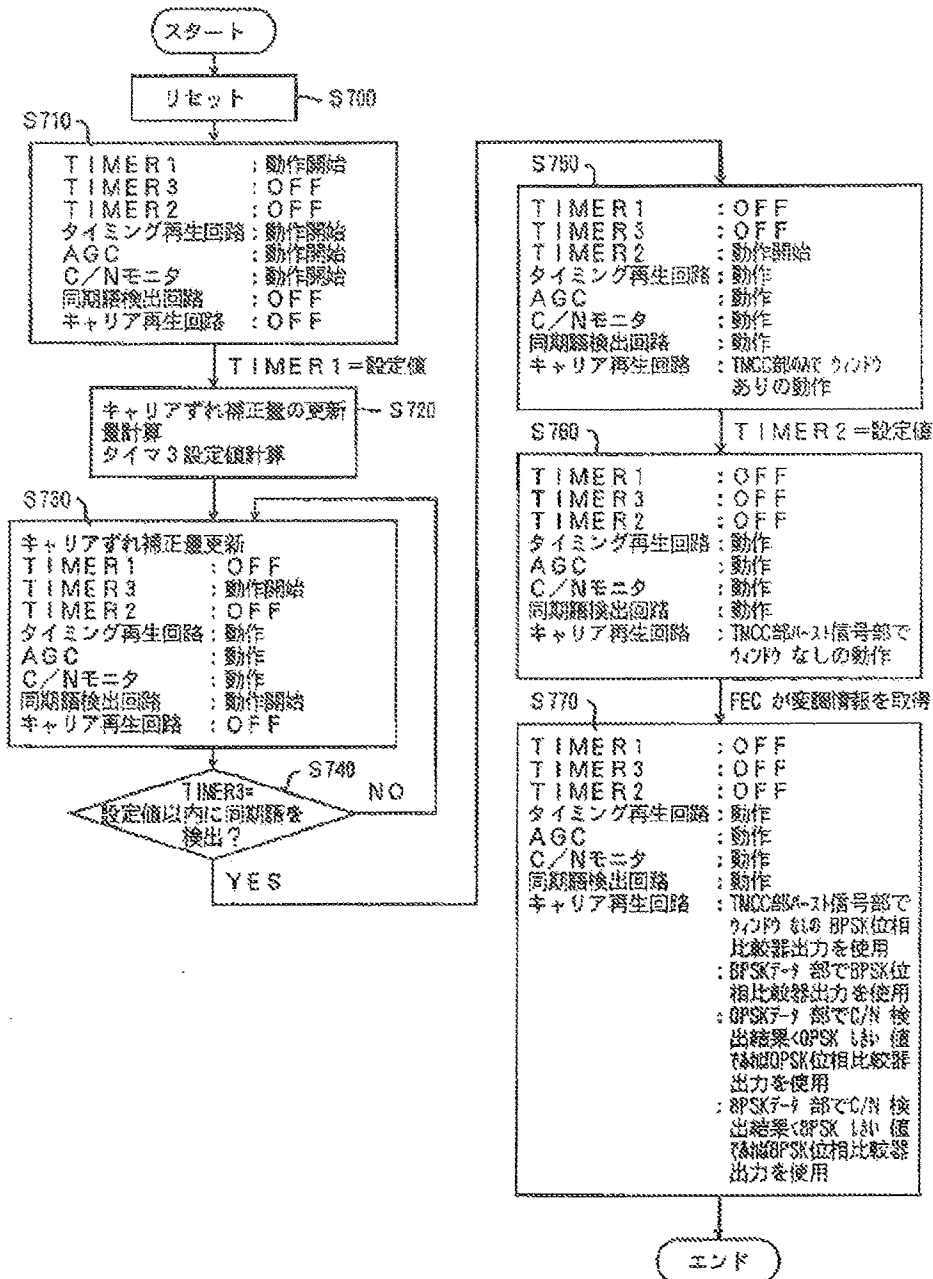
【図28】

本発明のBPSK・DPSK・QPSK位相比較器の一の実施例



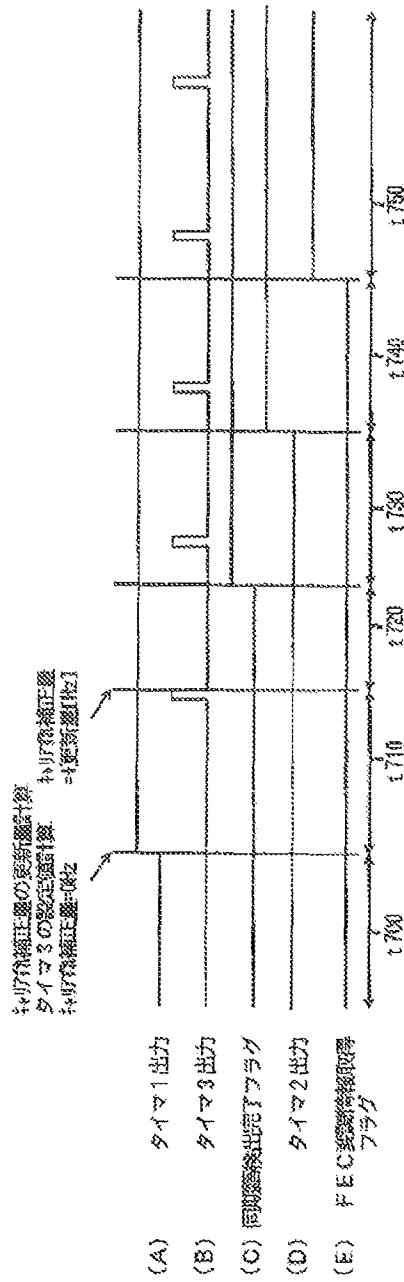
【図 29】

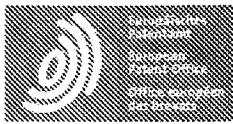
本発明の第七実施例の処理を示す一例のフローチャート



【図30】

本発明の第七実施例の処理を示す一例のタイミング図





Bibliographic data: JP2000286822 (A) — 2000-10-13

METHOD FOR OPERATING SPREAD SPECTRUM MULTIPLEX ACCESS
WIRELESS SYSTEM FOR CELLULAR ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION
MULTIPLEX BASE

Inventor(s): LAROA RAJIV; JUNII LEE; MICHAELA C BANDEABIIN ± (LAROA
RAJIV, ; JUNII LEE, ; MICHAELA C BANDEABIIN)

Applicant(s): LUCENT TECHNOLOGIES INC ± (LUCENT TECHNOL INC)

Classification: - international: H04J11/00; H04J13/00; H04L5/02; H04Q7/36; (IPC1-
7): H04J11/00; H04J13/00; H04Q7/36
- cooperative: H04L5/026

Application number: JP20000067097 20000310

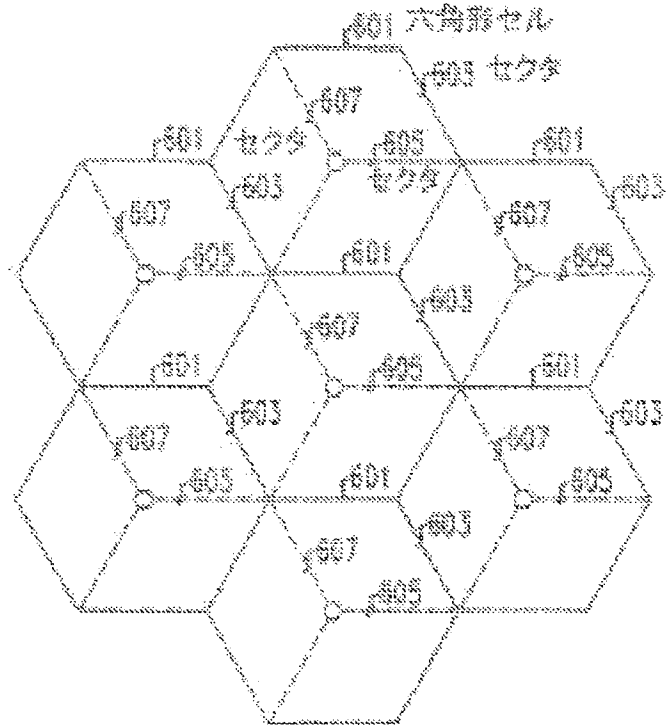
Priority number(s): US19990266371 19990311

Also published as: EP1043861 (A1) EP1043861 (B1) ES2179003 (T3)
DE60000193 (T2) CN1267153 (A) CA2299568 (A1)
BR0000966 (A) AU2063600 (A) AU760505 (B2) AT218779 (T)
less

Abstract of JP2000286822 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a communication system where interference between cells is reduced by permitting a base station in the cell to use a directional antenna to adopt sectoring. SOLUTION: In order to adopt sectoring, a base station in a cell uses a directional antenna. Not only the cell is sectored from the viewpoint of transmission by the directivity of a down link antenna but also orthogonal frequency division multiplex(OFDM) tones adopted in the respective cells are correspondingly made to be orthogonal. Namely, the set of the tones is allocated in the sub- band of frequency band width, which can be used, so that it can be used at the time of transmitting it to the respective sectors in the cell. In a hexagonal cell 601, for example, the tones of the same sub-bands are allocated to all sectors 603, 605 and 607 having the same bearing. The sub-bands allocated to the sectors 603, 605 and 607 are periodically changed between

the sub-bands that can be used in a band where the whole can be used.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-286822

(P2000-286822A)

(43) 公開日 平成12年10月13日 (2000.10.13)

(51) Int.Cl. ¹	識別記号	F I	テームト*(参考)	
H 0 4 J	11/00	H 0 4 J	11/00	Z
H 0 4 Q	7/36	H 0 4 B	7/26	1 0 5 A
H 0 4 J	13/00	H 0 4 J	13/00	1 0 5 D A

審査請求 未請求 請求項の数30 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願2000-67097(P2000-67097)

(22) 出願日 平成12年3月10日(2000.3.10)

(31) 優先権主張番号 09/266371

(32) 優先日 平成11年3月11日(1999.3.11)

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 596077259

ルーセント テクノロジーズ インコーポ
レイテッド

Lucent Technologies
Inc.

アメリカ合衆国 07974 ニュージャージ
ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー
600-700

(74) 代理人 100081053

弁理士 三俣 弘文

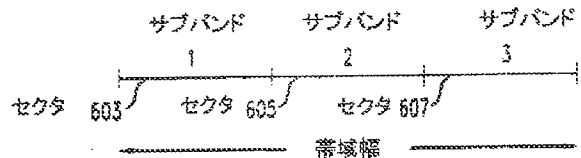
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムの動作方法

(57) 【要約】

【課題】 セル間の干渉を減らす通信システムを提供する。

【解決手段】 本発明は、セクタ化されたセル内の基地局が方向性アンテナを使用する。各セルで採用されている OFDM トーンをそれに対応して直交化する、即ちセル内の各セクタ内に伝送する際に使用できるように、利用可能な周波数バンド幅のサブバンド内でトーンのセットを割当てる。各セクタに割り当てられたサブバンドは、全部が利用可能な帯域内で利用可能なサブバンド間で周期的に変化させる、即ちホッピングさせる。このようなサブバンドホッピングは、ホッピングがシンボル毎のベースで行われるのではなく、サブバンド内のトーン上で複数のシンボルがセクタ内で送信された後だけ行われるために、いわゆる低速ホッピングである。アップリンクにおいては、基地局は方向性受信アンテナを採用する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムの動作方法において、

前記システムのセルは、複数の方向性アンテナを有し、前記セルを複数のセクタに分割し、かつ前記セクタのそれぞれは前記方向性アンテナの1つに対応し、

(A) 前記OFDMベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムに利用可能な周波数スペクトラムを複数のサブバンドに分割するステップと、

(B) 前記サブバンドのそれぞれの第1のサブバンドを前記セクタのそれぞれの1つのセクタに割当てするステップと、

(C) 少なくとも第1トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当てするステップと、

前記各端末に割り当てられた第1トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第1サブバンド内にあり、

(D) 少なくとも1つのシンボルを通信するために、前記割り当てられた第1トーンを利用するステップと、

(E) 少なくとも第2トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当てするステップと、

前記各端末に割り当てられた第2トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第1サブバンド内にあり、

(F) 少なくとも1つのシンボルを通信するために、前記割り当てられた第2トーンを利用するステップと、

(G) 前記サブバンドのそれぞれの第2のサブバンドを前記セクタのそれぞれの1つのセクタに割当てするステップと、

(H) 少なくとも第3トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当てするステップと、

前記各端末に割り当てられた第3トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第2サブバンド内にあり、を有することを特徴とするセルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムの動作方法。

【請求項2】 前記第1トーンは通信に最初に用いられ、その後第2トーンが通信に用いられ、さらその後第3トーンが通信に用いられることを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項3】 (I) 少なくとも1つのシンボルを通信するために、前記割り当てられた第3トーンを利用するステップと、

(J) 少なくとも第4トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当てするステップと、

前記各端末に割り当てられた第4トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第2サブバンド内にあり、を更に有することを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項4】 前記セクタの何れかのセクタに割当てられた前記第1サブバンドは、前記セクタの何れかに割り当てられた第2サブバンドとは異なることを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項5】 前記各サブバンドは、前記サブバンドの他のサブバンドとは周波数領域ではオーバーラップしないことを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項6】 前記各サブバンドは、周波数領域で連続していることを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項7】 前記各サブバンドは、周波数領域で隣接するスペクトラムを占有することを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項8】 前記各セクタは、それ自身のそれぞれのパイロット信号を用い、前記パイロット信号は、前記パイロット信号を採用した前記セクタの1つに現在割り当てられている前記サブバンドの1つ内の1つあるいは複数のトーンから形成されることを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項9】 前記サブバンドの少なくとも1つのサブバンドは、前記割当てステップの後、何れかのセクタには割り当てられずに残ることを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項10】 前記各端末は、前記移動端末が位置するセクタに割り当てられたサブバンド内のトーン上で送信することを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項11】 セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムの動作方法において、

前記システムのセルは、複数の方向性アンテナを有し、前記セルを複数のセクタに分割し、かつ前記セクタのそれぞれは前記方向性アンテナの1つに対応し、

(A) 前記OFDMベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムに利用可能な周波数スペクトラムを複数のサブバンドに分割するステップと、

(B) 前記サブバンドのそれぞれの第1のサブバンドを前記セクタのそれぞれの1つのセクタに割当てするステップと、

(C) 少なくとも第1トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当てするステップと、

前記各端末に割り当てられた第1トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第1サブバンド内にあり、

(D) 少なくとも1つのシンボルを通信するために、前記割り当てられた第1トーンを利用するステップと、

(E) 前記サブバンドのそれぞれの第2のサブバンドを前記セクタのそれぞれに割当てするステップと、

(F) 前記各セクタ内の各端末に通信に少なくとも第2トーンを割当てするステップと、

前記各端末に割り当てられた第2トーンは、前記各端末が位置する前記セクタ内の1つに割り当てられた第2サ

ブバンド内にあり、を有することを特徴とするセルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムの動作方法。

【請求項12】 (G) 複数のシンボルを通信するために前記割り当てられた第2トーンを利用するステップをさらに有することを特徴とする請求項11記載の方法。

【請求項13】 前記サブバンドの少なくとも1つのサブバンドは、前記割当てステップの後、何れかのセクタには割り当てられずに残ることを特徴とする請求項11記載の方法。

【請求項14】 セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムのセルのトーン割当て装置で使用されるコンピュータで読み込み可能な形態のソフトウェアにおいて、前記セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムに割り当てられた周波数スペクトラムは複数のサブバンドに分割され、前記トーン割当て装置は前記ソフトウェアを実行するプロセッサを有し、前記ソフトウェアは、

(B) 前記サブバンドのそれぞれの第1のサブバンドを、前記セクタの内のそれぞれの1つのセクタに割当ててモジュールと、

(C) 通信用の少なくとも第1トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当ててモジュールと、前記各端末に割り当てられた第1トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第1サブバンド内にあり、

(X) 前記割り当てられた第1トーンが、複数のシンボルを通信するために用いられた後、前記サブバンドの第2サブバンドを前記セクタ内のそれぞれのセクタに割り当ててモジュールと、

(E) 通信用の少なくとも第2トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当ててモジュールと、前記各端末に割り当てられた第2トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第2サブバンド内にあり、を有することを特徴とするセルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムのセルのトーン割当て装置で使用されるコンピュータで読み込み可能な形態のソフトウェア

【請求項15】 前記サブバンドの少なくとも1つのサブバンドは、前記割当てモジュールを実行した後は、何れかのセクタには割り当てられないで残ることを特徴とする請求項14記載のソフトウェア。

【請求項16】 セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムのセルのトーン割当て装置で使用されるコンピュータで読み込み可能な形態のソフトウェアにおいて、

前記セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムに割り当てられた周波数スペクトラムは複数のサブバンドに分割され、前記トーン割当て装置は、前記ソフトウェアを実行するプロセッサを有し、前記ソフトウェアは、

(B) 前記サブバンドのそれぞれの第1のサブバンドを前記セクタのそれぞれの1つのセクタに割当ててモジュールと、

10 (C) 少なくとも第1トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当ててモジュールと、前記各端末に割り当てられた第1トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第1サブバンド内にあり、

(E) 少なくとも第2トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当ててモジュールと、前記各端末に割り当てられた第2トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第1サブバンド内にあり、

20 (X) 前記割り当てられた第2トーンが、少なくとも1つのシンボルを通信するために用いられた後、前記サブバンドの第2サブバンドを前記セクタ内のそれぞれのセクタに割り当ててモジュールと、

(H) 少なくとも第3トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当ててモジュールと、前記各端末に割り当てられた第3トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第2サブバンド内にあり、ことを特徴とするセルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムのセルのトーン割当て装置で使用されるコンピュータで読み込み可能な形態のソフトウェア

30 【請求項17】 前記サブバンドの少なくとも1つのサブバンドは、前記割当てモジュールを実行した後は、何れかのセクタには割り当てられないで残ることを特徴とする請求項16記載のソフトウェア。

【請求項18】 セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムのトーン割当て装置において、

40 前記システムのセルは、複数の方向性アンテナを有し、前記セルを複数のセクタに分割し、かつ前記セクタのそれぞれは前記方向性アンテナの1つに対応し、

(A) 前記OFDMベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムに利用可能な周波数スペクトラムを複数のサブバンドに分割する手段と、

(B) 前記サブバンドのそれぞれの第1のサブバンドを前記セクタのそれぞれの1つのセクタに割当てて手段と、

(C) 通信用の少なくとも第1トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当てて手段と、

50 前記各端末に割り当てられた第1トーンは、前記各端末

が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第1サブバンド内にあり、

(D) 少なくとも1つのシンボルを通信するために、前記割り当てられた第1トーンを利用する手段と、

(E) 通信用の少なくとも第2トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当てする手段と、

前記各端末に割り当てられた第2トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第1サブバンド内にあり、

(F) 少なくとも1つのシンボルを通信するために、前記割り当てられた第2トーンを利用する手段と、

(G) 前記サブバンドのそれぞれの第2のサブバンドを前記セクタのそれぞれの1つのセクタに割当てする手段と、

(H) 通信用の少なくとも第3トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当てする手段と、

前記各端末に割り当てられた第3トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第2サブバンド内にあり、を有することを特徴とするセルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムのトーン割当装置。

【請求項19】 (I) 少なくとも1つのシンボルを通信するために、前記割り当てられた第3トーンを利用する手段と、

(J) 少なくとも第4トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当てする手段と、

前記各端末に割り当てられた第4トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第2サブバンド内にあり、を更に有することを特徴とする請求項18記載の装置。

【請求項20】 前記セクタの何れかのセクタに割当てられた前記第1サブバンドは、前記セクタの何れかに割り当てられた第2サブバンドとは異なることを特徴とする請求項18記載の装置。

【請求項21】 前記サブバンドの少なくとも1つのサブバンドは、割当てが前記割当て手段により行われた後、何れかのセクタには割り当てられずに残ることを特徴とする請求項18記載の装置。

【請求項22】 セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムのトーン割当装置において、

前記システムのセルは、複数の方向性アンテナを有し、前記セルを複数のセクタに分割し、かつ前記セクタのそれぞれは前記方向性アンテナの1つに対応し、

(A) 前記OFDMベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムに利用可能な周波数スペクトラムを複数のサブバンドに分割する手段と、

(B) 前記サブバンドのそれぞれの第1のサブバンドを前記セクタのそれぞれの1つのセクタに割当てする手段と、

(C) 通信用の少なくとも第1トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当てする手段と、

前記各端末に割り当てられた第1トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第1サブバンド内にあり、

(D) 複数のシンボルを通信するために、前記割り当てられた第1トーンを利用する手段と、

(E) 前記サブバンド内の第2のサブバンドを前記セクタのそれぞれのセクタに割当てする手段と、

10 (F) 少なくとも第2トーンを前記セクタのそれぞれの中の各端末に割当てする手段と、

前記各端末に割り当てられた第2トーンは、前記各端末が位置する前記セクタの1つに割り当てられた前記第2サブバンド内にあり、を有することを特徴とするセルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムのトーン割当装置。

【請求項23】 前記サブバンドの少なくとも1つのサブバンドは、割当てが前記割当て手段により行われた後、何れかのセクタには割り当てられずに残ることを特徴とする請求項22記載の装置。

【請求項24】 セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムの動作方法において、

前記システムのセルは、複数の方向性アンテナを有し、前記セルを複数のセクタに分割し、かつ前記セクタのそれぞれは前記方向性アンテナの1つに対応し、

(A) 前記OFDMベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムに利用可能な周波数スペクトラムからサブバンドを前記各セクタに割り当てするステップと、

30 (B) 少なくとも2つのシンボル期間前記セクタ内の遠隔端末と通信する為に、新たに割り当てられたサブバンド内のトーンを利用するステップと、

(C) 前記各セクタに、前記サブバンドの内の新たなサブバンドを割り当てするステップと、

(D) 少なくとも1つのシンボル期間前記セクタ内の遠隔端末と通信する為に、新たに割り当てられたサブバンド内のトーンを利用するステップと、を有することを特徴とするセルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムの動作方法。

【請求項25】 セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムを動作させる装置において、

前記システムのセルは、複数の方向性アンテナを有し、前記セルを複数のセクタに分割し、かつ前記セクタのそれぞれは前記方向性アンテナの1つに対応し、

(A) 前記OFDMベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイアレスシステムに利用可能な周波数スペクトラムからサブバンドを前記各セクタに割り当て、少なく

とも2つのシンボル期間前記セクタ内の遠隔端末と通信する為に、新たに割り当てられたサブバンド内の特定のトーンを指定し、前記各セクタに、前記サブバンドの内の新たなサブバンドを割り当て、少なくとも1つのシンボル期間前記セクタ内の遠隔端末と通信する為に、新たに割り当てられたサブバンド内の特定のトーンを指定するトーン割当て装置(307、407)と、

(B) 前記トーン割当て装置により割り当てられた前記トーンの少なくとも1つを、前記端末に向けられたデータに適用するデータトーン化変調器(305)とを有することを特徴とするセルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイヤレスシステムを動作させる装置

【請求項26】 前記データトーン化変調器(305)は、符号器(303)からデータを受信することを特徴とする請求項25記載の装置。

【請求項27】 前記データトーン化変調器(305)は、循環前置部付加器(309)に加えらるるデータに前記トーンを適用することを特徴とする請求項25記載の装置。

【請求項28】 受信したトーンからデータを抽出するデータトーン化抽出器(405)をさらに有し、前記受信したトーンは前記端末から得られ、各端末は、各移動端末が位置するセクタ内に現在割り当てられているサブバンド内にあるトーンでのみ送信することを特徴とする請求項25記載の装置。

【請求項29】 セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイヤレスシステムを動作させる方法において、

前記システムのセルは、複数の方向性アンテナを有し、前記セルを複数のセクタに分割し、かつ前記セクタのそれぞれは前記方向性アンテナの1つに対応し、

(A) 前記端末が位置するセクタには、現在割り当てられているOFDMベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイヤレスシステムに利用可能な周波数スペクトラムのサブバンド内にあるように選択された1つあるいは複数のトーン上で前記セルのセクタ内にある各端末から情報を送信するステップと、

(B) 前記セクタに割り当てられたサブバンドを変更するステップと、

(C) 前記(A)送信ステップを繰り返すステップと、を有することを特徴とするセルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイヤレスシステムを動作させる方法。

【請求項30】 セルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイヤレスシステムを動作させる方法において、

前記システムのセルは、複数の方向性アンテナを有し、前記セルを複数のセクタに分割し、かつ前記セクタのそれぞれは前記方向性アンテナの1つに対応し、

(A) 前記端末が位置するセクタには、現在割り当てられているOFDMベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイヤレスシステムに利用可能な周波数スペクトラムのサブバンド内にあるように選択された1つあるいは複数のトーン上で前記セルのセクタ内にある各端末から情報を受信するステップと、

(B) 前記セクタに割り当てられたサブバンドを変更するステップと、

(C) 前記(A)受信ステップを繰り返すステップと、を有することを特徴とするセルラ直交周波数分割多重化ベースのスペクトラム拡散多重アクセスワイヤレスシステムを動作させる方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線及びその他の通信システムで用いられているような、直交周波数分割多重(OFDM)に基づくスペクトラム拡散多重接続に関する。

【0002】

【従来の技術】無線通信システムは、a)システムが扱うことのできるユーザの数、及びb)もしデータ通信サービスが提供される場合には、そのデータレート(通信速度)、をできるだけ効率よく最大化できることが望ましい。無線通信システムは、媒体を共用するシステムである。すなわち、固定された利用可能な帯域幅をそのシステムのユーザ全てで共用しなければならない。これらのシステムはしばしば、受信地域が別個のセルに分割され、各セルが1つの基地局によって扱われるような、いわゆるセルラーシステムの形で実現される。

【0003】

この技術分野で周知のように、セルラー無線システム2つの特に望ましい要件は、1)セル内の干渉、すなわち同じセル内の2人のユーザの一方が起こし他方に影響を及ぼす干渉、ができるだけ小さいこと、及び2)異なるセル間の干渉、すなわち或るセル内のユーザが起こし別のセルのユーザに影響を及ぼす干渉、が隣接するセルの全てのユーザに平均化されること、の2つである。従来の技術によるデジタルセルラーシステムは大抵、GSM-1S-136又はGSM-1S-54規格(欧州電気通信標準化協会)に基づくシステムのような時間分割多重接続(TDMA)システム、又は例えばIS-95規格に基づくシステムのような符号分割多重接続(CDMA)システムである。

【0004】

従来の技術の狭帯域幅TDMAシステムでは、隣接する基地局は、利用可能なスペクトラム(周波数帯域)のうちの異なる部分、例えば部分的に重なり合うことのない部分を用いる。しかし、基地局間が相互に十分な距離だけ離れていて基地局間かなりの相互干渉が生じるのを避けられるような基地局、すなわち、隣接していない基地局は、利用可能なスペクトラムのうちの同じ部分を用いる。このスペクトラムの重複使用に拘わ

らず、各セル内で使用可能なスペクトラムは、利用可能なスペクトラム全体のうちの小部分に過ぎない。1つのセル内の各ユーザは、自分独自の周波数帯と時間スロットの組み合わせとを有する。したがって、TDMAシステムではセル内の干渉がない。すなわち、これらのシステムは、上記のセルラー無線システムとして望ましい第1の要件を備える。しかし、TDMAシステムは、或る与えられたユーザがそのセルの外部では少数のユーザとしか干渉関係になく、したがって、スペクトラムの重複使用は平均的干渉でなく最悪の場合の干渉に基づく、という点で、上記のセルラー無線システムとして望ましい第2の要件を備えていない。結果として、このシステムはスペクトラム効率が低い。

【0005】従来の技術の直接シーケンス(DS)方式のCDMAシステムでは、全帯域幅が各基地局によって使用されるが、各基地局は異なる拡散符号を用いる。このようなCDMAシステムは、狭帯域幅TDMAシステムよりも高いスペクトラム効率を得られる見込みがある。したがって、CDMAシステムはセルラー無線システムとして望ましい第2の要件を備える。しかし、CDMAシステムにおいて、セル内の基地局から送信される信号は直交であるがチャンネル分散が原因で受信機に受信された信号は必ずしも直交ではないことから、CDMAシステムはセルラー無線システムとして望ましい第1の要件を備えていない。この結果、同じセル内のユーザ間に干渉が生じることになる。

【0006】提案された従来の技術の周波数ホッピング(一定時間ごとに搬送波周波数を変える)方式のCDMAシステムは、それらのシステムが、上記のセルラー無線システムとして望ましい第2の要件を得るためにも周波数ホッピングを用いるという点を除いては、狭帯域TDMAシステムに非常に類似している。詳しくは、各送信機が狭帯域の信号を送信し、周期的に搬送周波数を変更して周波数ホッピングを実現する。しかし、この手法は、このホッピングが比較的低速であり、送信路におけるこのシステムが許容可能な与えられた遅れについて達成できる干渉平均化の量を減少させるという欠点がある。

【0007】米国特許第5,410,538号(issued to Roche et al. on April 25, 1995)にマルチトーンCDMAシステムが開示されている。このようなシステムは本質的に、1つのセル内で受信された信号が直交であることを確実にすることによりセル内の干渉を除去する直交周波数分割多重(OFDM)システムである。したがって、この米国特許のシステムは上記の、セルラー無線システムとして望ましい要件を両方とも備える。しかし、この米国特許のシステムはスペクトラムを多数のトーンに区分するので、移動システムにおけるドブラーシフトを非常に受けやすくなる。又、各移動ユーザが多数のトーンで送信するので、移動送信機のピーク対平均

値比(peak-to-average ratio)が非常に高く、その結果として移動局における電力効率が低下し、これにより移動局において電力が、制限された資源となる場合がしばしばあるという欠点が生じる。

【0008】米国特許第5,548,582号(issued to Brajal et al. on August 20, 1996)に一般的な広帯域の直交周波数分割多重(OFDM)方式のスペクトラム拡散多重接続が開示されている。

【0009】Brajal et al.の(米国特許出願09,267,471(出願日1999年3月11日)の優先権主張をする同日出願)の出願明細書において、前掲の特許第5,548,582号のシステムは、a)ホッピングパターン、b)トーンの割当て、c)帯域幅の再使用をいかに最適化することを教示していない点で、セルラシステムの使用に対しては最適化されてはいないことを説明した。これらのファクタを個々におよび/または一体に最適化することは、スペクトラム的に効率の良いシステムを得るために、即ちセルラワイアレスシステムの2つの好ましい特徴点を有するシステムを得ることが重要であると認識するに至った。

【0010】上記特許出願においては、帯域幅全体を複数の直交トーンに分割し、各セル内でこれらの直交トーンの全てを再使用することを開示した。移動側の送信機において、ピーク対平均値の比率を低減するために音声ユーザのような低ビットレートのユーザは、基地局との通信で使用される直交トーンの内1つのトーンあるいは極少ない数のトーンが割り当てられる。データユーザは、データ通信用と同様に複数のトーンが割り当てられる。しかし、各データユーザに割り当てられるトーン数は、そのユーザのデータレートの関数である。あるユーザに対するトーンの割当ては、利用可能な帯域の中で常に同一とは限らず、各ユーザに割り当てられたトーンは時間毎にホップする(変わる)。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】相互に直交するラテン方格の関数であるパターンを用いて最大周波数ダイバシティを達成し、セル間干渉を平均化するトーンホッピングパターンが開示されている。具体的に説明すると、ダウンリンクにおいて、即ち基地局から移動局へのチャンネルにおいて、各ユーザに割り当てられたトーンは、例えばシンボルからシンボルに比較的速く変化する。即ち、ユーザは、あるトーンから別のトーンに「ホップ」する。しかし、アップリンクにおいて、即ち移動局から基地局へのチャンネルにおいては、高速のホッピングは可能であるが、好ましくは低速のホッピングを用いてアップリンク信号の効率的な変調を可能としている。しかし、低速のホッピングがアップリンクで用いられている場合には、セル間の干渉平均の影響が低減するのを補償するためにインタリービングのような別の技術を採用する必要がある。

【0012】

【課題を解決する為の手段】本発明の改良点は、セル間の干渉を減らすために、セクタ化を採用できるようにするために、セル内の基地局が方向性アンテナを使用することである。本発明の一態様によれば、ダウンリンクアンテナの方向性により伝送の観点からセルをセクタ化するだけでなく、各セルで採用されているOFDMトーンをそれに対応して直交化する。即ちセル内の各セクタ内に伝送する際に使用できるように、利用可能な周波数バンド幅のサブバンド内でトーンのセットを割当てて。例えば、六角形のセルにおいては、同一の方位を具備する全てのセクタには同一のサブバンド内のトーンが割り当てられる。本発明の別の態様によれば、各セクタに割り当てられたサブバンドは、全部が利用可能な帯域内で利用可能なサブバンド間で周期的に変化させる、即ちホッピングさせる。このようなサブバンドホッピングは、ホッピングがシンボル毎のベースで行われるのではなく、サブバンド内のトーン上で複数のシンボルがセクタ内で送信された後だけ行われるために、いわゆる低速ホッピングである。さらにまた、サブバンドの低速ホッピングは、アップリンク（即ち、移動局から基地局へのリンク）で採用される低速ホッピングよりは決して速くはない。ダウンリンクにおいては、各セクタはそれ自身のパイロット信号を採用し、この信号はそのセクタにより現在採用されているサブバンド内の1つあるいは複数のトーンが割当てられる。同様にアップリンクにおいては、基地局は方向性受信アンテナを採用する。好ましくは本発明の一態様によれば、移動局が存在するセクタに割り当てられたサブバンド内にあるトーン上でのみ送信する。しかし、このサブバンドは、移動局と通信するためにダウンリンクにより使用されるサブバンドと同一のバンド内の位置に対応する。

【0013】

【発明の実施の形態】本発明の説明の前に、本発明動作環境である直交周波数分割多重（OFDM）システムについて概略的に理解する必要がある。

【0014】直交周波数分割多重（OFDM）システムは、異なるユーザからデータを同時に送信するために1つの周波数帯域幅内の直交トーンを用いる。詳しくは、記号伝送に利用可能な特定の記号時間長さ T 及び与えられた帯域幅 W に対して、利用可能な直交トーンの個数は WT で与えられる。本発明の一態様によれば、同じ帯域幅 W が各セルにおいて再使用される。直交トーンの間隔 Δ は $1/T$ で与えられる。記号伝送に利用可能な記号時間長さ T に加えて、循環前置部（cyclic prefix）の伝送のために追加の時間長さ T_c が必要となる。この循環前置部は、各記号時間長さの前に付けられ、チャネル応答と送信に用いられるパルス形成フィルタとによってもたらされる拡散を補償するために使用される。したがって、用いられる合計時間長さは $T + T_c$ であるが、デー

タ伝送に利用可能な時間長さは T だけである。

【0015】図1は、帯域幅 W 内に間隔 Δ で存在する、1つのセルで利用可能な直交トーンの例示図である。図2は、記号伝送に利用可能な記号時間長さ T 、及び循環前置部の伝送に要する追加時間 T_c の時間領域図である。各時間長さ T 内でデータが、各トーンでほぼ同時に伝送されることに留意されたい。又、データ記号時間長さの最後の部分はしばしば、図2に示すような仕方では循環前置部として用いられる。

10 【0016】図3は、OFDM送信機301を例示するブロック図である。図3のブロック図は高次の段階を示すので、同ブロック図が従来の技術のOFDM送信機又は本発明の原理によるOFDM送信機のいずれを表すかは、図3の種々の構成要素の個々の実現状態による。

又、OFDM送信機301は、ダウンリンク送信機として基地局で用いられる場合とアップリンク送信機として移動局で用いられる場合とがある。それぞれの用途に必要な個々の実施例については下で更に詳しく述べる。

20 【0017】OFDM送信機301は、a) 符号器303、b) データトーン化変調器305、c) トーン割当ユニット307及びd) 循環前置部付加器309を有する。

【0018】符号器303が、データソースから送信用に情報ストリーム全体を受信し、特定の符号化方式によって符号化する。このような全情報ストリームは一般に、もしOFDM送信機301が基地局で用いられる場合には1人よりも多数のユーザのために生成された情報ストリームからなり、もしOFDM送信機301が移動局で用いられる場合には1人のユーザのための情報ストリームのみからなる。用いられる符号化方式は、個々の情報ストリームで送信される情報が音声か又はデータかで異なる。本技術分野の当業者には、1) 例えば、従来の畳み込み符号化又はブロック符号化を選択すること、又は2) OFDMシステムが配置される干渉環境のモデルの関数として適切な符号化方式を案出することが可能である。

40 【0019】データトーン化変調器305（data-to-tone applier）が、符号器303の出力として供給された情報ストリームを種々の利用可能なトーンに変調する。符号化された情報ストリーム全体の中の個々の符号化された情報ストリームに対して、少なくとも1つのトーンがトーン割当ユニット307によって割り当てられ、そのトーンが、符号器303から受信された個々の符号化された情報ストリームの変調に用いられる。もし特定の符号化された情報ストリームが音声である場合には、本発明の一態様により、直交トーンのうちの、望ましくは只1つのトーン、そうでなくとも非常に小さい個数のトーン、がその特定の符号化された情報ストリーム割り当てられる。もし特定の符号化された情報ストリームがデータである場合には、本発明の一態様により、その特定

の符号化された情報ストリームに割り当てられる直交トーンの個数は、その特定の符号化された情報ストリームのユーザに対するデータレートの関数である。

【0020】符号化された情報ストリームの各々に、トーンが、トーン割当ユニット307によって割り当てられ、トーン割当ユニット307が割り当てをデータトーン化変調器305に送る。或る与えられたユーザに対する割り当ては、その利用可能な帯域内で必ずしも同一とは限らないが代わりに、各ユーザに割り当てられたトーンが、時間とともにトーン割当ユニット307によって

ホッピングされる。
【0021】循環前置部付加器309 (cyclic prefix prepender) が、上に述べたように循環前置部を各記号時間長さに付加する。循環前置部はOFDM送信機301によって用いられるトーンに対してのみ付加される。したがって、例えばもしOFDM送信機301が、全てのトーンを用いる基地局にある場合には、循環前置部は、帯域幅W内の利用可能な全ての直交トーンを用いる。もしOFDM送信機301が、トーンのうちの只1つのトーンを用いる移動局にある場合には、循環前置部は、その特定のトーンのみを用いる。有利な点として、循環前置部を用いることにより、受信機における等化処理の必要性がなくなる。

【0022】図4は、OFDM受信機401を例示するブロック図である。図3の場合のように、図4のブロック図は高次の段階を示すので、同ブロック図が従来の技術のOFDM受信機又は本発明の原理によるOFDM受信機のいずれを表すかは、図4の種々の構成要素の個々の実現状態による。又、図示のように、OFDM受信機401は、ダウンリンク受信機として基地局で用いられる場合とアップリンク受信機として移動局で用いられる場合とがある。それぞれの用途に必要な個々の実施例については下で更に詳しく述べる。

【0023】OFDM受信機401は、a) 循環前置部除去器409、b) トーンデータ化抽出器405、c) トーン割当ユニット407及びd) 復号器403を有する。

【0024】OFDM受信機401、例えばアンテナ及び増幅器の構成 (図示しない) によって受信された信号は、循環前置部除去器409に供給される。循環前置部除去器409が、受信された信号の全時間長さの各々から循環前置部を除去する。時間長さTを有する残りの信号が、トーンデータ化抽出器405 (tone-to-data extactor) に供給される。

【0025】データストリーム全体を再構築するためにOFDM受信機401によって使用されている種々の利用可能なトーン上で受信された各情報ストリームを、トーンデータ化抽出器405が抽出する。OFDM受信機401によって用いられるためのトーンが、トーン割当ユニット407によって割り当てられ、トーン割当ユニ

ット407が割り当てをトーンデータ化抽出器405に送る。或る与えられたユーザに対する割り当ては、その利用可能な帯域内で必ずしも同一とは限らないが、代わりに、各ユーザに割り当てられたトーンが、時間とともにトーン割当ユニット407によってホッピングされる。その結果、OFDM送信機301のトーン割当ユニット307と、連関するOFDM受信機401のトーン割当ユニット407とは一致する必要がある。このような一致は一般に、例えば電話呼び出しセットアップ (up on call set up) のような、事前設定 (a priori arrangement) によって得られる。

【0026】復号器403が、トーンデータ化抽出器405から抽出された情報ストリーム全体を受信して、復号化し、全出力情報ストリームを再生する。復号化はしばしば、情報ストリームを符号化するのに用いられた方式の逆方式によって行われる。しかし、単に符号化方式の逆方式を用いるよりもより信頼性の高い復号化出力を得るために、チャンネル及びその他の効果を考慮して復号化方式に変更を加えてもよい。代わりに、チャンネル応答、干渉、及びその他の効果を考慮して、その受信された信号の復号化用に、特定のアルゴリズムを開発してもよい。このような全出力情報ストリームには一般に、もしOFDM受信機401が基地局で用いられる場合には1人よりも多い数のユーザのために生成された情報ストリームからなり、もしOFDM受信機401が移動局で用いられる場合には1人のユーザのための情報ストリームのみからなる。

【0027】結果として得られた全出力情報ストリームは、更なる処理のため宛先へ送信される。例えば、もし情報ストリームが音声で、OFDM受信機401が移動局内にある場合には、情報ストリームは、ユーザに対して流される可聴信号に変換される。もし情報ストリームが音声で、OFDM受信機401が基地局内にある場合には、その音声情報は、最終宛先へ例えば有線ネットワークを介して送信するために分離される。

【0028】図5は、基地局用のデータトーン化変調器305の一実現例の詳細を示す。乗算器501の各々 (501-1, 501-2, ..., 501-N) が、個々の特定情報ストリームに、直交トーンの1つでありトーン生成器503によって生成される正弦波形を乗じる。その結果として変調された信号が加算器505によって合算される。一般に、データトーン化変調器305は、例えば乗算器501、トーン生成器503、及び加算器505の機能を行うプロセッサによって、直交トーンのデジタル表示を用いてデジタル的に実現される。

【0029】図5に示すのと同じ概略構造が、移動局用のデータトーン化変調器305の実現にも用いられる。しかし、N個の乗算器を用いることにより、基地局がそのセル内で用いるN個の直交トーン的全範囲を扱う構成

の代わりに、その移動局が用いる最大個数の直交トーンだけが、乗算器を必要とする。移動局の多くは厳密に音声だけに用いられるので、必要とされる乗算器は1つだけである。しかし下で更に詳しく述べるように、各ユーザに対する割り当てが変化するので、移動局内のトーン生成器はN個の直交トーン的全範囲を生成できることが必要とされる。更に、もしトーンが1つだけ用いられる場合には、加算機505は不要になる。

【0030】上記のように、どの特定の情報ストリームに割り当てられたトーンも周期的に変更される。これはこの技術分野では「周波数ホッピング」として知られるが、本説明ではこれを特に「トーンホッピング」と呼ぶ。

【0031】本発明によれば、OFDMシステムにおいて、様々な利用可能なトーンに加えられる符号化情報ストリーム全体を送信するアンテナは方向性アンテナであり、その結果セルのセクタ化がセル間干渉を減らす方法として採用される。本発明の一態様においては、ダウンリンクアンテナの方向性により伝送の観点からセルをセクタ化するだけでなく、各セルに採用されるOFDMトーンセットもそれに応じてセクタ化される、即ちセル内の各セクタは、セクタに送信する際に使用される利用可能な周波数バンド幅のサブバンド内で1組のトーンが割り当てられる。

【0032】図6は、連続する六角形のセル601を示す。この六角形セル601内では、同一方向の全てのセクタ、例えばセクタの組603、605、607が同一の符号1、2、3で示すように同一のサブバンド内にトーンが割り当てられる。図7は、セクタのセット603、605、607のそれぞれのサブバンド1、2、3へのサブバンド割当ての1つの割当て例を示している。本発明の他の態様においては、各セクタに割り当てられたサブバンドは、利用可能なサブバンド間で周期的に変化させる、即ちホッピングさせる。図8は、セクタのセット603、605、607をそれぞれサブバンド3、1、2にサブバンド割当てを行う別の割当て例を示す。

【0033】このようなサブバンドホッピングは、ホッピングがシンボル毎のベースで行われるのではなく、サブバンド内のトーン上で複数のシンボルがセクタ内で送信された後だけ行われるために、いわゆる低速ホッピングである。さらにまた、サブバンドの低速ホッピングは、アップリンク（即ち、移動局から基地局へのリンク）で採用される低速ホッピングよりは決して速くはない。

【0034】図9は、本発明による一人のユーザの移動端末用の代表的なホッピングパターンを示す。各コラム（縦列）は、ある時間間隔における送信されるシンボルあるいはシンボルの組を示す。この時間間隔の長さとしてシンボル周期Tの長さは、各コラムが1個のシンボルあるいは1組のシンボルを表すか否かを決定する。しかし、

好ましくはダウンリンクにおいては、各コラムは1個のシンボルを表し、アップリンクにおいては、各コラムは1組のシンボルを表す。図9のロウ（横行）は、ユーザのシンボルあるいはシンボルの組を送信するのに用いられるトーンを表す。サブバンド1、2、3内に含まれるトーンは、図9のY軸上で示されている。

【0035】図9の代表的なホッピングパターンによれば、ユーザの移動端末は、様々なトーンを用いてサブバンド1内で数個のシンボル周期、例えば5を経験し、この時点で、ユーザの移動端末があるセクタはサブバンド2に切り換えられる。その後、このユーザの移動端末はサブバンド2内で数個のシンボル周期を経験し、この時点で、ユーザの移動端末があるセクタはサブバンド3に切り換えられる。3つのシンボル周期の後、ユーザの移動端末は今までのセクタを離れて同一セル内の別のセクタに入り、このセクタではサブバンド2のトーンが用いられている。かくしてユーザの移動端末は、サブバンド2内でさらに別の2個のシンボル周期を経験し、この時点でユーザの移動端末がある新たなセクタは、サブバンド3にホップする位置となる。ユーザの移動端末は、その後サブバンド3内で5個のシンボルを経験する。最後にユーザの移動端末が入った新たなセクタは、サブバンド1にホップバック（戻り）、そしてユーザの移動端末はサブバンド1内で5個のシンボルを経験し、そこでユーザは自分の移動端末を切る。

【0036】ユーザにより採用されるサブバンドが変更する前には、サブバンド内で各トーンをユーザが経験する必要はない。

【0037】様々なセクタに割り当てられたサブバンドは、バンド幅は同一で、かつ周波数領域は隣接し、連続し、重なり合っていない。しかし、様々なセクタに割り当てられたサブバンドは、オーバーラップしているため、このような構成はシステム全体に対し高い容量を達成できる。さらにまた、このサブバンドは、同一のバンド幅を有する必要はなく、その結果あるサブバンドは、他のサブバンド以上のトーンを含むこともできる。さらにまた、サブバンドを構成するトーンは、ダイナミックに変化することもできる。サブバンドを構成するトーンは、周波数領域で隣接している必要はない。しかし、隣接するサブバンドを具備するシステムは、パイロット信号として用いられるためにはトーンが少なくても済む。

【0038】パイロット信号は、受信機に公知の信号であり、受信された状態のパイロット信号は、チャネル予測のような目的のために用いることができる。これはチャネルにより行われる動作を受信した状態のパイロット信号を進展させるために、送信された状態のパイロット信号に作り出すことにより行われる。本発明の一態様によれば、各セクタはそれぞれ自身のパイロット信号を採用し、これはそのセクタにより現在採用されているサブバンド内の1つあるいは複数のトーンが割り当てられる。

かくして、図6-8に示した例においては、ダウンリンクには3個のパイロット信号があり、そのうちの1つはサブバンド1に、第2のものはサブバンド2に、第3のものはサブバンド3にある。パイロット信号用に用いられるトーンは、ユーザの情報を搬送する他のトーンの全てと共にホッピングされる。複数のトーンがパイロット信号として採用されている場合には、パイロット信号を構成するトーンは互いに分離される。このような分離は、より良好なチャネル予測を達成するために用いられる。その理由は、パイロット信号によりサブバンドに亘って使用されるトーンを分配し、パイロット信号のトーンにより経験するチャネルの影響は、ユーザデータを搬送する隣接するトーンにより経験するチャネルの影響の表示よりもより大きな可能性があるからである。

【0039】同様に、アップリンク（移動局から基地局へのチャネル）に対しては、基地局は方向性受信機アンテナを採用することができる。好ましくは、本発明の一態様によれば、移動局は移動局が位置しているセクタに割り当てられたサブバンド内にあるトーン上で送信できる。しかし、このサブバンドは、移動端末と通信するためにダウンリンクにより使用されるサブバンドと同一のバンド内の位置に対応する必要はない。

【0040】以上の説明は、本発明の一実施例に関するもので、この技術分野の当業者であれば、本発明の種々の変形例を考え得るが、それらはいずれも本発明の技術的範囲に包含される。尚、特許請求の範囲に記載した参照番号は発明の容易な理解のために、その技術的範囲を制限するよう解釈されるべきではない。

【図面の簡単な説明】

【図1】1つのセルで帯域幅W内に間隔Δで存在する利用可能な直交トーンの例示図である。

【図2】記号伝送に利用可能な記号時間長さT_c、及び循環前

* 環前部部の伝送に要する追加時間T_cの時間領域図である。

【図3】直交周波数分割多重（OFDM）送信機を例示するブロック図である。

【図4】直交周波数分割多重（OFDM）受信機を例示するブロック図である。

【図5】基地局用のための図3のデータトーン適用器の詳細ブロック図である。

【図6】連続して配属された六角形のセルを示す

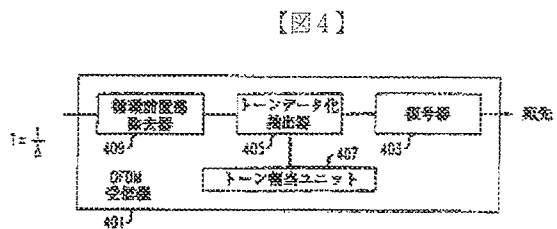
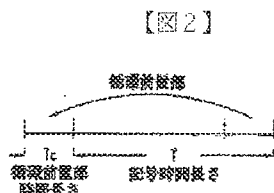
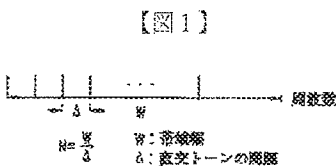
【図7】図6の六角形のセクタの組のサブバンドの割当ての一例を示す

【図8】図6の六角形のセクタの組のサブバンドの割当ての他の例を示す

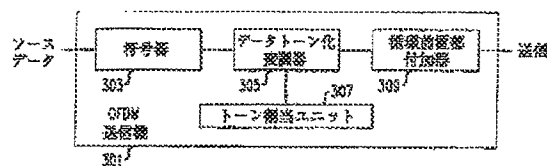
【図9】本発明によりあるユーザからの代表的なホッピングパターンを示す

【符号の説明】

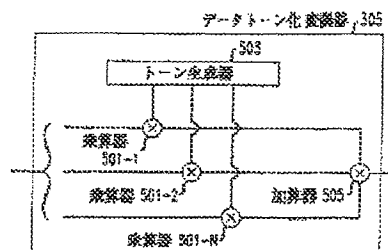
- 301 直交周波数分割多重（OFDM）送信機
- 303 符号器
- 305 データトーン化変調器
- 307 トーン割当ユニット
- 309 循環前部付加器
- 401 OFDM受信機
- 403 復号器
- 405 トーンデータ化抽出器
- 407 トーン割当ユニット
- 409 循環前部除去器
- 501-1、501-2、...、501-N 乗算器
- 503 トーン生成器
- 505 加算器
- 601 六角形セル
- 603、605、607 セクタ



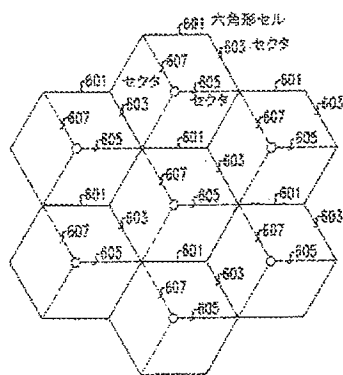
【図3】



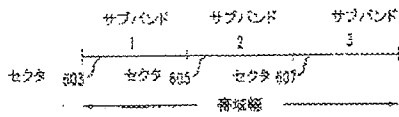
【図5】



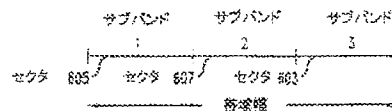
【図6】



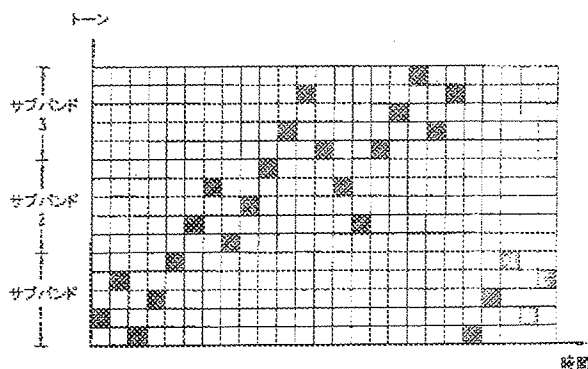
【図7】



【図8】



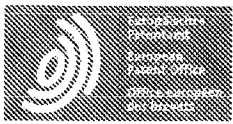
【図9】



フロントページの続き

(71)出願人 596077259
 600 Mountain Avenue,
 Murray Hill, New Jersey 07974-0638 U. S. A.
 (72)発明者 ラジフ ラロイア
 アメリカ合衆国、08550 ニュージャージー
 ー、プリンストン ジャンクション、サウス
 ロングフエロー ドライブ 104

(72)発明者 ジュンイー リー
 アメリカ合衆国、08701 ニュージャージー
 ー、レイクウッド、パインハースト ドラ
 イブ 5、アパートメント ナンバー4ビ
 ー
 (72)発明者 ミカエラ シー バンデアピーン
 アメリカ合衆国、07738 ニュージャージー
 ー、リンクラフト、ウィロー グローブ
 ドライブ 114



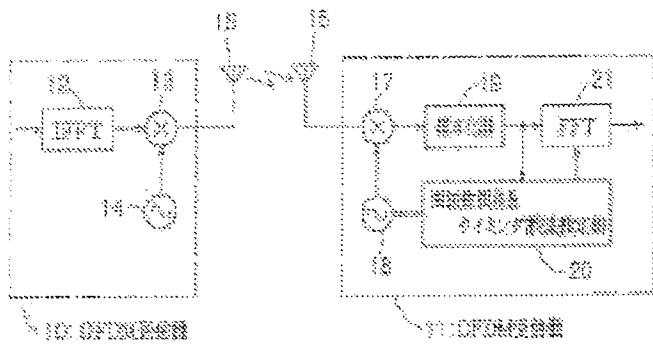
Bibliographic data: JP2000341236 (A) — 2000-12-08

OFDM SIGNAL RECEIVER, OFDM SIGNAL COMMUNICATION SYSTEM AND ITS COMMUNICATION CONTROL METHOD

Inventor(s): WAKUTSU TAKASHI ± (WAKUTSU TAKASHI)
Applicant(s): TOSHIBA CORP ± (TOSHIBA CORP)
Classification: - international: *H04J11/00*; (IPC1-7): H04J11/00
- cooperative:
Application number: JP19990152624 19990531
Priority number(s): JP19990152624 19990531
Also published as: JP3544147 (B2)

Abstract of JP2000341236 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To attain data transmission with high reliability without increasing a circuit scale. SOLUTION: This system is provided with an orthogonal frequency division multiplex(OFDM) transmitter 10 and an OFDM receiver 11. The OFDM receiver 11 is provided with an antenna 16 that receives an OFDM signal from the OFDM transmitter 10, a frequency converter 17 that converts a frequency of a received RF signal into a frequency of a base band signal, a local oscillator 18 that supplies a local oscillation signal to the frequency converter 17, a sampling unit 19 that samples the base band signal, a frequency error and timing error estimate device 20 that detects an error of a carrier frequency and a timing error, and a fast Fourier transform(FFT) unit 21 that converts a time- domain signal outputted from the sampling unit 19 into a frequency-domain signal.; The frequency error and timing error estimate device 20 estimates an error of the carrier frequency of the OFDM signal and an error in the sampling timing and uses the estimate result to control the local oscillator 18 and the FFT 21.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2000-341236
(P2000-341236A)

(49) 公開日 平成12年12月8日 (2000.12.8)

(51) Int.Cl.⁷
H04J 11/00

識別記号

F I
H04J 11/00

7-73-1* (参考)
Z 5K022

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平11-152624
(22) 出願日 平成11年5月31日 (1999.5.31)

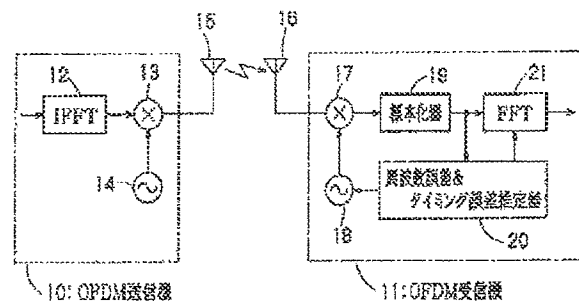
(71) 出願人 000003078
株式会社東芝
神奈川県川崎市幸区堀川町72番地
(72) 発明者 和久津 隆 司
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1 株式会
社東芝研究開発センター内
(74) 代理人 100064285
弁理士 佐藤 一雄 (外3名)
Fターム(参考) 5K022 DD00 DD01 DD13 DD18 DD19
DD23 DD33 DD43

(54) 【発明の名称】 OFDM信号受信装置、OFDM信号通信システム及びその通信制御方法

(57) 【要約】

【課題】 回路規模を増大することなく、信頼性の高いデータ伝送を行う。

【解決手段】 本発明のOFDM信号通信システムは、OFDM送信機10とOFDM受信機11とを備える。OFDM受信機11は、OFDM送信機10からのOFDM信号を受信するアンテナ16と、受信したRF信号をベースバンド信号に周波数変換する周波数変換器17と、周波数変換器17に局部発振信号を供給する局部発振器18と、ベースバンド信号を標本化する標本化器19と、標本化器19の出力信号を用いて、キャリア周波数の誤差とタイミング誤差を検出する周波数誤差&タイミング誤差推定器20と、標本化器19が出力する時間領域信号を周波数領域信号に変換する高速フーリエ変換器 (FFT) 21とを有する。周波数誤差&タイミング誤差推定器20は、OFDM信号のキャリア周波数の誤差とサンプリングタイミングの誤差を推定し、その推定結果を利用して、局部発振器18とFFTを制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 所定の既知信号系列からなるパイロット信号が挿入された OFDM (直交周波数分割多重) 信号をアンテナにより受信する受信手段と、前記 OFDM 信号を復調するための基準信号である再生キャリア信号を生成する局部発振器と、前記再生キャリア信号に基づいて前記 OFDM 信号をベースバンド信号に変換する周波数変換器と、前記ベースバンド信号に基づいて FFT 演算を行って周波数領域の受信データを生成する FFT 演算手段と、を備えた OFDM 信号受信装置であって、前記ベースバンド信号を標本化する標本化手段と、前記パイロット信号に対してそれぞれ異なる周波数オフセットが設定された参照信号と前記パイロット信号との間で複素相関演算を行って相関出力を求める複数の複素相関演算手段と、前記複数の複素相関演算手段のそれぞれで得られた相関出力に基づいて、前記再生キャリア信号と前記 OFDM 信号のキャリア信号との周波数誤差と、前記 FFT 演算手段が演算を行う際のタイミング誤差とを推定する誤差推定手段と、を備え、前記局部発振器は、前記周波数誤差に基づいて前記再生キャリア信号の周波数を制御し、前記 FFT 演算手段は、前記タイミング誤差に基づいて FFT ウィンドウを決定することを特徴とする OFDM 信号受信装置。

【請求項 2】 前記複数の複素相関演算手段のそれぞれから出力された相関出力の最大値を検索する第 1 の最大値検索手段を備え、前記誤差推定手段は、前記第 1 の最大値検索手段で検索された最大値を出力した前記複素相関演算手段に対応する周波数オフセットに基づいて、前記周波数誤差と前記タイミング誤差とを推定することを特徴とする請求項 1 に記載の OFDM 信号受信装置。

【請求項 3】 前記第 1 の最大値検索手段で検索された最大値を出力した前記複素相関演算手段の相関出力の最大値を検索する第 2 の最大値検索手段を備え、前記誤差推定手段は、前記第 2 の最大値検索手段で検索された最大値に基づいて、前記周波数誤差と前記タイミング誤差とを推定することを特徴とする請求項 2 に記載の OFDM 信号受信装置。

【請求項 4】 前記複数の複素相関演算手段のそれぞれは、前記標本化手段で標本化されたベースバンド信号が入力されるシフト段数が L (L は 2 以上の整数) 段の第 1 の信号シフト手段と、前記第 1 の信号シフト手段の各段の中から選択された M (M は 2 以上の整数で、 $M < L$) 段の出力と前記参照信号とをそれぞれ乗算する M 個の複素乗算手段と、前記 M 個の複素乗算手段による各乗算結果を加算して前

記相関出力を演算する加算手段と、を有することを特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれかに記載の OFDM 信号受信装置。

【請求項 5】 前記 OFDM 信号には、少なくとも 2 つの前記パイロット信号が含まれており、前記標本化手段で標本化されたベースバンド信号を遅延する遅延手段と、前記標本化手段で標本化されたベースバンド信号が入力されるシフト段数が L (L は 2 以上の整数) 段の第 2 の信号シフト手段と、前記遅延手段で遅延された前記ベースバンド信号が入力されるシフト段数が L (L は 2 以上の整数) の第 3 の信号シフト手段と、前記第 2 の信号シフト手段の各段の中から選択された M (M は 2 以上の整数で、 $M < L$) 段の出力と、前記第 3 の信号シフト手段の各段の中から選択された前記 M 段の出力とを乗算する M 個の乗算手段と、前記 M 個の乗算手段による各乗算結果を加算する加算手段と、を備えることを特徴とする OFDM 信号受信装置。

【請求項 6】 所定の既知信号系列からなるパイロット信号が挿入された OFDM (直交周波数分割多重) 信号をアンテナにより受信する受信手段と、前記 OFDM 信号を復調するための基準信号である再生キャリア信号を生成する局部発振器と、前記再生キャリア信号に基づいて前記 OFDM 信号をベースバンド信号に変換する周波数変換器と、前記ベースバンド信号に基づいて FFT 演算を行って周波数領域の受信データを生成する FFT 演算手段と、を備えた OFDM 信号通信システムであって、所定の周期で巡回する巡回系列の前記パイロット信号が挿入された OFDM 信号をアンテナを介して前記受信手段に向けて送信する送信手段を備えることを特徴とする OFDM 信号通信システム。

【請求項 7】 前記送信手段は、前記パイロット信号を構成する時間領域での代表ベクトルに電力が等分配される前記巡回系列を用いて前記パイロット信号を構成することを特徴とする請求項 6 に記載の OFDM 信号通信システム。

【請求項 8】 所定の既知信号系列からなるパイロット信号が挿入された OFDM (直交周波数分割多重) 信号をアンテナにより受信する受信手段と、前記 OFDM 信号を復調するための基準信号である再生キャリア信号を生成する局部発振器と、前記再生キャリア信号に基づいて前記 OFDM 信号をベースバンド信号に変換する周波数変換器と、前記ベースバンド信号に基づいて FFT 演算を行って周波数領域の受信データを生成する FFT 演算手段と、を備えた OFDM 信号通信システムの通信制御方法において、前記ベースバンド信号を標本化する第 1 ステップと、前記パイロット信号に対してそれぞれ異なる周波数オフ

セットが設定された参照信号と前記パイロット信号との間で複素相関演算を行って相関出力を求める第2ステップと、

前記第2ステップで得られた複数の相関出力に基づいて、前記再生キャリア信号と前記OFDM信号のキャリア信号との周波数誤差を推定する第3ステップと、前記第4ステップで推定された前記周波数誤差に基づいて前記局部発振器が生成する前記再生キャリア信号の周波数を制御する第4ステップと、を備えることを特徴とするOFDM信号通信システムの通信制御方法。

【請求項9】前記第3ステップは、前記第2ステップで得られた複数の相関出力に基づいて、前記FFT演算手段が演算を行う際のタイミング誤差を推定し、

前記FFT演算手段は、前記タイミング誤差に基づいてFFTウィンドウを決定することを特徴とする請求項8に記載のOFDM信号通信システムの通信制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交配置された複数の搬送波（キャリア）信号で構成されるOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)信号を用いてデータの送受信を行うOFDM信号受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、音声や映像もしくはデータ等のデジタル情報を伝送するOFDM信号通信システムの開発が進められており、携帯電話等の移動体においてもデジタル通信が主流になりつつある。

【0003】移動体通信では、ビル等の建築物やその他の反射物による複数の反射波（マルチパス）の影響を考慮する必要がある。つまり、受信点には、複数の送信局からの電波が到達する。このようなマルチパスの現象は、信号に歪みを生じさせ、受信品質を劣化させる大きな原因となる。

【0004】また、マルチメディア情報等を扱うOFDM信号通信システムでは、多様な要求品質への対応が求められる。たとえば、小型な携帯情報端末を用いたマルチメディア・デジタル通信では、任意の地点から網等に接続する移動通信の利便性を有しつつ、信頼性の高い信号伝送が必要となる。

【0005】移動体通信に限らず、デジタル通信では、送信機から伝送される情報を復元するために、周波数同期やタイミング同期を確立する必要がある。特に、移動体通信では、受信状態が変動するため、同期処理が不可欠であるが、同期を取るには、ある程度の時間を要する。同期がはずれた状態では、情報の復元は、不可能となるため、同期がはずれた場合の回復のためにも、高速な周波数同期およびタイミング同期が必要となる。

【0006】マルチメディア情報等を扱うOFDM信号通信システムでは、伝送される信号がバースト的に発生するため、パケット通信に適している。パケット通信では、

時分割多元接続（TDMA）のように一定の周期ではなくランダムにパケットが送信される。このため、パケット毎に同期を確立する必要があり、短い時間で同期を確立しなければならない。さらに、マルチメディア情報を取り扱う携帯情報端末では、小型化の観点から高精度発振器の使用が困難であるため、高性能のキャリア周波数同期法を適用する必要がある。

【0007】ところで、マルチパス伝搬路における遅延波の影響を低減する有効な方法として、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)がある。OFDMは、伝送情報を分割して複数の低速なデジタル信号を生成し、その複数信号で直交関係にあるサブキャリアを独立に変調する方式である。マルチキャリアを用いた並列伝送によって、信号伝送速度を低くでき、さらに、OFDM特有のガード区間を設けることによって、単一キャリア変調方式と比べて遅延波の影響を低減することができる。

【0008】以下にOFDM方式の概要について説明する。

【0009】図21は送信側に用いられるOFDM変調装置の構成を示すブロック図である。OFDM変調装置には、送信データが入力される。この送信データは、シリアル/パラレル変換部201に供給されて、低速な複数の伝送シンボルからなるデータに変換される。つまり、伝送情報を分割して、複数の低速なデジタル信号を生成する。このパラレルデータは、逆高速フーリエ変換（IFFT）部202に供給される。

【0010】パラレルデータは、OFDMを構成する各サブキャリアに割り当てられ、周波数領域においてマッピングされる。ここで、各サブキャリアに対してBPSK、QPSK、16QAM、64QAM等の変調が施される。マッピングデータは、IFFT演算を施すことによって、周波数領域の送信データから時間領域の送信データに変換される。これにより、互いに直交する関係にある複数のサブキャリアがそれぞれ独立に変調されたマルチキャリア変調信号が生成される。IFFT部202の出力は、ガードインターバル付加部203に供給される。

【0011】ガードインターバル付加部203は、図22に示すように、伝送データの有効シンボルの後部をガードインターバルとして、伝送シンボル毎に有効シンボル期間の前部にコピーを付加する。このガードインターバル付加部で得られたベースバンド信号は、直交変調部204に供給される。

【0012】直交変調部204は、ガードインターバル付加部203から供給されるベースバンドOFDM信号に対して、OFDM変調装置の局部発振器205から供給されるキャリア信号を用いて、直交変調を施し、中間周波数（IF）信号もしくは無線周波数（RF）信号に周波数変換する。すなわち、直交変調部は、ベースバンド信号を所望の伝送周波数帯域に周波数変換した後に伝送路に出力する。

【0013】図23は、受信側に用いられるOFDM復調装

置の構成を示すブロック図である。OFDM復調装置には、図21のOFDM変調装置によって生成されたOFDM信号が所定の伝送路を介して入力される。

【0014】このOFDM復調装置に入力されたOFDM受信信号は、直交復調部211に供給される。直交復調部211は、OFDM受信信号に対して、OFDM復調装置の局部発振器212から供給されるキャリア信号を用いて直交復調を施し、RF信号もしくはIF信号からベースバンド信号に周波数変換し、ベースバンドOFDM信号を得る。このOFDM信号は、ガードインターバル除去部213に供給される。

【0015】ガードインターバル除去部213は、OFDM変調装置のガードインターバル付加部203で付加された信号を、図示しないシンボルタイミング同期部から供給されるタイミング信号に従って除去する。このガードインターバル除去部203で得られた信号は、高速フーリエ変換(FFT)部214に供給される。

【0016】FFT部214は、入力される時間領域の受信データをFFTすることによって周波数領域の受信データに変換する。さらに周波数領域においてデマッピングされ、各サブキャリア毎にパラレルデータが生成される。ここで、各サブキャリアに施されたBPSK、QPSK、16QAM、64QAM等の変調に対する復調がなされたことになる。FFT部214で得られたパラレルデータは、パラレル/シリアル変換部215に供給されて、受信データとして出力される。

【0017】以上説明したように、OFDM復調装置は、OFDM変調装置から伝送される情報を復元するために、キャリア周波数同期やタイミング周波数同期を確立する必要がある。

【0018】OFDMでは、サブキャリア間隔が狭く、各サブキャリアが直交配置されているため、OFDM復調装置の局部発振器212から供給されるキャリア周波数とOFDM変調装置のキャリア周波数がずれている場合、すなわち、周波数オフセットが存在する場合には、サブキャリア間の直交性が崩れて受信特性が著しく劣化する。従って、OFDMでは、キャリア周波数同期の確立が極めて重要である。

【0019】OFDMの周波数同期法に関しては、電子情報通信学会技術研究報告書RCS97-210(1998-01)の「高速無線LAN用OFDM変調方式の同期系に関する検討」等に表示されている。

【0020】OFDMの同期法は、周波数領域での処理によるものと、時間領域での処理によるものに分類される。上記報告書に記載されている同期法は、時間領域での処理によるものである。この方式では、2つのOFDMシンボルを用い、その2つのパイロットシンボルに同一の信号を配置し、両者の相関演算によってキャリア周波数のずれおよびタイミングのずれを推定する。

【0021】また、データシンボルを伝送する前に、初

期位相を決定するスタートシンボルを別途送信して周波数誤差を推定する手法も知られている。ところが、この種の周波数誤差推定方法では、2シンボル以上のパイロットシンボルを伝送する必要があるため、伝送効率が低下してしまうという問題がある。

【0022】伝送効率の向上のために、このスタートシンボルとパイロットシンボルとを兼ねることが可能であるが、この場合にも同期のために2シンボル以上のパイロットシンボルが必要となるという点は変わらないため、伝送効率が低下してしまうという問題点がある。

【0023】一方、電子情報通信学会論文誌B-II Vol. J75-B-II, No.12, p884-895(1992年12月)には、複数の複素相関器を用いたキャリア周波数のオフセット推定法が開示されている。この文献には、図24に示す周波数オフセット検出・除去方式が提案されている。この文献は、TDMAスロットに付加されるトレーニング信号を用いたシングルキャリア変調方式を対象としており、複数設けられた相関器には、同一の参照系列が設定されて、相関器に入力される受信信号の周波数を変化させている。

【0024】初期同期を高速化するには、ある程度の回路規模の増大は避けられないが、回路規模の増加は、製造コストの増加につながるため、回路規模は、極力低く抑えることが望ましい。しかしながら、上記文献の場合、複素相関器が複数必要となるため、回路規模が大きくなるという問題がある。

【0025】本発明は、このような点に鑑みてなされたものであり、その目的は、回路規模を増大することなく、信頼性の高いデータ伝送を行うことができるOFDM信号受信装置およびOFDM信号通信システムを提供することにある。

【0026】

【課題を解決するための手段】前述した課題を解決するために、請求項1の発明は、所定の既知信号系列からなるパイロット信号が挿入されたOFDM(直交周波数分割多重)信号をアンテナにより受信する受信手段と、前記OFDM信号を復調するための基準信号である再生キャリア信号を生成する局部発振器と、前記再生キャリア信号に基づいて前記OFDM信号をベースバンド信号に変換する周波数変換器と、前記ベースバンド信号に基づいてFFT演算を行って周波数領域の受信データを生成するFFT演算手段と、を備えたOFDM信号受信装置であって、前記ベースバンド信号を標本化する標本化手段と、前記パイロット信号に対してそれぞれ異なる周波数オフセットが設定された参照信号と前記パイロット信号との間で複素相関演算を行って相関出力を求める複数の複素相関演算手段と、前記複数の複素相関演算手段のそれぞれで得られた相関出力に基づいて、前記再生キャリア信号と前記OFDM信号のキャリア信号との周波数誤差と、前記FFT演算手段が演算を行う際のタイミング誤差とを推定する誤差推定手段と、を備え、前記局部発振器は、前記周波数

誤差に基づいて前記再生キャリア信号の周波数を制御し、前記FFT演算手段は、前記タイミング誤差に基づいてFFTウィンドウを決定する。

【0027】請求項1の発明では、パイロット信号に対してそれぞれ異なる周波数オフセットを設定した参照信号とパイロット信号との間で複素相関演算を行って相関出力を求め、これら相関出力に基づいて、再生キャリア信号とOFDM信号のキャリア信号との周波数誤差とFFT演算手段が演算を行う際のタイミング誤差とを求めめるため、周波数誤差とタイミング誤差とを簡易かつ精度よく演算することができる。

【0028】請求項2の発明では、相関出力の最大値を出力した複素相関演算手段に対応する周波数オフセットに基づいて、周波数誤差とタイミング誤差とを推定するため、周波数誤差とタイミング誤差とを精度よく演算することができる。

【0029】請求項3の発明では、相関出力の最大値を出力した複素相関演算手段が出力する相関出力の最大値をさらに検索し、検索された最大値に基づいて周波数誤差とタイミング誤差とを推定するため、さらに精度よく周波数誤差とタイミング誤差とを演算することができる。

【0030】請求項4の発明では、第1のシフト手段の各段に複素乗算手段を接続するのではなく、一部の段にのみ複素乗算手段を接続するため、回路規模を削減できる。

【0031】請求項5の発明では、ベースバンド信号とその遅延信号との間で相関をとるため、参照信号を設ける必要がなくなる。

【0032】請求項6の発明では、所定の周期で巡回する巡回系列のパイロット信号が挿入されたOFDM信号を送信するため、複素乗算器を等間隔に配置することができる。

【0033】請求項7の発明では、代表ベクトルに電力が等配分される巡回系列を用いてパイロット信号を構成するため、電力効率がよくなる。

【0034】請求項8の発明では、パイロット信号に対してそれぞれ異なる周波数オフセットを設定した参照信号とパイロット信号との間で複素相関演算を行って相関出力を求め、これら相関出力に基づいて、再生キャリア信号とOFDM信号のキャリア信号との周波数誤差を求めめるため、周波数誤差を簡易かつ精度よく演算することができる。

【0035】請求項9の発明では、相関出力に基づいてFFT演算手段が演算を行う際のタイミング誤差も推定するため、FFT演算の精度が向上する。

【0036】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係るOFDM信号受信装置およびOFDM信号通信システムについて、図面を参照しながら具体的に説明する。

【0037】図1は、本発明に係るOFDM信号受信装置を備えたOFDM信号通信システムの一実施形態のブロック図である。図示のOFDM信号通信システムは、前述したOFDM信号を送受信するものであり、OFDM送信機10と、OFDM受信機11とで構成される。図1には、OFDM信号通信システムの構成要素の一部のみが示されている。

【0038】OFDM送信機(送信手段)10は、周波数領域でマッピングされた伝送信号を時間領域の信号に変換する逆高速フーリエ変換器(IFFT)12と、時間領域の信号をRF信号に周波数変換する周波数変換器13と、周波数変換器13に正弦波のキャリア信号(局部発振信号)を供給する局部発振器14と、RF信号を電波として伝搬路に放射するアンテナ15とを有する。

【0039】OFDM受信機11は、送信機10から送信されて無線伝搬路を経て到達したOFDM信号を受信するアンテナ(受信手段)16と、アンテナ16で受信したRF信号をベースバンド信号に周波数変換する周波数変換器17と、周波数変換器17に正弦波の局部発振信号を供給する局部発振器18と、受信したベースバンド信号を標本化する標本化器(標本化手段)19と、標本化器19の出力信号を用いて、周波数オフセットおよびタイミングオフセットを検出する周波数誤差&タイミング誤差推定器(誤差推定手段)20と、標本化器19が出力する時間領域信号を周波数領域信号に変換する高速フーリエ変換器(FFT、FFT演算手段)21とを有する。

【0040】なお、図1では、簡略化のため、図22で説明したガードインターバル付加部やガードインターバル除去部を省略している。

【0041】図2はOFDM送信機10から送信されるOFDM信号のバーストフレームのデータ構成を示す図である。バーストフレームには、既知信号系列が伝送されるパイロットシンボル(パイロット信号)が含まれている。マルチメディア情報を扱うOFDM信号通信システムでは、伝送される信号がバースト的に発生する。このため、バーストフレーム毎に同期を確立する必要がある。図2では、1シンボルのパイロットシンボルが図示されているが、1シンボル以上のパイロットシンボル(パイロット信号)が付加されていても構わない。

【0042】OFDM信号に対して同期検波を行うためには、受信機が絶対位相を把握できるように、既知信号を送信する必要がある。また、差動検波を行うためには、スタートシンボルを伝送しなければならない。本実施形態では、OFDM信号のバーストフレーム構成として、1シンボル以上のパイロットシンボルを付加する。このため、周波数同期用のパイロットシンボルと、同期検波のための既知信号や差動検波のためのスタートシンボルとを兼ねることが可能となり、伝送効率の劣化を防ぐことができる。

【0043】図1に示す周波数誤差&タイミング誤差推定器20は、標本化器19が出力する信号を用いて、バ

パイロットシンボルにおいて伝送される信号と受信信号とのスライディング相関演算で得られる信号によって周波数誤差とタイミング誤差を検出する。

【0044】周波数誤差&タイミング誤差推定器20から出力されるキャリア周波数誤差情報は、局部発振器18に供給される。局部発振器18は、入力されたキャリア周波数誤差情報を元に再生キャリア信号(局部発振信号)の発振周波数を変更する。周波数誤差&タイミング誤差推定器20から出力されるタイミング誤差情報は、FFT21に供給される。FFT21は、タイミング誤差情報を元にFFTウィンドウを決定する。

【0045】このように、本実施形態では、OFDM受信信号中のパイロットシンボルにおける時間領域の信号を利用して、キャリア周波数のずれの推定とサンプリングのタイミングのずれの推定とを行ない、キャリア周波数の同期捕捉とサンプリングタイミングの同期捕捉とを行う。なお、本実施形態の動作の詳細については、後述する。

【0046】図3は図1に示した周波数誤差&タイミング誤差推定器20の内部構成を示すブロック図である。図3に示すように、周波数誤差&タイミング誤差推定器20は、標準化器19が出力した信号を、標準化器19に入力される標準化クロックでシフトするシフトレジスタ(第1の信号シフト手段)30と、複数の複素相関器(複素相関演算手段)31~33と、複素相関器31~33が出力した信号の最大値(周波数誤差の最大値信号

と相関出力の最大値信号)を検出する最大値検出部(第1の最大値検索手段)34と、最大値検出部34が出力した信号を、標準化器19に入力される標準化クロックでシフトするシフトレジスタ35と、シフトレジスタ35の出力(最大値検出部34の出力をシフトした信号)の最大値を検出する最大値検出部(第2の最大値検索手段)36とを有する。

【0047】周波数誤差&タイミング誤差推定器20は、複数の複素相関器31~33を有し、各複素相関器31~33には、それぞれ異なる参照系列が37~39が設定される。各複素相関器31~33は、シフトレジスタ30の各段の出力信号と参照系列とを乗算する複素乗算器(複素乗算手段)40と、複素乗算器40の出力を加算する加算器41とを有する。複素相関器31~33に設定される参照系列37~39は、パイロットシンボルにおいて伝送される信号に対して異なる周波数オフセットを与えた信号である。参照系列の詳細については後述する。

【0048】次に、サンプリングタイミングのずれとキャリア周波数のずれの検出方法について説明する。説明を簡略化するため、キャリア信号成分を除去した等価低減におけるOFDM信号を取り扱う。等価低減におけるOFDM送信信号s(t)は、(1)式で表すことができる。

【0049】

【数1】

$$s(t) = \left(\frac{1}{N_s} \sum_{v=0}^{N_s-1} d_{uv} \cdot x_{uv}(t) \right) \cdot \exp(j2\pi f_c t + \Delta\theta) \quad \dots(1)$$

(1)式において、NsはOFDM信号を構成するサブキャリアの数、NはFFTのポイント数、uはシンボル番号、vはサブキャリア数である。また、xuvは送信する

符号であり、QPSKの場合には、(2)式で表される。

【0050】

【数2】

$$d_{uv} = \{ A_{uv} \cdot \exp(j \frac{2\pi k}{K}) \quad (k=0, 1, \dots, 3) \} \quad \dots(2)$$

(2)式において、Auvは振幅であり、ヌルサブキャリアの場合には、Auv=0である。また、(1)式において、guv(t)は、第uシンボルおよび第vシンボルにおけるOFDMの孤立パルス応答であり、(3)式で表され

る。

【0051】

【数3】

$$x_{uv}(t) = \exp(j2\pi f_v(t - Tg - u \cdot T)) \cdot \Pi(t - uT) \quad \dots(3)$$

(3)式において、fvは第vサブキャリア周波数、Tgはガードインターバル長、Tsは有効シンボル長、T=Tg+Tsであり、II(t)は(4)式で表される。

【0052】

【数4】

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } 0 \leq t < T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \dots(4)$$

(3)式中の受信信号r(t)は、無線伝搬路が無びずみであるとすると、(5)式で表される。

【0053】

【数5】

$$r(t) = s(t) \cdot \exp(j2\pi \Delta f \frac{1}{T_s} t + \Delta\theta) + n(t) \quad \dots(5)$$

(5)式において、Δfは周波数オフセット、Δθは

位相オフセット、n(t)は複素の白色ガウス雑音である。

【0054】受信信号r(t)を、シンボル当たりNサンプルで標準化した場合には、標準化出力系列は、rk=r(tk)となる。ただし、tk=(k/Ts)+Tg+Δτ、k=0、1、…、N-1であり、Δτはタイミングオフセットである。

【0055】パイロットシンボルにおいて伝送される信号は既知信号系列であるため、OFDM受信機11で受信されるパイロットシンボルの時間波形は既知である。したがって、OFDM受信機11は、予め用意しておいた時間波形と受信信号との相関演算を行うことによって、相関値列を得ることができる。例えば図3において、複素相関器31～33から出力される信号列がこの相関値列に当る。

【0056】図4は、複素相関器31から出力される相関値列の例を示したものである。この相関値列は、無線伝搬路のインパルス応答に相当する。つまり、遅延プロファイルを表している。伝搬路が2パスでモデル化できる場合には、2つの相関ピークを観測することができる。

【0057】パイロットシンボルにおいて伝送される信号を受信した信号と、受信機で予め用意しておいた信号との相関演算は、自己相関演算に相当する。図5に、この自己相関演算によって得られる系列を示す。自己相関演算によって得られる系列には、図5に示すような相関ピークが出現する。相関ピーク以外の部分は、相関サイドローブとなる。相関サイドローブの特性は、OFDM信号の時間波形の自己相関特性に依存する。

【0058】図5の相関ピークは、受信信号に含まれる自己相関特性の良好な既知信号の位置を示しており、この位置を検出することで、バーストフレームの同期を確立することができる。

【0059】なお、受信信号に含まれる自己相関特性の良好な既知信号を利用したピークサーチでは、周波数誤差があると、複素相関器31～33の出力する信号レベルが低下し、同期特性が劣化してしまう。しかしながら、本実施形態におけるOFDM信号通信システムでは、図3に示すように、パイロットシンボルにおいて伝送され

る信号に対して、それぞれ異なる周波数オフセットを与えた信号を参照系列として複数の複素相関器31～33に設定しているため、複数の周波数オフセットに対応した相関をとることで、周波数誤差の影響による相関出力レベルの低下を防止し、かつ同期特性の劣化を抑えることができる。

【0060】パイロットシンボルにおいて伝送される信号に対して周波数オフセット f_k を与えた参照系列 d_k は、(6)式で表される。

【0061】

【数6】

$$d_k = u_k \cdot \exp(j 2\pi f_k \frac{k}{N}) \quad \dots(6)$$

(6)式において、 u_k は送信信号の離散値であり、 $u_k = s(k/N)$ である。ただし、 N はFFTのポイント数である。

【0062】パイロットシンボルにおいて伝送される信号に対して周波数オフセット f_k を与えた参照系列と受信信号の相関出力との周波数応答 $a(\Delta f)$ は、(7)式で表される。

【0063】

【数7】

$$a(\Delta f) = \sum_{j=0}^{N-1} r_j \cdot d_j^* \quad \dots(7)$$

(7)式において、 d_j^* は d_j の複素共役である。ここで、雑音、サンプリングのタイミングずれ、および位相オフセットの影響が無視できると仮定すると、(7)式は(8)式のように変形される。

【0064】

【数8】

$$a(\Delta f) = \sum_{j=0}^{N-1} |u(j)|^2 \cdot \exp\{j 2\pi(\Delta f - f_k) \frac{j}{N}\} \quad \dots(8)$$

(8)式より、相関出力の周波数応答は、パイロットシンボルにおいて伝送される信号系列に依存することがわかる。

【0065】(8)式において、 $|u(j)|^2$ は送信信号系列の大きさを表し、 $\exp(j 2\pi(\Delta f - f_k) \cdot j/N)$ は参照系列 d_k との周波数のずれを表している。周波数のずれを表すベクトルは、系列番号に応じて回転し、回転量は周波数のずれに依存する。すなわち、 $\exp(j 2\pi(\Delta f - f_k) \cdot j/N)$ が表現する系列は、向きが系列番号に応じて回転し、長さが送信信号系列の大きさであるベクトルである。

【0066】図6は、(8)式に示す周波数応答、すなわち、パイロットシンボルにおいて伝送される信号に対して周波数オフセット Δf を与えた参照系列と受信信号の相関出力の大きさ $|a(\Delta f)|^2$ の周波数応答の例を示す図である。ただし、図6において、 f_k は0である。

図6より、周波数オフセットが0の場合に、相関値は最大になることがわかる。

【0067】すなわち、図3に示す複数の複素相関器31～33に、それぞれ異なる周波数オフセットを有する参照系列を設定したときに、各複素相関器31～33から出力される、参照系列と受信信号との相関出力絶対値の最大値を検索し、最大値を出力した複素相関器に対応する周波数オフセットにより、OFDM送信信号のキャリア周波数とOFDM受信信号のキャリア周波数とのずれを検出することができる。

【0068】図3における最大値検出部34は、前述したサーチ手順を実行し、キャリア周波数の誤差信号と相関出力の最大値信号とを出力する。

【0069】なお、図6では、パイロットシンボルにおいて伝送される既知信号系列が異なる2つの参照系列A、Bと受信信号との相関出力の大きさ $|a(\Delta f)|^2$ の

周波数応答の例を示している。図6より、参照系列と受信信号の相関出力の大きさ $|a(\Delta f)|^2$ の周波数応答は、既知信号系列に依存することがわかる。

【0070】図3において、最大値検出部34に接続されたシフトレジスタ35は、最大値検出部34が出力した相関出力の最大値信号を順にシフトし、最大値検出部36は、シフトレジスタ35の各段の出力の中から最大値を検出する。この最大値は、前述した自己相関演算によって得られる系列の自己相関ピークを示しており、このピーク位置は、無線伝送路を経て受信される信号のバーストフレームの基準タイミングを示している。

【0071】最大値検出部36は、検出されたバーストフレームの基準タイミングと、OFDM受信機11のタイミングとの誤差であるタイミング誤差信号を出力する。また、最大値検出部36は、最大値検出部34で検出された相関出力の最大値を出力した複素相関器が出力した相関出力の最大値を検出し、相関出力の最大値が出力されるタイミングに対応する周波数オフセットを、周波数誤差信号として出力する。

【0072】なお、ここで得られる周波数オフセット量は、複素相関器の個数に依存した離散値である。したがって、補間演算を行うことにより、周波数誤差信号の精度を向上させることができる。

【0073】以上のような構成により、サンプリングタイミング誤差とキャリア周波数の誤差の検出が可能となり、信頼性の高い信号伝送が可能なOFDM信号通信システムを実現できる。

【0074】前述したように、マルチメディア情報等を扱うOFDM信号通信システムでは、伝送される信号がバースト的に発生するため、バーストフレーム毎に短時間で同期を確立する必要がある。高速な初期同期のためには、ある程度の回路規模の増大は避けられないが、回路規模の増大は、製造コストの上昇につながるため、回路規模は、できるだけ小さくするのが望ましい。つまり、全体の回路負担に占める割合が比較的大きい複素のスライディング相関器を、如何にして簡易な構成とするかが重要な技術課題となる。

【0075】そこで、以下に、図3に示す複素相関器の回路規模を低減する手法について説明する。以下に説明する手法は、パイロットシンボルにおいて伝送される信号に対して異なる周波数オフセットを与えた参照系列との相関演算に着目したものである。

【0076】前述したように、パイロットシンボルにおいて伝送される信号に対して周波数オフセット Δf を与えた参照系列と受信信号との相関出力 $a(\Delta f)$ は、前述した(8)式により表現できる。なお、説明を簡略化するため、(8)式では、雑音、サンプリングタイミングのずれ、および位相オフセットの影響が無視できると仮定している。

【0077】周波数のずれを表すベクトルは、図7に示

すように、パイロット信号の信号系列の系列番号に応じて回転し、回転量は周波数のずれに依存する。 $\Delta f = 1$ のとき、このベクトルは一回転する。すなわち、 $\exp(j 2\pi(\Delta f - f_k) l / N)$ が表現する系列は、向きが系列番号に応じて回転し、長さが送信信号系列の大きさであるベクトルである。

【0078】ここで、 $|u(i)|^2 \cdot \exp(-j 2\pi(\Delta f - f_k) l / N)$ の特徴について考察する。ベクトル軌跡の変化を理解しやすいように、送信信号系列の大きさ $|u(i)|^2$ の変化が小さい例を用いて説明する。

【0079】図8および図9にベクトル軌跡の一例を示す。FFTのポイント数 $N = 64$ 、OFDM信号を構成するサブキャリアの数 $N_s = 4$ であり、図8は $\Delta f = 0.25$ 、図9は $\Delta f = 0.5$ である。

【0080】ベクトル軌跡が図8および図9のようになることは、送信信号系列の大きさ $|u(i)|^2$ を観測すると理解できる。

【0081】図10は図8および図9に対応する送信信号系列の大きさ $|u(i)|^2$ を示す図である。図10の横軸はサンプル番号 l であり、縦軸は $|u(i)|^2$ である。

【0082】図8～図10より、 $|u(i)|^2 \cdot \exp(-j 2\pi(\Delta f - f_k) l / N)$ が表現する系列は、向きが系列番号に応じて回転し、長さが送信信号系列の大きさであるベクトルであることが確認できる。また、(8)式で示される相関出力 $a(\Delta f)$ は、これらの軌跡のベクトル和から算出される。

【0083】ここで、図8および図9に示したベクトル軌跡の分布に着目する。図8および図9より、原点付近に多数の分布が存在することがわかる。このことは、送信信号系列の大きさ $|u(i)|^2$ の分布は、0付近が高く、 $|u(i)|^2$ が大きい値をとる分布はわずかであることを示している。(8)式で示される相関出力 $a(\Delta f)$ は、これらの軌跡のベクトル和であるため、送信信号系列の大きさ $|u(i)|^2$ が大きな値をとるときの影響が支配的となる。

【0084】このため、本実施形態では、参照系列をいくつかの代表的なベクトルのみで表現する。

【0085】図8および図9では、ベクトル軌跡の変化を理解しやすいように、送信信号系列の大きさ $|u(i)|^2$ の変化が小さい場合の例を示した。しかしながら、OFDMの時間波形は、比較的変動が大きいという特徴を有している。逆に言うと、変化の小さいケースはまれである。

【0086】図11はQPSKマッピングされたデータを伝送した場合のベクトル軌跡の例を示す図である。図11では、FFTのポイント数 $N = 32$ 、OFDM信号を構成するサブキャリアの数 $N_s = 32$ である。図11(a)はパイロットシンボルにおいて伝送される信号に対して与えられる周波数オフセット $\Delta f = 0, 4$ の場合、図11(b)は $\Delta f = 0, 9$ の場合である。

【0087】図11より、送信信号系列の大きさ $|u(i)|^2$ の分布は、0付近が高く、 $|u(i)|^2$ が大きい値をとる分布はわずかであることがわかる。

【0088】本実施形態では、参照系列をいくつかの代表的なベクトルのみで表現する。以下、代表ベクトルの例を図12および図13を用いて説明する。

【0089】図12はランダムデータを伝送した場合のベクトル軌跡を示す図である。図12は、FFTのポイント数 $N=64$ 、OFDM信号を構成するサブキャリアの数 $N_s=64$ 、周波数オフセット $\Delta f=1.0$ の例を示している。図12からも、送信信号系列の大きさ $|u(i)|^2$ が大きな値となるベクトルはわずかであることがわかる。

【0090】このため、本実施形態では、図12のベクトルを図13に示すような代表的なベクトルで表現する。すなわち、参照系列を図13に示すような代表ベクトル以外を0としたベクトルで表現する。

【0091】(複素相関器の第1の構成例)次に、図3に示す複素相関器31~33の具体例について説明する。図14は複素相関器の第1の構成例を示すブロック図である。図14の複素相関器50は、段数が L のシフトレジスタ51と、参照系列52と、 M 個の複素乗算器53と、各複素乗算器53の出力を加算する加算器54とを有する。

【0092】参照系列52は、パイロットシンボルにおいて伝送される信号の時間領域における大きさが大きな値をとる系列番号に対応した代表ベクトルである。乗算器53は、前述した代表ベクトルの番号に対応する位置に配置する。図14は、 $L=6$ 、代表ベクトルの番号が1、4、6である場合の例を示している。

【0093】(複素相関器の第2の構成例)図15は複素相関器の第2の構成例を示すブロック図である。図15の複素相関器60は、段数がともに L であるシフトレジスタ(第2および第3の信号シフト手段)61、62と、 M 個の複素乗算器63と、各複素乗算器63の出力を加算する加算器64とを有する。乗算器63は、前述した代表ベクトルの番号に対応する位置に配置される。図15は、 $L=6$ 、代表ベクトルの番号が1、4、6の場合の例を示している。

【0094】図15の複素相関器60においても、乗算器63の数を減らすことができるため、回路規模の増大を抑制でき、製造コストの削減が図れる。

【0095】図16は図15の複素相関器60を有するOFDM受信機11の構成の一部を示すブロック図である。図16のOFDM受信機11は、OFDM受信信号を標準化する標準化器19と、1シンボル遅延器(遅延手段)65

$$(\phi_0, \phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{15}) \\ = (0, \pi/2, -\pi/2, \pi, \pi/2, -\pi/2, \pi, 0, \pi, \pi/2, \pi/2, \pi, -\pi/2, -\pi/2, 0, 0) \\ \dots (10)$$

ここで、 $I_g=16$ 、 X_k はQPSKマッピングとしている。

【0105】この系列では、代表ベクトルの間隔は、等

と、図15の複素相関器60とを有する。

【0096】図16のOFDM受信機11では、複素相関器60により、2つの連続するパイロットシンボルが配属されたパーストフレームデータの相関ピークを得ることができ、複素相関器60から出力される信号の最大値をサーチすることで、パーストフレームを検出することができる。

【0097】(複素相関器の第3の構成例)上述した図14および図15では、パイロットシンボルにおいて伝送される信号の時間領域における大きさが大きな値をとる代表ベクトルに対応して複素乗算器を配置する例を説明したが、パイロットシンボルにおいて伝送される信号として、巡回系列の信号を伝送すれば、複素乗算器を等間隔に配置することができる。

【0098】以下、複素乗算器を等間隔に配置できるような既知信号系列について説明する。この既知信号系列は、パイロット信号が伝送されるタイミングで伝送されるものである。

【0099】参照系列 d_k をいくつかの代表ベクトルで表現するために、既知信号系列として、周波数領域における位相配置がサブキャリアに対して巡回するように設定した系列を採用する。ここでは、このような系列を巡回系列と呼ぶ。

【0100】巡回系列では、繰り返し周期を I_g とすると、既知信号系列 (X_k) をIFFTした時間応答の系列 (x_k) は、 N/I_g ごとに値をもつようになる。

【0101】すなわち、パイロットシンボルに巡回系列を用いることにより、複素乗算器の数を減らすことができ、回路規模の増加を極力抑えることができる。

【0102】巡回系列は(9)式で表される。
 $X_{k+I_g} \cdot X_k^* = \exp(j \phi_k \text{ modulo } I_g) \dots (9)$
 ただし、 $k(k=0, 1, \dots, N-1)$ はサブキャリア番号、 ϕ_k はサブキャリア間の位相変化である。

【0103】(9)式を満足する系列は複数存在する。しかしながら、巡回系列では、特定サンプルに対して電力が集中するため、PAPR(Peak to Average Power Ratio)の点からは不利である。PAPRが大きいということは、OFDM変調方式の欠点の一つである。PAPRは、電力効率の観点からはできる限り小さい方が望ましい。

【0104】このため、各代表ベクトルに電力が等分配される巡回系列、すなわち、 $|x_k|^2=N/I_g$ となるような巡回系列を選ぶ必要がある。ここで、 i は代表ベクトルの番号を、 N はFFTのポイント数を示す。巡回周期 I_g は、代表ベクトルの数に一致する。 $|x_k|^2=N/I_g$ となる系列の一例として、(10)式がある。

間隔 $(i=0, N/I_g, 2 \cdot N/I_g, \dots, (I_g-1) \cdot N/I_g)$ となる。

【0106】図17は巡回系列のパイロット信号を用い

た場合の複素相関器の第3の構成例を示すブロック図である。既知信号系列に巡回系列を用いると、その時間応答は、等間隔ごとに値を有するため、乗算器102は等間隔に配置される。図17は、乗算器の数が4の場合の例を示している。なお、乗算器102の数は巡回周期1gに一致する。すなわち、パイロットシンボルに巡回系列を用いることにより、スライディング相関器における複素乗算器の数を減らすことができ、回路規模の増加を抑制できる。

【0107】次に、巡回系列のパイロット信号を送信する場合の複素相関器の構成について説明する。

【0108】(複素相関器の第4の構成例) 図18は複素相関器の第4の構成例を示すブロック図である。図18の複素相関器70は、段数がともにLのシフトレジスタ71、72と、M個の複素乗算器73と、各複素乗算器73の出力を加算する加算器74とを有する。乗算器73は、代表ベクトルの番号に対応する位置に配置される。

【0109】パイロット信号は巡回系列であるため、図18に示すように乗算器73を等間隔に配置することができる。

【0110】図18の複素相関器は乗算器73、85を等間隔に配置する以外は、図15と同様に構成される。したがって、図15と同様の作用・効果が得られる。

【0111】(複素相関器の第5の構成例) 図19は複素相関器の第5の構成例を示すブロック図である。図19の複素相関器90は、巡回系列のパイロット信号を送信する場合の構成であり、入力系列を1:Kの率でパラレルに変換するシリアル/パラレル変換器91と、段数がMのシフトレジスタ92と、M個の複素乗算器93と、各複素乗算器93の出力を加算する加算器94と、参照系列95とを有する。参照系列95は、パイロットシンボルにおいて伝送される信号の時間領域における大きさが大きな値をとる系列番号に対応した代表ベクトルである。

【0112】図19の複素相関器20は、受信されたパイロット信号と参照系列との間で複素演算を行う点で、図18の複素相関器20と異なる。図19の複素相関器90の場合も、乗算器の数が少なく済むため、回路規模の増大を抑制できるとともに、製造コストを削減できる。

【0113】(周波数誤差&タイミング誤差推定器の他の構成例) 図20は周波数誤差&タイミング誤差推定器の他の構成例を示すブロック図である。図20の周波数誤差&タイミング誤差推定器20aには、図1に示した標準化器19から出力された信号が入力される。周波数誤差&タイミング誤差推定器20aからは、局部発振器18に供給される周波数誤差信号と、FFT21に供給されるタイミング誤差信号とが出力される。

【0114】図20の周波数誤差&タイミング誤差推定

器20aは、シフトレジスタ30と、複数の複素相関器31~33と、最大値検出部34と、比較器111と、平均受信電力測定部112とを有する。各複素相関器31~33には、それぞれ異なる参照系列37~39が設定される。各複素相関器31~33は、シフトレジスタ30から入力される信号と参照系列とを掛け合わせる複素乗算器41と、複素乗算器41の出力を加算する加算器42とを有する。複素相関器31~33に設定される参照系列37~39は、パイロットシンボルにおいて伝送される信号に対して異なる周波数オフセットを与えた信号である。

【0115】最大値検出部34は、各複素相関器31~33から出力される相関値の最大値を検出し、相関値の最大値と、そのときの周波数オフセット量とを出力する。キャリア周波数の誤差は、最大値を出力した複素相関器に対応する周波数から検出できる。ここで得られる周波数オフセット量は、複素相関器の個数に依存した離散値である。このため、最大値を出力した複素相関器と、その複素相関器に隣接する複素相関器からの出力を用いた補間により、周波数誤差を得る。

【0116】複数の複素相関器の各出力信号の最大値を検出することにより、受信信号に含まれる自己相関特性の良好な既知信号の位置を検出でき、これにより、バーストフレームの同期を確立することができる。

【0117】最大値検出部34から出力された相関値および周波数オフセット量は、比較器111に入力される。比較器111には、平均受信電力測定部112の出力信号が入力される。平均受信電力測定部112には、図1に示した標準化器19が出力する信号が入力され、平均受信電力値が出力される。平均受信電力測定部112は、受信信号の平均電力を測定する。比較器111は、受信信号の平均電力の情報に基づいて比較値を設定し、この比較値と、最大値検出部34から出力された相関値の最大値との比較演算を行う。

【0118】この比較演算により、比較器111は、受信信号に含まれる自己相関特性の良好な既知信号の位置と内部クロックとの誤差を求め、その誤差値をタイミングオフセットとして出力する。複素相関器31~33から出力される相関出力の絶対値が大きいほど、平均電力は大きくなるため、図示の比較器111は、平均電力測定部112で測定された電力が予め設定された比較値以上になったときを基準として周波数誤差信号と相関出力最大値信号を出力する。

【0119】図20のような構成により、サンプリングタイミング誤差とキャリア周波数誤差の検出が可能になり、信頼性の高い信号伝送が可能なOFDM信号受信装置を実現することができる。

【0120】上述した実施形態では、最大値検出部36から周波数誤差信号とタイミング誤差信号を出力する例を説明したが、周波数誤差信号のみを出力してキャリア

周波数の誤差調整のみを行ってもよい。

【0121】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、本発明によれば、受信したパイロット信号と、パイロット信号に対してそれぞれ異なる周波数オフセットが設定された参照信号との間で複素相関演算を行った結果に基づいて、再生キャリア信号の周波数を制御するため、受信フレームの同期確立を迅速に行うことができ、安定した信頼性の高い信号伝送およびその受信が可能となる。また、複素相関演算手段の内部の構成を簡略化できるため、回路規模の増大を抑制でき、それに伴って製造コストを削減できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るOFDM信号受信装置を備えたOFDM信号通信システムの一実施形態のブロック図。

【図2】OFDM送信機から送信されるOFDM信号のバーストフレームのデータ構成を示す図。

【図3】図1に示した周波数誤差&タイミング誤差推定器の内部構成を示すブロック図。

【図4】複素相関器から出力される相関値列の例を示す図。

【図5】自己相関演算によって得られる系列を示す図。

【図6】パイロットシンボルにおいて伝送される信号に対して周波数オフセット Δf を与えた参照系列と受信信号の相関出力の大きさ $|a(\Delta f)|^2$ の周波数応答の例を示す図。

【図7】周波数のずれを表すベクトルを示す図。

【図8】 $\Delta f = 0.25$ の場合のベクトル軌跡の一例を示す図。

【図9】 $\Delta f = 0.5$ の場合のベクトル軌跡の一例を示す図。

【図10】図8および図9に対応する送信信号系列の大きさ $|u(i)|^2$ を示す図。

【図11】QPSKマッピングされたデータを伝送した場合のベクトル軌跡の例を示す図。

【図12】ランダムデータを伝送した場合のベクトル軌跡を示す図。

【図13】代表ベクトル以外を0としたベクトル軌跡を

示す図。

【図14】複素相関器の第1の構成例を示すブロック図。

【図15】複素相関器の第2の構成例を示すブロック図。

【図16】図15の複素相関器を有するOFDM受信機の構成の一部を示すブロック図。

【図17】パイロット信号に巡回系列を用いた場合の複素相関器の第3の構成例を示すブロック図。

【図18】複素相関器の第4の構成例を示すブロック図。

【図19】複素相関器の第5の構成例を示すブロック図。

【図20】周波数誤差&タイミング誤差推定器の他の構成例を示すブロック図。

【図21】送信側に用いられるOFDM変調装置の構成を示すブロック図。

【図22】ガードインターバルを説明する図。

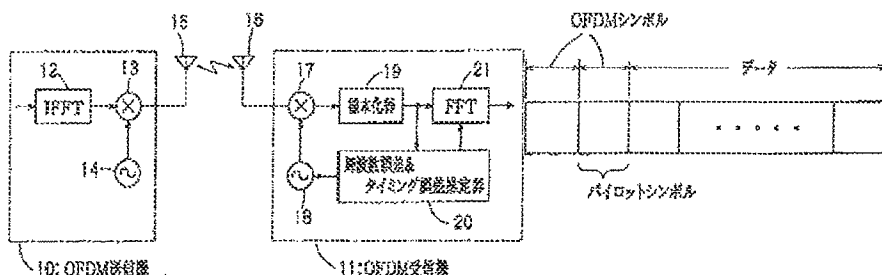
【図23】受信側に用いられるOFDM復調装置の構成を示すブロック図。

【図24】文献に記載された周波数オフセット検出・除去方式を示す図。

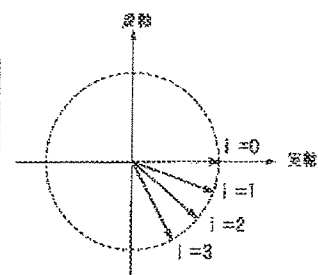
【符号の説明】

- 10 OFDM送信機
- 11 OFDM受信機
- 12 逆高速フーリエ変換器 (IFFT)
- 13, 17 周波数変換器
- 14, 18 局部発振器
- 15, 16 アンテナ
- 19 標本化器
- 20 タイミング誤差推定器
- 21 高速フーリエ変換器 (FFT)
- 30, 35 シフトレジスタ
- 31~33 複素相関器
- 34, 36 最大値検出部
- 37~39 参照系列
- 40 複素乗算器
- 41 加算器

【図1】

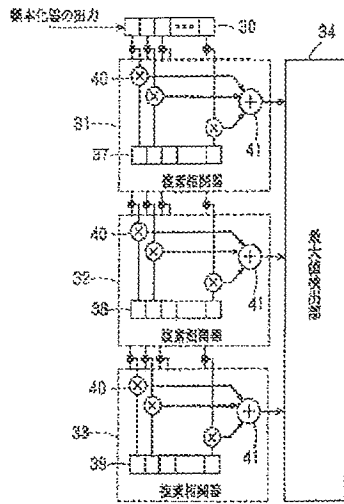


【図2】

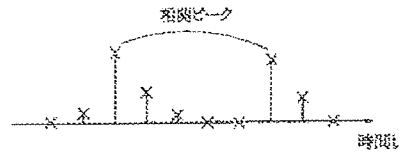


【図7】

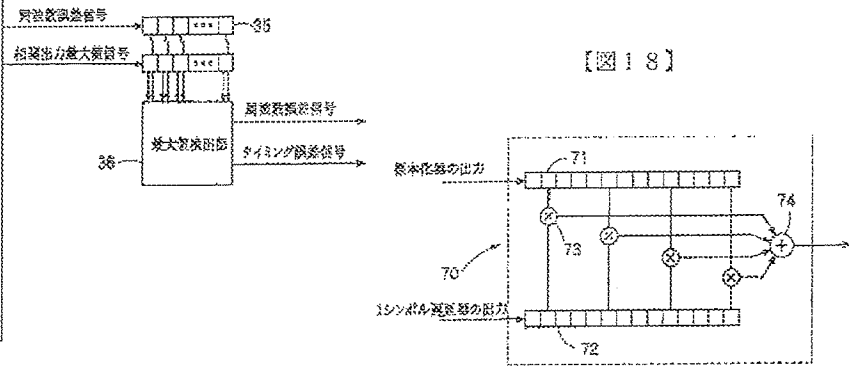
【図3】



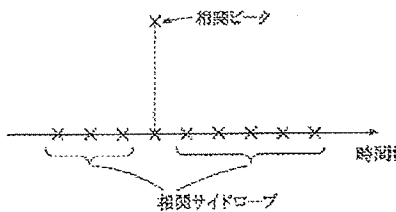
【図4】



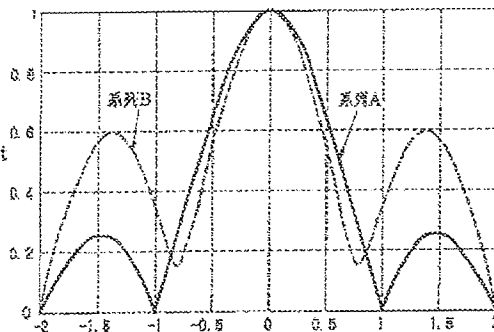
【図18】



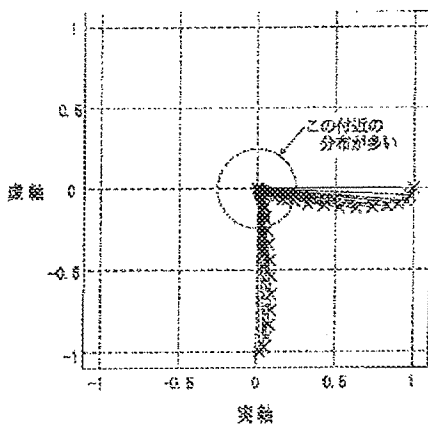
【図5】



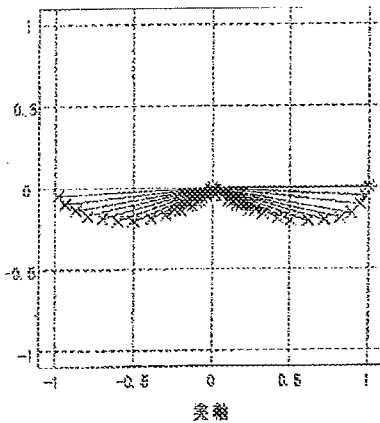
【図6】



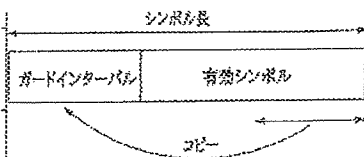
【図8】



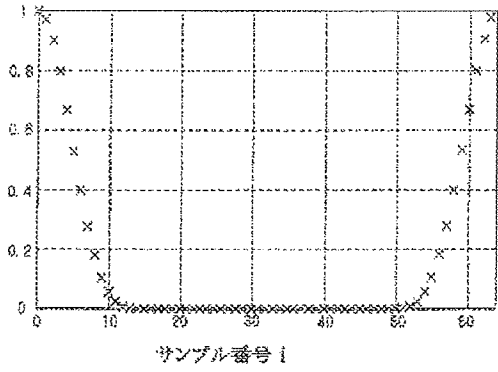
【図9】



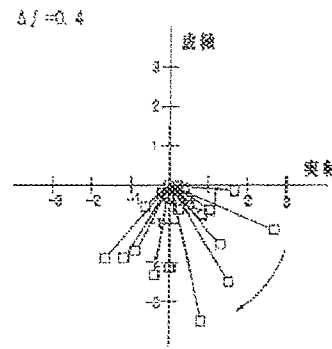
【図22】



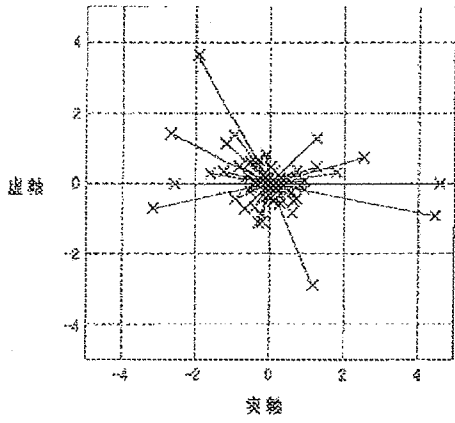
【図10】



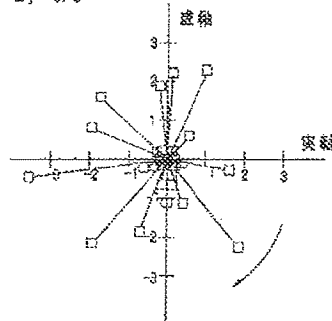
【図11】



【図12】

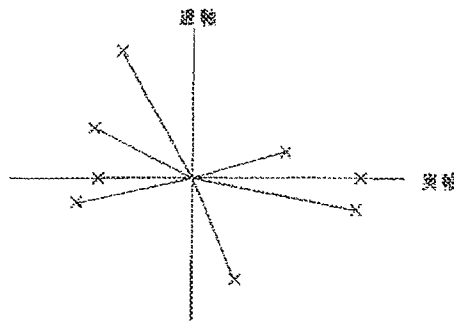
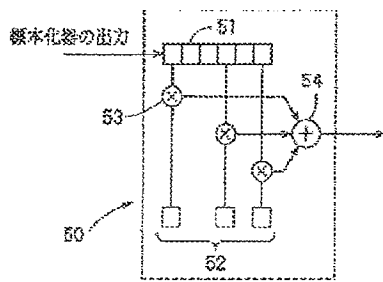


(b) Δf = 0.9



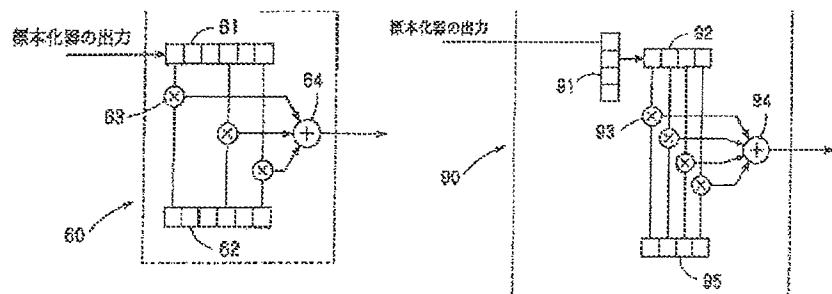
【図13】

【図14】

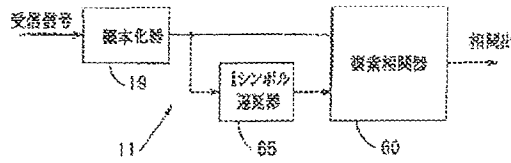


【図15】

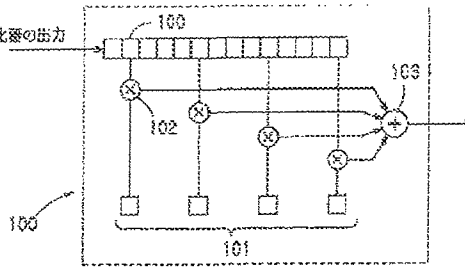
【図19】



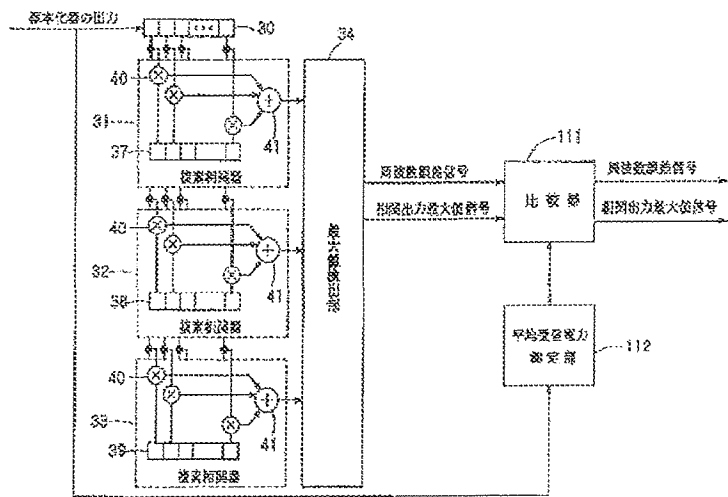
【図16】



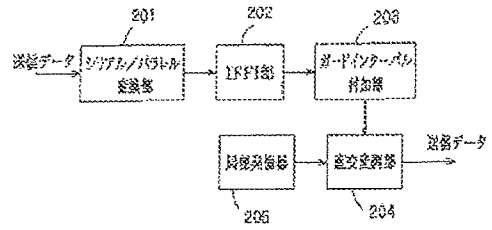
【図17】



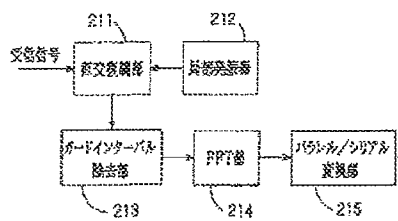
【図20】



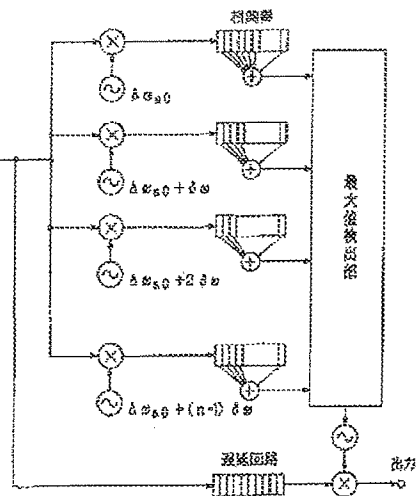
【図21】



【図23】



【図24】



(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-コト* (参考)
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 J 1/02	5 K 0 2 2
H 0 4 B 7/26		3/00	K 5 K 0 2 8
H 0 4 Q 7/36		11/00	Z 5 K 0 3 3
H 0 4 J 1/02		H 0 4 B 7/26	1 0 9 N 5 K 0 6 7
3/00			C

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 7 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2000-49344(P2000-49344)

(22) 出願日 平成12年2月25日 (2000.2.25)

(71) 出願人 000208891

ケイディーディーアイ株式会社
東京都新宿区西新宿二丁目3番2号

(72) 発明者 鈴木 利則

埼玉県上福岡市大原二丁目1番15号 株式会社ケイディーディ研究所内

(74) 代理人 100074930

弁理士 山本 恵一

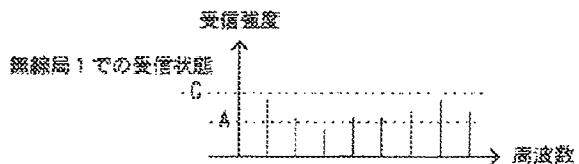
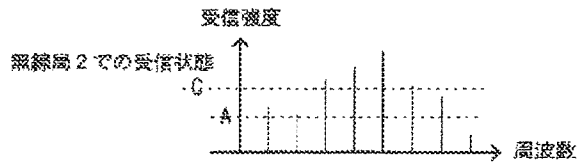
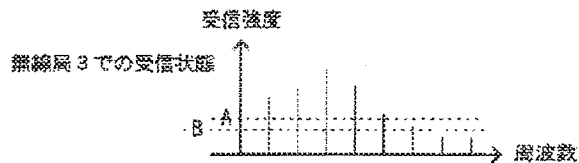
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信システムのサブキャリア割当方法

(57) 【要約】

【課題】 無線通信システムにおいて、伝送効率の劣化の原因となる、当該無線局にとって受信状態の悪いサブキャリアを割り当てないようなサブキャリア割当方法を提供する。

【解決手段】 基地局が、同時に且つ等レベルの複数のサブキャリアの参照信号を、無線局へ送信する第1の段階と、無線局が、参照信号のサブキャリア毎の受信状態を、基地局へ通知する第2の段階と、基地局が、サブキャリア毎の受信状態に応じて、送信順にパケットの送信先無線局と通信を行うサブキャリアを決定する第3の段階とを有する方法である。第2の段階について、受信強度の第1の閾値Aを設定し、受信状態が、閾値A以上の受信強度のものと、閾値Aよりも小さい受信強度のものとで2値の1ビットで表される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 基地局と、複数のサブキャリアを用いて無線パケットを多重化して該基地局と通信を行う1つ以上の無線局とを有する無線通信システムのサブキャリア割当方法において、

前記基地局が、同時に且つ等レベルの複数のサブキャリアの参照信号を、前記無線局へ送信する第1の段階と、前記無線局が、前記参照信号のサブキャリア毎の受信状態を、前記基地局へ通知する第2の段階と、

前記基地局が、前記サブキャリア毎の受信状態に応じて、送信順にパケットの送信先無線局と通信を行うサブキャリアを決定する第3の段階とを有することを特徴とする無線通信システムのサブキャリア割当方法。

【請求項2】 前記サブキャリアは、フラットフェージングと見なせる程度の伝送レートに設定されることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 前記第2の段階について、受信強度の第1の閾値Aを設定し、前記サブキャリア毎の受信状態を、該第1の閾値A以上の受信強度のものと、該第1の閾値Aよりも小さい受信強度のものととの2値の1ビットで表すことを特徴とする請求項1又は2に記載の方法。

【請求項4】 前記第2の段階について、前記第1の閾値Aよりも小さい受信強度の第2の閾値Bを設定し、前記基地局が最初に送信すべきパケットの送信先無線局は該第2の閾値Bよりも小さい受信強度のサブキャリアの識別子を該基地局へ通知することを特徴とする請求項3に記載の方法。

【請求項5】 前記第2の段階について、前記第1の閾値Aよりも大きい受信強度の第3の閾値Cを設定し、前記基地局が2番目以降に送信すべきパケットの送信先無線局は該第3の閾値Cよりも大きい受信強度のサブキャリアの識別子を該基地局へ通知することを特徴とする請求項3に記載の方法。

【請求項6】 前記第2の段階について、前記受信状態を複数の段階の情報量で表し、以前の前記サブキャリア毎の受信状態との変化分のみを前記基地局へ通知することを特徴とする請求項1又は2に記載の方法。

【請求項7】 前記受信状態の変化分が、2値の数ビットで表されることを特徴とする請求項6に記載の方法。

【請求項8】 前記受信状態の変化分が一定レベル以上の場合、前記サブキャリア毎の受信状態の変化分を通知せずに、一括して「変化が多い」との情報を前記基地局へ通知することを特徴とする請求項6又は7に記載の方法。

【請求項9】 前記サブキャリアは、該サブキャリアを複数含むサブバンドであることを特徴とする請求項1から8のいずれか1項に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、無線通信システム

のサブキャリア（又はサブバンド）割当方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 図1は、対象となる無線通信システムの構成図である。このシステムは、基地局と、複数のサブキャリアを用いて無線パケットを多重化して該基地局と通信を行う1つ以上の無線局とを有する。図1に示すように、矢印付き実線は下り信号（基地局から無線局への信号）を、矢印付き破線は上り信号（無線局から基地局への信号）を表している。

【0003】 従来、無線通信システムにおける多元接続方式は、周波数分割多重（FDMA）、時分割多重（TDMA）、符号分割多重（CDMA）又はこれらの組み合わせ（ハイブリッド）によって実現されている。分割されたこれらの要素をチャンネルとして複数用意し、それぞれを各無線局に割り当てることで、同時接続を行っている。即ち、異なる周波数、異なる時間スロット又は異なる拡散符号で識別される無線チャンネルを複数用意して、各無線局に割り当てる。

【0004】 基地局では、その基地局に割り当てられた周波数帯域を原則として均等に分割してキャリア（搬送波）を用意する。例えば、1MHzの帯域の中から25kHzの間隔で約40本のFDMA、TDMAキャリアを用意でき、又は20MHzの帯域の中から5MHzの間隔で4本のCDMAキャリアを用意できる。

【0005】 また、基地局が無線局に割り当てた無線チャンネルのキャリア周波数は、原則として同一基地局との通信中には変更しない。即ち、無線局の移動に伴って生じる伝搬路の周波数特性の瞬時変動とは無関係に、特定の周波数を継続して使用する。

【0006】 ここで、マルチキャリア伝送を用いた無線パケット伝送の従来技術について説明する。

【0007】 OFDMは、複数のサブキャリアによって信号を送信する方式であり、地上デジタル放送又は高速無線LANでの使用が予定されている。一般に、サブキャリアは、フラットフェージングと見なせる程度の伝送レート（屋外環境で10ksp/s程度）に設定される。全てのサブキャリアを用いて、1ユーザ宛ての下り信号を送信するため、各無線局において受信状態の悪いサブキャリアによって伝送効率が劣化してしまう欠点がある。

【0008】 MC-CDMAを用いた高速パケット伝送については、特性評価などが現在進められている（例えば、安部田貞行ら、「下りリンクブロードバンド無線パケット伝送におけるSC/DS-CDMA、MC/DS-CDMA、MC-CDMA方式の特性比較」、電子情報通信学会 信学技報、RCS99-130、1999年10月、など）。個々のサブキャリアはスペクトル拡散されているためにその占有帯域が広く、一般に周波数選択性フェージングを受けるので、サブキャリアの受信状態のばらつきが少なくなる。

【0009】 図2は、送信要求があったパケットから順

次送信する従来の方法である。各パケットに記された数字は、パケットを送信する相手の無線局番号である。無線局3に対するパケットが先頭にあり、無線局4宛のパケットが最後になっている。この方法は、無線パケットを多重化せずに送信する点に特徴がある。無線局では、伝送されている無線パケットのヘッダを見て自局宛のパケットか否かを判断する。無線パケット送出先の無線局では、パケットが正しく受信されればACKを返す。ACKが返らなかった無線パケットについては再送制御しても良い。また、ACK情報から無線回線が良いと判断される無線局に対しては次回の伝送では多値変調を用いてより効率的な伝送も可能となる（適応変調技術）。

【0010】図3は、スペクトル拡散信号を用いて伝送する場合に、複数の移動局宛にパケットを多重化して伝送する従来の方法である。各無線パケットは、異なる拡散符号で多重化するので、受信状態に応じた割り当てを行うわけではない。また、MC-CDMAでは、パスタイバシチの効果を期待してサブキャリアの占有帯域を広く設定するため、サブキャリアの受信状態の差は一般に小さくなる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】しかし、従来の方法は、いずれも、基地局が、当該無線局にとって受信状態の悪いサブキャリアであっても割り当てるといった問題がある。図2の方法では、複数のサブキャリアを割り当てるとき、受信状態の良いサブキャリアも悪いサブキャリアも混在して割り当てるので、全体としての伝送効率が劣化してしまう。また、図3の方法では、サブキャリアの占有帯域が広く、受信状態の良い部分も悪い部分も混在しているので、図2と同様に、全体としての伝送効率が劣化してしまう。

【0012】そこで、本発明は、無線通信システムにおいて、伝送効率の劣化の原因となる、当該無線局にとって受信状態の悪いサブキャリアを割り当てないようなサブキャリア割当方法を提供することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】従って、本発明の無線通信システムのサブキャリア割当方法は、基地局が、同時に且つ等レベルの複数のサブキャリアの参照信号を、無線局へ送信する第1の段階と、無線局が、参照信号のサブキャリア毎の受信状態を、基地局へ通知する第2の段階と、基地局が、サブキャリア毎の受信状態に応じて、送信順にパケットの送信先無線局と通信を行うサブキャリアを決定する第3の段階とを有するものである。サブキャリアは、フラットフェージングと見なせる程度の伝送レートに設定されることが好ましい。

【0014】本発明の第1の実施形態によれば、第2の段階について、受信強度の第1の閾値Aを設定し、サブキャリア毎の受信状態を、該第1の閾値A以上の受信強度のもの、該第1の閾値Aよりも小さい受信強度のもの

のとの2値の1ビットで表すことが好ましい。

【0015】本発明の第2の実施形態によれば、第2の段階について、第1の閾値Aよりも小さい受信強度の第2の閾値Bを設定し、基地局が最初に送信すべきパケットの送信先無線局は該第2の閾値Bよりも小さい受信強度のサブキャリアの識別子を該基地局へ通知することも好ましい。

【0016】本発明の第3の実施形態によれば、第2の段階について、第1の閾値Aよりも大きい受信強度の第3の閾値Cを設定し、基地局が2番目以降に送信すべきパケットの送信先無線局は該第3の閾値Cよりも大きい受信強度のサブキャリアの識別子を該基地局へ通知することも好ましい。

【0017】本発明の第4の実施形態によれば、第2の段階について、受信状態を複数の段階の情報量で表し、以前の前記サブキャリア毎の受信状態との変化分のみを前記基地局へ通知することも好ましい。受信状態の変化分が2値の数ビットで表され、受信状態の変化分が一定レベル以上の場合、サブキャリア毎の受信状態の変化分を通知せずに、一括して「変化が多い」との情報を基地局へ通知することも好ましい。これにより、通知すべき情報量を減らすことができる。

【0018】本発明の他の実施形態によれば、サブキャリアは、該サブキャリアを複数含むサブバンドであることも好ましい。これにより、通知すべき情報量を減らすことができる。

【0019】

【発明の実施の形態】以下では、図面を用いて、本発明の実施形態を詳細に説明する。

【0020】本発明は、基地局において、無線局からの受信状態の報告と各無線局に対する送信トラフィックとに基づいて、サブキャリアの割り当てを行うものである。以下では、各サブキャリアは、1つの無線局にのみ割り当てられるものとして説明するけれども、サブキャリアがスペクトル拡散されていれば、1つのサブキャリアを複数の無線局に割り当てすることも可能である。

【0021】但し、各サブキャリアの占有帯域が周波数選択性を持つ場合には、周波数選択性が無視できる程度にサブキャリアの占有帯域を狭めるのが好ましい。即ち、サブキャリアの占有帯域幅は、コヒーレンス帯域幅程度以下に設定する。

【0022】図4は、送信要求パケットが基地局に到達した順序を示す説明図である。このとき、基地局は、送信すべきパケットの送信先無線局を、先頭のパケットからいくつか選び、これら無線局に対して受信状態の報告を要求する。ここでは、送信すべきパケットの送信先無線局が3、1、2の順序で発生している。

【0023】図5は、本発明による基地局から送信される参照信号の周波数-送信強度のグラフである。基地局は、受信状態の報告を求めるサブキャリア上に、間欠又

10

20

30

40

50

は連続して参照信号を送信する。この参照信号は、送信データが変調された信号、又は既知のパターンで構成されたパイロット信号であってもよい。図5では、8つのサブキャリアの参照信号が同時に且つ等レベルで送信されている。

【0024】下り信号は、広帯域伝送になるほど、周波数選択性によって、強く受信できる周波数帯と、そうでない周波数帯とに分かれる。この周波数選択性は、基地局と無線局との間の伝送路状態によって異なる。

【0025】図6は、図5の参照信号を受信した3つの無線局における、参照信号の周波数-受信強度のグラフである。無線局3では3番目のサブキャリア周辺が、無線局2では5番目のサブキャリアが周辺が強く受信されている。また、無線局1では1番目及び7番目のサブキャリアが同じ程度のレベルで受信されている。

【0026】図7は、本発明の第1の実施形態における、受信状態報告信号とサブキャリアの割り当てとの説明図である。無線局は、受信状態の閾値Aに対して各サブキャリアの受信強度が上回っているか否かを基地局へ報告する。尚、閾値Aは、無線伝送が十分に品質良く行える受信強度に設定する。

【0027】図7によれば、サブキャリアの割り当ては、送信すべき先頭のパケットの送信先無線局から順に行う。無線局3へ送信する先頭のパケットは、当該無線局3で受信強度が強いサブキャリア1~5が割り当てられる。次に、無線局2へ送信する2番目のパケットは、まだ割り当てられていないサブキャリアのうち、当該無線局2で受信強度が強いサブキャリア6及び7が割り当てられる。最後に、無線局1へ送信する3番目のパケットは、残りのサブキャリア8の受信強度が当該無線局1で強いので、これを割り当てる。このように、3つの無線パケットが、受信状態を考慮して、先頭のパケットから順に多重化される。

【0028】図8は、本発明の第2の実施形態における、受信状態報告信号とサブキャリアの割り当てとの説明図である。先頭のパケット送出先である無線局に対してはAより小さい閾値Bを更に設定し、閾値Bを下回るサブキャリアを基地局へ通知する。ここでの閾値Bは、受信強度が弱いことを意味する。

【0029】図8によれば、先頭のパケットの送信先無線局3については閾値Bを用い、無線局2及び1については図7と同じ閾値Aを用いている。無線局3については、サブキャリア7及び8が閾値Bを下回っていることが分かる。従って、無線局3へ送信する先頭のパケットは、当該無線局3で受信強度が弱いサブキャリア1~6が割り当てられる。

【0030】第1の実施形態では無線局3の受信状態通知には8ビット必要であったのに対し、第2の実施形態では6ビット(=サブキャリア番号3ビット×2つ)で済むので、無線局からの受信状態の報告に必要な伝送量

を減らすことができる。このように第2の実施形態では、2つの閾値A及びBによって先頭の無線パケットを優先して多重化することにより先頭パケット伝送遅延を短くすることができ、十分な送信が期待できない閾値Bを下回るサブキャリアへの伝送量を減らすことができる。

【0031】図9は、本発明の第3の実施形態における、受信状態報告信号とサブキャリアの割り当てとの説明図である。2番目以降のパケットの送出先である無線局1及び2に対して、閾値Aより大きい閾値Cを設定し、無線局1及び2では閾値Cを上回るサブキャリア番号を通知する。第1及び第2の実施形態と同様にして、受信状態表に基づいて各サブキャリアを割り当てるが、あまったサブキャリア(図9の例ではサブキャリア8)については先頭パケットのあと先である無線局3に割り当てる。

【0032】図9によれば、2つの閾値A及びCによって先頭の無線パケットを優先して多重化することにより先頭パケット伝送遅延を短くするとともに、閾値Cが大きいために、これを上回るサブキャリア数の期待値が低く、無線局からの受信状態通知に必要な伝送量を減らす効果が期待できる。例えば、無線局2及び3の通知に要した情報量は、第3の実施形態では12ビットであるのに対し、第1の実施形態では16ビットである。

【0033】第1から第3の実施形態では、受信状態は、1つの閾値(A、B又はC)を基準に2値状態(○又は×)で通知されているが、もちろん2値を超える複数段階の状態数で通知されてもよい。この場合、通知のための情報量が増すけれども、より効率の良いサブキャリアの割り当てが可能となる。

【0034】割り当て結果を基地局から各無線局に通知するために、報知チャンネルにて割り当て情報を通知する。報知チャンネルはここで説明したサブチャンネルのすべて又は一部を時分割又は符号分割で使用しても良いし、全く別のチャンネルであっても良い。各無線局では、基地局からの割当情報を受信し、自局に割り当てられたサブキャリアを復調することにより所望の信号を得ることができる。

【0035】図10は、本発明の第4の実施形態を説明するための、参照信号の2時点の周波数-受信強度のグラフである。図11は、図10の2時点にそれぞれ対応する受信状態報告信号の説明図である。ここでは、各時刻における受信状態を3段階で通知している。第4の実施形態は、受信状態の変化分のみを基地局へ通知する方法である。

【0036】パケットのサイズによっては、複数のパケットを連続して送信する必要が生じる。また、移動中の無線局における受信状態は時々刻々と変化するため、連続して無線パケットを送信する相手無線局からの定期的な受信状態報告が必要となる。従って、移動量の少ない

移動局においては受信状態の変化も少ないので、前回の報告情報との変化分のみを通知することによって、通知のための情報量を削減することができる。

【0037】8サブキャリアの受信状態を3段階で報告するために必要な情報量は $8 \times \log_2(3) = 12.7$ ビットとなる。これに対して受信状態の変化分を、例えば次のように符号化する。変化がない場合は「00」、+の変化がある場合は「10」、-の変化がある場合は「11」とする。このようにすると、図11の受信状態を10ビット(=(サブキャリア番号3ビット+変化分2ビット)×2つ)で伝送でき、通知のための情報量を削減することができる。

【0038】また、受信状態の変化が一定レベル以下の時には、個々の受信状態を通知せずに、一括して「変化なし」と通知することも情報量を削減する上で有効である。

【0039】ここでの受信状態の変化とは、例えば受信状態の変化量(図11の「前回との差」)の絶対値の総和を1サブキャリアで平均したものや、又は図10に示したような受信強度波形間の相関などが考えられる。

【0040】受信状態の変化が大きい場合は、全てのサブキャリア毎の受信状態を通知する必要があり、上述の通知情報の削減方法を用いてもその効果は乏しい。この場合、受信状態の変化が一定レベル以上のとき、一括して「変化が多い」と通知することもできる。このときの各サブキャリアは、いずれも大きな時間変動を受けているので、時間平均した受信状態はどのサブキャリアでも同程度になるので、任意のサブキャリアを割り当ててよいと考えられる。尚、この方法は、継続した受信状態の報告だけではなく、1番目の受信状態報告においても適用することも好ましい。

【0041】第1から第4の実施形態では、サブキャリア単位で受信状態の報告を行うが、これを複数のサブキャリアが含まれるサブバンド(周波数帯)の単位で行うことも好ましい。これにより、受信状態通知のための情報量が削減される。サブバンドの受信状態とは、そのサブバンドに属する1つ以上のサブキャリアの受信状態から求められる、平均的又は代表的な受信状態である。

【0042】図12は、サブバンド割当方法の周波数-受信強度のグラフである。ここでは、サブキャリア数が24のときに4サブキャリア毎に1つのサブバンドを形成している。これにより、通知すべき受信状態の情報量は1/4となる。

【0043】サブバンドの帯域幅がコヒーレンス帯域幅程度以下であれば、サブバンド単位で受信状態の報告を行っても大きな劣化はない。その場合のサブキャリアの割り当ては、サブバンド単位で一括して行っても良い。

【0044】サブバンドの帯域幅がコヒーレンス帯域幅程度以上であれば、隣接する複数のサブバンドの受信状態から個々のサブキャリア又はコヒーレンス帯域の受信状態を補完推定し、サブキャリア又はコヒーレンス帯域の単位で無線割り当てを行ったほうが周波数効率の良い割り当てができる。

【0045】前述した本発明のサブキャリア割当方法の実施形態によれば、受信状態報告信号とサブキャリアの割り当てとの関係も種々考えることができ、本発明の技術思想及び見地の範囲の種々の変更、修正及び省略は、当業者によれば容易に行うことができる。前述の説明はあくまで例であって、何ら制約しようとするものではない。本発明は、特許請求の範囲及びその均等物として限定するものにのみ制約される。

【0046】

【発明の効果】以上、詳細に説明したように、本発明の無線通信システムのサブキャリア割り当て方法によれば、無線局毎に受信強度の強いサブキャリアを用いてパケットを多重化するので、全てのサブキャリアを均等に用いてパケット伝送する従来技術に比べて、周波数効率のよい下り信号伝送が達成される。

【図面の簡単な説明】

【図1】対象となる無線通信システムの構成図である。

【図2】従来技術による、送信要求があったパケットから順次送信する方法である。

【図3】従来技術による、スペクトル拡散信号を用いて伝送する場合に、複数の移動局宛にパケットを多重化して伝送する方法である。

【図4】送信要求パケットが基地局に到達した順序を示す説明図である。

【図5】本発明による、基地局から送信される参照信号の周波数-送信強度のグラフである。

【図6】図5の参照信号を受信した3つの無線局における、参照信号の周波数-受信強度のグラフである。

【図7】本発明の第1の実施形態における、受信状態報告信号とサブキャリアの割り当てとの説明図である。

【図8】本発明の第2の実施形態における、受信状態報告信号とサブキャリアの割り当てとの説明図である。

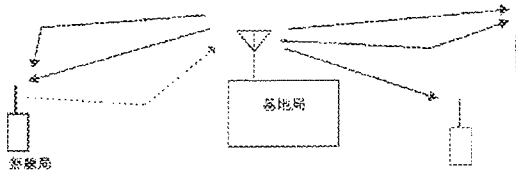
【図9】本発明の第3の実施形態における、受信状態報告信号とサブキャリアの割り当てとの説明図である。

【図10】本発明の第4の実施形態を説明するための、参照信号の2時点の周波数-受信強度のグラフである。

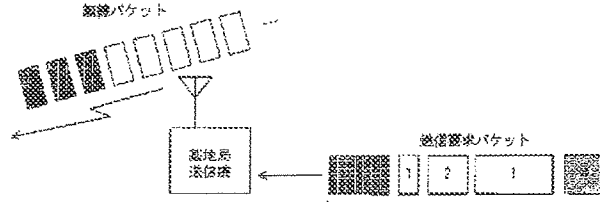
【図11】図10の2時点にそれぞれ対応する受信状態報告信号の説明図である。

【図12】サブバンド割当方法の周波数-受信強度のグラフである。

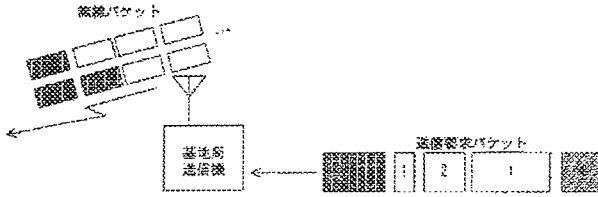
【図1】



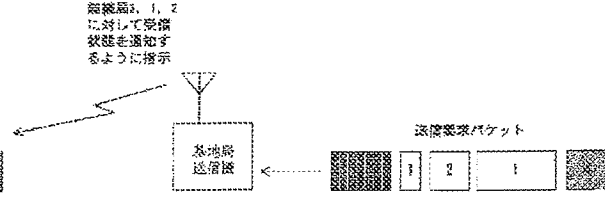
【図2】



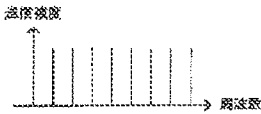
【図3】



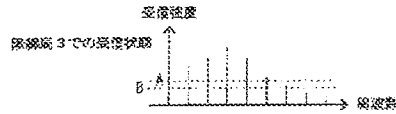
【図4】



【図5】

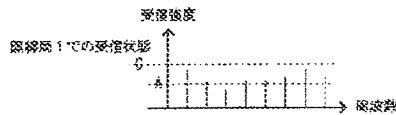
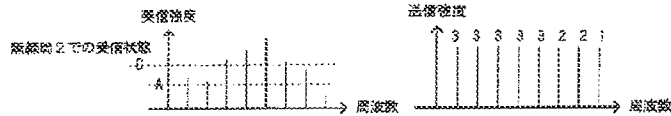


【図6】

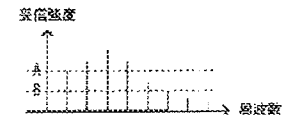


サブキャリア番号	1	2	3	4	5	6	7	8
無線局3	A	○	○	○	○	○	○	○
無線局2	A	○	○	○	○	○	○	○
無線局1	A	○	○	X	○	○	○	○

【図7】



【図10】

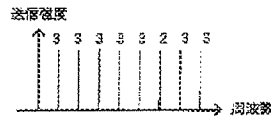
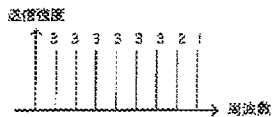


【図8】

サブキャリア番号	1	2	3	4	5	6	7	8
無線局3	B	○	○	○	○	○	○	○
無線局2	A	○	○	○	○	○	○	○
無線局1	A	○	○	X	○	○	○	○

【図9】

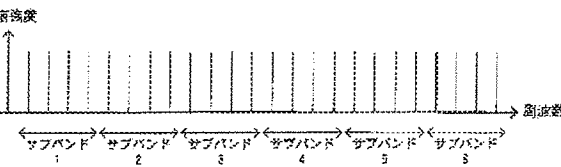
サブキャリア番号	1	2	3	4	5	6	7	8
無線局3	A	○	○	○	○	X	X	X
無線局2	C	○	○	○	○	○	○	○
無線局1	C	○	○	○	○	○	○	○



【図11】

サブキャリア番号	1	2	3	4	5	6	7	8
無線局1	1	2	2	2	1	0	0	0

サブキャリア番号	1	2	3	4	5	6	7	8
無線局1	1	2	2	1	1	0	0	1
前図との差	0	0	0	-1	0	0	0	1



【図12】

フロントページの続き

(51)Int.Cl. ¹	識別記号	F I	キーワード(参考)
H04J 11/00		H04B 7/26	105D
		H04J 13/00	A
H04L 12/28		H04L 11/00	310B

Fターム(参考) 5K022 AA09 AA21 DD01 DD13 DD18
 DD31 EE01 EE11 EE31
 5K028 AA01 AA11 BB04 CC02 CC05
 DD01 DD02 KK32 LL02 MM14
 PP11 PP23 TT02
 5K033 AA01 AA07 CA17 CC01 DA01
 DA17 EA02
 5K067 AA13 BB01 BB21 CC08 EE02
 EE10 EE32 JJ12

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-238269

(43)Date of publication of application : 31.08.2001

(51)Int.Cl. H04Q 7/38
H04B 7/26
H04Q 7/36
H04J 1/02
H04J 3/00
H04J 11/00
H04J 13/00
H04L 12/28

(21)Application number : 2000-049344

(71)Applicant : KDDI CORP

(22)Date of filing : 25.02.2000

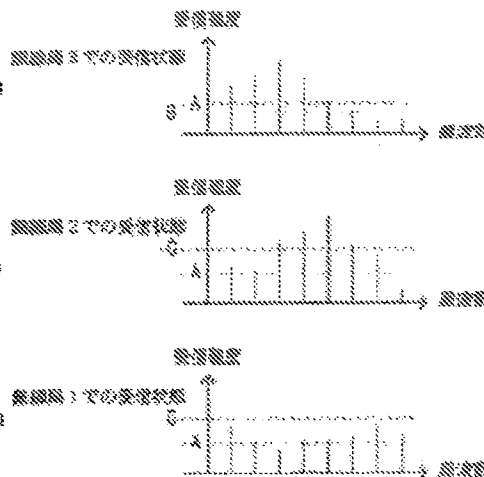
(72)Inventor : SUZUKI TOSHINORI

(54) SUB CARRIER ASSIGNMENT METHOD FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a subcarrier assignment method for a wireless communication system by which a subcarrier providing a deteriorated reception state causing degradation in the transmission efficiency to a concerned wireless station cannot be assigned thereto.

SOLUTION: The method of this invention comprises a 1st step where a base station transmits reference signals consisting of subcarriers with an equal level to wireless stations at the same time, a 2nd step where the wireless stations inform the base station about the reception state by the subcarrier of each reference signal, and a 3rd step where the base station makes communications with destination wireless stations by means of packets in the transmission sequence depending on the reception state of each subcarrier. In the 2nd step, a 1st threshold A with respect to the reception strength is set, and a binary bit is used to express the reception state having the reception strength of the threshold A or over and having the reception strength smaller than the threshold A.



* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] In a subcarrier allocation method of a wireless communication system which has a base station and one or more radio stations which multiplex a radio packet using two or more subcarriers, and communicate with this base station,

A subcarrier allocation method of a wireless communication system characterized by comprising the following.

A first stage where the aforementioned base station transmits a reference signal of two or more simultaneous subcarriers of a ** level to the aforementioned radio station.

A second stage where the aforementioned radio station notifies a receive state for every subcarrier of the aforementioned reference signal to the aforementioned base station.

The 3rd phase where the aforementioned base station determines a subcarrier which communicates with a transmission destination radio station of a packet to transmission orders according to a receive state for every aforementioned subcarrier.

[Claim 2] A method according to claim 1, wherein the aforementioned subcarrier is set as a transmission rate of a degree it can be considered that is flat phasing.

[Claim 3] setting up the first threshold value A of receiving intensity about said second stage — a receive state for every aforementioned subcarrier — this — a thing of receiving intensity beyond the 1st threshold value A — this — a method according to claim 1 or 2 characterized by what is denoted by 1 bit of a binary with a thing of receiving intensity smaller than the 1st threshold value A.

[Claim 4] About said second stage, the second threshold value B of receiving intensity smaller than said first threshold value A is set up, a transmission destination radio station of Paquette whom the aforementioned base station should transmit first — this — a method of notifying an identifier of a subcarrier of receiving intensity smaller than the 2nd threshold value B to this base station according to claim 3.

[Claim 5] About said second stage, the 3rd threshold value C of larger receiving intensity than said first threshold value A is set up, a transmission destination radio station of Paquette whom the aforementioned base station should transmit to 2nd henceforth — this — a method of notifying an identifier of a subcarrier of larger receiving intensity than the 3rd threshold value C to this base station according to claim 3.

[Claim 6] A method of denoting the aforementioned receive state by the amount of information of two or more stages, and notifying only a changed part with a receive state for every former aforementioned subcarrier to the aforementioned base station about said second stage, according to claim 1 or 2.

[Claim 7] A method according to claim 6 that a changed part of the aforementioned receive state is characterized by what is denoted by several bits of a binary.

[Claim 8] A method of notifying collectively information "there is much change" to the aforementioned base station, without notifying a changed part of a receive state for every aforementioned subcarrier, when a changed part of the aforementioned receive state is more than a constant level according to claim 6 or 7.

[Claim 9] A method of a description in any 1 item of Claim 1, wherein the aforementioned subcarrier is a subband containing two or more these subcarriers to 8.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] The present invention relates to the subcarrier (or subband) allocation method of a wireless communication system.

[0002]

[Description of the Prior Art] Fig. 1 is a configuration diagram of the target wireless communication system. This system has a base station and one or more radio stations which multiplex a radio packet using two or more subcarriers, and communicate with this base station. As shown in Fig. 1, it gets down from the solid line with an arrow, and the dashed line with an arrow expresses the uphill signal (signal from a radio station to a base station) for the signal (signal from a base station to a radio station).

[0003] Conventionally, the multiple access scheme in a wireless communication system is realized by Frequency Division Multiplexing (FDMA), Time Division Multiplexing (TDMA), code division multiplexing (CDMA), or such combination (hybrid). Two or more these divided elements are prepared as a channel, and it connects concurrently by assigning each to each radio station. That is, two or more radio channels identified with different frequency, a different time slot, or a different spread code are prepared, and it assigns each radio station.

[0004] In a base station, the frequency band assigned to the base station is divided uniformly in principle, and a carrier (subcarrier) is prepared. For example, about 40 FDMA/TDMA carriers can be prepared at intervals of 25 kHz out of a 1-MHz zone, or four CDMA carriers can be prepared at intervals of 5 MHz out of a 20-MHz zone.

[0005] The carrier frequency of the radio channel which the base station assigned to the radio station is not changed during communication with the same base station in principle. That is, specific frequency is continued and used regardless of the momentary fluctuation of the frequency characteristic of the propagation path produced with movement of a radio station.

[0006] Here, it describes about the prior art of the wireless packet transmission using multi-carrier transmission.

[0007] OFDM is a system which transmits a signal by two or more subcarriers.

Use by ground digital broadcasting or high-speed wireless LAN is planned.

Generally, a subcarrier is set as the transmission rate (it is 10ksp/s degree at outdoor environment) of the degree it can be considered that is flat phasing. In order for addressing to 1 user to get down and to transmit a signal using all the subcarriers, there is a fault in which transmission efficiency deteriorates by the bad subcarrier of a receive state in each radio station.

[0008] About the high speed packet transmission using MC-CDMA, he can be proceeding characterization etc. now (ABETA, Sadayuki et al. [for example,] -- " -- getting down -- a link -- broadband -- the characteristic comparison " of SC/DS-CDMA [in wireless packet transmission], MC/DS-CDMA, and MC-CDMA system --) Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Shingaku Giho, RCS99-October, 1999 [130 or], etc. Since the spread spectrum of each subcarrier is carried out, the occupancy zone is wide, and since frequency selective fading is generally received, dispersion in the receive state of a subcarrier decreases.

[0009] Fig. 2 is the conventional method of transmitting sequentially from a packet with a Request to Send. The number described at each packet is a wireless station number of the partner who transmits a packet. The packet to the radio station 3 is in a head, and the packet addressed to radio station 4 has become the last. This method has the characteristics in the point which transmits without multiplexing a radio packet. In a radio station, the header of the

radio packet currently transmitted is seen and it is judged whether it is a packet addressed to a local station. In the radio station of a radio packet transmission destination, if a packet is received correctly, ACK will be returned. Resending control may be carried out about the radio packet to which ACK did not return. To the radio station judged to be good, more efficient transmission of a wireless circuit is also attained from ACK information using multi-level modulation by next transmission (adaptive modulation technology).

[0010] Fig. 3 is the conventional method of multiplexing and transmitting a packet to two or more addressing to a mobile station, when transmitting using a spread spectrum signal. Since each radio packet is multiplexed with a different spread code, it does not necessarily perform assignment according to a receive state. In MC-CDMA, in order to expect the effect of path diversity and to set up the occupancy zone of a subcarrier widely, generally the difference of the receive state of a subcarrier becomes small.

[0011]

[Problem to be solved by the invention] However, each conventional method has the problem that a base station assigns even if it is a bad subcarrier of a receive state for the radio station concerned. In the method of Fig. 2, since the good subcarrier of a receive state and a bad subcarrier are intermingled and are assigned when assigning two or more subcarriers, the transmission efficiency as the whole will deteriorate. In the method of Fig. 3, the occupancy zone of a subcarrier is wide, and since the good portion of a receive state and the bad portion are intermingled, the transmission efficiency as the whole will deteriorate like Fig. 2.

[0012] Then, in a wireless communication system, an object of the present invention is to provide a subcarrier allocation method leading to degradation of transmission efficiency which does not assign the subcarrier with a bad receive state for the radio station concerned.

[0013]

[Means for solving problem] Therefore, the subcarrier allocation method of the wireless communication system of the present invention, The first stage where a base station transmits the reference signal of two or more simultaneous subcarriers of a ** level to a radio station, It has a second stage where a radio station notifies the receive state for every subcarrier of a reference signal to a base station, and the 3rd phase where a base station determines the subcarrier which communicates with Paquette's transmission destination radio station to transmission orders according to the receive state for every subcarrier. As for a subcarrier, it is preferable to be set to the transmission rate of the degree it can be considered that is flat phasing.

[0014] setting up the first threshold value A of receiving intensity about a second stage according to the first embodiment of the present invention --- the receive state for every subcarrier --- this --- the thing of the receiving intensity beyond the 1st threshold value A --- this --- it is preferable to express with 1 bit of a binary with the thing of receiving intensity smaller than the 1st threshold value A.

[0015] the transmission destination radio station of Paquette whom according to the second embodiment of the present invention should set up the second threshold value B of receiving intensity smaller than the first threshold value A, and a base station should transmit first about a second stage --- this --- it is also preferable to notify the identifier of the subcarrier of receiving intensity smaller than the 2nd threshold value B to this base station.

[0016] According to a 3rd embodiment of the present invention, the 3rd threshold value C of larger receiving intensity than the first threshold value A is set up about a second stage, the transmission destination radio station of the packet which a base station should transmit to 2nd henceforth --- this --- it is also preferable to notify the identifier of the subcarrier of larger receiving intensity than the 3rd threshold value C to this base station.

[0017] According to a 4th embodiment of the present invention, it is also preferable to denote a receive state by the amount of information of two or more stages, and to notify only a changed part with the receive state for every former aforementioned subcarrier to the aforementioned base station about a second stage. It is also preferable for a changed part of a receive state to be denoted by several bits of a binary, and to notify collectively the information "there is much change" to a base station, without notifying a changed part of the receive state for every subcarrier, when a changed part of a receive state is more than a constant level. Thereby, the amount of information which should be notified can be reduced.

[0018] As for a subcarrier, according to other embodiments of the present invention, it is preferable that it is also a subband containing two or more these subcarriers. Thereby, the amount of information which should be notified can be reduced.

[0019]

[Mode for carrying out the invention] Below, the embodiment of the present invention is

described in detail using Drawings.

[0020]The present invention assigns a subcarrier in a base station based on a report of the receive state from a radio station, and the transmission traffic to each radio station. Each subcarrier can also assign one subcarrier below to two or more radio stations, if the spread spectrum of the subcarrier is carried out, although described as what is assigned only to one radio station.

[0021]However, when the occupancy zone of each subcarrier has frequency selection nature, it is preferable to narrow the occupancy zone of a subcarrier to the degree which frequency selection nature can disregard. That is, the occupation band width of a subcarrier is set below to a coherence bandwidth degree.

[0022]Fig.4 is an explanatory view in which a Request-to-Send packet shows the order which arrived at the base station. At this time, a base station chooses partly the transmission destination radio station of the packet which should transmit from a top packet, and requires a report of a receive state from these radio stations. Here, the transmission destination radio station of the packet which should transmit has occurred in order of 3, 1, and 2.

[0023]Fig.5 is a graph of the frequency-transmission strength of the reference signal transmitted from the base station by the present invention, the subcarrier top which a base station asks for a report of a receive state — an intermission — or a reference signal is transmitted continuously. This reference signal may be the signal with which send data was modulated, or a pilot signal which comprised a known pattern. In Fig.5, the reference signal of eight subcarriers is transmitted on the ** level simultaneous.

[0024]By getting down, a signal is divided into a strongly receivable frequency band and the frequency band which is not so by frequency selection nature, so that it becomes spread spectrum transmission. This frequency selection nature changes with transmission line states between a base station and a radio station.

[0025]Fig.6 is a graph of the frequency-receiving intensity of a reference signal in three radio stations which received the reference signal of Fig.5. The 5th subcarrier is received in the radio station 3, and the periphery is strongly received for the 3rd subcarrier periphery in the radio station 2. The 1st and the 7th subcarrier are received in the radio station 1 by the level which is the same degree.

[0026]Fig.7 is an explanatory view of the receive state report signal in the first embodiment of the present invention, and assignment of a subcarrier. It is reported to a base station whether the receiving intensity of each subcarrier has exceeded the radio station to the threshold value A of a receive state. Wireless transfer sets the threshold value A as the receiving intensity which can be performed with sufficient sufficient quality.

[0027]According to Fig.7, assignment of a subcarrier is performed sequentially from the transmission destination radio station of the packet of the head which should transmit. As for the packet of the head which transmits to the radio station 3, the subcarriers 1-5 with strong receiving intensity are assigned in the radio station 3 concerned. Next, the subcarriers 6 and 7 with strong receiving intensity are assigned in the radio station 2 concerned among the subcarriers to which the 2nd packet that transmits to the radio station 2 has not been assigned yet. Finally, since the 3rd packet that transmits to the radio station 1 has the strong receiving intensity of the remaining subcarriers 8 in the radio station 1 concerned, it assigns this. Thus, three radio packets multiplex sequentially from a top packet in consideration of a receive state.

[0028]Fig.8 is an explanatory view of the receive state report signal in the second embodiment of the present invention, and assignment of a subcarrier. To the radio station which is a top packet transmission destination, the threshold value B smaller than A is set up further, and the subcarrier which is less than the threshold value B is notified to a base station. The threshold value B here means that receiving intensity is weak.

[0029]According to Fig.8, about the radio stations 2 and 1, the same threshold value A as Fig.7 is used, using the threshold value B about the transmission destination radio station 3 of a top packet. About the radio station 3, it turns out that the subcarriers 7 and 8 are less than the threshold value B. Therefore, as for the packet of the head which transmits to the radio station 3, the subcarriers 1-6 whose receiving intensity is not weak are assigned in the radio station 3 concerned.

[0030]Since it ends at 6 bits (= subcarrier number triplet x2 **) at a second embodiment to having been required for the notice of a receive state of the radio station 3 8 bits in the first embodiment, transmission quantity required for a report of the receive state from a radio station can be reduced. Thus, according to a second embodiment, by giving priority to and multiplexing a top radio packet with the two threshold values A and B, a leading-packets

transit delay can be shortened and the transmission quantity to the subcarrier which is less than the threshold value B which cannot expect sufficient transmission can be reduced. [0031] Fig. 9 is an explanatory view of the receive state report signal in a 3rd embodiment of the present invention, and assignment of a subcarrier. To the radio stations 1 and 2 which are the transmission destinations of the packet of the 2nd henceforth, the larger threshold value C than the threshold value A is set up, and the subcarrier number which exceeds the threshold value C is notified in the radio stations 1 and 2. Like the 1st and a second embodiment, although each subcarrier is assigned based on a receive state table, it assigns the radio station 3 which is Recipient of leading packets about a ***** subcarrier (the example of Fig. 9 subcarrier 8).

[0032] While shortening a leading-packets transit delay by giving priority to and multiplexing a top radio packet with the two threshold values A and C according to Fig. 9, The expected value of the number of subcarriers in which the threshold value C exceeds this since it is large is low, and the effect of reducing transmission quantity required for the notice of a receive state from a radio station can be expected. For example, the amount of information which the notice of the radio stations 2 and 3 took is 16 bits in a first embodiment to being 12 bits in a 3rd embodiment.

[0033] At the 1st to 3rd embodiment, although the receive state is notified by binary condition (O or x) on the basis of one threshold value (A, B, or C), it may be notified with two or more steps of state numbers exceeding a binary, of course. In this case, although the amount of information for a notice increases, assignment of a more efficient subcarrier is attained.

[0034] In order to notify a quota result to each radio station from a base station, an information channel notifies allocation information. An information channel may use all or a part of subchannel described here by time sharing or code division, and may be a completely different channel. In each radio station, a desired signal can be acquired by receiving the quota information from a base station and restoring to the subcarrier assigned to the local station.

[0035] Fig. 10 is Graf of the frequency-receiving intensity at the 2 time of the reference signal for describing a 4th embodiment of the present invention. Fig. 11 is an explanatory view of the receive state report signal respectively corresponding to 2 time of Fig. 10. Here, the receive state in each time is notified by the three-stage. A 4th embodiment is the method of notifying only a changed part of a receive state to a base station.

[0036] It will be necessary to transmit two or more packets continuously depending on the size of a packet. Since the receive state in the radio station under movement changes every moment, the periodical receive state report from the partner radio station which transmits a radio packet continuously is needed. Therefore, since there is also little change of a receive state in a mobile station with little movement magnitude, the amount of information for a notice is reducible by notifying only a changed part with the last report information.

[0037] The amount of information required in order for a three-stage to report the receive state of eight subcarriers will be $8 \times \log_2(3) = 12.7$ bit. On the other hand, a changed part of a receive state is coded as follows, for example. It is referred to as "11", when there is change of "00" and + and there is change of "10" and -, when changeless. If it does in this way, the receive state of Fig. 11 can be transmitted at 10 bits (= (subcarrier number triplet + change 2 bits per part) $\times 2$ **), and the amount of information for a notice can be reduced.

[0038] It is effective when change of a receive state is below a constant level, and reporting "with no change" collectively, without notifying each receive state also reduces the amount of information.

[0039] The thing which averaged the total of the absolute value of the variation ("difference with last time" of Fig. 11) of a receive state by one subcarrier, or correlation between receiving intensity waveforms as shown in Fig. 10 can be considered to be change of a receive state here, for example.

[0040] When change of a receive state is large, the effect is scarce, even if it is necessary to notify the receive state for every subcarriers of all the and uses the reduction methods of above-mentioned notification information. In this case, when change of a receive state is more than a constant level, it can also report collectively "There is much change." It is thought that the receive state which carried out the time average since each subcarrier at this time had received the time jitter with big all may assign any subcarrier since every subcarrier becomes comparable. As for this method, it is preferable not only a report of the continued receive state but to apply in the 1st receive state report.

[0041] In the 1st to 4th embodiment, although a receive state is reported per subcarrier, it is also preferable to perform this in the unit of the subband (frequency band) in which two or more subcarriers are contained. Thereby, the amount of information for the notice of a receive

state is reduced. The receive state of a subband is an average or typical receive state searched for from the receive state of one or more subcarriers belonging to the subband. [0042] Fig. 12 is a graph of the frequency-receiving intensity of a subband allocation method. Here, when the number of subcarriers is 24, one subband is formed every four subcarriers. Thereby, the amount of information of the receive state which should be notified is set to one fourth.

[0043] If the bandwidth of a subband is below a coherence bandwidth degree, even if it reports a receive state per subband, there will be no big degradation. Assignment of the subcarrier in that case may be put in block per subband, and may be performed.

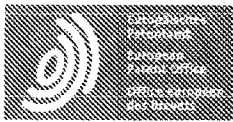
[0044] If the bandwidth of a subband is beyond a coherence bandwidth degree, complement presumption of each subcarrier or the receive state of a coherence zone will be carried out from the receive state of two or more adjoining subbands. Assignment with the frequency efficiency in which it is more sufficient to perform wireless assignment in the unit of a subcarrier or a coherence zone can be performed.

[0045] According to the embodiment of the subcarrier allocation method of the present invention mentioned above, various relation between a receive state report signal and assignment of a subcarrier can also be considered, and according to the person skilled in the art, change, correction, and an abbreviation of the versatility of technical idea of the present invention and the range of a standpoint can be performed easily. The above-mentioned description is an example to the last, and it is not going to restrain it at all. The present invention is restrained by only what is limited as Claims and its equivalent.

[0046]

[Effect of the Invention] As mentioned above, since a packet is multiplexed using a subcarrier with strong receiving intensity for every radio station according to the subcarrier quota method of the wireless communication system of the present invention as described in detail, Compared with the prior art which carries out packet transmission using all the subcarriers uniformly, a going-down signal transmission with sufficient frequency efficiency is attained.

[Translation done.]



Espacenet

Bibliographic data: WO9600470 (A1) — 1996-01-04

METHOD AND DEVICE FOR RECEIVING CODE-DIVISION MULTIPLEX SIGNAL

Inventor(s): MIKI YOSHINORI [JP]; SAWAHASHI MAMORU [JP] ± (MIKI, YOSHINORI, ; SAWAHASHI, MAMORU)

Applicant(s): NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE [JP]; MIKI YOSHINORI [JP]; SAWAHASHI MAMORU [JP] ± (NTT MOBILE COMMUNICATIONS NETWORK INC, ; MIKI, YOSHINORI, ; SAWAHASHI, MAMORU)

Classification: - international: H04B1/707; H04J13/16; H04J13/10; (IPC 1-7): H04J13/02
- cooperative: H04B1/7105; H04J13/16; H04J13/10

Application number: WO1995JP01222 19950620

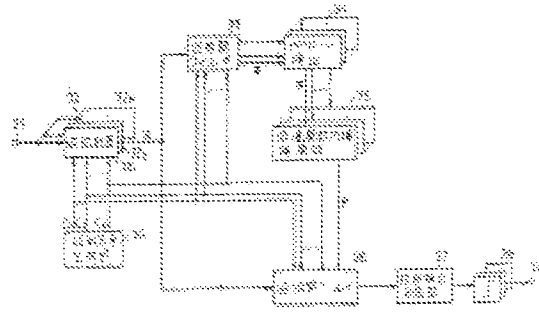
Priority number(s): JP19940141833 19940623

Also published as: EP0721264 (A1) EP0721264 (A4) EP0721264 (B1)
DE69532190 (T2) CN1126010 (A) CN1059529 (C)
CA2162569 (A1) less

Abstract of WO9600470 (A1)

A compression-back section (32) compresses back spread-spectrum signals received from K users through L transmission lines based on the spread-spectrum codes assigned to the users and a reverse correlation filter (33) eliminates interference components between signal components of compressed-back signal vectors z. A pilot detecting section (34) detects pilot signals from the signal vectors, from which the interference components have been eliminated, over a plurality of frames and a transfer function interpolating section (35) finds transfer functions by dividing the detected pilot signals by the known symbols of the pilot signals and determines transfer functions between adjacent pilot signals from the transfer functions of the adjacent pilot signals. The compressed-back signal vectors (z) are supplied to another reverse correlation filter (36) and the interference between signal components are eliminated from the vectors z and, at the same time, transmission distortion is eliminated by using the determined transfer functions, thus

generating KL signal components. A phase-correcting and synthesizing section (37) generates K synthesized signals by combining L signal components for each user and a discriminating section (38) discriminates the levels of the synthesized signals and reproduces K symbols from K users.



- 32 ... Multiplexer-Block (Kladder)
- 33 ... Signal-Verarbeitungs-Block
- 34, 35 ... Kombi-Verbindungs-Block
- 36 ... Filter-Verbindungs-Block
- 37 ... Phase-Korrektur- und Synthesizing-Block
- 38 ... Diskriminierungs- und Synthesizing-Block

(19) 日本国特許庁 (J P)

再公表特許 (A I)

(11) 国際公開番号

WO 96 / 0 0 4 7 0

発行日 平成 8 年 (1996) 9 月 24 日

(43) 国際公開日 平成 8 年 (1996) 1 月 4 日

(51) Int. Cl.⁵ 識別記号 庁内整理番号 F I
H 0 4 J 13/02

審査請求 有 予備審査請求 未請求 (全 23 頁)

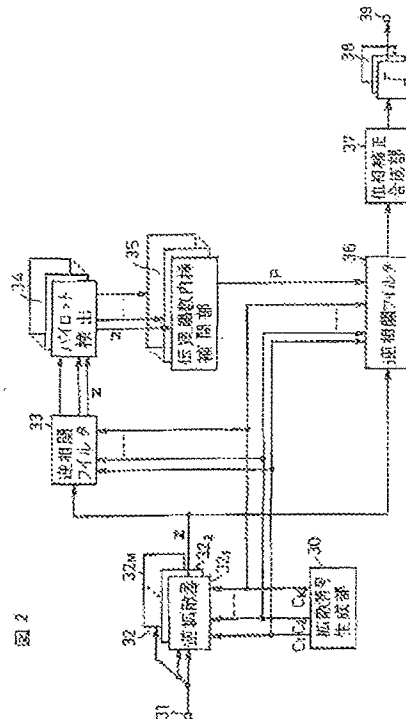
出願番号 特願平7-525100
 (21) 国際出願番号 PCT / J P 9 5 / 0 1 2 2 2
 (22) 国際出願日 平成 7 年 (1995) 6 月 20 日
 (31) 優先権主張番号 特願平6-141833
 (32) 優先日 平 6 (1994) 6 月 23 日
 (33) 優先権主張国 日本 (J P)
 (81) 指定国 EP (A T, B E, C H, D E, D K, E S, F R, G B, G R, I E, I T, L U, M C, N L, P T, S E), C A, C N, J P, K R, U S

(71) 出願人 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社
 東京都港区虎ノ門2丁目10番1号
 (72) 発明者 三木 義則
 神奈川県横浜市磯子区杉田9-2-12
 (72) 発明者 佐和橋 衛
 神奈川県横須賀市浦賀町5-42-168
 (74) 代理人 弁理士 草野 卓 (外 1 名)

(54) 【発明の名称】 符号分割多重信号の受信方法及びその受信装置

(57) 【要約】

K人の利用者のそれぞれからL個の伝搬路を経て受信された受信拡散信号を逆拡散部(32)でそれぞれの利用者に割り当てられた拡散符号で逆拡散し、得られた逆拡散信号ベクトルzの符号成分間の干渉成分を逆相関フィルタ(35)で除去し、複数フレームに渡る干渉除去された信号ベクトルからパイロット検出部(34)でパイロット信号を検出する。検出されたそれぞれのパイロット信号を伝達関数内挿補間部(35)においてそのパイロット信号の既知のシンボルで割算して伝達関数を求め、隣接パイロット信号の伝達関数からそれら間における伝達関数を推定する。逆拡散信号ベクトルzを逆相関フィルタ(36)に供給し、信号成分間の干渉を除去すると共に、推定された伝達関数により伝送歪を除去し、その結果得られたKL個の信号成分は位相補正・合成部(37)で各利用者に対応するL個ずつが合成されてK個の合成信号とされ、これらは判定部(38)でそれぞれレベル判定され、K人の利用者からのK個のシンボルが再生される。



【特許請求の範囲】

1. 各フレームが送信すべき情報データとその先頭に付加された少なくとも1シンボルのパイロット信号からなり、その利用者に割り当てられた拡散符号で拡散された送信信号を各利用者から受信し、情報データのシンボルを再生する符号分割多重信号の受信方法であり、以下のステップを含む：

(a) 受信側でK人の利用者のそれぞれからL個の伝搬路を経て受信される受信拡散信号を、それぞれ対応する拡散符号で逆拡散してKL個の信号成分からなる逆拡散信号ベクトルを得、K及びLはそれぞれ1又はそれより大の整数であり、

(b) 上記逆拡散信号ベクトルを逆相関フィルタ処理して互いの干渉が除去された信号成分からなる干渉除去信号ベクトルを得、

(c) 複数フレームに渡る一連の上記干渉除去信号ベクトルに含まれる複数のパイロット信号を検出し、それら検出されたパイロット信号の受けた伝達関数から、それらパイロット信号とパイロット信号の間において各伝搬路の伝達関数をそれぞれ推定し、

(d) これら推定された伝達関数を用いて修正した伝達関数行列により、上記逆拡散信号ベクトルに対して逆相関フィルタ処理することにより互いに干渉除去され、伝送路歪が除去された受信信号ベクトルを得、

(e) 上記受信信号ベクトルのKL個の成分に対し、それぞれ位相補正をして各利用者に関するL個の位相補正された信号を合成し、それによってK人の上記利用者に対応するK個の受信信号を出力し、

(f) 上記K個の受信信号をそれぞれレベル判定してシンボルを決定し、出力する。

2. 各フレームが送信すべき情報データとその先頭に付加された少なくとも1シンボルのパイロット信号からなり、その利用者に割り当てられた拡散符号で拡散された送信信号を各利用者から受信し、情報データのシンボルを再生する符号分割多重信号の受信方法であり、以下のステップを含む：

(a) 受信側でK人の利用者のそれぞれからL個の伝搬路を経て受信される受信信号を、それぞれ対応する拡散符号で逆拡散してKL個の信号成分からなる逆

據

散信号ベクトルを得、 K 及び L はそれぞれ1又はそれより大の整数であり、

(b) 上記逆拡散信号ベクトルを逆相関フィルタ処理して互いの干渉が除去された信号成分からなる干渉除去信号ベクトルを得、

(c) 複数フレームに渡る一連の上記干渉除去信号ベクトルに含まれる複数のパイロット信号を検出し、それら検出されたパイロット信号の受けた伝達関数から、それらパイロット信号とパイロット信号の間において各伝搬路の伝達関数をそれぞれ推定し、

(d) 上記干渉除去された信号ベクトルの成分を上記推定された伝達関数でそれぞれ重み付けし、位相補正して各利用者に付いての1個の信号を合成し、それによって K 人の上記利用者に対応する K 個の受信信号を出力し、

(e) 上記 K 個の受信信号をそれぞれレベル判定してシンボルを決定し、出力する。

3. 請求項1又は2に記載の方法において、上記ステップ(c)は、各フレームの情報データの区間の前後それぞれ予め決めた数のパイロット信号をそれぞれ検出し、上記パイロット信号の検出されたタイミングにおける伝達関数をそれぞれ計算し、それらの計算された伝達関数から内挿補間により上記情報データ区間の伝達関数を推定するステップを含む。

4. 請求項3に記載の方法において、各上記パイロット信号は既知の複数シンボルからなり、上記パイロット信号を上記既知のシンボル値でそれぞれ割算して伝達関数を求め、それらの伝達関数の平均値を上記パイロット信号における伝達関数とする。

5. 請求項3に記載の方法において、上記予め決めたパイロット信号の数は各フレームの上記情報データの区間の前後それぞれ1個であり、1次内挿補間により上記情報データ区間の伝達関数を推定する。

6. 各利用者から各フレームが送信すべき情報データとその先頭に付加された少なくとも1シンボルのパイロット信号からなり、その利用者に割り当てられた拡散符号で拡散された送信信号を受信し、情報データのシンボルを再生する符号分

割多重信号の受信装置であり、以下を含む：

K 人の利用者の拡散符号を生成する拡散符号生成手段と、 K は 1 又はそれより大の整数であり、

上記拡散符号が与えられ、 K 人の利用者のそれぞれから L 個の伝搬路を経て受信される受信拡散信号を、それぞれ対応する上記拡散符号で逆拡散して KL 個の信号成分からなる逆拡散信号ベクトルを出力する逆拡散手段と、 L は 1 又はそれより大の整数であり、

上記逆拡散信号ベクトルを逆相関フィルタ処理して互いの干渉が除去された信号成分からなる干渉除去信号ベクトルを出力する第 1 逆フィルタ手段と、

複数フレームに渡る一連の上記干渉除去信号ベクトルに含まれる複数のパイロット信号を検出し、それら検出されたパイロット信号の受けた伝達関数から、それらパイロット信号とパイロット信号の間において各伝搬路の伝達関数をそれぞれ推定する伝達関数推定手段と、

これら推定された伝達関数を用いて修正した伝達関数行列により、上記逆拡散信号ベクトルに対して逆相関フィルタ処理することにより互いに干渉除去され、伝送路歪が除去された受信信号ベクトルを出力する第 2 逆フィルタ手段と、

上記受信信号ベクトルの KL 個の成分に対し、それぞれ位相補正をして各利用者に関する L 個の位相補正された信号を合成し、それによって K 人の上記利用者に対応する K 個の受信信号を出力する位相補正・合成手段と、

上記 K 個の受信信号をそれぞれレベル判定してシンボルを決定し、出力する判定手段。

7. 各利用者から各フレームが送信すべき情報データとその先頭に付加された少なくとも 1 シンボルのパイロット信号からなり、その利用者に割り当てられた拡散符号で拡散された送信信号を受信し、情報データのシンボルを再生する符号分割多重信号の受信装置であり、以下を含む：

K 人の利用者の拡散符号を生成する拡散符号生成手段と、 K は 1 又はそれより大の整数であり、

上記拡散符号が与えられ、 K 人の利用者のそれぞれから L 個の伝搬路を経て受

信される受信拡散信号を、それぞれ対応する上記拡散符号で逆拡散して K 個の信号成分からなる逆拡散信号ベクトルを出力する逆拡散手段と、 L は1又はそれより大の整数であり、

上記逆拡散信号ベクトルを逆相関フィルタ処理して互いの干渉が除去された信号成分からなる干渉除去信号ベクトルを出力する逆フィルタ手段と、

複数フレームに渡る一連の上記干渉除去信号ベクトルに含まれる複数のパイロット信号を検出し、それら検出されたパイロット信号の受けた伝達関数から、それらパイロット信号とパイロット信号の間において各伝達路の伝達関数をそれぞれ推定する伝達関数推定手段と、

上記干渉除去された信号ベクトルの成分を上記推定された伝達関数でそれぞれ重み付けし、位相補正して各利用者について L 個の信号を合成し、それによって K 人の上記利用者に対応する K 個の受信信号を出力する位相補正・重み付け合成手段と、

上記 K 個の受信信号をそれぞれレベル判定してシンボルを決定し、出力する判定手段。

8、請求項6又は7に記載の受信装置において、上記伝達関数推定手段は、各フレームの情報データの区間の前後それぞれ予め決めた数のパイロット信号をそれぞれ検出するパイロット検出手段と、上記パイロット信号の検出されたタイミングにおける伝達関数をそれぞれ計算し、それらの計算された伝達関数から内挿補間により上記情報データ区間の伝達関数を推定する伝達関数内挿補間手段とを含む。

【発明の詳細な説明】

符号分割多重信号の受信方法及びその受信装置

技術分野

この発明は例えば移動通信に適用され、スペクトラム拡散を用いた符号分割多重信号の受信方法、特に単数または複数の通信者（利用者）からの、単数または複数の伝播路（パス）を経由した M 個（ M は2以上の整数）の信号を受信し、その受信信号を逆拡散符号で逆相関処理して干渉除去された逆拡散出力を得る受信方法及びその受信装置に関する。

従来技術

スペクトラム拡散通信の優れた耐干渉性や秘匿性から、さまざまな通信システムにおいてスペクトラム拡散通信を用いた符号分割多重通信方式（CDMA）の実用のための検討がさかんになりつつある。

CDMA方式の問題点は利用者の所在位置によって中心局が受信する受信信号の電力が大きく異なる、いわゆる遠近問題が生じることにある。CDMA方式では、同一の周波数帯域を複数の利用者が共有するので、通信品質を劣化させるのは他の利用者からの干渉妨害である。例えば中心局の近くの利用者と遠くの利用者が同時に通信を行う場合、中心局では近くの利用者からの信号電力は大きく受信されるのに対して、遠くの利用者からの信号電力は小さく受信されることになる。このことは遠くの利用者と中心局間の通信が、近くの利用者からの干渉を受けて大きく特性劣化することを意味する。

最近、米国プリンストン大学のRuxandra LupasとSergio Verduは、加法性ガウス雑音を受ける2値非同期CDMAシステムに対して、受信信号電力に差があっても各利用者からの受信信号から送信信号を推定できる線形フィルタのクラスを明らかにした。このクラスのフィルタを逆相関フィルタと呼んでいる。この逆相関フィルタは、各利用者の拡散符号および各受信信号のシンボルの受信時間差情報を用いて構成され、各受信信号間の相関成分を除去して互いに直交化する処理を行うことにより、各受信電力に依存しない送信シンボル推定を可能とする。また、この逆相関フィルタの処理量は、同時利用者数 N に比例して増大する程度に留まり、著しく増大することはない。（R. Lupas and S. Verdu, "Near-far Resi

s

tance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels", IEEE Trans.COM, Vol.COM-38, pp.496-508, 1990)

さて、CDMA方式を移動体通信に用いる場合の特徴として、逆拡散の過程で、複数の伝搬路を経由した信号の合成信号である受信信号から、それぞれの伝搬路に対応した信号を分離できることが挙げられる。すなわち、移動通信環境では1つの送信局から送信された信号は一般に複数の電波伝搬路を経由してそれぞれの遅延とフェージングを受けて1つの受信局に到達するが、もしスペクトラム拡散後の帯域幅の逆数(=チップレート)が、これら伝搬路の遅延時間差よりも小さければ、逆拡散後にはこれら各伝搬路を経由して受信される各信号の遅延時間に対応したタイミングで相関ピークが現われる(これをパス分離と呼ぶ)。各信号は独立なフェージング(位相回転および振幅変動)を受けているから、各々位相回転を補正した上で合成することによりダイバーシチによる改善効果が得られる。このことを利用する受信方法はRAKE受信として知られている。一般にパス数が多いほどダイバーシチ利得が得られる。

しかし、このような逆拡散によるパス分離機能は、以下のような欠点を有する。即ち、前述の送信電力制御で制御可能なのは合成受信波の電力であり、伝送路毎の送信電力制御はできない。このことは、パス分離後の信号には依然としてフェージングに起因する変動が残ることを意味する。パス分離後の信号は全てが同一の希望信号成分であるにも係わらず、これら個々の受信電力は一定になるように制御されないから、これらの相互の干渉(希望信号の拡散符号の自己相関特性に依存する)によってRAKE受信によるダイバーシチ効果が小さくなる。

更に、他の利用者からの受信信号も複数の伝搬路を経由して受信されるから、希望信号は、これら他の利用者の複数の伝搬路を経由したそれぞれの受信信号からの干渉を独立に受けることになる。上述のように、合成受信波の電力が一定となるように制御されていても、パス分離後の信号にはフェージングによる変動が残るから、希望信号が被る干渉の影響は分離後の信号の変動と同じ速さで変化するようになる。

この欠点を回避する一方法は、各利用者のパス分離後の各信号成分を独立した干渉波とみなして、上述の逆相関フィルタを適用することである。即ち、例えば

K 人の利用者が存在して、それらの全てが L 個の伝送路を持つとき、逆拡散によるパス分離後に得られる LK 個の信号を独立の利用者からの信号とみなして、逆相関フィルタ（このとき、逆相関フィルタの伝達関数は $LK \times LK$ の有理関数行列になる）を構成する。上述のように、逆相関フィルタは各受信信号の電力に差があっても影響を受けないから、パス分離後の信号に変動が残っても干渉波の影響を取り除ける。

ところが、この方法では逆相関フィルタを使っているため、上述の文献にもあるように受信信号の逆相関処理に伴う雑音強調効果（Noise Enhancement）が避けられないという欠点がある。即ち、受信信号の数（利用者数 K ×パス数 L ）が増加するほど、逆相関フィルタの出力においてガウス雑音が強調されてしまう。このことは、移動通信をはじめとする複数伝送路環境の下でのCDMA通信に対して逆相関フィルタを適用した場合、雑音強調効果が利用者数ではなく、全受信信号数に対応して増大すること、すなわち同一利用者数に対してパス数が増えるほど雑音強調効果が高まることを意味する。CDMA方式は、パス数が多いほどダイバーシチ利得が得られるという利点を持っているが、前述の雑音強調効果により、この効果が打ち消されてしまう。

この欠点に対応するために、各受信信号そのものではなく、パスの伝達関数の推定値による重みづけ合成した後の信号を、逆相関フィルタの入力とする方法が文献S. Haykin, 2nd Edition of "Adaptive Filter Theory," Prentice Hall, pp. 477-507, 1991に示されている。当該出願においては、各パスの伝達関数が十分良く推定されたという仮定の下に、パス数の増加に伴う雑音強調を防ぐことができることが述べられている。

CDMA方式を移動通信に適用する場合、高速フェージングに対する適応能力が不可欠である。例えば、使用する周波数が2 GHz帯、利用者の移動速度が120 km/hの場合、最大ドップラー周波数は約240 Hzにもなる。パスの伝

達関数を推定する際、このような高速フェージングに対して十分な推定性能が得られなければ、特性は著しく劣化する。

前述の文献に示されている方式では、送信信号にトレーニング区間を設け、各伝搬路の伝達関数の推定をRLSアルゴリズム等の逐次推定法を用いて求めるも

のとしている。前記文献の方式の効果を、計算機シミュレーションにより求めたものを図5に示す。シミュレーションの条件としては、同時通信者数は5人、逆拡散後のSN比は10dB、変調はBPSK、非同期通信環境を用いている。横軸は最大ドップラー周波数 f_p [Hz] をシンボル送信速度の逆数 T [bits/sec] で正規化した値 $f_p T$ を表わし、縦軸は全通信者の平均ビット誤り率を表している。図6に送信信号のフォーマットを表している。各フレームの先頭に複数シンボルからなるトレーニング信号11が配置され、その間に情報データ12が配置されている。各フレームは、トレーニング信号と情報データを含わせて N_s シンボルからなるものとしている。情報データシンボルにおいては、シンボルの判定結果を帰還させ、RLSアルゴリズムを用いて逐次的に伝搬路の伝達関数を推定している。

図5において横軸の $f_p T$ は、その値が大きいほど伝搬路特性の変化が速いこと、すなわちフェージングが高速であることを意味する。各トレーニング区間の長さは8シンボル、フレームの長さは $N_s=32, 64, 128$ の3通りとしている。 N_s の値が大きいほど、全送信シンボルに占める情報シンボルの割合が大きいこと、すなわち、情報の伝送効率が高いことを意味する。 $f_p T$ が大きくなる程、誤り率が劣化し、また、情報データ長のトレーニング信号長に対する率が大きくなる程誤り率が悪くなり、かつフェージングが高速になるに従って劣化する率が大きくなっている。実際の通信環境で $f_p=240$ Hz、 $1/T=128$ Kbits/secの場合を例にとると、 $f_p T=7.5 \times 10^{-3}$ 程度である。図からわかるように、 $f_p T=7.5 \times 10^{-3}$ 程度でも平均ビット誤り率は著しく劣化している。このように高速フェージングに対する特性劣化は、逐次推定法の持つ本質的な欠点であると言える。以上述べたように、RLSアルゴリズムなどの逐次推定法を用いて伝搬路の伝達関数を推定する従来の方法では、実際の移動通信環境で起こり得る高速フェージング

に対してその伝搬路特性の変化に追従できず、著しく特性が劣化するという欠点があった。

この発明の第1の目的は、通信路の伝搬特性が極めて速く変化する高速フェージング環境下においても受信特性の劣化が小さい符号分割多重信号の受信方法及び受信装置を提供することである。

この発明の第2の目的は、上記第1の目的を達成し、かつ複数の伝搬路が存在する環境においても雑音強調効果を受けにくい符号分割多重信号の受信方法及び受信装置を提供することである。

発明の概要

この発明の第1の観点による受信方法及び装置は、各利用者から各フレームが送信すべき情報データとその先頭に付加された少なくとも1シンボルのパイロット信号からなり、その利用者に割り当てられた拡散符号で拡散された送信信号を受信し、情報データのシンボルを再生する符号分割多重信号の受信方法及び装置であり、

拡散符号生成手段によりK人の利用者の拡散符号を生成し、Kは1又はそれより大の整数であり、

上記拡散符号が与えられ、K人の利用者のそれぞれからL個の伝搬路を経て受信される受信拡散信号を、逆拡散手段によりそれぞれ対応する上記拡散符号で逆拡散してK個の信号成分からなる逆拡散信号ベクトルを出力し、Lは1又はそれより大の整数であり、

第1逆フィルタ手段により上記逆拡散信号ベクトルを逆相関フィルタ処理して互いの干渉が除去された信号成分からなる干渉除去信号ベクトルを出力し、

伝達関数推定手段により複数フレームに渡る一連の上記干渉除去信号ベクトルに含まれる複数のパイロット信号を検出し、それら検出されたパイロット信号の受けた伝達関数から、それらパイロット信号とパイロット信号の間において各伝搬路の伝達関数をそれぞれ推定し、

これら推定された伝達関数で修正した伝達関数行列により、第2逆フィルタ手段で上記逆拡散信号ベクトルに対して逆相関フィルタ処理することにより互いに

干渉除去され、伝送路歪が除去された受信信号ベクトルを出力し、

位相補正・合成手段により上記受信信号ベクトルの K 個の成分に対し、それぞれ位相補正をして各利用者に関する L 個の位相補正された信号を合成し、それによって K 人の上記利用者に対応する K 個の受信信号を出力し、

判定手段により上記 K 個の受信信号をそれぞれレベル判定してシンボルを決定し、出力する。

この発明の第2の観点の受信方法及び装置は、各利用者から各フレームが送信

すべき情報データとその先頭に付加された少なくとも1シンボルのパイロット信号からなり、その利用者に割り当てられた拡散符号で拡散された送信信号を受信し、情報データのシンボルを再生する符号分割多重信号の受信方法及び装置であり、

拡散符号生成手段により K 人の利用者の拡散符号を生成し、 K は1又はそれより大の整数であり、

上記拡散符号が与えられ、 K 人の利用者のそれぞれから L 個の伝搬路を経て受信される受信拡散信号を、逆拡散手段によりそれぞれ対応する上記拡散符号で逆拡散して K 個の信号成分からなる逆拡散信号ベクトルを出力し、 L は1又はそれより大の整数であり、

逆フィルタ手段により上記逆拡散信号ベクトルを逆相関フィルタ処理して互いの干渉が除去された信号成分からなる干渉除去信号ベクトルを出力し、

伝達関数推定手段により複数フレームに渡る一連の上記干渉除去信号ベクトルに含まれる複数のパイロット信号を検出し、それら検出されたパイロット信号の受けた伝達関数から、それらパイロット信号とパイロット信号の間において各伝搬路の伝達関数をそれぞれ推定し、

位相補正・重み付け合成手段により上記干渉除去された信号ベクトルの成分を上記推定された伝達関数でそれぞれ重み付けし、位相補正して各利用者について L 個の信号を合成し、それによって K 人の上記利用者に対応する K 個の受信信号を出力し、

判定手段により上記 K 個の受信信号をそれぞれレベル判定してシンボルを決定

し、出力する。

上記第1及び第2の観点の受信方法及び装置において、上記伝達関数推定手段は、各フレームの情報データの区間の前後それぞれ予め決めた数のパイロット信号をそれぞれ検出するパイロット検出手段と、上記パイロット信号の検出されたタイミングにおける伝達関数をそれぞれ計算し、それらの計算された伝達関数から内挿補間により上記情報データ区間の伝達関数を推定する伝達関数内挿補間手段とを含む。

この様に、この発明の受信装置では、伝搬路の伝達関数の推定値を用いた位相補正および重みづけ合成を行い、かつ逆相関フィルタを用いて各信号の直交化を行う符号多重受信装置において、パイロット信号を用いた内挿補間法による伝達関数推定を行うことを特徴とする。

図面の簡単な説明

図1はこの発明において送信側で作られる符号フォーマットの例を示す図。

図2はこの発明による受信装置の実施例を示すブロック図。

図3はこの発明の受信装置の他の実施例を示すブロック図。

図4はこの発明における平均ビット誤り率と正規化フェージング速度との関係例を示す図。

図5は従来の伝搬路逐次推定法による誤り率特性を示す図。

図6は図5で使われる送信側信号のフォーマットを示す図。

発明を実施するための最良の形態

図1に、この発明の符号分割多重信号の受信方法を実施するための送信側で作られる信号のフォーマットを示している。送信すべき情報データ21はフレームごとに区切られ、各フレームの先頭に1又は数シンボルのパイロット信号22が挿入される。パイロット信号22の区間をトレーニング区間とも呼ぶ。各パイロット信号22は、既知のシンボル値を持つ。各フレームは、パイロット信号込みでNシンボルからなるものとしている。

図2は、例えば基地局の受信側の構成を示している。入力端子31からの受信信号は逆拡散部32で各利用者に対応する拡散符号 $C_1 \sim C_K$ でそれぞれ逆拡散さ

れて、各利用者の各伝搬路に対応する信号に分離され、これら各信号成分を並べたベクトル z として出力される。例えば、最大同時利用者数を K とし、各利用者からの受信信号について考慮するマルチパス数を L とすると、逆拡散部32は $M = KL$ 個の逆拡散器32₁~32_Mから構成され、それぞれの利用者に対応した K 個の拡散符号 $C_1 \sim C_K$ のそれぞれが、 L 個のマルチパスのそれぞれの遅延量に対応したタイミングで逆拡散符号生成部30から与えられている。各逆拡散器は整合フィルタまたはスライディング相関器として構成することができ、これによって $M = KL$ 個の受信信号成分 $z_1 \sim z_M$ が分離して得られる。これは通常のRAKE受信におけるパス分離と同じである。このパス分離された各信号成分を並べた K

L 次元の信号ベクトル z はシンボル周期毎に得られ、逆相関フィルタ33、および逆相関フィルタ36に供給される。

逆相関フィルタ33は逆拡散器32から供給される各信号ベクトル z の KL 個の成分が同時に入力され、これに対して、使用されている K 個の拡散符号間の相互相関に起因する L 人の利用者の分離された信号成分間の相互相関成分(干渉成分)を除去し、 KL 次元の信号ベクトル $z = (z_1, z_2, \dots, z_M)$ を出力する。この相関除去後の各利用者の各伝搬路ごとの一連の信号成分に対して、 $M = KL$ 個のパイロット検出器34₁~34_Mからなるパイロット検出部34は、それぞれのパイロット信号の位置を検出する。この検出されたパイロット信号を用いて伝達関数内挿補間部35は、各利用者の各伝搬路ごとの一連の信号成分に対して、次のような手順でその伝搬路の伝達関数を推定する。

パイロット信号のシンボル値が既知であるので、各利用者の各パスにおける一連の受信信号成分中の、パイロット検出部34により検出されたパイロット信号部22(図1参照)をそのシンボル値で除することによって、その受信信号成分が経由した伝搬路の伝達関数が求められる。この発明では、隣接するパイロット22間の情報データ区間21における伝達関数の推定を、その区間の前後それぞれ1つ又は複数フレームのパイロット信号21のタイミングにおける伝搬路の伝達関数の値を用いて、例えば1次補間(線型補間)や2次補間を用いて推定する(例えば、三瓶の論文「陸上移動通信用16QAMのフェージングひずみ補償方

式」電子情報通信学会論文誌B-II, Vol. J72-B-II, No. 1, pp. 7-15を参照)。

例えば、1次補間の場合は、パイロットの既知のシンボル値を d 、フェージングの推定値を $\hat{\xi}$ 、フレーム番号を k とし、 Nk をパイロット信号タイミングとすると、パイロット信号タイミングでのフェージングは次式

$$\begin{aligned} \xi(Nk) &= z(Nk) / d \\ \xi(N[k+1]) &= z(N[k+1]) / d \end{aligned}$$

により求められるので、情報データ区間21内の任意のシンボルタイミング($Nk+m$)におけるフェージングの推定値は次式

$$\xi(Nk+m) = \frac{m}{N} \xi(Nk) + \frac{N-m}{N} \xi(N[k+1]) \quad (1)$$

で表される。ただし、 $m=1, 2, \dots, N-N_p$ であり、 N_p はパイロット信号区間(トレーニング区間)22のシンボル数である。この様にして内挿補間により推定されたフェージング値は受信信号が経由した伝搬路の伝達関数を表している。

逆相関フィルタ36は伝達関数推定回路35で推定された伝達関数を用い、逆拡散部32から供給される受信信号ベクトル z から、その信号成分 z_1, z_2, \dots, z_M 間相互の相関成分と伝送路歪を除去した受信信号ベクトルを生成する。逆相関フィルタ36の伝達関数行列 $G(z)$ は次式

$$G(z) = \{P^H S(z) P\}^{-1} P^H \quad (2)$$

で与えられる。但し、 S は複素共役転置を表す。Pはバスの推定伝達関数を利用者ごとに並べた行列で、 K 人の利用者がそれぞれ L ケの伝搬路を持つとき、 $KL=M$ とすると $M \times K$ の複素行列となる。例えば $L=2$ の場合、Pは、

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ P_{1s} & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & P_{21} & 0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & P_{2s} & 0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & P_{K1} \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & P_{Ks} \end{bmatrix} \quad (8)$$

となる。但し、 P_{ij} は i 番目の利用者の j 番目の伝搬路の推定伝達関数で、この伝搬路のフェージング複素振幅 ξ に他ならない。また、式 (2) において、 $S(z)^{-1}$ パス分離後に得られる $M=KL$ 個の信号成分 Z_1, \dots, Z_M を独立の利用者からの信号とみなす場合の逆相関フィルタ 33 の伝達関数と同じであり、 $M \times M$ の有理関数行列になる。逆相関フィルタ 36 は受信信号ベクトル z に対し $G^{-1}(z)$ z を演算して、相互相関成分 (干渉成分) と伝送路歪が除去された KL 個の信号成分が得られる。

これら KL 個の受信信号は RAK 受信の場合と同様に位相補正・合成部 37 で

各利用者の L 個のパスの遅延に対応する位相補正を行って信号合成することにより、 K 個の合成信号が得られる。その各利用者ごとの合成信号を判定部 38 に供給し、レベル判定することにより、各利用者ごとの情報シンボルが再生される。

式 (2) の伝達関数行列 $G(z)$ の逆 z 変換である伝達関数 $G^{-1}(z)$ を前記パス分離された各信号成分を並べたベクトルに対して畳み込み演算を行うことは、各信号源 (利用者) ごとに、複数のパスが存在しても、それぞれ各信号源 (利用者) ごとに一つの信号として合成された信号に対して逆相関フィルタ処理を行うことと数学的に等価である。従って複数の伝搬路が存在しても、受信機入力におけるそれらの合成結果が一つの信号とみなされることになり、この合成後の信号に対して逆相関フィルタが適用され、雑音強調効果は伝搬路の数が利用者の数と一致している場合と等しくなり、雑音強調効果が増大することはない。

図3はこの発明による受信装置の第2の実施例を示し、図2の実施例における対応する部分に同じ参照番号を付けてあるが、信号の数に応じた複数のブロック構成は1つのブロックに簡略化して示してある。図2の実施例では、伝達関数内挿補間部35で求めようとする、受信パイロット信号22のタイミングでの伝達関数に対する受信信号成分 z_1, z_2, \dots, z_M 間の相互相関の影響を除去するため、逆相関フィルタ33が使われているが、逆相関フィルタ36による処理にも同様に受信信号間の相互相関を除去する処理が含まれている。そこで、図3の実施例では、図2における逆相関フィルタ36の受信信号に対する相互相関の除去処理と伝送路歪の除去処理とを、前者については逆相関フィルタ33の処理で兼用し、後者については位相補正・合成部37で実行するように構成し、逆相関フィルタ36を省略している。即ち、逆相関フィルタ33からの、相互相関成分が除かれた受信信号ベクトル Z は、位相補正・重み付け合成部37'に供給される。位相補正・重み付け合成部37'は、伝達関数内挿補間部35から伝達関数行列 P が与えられ、入力された受信信号ベクトルの成分 z_1, z_2, \dots, z_M に対しそれぞれの伝送路の伝達関数値による重み付けを行い、図2の場合と同様にそれぞれの伝送路遅延に応じた位相補正を行ってから、各利用者の L 個の受信信号を合成して、 K 人の利用者に対する K 個の合成信号を出力する。これら K 個の合成信号は判定部38でそれぞれシンボル判定され、 K 個のシンボルが出力される。

上述の第1及び第2の実施例においてパイロット信号22としては1個のシンボルを用いたが、複数例えば2〜3個の連続するシンボルを用いてもよい。パイロット信号22が複数のシンボルから構成されている場合は、これらの受信シンボルタイミングに対応するパイロット信号をそれぞれ対応する既知のシンボル値でそれぞれ割算し、その割算結果を平均し、この様な平均値を各パイロット信号22に付いて求め、それらの平均値を用いてフレーム間を補間して伝達関数を推定すればよい。

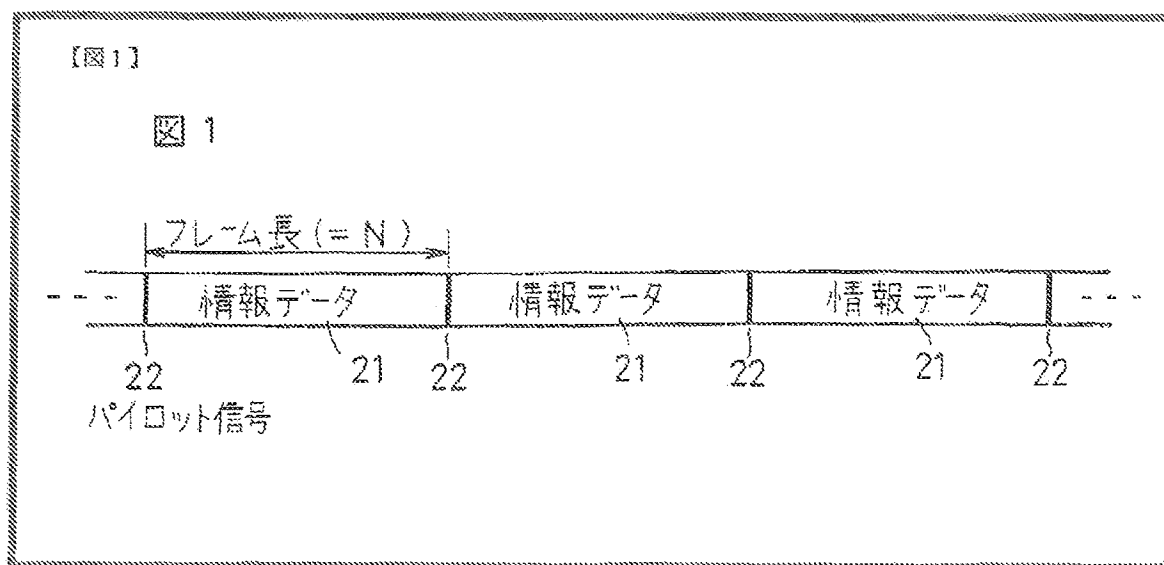
利用者の移動に伴って、各伝送路の伝達関数は変動する。使用する周波数帯が高いほど、また利用者の移動速度が大きいほど、変動の速度は大きくなる。このような環境においても、この発明の通信方法によれば、パイロット信号22の間

隔を適切に設定することにより、追随性を上げることができる。

上述において、利用者数が1の場合、また1つの利用者について伝搬路の数が1ずつであっても適用可能である。またこの発明の適用範囲は移動通信のみならず、他の通信においても適用できる。

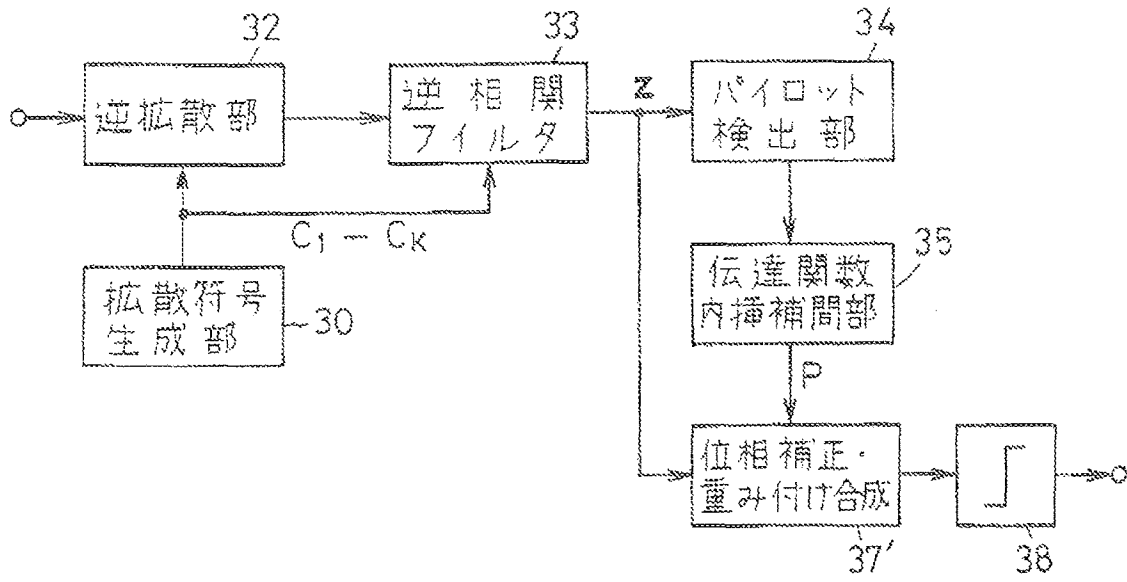
以上述べたように、この発明を用いることにより、従来提案されている伝搬路逐次推定法を用いた逆相関フィルタが適用できないような高速フェージング環境下での符号分割多重送受信が可能となる。

図4に、計算機シミュレーションによる、この発明の特性を示す。シミュレーションの条件としては、同時利用者数は5人、逆拡散後のSN比は10dB、変調はBPSK、非同期通信環境を用いている。フレームの長さは $N=4, 8$ 及び16シンボルの3通りであり、各フレームのパイロット区間(トレーニング区間)の長さは1シンボルとしている。これは、全送信シンボルに占める情報シンボルの割合で比べると、図5の $N_s=32, 64$ 及び128にそれぞれ対応している。横軸は最大ドップラー周波数 f_D [Hz] をシンボル送信速度の逆数 T [bits/sec] で正規化した値 $f_D T$ を表わし、縦軸は全利用者の平均ビット誤り率を表わしている。この発明の特性を示す図4を伝搬路逐次推定法の特性を示す図5と比較すると、全体の傾向はほぼ同一であるが、 $f_D T$ の同一値に対し、この発明のほうが平均ビット誤り率は2桁近くも小さく、この発明が優れていることを示している。



【図3】

図 3



【図2】

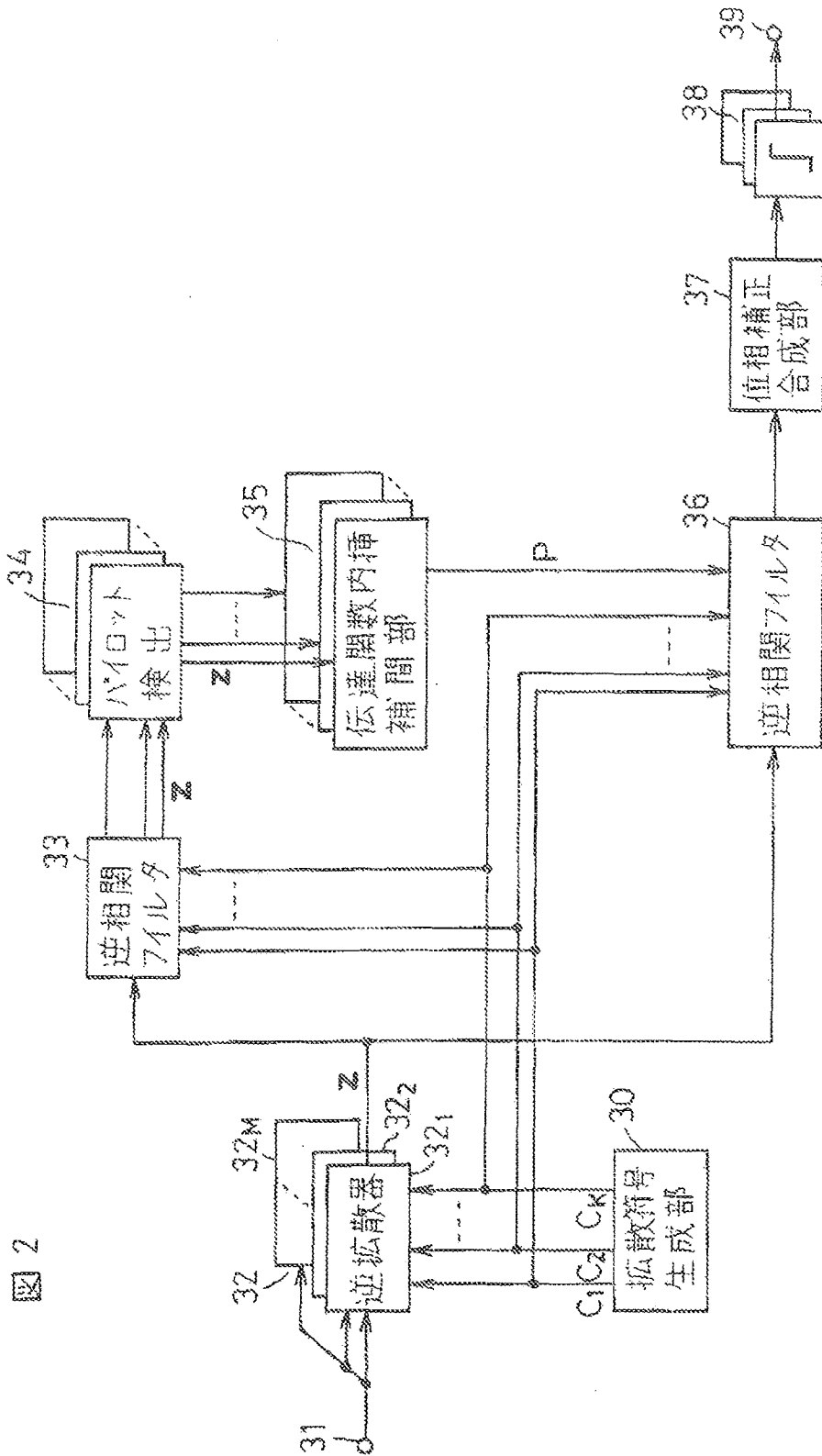
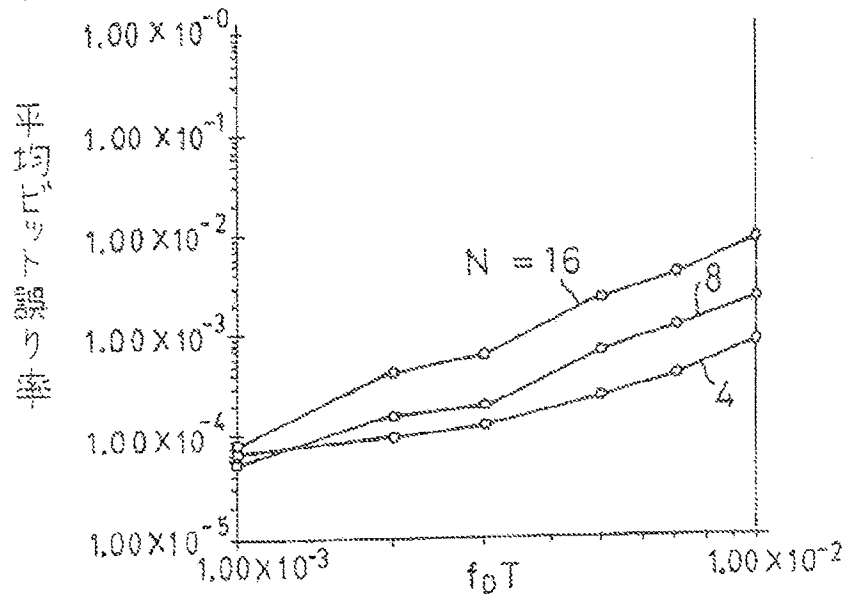


図 2

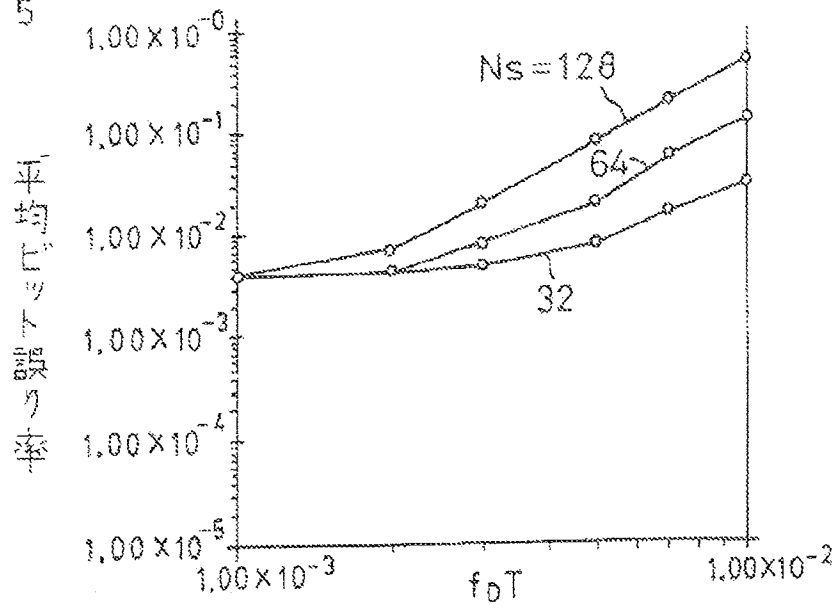
【図4】

図 4



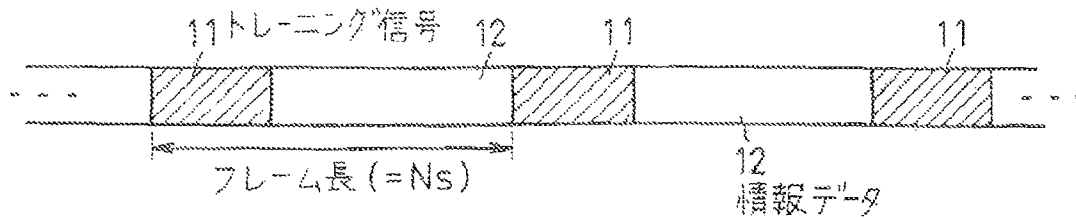
【図5】

図 5



【図6】

図6



【国際調査報告】

国際調査報告		国際出願番号 PCT/JP 95/01222
A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))		
Int. Cl. ⁸ H04J13/02		
B. 調査を行った分野		
調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))		
Int. Cl. ⁸ H04J13/00-13/06, H04B1/69-1/707		
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの		
日本国実用新案公報 1980-1995年 日本国公報実用新案公報 1980-1995年		
国際調査で利用した電子データベース (データベースの名称、調査に利用した用語)		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP, 5-227124, A (シャープ株式会社), 3. 9月, 1993 (03. 09. 93) (ファミリーなし)	1-8
A	電子情報通信学会 1994年春季大会講演論文集 (分冊2), (講演番号 B-419, B-426), (1994-3), 第419頁, 426頁	1-8
<input type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。		<input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。
* 引用文献のカテゴリー 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技术水準を示すもの 「E」 先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」 優先権主張に採録を促す文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献		「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」 同一パテントファミリー文献
国際調査を完了した日	国際調査報告の発表日	
22. 08. 95	12.09.95	
名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/JP) 郵便番号100 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官 (権限のある職員) 行 名 一 夫	5K 7739
	電話番号 03-3581-1101 内線	3556

(注) この公表は、国際事務局 (WIPO) により国際公開された公報を基に作成したものである。

なおこの公表に係る日本語特許出願 (日本語実用新案登録出願) の国際公開の効果は、特許法第 184 条の 10 第 1 項 (実用新案法第 48 条の 13 第 2 項) により生ずるものであり、本掲載とは関係ありません。

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

in re application of:
 Xiaodong Li et al.
 Serial No: 14/294,106
 Filed: June 2, 2014
 For: OFDMA WITH ADAPTIVE SUBCARRIER-
 CLUSTER CONFIGURATION AND
 SELECTIVE LOADING

Confirmation No.: 9020
 Art Unit: 2643
 Examiner: Meless Nmn Zewdu

Mail Stop AMENDMENT
 Commissioner for Patents
 P.O. Box 1450
 Alexandria, VA 22313-1450

Dear Sir:

Further to the submission of July 10, 2014, transmitted herewith is an Amendment in the above-identified application.

- No additional fee is required.
- Applicant hereby requests a ___-month extension of time to respond to the above office action.
- A Terminal Disclaimer is enclosed.
- An Information Disclosure Statement (IDS) under 37 C.F.R. § 1.97(c) with Form PTO/SB/08 is enclosed (with references).

The fee has been calculated as shown below:

	(Col. 1) CLAIMS REMAINING AFTER AMENDMENT		(Col. 2) HIGHEST NUMBER PREVIOUSLY PAID FOR	(Col. 3) PRESENT EXTRA*	LG/SM \$ ENTITY FEE	ADD'L FEE DUE
TOTAL CLAIMS FEE	32	-	30	**	LG=\$80 SM=\$40	\$ 160
INDEPENDENT CLAIMS FEE	2	-	3	***	LG=\$420 SM=\$210	\$ 0
FIRST PRESENTATION OF MULTIPLE DEPENDENT CLAIMS					LARGE ENTITY FEE = \$780 SMALL ENTITY FEE = \$390	\$ 0
TOTAL						\$ 160

* If the entry in Col. 1 is less than the entry in Col. 2, write "0" in Col. 3.
 ** If the "Highest Number Previously Paid For" IN THIS SPACE is less than 20, write "20" in this space.
 *** If the "Highest Number Previously Paid For" IN THIS SPACE is less than 3, write "3" in this space. The "Highest Number Previously Paid For" (Total or independent) is the highest number found from the equivalent box on Col. 1 of a prior amendment or the number of claims originally filed.

- The total amount of \$340 to cover the above IDS (\$160) and the additional claims (\$160) fees is to be charged to Deposit Account No. 50-1068.
- The Commissioner is hereby authorized to charge any deficiencies of fees associated with this communication or credit any overpayment to Deposit Account No. 50-1068.
 - Any filing fees under 37 C.F.R. § 1.16 for the presentation of extra claims
 - Any patent application processing fees under 37 C.F.R. § 1.17

Respectfully submitted,

MARTIN & FERRARO, LLP

Date: August 8, 2014

By: /Alfred Y. Chu/
 Alfred Y. Chu
 Registration No. 62,317

1557 Lake O'Pines Street, NE
 Hartsville, Ohio 44632
 Telephone: (330) 877-0700
 Facsimile: (330) 877-2030

Transmittal of Amendment 8-8-14

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of:)	Confirmation No.: 9020
Xiaodong Li et al.)	
Serial No.: 14/294,106)	Group Art Unit: 2643
Filed: June 2, 2014)	Examiner: Meless Nmn Zewdu
For: OFDMA WITH ADAPTIVE)	
SUBCARRIER-CLUSTER)	
CONFIGURATION AND)	
SELECTIVE LOADING)	

Mail Stop AMENDMENT
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

AMENDMENT

In reply to the Office Action dated June 27, 2014 ("Office Action"), please amend the application as follows:

Amendments to the Claims are reflected in the listing of claims, which begins on page 2 of this paper.

Remarks begin on page 8 of this paper.

Amendments to the Claims:

This listing of claims will replace all prior versions, and listings, of claims in the application:

Listing of Claims:

1. (currently amended) A method for a wireless system employing orthogonal frequency division multiple access (OFDMA), the method comprising:
 - measuring, at a first time by a subscriber unit, a first channel information for a first plurality of subcarriers based on a first plurality of pilot symbols received from a base station;
 - providing, by the subscriber unit, a first feedback information relating to a plurality of feedback clusters based on at least the measuring of the first channel information for the first plurality of subcarriers based on the first plurality of pilot symbols, each feedback cluster of the plurality of feedback clusters ~~including being~~ a plurality of subcarriers, the first feedback information relating to the plurality of feedback clusters based on the first plurality of pilot symbols includes an index corresponding to a first modulation and coding rate associated with each feedback cluster of the plurality of feedback clusters;
 - receiving, by the subscriber unit, a first allocation of OFDMA subcarriers selected by the base station for use by the subscriber unit, the first allocation of OFDMA subcarriers including an indication of a modulation and coding rate associated with the first allocation of OFDMA subcarriers;
 - measuring, at a second time by the subscriber unit, a second channel information for ~~the first~~ a second plurality of subcarriers based on a second plurality of pilot symbols received from the base station;
 - providing, by the subscriber unit, a second feedback information relating to the plurality of feedback clusters based on at least the measuring of the second channel information for the ~~first~~ second plurality of subcarriers based on the second plurality of pilot symbols, the second feedback information relating to the plurality of

feedback clusters based on the second plurality of pilot symbols includes an index corresponding to a second modulation and coding rate associated with each feedback cluster of the plurality of feedback clusters; and

receiving, by the subscriber unit, a second allocation of OFDMA subcarriers selected by the base station for use by the subscriber unit, the second allocation of OFDMA subcarriers including an indication of a modulation and coding rate associated with the second allocation of OFDMA subcarriers.

2. (original) The method of claim 1, wherein the plurality of feedback clusters at the second time is different than the plurality of feedback clusters at the first time.
3. (original) The method of claim 1, wherein at least one subcarrier of the first allocation of OFDMA subcarriers is non-contiguous with other subcarriers of the first allocation of OFDMA subcarriers.
4. (original) The method of claim 3, wherein the first allocation of OFDMA subcarriers includes a cluster identifier that identifies a first plurality of subcarriers in a first time slot and a second plurality of subcarriers in a second time slot, at least two subcarriers of the first plurality of subcarriers and of the second plurality of subcarriers being disjoint.
5. (original) The method of claim 4, wherein at least one subcarrier of the first plurality of subcarriers in the first time slot is different than all of the subcarriers of the second plurality of subcarriers in the second time slot.
6. (original) The method of claim 1, wherein the receiving of the first allocation of OFDMA subcarriers is receiving a first allocation of at least one diversity cluster.
7. (original) The method of claim 6, wherein the at least one diversity cluster includes two or more subcarriers spread farther apart than a coherence bandwidth of a respective channel.
8. (original) The method of claim 1, wherein the receiving of the first allocation of OFDMA subcarriers is receiving a first allocation of at least one coherence cluster.

9. (original) The method of claim 1, wherein the receiving of the first allocation of OFDMA subcarriers includes receiving a first allocation of at least one group of clusters selected by the base station for use by the subscriber unit.
10. (original) The method of claim 9, wherein at least one cluster of the first allocation of the at least one group of clusters is disjoint from at least one other cluster of the first allocation of the at least one group of clusters to obtain frequency diversity.
11. (original) The method of claim 10, wherein disjoint clusters of the first allocation of the at least one group of clusters are spread farther apart than a coherence bandwidth of a respective channel.
12. (original) The method of claim 9, wherein the receiving of the first allocation of the at least one group of clusters includes consecutive clusters.
13. (original) The method of claim 9, wherein the receiving of the first allocation of the at least one group of clusters includes an indication of space between each cluster of the first allocation of the at least one group of clusters.
14. (original) The method of claim 9, wherein the receiving of the first allocation of the at least one group of clusters includes receiving a group identifier that identifies one group of the first allocation of the at least one group of clusters.
15. (currently amended) The method of claim 1, wherein the measuring of the first channel information for the first plurality of subcarriers based on the first plurality of pilot symbols includes measuring channel information for all available clusters allocable by the base station.
16. (currently amended) A subscriber unit in a wireless system employing orthogonal frequency division multiple access (OFDMA), the subscriber unit comprising:
 - a processor configured to:
 - measure, at a first time, a first channel information for a first plurality of subcarriers based on a first plurality of pilot symbols received from a base station;
 - provide a first feedback information relating to a plurality of feedback clusters based on at least ~~a~~the measurement of the first channel information

for the first plurality of subcarriers based on the first plurality of pilot symbols, each feedback cluster of the plurality of feedback clusters ~~including being a~~ plurality of subcarriers, the first feedback information relating to the plurality of feedback clusters based on the first plurality of pilot symbols includes an index corresponding to a first modulation and coding rate associated with each feedback cluster of the plurality of feedback clusters;

receive a first allocation of OFDMA subcarriers selected by the base station for use by the subscriber unit, the first allocation of OFDMA subcarriers including an indication of a modulation and coding rate associated with the first allocation of OFDMA subcarriers;

measure, at a second time, a second channel information for ~~the first a~~ second plurality of subcarriers based on a second plurality of pilot symbols received from the base station;

provide a second feedback information relating to the plurality of feedback clusters based on at least ~~a the~~ measurement of the second channel information for the ~~first-second~~ plurality of subcarriers based on the second plurality of pilot symbols, the second feedback information relating to the plurality of feedback clusters based on the second plurality of pilot symbols includes an index corresponding to a second modulation and coding rate associated with each feedback cluster of the plurality of feedback clusters; and

receive a second allocation of OFDMA subcarriers selected by the base station for use by the subscriber unit, the second allocation of OFDMA subcarriers including an indication of a modulation and coding rate associated with the second allocation of OFDMA subcarriers.

17. (original) The subscriber unit of claim 16, wherein the plurality of feedback clusters at the second time is different than the plurality of feedback clusters at the first time.

18. (original) The subscriber unit of claim 16, wherein at least one subcarrier of the first allocation of OFDMA subcarriers is non-contiguous with other subcarriers of the first allocation of OFDMA subcarriers.
19. (original) The subscriber unit of claim 18, wherein the first allocation of OFDMA subcarriers includes a cluster identifier that identifies a first plurality of subcarriers in a first time slot and a second plurality of subcarriers in a second time slot, at least two subcarriers of the first plurality of subcarriers and of the second plurality of subcarriers being disjoint.
20. (original) The subscriber unit of claim 19, wherein at least one subcarrier of the first plurality of subcarriers in the first time slot is different than all of the subcarriers of the second plurality of subcarriers in the second time slot.
21. (original) The subscriber unit of claim 16, wherein receipt of the first allocation of OFDMA subcarriers is receipt of a first allocation of at least one diversity cluster.
22. (original) The subscriber unit of claim 21, wherein the at least one diversity cluster includes two or more subcarriers spread farther apart than a coherence bandwidth of a respective channel.
23. (original) The subscriber unit of claim 16, wherein receipt of the first allocation of OFDMA subcarriers is receipt of a first allocation of at least one coherence cluster.
24. (original) The subscriber unit of claim 16, wherein receipt of the first allocation of OFDMA subcarriers includes receipt of a first allocation of at least one group of clusters selected by the base station for use by the subscriber unit.
25. (original) The subscriber unit of claim 24, wherein at least one cluster of the first allocation of the at least one group of clusters is disjoint from at least one other cluster of the first allocation of the at least one group of clusters to obtain frequency diversity.
26. (original) The subscriber unit of claim 25, wherein disjoint clusters of the first allocation of the at least one group of clusters are spread farther apart than a coherence bandwidth of a respective channel.

27. (original) The subscriber unit of claim 24, wherein receipt of the first allocation of the at least one group of clusters includes consecutive clusters.
28. (original) The subscriber unit of claim 24, wherein receipt of the first allocation of the at least one group of clusters includes an indication of space between each cluster of the first allocation of the at least one group of clusters.
29. (original) The subscriber unit of claim 24, wherein receipt of the first allocation of the at least one group of clusters includes receipt of a group identifier that identifies one group of the first allocation of the at least one group of clusters.
30. (currently amended) The subscriber unit of claim 16, wherein the measurement of the first channel information for the first plurality of subcarriers based on the first plurality of pilot symbols includes measurement of channel information for all available clusters allocable by the base station.

REMARKS

Applicant amended claims 1, 15, 16, and 30 (including independent claims 1 and 16) to further define Applicant's claimed invention.

I. Objections to the Claims.

In the Office Action, the Examiner (at page 2, line 16 to page 3, line 15) objected to independent claims 1 and 16 because of informalities and indicated that independent claims 1 and 16 would be allowable if rewritten or amended to overcome the rejections under 35 U.S.C. § 112 (pre-AIA), second paragraph.

Independent claim 1 has been amended to recite "a first channel information," "a first feedback information," "a second channel information," and "a second feedback information." In response to the Examiner's question at page 3, lines 1-3 of the Office Action about feedback clusters, independent claims 1 and 16 have been amended to recite "each feedback cluster of the plurality of feedback clusters being a plurality of subcarriers."

Independent claim 16 has been amended to recite "the subscriber unit," "a first channel information," "the measurement of the first channel information," "a first feedback information," "a second channel information," "the measurement of the second channel information," and "a second feedback information." Therefore, Applicant respectfully requests that the informalities objection to independent claims 1 and 16 has been overcome.

II. Rejection based on 35 U.S.C. § 112 (pre-AIA), First Paragraph.

The Examiner (at page 4, lines 6-14 of the Office Action) rejected independent claims 1 and 16 under 35 U.S.C. § 112 (pre-AIA), first paragraph, as not complying with the enablement requirement. The Examiner asserted that the recitation "measuring, at a second time by the subscriber unit, channel information for the first plurality of subcarriers based on a second plurality of pilot symbols received from the base station," in independent claim 1, and similarly in independent claim 16, contains subject matter which was not described in the specification in such a way as to enable one skilled in the art to

which it pertains, or with which it is most nearly connected, to make and/or use the invention.

Independent claims 1 and 16 have been amended to recite "a second plurality of subcarriers," in place of the first plurality of subcarriers in the above-quoted recitation. Applicant respectfully directs the Examiner's attention to paragraph [0049] of the Application, which states that "processing logic performs retraining by repeating the process described above" and that "retraining may be performed periodically." The above-quoted recitation of independent claim 1, and similarly in independent claim 16, repeats measuring of channel information for a plurality of subcarriers at a second time. As such, Applicant respectfully submits that the above-quoted recitation is described in the specification in such a way as to enable one skilled in the art to which it pertains. Therefore, Applicant submits that the rejection under 35 U.S.C. § 112 (pre-AIA), first paragraph, has been overcome.

III. Rejections based on 35 U.S.C. § 112 (pre-AIA), Second Paragraph.

The Examiner (at page 4, line 22 to page 5, line 8 of the Office Action) rejected independent claims 1 and 16 under 35 U.S.C. § 112 (pre-AIA), second paragraph, as being indefinite for failing to particularly point out and distinctly claim the subject matter of the invention. The Examiner asserted that the relationship between the recitations "a first modulation and coding rate" (at line 12 of independent claim 1) and "a modulation and coding rate" (at line 16 of independent claim 1) was not clear. As recited in amended independent claim 1, "a first modulation and coding rate" (at line 12) is "associated with each feedback cluster of the plurality of feedback clusters," while "a modulation and coding rate" (at line 16) is "associated with the first allocation of OFDMA subcarriers." Therefore, Applicant submits that the rejection under 35 U.S.C. § 112 (pre-AIA), second paragraph, has been overcome.

The Examiner (at page 5, lines 3-8 of the Office Action) also asserted that the relationship between "a first allocation of OFDMA" (at line 14 of independent claim 1) and "a second allocation of OFDMA" (at line 28 of independent claim 1) was not clear.

Applicant notes that, as recited in independent claims 1 and 16 and described in paragraph [0049] of the Application, the second allocation of OFDMA subcarriers is different from the first allocation of OFDMA subcarriers and that the one subscriber unit receives both of the first and second allocations of OFDMA subcarriers at two different times. Therefore, Applicant submits that the rejection under 35 U.S.C. § 112 (pre-AIA), second paragraph, has been overcome.

IV. Conclusion.

Applicant submits that amended independent claims 1 and 16 are patentable and that dependent claims 2-15 and 17-30 dependent from amended independent claims 1 or 16, or claims dependent therefrom, are patentable at least due to their dependency from an allowable independent claim.

In view of the foregoing remarks, it is respectfully submitted that the claims, as amended, are patentable. Therefore, it is requested that the Examiner reconsider the outstanding rejections in view of the preceding comments. Issuance of a timely Notice of Allowance of the claims is earnestly solicited.

To the extent any extension of time under 37 C.F.R. § 1.136 is required to obtain entry of this reply, such extension is hereby respectfully requested. If there are any fees due under 37 C.F.R. §§ 1.16 or 1.17 which are not enclosed herewith, including any fees required for an extension of time under 37 C.F.R. § 1.136, please charge such fees to our Deposit Account No. 50-1068.

Respectfully submitted,

MARTIN & FERRARO, LLP

Date: July 10, 2014

By: /Alfred Y. Chu/
Alfred Y. Chu
Registration No. 62,317

1557 Lake O'Pines Street, NE
Hartsville, Ohio 44632
Telephone: (330) 877-0700
Facsimile: (330) 877-2030

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of:)	Confirmation No.: 9020
Xiaodong Li et al.)	
Serial No.: 14/294,106)	Group Art Unit: 2643
Filed: June 2, 2014)	Examiner: Meless Nrmn Zewdu
For: OFDMA WITH ADAPTIVE)	
SUBCARRIER-CLUSTER)	
CONFIGURATION AND)	
SELECTIVE LOADING)	

Mail Stop AMENDMENT
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

INFORMATION DISCLOSURE STATEMENT UNDER 37 C.F.R. § 1.97(c)

Pursuant to 37 C.F.R. §§ 1.56 and 1.97(c), Applicant brings to the attention of the Examiner the documents listed on the attached Form PTO/SB/08. This Information Disclosure Statement is being filed after the events recited in Section 1.97(b) but, to the undersigned's knowledge, before the mailing date of either a Final Action or a Notice of Allowance. Under the provisions of 37 C.F.R. § 1.97(c), this Information Disclosure Statement is accompanied by a fee of \$180.00 as specified by Section 1.17(p).

The present application is a continuation of U.S. Application No. 13/230,625, filed September 12, 2011 (Publication No. 2012/0069755), which is pending; which is a continuation of U.S. Application No. 12/748,781, filed March 29, 2010, now U.S. Patent No. 8,036,199; which is a continuation of U.S. Application No. 11/931,926, filed October 31, 2007, now U.S. Patent No. 7,715,358; which is a continuation of U.S. Application No. 11/199,586, filed August 8, 2005, now U.S. Patent No. 7,454,212; which is a continuation of U.S. Application No. 09/738,086, filed December 15, 2000, now U.S. Patent No. 6,947,748; upon which Applicant relies for the benefits provided in 35 U.S.C. § 120.

Applicant brings to the Examiner's attention Application Nos. 09/898,163, filed July 2, 2001, now U.S. Patent No. 6,751,444; 09/692,681, filed October 18, 2000, now

U.S. Patent No. 6,870,808; 09/837,337, filed April 17, 2001, now U.S. Patent No. 6,904,283; 09/685,977, filed October 10, 2000, now U.S. Patent No. 7,072,315; 09/837,701, filed April 17, 2001, now U.S. Patent No. 7,146,172; 11/085,826, filed March 21, 2005, now U.S. Patent No. 7,355,962; 11/592,084, filed November 2, 2006, now U.S. Patent No. 7,379,742; 11/931,759, filed October 31, 2007, now U.S. Patent No. 7,489,934; 11/925,229, filed October 26, 2007, now U.S. Patent No. 7,573,850; 11/007,064, filed December 7, 2004, now U.S. Patent No. 7,573,851; 11/931,385, filed October 31, 2007, now U.S. Patent No. 7,650,152; 12/470,922, filed May 22, 2009, now U.S. Patent No. 7,933,244; 10/534,200, filed January 18, 2006, now U.S. Patent No. 8,005,479; 12/399,624, filed March 6, 2009, now U.S. Patent No. 8,738,020; 13/053,091, filed March 21, 2011, now U.S. Patent No. 8,743,717; 13/731,825, filed December 31, 2012, now U.S. Patent No. 8,743,729; 13/801,846, filed March 13, 2013, now U.S. Patent No. 8,750,238; 13/756,957, filed February 1, 2013, now U.S. Patent No. 8,760,992; 13/801,788, filed March 13, 2013, now U.S. Patent No. 8,767,702; 12/498,924, filed July 7, 2009 (Publication No. 2009/0274059), which is pending; 13/053,111, filed March 21, 2011 (Publication No. 2011/0170446), which is pending; 13/053,127, filed March 21, 2011 (Publication No. 2011/0222495), which is pending; 13/186,221, filed July 19, 2011 (Publication No. 2011/0312367), which is pending; 13/731,832, filed December 31, 2012 (Publication No. 2013/0121200), which is pending; 14/286,780, filed May 23, 2014, which is pending; 14/286,884, filed May 23, 2014, which is pending; 14/294,106, filed June 2, 2014, which is pending; and 14/294,117, filed June 2, 2014, which is pending.

Applicant also brings to the attention of the Examiner the file history (the Office Actions and responses) of each of the above-referenced patents and applications. While the individual Office Actions and responses are not attached hereto, they are available in each of the file wrappers in the Patent Office, through PAIR, or will be provided by Applicant at the Examiner's request.

Applicant notes that copies of the listed non-U.S. patent documents not previously submitted in a prior application are attached. Copies of the other non-U.S. patent documents were previously submitted in one of the prior applications listed above, upon which the present application relies for the benefits provided in 35 U.S.C.

§ 120. Applicant respectfully requests that the Examiner consider the documents upon which Applicant relies for the benefits provided in 35 U.S.C. § 120 and indicate that they were considered by making appropriate notations on the attached form.

Applicant brings to the Examiner's attention that Applicant's Japanese Patent Nos. JP 3980478 (which corresponds to International Application No. PCT/US01/31766, filed October 10, 2001, which claims priority to U.S. Patent No. 7,072,315) and JP 4213466 (which corresponds to International Application No. PCT/US01/48701, filed December 13, 2001, which claims priority to U.S. Patent No. 7,146,172) are currently the subject of several litigations in Japan, Civil Action No. 28418 entitled "Adaptix, Inc. v. Huawei Japan," Civil Action No. 31440 entitled "Adaptix, Inc. v. ZTE Japan," and Civil Action No. 1149 entitled "Adaptix, Inc. v. Ericsson Japan," hereinafter referred to as "JP Lits. 1, 2, and 3," respectively.

Applicant also brings to the Examiner's attention that Applicant's Japanese Patent No. JP 4201595 (which corresponds to International Application No. PCT/US01/48421, filed December 13, 2001, which claims priority to U.S. Patent No. 6,947,748) is currently the subject of several litigations in Japan, Civil Action No. 17915 entitled "Adaptix, Inc. v. Huawei Japan," Civil Action No. 19919 entitled "Adaptix, Inc. v. ZTE Japan," and Civil Action No. 23278 entitled "Adaptix, Inc. v. LG Electronics Japan," hereinafter referred to as "JP Lits. 4, 5, and 7," respectively.

Applicant brings to the Examiner's attention that Applicant's Japanese Patent Nos. JP 4201595 and JP 5119070 (which claims priority to U.S. Patent No. 6,947,748) are currently the subject of litigations in Japan, Civil Action No. 22141 entitled "Adaptix, Inc. v. Kyocera," Civil Action No. 10769 entitled "Adaptix, Inc. v. LG Electronics Japan," Civil Action No. 12187 entitled "Adaptix, Inc. v. ZTE Japan," Civil Action No. 12188 entitled "Adaptix, Inc. v. Huawei Japan," Civil Action No. 12198 entitled "Adaptix, Inc. v. Apple Japan," and Civil Action No. 12199 entitled "Adaptix, Inc. v. Kyocera," hereinafter referred to as "JP Lits. 6 and 8-12," respectively.

Applicant brings to the Examiner's attention that Applicant's Japanese Patent No. JP 3980478 is currently the subject of several Invalidation Trials in Japan, Trial No. 2013-800082 entitled "ZTE Japan v. Adaptix, Inc.," Trial No. 2013-800141 entitled "Huawei v. Adaptix, Inc.," Trial No. 2013-800235 entitled "ZTE Japan v. Adaptix, Inc.,"

and Trial No. 2014-800074 entitled "Huawei v. Adaptix, Inc.," hereinafter referred to as "JP Trials 1, 3, 5, and 7," respectively.

Applicant brings to the Examiner's attention that Applicant's Japanese Patent No. JP 4213466 is currently the subject of several Invalidation Trials in Japan, Trial No. 2013-800083 entitled "ZTE Japan v. Adaptix, Inc." and Trial No. 2013-800147 entitled "Huawei v. Adaptix, Inc.," hereinafter referred to as "JP Trials 2 and 4," respectively.

Applicant brings to the Examiner's attention that Applicant's Japanese Patent No. JP 4201595 is currently the subject of several Invalidation Trials in Japan, Trial No. 2014-800008 entitled "ZTE Japan v. Adaptix, Inc." and Trial No. 2014-800092 entitled "Huawei v. Adaptix, Inc.," hereinafter referred to as "JP Trials 6 and 8."

Applicant notes for the Examiner on the attached Form PTO/SB/08 in the column for the Examiner's initials the references from JP Lits. 1-12, and JP Trials 1-8. References from JP Lits. 1-12, and JP Trials 1-8 are identified by the designation "JP Lit. 1-12," and "JP Trial 1-8," respectively. Copies of the Japanese documents as provided to Applicant by the defendants in JP Lits. 1-12 and JP Trials 1-8 are being submitted and include a translation when provided by the defendants or when an English abstract is readily available.

Applicant hereby respectfully requests the Examiner to advise Applicant of any additional types of litigation documents beyond those already provided that the Examiner may desire in association with the present application.

An asterisk "*" identifies references that were disclosed by Applicant with previously filed information disclosure statements that are being relisted to ensure that the Examiner is aware that the defendants in one of the above proceedings have alleged that these references are pertinent to at least one of the JP 3980478, JP 4213466, JP 4201595, and JP 5119070 patents.

This submission does not represent that a search has been made or that no better art exists and does not constitute an admission that each or all of the listed documents are material or constitute "prior art." If the Examiner applies any of the documents as prior art against any claims in the application and Applicant determines that the cited documents do not constitute "prior art" under United States law, Applicant

reserves the right to present to the office the relevant facts and law regarding the appropriate status of such documents.

Applicant further reserves the right to take appropriate action to establish the patentability of the disclosed invention over the listed documents, should one or more of the documents be applied against the claims of the present application.

If there is any fee due in connection with the filing of this Statement, please charge the fee to our Deposit Account No. 50-1068.

Respectfully submitted,

MARTIN & FERRARO, LLP

Date: July 10, 2014

By: /Alfred Y. Chu/
Alfred Y. Chu
Registration No. 62,317

1557 Lake O'Pines Street, NE
Hartville, Ohio 44632
Telephone: (330) 877-0700
Facsimile: (330) 877-2030

Substitute for FORM PTO-1449	Attorney Docket Number 176.0003-06000	Customer No. 22882
INFORMATION DISCLOSURE CITATION IN AN APPLICATION	Applicant Xiaodong Li et al.	Application Number 14/294,106
(Use several sheets if necessary) Sheet 1 of 2	Filing Date June 2, 2014	Group Art Unit 2643
		Examiner M. Zewdu

U.S. PATENT DOCUMENTS

EXAMINER INITIAL	DOCUMENT NUMBER	DATE	NAME	CLASS	SUBCLASS	FILING DATE IF APPROPRIATE
	8,743,717	6/2014	Li et al.			
	8,743,729	6/2014	Li et al.			
	8,750,238	6/2014	Li et al.			
	8,760,992	6/2014	Xing et al.			
	8,767,702	7/2014	Li et al.			

FOREIGN PATENT DOCUMENTS

	DOCUMENT NUMBER	DATE	COUNTRY	CLASS	SUBCLASS	TRANSLATION (YES/NO)
* JP Lits. 4-5 and 7; JP Trial 8	DE 198 00 953 C1	7/1999	Germany			YES
* JP Lits. 1-2; JP Trials 3, 5, and 7	JP 11-504169 A	4/1999	Japan			ABSTRACT ONLY
JP Lit. 5	JP 2000-78062	3/2000	Japan			YES
* JP Lit. 1; JP Trial 7	JP 2003-530010	10/2003	Japan			ABSTRACT ONLY
* JP Lit. 1; JP Trial 3	JP 2013-55677 A	3/2013	Japan			ABSTRACT ONLY
* JP Lits. 1-3; JP Trials 1, 3, and 7	JP 3980478 B	8/2004	Japan			ABSTRACT ONLY
* JP Lits. 4-12; JP Trial 8	JP 4201595 B	1/2005	Japan			ABSTRACT ONLY
* JP Lits. 1 and 4; JP Trials 7-8	WO 98/35463	8/1998	WIPO			N/A

OTHER DOCUMENTS (Including Author, Title, Date, Pertinent Pages, Etc.)

* JP Lit. 1; JP Trial 7	Adaptix Inc. v. Huawei Japan, Japanese Litigation Case No. 28418 regarding corresponding Japanese Patent Nos. 3980478 and 4213466, Preparatory Document 7 filed by Plaintiff (Adaptix) dated December 25, 2013, 74 pgs.
* JP Lit. 1; JP Trial 7	Adaptix Inc. v. Huawei Japan, Japanese Litigation Case No. 28418 regarding corresponding Japanese Patent Nos. 3980478 and 4213466, Preparatory Document 8 filed by Plaintiff (Adaptix) dated December 25, 2013, 7 pgs.
JP Lit. 4	Adaptix Inc. v. Huawei Japan, Japanese Litigation Case No. 17915 regarding corresponding Japanese Patent No. 4201595, Defendant's (Huawei) Invalidity Contention Brief, May 30, 2014, 41 pgs.

JP Lit. 4	Adaptix Inc. v. Huawei Japan, Japanese Litigation Case No. 17915 regarding corresponding Japanese Patent No. 4201595, List of Prior Art/Non-Prior Art Documents cited in Invalidity Contention Brief submitted by Defendant (Huawei), May 30, 2014, 2 pgs.
JP Lit. 5	Adaptix Inc. v. ZTE Japan, Japanese Litigation Case No. 19919 regarding corresponding Japanese Patent No. 4201595, Plaintiff's (Adaptix) Response to Defendant's (ZTE) Invalidity Contention Brief, May 30, 2014, 21 pgs.
JP Lit. 5	Adaptix Inc. v. ZTE Japan, Japanese Litigation Case No. 19919 regarding corresponding Japanese Patent No. 4201595, Defendant's (ZTE) Invalidity Contention Brief, May 30, 2014, 88 pgs.
JP Lit. 5	Adaptix Inc. v. ZTE Japan, Japanese Litigation Case No. 19919 regarding corresponding Japanese Patent No. 4201595, List of Prior Art/Non-Prior Art Documents cited in Invalidity Contention Brief submitted by Defendant (ZTE), May 30, 2014, 2 pgs.
JP Lit. 11	Adaptix Inc. v. Apple Japan, Japanese Litigation Case No. 12198 regarding corresponding Japanese Patent Nos. 4201595 and 5119070, Defendant's (Apple) Response to Plaintiff's (Adaptix) Complaint, June 17, 2014, 2 pgs.
JP Trial 3	Huawei v. Adaptix Inc., Japanese Invalidation Trial No. 2013-800141 regarding corresponding Japanese Patent No. 3980478, Adaptix's Summary of Oral Proceedings, June 2, 2014, 14 pgs.
JP Trial 3	Huawei v. Adaptix Inc., Japanese Invalidation Trial No. 2013-800141 regarding corresponding Japanese Patent No. 3980478, Huawei's Summary of Oral Proceedings, June 2, 2014, 3 pgs.
JP Trial 3	Huawei v. Adaptix Inc., Japanese Invalidation Trial No. 2013-800141 regarding corresponding Japanese Patent No. 3980478, Huawei's Additional Summary of Oral Proceedings, June 10, 2014, 9 pgs.
JP Trial 3	Huawei v. Adaptix Inc., Japanese Invalidation Trial No. 2013-800141 regarding corresponding Japanese Patent No. 3980478, Summary of Hearing issued by Trial Examiner-in-Chief, June 18, 2014, 2 pgs.
JP Trial 5	ZTE Japan v. Adaptix Inc., Japanese Invalidation Trial No. 2013-800235 regarding corresponding Japanese Patent No. 3980478, ZTE's Response to Adaptix's Written Reply, May 30, 2014, 19 pgs.
JP Trial 5	ZTE Japan v. Adaptix Inc., Japanese Invalidation Trial No. 2013-800235 regarding corresponding Japanese Patent No. 3980478, Inquiry issued by Japanese Patent Office, June 16, 2014, 2 pgs.
JP Trial 7	Huawei v. Adaptix Inc., Japanese Invalidation Trial No. 2014-800074 regarding corresponding Japanese Patent No. 3980478, Demand filed by Huawei, May 13, 2014, 65 pgs.
JP Trial 8	Huawei v. Adaptix, Inc., Japanese Invalidation Trial No. 2014-800092 regarding corresponding Japanese Patent No. 4201595, Demand filed by Huawei, June 2, 2014, 42 pgs.
* JP Lits. 1-2 and 5-12; JP Trial 3	Hattori et al., "All about 3G Evolution: LTE Mobile Broadband System Technology," Maruzen Corporation, Pages 318-329, December 25, 2009, 8 pgs.
JP Lit. 4; JP Trial 8	Hadad et al., "Initial OFDM/OFDMA PHY proposal for the 802.16.3 BWA," IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, IEEE 802.16.3c-00/33, October 30, 2000, 20 pgs.
JP Lit. 5	Hattori, "OFDM/OFDMA Textbook," Impress R&D, Pages 109-110 and 237-238, September 21, 2008, 5 pgs.
* JP Lits. 1 and 5-12; JP Trial 5	Hattori, "OFDM/OFDMA Textbook," Impress R&D, pages 78-85, September 21, 2008, 10 pgs.
EXAMINER	DATE CONSIDERED

EXAMINER: Initial if citation considered, whether or not citation is in conformance with MPEP § 609; Draw line through citation if not in conformance and not considered. Include copy of this form with next communication to the applicant.

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2000-78062
(P2000-78062A)

(43) 公開日 平成12年3月14日 (2000.3.14)

(51) Int.Cl.7	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 B	3/54	H 0 4 B	3/54
H 0 4 J	1/00	H 0 4 J	1/00
	11/00		11/00
			Z

審査請求 未請求 請求項の数12 OL 外国語出願 (全 37 頁)

(21) 出願番号	特願平11-195785	(71) 出願人	391030332 アルカテル フランス国、75008 パリ、リュ・ラ・ポ エテイ 54
(22) 出願日	平成11年7月9日 (1999.7.9)	(72) 発明者	シヨパンニ・グイドツテイ イタリア国、65122-ベスカーラ、ピア・ レジナ・エレナ、68
(31) 優先権主張番号	MI98A001699	(72) 発明者	アンジエロ・レバ イタリア国、21040-ウバルド (パレ ゼ)、ピア・ローマ、27
(32) 優先日	平成10年7月23日 (1998.7.23)	(74) 代理人	100062007 弁理士 川口 義雄 (外2名)
(33) 優先権主張国	イタリア (IT)		

(54) 【発明の名称】 低および中電圧電力線上での双方向データ交換の方法と装置

(57) 【要約】

【課題】 従来の低および中電圧交流電力網を含む通信システム上でサービスプロバイダと顧客の間でサービス、情報およびデータを双方向にかつ高ビット速度で交換するための方法および装置を提供すること。

【解決手段】 本発明は、最新技術によって、現在まで無線チャンネル上または加入者回線上での通信のためにのみ使用されてきた信号変調/伝送技術 (COFDM技術)、および新しいアクセス技術によることを特徴とする。

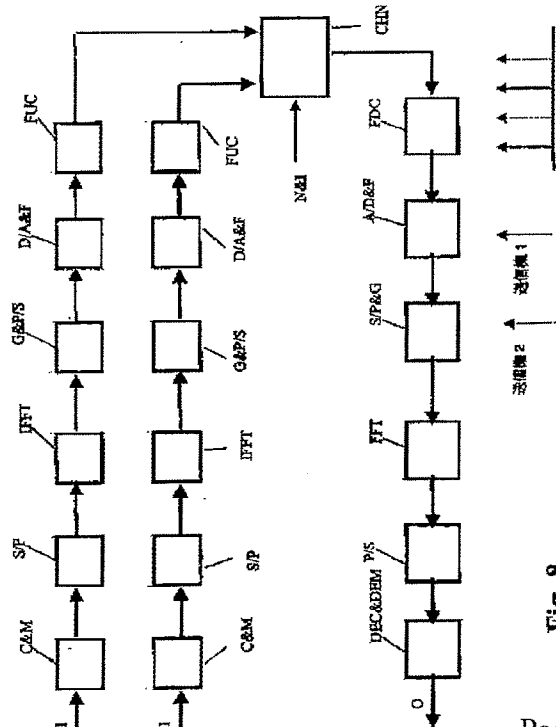


Fig. 8

【特許請求の範囲】

【請求項1】 電力線を使用して中央のデジタルまたはデジタル化されたデータ供給源から顧客にデジタル信号を送信する方法であって、前記デジタルまたはデジタル化された供給源からの前記データをOFDMまたはOFDMA変調するステップを備えることを特徴とする方法。

【請求項2】 電力線を使用して中央のデジタルまたはデジタル化されたデータ供給源から顧客に送信されたデジタル信号を受信する方法であって、前記目的に当てられるキャリアを使用してチャネル等化が実行されるOFDM復調器によって、受信された信号を復調するステップを備えることを特徴とする方法。

【請求項3】 電力線を使用して顧客から中央装置にデジタル信号を送信する方法であって、送信すべきデータをOFDMAアクセス技術を使用して変調するステップを提供することを特徴とする方法。

【請求項4】 電力線を使用して顧客から中央装置に送信されたデジタル信号を受信する方法であって、前記目的に当てられるキャリアを使用してチャネル等化が実行されるOFDM復調器によって、受信された信号を復調するステップを備えること、およびアクセスがOFDMAであり、受信機によって、前記受信された信号が時間と周波数で同期がとられ、かつ様々な顧客から来た前記キャリアの組の間の直交性が構築されることを特徴とする方法。

【請求項5】 変調された信号または変調すべき信号をフィルタに通す追加のステップを含むことを特徴とする請求項1から4のいずれか一項に記載の方法。

【請求項6】 前記電力線をインピーダンス変動と無関係になるように前もって前記電力線を調整する追加のステップを備えることを特徴とする請求項1から5のいずれか一項に記載の方法。

【請求項7】 前記電力線を調整する前記ステップが給電をデータ交換から分離できるようにすることを特徴とする請求項6に記載の方法。

【請求項8】 前記送信/受信が、マルチキャリアOFDM技術、および各キャリアごとにxQAM系またはxPSK系の中で選ばれた固定の配置による変調を使用して、低または中交流電圧電力線上で行われ、様々なキャリアが様々な配置で変調可能であることを特徴とする請求項1から7のいずれか一項に記載の方法。

【請求項9】 電力線を介してデータ供給源からデジタル信号を送信する装置であって、少なくとも1つの変調器を含み、前記変調器が、任意の数のキャリアを有し、かつ各キャリアごとに任意の配置を有し、OFDMAアクセスを有するかまたは有しないマルチキャリアOFDM技術を利用することを特徴とする装置。

【請求項10】 電力線を介してデジタル信号を受信する装置であって、少なくとも1つの復調器を含み、前

記少なくとも1つの復調器が、任意の数のキャリアを有しかつ各キャリアごとに任意の配置を有し、OFDMAアクセスを有しないかまたは有するマルチキャリアOFDM技術を利用し、その場合に前記受信機が様々な顧客から受信した信号を同期化し復調することができることを特徴とする装置。

【請求項11】 フィルタ手段をさらに含むことを特徴とする請求項9または請求項10に記載の装置。

【請求項12】 給電をデータ交換から分離することができる調整手段をさらに含むことを特徴とする請求項9から11のいずれか一項に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、情報とデータの双方向送信の分野に関する。より詳細には、本発明は、従来の低（または中）電圧交流電力網を含む通信システム上でのサービスプロバイダと顧客の間のサービス、情報およびデータの双方向の高ビットレート交換のための方法と装置に関する。

【0002】

【従来の技術】一般に、電力線は建造物（住居、工場など）に電気を配電する役目をするが、ここ数年来、異なる種類の電気信号を交換する手段とも考えられている。最初は、電力線プロバイダは、遠隔地域から電力メータのポーリングを行うためにネットワークを利用したが、その後、顧客に対話型のサービスを提供するためにネットワークを使用することを考えた。これに関連して、ただ1つの搬送波による従来の信号変調技術によって、ただし、ネットワークの調整を行って、さらに、顧客の数をごく限定して、顧客ごとに約1Mb/sのデータダウンロード速度を確保するNORWEBの実績が知られている。

【0003】通常電力線は、一般にシールドされていない対かまたは3本で1組の銅線で構成され、これが、直接顧客のところへ届き、消費された電力を測定する電力メータを通して使用されるように接続されている。NORWEBシステムを実現するための上記のネットワークの「調整」とは、いわゆる調整装置、すなわちサービスプロバイダとの通信のために設けられた高周波低電力の信号から電力供給のために設けられた50Hzの周波数の信号を分離することができる低域フィルタと高域フィルタ、ならびに（明らかなことだが）適当な送信機/受信機を、中電圧から低電圧への降圧変圧器に接続されている全ての顧客の家に設置することである。

【0004】したがって、本質的に、既存の技術でデータおよび情報を送信するために電力線を使用することは可能であるが、マルチメディアサービスなどを交換するにはダウンロード速度が遅すぎる。さらに、各顧客ごとおよび時間単位ごとの送信ビットの数が、同じ供給源に接続されている顧客の数によって異なり、ネットワーク

構造の影響を受ける。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】したがって、本発明の主な目的は、顧客とサービスプロバイダの間またはいくつかの顧客の間で、高ビットレートで大量の情報の双方向交換を可能にするために、普通の電力線上で送信すべきデジタル信号を処理する方法を提供することである。

【0006】本発明の他の目的は、したがって、顧客とサービスプロバイダの間またはいくつかの顧客の間で、高ビットレートで大量の情報の双方向交換を可能にするために、低電圧電力線上でデータの双方向交換を行うための装置を提供することである。

【0007】

【課題を解決するための手段】上記およびその他の目的は、請求項1に記載の電力線を使用して、中央のデジタルまたはデジタル化されたデータ供給源から顧客にデジタル信号を送信する方法、請求項2に記載の電力線を使用して、中央のデジタルまたはデジタル化されたデータ供給源から顧客に送信されたデジタル信号を受信する方法、請求項3に記載の電力線を使用して、顧客から中央装置にデジタル信号を送信する方法、請求項4に記載の電力線を使用して、顧客から中央装置に送信されたデジタル信号を受信する方法、および請求項9および請求項10に記載の電力線上で送信/受信を行うための装置によって見事に達成される。本発明のその他の有利な特徴は、それぞれの従属請求項に記載されている。

【0008】次に本発明の詳細な説明を単に例示的で非限定的な例として以下に与える。この説明は添付の図面を参照しながら読みたい。

【0009】

【発明の実施の形態】図9に知られている調整装置CUを示す。これは、本質的に、サービスプロバイダと顧客の間の通信のための高周波低電力の通信信号から、電力供給のための50Hzの周波数の電力信号を分離することができる高域フィルタ（HPF）または低域フィルタ（LPF）を含む。

【0010】図1は、一般的な低電圧配電システムの一般化された図であるが、同じ考察が中電圧配電網に容易に適用できる。その図には次のものが示されている。サービスプロバイダの中間配電網と顧客向けの最終配電網との2つの配電網を分離する中電圧から低電圧への降圧変圧器（MV/LVで示されるブロック）、様々な顧客が並列接続されている配電リッジラインとも呼ばれる主配電線ML、および並列接続された複数の顧客、すなわち、いかなる区分けもなく配電リッジラインに接続された顧客であって、各顧客はUSで示されるブロックで表されている。

【0011】簡単に文献が入手できるいくつかの研究に

よって、これらのネットワーク上の送信パラメータがインピーダンス不整合にどんなに大きく依存しているかが実証されている。このインピーダンス不整合は、ランダムに、また電気負荷の変動に一致して起きる。すなわち、顧客が使用する電気機器の数、種類および接続位置によっている（例えば、Masaoiki Tanaka 「High frequency noise power spectrum, impedance and transmission loss of power line in Japan on intrabuilding power line communications」, IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 34, No. 2, May, 1988参照）。これらの予測できない望ましくない影響を制限する最初のアイデアは、顧客の家の中での外乱からの分離およびあるネットワークと他のネットワークと（プロバイダネットワークと顧客ネットワークと）のインピーダンス整合を得るために、顧客の普通のメーターを、最終使用点でサービスの分配を分離することができる装置（マルチモード分配器）で置き換えることであった。これを図2に概略的に示す。図2で、WBSDブロックは広帯域サービス分配器を示し、LVDCは低電圧配電変電所を示し、IIPFは高域フィルタ、LPPFは低域フィルタ、PLは電力線であり、UAは顧客の装置（例えば電話機またはパーソナルコンピュータ）、TR&Aは送受信装置およびカプラブロック、およびPPはコンセントを示す。さらに、顧客端子は、OFDM技術に従って、また以下に述べるOFDMAアクセスモードでデータ交換を行うための送信機および/または受信機TX/RXで構成される。第1のタイプの顧客はUS1で示され、データおよび/または情報を受信/送信をする必要がない第2のタイプの顧客はUS2で示される。

【0012】知られているように、問題のネットワークには、そのネットワークが周波数、サービス提供点（例えば居住アパートの入口）での入力インピーダンス、または伝送損失に応じた雑音電力の点で、分析されているかどうかによって、いくつかの信号送信の問題がある。ある特定の顧客ネットワークの入口（供給契約の定義の点、したがってマルチモード分配器の設置点）でサービスを提供すると仮定して、したがって少なくともある周波数範囲内でインピーダンス不整合の問題を解決したと仮定しても、季節的な現象のため、または産業的供給源のような特に重大な供給源の近傍で、通常起きるランダム雑音現象をどのようにして除去するかについての問題が未だ存在する。すでに実行されているリソースから（例えば上記の引用論文参照）、現象の統計的挙動モデルを求めることがいづれにしても可能であることに気が付く。すなわち、雑音電力およびその問題が起きる周波数の範囲に対して、上限と下限を検出することができ

る。

【0013】一般に低電圧電力線で起きる雑音は、外乱、すなわち短い期間のもの（減衰した過渡電圧）と、長い期間のもの（50Hzまたは100Hzの高調波および10KHz以下の繰返し周波数のパルス信号）から成る広帯域のもの、および狭帯域（関係する高調波を持つ非変調搬送波および変調搬送波）のもの両方で構成されている。

【0014】本発明の基本的な発明原理は、広帯域信号伝送における不整合、歪み、インパルス雑音または広がり雑音、ランダム雑音および確定的な雑音、および遅延エコーの問題を克服するために、低電圧または中電圧電力線上で、情報信号の符号化、変調および移送に対する符号化直交周波数分割多重化技術（COFDM技術）を使用することである。この技術では、ビットストリームはいくつかのキャリアにわたって分割され、このようにしてチャンネル上に存在する外乱に対して得られるシステムのロバスト性を決定する。特に、結果的に得られる信号を置くスペクトルの様々な部分が選ばれ得る。

【0015】COFDM技術は、放送または無線移動体通信の文献に大々的に記載されている（例えば、ETS 300744「Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T)」, ETSI, March 1997を参照）。これまで知られている使用に対して特殊な新しい応用であるが、このCOFDM法が本発明で使用される。

【0016】この技術は、部分的に重複し、互いに直交

$$x(t) = \sum_{l=-\infty, +\infty} \sum_{k=-K..+K} X_{l,k} e^{j2\pi k t} \text{rect}_{T_s}(t - iT_s)$$

スペクトルの占有を少なくするために、キャリアが互いに直交し、したがって、次式の解析条件を満たすことが必要である。

【0019】

【数3】

$$h \neq k \text{ の場合には } \int e^{j2\pi k t} e^{-j2\pi h t} dt = 0$$

これは、キャリアの周波数が、OFDM記号の持続時間 T_s の逆数の整数倍に等しく選ばれることを示している。

【0020】すなわち、

$$x(nt) = \sum_{l=-\infty, +\infty} \sum_{k=-K..+K} X_{l,k} e^{j2\pi k n / N} \text{rect}_{T_s}(nT_s / N - iT_s)$$

となる。

【0023】これらのサンプルの代わりにデジタルアナログ変換によって、無線周波数キャリアを変調する連続した信号が生成される。今考察した式は、要素 $1/N$ を除いて、複素係数 $X_{l,k}$ の逆離散フーリエ変換（I

するようなスペクトルの組、周波数領域では \sin

$(x) / (x)$ のタイプの組であり、時間領域では対応する矩形パルスの組を生成することにある。送信される信号が、変調、多重化およびパルス整形を単一の操作に併合するフーリエ変換によって生成されるということから大きな恩恵を受けるのは、マルチトーンシステムである。各々のキャリアは、 x PSK系または x QAM系（例えば、チャンネル特性によって、QPSK、16QAM、64QAMなど）から選ばれる固定された従来の配置に従って変調される。OFDM変調器（すなわち、このシステムの送信機）に入ってくるビットシーケンスは、各時間間隔 T_s で、 N 個の m ビットブロックに区分化され、そのブロックの各々は、固定された配置の記号を表す複素数 $X_{l,k}$ に関連している。ひとたびビットストリームが、記号のシーケンスにマッピングされると、 $2k+1$ のシーケンシャル記号内の1つのベクトル要素が、 $2k+1$ の異なるキャリア内の1つのシステムに一致するように、各記号は、サブキャリアの1つと関連づけられる。キャリアの総和が、いわゆるOFDM記号と関連する信号を構成し、次式のように定量的に表わされる。

【0017】

【数1】

$$x_l(t) = \sum_{k=-K..+K} X_{l,k} e^{j2\pi k t} \text{rect}_{T_s}(t - iT_s)$$

信号全体は、送信されたOFDM記号の総和で与えられ、次式で表される。

【0018】

【数2】

$$f_k = f_0 + k/T_s, k = -K..+K$$

f_0 は中心キャリアの周波数である。

【0021】このようにして得られた信号は、サンプリング間隔 $T = T_s / N$ で、サンプリングされる。ここで、 $N = 2K + 1$ で、 N はキャリアの数である。したがって、このようにして得られる信号 $x(n t)$ は、

【0022】

【数5】

DFT)に等価である。

【0024】このことは実際にOFDM変調を実施する方法を提案している。すなわち、送信において、記号 $X_{l,k}$ のIDFTを実施する方法であり、受信において、逆操作すなわち直接離散フーリエ変換DDFTを実

施する方法である。

【0025】次に、送信される $N = 2K + 1$ の複素記号内の1つのベクトル要素を選んで、OFDM記号の N 個

$$\{x_n\} = \text{IDFT}\{X_{-K} \dots X_{+K}\}$$

$$x_n = (1/N) \sum_{k=-K \dots +K} X_k e^{j2\pi kn/N}, n = 0, 1, \dots, N-1, N \geq 2K + 1$$

で送信される。一方受信では、

【0027】

【数7】

$$\text{DFT}\{x_n\} = \{X_{-K} \dots X_{+K}\}$$

である。

【0028】実際には、送信チャネルの性質のため、受信の際、この時間間隔の中に入ってくるエコー又は信号の反射が、主要信号を再生するための推定方法で利用されるように、OFDM記号を送信するのに利用できる時間である時間 T_s 中に、ガード時間 T_g を得る。

【0029】したがって、

$$s(t) = \text{Re}\{e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0 \dots +\infty} \sum_{l=0 \dots +P-1} \sum_{k=K_{\min} \dots K_{\max}} c_{m,l,k} \Psi_{m,l,k}(t)\}$$

ここで、

【0032】

$$(1 + P * m) * T_s \leq t \leq (1 + P * m + 1) * T_s \text{ の場合には}$$

$$\Psi_{m,l,k}(t) = e^{j2\pi(k'/T_u)(t - \Delta - l * T_s + P * m * T_s)}$$

であり、その他の場合には、 $\Psi_{m,l,k}(t) = 0$ である。

【0033】 k は、現在キャリアの数であり、 l は、フレーム中の現在OFDM記号の数であり、 m は、現在フレームの数であり、 K は、送信されたキャリアの数であり、 T_s は、OFDM記号の長さであり、 T_u は、2つの隣接するキャリアの間の距離の逆数であり、 Δ は、ガードインターバルの長さであり、 f_c は、RF信号の中心周波数であり、 k' は、周波数中心に関連するキャリアの指標であり、次式で定義される。

【0034】

【数11】

$$k' = k - (k_{\max} + k_{\min})/2$$

$c_{m,0,k}$ は、フレーム $N^{\circ} m$ におけるOFDM記号 $N^{\circ} 1$ のキャリア k に対する複素記号、 $c_{m,1,k}$ は、フレーム $N^{\circ} m$ におけるOFDM記号 $N^{\circ} 2$ のキャリア k に対する複素記号、 $c_{m,P-1,k}$ は、フレーム $N^{\circ} m$ におけるOFDM記号 $P-1$ のキャリア k に対する複素記号である。

【0035】このように定義されるOFDM信号は、利用できるキャリアの一部分を実際の情報データを送信するために使用し、キャリアの一部分をチャネルを等化する

のサンプル x_n が、

【0026】

【数6】

【数8】

$$T_s = T_u + T_g$$

となる。ここで、 T_u は送信信号の有効な部分であり、 T_g はガード時間であり、 T_s は送信OFDM記号の全体の長さである。

【0030】 P をフレームを構成する送信されたOFDM記号の数とみなすと、放出されたOFDM信号は、次のようになる。

【0031】

【数9】

【数10】

るために使用し（静的なキャリア、すなわち固定位置で、かつ適当なレベルのキャリア、および動的なキャリア、すなわち絶えず異なっている位置で（位置は知られているが）、かつ適当なレベルのキャリア）、キャリアの一部分を関係するサービス情報、例えば送信装置の構成を送信するために使用することができる。

【0036】したがって、この技術によれば、基本信号はいくつかのキャリアにわたって分割され、したがって、チャネルに存在する外乱に対してこのようにして得られたシステムのロバスト性を決定する。

【0037】乱されたキャリア上で失われた情報は、符号化技法から、および他のキャリア上で受信された信号から復元することができる。また一方で、知られている位置でかつ一定の時間チャネル上に、外乱が存在する場合には、そこに入ってくるキャリアを「オフにすること、またはこれらのキャリアに対してもっとロバスト性の強い配列を選ぶことが可能である。

【0038】図3と図4は、それぞれOFDM信号生成の概略図化と変調器を構成する主な機能ブロック図である。これらの図において、BSは送信される格納ビットシーケンスを示し、C&Mはマッピングと符号化のブロックを表し、D/Aは対応する符号化情報が乗算された様々なキャリアの総和から得られた信号を変換するディ

デジタルアナログ変換器を表す。実際には、図3の図は、OFDM信号がいかにか仮定的に生成されるかを図示していることを強調しておく。しかし、実際には、OFDM信号は、市場で容易に入手でき、非常に小さな規模で同じ仕事をより高速かつ確実に行うことができるチップ

(図4のブロックIFFT参照)で生成される。図4において、FAはデータ処理のためのフレーム適応ブロックを示し、IFFTは逆高速離散フーリエ変換を行う信号生成ブロックを表し、S/Pは直並列変換を行うブロックを表し、P/Sは逆操作を行うブロックを表し、GIはガード挿入を表す。

【0039】送信におけるキャリア間の直交性は、次の工夫によって保証されている。すなわち、1) キャリアは、規則正しい周波数間隔 Δf でゼロになる \sin

$(x) / x$ のタイプの信号で表されるので、1つのキャリアが無効になるところに、別のキャリアの最大値が位置付けられている。各無効点で、他のキャリアの1つ及びただ1つの最大値があるということになる。2) N個の点で、完全なIFFTを行うために利用できる時間は、正確に T_u である。すなわち、基本期間 $T = T_u / N$ (Nと T_u は前に定義された)のN倍である。キャリア間の周波数間隔は、 $\Delta f = 1 / T_u$ に等しいということになる。3) 「ガード」は減少した組のN、すなわちIFFTでつくられたNの最後の「ガード」値と定義しよう。「ガード」の挿入は、IFFTのN値の組の一番上に、上記の通り得られたガード値の複製を挿入することである。このようにして得られたN+ガードの値の組が直列に並べられ、図4に示されるように送信される。したがって、ガード時間 T_g は、 $T_g = \text{ガード} \times T = \text{ガード} \times T_u / N$ であり、OFDM記号の全体の長さは、 $T_s = T_u + T_g = T \times (N + \text{ガード}) = (T_u / N) \times (N + \text{ガード})$ である。

【0040】図4で強調表示されたフレームアダプタが、IFFTに供給されるN個の複素数値を用意する。Nは2の累乗であり、情報データを移送するキャリアの数はNより小さい。フレームアダプタが、きちんと数えられたW倍(フレーム)のN値の組を構築し、知られている規則で、サービスキャリアを静的または動的な位置のデータキャリアの間に挿入する。これらのキャリアのいくつかは、データキャリアとは異なる電力レベルにあり、またその他は、送信機構成に関する情報を伝える。全てのキャリアの位置およびその意味は、フレーム同期、周波数同期、時間同期、送信モードの識別および送信装置の識別を行うために、それらを使用してチャンネルの推定および続いて周波数等化を実行する受信機に常に知られている。

【0041】外乱の少なさの度合いおよびスペクトル中の位置によって、各キャリアに異なる規模の配置を使用することを仮定することができる。例えば、余り乱されていない領域では1024QAMを使用することがで

き、非常に乱された領域ではQPSKを使用し、完全に乱された領域では、IFFTの前の対応する位置にゼロ値を挿入してそのキャリアを無効にする。

【0042】したがって、上記のマルチキャリアの技術を使用する主な利点は、時間ではなく周波数で、また非常に遠方からのエコーの遅延に対しても、チャンネル等化を行うことにある。他の利点は、静的な外乱でも動的な外乱でも、決定論的な外乱でもランダムな外乱でも、いかなる外乱の影響を受けるチャンネル上で、情報を送信することができ、乱れていないキャリアから、または保護機構のおかげで、送信された情報を再生することができることにある。また、OFDM技術を使用する他の利点は、OFDMAアクセス技術を使用できることである。

【0043】サービスプロバイダ接続地域の選択について、一般に配電網は2つの電圧レベルを含むことを念頭に置くべきである。すなわち、中電圧(MV)レベル(10~20kV)と低電圧(LV)レベル(220/380V)であり、それぞれいわゆる中電圧網と低電圧網がそれに対応する。中電圧配電網は、一般に一次変電所に設置されている2つのHV/MV変圧器で給電される。その概略図を図5に示す。一次変電所には、図5に太い線で表される母線系統が含まれており、母線系統は、保護装置と制御装置を備えているスイッチSWを介して、多数の中電圧線MVLに給電するように設計されている。様々な構成要素の動作遷移によって、ネットワークの接続状態は、時間とともに相当大きく変る。さらに、一次変電所から出る電力線の大部分は、他の一次変電所の母線に達し、それによって、MV配電網が網目状になる。また、図5から、各線には、境界点までは、一次変電所の母線に接続されているただ1つのスイッチSWを通して給電されていることが明らかである。その境界点に、一般には開いている制御要素が設けられている。

【0044】同様に、低電圧配電網は、二次変電所に設置されているMVからLVの変圧器で給電される。二次変電所は、磁気端子保護を備えているスイッチSW'を介して、多数の低電圧線LVLが接続されているそれぞれの低電圧母線系統に給電する。中電圧網と同じ様に、低電圧母線によって給電される殆どの線は、他の二次変電所のLV母線系統に通じている。最後に、このネットワークでも、接続状態は時間とともに変化する。

【0045】サービスプロバイダのための結合形態を調査することによって、減衰および漏話の点から、位相アースモードよりも位相一位相モードが効果的であることが確認され、したがって、誘導結合と比較するとより複雑な設置が必要になるとしても、容量結合のほうがより効果的である。さらに、位相一位相結合モードを実現する容量性カプラは、アースの方向の保護に全然影響を与えない。

【0046】これらのネットワーク上の送信アーキテクチャを鑑定するための更なる考察は次のようである。

a) MVネットワーク上で同じ一次変電所に接続される二次変電所の組によって、送信に関して独立していると定義される「アイランド」が構成される。すなわち、送信活動は同時に相互関係なく行うことができる。b) LVネットワーク上で、同じ二次変電所に接続されるLV顧客の組によって、送信に関して独立していると定義される「サブアイランド」(先のアイランドの小島)が構成される。さらに、c) ネットワークに直接接続されるハードウェア部品の量を最小にする必要がある。

【0047】上記の考察は、サービスプロバイダに対する2つの可能なアクセス点を鑑定することになる。すなわち、1) MVネットワーク上の送信の場合には、直接、MV二次変電所のMV母線またはMV/LV変圧器と同じく、一次変電所のMVハーフバーで2) LVネットワーク上の送信では、直接、二次変電所のLV母線上で。図7に、可能な位相一位相で全体的に受動的な結合装置が示されている。この図では、送受信側が左手側だけであり、線側は右手側であり、Cはコンデンサの容量を示し、Lは同調インダクタンスを示し、T1は絶縁型変圧器を示し、Scは放電器を示し、X1とX2は補償リアクタンスを表し、T2はインピーダンス変換器を示し、そしてSは保護スクリーンを表す。通過域画定のための部分は、興味のある帯域を通過させるように設計された装置で置き換えることができる。

【0048】そのような装置の基本図は、MVネットワークとLVネットワークの両方上で並列接続に適応可能であり、送受信側の知られているインピーダンスにロードされると、結合点でMVまたはLV線(架空線、ケーブル線、混合線、主変電所ハーフバーなど)の特性インピーダンスの約5から10倍である線側インピーダンスと(変換器T2によって)整合することができるように受信される。送信機と結合装置の間の物理的な分離は、安全規則に従いながら、2つの部品の位置についての要求が異なることによる。

【0049】中央と顧客の通信モードによって、アップリンク通信すなわち顧客から中央局への通信に使用される任意の周波数帯域BWが与えられると(ダウンリンクには、異なる帯域が考えられる)、全ての利用できる時間分割帯域(時間分割多重アクセス、すなわちTDM A)を各顧客に割り当てることで、または、全体帯域BWを分割して生じるそれ自身の特定の帯域を同時に各顧客に割り当てることでそのような通信が実現可能になる。

【0050】本発明によるシステムによって、利用できる全体の帯域BWは、2つの別個の帯域、すなわちアップリンクのためのBW1とダウンリンクのためのBW2、の結合と考えられるべきであり、その時OFDMA(直交周波数分割多重アクセス)技術がアップリンクの

ために使用され、従来のOFDMまたはさらにOFDMA技術がアップリンクのために使用されることを可能にする。OFDMA技術は、OFDM法から得られる性質と一体化されたFDMA(周波数分割多重アクセス)技術の発展したものである。OFDMマルチキャリア信号の様々な成分、すなわちサブキャリア、が物理的に別個の互いに間隔を開けて離れた様々な供給源で生成されるが、それらは中央の受信機と同期がとれている。各顧客が、OFDMマルチキャリア技術で、割り当てられたサブキャリアの組だけを送信し、受信機は、全ての顧客から入ってくる成分を整列し同期をとることに気を配り、サブキャリア間の直交性とこの信号を復調するために必要な全てのものを維持する。

【0051】実際に、従来のFDMA技術では、Nの顧客によって送られた信号を復調するためにはN個の異なる受信機を必要とするが、OFDMA技術では、N個の点にわたって離散フーリエ変換操作を実行することができるただ1つの受信機を使用することで十分である。したがって、OFDMAシステムでは、特定の顧客に割り当てられた不定数のサブキャリアの割当てに由来してフレキシビリティが得られる。主な制限は、分散性と時間変動特性を特徴とするチャンネルを介して、様々な離れた点から、分類された受信機に届くいくつかのサブキャリアの間の直交性を維持する必要性から派生する。図8に示されるアクセス図に、中央の受信機に届くキャリア間の直交性を、一緒になってまたは別個に、失わせることで一致している一連の知られている原因がある。最も重要なのは、サブキャリアの組の間の相対的な周波数のずれ、送信における記号時間配列の乱れ、受信における記号同期のずれおよび送信または移送手段の非直線性である。

【0052】図8のアップリンク図において、入力データ(I)がビットを符号化し配列の記号と一致させるブロックC&M、直列で入ってくるデータを並列に変換するブロックS/P、その逆高速フーリエ変換(IFFT)を計算するブロックに入る。このブロックの出力がガードに加えられ、並列から直列に変換され(G&P/S)、デジタルからアナログに変換され、フィルタを通され(D/A&F)、周波数変換され(FUC、Freq. Up Conv.)、そして雑音と干渉(N&I)を受ける共通チャンネル(CHN)に送られ、周波数を再変換され(FDC、Freq. Down Conv.)、アナログデジタル変換器に入れられ、フィルタを通され(A/D&F)、直列-並列およびガードブロック(S/P&G)に送られ、高速フーリエ変換(FFT)が行われ、並列-直列変換器(P/S)に送られ、出力データを(O)を得るまで、記号をビットストリームと関連付け得られたデータを復号するという逆操作を行うデマッピングとデコーディング(DEC&DEM)に送られる。ダウンリンクの場合には、全ての顧客

は同じOFDM信号を受け取るが、要求される情報を移送する精密なサブキャリアの組が各々に割り当てられている。顧客の数および/またはタイプおよび/または送信される情報量によって、一群のキャリアが各顧客に割り当てられる。

【0053】(任意のおよび従来の規則によるオフセットがある)送信機1と2のオフセットキャリアが図8の下部に容易に認識できる。

【0054】ここで、本発明で得られる主な利点は明らかである。すなわち、要求と提供されるサービスに従ったキャリアの動的な割当ての自由度、アクセスネットワークとして電力線を使用できること、高いデータ交換レートつまり適当なケーブルを設置する必要なしに、マルチメディアサービス、インテリジェントホーム、遠隔勤務、高速インターネットおよびビデオオンデマンドなどを交換することができること、およびサービスを提供するために第三者に賃貸することができることである。

【0055】最後に、上に概説された特徴を守って、いくつかの変更、変形、および機能的に等価なもので部品の入れ換えが可能であることは明らかであり、本発明の範囲は次の特許請求の範囲でのみ定められる。

【図面の簡単な説明】

【図1】一般的な低または中電圧配電システムを非常に概略的に示す図である。

【図2】電力線を使用して信号を双方向に伝送するネットワークをさらに概略的に示す図である。

【図3】OFDM信号発生の基本図である。

【図4】変調器の主機能ブロック図である。

【図5】一次変電所の代表的な図を概略的に示す図である。

【図6】二次変電所の代表的な図を概略的に示す図である。

【図7】結合装置を概略的に示す図である。

【図8】本発明の技術によるアクセス図である。

【図9】知られている調整装置を示す図である。

【符号の説明】

- A/D&F アナログデジタル変換器およびフィルタ
- BS 送信されるビットシーケンス
- C コンデンサ容量
- C&M マッピング/符号化ブロック
- CU 調整装置
- D/A デジタルアナログ変換器
- D/A&F デジタルアナログ変換器およびフィルタ
- FA フレーム適応ブロック
- FDC 周波数ダウン変換
- FFT 高速フーリエ変換
- FUC 周波数アップ変換
- G&P/S ガードおよび並直列変換
- GI ガード挿入
- HPF 高域フィルタ
- I 入力データ
- IFFT 逆高速離散フーリエ変換
- L 同調インダクタンス
- LCDC 低電圧配電変電所
- LPF 低域フィルタ
- ML 主配電線
- MV/LV 中-低電圧降圧変圧器
- O 出力データ
- P/S 並直列変換
- PP ソケット
- S 保護スクリーン
- S/P 直並列変換
- SW スイッチ
- Sc 放電器
- T1 絶縁型変圧器
- T2 インピーダンス変換器
- TR&A 送受信装置
- TX/RX 送信機/受信機
- UA 顧客の装置(電話機など)
- US、US1、US2 顧客
- WBSD 広帯域サービス分配器
- X1、X2 補償リアクタンス

【図1】

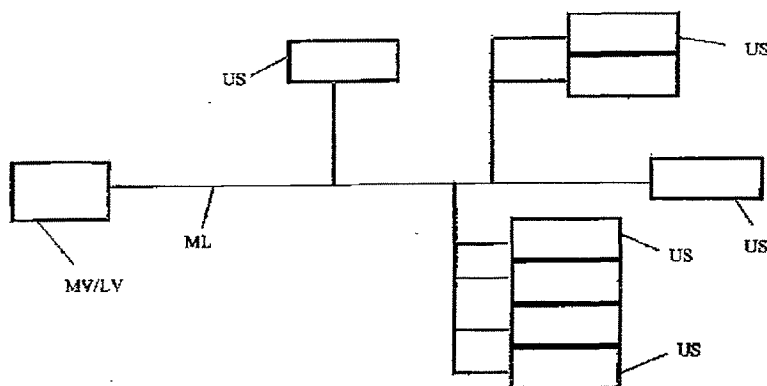


Fig. 1

【図2】

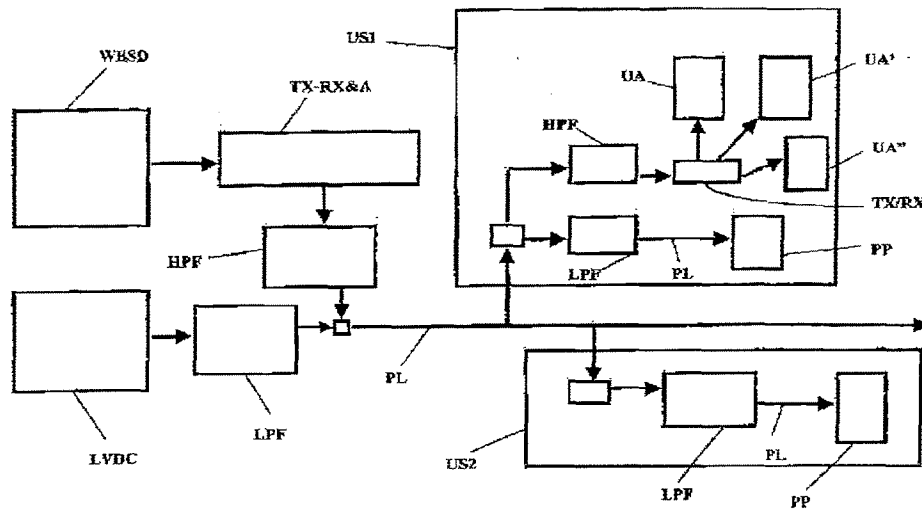


Fig. 2

【図3】

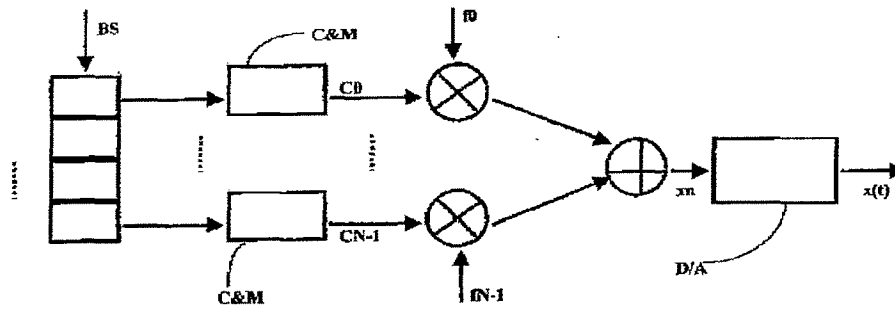


Fig. 3

【図9】

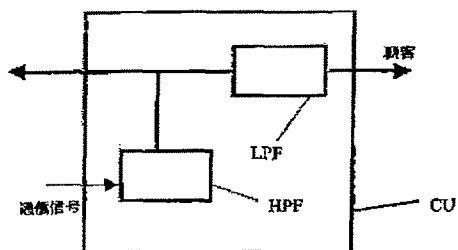


Fig. 9

【図4】

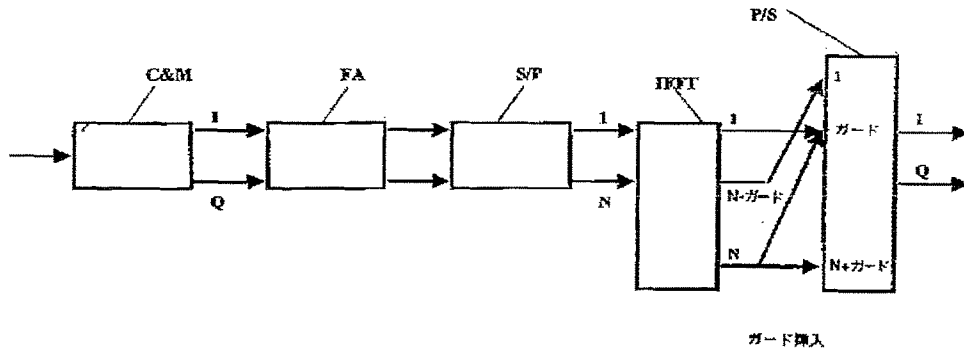


Fig. 4

【図5】

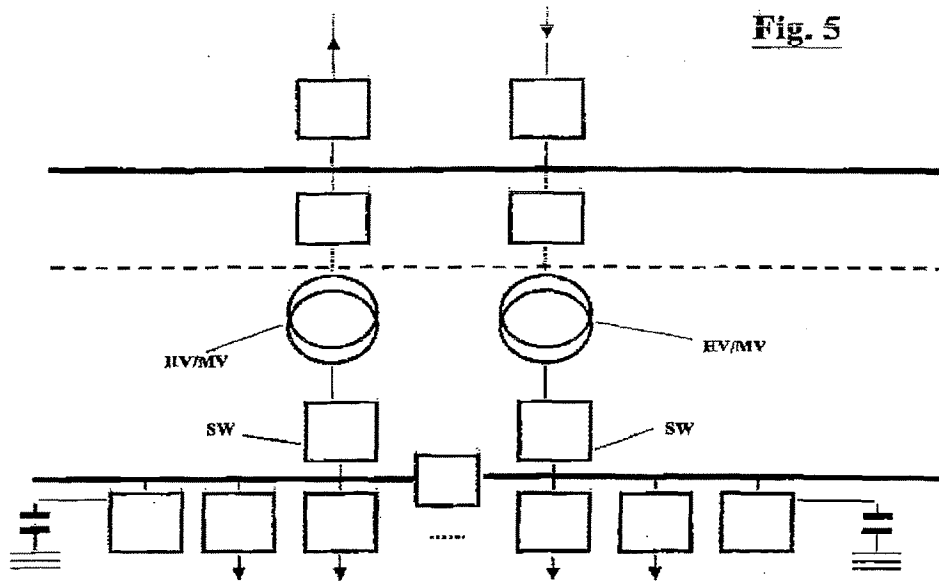


Fig. 5

【図6】

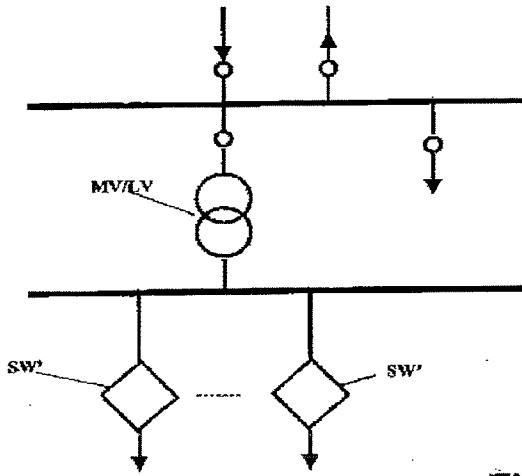


Fig. 6

【図7】

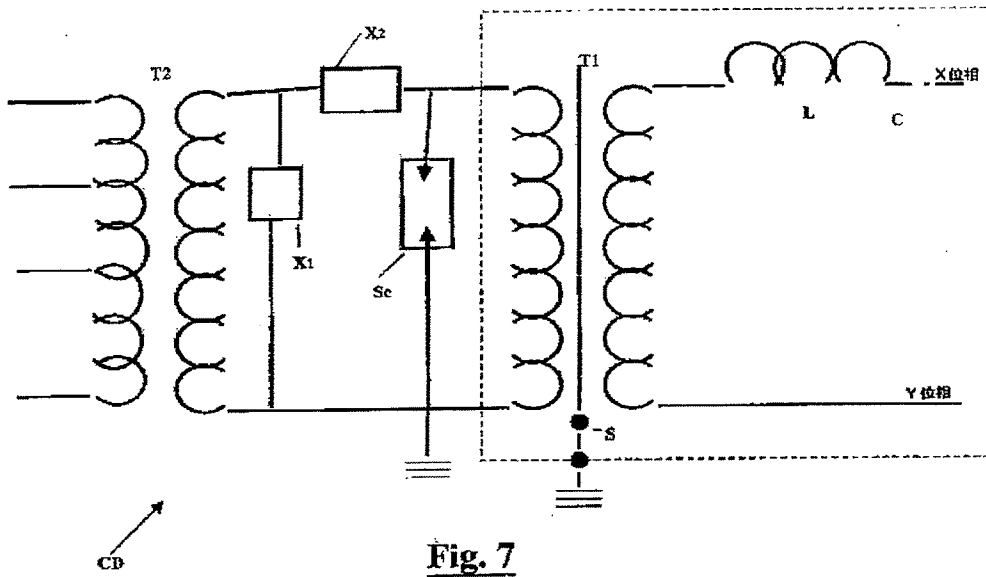


Fig. 7

【図8】

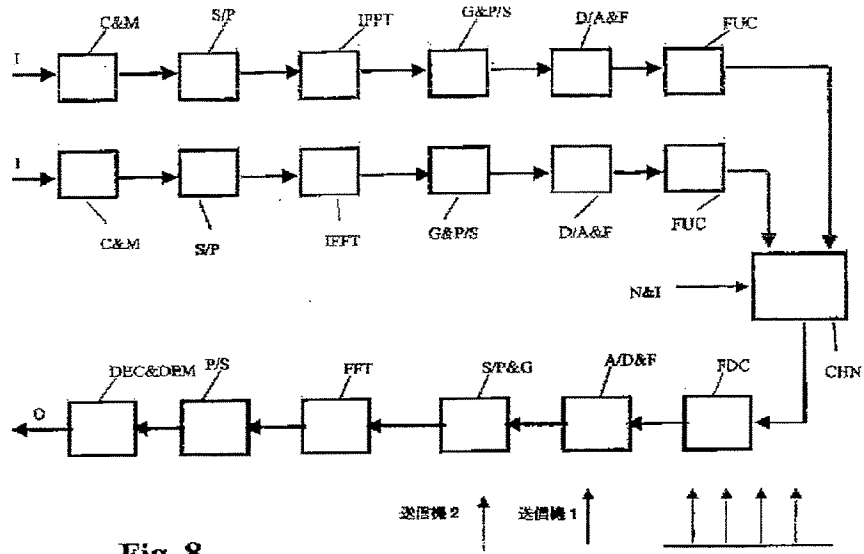


Fig. 8

【外国語明細書】

1. Title of Invention**METHOD AND DEVICE FOR BI-DIRECTIONAL DATA EXCHANGE OVER LOW
AND MEDIUM VOLTAGE ELECTRIC POWER LINES****2. Claims**

1. Method of transmitting digital signals from a central digital or digitized data source to a customer through the use of electrical power lines, characterized in that it provides the step of OFDM or OFDMA modulating the data from said digital or digitized source.

2. Method of receiving digital signals transmitted to a customer from a central digital or digitized data source through the use of electrical power lines, characterized in that it provides the step of demodulating the received signal by means of an OFDM demodulator in which the channel equalization is carried out through the use of carriers devoted to the purpose.

3. Method of transmitting digital signals from a customer to a central unit through the use of electric power lines, characterized in that it provides the step of modulating the data to be transmitted through the use of OFDMA access technique.

4. Method of receiving digital signals transmitted from a customer to a central unit through the use of electric power lines, characterized in that it provides the step of demodulating the received signal through an OFDM demodulator in which a channel equalization is carried out through the use of carriers devoted to the purpose, and in that the access is OFDMA whereby the received signal is time-and frequency-synchronized, and the orthogonality between the carrier sets coming from different customers is constructed, by the receiver.

5. Method according to any of claims 1-4, characterized in that it comprises the additional step of filtering the modulated signal or the signal to be modulated.

6. Method according to any of claims 1-5, characterized in that it provides the additional step of conditioning in advance the electrical power lines so as to make them independent from impedance variations.

7. Method according to claim 6, characterized in that the step of conditioning the electric power lines provides for separating the feed from the data exchange.

8. Method according to any of claims 1-7, characterized in that the transmission/reception occurs over low or medium AC voltage electric power lines using a multicarrier OFDM technique and modulation according to a fixed constellation chosen in the xQAM or xPSK family for each carrier, different carriers being able to be modulated with different constellations.

9. Device for transmitting digital signals from a data source through electric power line, said device comprising at least one modulator, characterized in that said modulator utilizes a multicarrier OFDM technique with or without OFDMA access with any number of carriers and with any constellation for each carrier.

10. Device for receiving digital signals through electric power lines, said device comprising at least one demodulator, characterized in that said at least one demodulator utilizes a multicarrier OFDM technique with any number of carriers and with any constellation for each carrier and without or with OFDMA access, in which event the receiver is able to synchronize and demodulate signals received from different customers.

11. Device according to claim 9 or 10; characterized in that it further comprises filter means.

12. Device according to any of claims 9-11, characterized in that it further comprises conditioning means able to separate the feed from the data exchange.

3. Detailed Description of Invention

The present invention relates to the field of information and data bi-directional transmission. More particularly it concerns a method and device for the bi-directional high bit-rate exchange of services, information and data between a service provider and a customer, over a communication system comprising a conventional low (or medium) voltage AC electric power network.

The power lines generally serve for distributing electricity to buildings (dwelling houses, factories, etc.) but since some years they have been deemed also as means for exchanging different kind of electric signals. At first, the power line providers utilized the network to make the polling of the electricity meters from remote zones but afterwards they thought to use it for providing the customer with interactive services. In this connection, the results of NORWEB are known which, by means of conventional signal modulation techniques on a sole carrier, but conditioning the network, and on a very limited number of customers, ensures a data downloading rate of about 1 Mb/s per customer.

The power line is usually constituted by a generally unshielded pair or a set of three copper wires directly reaching the customer and which are connected for use through an electricity meter measuring the electric power consumed. The mentioned network "conditioning" for the realization of the NORWEB system contemplates the installation, at the house of all customers connected to the medium-to-low voltage step-down transformer, of the so-called conditioning units, i.e. low-pass filters and high-pass filters capable of separating the signal at the frequency of 50 Hz, provided for the power feeding, from the higher frequencies and lower power signal which is provided for the communication with the service provider, as well as, obviously, of suitable transmitters/receivers.

In essence, therefore, although the existing techniques allow the use of power lines for transmitting data and information, the downloading rate is too low for exchanging multimedial services and the like. Moreover, the number of transmitted bits per each customer and per time unit is a function of the number of customers

connected to the same source and therefore feels the effects of the network structure.

Therefore, the main object of the present invention is providing a method of processing a digital signal to be transmitted over common power lines to allow a bi-directional exchange of big amounts of information at high bit-rate between a customer and the service provider or between several customers.

A further object of the present invention is therefore providing a device for the bi-directional exchange of data over low-voltage electrical power lines to allow a bi-directional exchange of big amounts of information at high bit-rate between customer and service provider or between several customers.

The above and further objects are brilliantly achieved by a method of transmitting digital signals from a central digital or digitized data source to a customer through the use of electric power lines as set forth in claim 1, a method of receiving digital signals transmitted to customer from a central digital or digitized data source through the use of electric power lines, as set forth in claim 2, a method of transmitting digital signals from a customer to a central unit through the use of electrical power lines according to claim 3, a method of receiving digital signals transmitted from a customer to a central unit through the use of electric power lines according to claim 4 and a device for transmitting/receiving over electric power lines as set forth in claims 9 and 10. Further advantageous features of the invention are set forth in the respective dependent claims.

A detailed description of the present invention is now given below merely by way of an exemplifying and non limiting example, which description should be read with reference to the attached figures.

Fig. 9 shows a known conditioning unit, CU. In essence, it comprises high-pass filters (HPF) or low-pass filters (LPF) capable of separating the power signal at the frequency of 50 Hz, intended for the power feeding, from the communication signal at higher frequencies and lower power, intended for the communication between the service provider and the customer.

Fig. 1 illustrates the generalized diagram of a generic low-voltage electric power distribution system, but the same considerations are easily applicable to the medium-voltage distribution network. In such a figure there are: a step-down medium voltage to low voltage transformer (block labelled MV/LV) that separates the two distribution networks, the intermediate one of the service provider and the final one towards the customers; a power distribution main line ML which the various customers are connected to in parallel, also referred to as "distribution ridgeline"; and a plurality of parallel-connected customers, i.e. connected without any sectioning, to the distribution ridgeline and each being represented by a block labelled US.

Several research works, easily available in the literature, demonstrate how the transmission parameters over these networks are greatly dependent on impedance mismatches that occur randomly and in coincidence with electric load variations, i.e. on the number, type and connection location of the electrical appliances used by the customers (see, e.g., Masaoki Tanaka, "High frequency noise power spectrum, impedance and transmission loss of power line in Japan on intrabuilding power line communications", IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 34, No. 2, May 1988). The first idea to limit these unpredictable and undesired effects was to replace the common metres of the customers by devices (multi-mode distributors) able to separate the distribution of services at the final use point as to obtain an isolation from disturbances in the customer's house and an impedance matching of a network with the other (provider network and customer network). This is diagrammatically shown in Fig. 2 where block WBSD designates a broadband service distributor, LVDC designates a low-voltage distribution substation, HPF is a high-pass filter, LPF is a low-pass filter, PL is a power line, UA is a customer apparatus (for instance a telephone instrument or a personal computer), TR&A is a transmitter-receiver &

coupler block and PP designates a socket. The customer terminal is further comprised of a transmitter and/or receiver TX/RX for data exchange according to the OFDM technique and in the OFDMA access mode described hereinafter. A first "type" of customer is indicated at US1, a second "type" of customer that does not need to receive/transmit data and/or information being indicated at US2.

As it is known, the network at stake has several problems of signal transmission depending on whether it is analyzed in terms of noise power as a function of frequency, of input impedance at the service provision point (e.g. at the inlet of a residential apartment) or of transmission losses. Assuming to provide the service at the inlet of a given customer network (point of supply contract definition and therefore of installation of multi-mode distributor) and therefore to have solved the impedance mismatching problem, at least within a certain frequency range, the problem still exists as to how to eliminate the random noise phenomena which normally occur because of seasonal phenomena or in proximity of particularly critical sources like the industrial ones. From resources already carried out, see e.g. the above cited article, it is noticed that it is anyway possible to determine a statistical behaviour model of the phenomena: upper and lower limits can be detected for the noise power and the frequency range in which it occurs.

The noise typically occurring on the low-voltage power lines is composed of disturbances, both broadband of short length (dumped transients) and of long length (harmonics of 50 Hz or 100Hz and pulse signals with a repetition frequency lower than 10 kHz), and narrow-band (unmodulated and modulated carriers with related harmonics).

The basic inventive principle of the present invention, in order to overcome the problems of mismatching, distortion, impulse or spread noise, random and deterministic noise and delayed echoes in a broadband signal transmission, provides for the use of the coded orthogonal frequency division multiplexing technique (COFDM technique) for the coding, modulation and transport of the information signal over low-voltage or medium-voltage power lines. With this technique, the bit stream is partitioned over several carriers thus determining a robustness of the thus obtained system to disturbances present on the channel. In particular, different portions of the spectrum where the resulting signal could be placed can be chosen.

The COFDM technique, extensively described in the broadcasting or radio-mobile communication literature (see e.g. ETS 300 744 "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T)", ETSI, March 1997) is used in the present invention, although in a special and new application thereof with respect to hitherto known uses.

This technique consists in generating a set of partially overlapping and mutually orthogonal spectra, of the type $\sin(x)/x$ in the frequency domain, and correspondingly of rectangular pulses in the time domain. It is a multitone system that greatly benefits from the fact that the signal to be transmitted is generated by a Fourier transform which combines modulation, multiplexing and pulse shaping into a single operation. Each carrier is modulated according to a fixed conventional constellation selected from the xPSK or xQAM family (for instance QPSK, 16QAM, 64QAM, etc., according to the channel characteristics). The bit sequence coming into the OFDM modulator (i.e. the transmitter in this system) is segmented at each time interval T_s into N m -bit blocks, with each of which being associated with a complex number $X_{i,k}$ representing a symbol of the fixed constellation. Once a bit stream has been mapped into a sequence of symbols, each symbol is associated with one of the subcarriers so that a vector of $2k+1$ sequential symbols is made to correspond with a system of $2k+1$ different carriers. The sum of the carriers constitutes the signal associated with the so-called OFDM symbol and qualitatively it can be written as:

$$x_i(t) = \sum_{k=-K..+K} X_{i,k} e^{j2\pi kt} \text{rect}_{T_s}(t - iT_s)$$

The overall signal is given by the sum of the transmitted OFDM symbols, according to the following relation:

$$x(t) = \sum_{i=-\infty..+\infty} \sum_{k=-K..+K} X_{i,k} e^{j2\pi kt} \text{rect}_{T_s}(t - iT_s)$$

In order to reduce the spectral occupation, it is necessary for the carriers to be orthogonal each other and therefore satisfy the following analytical condition:

$$\int e^{j2\pi kt} e^{-j2\pi ht} dt = 0 \text{ for } h \neq k$$

This implies that the carrier frequencies are chosen equal to integer multiples of the reciprocal of the OFDM symbol duration T_s :

$$f_k = f_0 + k/T_s, \quad k = -K..+K$$

f_0 being the center-carrier frequency.

The signal thus obtained is sampled with sampling interval $T = T_s / N$ where $N = 2K + 1$, N being the number of carriers. The signal $x(nt)$ thus obtained is therefore:

$$x(nt) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-K}^{+K} X_{i,k} e^{j2\pi kn/N} \text{rect}_{T_s} (nT_s / N - iT_s)$$

The digital-to-analogue conversion instead of these samples generates a continuous signal that will modulate a radio frequency carrier. The expression just examined is equivalent to an Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) of the complex coefficients $X_{i,k}$ except a factor $1/N$.

This suggests a way of implementing the OFDM modulation in practice: in transmission, one implements an IDFT of symbols $X_{i,k}$ and in reception one implements the inverse operation, i.e. a Direct Discrete Fourier Transform or DDFT.

Choosing then a vector of $N = 2K + 1$ complex symbols to be transmitted, N samples x_n of the OFDM symbol will be transmitted with:

$$\{x_n\} = \text{IDFT}\{X_{-K} \dots X_{+K}\}$$

$$x_n = (1/N) \sum_{k=-K}^{+K} X_k e^{j2\pi kn/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad N \geq 2K + 1$$

while in reception:

$$\text{DFT}\{x_n\} = \{X_{-K} \dots X_{+K}\}$$

Indeed, because of the behaviour of the transmission channel, a guard time T_g is obtained within the time T_s which is the time available for transmitting the OFDM symbol so that the echoes or the signal reflections that in reception fall within this interval are utilized in a constructive manner to restore the main signal.

Therefore, we obtain

$$T_s = T_u + T_g$$

where T_u is the useful portion of the transmitted signal, T_g is the guard time and T_s is the overall length of the transmitted OFDM symbol.

Calling P the number of transmitted OFDM symbols constituting a frame, one finds that the emitted OFDM signal has the following expression:

$$s(t) = \text{Re}\left\{e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{+P-1} \sum_{l=0}^{+P-1} \sum_{k=-K}^{\min \dots \max} c_{m,l,k} \psi_{m,l,k}(t)\right\}$$

where

$$\psi_{m,l,k}(t) = e^{j2\pi(k/T_u)(t - \Delta - l \cdot T_u - P \cdot m \cdot T_s)} \quad \text{for} \quad (1 + P \cdot m) \cdot T_s \leq t \leq (1 + P \cdot m + 1) \cdot T_s$$

$$\psi_{m,l,k}(t) = 0 \quad \text{elsewhere}$$

k is the number of the current carrier

l is the number of the current OFDM symbol in the frame

m is the number of the current frame

K is the number of the transmitted carriers

T_s is the length of the OFDM symbol

T_v is the reciprocal of the distance between two adjacent carriers

Δ is the length of the guard interval

f_c is the centre frequency of the RF signal

k' is the carrier index related to the frequency centre and defined as:

$$k' = k - (k_{\max} + k_{\min})/2$$

$c_{m,0,k}$ complex symbol for the carrier k of OFDM symbol N° 1 in the frame N° m ;

$c_{m,l,k}$ complex symbol for the carrier k of the OFDM symbol N° 2 in the frame N° m ;

...

$c_{m,P-1,k}$ complex symbol for the carrier k of the OFDM symbol $P-1$ in the frame N° m .

The thus defined OFDM signal can use a part of the available carriers for transmitting the actual information data, a part for equalizing the channel (static carriers, i.e. carriers in a fixed position and at a proper level, and dynamic carriers, i.e. in a continuously varying position but known and with suitable level), a part for transmitting service information concerning e.g. the configuration of the transmitting apparatuses.

According to this technique, the primitive signal is therefore partitioned over several carriers hence determining the robustness of the system thus obtained against disturbances present in the channel.

Information lost on the disturbed carriers can be reconstructed from the encoding techniques and from the signal received over the other carriers, while should disturbances exist on the channel in a position known and constant with time,

it is possible to "turn off" the carriers falling thereon or to choose more robust constellations for these carriers.

Figs. 3 and 4 respectively are a schematic representation of the OFDM signal generation and the main functional block diagrams constituting the modulator. In these figures, BS indicates a stored bit sequence to be transmitted, C&M stands for a mapping and encoding block, D/A stands for a digital-to-analogue converter that converts a signal obtained from the sum of the various carriers multiplied by the corresponding encoded information. In practice, it is stressed that the diagram of Fig. 3 depicts how the OFDM signal is hypothetically generated; in practice, however, it is generated by means of a chip (see block IFFT in Fig. 4), easily available on the market and able to do the same work in extremely reduced dimensions, at higher speed and reliability. In Fig. 4, FA indicates a frame adaptation block for data processing, IFFT stands for a signal generation block which performs an inverse fast discrete Fourier transform, S/P stands for a block performing a serial-to-parallel conversion, P/S stands for a block performing an inverse operation and GI stands for the guard insertion.

The orthogonality between the carriers is assured in transmission by the following contrivances: 1) the carriers are represented by signals of the type $\sin(x)/x$ becoming null at regular intervals Δf , whereby positioned on the nullification of a carrier is the maximum of another one. It follows that at each nullification point there is one and only one maximum of another carrier; 2) the available time to perform a complete IFFT on N points is exactly T_u , i.e. N times the elementary period $T = T_u/N$ (N and T_u were defined previously), it follows that the spacing between the carriers is equal to $\Delta f = 1/T_u$; 3) let "guard" define a reduced set of N , i.e. the last "guard" values of the N produced by the IFFT, the guard insertion consists in inserting at the top of the N -value set of the IFFT a replica of the guard values obtained as said above. The thus obtained set of the $N + \text{guard}$ values is then serialized and transmitted as indicated in Fig. 4. The guard time T_g is therefore: $T_g = \text{guard} * T = \text{guard} * T_u / N$ and the overall length of the OFDM symbol is $T_s = T_u + T_g = T * (N + \text{guard}) = (T_u / N) * (N + \text{guard})$.

The frame adapter highlighted in Fig. 4 prepares N complex values to be provided to the IFFT. N is a power of two and the number of carriers transporting the information data is less than N . The frame adapter constructs a set of N values by W orderly numbered times (frame), where it inserts service carriers between data carriers in static or dynamic position with a known law. Some of these carriers are at a different power level from the data ones, others carry information concerning the transmitter configuration. The position of all the carriers and their meaning are always known to the receiver that uses them to carry out an estimation of the channel and a subsequent frequency equalization to perform a frame synchronization, a frequency synchronization, a time synchronization, an identification of the transmission mode and of the transmitting apparatus.

Depending on the stillness of the disturbance and on its position in the spectrum, it is of course possible to assume the use of constellations of different dimension for each carrier: for instance at not too much disturbed areas a 1024 QAM can be used, at very disturbed areas a QPSK is used and at completely disturbed areas the carrier is nullified by inserting the zero value in its corresponding position before the IFFT.

The main advantage in using a multicarrier technique as described above, therefore, resides in performing a channel equalization in the frequencies and not in the time, also for delays of very distant echoes. Another advantage resides in that it is possible to transmit information over a channel affected by any disturb, both statically and dynamically, both in a deterministic and in a random way, being able to restore the transmitted information from the uncorrupted carriers or thanks to the protection mechanisms. Yet another advantage from using the OFDM technique is the possibility of utilizing the OFDMA access technique.

As to the choice of the service provider connection area, it is to be kept in mind that distribution networks in general comprise two voltage levels: a medium-voltage (MV) one (10-20kV) and the low-voltage (LV) one (220/380V) corresponding to which are the so-called medium-voltage and low-voltage networks, respectively. The medium-voltage distribution network is generally fed by two HV/MV transformers installed at primary substations, whose schematic diagram is illustrated in Fig. 5, which include bus bar systems, represented by thick lines in Fig. 5, which are designed to feed a number of medium-voltage lines MVL through switches SW

equipped with protection and control devices. Depending on the operating transitions of the various members, the network connection status is considerably variable with time. Moreover, most of the lines coming out of a primary substation reach the bus bars of other primary substations; whereby the MV distribution network is meshed. From Fig. 5 it is also clear that each line is fed through only one switch SW connected to the bus bars of a primary substation up to the boundary points, at which points a control member, generally kept open, is provided.

Likewise, the low-voltage distribution network is fed by MV-to-LV transformers, installed at secondary substations, which feed respective low-voltage bus-bar systems connected to which are a number of low-voltage lines LVL through switches SW provided with magneto-terminal protection. Similarly to the medium-voltage network, most of the lines fed by a low-voltage bus-bar lead to LV bus-bar systems of other secondary substations. Lastly, also in this network, the connection status is variable with time.

The survey of the coupling modes for the service provider confirms the phase-to-phase mode as being more advantageous than the phase-to-ground one from the attenuation and crosstalk viewpoint and therefore the relating capacitive coupling is more effective even if it requires a more complex installation as compared with the induction one. Moreover, the capacitive coupler which implements the phase-to-phase coupling mode does not affect at all the ground directional protections.

Further considerations in order to identify a transmission architecture over these networks are the followings: a) over the MV networks the set of secondary substations connected to the same primary substation constitute "islands" which can be defined as transmissively autonomous, i.e. where the transmission activity may occur in a simultaneous and uncorrelated manner; b) over the LV networks, the set of LV customers connected to the same secondary substation constitute "sub-islands" (isles of the preceding ones) which can be defined transmissively autonomous, and c) there is the need to minimize the amount of hardware components directly connected to the network.

The above considerations lead to the identification of two possible access points for the service provider: 1) in case the transmission is over MV network, directly at the MV half-bars of the primary substation, as well as at the MV bus-bars of the MV secondary substations or at the MV/LV transformer; 2) for transmission

over LV network, directly on the LV bus-bars of the secondary substations. A possible phase-to-phase and totally passive coupling device is shown in Fig. 7. In this figure, wherein the transmit-receive side is the left-hand one, the line side is the right-hand one, C denotes the capacitance of the capacitor, L represents the tuning inductance, T1 denotes the isolation transformer, S_c denotes a discharger, X1 and X2 represent compensating reactances, T2 denotes an impedance translator and S represents a protection screen. Parts devoted to the pass-band definition are replaceable by devices designed to pass the band of interest.

The basic diagram of such device is adaptable for parallel connection both over MV networks and LV networks and it is received in such a way that, once loaded on a known impedance at the transmit-receiver side, it is able to match (by means of translator T2) with a line-side impedance which is about 5 to 10 times the characteristic impedance of the MV or LV line (overhead lines, cable lines, mixed lines, primary substation half-bars, etc.) at the coupling point. The physical separation between transceiver and coupling device is due to the different needs of location of the two components while observing the safety rules.

The communication mode of the customers with the centre provides that, given any frequency band BW to be used for an up-link communication, i.e. from the customer to the central station (a different band will be considered for the down-link), such communication is realized by assigning all the available time division band (time division multiplex access or TDMA) to each customer or by assigning an its own specific band resulting from a partition of the overall band BW to each customer at the same time.

The system in accordance with the present invention provides that the available overall band BW should be considered as the union of two distinct bands, BW1 for the up-link and BW2 for the down-link, then the OFDMA (orthogonal frequency division multiplex access) technique is used for the up-link and conventional OFDM or still OFDMA technique is used for the down-link. The OFDMA technique is an evolution of the FDMA (frequency division multiple access) technique integrated with the properties deriving from the OFDM technique. The different components of the OFDM multicarrier signal, i.e. the subcarriers, are generated by different sources, physically distinct and spaced apart from one another, but they are synchronized with the central receiver. Each customer transmits, with OFDM

multicarrier technique, only an assigned set of subcarriers and the receiver takes care of aligning and synchronizing the incoming components from all the customers so as to maintain the orthogonality between the subcarriers and all what is necessary so that this signal can be demodulated.

In fact, whilst conventional FDMA technique requires N different receivers for demodulating the signals sent by N customers, with the OFDMA technique it is sufficient to use only one receiver capable of carrying out a discrete Fourier transform operation over N points. Therefore, in an OFDMA system a flexibility is obtained deriving from the allocation of a variable number of subcarriers assigned to specific customers. The main limitations derive from the necessity to maintain the orthogonality between the several subcarriers arriving at the receiver grouped from different and spaced out points through a channel featuring dispersiveness and time variance characteristics. In the access diagram shown in Fig. 8 there are a series of known causes that may concur, together or separately, in having the orthogonality between the carriers to the central receiver lost. The most important are the relative frequency deviation between the subcarrier set, the loss of symbol time alignment in transmission, the loss of symbol synchronism in reception and the non-linearity of the transmitting or transport means.

In the up-link diagram of Fig. 8, the input data (I) enter a block C&M that encodes and matches the bits with the symbol of a constellation, a block S/P that converts in parallel data serially arriving thereat, a block calculating the inverse fast Fourier transform (IFFT) thereof; the output of this block is added to the guard, is converted from serial to parallel (G&P/S), converted from digital to analogue and filtered (D/A&F), frequency-converted (FUC, Freq. Up Conv.) and sent to a common channel (CHN) subjected to noise and interference (N&I), frequency reconverted (FDC, Freq. Down Conv.), passed into an analogue-to-digital converter and filtered (A/D&F), passed into a serial-to-parallel and guard block (S/P&G), a fast Fourier transform (FFT) is performed, passed into a parallel-to-serial converter P/S, into a demapping and decoding (DEC&DEM) which performs the inverse operation of associating the symbol with the bit stream and decoding the obtained data, up to the achievement of the output data (O). In the event of down-link, all customers receive the same OFDM signal but assigned to each is a precise subcarrier set which transports the required information. Depending on the number of customers and/or

type and/or amount of information to be transmitted, a number of carriers will be assigned to each customer.

Easily recognizable at the bottom of Fig. 8 are the offset carriers of the transmitters 1 and 2 (which are offset according to any and convenient law).

At this point, the main advantages obtained with the present invention are evident, i.e. the freedom of dynamic allocation of the carriers according to the demands and offered services, the possibility to use a power line as an access network, the high data exchange rate; the possibility to exchange multimedia services, intelligent home, teleworking, fast internet and video on demand, etc. without the installation of suitable cables; and the possibility to rent the network to third parties for providing services.

Lastly, it will be apparent that several modifications, variations and substitutions of components by functionally equivalent ones are possible still observing the characteristics outlined above, the scope of the invention being defined only by the following claims.

4. Brief Description of Drawings

- Fig. 1 illustrates, through a very schematic view, a generic low or medium voltage electric power distribution system;
- Fig. 2 still schematically illustrates a network for bi-directionally transmitting signals using electric power lines;
- Fig. 3 is a basic diagram of the OFDM signal generation;
- Fig. 4 is a functional main block diagram of the modulator;
- Fig. 5 schematically illustrates a typical diagram of a primary substation;
- Fig. 6 schematically illustrates a typical diagram of a secondary substation;
- Fig. 7 schematically illustrates a coupling device;
- Fig. 8 illustrates the access diagram in accordance with the techniques according to the present invention; and
- Fig. 9 shows a known conditioning unit.

Fig. 1

Fig. 1

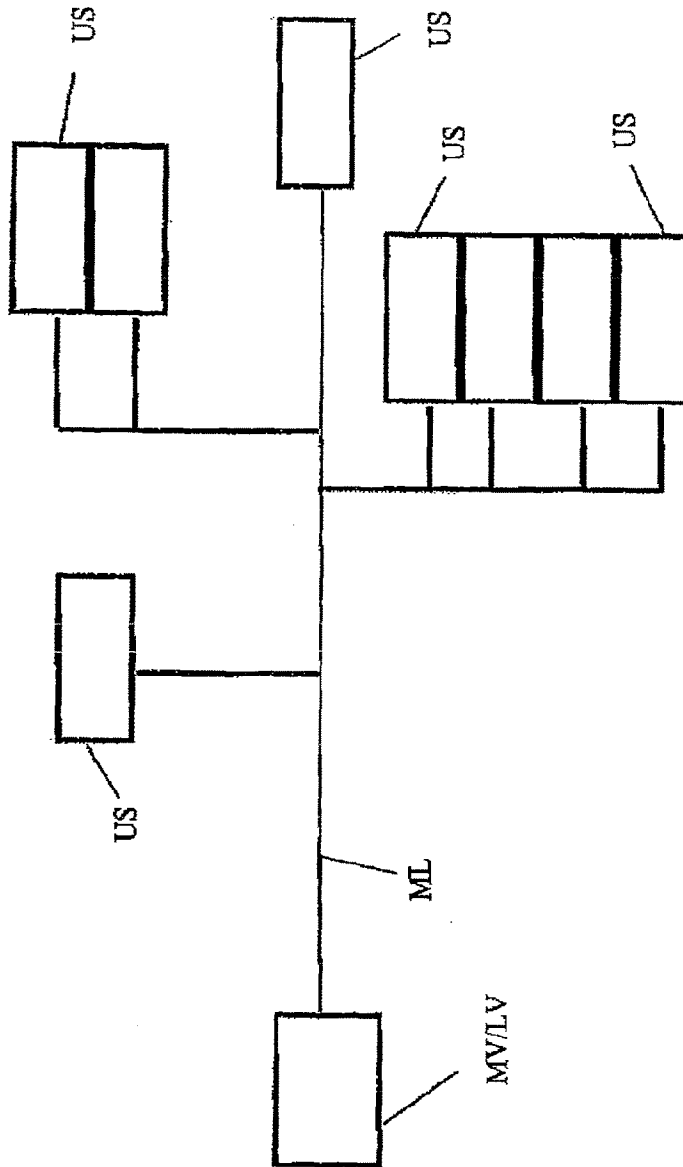


Fig. 2

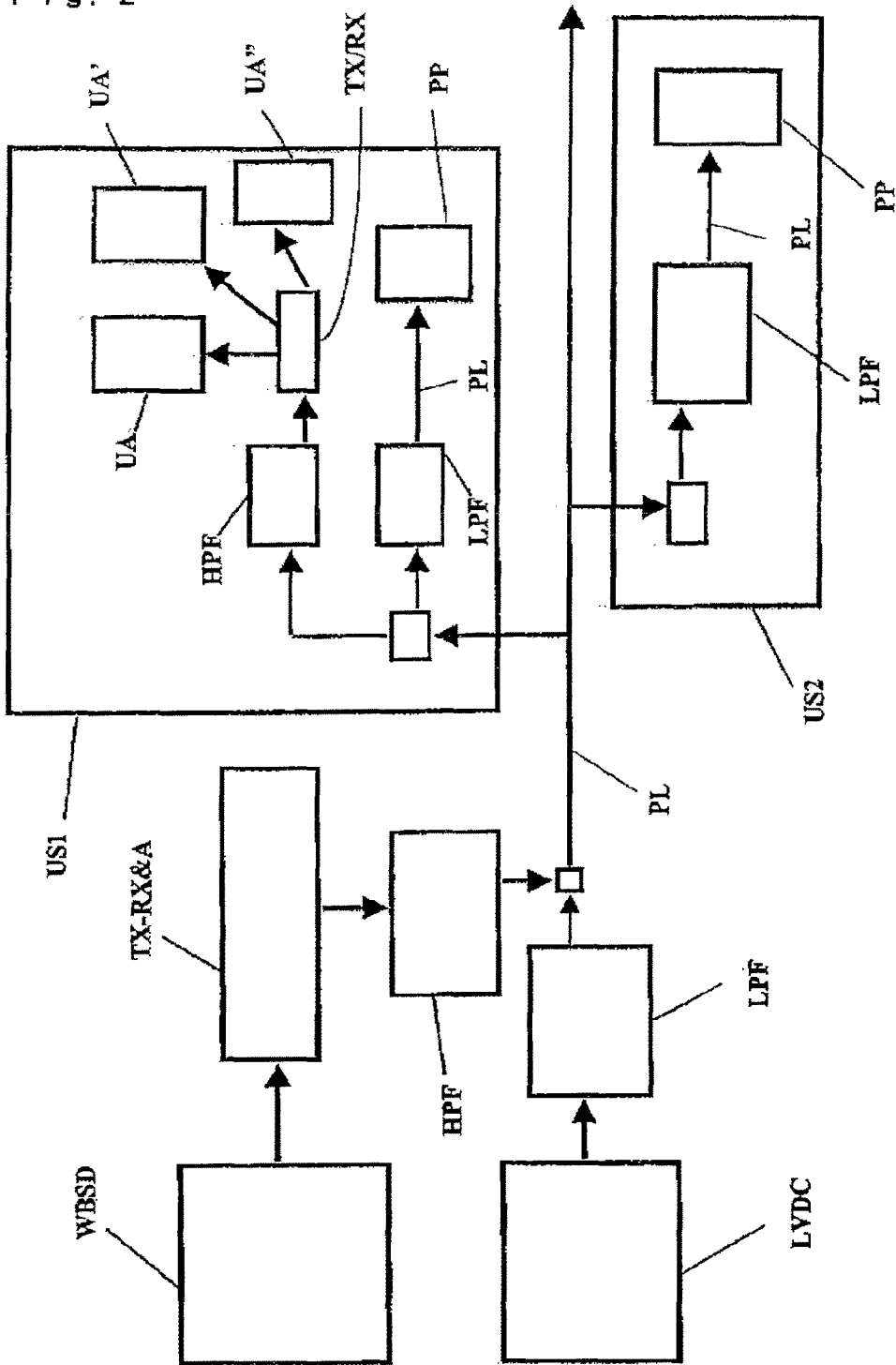


Fig. 2

Fig. 3

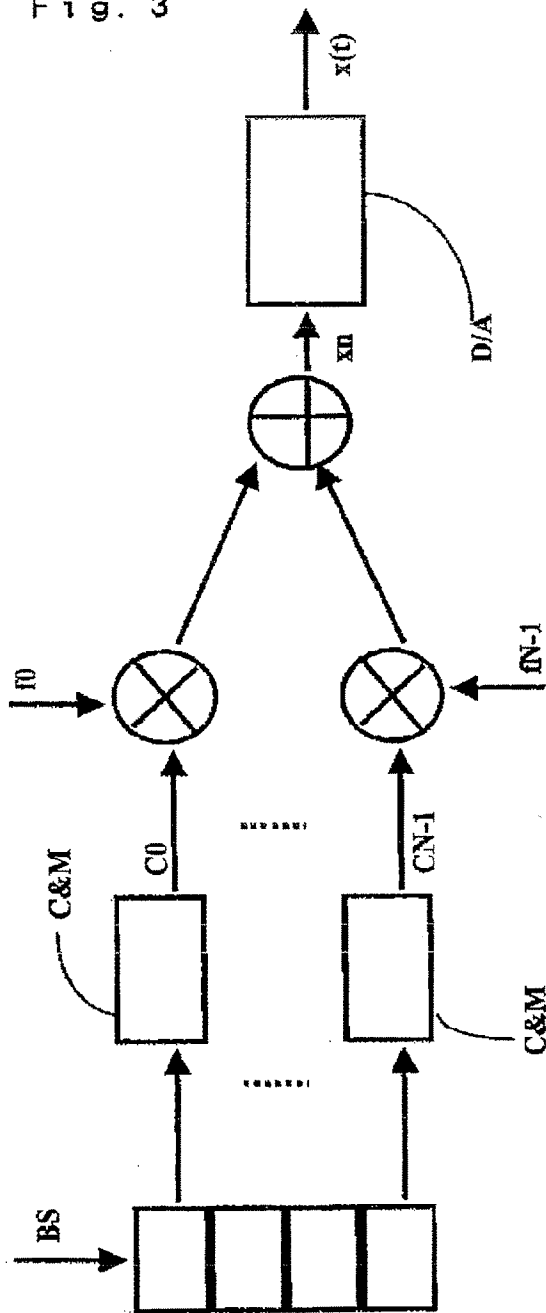


Fig. 3

Fig. 4

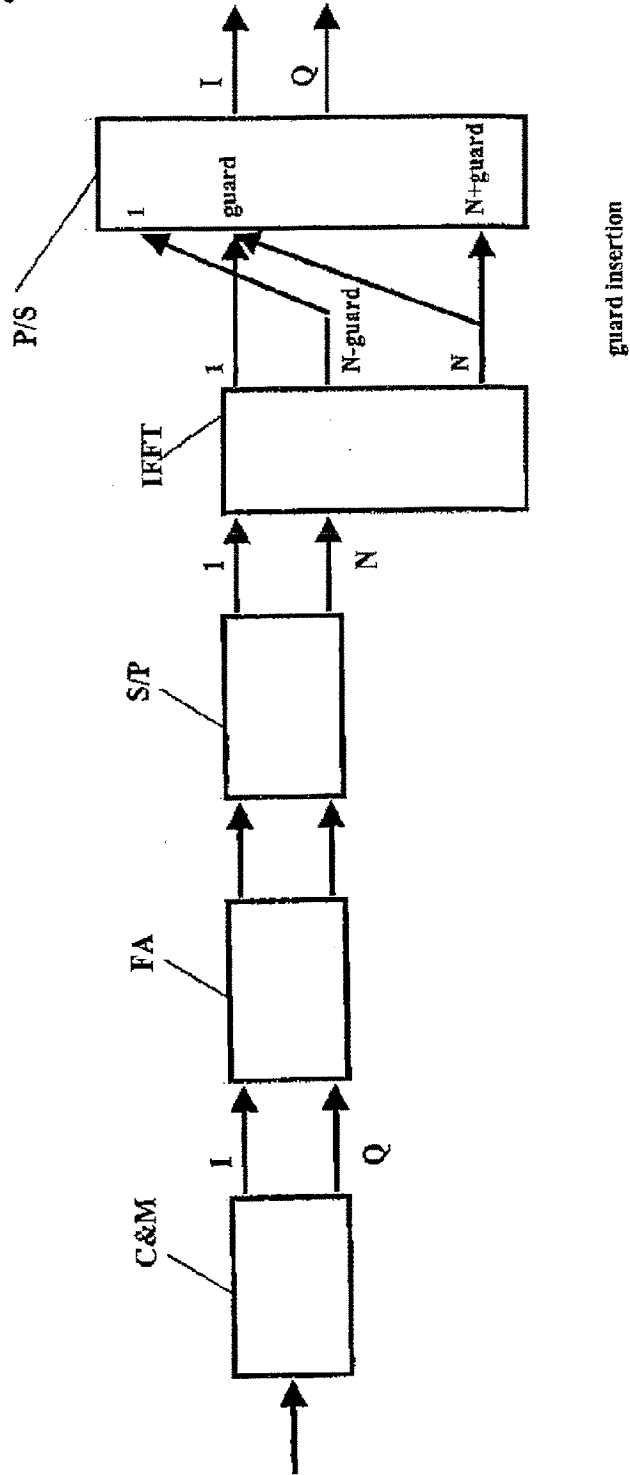


Fig. 4

Fig. 5

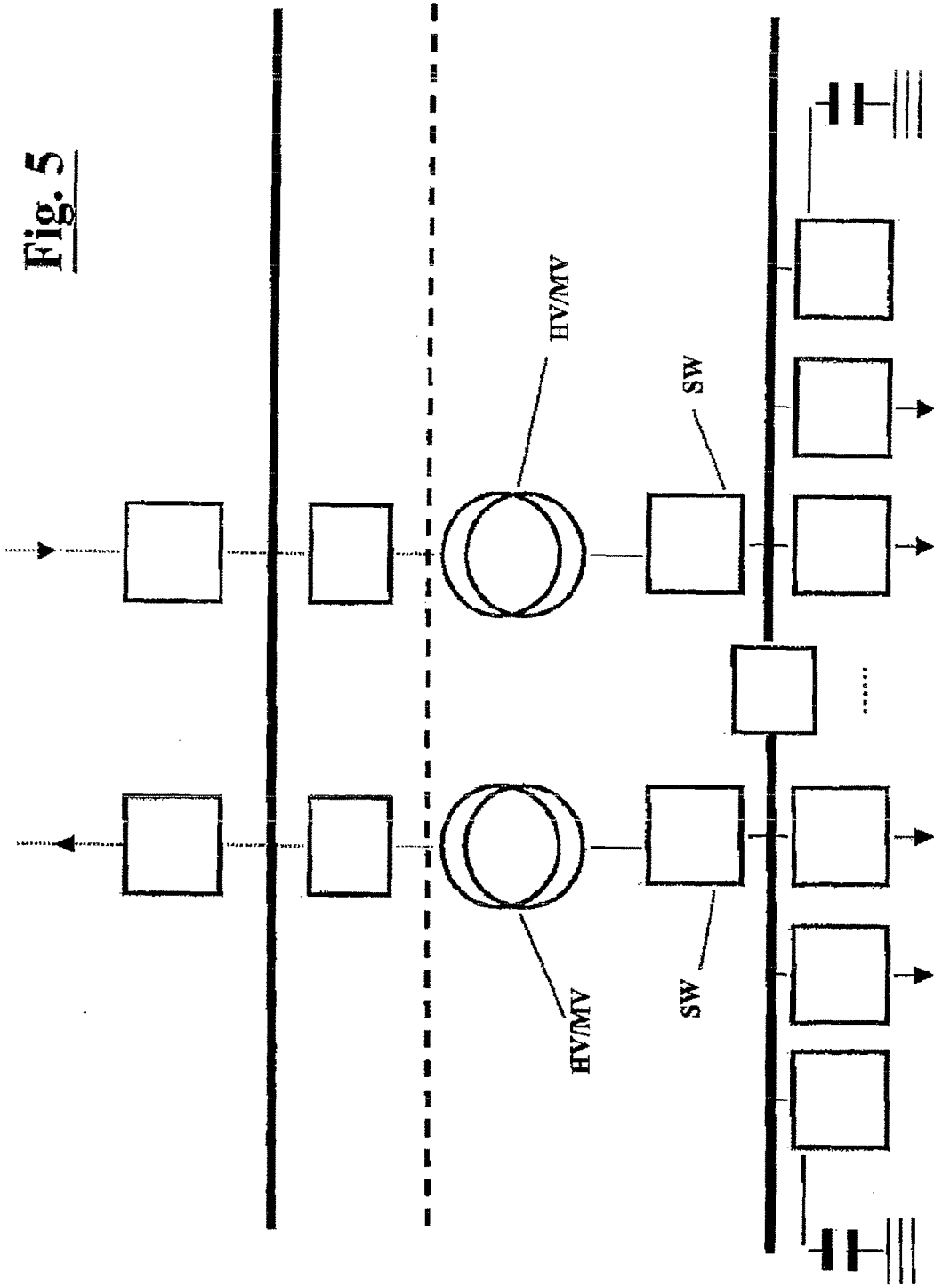


Fig. 6

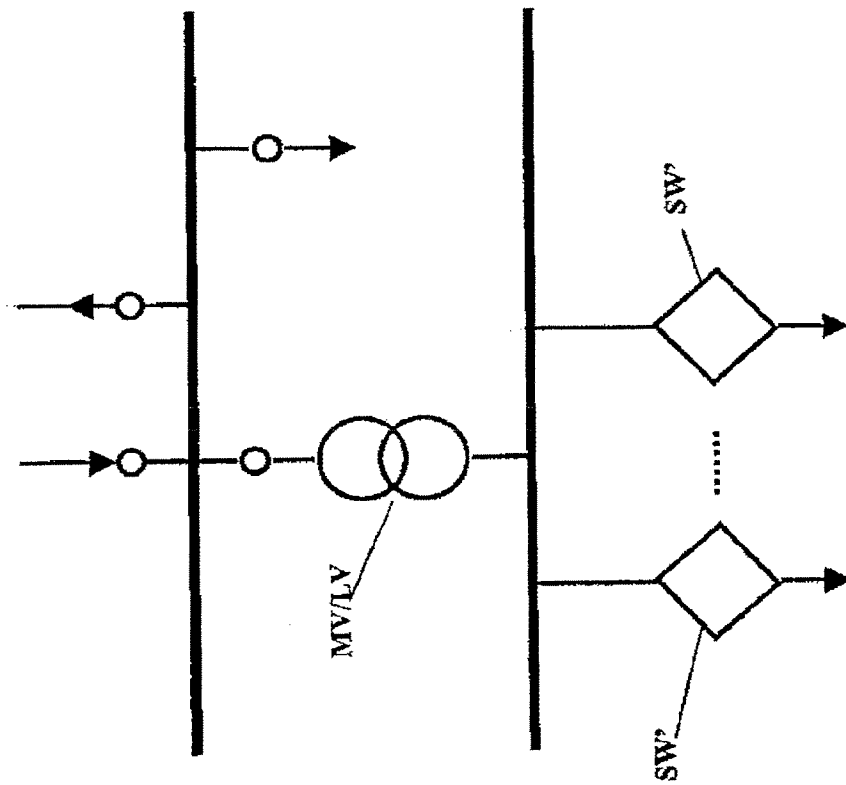


Fig. 6

Fig. 7

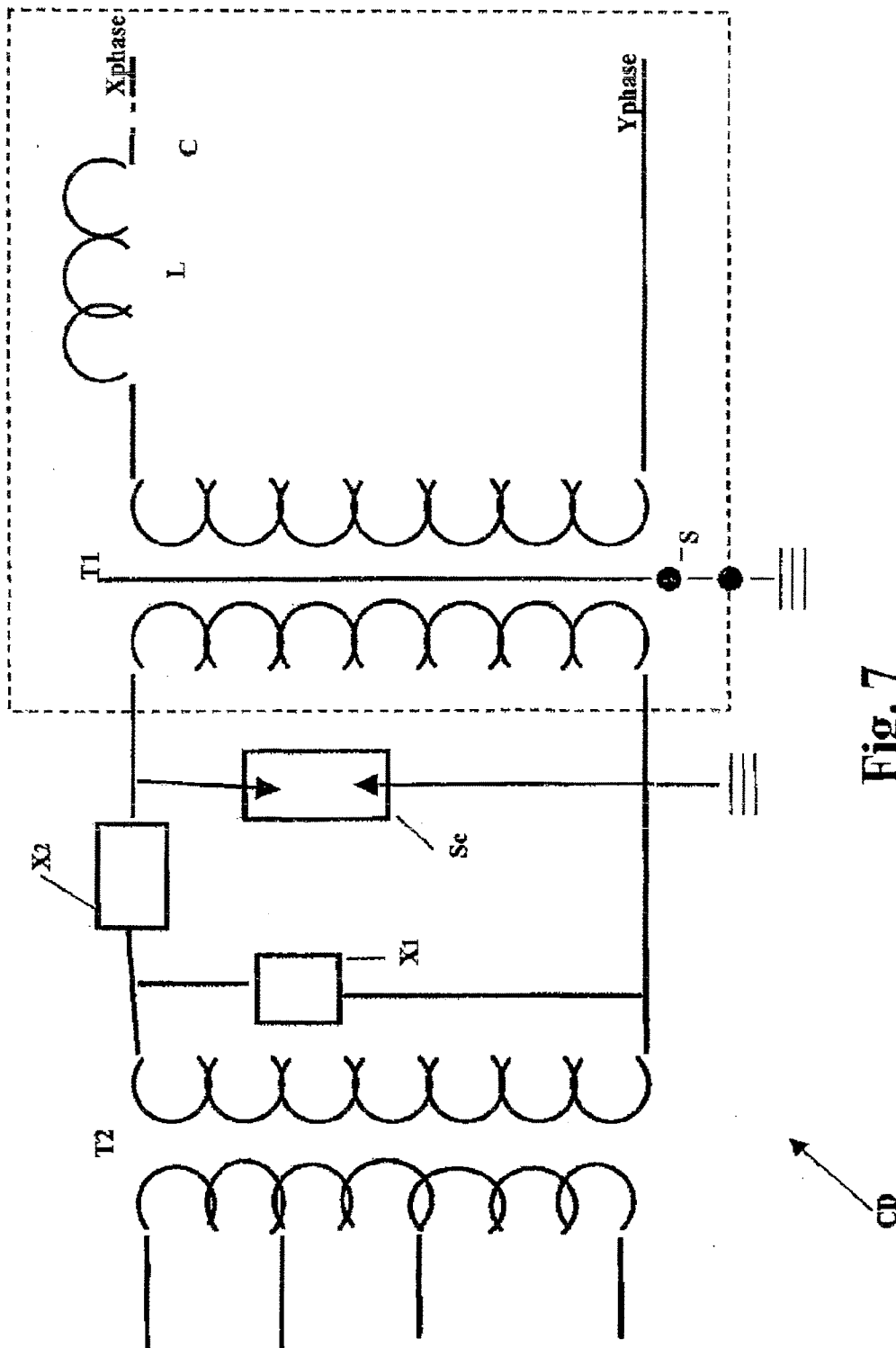


Fig. 7

Fig. 8

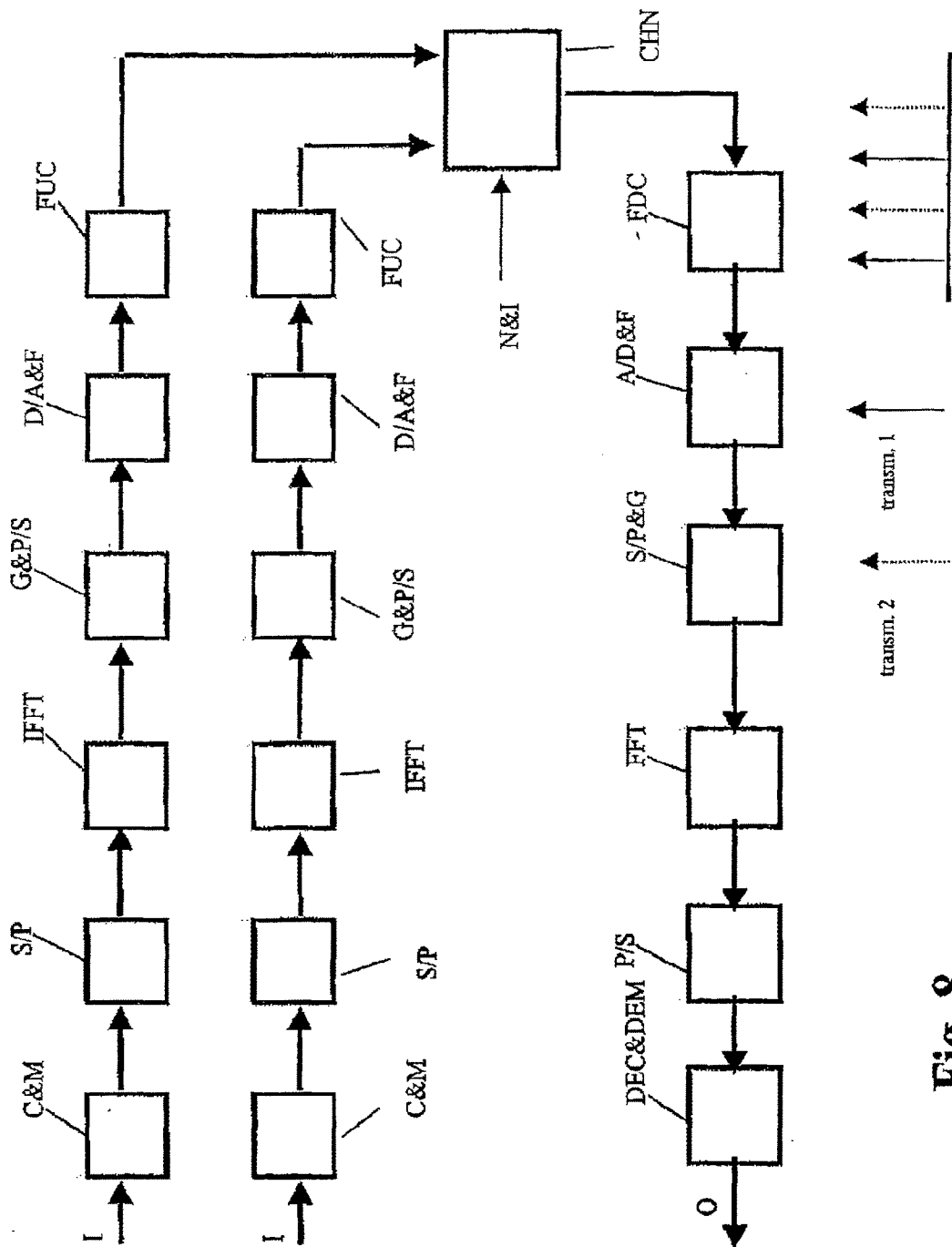
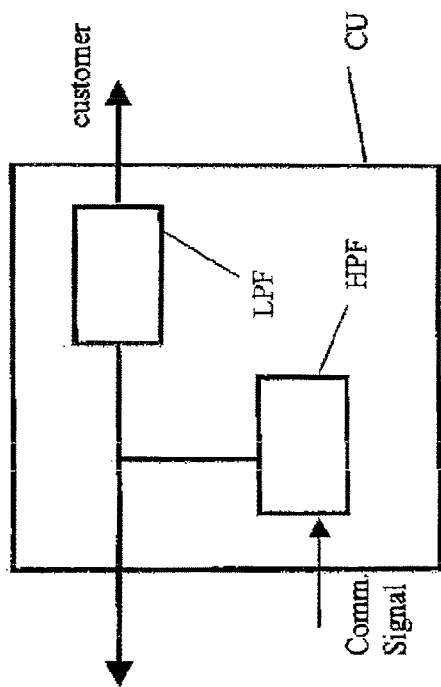


Fig. 8

Fig. 9

Fig. 9



1. Abstract

The present invention relates to a method and device for exchanging, bidirectionally and at high bit rate, services, information and data between a service provider and a customer, over a communication system comprising a conventional low and medium voltage AC electric power network. The present invention is characterized by a signal modulation and transmission technique (COFDM technique) that, according to the state of the art, has been up to now utilized only for communication over radio channel or over subscriber loop and by a new access technique.

2. Representative Drawing

Fig. 8

Electronic Patent Application Fee Transmittal

Application Number:	14294106
Filing Date:	02-Jun-2014
Title of Invention:	OFDMA WITH ADAPTIVE SUBCARRIER-CLUSTER CONFIGURATION AND SELECTIVE LOADING
First Named Inventor/Applicant Name:	Xiaodong Li
Filer:	Alfred Young Chu/Chloe Hong
Attorney Docket Number:	176.0003-06000

Filed as Large Entity

Utility under 35 USC 111(a) Filing Fees

Description	Fee Code	Quantity	Amount	Sub-Total in USD(\$)
Basic Filing:				
Pages:				
Claims:				
Miscellaneous-Filing:				
Petition:				
Patent-Appeals-and-Interference:				
Post-Allowance-and-Post-Issuance:				
Extension-of-Time:				

Description	Fee Code	Quantity	Amount	Sub-Total in USD(\$)
Miscellaneous:				
Submission- Information Disclosure Stmt	1806	1	180	180
Total in USD (\$)				180

Electronic Acknowledgement Receipt

EFS ID:	19550817
Application Number:	14294106
International Application Number:	
Confirmation Number:	9020
Title of Invention:	OFDMA WITH ADAPTIVE SUBCARRIER-CLUSTER CONFIGURATION AND SELECTIVE LOADING
First Named Inventor/Applicant Name:	Xiaodong Li
Customer Number:	22882
Filer:	Alfred Young Chu/Chloe Hong
Filer Authorized By:	Alfred Young Chu
Attorney Docket Number:	176.0003-06000
Receipt Date:	10-JUL-2014
Filing Date:	02-JUN-2014
Time Stamp:	21:59:24
Application Type:	Utility under 35 USC 111(a)

Payment information:

Submitted with Payment	yes
Payment Type	Deposit Account
Payment was successfully received in RAM	\$ 180
RAM confirmation Number	9541
Deposit Account	501068
Authorized User	

The Director of the USPTO is hereby authorized to charge indicated fees and credit any overpayment as follows:

Charge any Additional Fees required under 37 C.F.R. Section 1.16 (National application filing, search, and examination fees)

Charge any Additional Fees required under 37 C.F.R. Section 1.17 (Patent application and reexamination processing fees) **Page 458**

File Listing:

Document Number	Document Description	File Name	File Size(Bytes)/ Message Digest	Multi Part /.zip	Pages (if appl.)
1	Transmittal Letter	Transmittal.pdf	58278 28dd4890e94b7d2d0f2b7decff190a01d7cc c6d4	no	1
Warnings:					
Information:					
2	Amendment/Req. Reconsideration-After Non-Final Reject	Amendment.pdf	124958 180779e13a38575f2e0f9e97318af68309f6f 033	no	10
Warnings:					
Information:					
3	Transmittal Letter	IDS.pdf	108376 9f9369e678f37452849766065c2f3d6f5fb3f 56a	no	5
Warnings:					
Information:					
4	Information Disclosure Statement (IDS) Form (SB08)	SB08.pdf	110440 22835950497c77b8b0c4fd9fc6acb33b0799 3faa	no	2
Warnings:					
Information:					
This is not an USPTO supplied IDS fillable form					
5	Foreign Reference	JP200078062_with_trans.pdf	1985924 c949f2a0ff8816dc3c3f2d1b1bd619daa63 86ea	no	37
Warnings:					
Information:					
6	Non Patent Literature	JP_Lit_17915_Defendants_Hua wei_Invalidity_Contention_Brief_May_30_2014_41pgs.pdf	1894181 a0b7aea8464e561fa900bc581a331a69c5b 2c8cd	no	41
Warnings:					
Information:					
7	Non Patent Literature	JP_Lit_17915_List_of_Non-Prior_Art_Prior_Art_in_Invalidity_Cont_by_Defendant_May_30_2014_2pgs.pdf	80565 9ca9e521df7fb5ae2d83853cc4d581e880a9 6be2	no	2
Warnings:					
Information:					
8	Non Patent Literature	JP_Lit_19919_Plaintiffs_Adaptix_Response_to_Defendants_Invalidity_Cont_May_30_2014_21pgs.pdf	1724726 f14d528a570eac09e74584854564193a7d6 11c0e	no	21
Warnings:					
Information:					

9	Non Patent Literature	JP_Lit_19919_Defendants_ZTE_Invalidity_Contention_Brief_May_30_2014_88pgs.pdf	10777029 2ad2740c0cb588b1a9a0db28a21eed62dcb5ed6cb	no	88
Warnings:					
Information:					
10	Non Patent Literature	JP_Lit_19919_List_of_Non-Prior_Art_Prior_Art_in_Invalidity_Cont_by_Def_ZTE_May_30_2014_2pgs.pdf	63986 8879567dbb0bb0152545441852ec8ca7fe8e6d0a3	no	2
Warnings:					
Information:					
11	Non Patent Literature	JP_Lit_12198_Defendant_Apple_Response_to_Plaintiff_Adaptix_Complaint_June_17_2014_2pgs.pdf	26141 5bb8ab43fd4a4d2c8c4a5a32b33dd17012c4b284	no	2
Warnings:					
Information:					
12	Non Patent Literature	JP_Invalidation_Trial_2013-800141_Adaptix_Summary_of_Oral_Proceedings_June_2_2014_14pgs.pdf	718095 7fc2203e0db839b314dc6c19d6aa88157e07bf4	no	14
Warnings:					
Information:					
13	Non Patent Literature	JP_Invalidation_Trial_2013-800141_Huawei_Summary_of_Oral_Proceedings_June_2_2014_3pgs.pdf	100388 c3cc1dcae61ea73fec3de0b88cd0a4c98163e691	no	3
Warnings:					
Information:					
14	Non Patent Literature	JP_Invalidation_Trial_2013-800141_Huawei_Additional_Summary_June_10_2014_9pgs.pdf	449867 0f90b09f4c850c0ef959b2bbf8195497c9e42e97	no	9
Warnings:					
Information:					
15	Non Patent Literature	JP_Invalidation_Trial_2013-800141_Summary_of_Hearing_issued_by_Trial_Examiner_June_18_2014_2pgs.pdf	109269 039169c7d66bf8ac0141800c15be0929f74de6e1	no	2
Warnings:					
Information:					
16	Non Patent Literature	JP_Invalidation_Trial_2013-800235_ZTE_Response_to_Adaptix_Written_Reply_May_30_2014_19pgs.pdf	1553667 17e739112820d1a8c6fea9b238803e19d5460c5c	no	19
Warnings:					
Information:					
17	Non Patent Literature	JP_Invalidation_Trial_2013-800235_Inquiry_Issued_by_JPO_June_16_2014_2pgs.pdf	77241 206a1084ba9c3464e934633b9576b02cb1237935	no	2
Warnings:					
Information:					

18	Non Patent Literature	JP_Invalidation_Trial_2014-800074_Demand_filed_by_Huawei_May_13_2014_65pgs.pdf	2980927 c44161cd0d1a15b06d1f1c67b1b821a25dc6a15e	no	65
Warnings:					
Information:					
19	Non Patent Literature	JP_Invalidation_Trial_2014-800092_Demand_filed_by_Huawei_June_2_2014_42pgs.pdf	1863941 06c8b0b946121561e549c3045449db69176d7915	no	42
Warnings:					
Information:					
20	Non Patent Literature	Hadad_Initial_OFDM_OFDMA_PHY_Proposal_801-16-3c-00_33_Oct_30_2000_20pgs.pdf	5465959 e644d2b692522627ea6c6e26efb6f895a90ebcd6	no	20
Warnings:					
Information:					
21	Non Patent Literature	Hattori_OFDM_OFDMA_Textbook_Pages_109-110_237-238_Sep_21_2008_5pgs.pdf	3125586 f6beeaea3368ffc76be09493b5e1ffc823ef38	no	5
Warnings:					
Information:					
22	Fee Worksheet (SB06)	fee-info.pdf	30665 5c066ffcdcb02459c233274874d7c73dcef0f02c	no	2
Warnings:					
Information:					
Total Files Size (in bytes):				33430209	

This Acknowledgement Receipt evidences receipt on the noted date by the USPTO of the indicated documents, characterized by the applicant, and including page counts, where applicable. It serves as evidence of receipt similar to a Post Card, as described in MPEP 503.

New Applications Under 35 U.S.C. 111

If a new application is being filed and the application includes the necessary components for a filing date (see 37 CFR 1.53(b)-(d) and MPEP 506), a Filing Receipt (37 CFR 1.54) will be issued in due course and the date shown on this Acknowledgement Receipt will establish the filing date of the application.

National Stage of an International Application under 35 U.S.C. 371

If a timely submission to enter the national stage of an international application is compliant with the conditions of 35 U.S.C. 371 and other applicable requirements a Form PCT/DO/EO/903 indicating acceptance of the application as a national stage submission under 35 U.S.C. 371 will be issued in addition to the Filing Receipt, in due course.

New International Application Filed with the USPTO as a Receiving Office

If a new international application is being filed and the international application includes the necessary components for an international filing date (see PCT Article 11 and MPEP 1810), a Notification of the International Application Number and of the International Filing Date (Form PCT/RO/105) will be issued in due course, subject to prescriptions concerning national security, and the date shown on this Acknowledgement Receipt will establish the international filing date of the application.

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of:
 Xiaodong Li et al.
 Serial No: 14/294,106
 Filed: June 2, 2014
 For: OFDMA WITH ADAPTIVE SUBCARRIER-
 CLUSTER CONFIGURATION AND
 SELECTIVE LOADING

Confirmation No.: 9020
 Art Unit: 2643
 Examiner: Meless Nmn Zewdu

Mail Stop AMENDMENT
 Commissioner for Patents
 P.O. Box 1450
 Alexandria, VA 22313-1450

Dear Sir:

Transmitted herewith is an Amendment in reply to the Office Action dated June 27, 2014 in the above-identified application.

- No additional fee is required.
- Applicant hereby requests a ____-month extension of time to respond to the above office action.
- A Terminal Disclaimer is enclosed.
- An Information Disclosure Statement Under 37 C.F.R. § 1.97(c) with Form PTO/SB/08 and documents are enclosed.
- The total amount of \$180 to cover the above Information Disclosure Statement fee is to be charged to Deposit Account No. 50-1068.
- The Commissioner is hereby authorized to charge any deficiencies of fees associated with this communication or credit any overpayment to Deposit Account No. 50-1068.
 - Any filing fees under 37 C.F.R. § 1.16 for the presentation of extra claims
 - Any patent application processing fees under 37 C.F.R. § 1.17

Respectfully submitted,

MARTIN & FERRARO, LLP

Date: July 10, 2014

By: /Alfred Y. Chu/
 Alfred Y. Chu
 Registration No. 62,317

1557 Lake O'Pines Street, NE
 Hartville, Ohio 44632
 Telephone: (330) 877-0700
 Facsimile: (330) 877-2030

Under the Paperwork Reduction Act of 1995, no persons are required to respond to a collection of information unless it displays a valid OMB control number.

PATENT APPLICATION FEE DETERMINATION RECORD Substitute for Form PTO-875	Application or Docket Number 14/294,106	Filing Date 06/02/2014	<input type="checkbox"/> To be Mailed
---	--	---------------------------	---------------------------------------

ENTITY: LARGE SMALL MICRO

APPLICATION AS FILED – PART I

	(Column 1)	(Column 2)		RATE (\$)	FEE (\$)
<input type="checkbox"/> BASIC FEE (37 CFR 1.16(a), (b), or (c))	N/A	N/A		N/A	
<input type="checkbox"/> SEARCH FEE (37 CFR 1.16(k), (l), or (m))	N/A	N/A		N/A	
<input type="checkbox"/> EXAMINATION FEE (37 CFR 1.16(o), (p), or (q))	N/A	N/A		N/A	
TOTAL CLAIMS (37 CFR 1.16(i))	minus 20 =	*	X S	=	
INDEPENDENT CLAIMS (37 CFR 1.16(h))	minus 3 =	*	X S	=	
<input type="checkbox"/> APPLICATION SIZE FEE (37 CFR 1.16(s))	If the specification and drawings exceed 100 sheets of paper, the application size fee due is \$310 (\$155 for small entity) for each additional 50 sheets or fraction thereof. See 35 U.S.C. 41(a)(1)(G) and 37 CFR 1.16(s).				
<input type="checkbox"/> MULTIPLE DEPENDENT CLAIM PRESENT (37 CFR 1.16(j))					
* If the difference in column 1 is less than zero, enter "0" in column 2.			TOTAL		

APPLICATION AS AMENDED – PART II

	(Column 1)	(Column 2)	(Column 3)		RATE (\$)	ADDITIONAL FEE (\$)
AMENDMENT	07/10/2014	CLAIMS REMAINING AFTER AMENDMENT	HIGHEST NUMBER PREVIOUSLY PAID FOR	PRESENT EXTRA		
	Total (37 CFR 1.16(i))	* 30	Minus ** 20	= 10	x \$80 =	800
	Independent (37 CFR 1.16(h))	* 2	Minus *** 3	= 0	x \$420 =	0
	<input type="checkbox"/> Application Size Fee (37 CFR 1.16(s))					
	<input type="checkbox"/> FIRST PRESENTATION OF MULTIPLE DEPENDENT CLAIM (37 CFR 1.16(j))					
					TOTAL ADD'L FEE	800

	(Column 1)	(Column 2)	(Column 3)		RATE (\$)	ADDITIONAL FEE (\$)
AMENDMENT		CLAIMS REMAINING AFTER AMENDMENT	HIGHEST NUMBER PREVIOUSLY PAID FOR	PRESENT EXTRA		
	Total (37 CFR 1.16(i))	*	Minus **	=	X \$	=
	Independent (37 CFR 1.16(h))	*	Minus ***	=	X \$	=
	<input type="checkbox"/> Application Size Fee (37 CFR 1.16(s))					
	<input type="checkbox"/> FIRST PRESENTATION OF MULTIPLE DEPENDENT CLAIM (37 CFR 1.16(j))					
					TOTAL ADD'L FEE	

LIE
/LASHAWN MARKS/

* If the entry in column 1 is less than the entry in column 2, write "0" in column 3.
 ** If the "Highest Number Previously Paid For" IN THIS SPACE is less than 20, enter "20".
 *** If the "Highest Number Previously Paid For" IN THIS SPACE is less than 3, enter "3".
 The "Highest Number Previously Paid For" (Total or Independent) is the highest number found in the appropriate box in column 1.

This collection of information is required by 37 CFR 1.16. The information is required to obtain or retain a benefit by the public which is to file (and by the USPTO to process) an application. Confidentiality is governed by 35 U.S.C. 122 and 37 CFR 1.14. This collection is estimated to take 12 minutes to complete, including gathering, preparing, and submitting the completed application form to the USPTO. Time will vary depending upon the individual case. Any comments on the amount of time you require to complete this form and/or suggestions for reducing this burden, should be sent to the Chief Information Officer, U.S. Patent and Trademark Office, U.S. Department of Commerce, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450. DO NOT SEND FEES OR COMPLETED FORMS TO THIS ADDRESS. **SEND TO: Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450.**

If you need assistance in completing the form, call 1-800-PTO-9199 and select option 2.