

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2005-503709  
(P2005-503709A)

(43) 公表日 平成17年2月3日(2005.2.3)

(51) Int. Cl. <sup>7</sup>	F I	テーマコード (参考)
HO4Q 7/36	HO4B 7/26 104A	5K011
HO4B 1/40	HO4B 1/40	5K067
HO4B 7/15	HO4B 7/26 A	5K072
HO4B 7/26	HO4B 7/15 Z	

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 65 頁)

(21) 出願番号	特願2003-529647 (P2003-529647)	(71) 出願人	504098093 トレックス・エンタープライゼス・コーポレーション
(86) (22) 出願日	平成14年9月13日 (2002.9.13)		アメリカ合衆国, カルフォルニア州 92121-4339, サンディエゴ, パシフィック センター コート 10455
(85) 翻訳文提出日	平成16年3月12日 (2004.3.12)		
(86) 国際出願番号	PCT/US2002/029098	(74) 代理人	100099195 弁理士 宮越 典明
(87) 国際公開番号	W02003/026152	(72) 発明者	ジョンソン, ポール アメリカ合衆国, ハワイ州 96753, キヘイ, カマコイル ープ 208 イー.
(87) 国際公開日	平成15年3月27日 (2003.3.27)		
(31) 優先権主張番号	09/952, 591		
(32) 優先日	平成13年9月14日 (2001.9.14)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 自由空間ミリ波中継線によるセルラー電話システム

(57) 【要約】

【課題】セルラー通信システムにおいては、低コストで付加的なセルを追加するための技法が必要である。

【解決手段】セルラー基地局の群が狭帯域ミリ波中継線を通じて中央局と通信する無線セルラー通信システム。送受信機は、データチャネルの効率的な空間的および指向的分割を保証するために十分に小さいビーム発散を付与するアンテナを備えており、その結果、ほとんど無制限の数の送受信機が同じミリ波スペクトルを同時に使用できることになる。好ましい実施形態では、中継線通信リンクはミリメートルスペクトルの92~95GHz部分内で動作する。基地局の大多数は各々、ミリ波中継線のうちの900MHz帯域幅の数MHz部分が割当てられる。第1の送受信機は、第1の帯域幅で送信し、第2の帯域幅で受信し、両方とも上記のスペクトル域内にある。第2の送受信機は、第2の帯域幅で送信し、第1の帯域幅で受信する。アンテナは、ビーム方向安定性を電力半値幅の1/2未満に維持するように描かれる。好ましい実施形態において、第1および第2のスペクトル域は92.3~93.2GHzおよび94.1~95.0GHzであり、電力半値幅は約0.36°以下である。

## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

システムユーザとの無線通信を提供し、電話通信局と通信するための無線ミリ波中継線を有するセルラー通信システムであって、前記システムは、

A) 複数のセルラー基地局と、前記基地局の各々は通信セルにサービスし、前記基地局の各々は、

1) 3 GHz 未満のセル電話無線周波数で前記セル内のユーザと通信するための低周波送受信機と、

2) 60 GHz を超える中継線周波数で前記中継線の一部として他の基地局および通信局と通信するための高周波送受信機とを含み、前記高周波送受信機は、前記セル電話無線周波数を前記中継線周波数にコンバートするためのアップコンバート装置および前記中継線周波数を前記セル電話無線周波数にダウンコンバートするためのダウンコンバート装置を有しており、

B) 前記複数の高周波送受信機および通信局と通信している前記中継線の一部として 60 GHz を超える周波数で動作する少なくとも 1 つの通信電話局高周波送受信機とを含むセルラー通信システム。

10

## 【請求項 2】

前記基地局送受信機の各々は、通常の状態においては 10 億ビット/秒を超えるレートで大気デジタル情報を通じて第 2 のサイトに送信しかつそれから受信するように機器構成されており、前記第 1 の送受信機は約 2° 以下の電力半値幅を有するビームを生成するアンテナを含む請求の範囲第 1 項のセルラー通信システム。

20

## 【請求項 3】

前記高周波送受信機のうちの 1 台は、約 92.3 ~ 93.2 GHz の範囲の周波数で送信し、約 94.1 ~ 95.0 GHz の範囲の周波数で情報を受信するように機器構成されている請求の範囲第 1 項のシステム。

## 【請求項 4】

異常な気象条件の場合には前記第 1 および第 2 のサイト間で情報の伝送を継続するように機器構成された、1 億 5 5 0 0 万ビット/秒未満のデータ伝送速度で動作するバックアップ送受信機システムをさらに含む請求の範囲第 1 項のシステム。

## 【請求項 5】

バックアップ送受信機システムはマイクロ波システムである請求の範囲第 4 項のシステム。

30

## 【請求項 6】

バックアップ送受信機システムは 10.7 ~ 11.7 GHz の周波数範囲で動作するように機器構成されている請求の範囲第 4 項のシステム。

## 【請求項 7】

バックアップ送受信機システムは 5.9 ~ 6.9 GHz の周波数範囲で動作するように機器構成されている請求の範囲第 4 項のシステム。

## 【請求項 8】

バックアップ送受信機システムは 13 ~ 23 GHz の周波数範囲で動作するように機器構成されている請求の範囲第 4 項のシステム。

40

## 【請求項 9】

両方の前記高周波送受信機は 40 dB を超える利得を付与するアンテナを備えている請求の範囲第 1 項のシステム。

## 【請求項 10】

前記アンテナのうちの少なくとも 1 つはフラットパネルアンテナである請求の範囲第 9 項のシステム。

## 【請求項 11】

前記アンテナのうちの少なくとも 1 つはカセグレンアンテナである請求の範囲第 9 項のシステム。

50

## 【請求項 1 2】

前記アンテナのうちの少なくとも1つは主焦点パラボラアンテナである請求の範囲第9項のシステム。

## 【請求項 1 3】

前記アンテナのうちの少なくとも1つはオフセットパラボラアンテナである請求の範囲第9項のシステム。

## 【請求項 1 4】

前記高周波送受信機は10億ビット/秒を超えるレートで送信および受信できる能力があり、両システムのアンテナは約0.36°以下の電力半値幅を有するビームを生成するように機器構成されている請求の範囲第1項のシステム。

10

## 【請求項 1 5】

前記高周波送受信機のうちの1台は、約71~76GHzの範囲の周波数で伝送するように構成されている請求の範囲第1項のシステム。

## 【請求項 1 6】

前記高周波送受信機のうちの1台は、約81~86GHzの範囲の周波数で伝送するように構成されている請求の範囲第1項のシステム。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、無線通信リンク、詳細には高データレートポイントツーポイントリンクに関する。

20

## 【背景技術】

## 【0002】

(ローカル無線電波通信)

ローカル無線通信サービスは、極めて急成長している産業の代表格である。これらのサービスの中には、ページング及びセルラー電話サービスが含まれる。セルラー電話産業は、現在その第2世代にあり、数種類のセルラー電話システムが促進されている。米国におけるセルラー市場は、1988年の加入者約200万および収益200万ドルから1998年には6000万を超える加入者および収益約300億ドルにまで成長し、サービスがいっそう利用しやすくなり価格が低下するにつれて、米国及び世界中で成長し続けている。

30

## 【0003】

図1は、典型的なセルラー電話システムを示している。セルラーサービスプロバイダは、その領域を図1に示すように六角形のセルに分割する。これらのセルは差し渡し約5マイルとし得るが、多くのユーザを有する人口稠密地域では、これらのセルはマイクロセルと呼ばれるさらに小さいセルに分解され得る。これは、セルラープロバイダを無線周波スペクトルのうちの限られた部分だけにしか割当てられないことから行われる。例えば、セルラー通信に割当てられた1つのスペクトル域は、824MHz~901MHzというスペクトル域である。(セルラーサービスに割当てられた別のスペクトル域は、1.8GHz~1.9GHzである。)824~901MHz域で運用するプロバイダは、セルラー局が824MHz~851MHz域で送信し、869MHz~901MHz域で受信するようにそのシステムをセットアップし得る。セルラー局における、また加入者が使用する装置の双方における送信機は極めて低出力(ほんの2、3W)で動作するので、セル内で生成された信号が直接隣り合うセルを越えて他のいずれかのセルにおいて干渉を与えることはない。その割当てられた送信スペクトルおよび受信スペクトルを六角形のセルパターンを備える7つの部分(A~G)に分解することによって、サービスプロバイダは、図1に示すように、送信または受信のための同じ周波数間に2セル分離が存在するように、そのシステムをセットアップすることができる。1セル分離は、スペクトルを3つの部分に分解することによって付与され得る。従って、これらの3つまたは7つのスペクトル域が、セルラーサービスプロバイダの領域全体において何度も何度も使用され得る。典型的なセルラーシステムでは、(各々約12MHz幅の送信帯域幅および受信帯域幅を備える)各

40

50

セルは、セル内で同時に約1200もの双方向電話通信を取り扱うことができる。低品質通信によれば、最大約9000の呼が12MHz帯域幅で取り扱われ得る。与えられたセル内でスペクトルを分割するために当産業ではいくつかの異なる技法が広範に使用されている。これらの技法は、アナログおよびデジタル伝送、およびデジタル信号を多重送信するためのいくつかの技法を含む。これらの技法は、プレントニス・ホール (Prentice Hall) 社により刊行の『ザ・エッセンシャル・ガイド・トゥ・テレコミュニケーションズ (The Essential Guide to Telecommunications)』(第2版)、p. 313~316 および、多くの他の情報源において検討されている。第3世代セルラー通信システムは、通信スペクトルのより効率的な使用を伴う著しい改良を期待させる。

## 【0004】

10

(他の先行技術の無線通信技法)

ポイントツーポイントおよびポイントツーマルチポイント

ほとんどの無線通信は、少なくとも伝送されるデータに関しては、1方向のポイントツーマルチポイントであり、それは民間ラジオおよびテレビを含む。しかし、ポイントツーポイント無線通信には多くの例が存在する。上述のセルラー電話システムは、低データレートのポイントツーポイント通信の実例である。電話システム中継線上のマイクロ波送信機は、より高データレートでの先行技術のポイントツーポイント無線通信の別の実例である。先行技術は、赤外および可視波長でのポイントツーポイントレーザー通信の2、3の実例を含んでいる。

## 【0005】

20

(情報の伝送)

情報の伝送のためのアナログ技法は依然広範に使用されているが、近年、デジタルへの広範囲な転換が存在し、近い将来、情報の伝送はほとんど、ビット/秒で測定される量によるデジタルとなるであろう。典型的な電話の会話をデジタルで送信することは、約5,000ビット/秒(5キロビット/秒)を利用する。インターネットに接続された典型的なパーソナルコンピュータモデムは、例えば、56キロビット/秒で動作する。音楽は、64キロビット/秒のデジタルデータレートのMP3技術を用いて良品質でリアルタイムでポイントツーポイントに伝送され得る。ビデオは、約500万ビット/秒(5メガビット/秒)のデータレートでリアルタイムで伝送され得る。放送品質のビデオは一般に、45~90Mbpsである。(回線電話、セルラー電話およびケーブル会社といった)ポイントツーポイント通信サービスを提供している会社は、各自のポイントツーポイント顧客のための通信リンクの一部として機能するための中継線を構築する。これらの中継線は一般に、多重化技法を用いて何百または何千のメッセージを同時に搬送する。それゆえ、大容量中継線は、ギガビット(10億ビット(Gビット)/秒)レンジを伝送することができなければならない。ほとんどの現代の中継線は、光ファイバー線を利用する。典型的な光ファイバー線は約2~10ギガビット/秒を伝送することができ、多数の別個のファイバーが1中継線に含まれ得るので、その結果、光ファイバー中継線はほとんど際限なく所望の任意の情報量を搬送するように設計および構成され得る。しかし、光ファイバー中継線の建設は高額であり(時には極めて高額であり)、それらの線の設計および建設はしばしば、特にその経路が私有財産上にありまたは環境上の論争を生じる場合、多くの期間を要することがある。しばしば、検討中の特定の中継線の潜在的ユーザからの予想収益は、光ファイバー中継線のコストに見合わない。デジタルマイクロ波通信は、1970年代半ばから利用可能となってきた。18~23GHz無線周波スペクトルでのサービスは、「短距離マイクロ波」と呼ばれ、2ないし7マイルの間で動作し、4~8のT1リンク(各々1.544Mbps)間をサポートするポイントツーポイントサービスを提供する。近年、11~38GHz帯で動作するマイクロ波システムが、高次変調方式を用いて("OC-3標準"として知られる標準送信周波数である)最高155Mbpsのレートで伝送するように設計されている。

30

40

## 【0006】

(データレートおよび周波数)

50

帯域幅効率のよい変調方式は、一般的に、電波波長からマイクロ波波長を含むスペクトル域の使用可能帯域幅のうち約1～8ビット/秒/Hzのレートでのデータの伝送を可能にする。従って、1～数十Gbpsのデータ伝送要求条件は、伝送に使用可能な帯域幅のうちの数百MHzを必要とするであろう。ラジオ、テレビ、電話、緊急サービス、軍用および他のサービスの間での周波数スペクトルの公正な共用は一般に、特定の周波数帯割当てを約10%比帯域幅（すなわち、中心周波数の約10%に等しい周波数の範囲）に制限する。ほとんど100%比帯域幅（550～1650GHz）でのAMラジオは、変則であり、20%比帯域幅でのFMラジオもまた、10%比帯域幅を越えたに上回らない、より最近の周波数割当てに比べて非典型的である。

#### 【0007】

10

（信頼性要件）

無線データ伝送に一般に要求される信頼性は極めて高く、光ファイバーを含むハードワイヤードリンクに要求されるそれに一致する。誤り率に関する代表的な仕様は、100億中1ビット未満（ $10^{-10}$ ビットの誤り率）であり、99.999%のリンクアベイラビリティ（年当たり5分のダウンタイム）である。これは、霧および雪において、また多くの地域で最高100mm/時の降水時に、全天候リンク動作可能性を必要とする。他方、セルラー電話システムは、そのような高い信頼性を必要としない。実際、セルラーユーザ（特にモバイルユーザ）は、多くの地域で劣悪なサービスに慣れている。

#### 【0008】

20

（気象条件）

上記のアベイラビリティ要件に関連して、気象に関わる減衰は、極めて長い電波よりも短い全部の波長での無線データ伝送の有用範囲を制限する。光リンク（すなわち、レーザー通信リンク）に関する激しい暴風雨時の典型的な範囲は100メートルであり、そしてマイクロ波リンクの場合は10,000メートルである。

#### 【0009】

30

電磁放射の大気減衰は、マイクロ波およびミリ波帯域において周波数とともに概ね増加する。しかし、酸素および水蒸気分子中の回転モードの励起は、60および118GHz近辺（酸素）および、23および183GHz近辺（水蒸気）の帯域で優先的に放射を吸収する。大角度散乱によって減衰させる雨は、3～200GHz近くまでの周波数とともに単調に増加する。使用可能帯域幅が最も高い、より高いミリ波周波数（すなわち、1.0センチメートル～1.0ミリメートルの波長に対応する30GHz～300GHz）では、極めて悪い天気での降雨減衰は、信頼できる無線リンク性能を1マイル以下の距離に制限する。10GHz付近および以下のマイクロ波周波数では、10マイルまでのリンク距離は、大雨においてさえ高い信頼性を伴い達成できるが、使用可能帯域幅はいっそう低くなる。

#### 【0010】

（電話システムで付加的なセルをセットアップすることは高額である）

先行技術の技法により新しいロケーションで付加的なセルをセットアップするか、または既存のセル内にマイクロセルを創成することに関するコストは、約650,000ドル～800,000ドルの範囲である。（マグロー・ヒル（McGraw Hill）社刊行『ボイス・アンド・データ・コミュニケーション・ハンドブック（Voice and Data Communication Handbook）』、第4版、p.895参照）。こうしたコストはセルラーシステムのユーザから回収されなければならない。人々はこれまで、そのコストが各自の回線電話よりも高かったために各自のセルラー装置の使用を避けてきた。近年、コストは同等になってきた。

40

#### 【発明の開示】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0011】

（必要性）

従って、セルラー通信システムにおいては、低コストで付加的なセルを追加するための技

50

法が必要である。

【課題を解決するための手段】

【0012】

本発明は、セルラー基地局の群が狭ビームミリ波中継線を通じて中央局と通信する、無線セルラー通信システムを提供する。送受信機は、データチャネルの効率的な空間的および指向的分割を保証するために十分に小さいビーム発散を付与するアンテナを備えており、その結果、ほとんど無制限の数のポイントツーポイント送受信機が同じミリ波スペクトルを同時に使用できることになる。好ましい実施形態では、中継線通信リンクはミリメートルスペクトルの92~95GHz部分内で動作する。基地局の大多数は各々、ミリ波中継線のうちの900MHz帯域幅の数MHz部分が割当てられる。第1の送受信機は、第1の帯域幅で送信し、第2の帯域幅で受信し、両方とも上記のスペクトル域内にある。第2の送受信機は、第2の帯域幅で送信し、第1の帯域幅で受信する。アンテナは、ビーム方向安定性を電力半値幅の1/2未満に維持するように描かれる。好ましい実施形態において、第1および第2のスペクトル域は92.3~93.2GHzおよび94.1~95.0GHzであり、電力半値幅は約0.36°以下である。このようにして、このシステムでは、低周波帯域幅が、領域を小セルに分割し、低出力アンテナを使用することによって、何度も何度も効率的に利用される。より高い周波数帯域幅は、受信アンテナに向けられた極めて狭いビームを生じるように設計された送信アンテナを使用することによって、何度も何度も効率的に利用される。好ましい実施形態において、セルラー基地局は、商業ビルの屋上といった便宜的なロケーションに容易で迅速な据付のために事前パッケージされる。

10

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

本発明の第1の好ましい実施形態は、セルラーネットワークのセル間で電線または光ファイバーリンクに代わるリンクされたミリ波無線のシステムよりなる。ミリ波リンクの使用は、ケーブルまたはファイバーを敷設する必要性を除去でき、比較的迅速に据付でき、標準的な電気通信が提供する電線またはケーブルよりも通常低コストで高帯域幅を提供することができる。ミリ波リンクはポイントツーポイント伝送のための信号を単純にアップコンバートおよびダウンコンバートするので、原信号によって使用されたデータおよびプロトコルは保存され、ユーザにとってリンクを「透明」にする。この実施形態は、標準のセルラー電話周波数で動作する従来のシステムをサポートするが、それは1.8GHz~1.9GHzのPCSシステムといった他の新技術にも等しく適用可能である。

30

【0014】

典型的な先行技術のセル電話基地局は、824~851MHz帯で送信し、869~901MHz帯で受信し、有線接続によって移動電話中継局と接続されており、後者は転じて高速有線接続を介して中央局と接続されている。中央局は、呼の交換および経路指定を実行する。両方の有線リンクを、交換および経路指定のために信号をいくつかのセルラー基地局から中央局へ搬送し、その後再びユーザのセルラー電話や他の通信装置への伝送のためにセルラー基地局に戻す能力がある、ミリ波リンクで代替することが可能である。1GHzの帯域幅を備えるミリ波リンクは、基地局の帯域幅に依存するが、約30~90のセルラー基地局を取り扱うことが可能であろう。セルラー基地局は通常互いに2、3マイルの（または、マイクロセルの場合もっと小さい）範囲内にあるので、ミリ波リンクは基地局から基地局へ、そして中央局に戻るチェーンを形成するであろう。図3は、基本的な概念を例示している。

40

【0015】

今日市場に出ている大部分の無線コンピュータネットワークング装置は、コンピュータ間のパケットデータ交換のためのフォーマットおよび技法を記載しているIEEE標準802.11aおよび802.11bに従って設計されている。この装置において、802.11bフォーマットのデータは、2.4~2.5GHz帯の11チャンネルのうちの1つで送信および受信され、送信および受信に同じ周波数を使用する。従って、この好ましい実

50

施形態において、セルラー局は全部、上記の I E E E 標準に従って製造された装置を用いて 2 . 4 ~ 2 . 5 G H z 帯のスライスで動作する。アップ/ダウンコンバータが、ミリ波リンクでの転送処理のために情報をアップコンバートおよびダウンコンバートするために設けられている。アップ/ダウンコンバータは以下で説明する。一般的に、基地局は図 1 に示すように 7 セルの群で概ね六角形のセルに編成される。干渉を避けるために、7 セルの各々は、使用可能帯域幅の異なるスライスで動作し、この場合、各周波数スライスは 2 つのセルによって分離されている。7 セルの群において 3 つの異なる周波数が使用される場合、周波数の 1 セル分離が存在する。

【 0 0 1 6 】

( 中央局に戻るセルラー基地局の送信 )

10

セル電話の呼は、基地局の各群で 8 2 4 ~ 8 5 1 M H z 帯で受信され、中央局に戻るリンクによる送信のために 9 1 ~ 9 3 G H z 帯で 2 7 M H z の周波数スロットにアップコンバートされる。基地局の各群は、9 1 ~ 9 3 G H z 帯の 2 7 M H z スペクトルスライスを次のように割当てられる。

【 0 0 1 7 】

基地局 群番号	基地局周波数	中継線周波数
1	824-851MHz	91.000-91.027GHz
2	824-851MHz	91.027-91.054GHz
3	824-851MHz	91.054-91.081GHz
.	.	.
.	.	.
.	.	.
30	824-851MHz	91.783-91.810GHz
31	824-851MHz	91.810-91.837GHz
32	824-851MHz	91.837-91.864GHz

20

30

【 0 0 1 8 】

図 4 は、セルラー基地局周波数を中央局に戻る送信のためにミリ波帯域にアップコンバートするシステムのブロック図を示す。各基地局は、そのセル内のセル電話周波数および、チェーンにおける先行基地局からのミリ波周波数の両方を受信する。セル電話周波数は、9 1 ~ 9 3 G H z 帯の ( スペクトルの ) スロットにアップコンバートされ、チェーン上の先行基地局からの 9 1 ~ 9 3 G H z 信号に付加される。結合された信号はその後、チェーンの次の基地局に再送信される。各基地局は、その基地局のためのアップコンバートされた周波数スロットを決定する、若干異なる周波数に設定された局部発振器を有する。局部発振器は、そのスペクトルを拡散し、ミリ波リンクに付加的なセキュリティを与えるために既知の疑似ランダムビットストリームで乗算され得る。

40

【 0 0 1 9 】

電話会社の中央交換局では、9 1 ~ 9 3 G H z 帯の周波数の各 2 7 M H z スロットは、セル電話帯域にダウンコンバートされる。スペクトラム拡散局部発振器がミリ波リンクで使用される場合、元の情報を復元するために適切な疑似ランダムコードがダウンコンバータの局部発振器において再び使用されなければならない。いったんミリ波信号がセル電話帯域にダウンコンバートされると、標準のセルラー装置はその呼を検波し、交換し、経路指定するために使用される。

【 0 0 2 0 】

( セルラー基地局への中央局の送信 )

50

セル電話の呼はミリ波リンクで中央局を出て、セルラー基地局の各群は、スペクトルの32MHzスライスを個々の電話への送信のための携帯電話帯域にダウンコンバートする。セルラー基地局は、869~901MHz帯で(電話に)送信するので、基地局の各群はミリ波リンクの91~93GHz域でスペクトルの32MHzスライスを必要とする。1.024GHzは32の基地局をサポートするはずである。基地局の各群は、91~93GHz帯のスペクトルの32MHzスライスを次のように割当てられる。

【0021】

基地局# 中継線周波数(リンクRX)の基地局(セルTX)への変換

基地局 群番号	中継線周波数	基地局周波数
1	92.000-92.032GHz	869-901MHz
2	92.032-92.064GHz	869-901MHz
3	92.064-92.096GHz	869-901MHz
•	•	•
•	•	•
•	•	•
30	92.928-92.960GHz	869-901MHz
31	92.960-92.992GHz	869-901MHz
32	92.992-93.024GHz	869-901MHz

10

20

【0022】

図5は、中央局からミリ波信号を受信し、それらをセルラー基地局による送信のためにセルラー帯域にコンバートするシステムのブロック図を示す。各基地局は、91~93GHzスペクトルのその32MHzのスライスで信号を受信しピックアップし、この帯域をセル電話帯域にダウンコンバートし、それを放送する。91~93GHz帯はまた、チェーンの次の基地局に再送信される。各基地局は、その基地局に割当てられる(91~93GHz帯における)32MHz幅スロットを決定する、若干異なる周波数に設定された局部発振器を有する。スペクトラム拡散局部発振器が中央局でのアップコンバートに使用された場合、元の情報を復元するために適切な疑似ランダムコードが(各基地局における)ダウンコンバータの局部発振器において再び使用されなければならない。

30

【0023】

電話会社の中央交換局において、呼は、検波され、交換され、種々のセルラー基地局と陸上通信線ネットワークとの間で経路指定される。中央局におけるセルラー基地局の各群は、91~93GHz帯にアップコンバートされ、ポイントツーポイントリンクによっていくつかの基地局のチェーンに送出される、スペクトルの32MHz幅スロットによって表現される。信号をアップコンバートするために使用される局部発振器は、ミリ波リンクに付加的なセキュリティを与えるためにスペクトル拡散され得る。

40

【0024】

(MM波T/Rの試作デモンストレーション)

本発明に有用なミリ波送信機および受信機の試作デモンストレーションが図1~4に関して説明されている。この実施形態により出願人は、 $10^{-12}$ 未満のビット誤り率による1.25Gbpsの93~97GHz域のデジタルデータ伝送を実証した。

【0025】

ミリ波送信機のための回路図は図7に示されている。電圧制御マイクロ波発振器1(ウェステック(Westec)社型番VTS133/V4)は、10GHzで送信するように同調され、同軸減衰器2および3によって16dB減衰され、2ウェイパワーディバイダ4にお

50

いて2チャンネルに分割される。デジタル変調信号は、前置増幅器7において予め増幅され、三重平衡混合器5(パシフィック・マイクロウェーブ(Pacific Microwave)社型番M3001HA)においてマイクロ波ソース出力と混合される。変調されたソース出力は、2ウェイパワーコンバイナ6を通じて未変調ソース出力と結合される。未変調ソース出力の経路の線路引伸ばし器12が、建設的または相殺的位相和のために調整することによって結合出力の変調の深さを制御する。振幅変調された10GHz信号は、混合器9において85GHzソース発振器8からの信号と混合され、75GHz影像帯域を除波するために導波管フィルタ13において高域ろ波される。結果として生じる振幅変調された95GHz信号は、未ろ波の1.25Gbps変調と仮定して、93ないし97GHzのスペクトル成分を含む。高域フィルタの方形WR-10導波管出力は円形導波管14に変換されて、4インチ直径の円形ホーン15に供給され、そこでそれは自由空間に送信される。ホーンは、2.2°の電力半値幅を投射する。

10

#### 【0026】

受信機のための回路図は図8に示されている。アンテナは直径6インチの円形ホーン1であり、円形ダブルバンド導波管および円形-方形導波管コンバータから構成される導波管ユニット14Rから給電され、それはアンテナ給電をWR-10導波管に移転し、後者は転じてヘテロダイン受信機モジュール2Rに供給する。このモジュールは、89~99GHzの範囲のモノリシックミリ波集積回路(MMIC)低雑音増幅器、LOポートに二倍周波数逡倍器を備える混合器、および5~15GHzをカバーしているIF増幅器から構成される。こうした受信機は、ロッキード・マーチン(Lockheed Martin)社といった供給業者から入手可能である。局部発振器8Rは、42.0GHzで動作する空洞同調ガン発振器(スペイセック(Spacek)社型番GQ410K)であり、6dB減衰器7を介してモジュール2Rの混合器に給電する。局部発振器入力のバイアスT6は、受信機モジュール2Rに直流電力を供給する。ナショナル・セミコンダクター(National Semiconductor)社LM317集積回路レギュレータを用いた電圧調整器回路が、バイアスT6を介して+3.3Vを供給する。ヘテロダイン受信機モジュール2RのIF出力は、K&Lマイクロウェーブ(K&L Microwave)社製の帯域フィルタ3を用いて6~12GHzでろ波される。HPヒーローテック(HP Herotek)社型番DTM180AAダイオード検波器である受信機4Rは、全受信パワーを測定する。ダイオード検波器から出力された電圧は、ミニサーキット(MiniCircuits)社製型番2FL2000による2連縦続マイクロ波増幅器5Rにおいて増幅される。ベースバンド出力は、同軸ケーブルで、光ファイバーへのコンバータのためにメディアコンバータに、またはビット誤り率テスト(BERT)10Rに搬送される。

20

30

#### 【0027】

実験室において、この実施形態は、1.25Gbpsのデジタルデータ伝送について $10^{-12}$ 未満のビット誤り率を示した。BERT測定装置は、マイクロウェーブ・ロジック(Microwave Logic)社の型番gigaBERTであった。200Mbpsで受信されたデジタルデータのオシロスコープ信号が図9に示されている。1.25Gbpsにおいて、オシロスコープ帯域幅制限は、図10に見られる丸められたビットエッジにつながる。複数のビット周期の間維持されるデジタルレベルは、各周期をトグルするそれら(622MHz)より低い(312MHz未満)基本周波数成分よりなるので、500MHz超で減衰するオシロスコープの変調伝達関数は、それらをより少なく減衰する。これらの測定アーチファクトはビット誤り率測定値に反映されず、そしてそれが、1.25Gbpsで $<10^{-12}$ のビット誤り率を生じる。

40

#### 【0028】

##### (送受信機システム)

本発明の好ましい実施形態を図11A~図13Bによって説明する。リンクハードウェアは、1対のミリ波アンテナを含むミリ波送受信機ペアおよび1対のマイクロ波アンテナを含むマイクロ波送受信機ペアから構成される。ミリ波送信機信号は、振幅変調および単側波帯ろ波され、低減レベル搬送波を含む。受信機は、ヘテロダイン混合器、フェーズロッ

50

ク中間周波数 ( I F ) チューナおよび I F パワー検波器を含む。

【 0 0 2 9 】

ミリ波送受信機 A ( 図 1 1 A , 図 1 1 B 1 及び図 1 1 B 2 ) は、図 1 3 A において 6 0 で示すように 9 2 . 3 ~ 9 3 . 2 G H z で送信し、6 2 で示すように 9 4 . 1 ~ 9 5 . 0 G H z で受信するのに対し、ミリ波送信機 B ( 図 1 2 A , 図 1 2 B 1 および図 1 2 B 2 ) は、図 1 3 B において 6 4 で示すように 9 4 . 1 ~ 9 5 . 0 G H z で送信し、6 6 で示すように 9 2 . 3 ~ 9 3 . 2 G H z で受信する。

【 0 0 3 0 】

( ミリ波送受信機 A )

図 1 1 A で示すようにミリ波送受信機 A において、送信出力は、9 3 . 1 5 G H z で共振する空洞同調ガンダイオード 2 1 で生成される。この出力は、映像阻止機器構成 2 2 における 2 つの平衡混合器を用いて振幅変調され、下側波帯だけを選択する。ソース 2 1 は、ギガビット・イーサネット標準と連係して 1 . 2 5 G b p s で変調される。変調信号は、光ファイバーでもたらされ、メディアコンバータ 1 9 ( この場合それはアジレント ( Agilent ) 社の型番 H F C T - 5 9 1 2 E である ) において電気信号に変換されて、前置増幅器 2 0 において増幅される。振幅変調されたソースは、マイクロストリップ上の帯域フィルタ 2 3 を用いて 9 2 . 3 ないし 9 3 . 2 G H z における 9 0 0 M H z 幅の通過帯域でろ波される。ソース発振器信号の一部は、カプラー 3 8 でピックアップされ、パワーコンバイナ 3 9 において下側波帯と結合され、図 1 3 A において 6 0 で示された送信スペクトルを生じる。結合された信号は、水平偏波により導波管 2 4 を介して偏分波器 2 5 の 1 ポートへ、さらに 2 フィート径カセグレンパラボラアンテナ 2 6 に伝搬し、そこでそれは水平偏波により自由空間に送信される。

【 0 0 3 1 】

図 1 1 B 1 および 1 1 B 2 で図示された局 A の受信機ユニットは、送信機によって使用されているものと同じカセグレンアンテナ 2 6 から、( 送信機のそれと直交する ) 垂直偏波で、偏分波器 2 5 の他方のポートを介して供給される。受信された信号は、ローカル送信機からの後方散乱反射を除波するために、9 4 . 1 ~ 9 5 . 0 G H z の通過帯域において帯域フィルタ 2 8 A で予めろ波される。ろ波された信号はその後、リン化インジウムのモノリシック M M W 集積回路増幅器 2 9 で増幅され、帯域フィルタ 2 8 B により同じ通過帯域で再びろ波される。この 2 度ろ波された信号は、ヘテロダイン混合器・ダウンコンバータ 3 0 を用いて送信機ソース発振器 2 1 により 1 . 0 0 ~ 1 . 8 5 G H z の I F 周波数に混合され、図 1 3 A において 3 9 A で示されたスペクトルを与える。カプラー 4 0 でピックアップされた I F 信号の一部は、積分パワー検波器 3 5 により検波され、自動利得制御回路 3 6 に供給される。固定レベル I F 出力は、図 1 1 B 2 に示されたように次の段に通過する。ここには、クアドラチュアベース ( I / Q ) のフェーズロック同期検波器回路 3 1 が組み込まれており、リモートソース発振器の搬送周波数でロックする。ループは、“ I ” チャンネルにおける設定閾値を超えるパワーを確認しながら、“ Q ” チャンネルにおいてパワーを最小にするためにマイクロプロセッサ 3 2 により制御される。“ I ” および “ Q ” の両チャンネルは、低域フィルタ 3 3 A および 3 3 B を用いて 2 0 0 M H z で低域ろ波され、パワーは “ I ” および “ Q ” の両チャンネルにおいて 2 乗ダイオード検波器 3 4 を用いて測定される。ベースバンド混合器 3 8 の出力は、予め増幅され、光ファイバー伝送媒体への移行のためにレーザーダイオードソースを光ファイバーカプラーに変調するメディアコンバータ 3 7 を介して供給される。

【 0 0 3 2 】

( 送受信機 B )

図 1 2 A に示すようにミリ波送受信機 B において、送信パワーは 9 4 . 1 5 G H z で共振する空洞同調ガンダイオード 4 1 で生成される。このパワーは、映像阻止機器構成 4 2 における 2 つの平衡混合器を用いて振幅変調され、上側波帯だけを選択する。ソース 4 1 は、ギガビット・イーサネット標準と連係して 1 . 2 5 G b p s で変調される。変調信号は、8 0 で示すように光ファイバーでもたらされ、メディアコンバータ 6 0 において電気信

号に変換されて、前置増幅器 61 において増幅される。振幅変調されたソースは、マイクロストリップ上の帯域フィルタ 43 を用いて 94.1 ないし 95.0 GHz における 900 MHz 幅の通過帯域でろ波される。ソース発振器信号の一部は、カプラー 48 でピックアップされ、パワーコンバイナ 49 で上側波帯と結合され、図 13B において 64 で示された送信スペクトルを生じる。結合された信号は、垂直偏波により導波管 44 を介して偏分波器 45 の 1 ポートへ、さらにカセグレンパラボラアンテナ 46 に伝搬し、そこでそれは垂直偏波で自由空間に送信される。

#### 【0033】

受信機は、偏分波器 45 の他方のポートを介して（送信機のそれと直交する）水平偏波で送信機と同じカセグレンアンテナ 46 から給電される。受信された信号は、ローカル送信機からの後方散乱反射を除波するために、92.3 ~ 93.2 GHz の通過帯域において帯域フィルタ 47A でろ波される。ろ波された信号はその後、リン化インジウムのモノリシック MMW 集積回路増幅器 48 で増幅され、帯域フィルタ 47B により同じ通過帯域で再びろ波される。この 2 度ろ波された信号は、ヘテロダイン混合器・ダウンコンバータ 50 を用いて送信機ソース発振器 41 により 1.00 ~ 1.85 GHz の IF 周波数に混合され、図 13B において 39B で示されたスペクトルを与える。カプラー 62 でピックアップされた IF 信号の一部は、積分パワー検波器 55 により検波され、自動利得制御回路 56 に供給される。固定レベル IF 出力は、図 12B2 に示されたように次の段に通過する。ここには、クアドラチュアベース (I/Q) のフェーズロック同期検波器回路 51 が組み込まれており、リモートソース発振器の搬送周波数でロックする。ループは、“I”チャンネルにおける設定閾値を超えるパワーを確認しながら、“Q”チャンネルにおいてパワーを最小にするためにマイクロプロセッサ 52 により制御される。“I”および“Q”の両チャンネルは、帯域フィルタ 53A および 53B を用いて 200 MHz で低域ろ波され、パワーは各チャンネルにおいて 2 乗ダイオード検波器 54 を用いて測定される。ベースバンド混合器 58 の出力は、予め増幅され、光ファイバー伝送媒体への移行のためにレーザーダイオードソースを光ファイバーカプラーに変調するメディアコンバータ 57 を介して供給される。

#### 【0034】

（超狭ビーム幅）

2 フィート径のパラボラアンテナが、94 GHz で約 0.36° の電力半値幅を放射する。（アンテナパターンにおける最初のヌルまでの）全電力ビーム幅は 0.9° より狭い。これは、最大 400 の独立したビームが、2 フィート放物面反射器のアレイから、相互干渉を伴うことなく、単一の送信機ロケーションから赤道回りに方位角的に放射され得ることを示唆する。5 マイルの距離で、400 フィート離れて置かれた 2 台の受信機は、同じ送信機ロケーションから独立したデータチャンネルを受信できる。逆に言えば、単一ロケーションの 2 台の受信機は、送信機が 400 フィート離れた程度に接近している場合でさえ、10 マイル離れた 2 台の送信機からの独立したデータチャンネルを区別することができる。より大きい放物面反射器は、より高い指向性のために使用され得る。

#### 【0035】

（バックアップマイクロ波送受信機ペア）

厳しい気象条件においては、データ伝送品質はミリ波周波数で悪化する。従って、本発明の好ましい実施形態では、良質な伝送に所定の激減が検出されると常に自動的に作動するバックアップ通信リンクが設けられる。好ましいバックアップシステムは、10.7 ~ 11.7 GHz 帯において動作するマイクロ波送受信機ペアである。この周波数帯は、固定ポイントツーポイント運用のために FCC によってすでに割当てられている。FCC サービス規則は、この帯域を 40 MHz 最大帯域幅のチャンネルに区分しており、デジタル伝送の最大データレートを 45 Mbps 全二重に限定している。この帯域内でこのデータレートを提供する送受信機は、ウェスタン・マルチプレックス・コーポレーション (Western Multiplex Corporation) 社 (型番 Lynx DS-3, Tsunami 100 Base T) および DMC ストラテックス・ネットワークス (DMC Stratex Networks) 社

10

20

30

40

50

(型番DXR700およびAltium155)といった供給業者から市販品として入手できる。このデジタル無線は、FCCパート101規制の下で認可されている。マイクロ波アンテナは、24インチ直径のカセグレンパラボラアンテナである。この直径で、パラボラアンテナの電力半値幅は3.0°であり、全電力ビーム幅は7.4°であるので、干渉の危険性はMMWアンテナの場合より高い。これを補償するために、FCCは12の別個の送信チャンネルおよび12の別個の受信チャンネルを、10.7~11.7GHz帯内のスペクトル協調のために割当てている。ミリ波リンクの故障や冗長マイクロ波チャンネルへのスイッチングの検出は、シスコ(Cisco)社、ファウンドリー・ネットワークス(Foundry Networks)社およびジュナパー・ネットワークス(Juniper Networks)社といった供給業者から市販品として入手できるネットワークルーティングスイッチングハードウェアの既存の自動化機能である。

10

## 【0036】

読者は、多くの設備において、バックアップシステムの備えが、コスト、送信機間距離、予想サービス品質および、悪い気象状態でサービスを継続するために代金を払おうとする顧客の意向といった要因に依存して、費用便益分析から見合わないはずであることを理解しなければならない。

## 【0037】

(狭ビーム幅アンテナ)

ミリ波周波数で付与される狭アンテナビーム幅は、低周波数では不可能である、電波の地理的分配を可能にする。この事実は、帯域配分(周波数共用)の必要性をなくすので、低いRF周波数でこれまで可能であったよりも、いっそう大きい全帯域幅による、従っていっそう高いデータレートでの、無線通信を可能にする。

20

## 【0038】

干渉を保証するために十分に狭いビーム幅を備えるアンテナを製造および配備する能力は、通信アンテナにおける先行技術の機能を上回る、機械的許容差、ポインティング精度および、電子ビームステアリング/追跡機能を必要とする。70GHz超の周波数での長距離通信のための好ましいアンテナは、家庭用の直接放送衛星放物面反射器より100倍高く、航空機の高分解能気象レーダーアンテナより30倍高い、50dBを上回る利得を有する。しかし、干渉が潜在的な問題ではない場合、40~45のdB利得を備えるアンテナが好適とし得る。

30

## 【0039】

高利得用途に使用される大部分のアンテナは、多様な幾何学形状のうちの1つにおいて大型放物面一次集電器を利用する。主焦点アンテナは、放物面の焦点に直接受信機を置いている。カセグレンアンテナは、焦点の前方に凸双曲面二次反射器を置いて一次の開口を通じて焦点を反射させ放物面反射器の背後への受信機の取付を可能にしている。(これは放物面反射器が一般に背後からも支持されるので都合がよい。)グレゴリアンアンテナは、副鏡がパラボラの焦点の後方に置かれた凹楕円体であること以外、カセグレンアンテナと同様である。オフセットパラボラは、より少ない開口妨害および改善した取付幾何学形状のために焦点を放物面反射器の中心から離して回転させている。カセグレン、主焦点およびオフセットパラボラアンテナは、MMW通信システムのための好ましい放物面反射器幾何学形状である。

40

## 【0040】

好ましい一次放物面反射器は、導電性パラボラである。放物面反射器の好ましい表面許容差は、40GHz未満の用途については約千分の15インチ(15ミル)であるが、94GHzでの使用の場合5ミルに近くなる。典型的なハイドロフォームドアルミニウム放物面反射器は15ミルの表面許容差を与えるが、(スペーサ層を囲む2つのアルミニウム層を用いた)二重スキラミネートはこれを5ミルまで改善することができよう。カセグレン幾何学形状における二次反射器は、困難を伴うことなく1ミルの許容差に作られ得る、小型の機械加工アルミニウム“ロリポップ”である。二次反射器および受信機導波管ホーンのためのマウントは好ましくは、アンテナ試験レンジに関する現場アラインメントのた

50

めの機械的微調整を含む。

【0041】

(フラットパネルアンテナ)

長距離MMW通信のための別の好ましいアンテナは、参照によってここに採り入れられる2000年3月14日発行の米国特許第6,037,908号において発明人らの1人および他によって記載されたものといった、フラットパネルスロットアレイアンテナである。そのアンテナは、横位電磁波(TEM)モードで放射開口を通じて進行波を伝搬する平面フェーズドアレイアンテナである。通信アンテナは、平面フェーズドアレイを組み込んでいるが、ハイブリッド進行波/コーポレートフィードを付加することによって先行技術におけるアンテナの周波数走査特性を排除している、そのアンテナの変種を含むであろう。5ミルの表面許容差を保持する平面プレートは、放物表面よりも製作するのに著しく安価で容易である。平面スロットアレイは、高額な高精度機械加工よりもむしろ、本質的に極めて精密である回路基板処理技法(例えばフォトリソグラフィ)を利用する。

10

【0042】

(コアスポインティングおよびファインポインティング)

高利得アンテナのポインティングはコアスポジショニングおよびファインポジショニングを必要とする。コアスポジショニングは、照準合わせされたライフルスコープやレーザーポインタといった視覚的視野を用いて最初に行われ得る。アンテナは、微調整の前にその最終コア位置でロックされる。微調整は、リモート送信機をオンにして実行される。ファインポジショニングが調整され固定される際に、受信機に接続された電力計が最大出力について監視される。

20

【0043】

50dB超の利得レベルで、風荷重および、塔または建物のたわみが許容できないレベルのビームワンダーを生じることがあり得る。薄弱なアンテナマウントは、無線顧客へのサービスの損失をもたらすだけでなく、他の認可されたビーム経路に対する干渉を不注意に生じることがあり得る。特定の“パイプ”内だけでの伝送を維持するために、電子ビームステアリングのための何らかの方法が必要かもしれない。

【0044】

(ビームステアリング)

フラットパネルフェーズドアレイにおけるいくつかのポートからのフェーズドアレイビームコンバイニングは、アンテナ自体を機械的に回転させることなく多くのアンテナビーム幅にわたってビームをステアリングすることができよう。モノパルス受信機構成における和差位相コンバイニングは、適正な“パイプ”をロケートしロックする。カセグレンアンテナでは、回転するわずかに非平衡な二次面(「円錐走査」)が、大型の一次放物面反射器を動かすことなくビームを機械的にステアリングすることができよう。主焦点およびオフセットパラボラの場合、マルチアパーチャ(例えばカッドセル)フローティングフォーカスが、選択可能スイッチングアレイとともに使用され得るであろう。これらの放物面反射器アーキテクチャでは、ビームトラッキングは、受信機への信号パワーを最大化することに基づく。すべての場合、受信機および送信機のためのコモンアパーチャは、送信機が、受信機と同様に、正しくポイントされることを保証する。

30

40

【0045】

マイクロ波バックアップリンクは、ミリ波リンクより約8倍低い周波数(8倍長い波長)で動作する。従って、任意のサイズで、マイクロ波アンテナは、ミリ波アンテナより広い、やはり約8倍広いビーム幅を有する。2フィートアンテナからの典型的なビーム幅は、約7.5°である。この角度は、中継塔からの4者のサービス顧客の角度分離より広く、中継局と無線アンテナとの間のビームの角度分離より広い。具体的には、中継局からサービスされるサイト間の最小角度分離は、1.9°である。無線アンテナ塔79および中継局76の受信機間の角度分離は、施設70の送信機から見て4.7°である。従って、これらのマイクロ波ビームは空間的に分離され得ない。しかし、FCCパート101認可規制は、10.7~11.7GHzのマイクロ波帯域内で12の別個の送信チャンネルおよ

50

び12の別個の受信チャンネルの使用を規定しており、従ってこれらのマイクロ波ビームはスペクトル的に分離され得る。このようにして、個別サイトへのリンク間ならびに中継局および無線アンテナへのリンク間でのFCC後援周波数協調は、干渉を保証するが、相当に低減したデータレートによってである。FCCは、認可プロセスにおいて結合された空間および周波数協調を監督する「バンドマネージャ」を任命している。

#### 【0046】

(他の無線技法)

57~64GHz、71~76GHz、81~86GHzおよび92~100GHzでの固定ポイントツーポイントサービスに現在割当てられているMMW帯域を含む、米国連邦通信委員会スペクトル割当ておよびサービス規則に一致しているあらゆるミリ波搬送周波数が、本発明の実施において利用され得る。同様に、5.2~5.9GHz、5.9~6.9GHz、10.7~11.7GHz、17.7~19.7GHzおよび21.2~23.6GHzを含むいくつかの現在割当てられているマイクロ波帯域のいずれかが、バックアップリンクに利用され得る。MMWおよびマイクロ波チャンネルの両方の変調帯域幅および変調技法は増やすことができ、やはりFCCスペクトル割当てによってのみ制限される。また、FCC放出規制に一致する手段においてリンク距離にわたって変調搬送波を送信することができるあらゆるフラット、コンフォーマルまたはシェードアンテナが、使用され得る。ホーン、主焦点およびオフセットパラボラ放物面反射器、および平面スロットアレイは全部含まれる。

#### 【0047】

送信パワーは、選択した搬送周波数またはその周波数のいずれかの分数調波で共振するガンダイオードソース、注入口ロック増幅器またはMMW管ソースにより生成され得る。ソース出力は、PINスイッチ、混合器または、二相もしくは連続相変調器を用いて、振幅、周波数または位相変調され得る。変調は、単純な双状態AM変調の形をとることができ、または、例えば量子化振幅変調(QAM)を用いて、2超のシンボル状態を含むことができる。両側波帯(DSB)、単側波帯(SSB)または残留側波帯(VSB)技法が、1つのAM側波帯を通過、抑圧または低減させ、それによって帯域幅効率に影響を及ぼすために使用され得る。位相または周波数変調方式もまた、単純なFM、二相または1/4位相シフトキーイング(QPSK)を含め、使用され得る。全または抑圧搬送波による伝送が使用され得る。デジタルソース変調は、適格なシンボル伝送方式を用いて、Hz単位の帯域幅の最大8倍のビット/秒単位の任意のデータレートで実行され得る。アナログ変調もまた実行され得る。モノリシックまたは個別構成部品パワー増幅器が、出力パワーを高めるために変調器の後に組み込まれ得る。直線または円偏波が、送信機および受信機チャンネル間で偏波および周波数ダイバーシチを付与するために搬送周波数とのいずれかの組合せで使用され得る。1対の放物面反射器が、単一の送受信機において同様に空間ダイバーシチを付与するために単一の放物面反射器の代わりに使用され得る。

#### 【0048】

MMWガンダイオードおよびMMW増幅器は、リン化インジウム、ヒ化ガリウムまたはメタモルフィックInP-on-GaAs上に作製できる。MMW増幅器は、短距離リンクについては完全に削除され得る。混合器/ダウンコンバータは、モノリシック集積回路上に作製するかまたは、ドーピングしたシリコン、ヒ化ガリウムまたはリン化インジウム上に個別の混合器ダイオードから作製され得る。フェーズロックループは、マイクロプロセッサ制御されたクアドラチュア(I/Q)コンパレータまたはスキャンフィルタを使用することができる。検波器は、シリコンまたはヒ化ガリウム上に作製するかまたは、アンチモン化インジウムを用いてヘテロ構造ダイオードから構成することができる。

#### 【0049】

バックアップ送受信機は、代替的帯域5.9~6.9GHz、17.7~19.7GHzまたは21.2~23.6GHzを使用することができ、これらの全部はFCCパート101認可規制の下に包括されている。アンテナは、適格な利得を達成するために適切なあらゆるサイズの、カセグレン、オフセットまたは主焦点放物面反射器、またはフラットパ

10

20

30

40

50

ネルスロットアレイアンテナとすることができる。

【0050】

(プレハブセルラー基地局)

好ましい実施形態において、プレハブ基地局が商業ビル屋上への迅速で容易な据付のために提供される。上述の基地局の構成要素の全部は、プレハブ局内に事前に組立てられる。これらの構成要素は、ユーザとの通信のためのセルラー送受信機および上述のように中継線の一部としての動作のためのミリ波送受信機を含む。

【0051】

上記の説明は多くの仕様を含んでいるが、読者はこれらを、単にその好ましい実施形態の例証としてのみ以外、本発明の範囲に対する制限として解釈してはならない。例えば、ポイントツーポイント中継線に利用された71.0~76GHzおよび81.0~86GHz帯は、上記の用途において極めて良好に作動するであろう。本発明は、光ファイバー通信が利用できず、また、通信サイト間の距離が約15マイル未満であるが、自由空間レーザー通信装置により合理的にサービスされ得るような距離よりは長い、そうしたロケーションに特に有用である。約1マイル~約10マイルの範囲が本発明の適用に理想的である。しかし、大部分晴天の気象を有する地域では、システムは、20マイル以上の距離まで良好なサービスを提供することができよう。従って、読者は、上に挙げた例によってではなく、添付請求項およびそれらの法的等価物によって本発明の範囲を決定するように求められる。

10

【図面の簡単な説明】

20

【0052】

【図1】先行技術のセルラーネットワークを示す略図である。

【図2】単一の先行技術セルの特徴を示す略図である。

【図3】本発明の好ましい実施形態の略図である。

【図4】セル電話周波数から中継線周波数へのアップコンバージョンを例証する図である。

【図5】中継線周波数からセル電話周波数へのダウンコンバージョンを例証する図である。

30

【図6】屋上への据付のために設計された事前パッケージされたセルラー基地局の主要構成要素を示すブロック図である。

【図7】出願人によって製作および試験された試作送受信機システムのミリ波送信機の概略図である。

【図8】出願人によって製作および試験された試作送受信機システムのミリ波受信機の概略図である。

【図9】200Mbpsの送信ビットレートでの試作送受信機から測定された受信機出力電圧を示す図である。

【図10】ビットレートが1.25Gbpsに増大された図9と同じ波形を示す図である。

40

【図11A】本発明の好ましい実施形態の1台の送受信機におけるミリ波送信機の概略図である。

【図11B1】本発明の好ましい実施形態の1台の送受信機におけるミリ波受信機の概略図である。

【図11B2】本発明の好ましい実施形態の1台の送受信機におけるミリ波受信機の概略図である。

【図12A】本発明の好ましい実施形態の相補型送受信機におけるミリ波送信機の概略図である。

【図12B1】本発明の好ましい実施形態の相補型送受信機におけるミリ波受信機の概略図である。

【図12B2】本発明の好ましい実施形態の相補型送受信機におけるミリ波受信機の概略図である。

50

【図 1 3 A】本発明の好ましい実施形態に関するスペクトル図を示す図である。

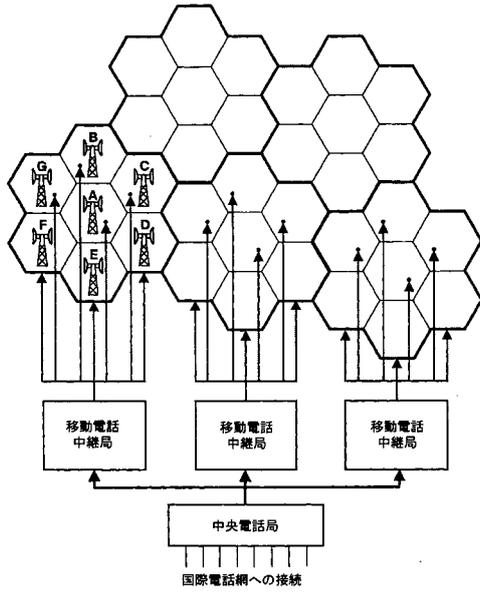
【図 1 3 B】本発明の好ましい実施形態に関するスペクトル図を示す図である。

【符号の説明】

【0053】

- 1 電圧制御マイクロ波発振器
- 2, 3 同軸減衰器
- 4 2ウェイパワーディバイダ
- 5 三重平衡混合器
- 6 2ウェイパワーコンバイナ
- 7, 20, 61 前置増幅器 10
- 8 85GHzソース発振器
- 9 混合器
- 12 線路引伸ばし器
- 13 導波管フィルタ
- 14 円形導波管
- 15 円形ホーン
- 2R 受信機モジュール
- 4R 受信機
- 5R 2連縦続マイクロ波増幅器
- 8R 局部発振器 20
- 14R 導波管ユニット
- 19, 37, 57, 60 メディアコンバータ
- 21, 41 空洞同調ガンダイオード
- 22, 42 影像阻止機器構成
- 23, 28A, 28B, 43, 47A, 47B 帯域フィルタ
- 24, 44 導波管
- 25, 45 偏分波器
- 26, 46 カセグレンパラボラアンテナ
- 29, 48 モノリシックMMW集積回路増幅器
- 30, 50 ダウンコンバータ 30
- 31, 51 フェーズロック同期検波器回路
- 32, 52 マイクロプロセッサ
- 33A, 33B, 53A, 53B 低域フィルタ
- 34, 54 2乗ダイオード検波器
- 35, 55 積分パワー検波器
- 36, 56 自動利得制御回路
- 38, 40, 48, 62 カプラー
- 38, 58 ベースバンド混合器
- 39, 49 パワーコンバイナ

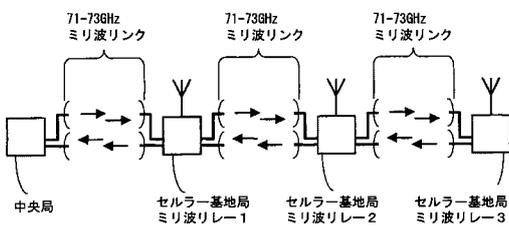
【 図 1 】



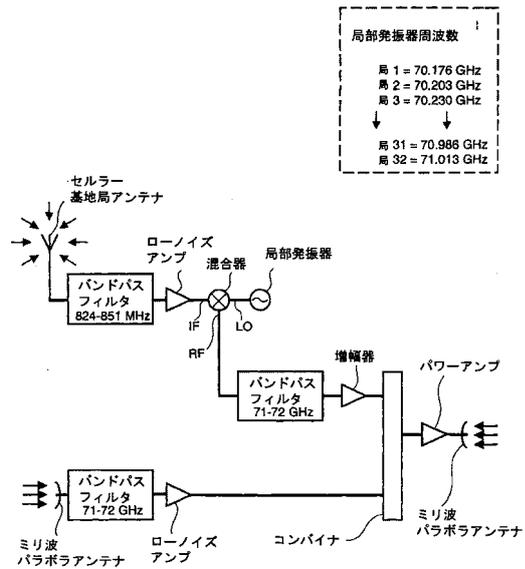
【 図 2 】



【 図 3 】

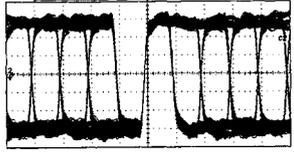


【 図 4 】



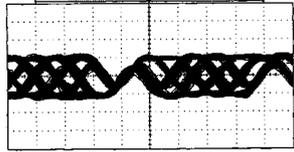


【図9】



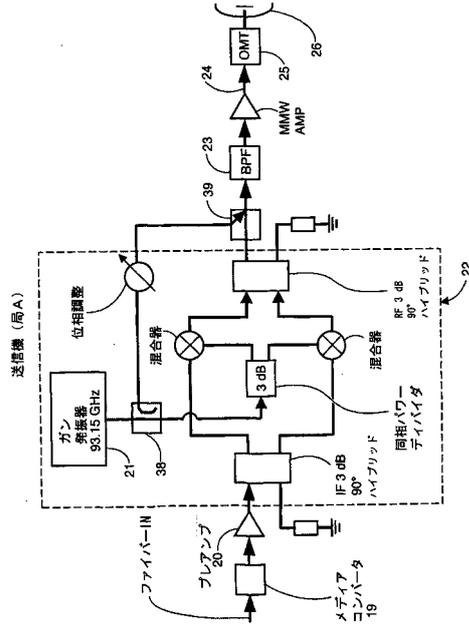
-24.000 ns 1.000 ns 26.000 ns  
 5.00 ns/div Real time  
 2 200 mV/  
 0.00000 V  
 BERT200からの受信機信号

【図10】

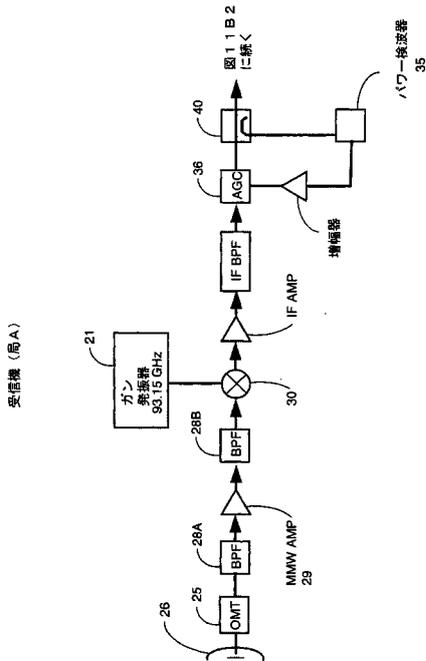


-4.000 ns 1.000 ns 6.000 ns  
 1.00 ns/div Real time  
 2 500 mV/  
 0.00000 V  
 BERT200からの受信機信号

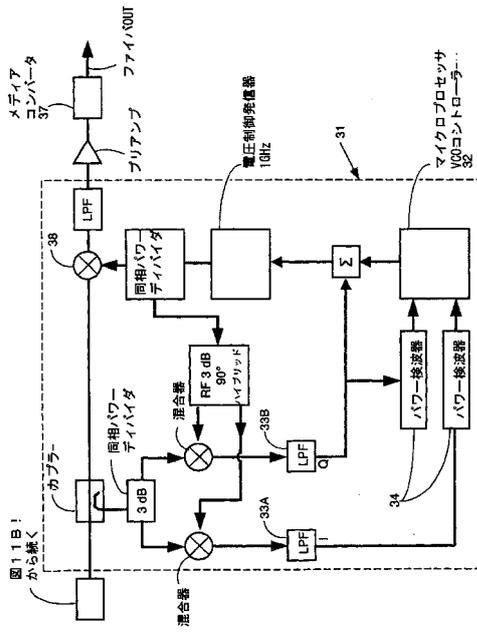
【図11A】



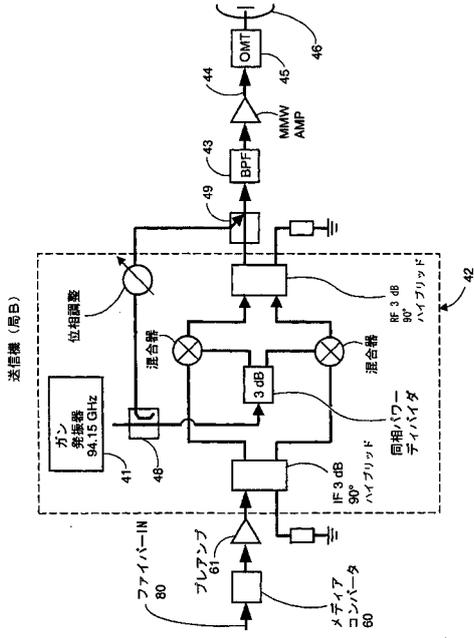
【図11B1】



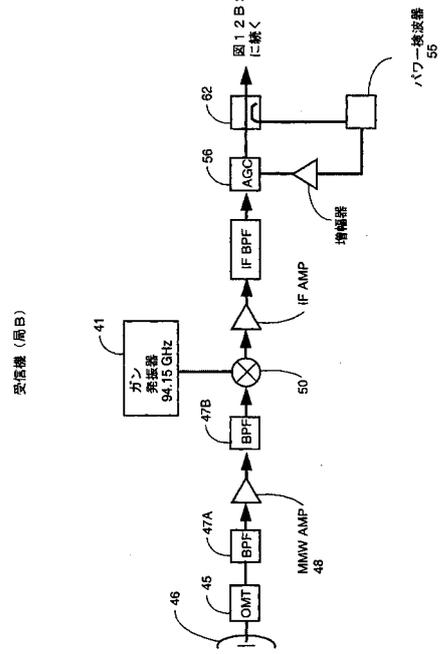
【図11B2】



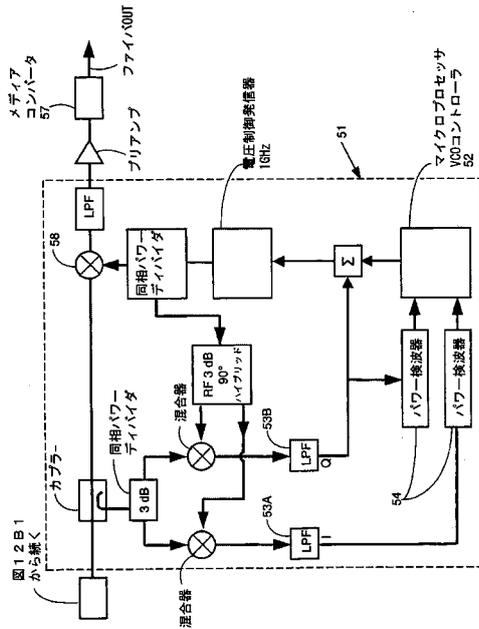
【 図 1 2 A 】



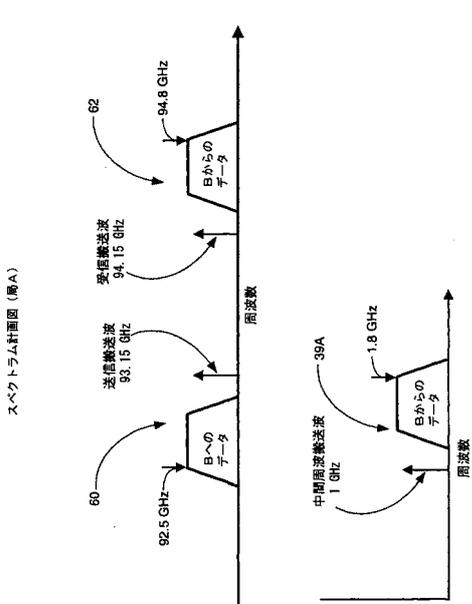
【 図 1 2 B 1 】



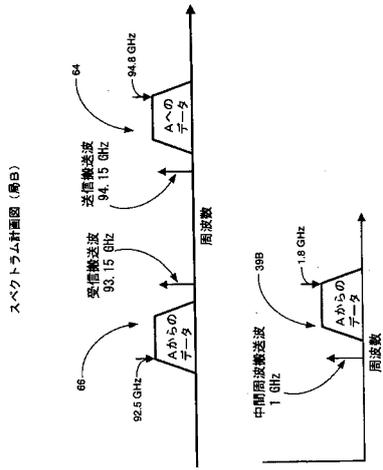
【 図 1 2 B 2 】



【 図 1 3 A 】



【図 13B】



## 【国際公開パンフレット】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization  
International Bureau(43) International Publication Date  
27 March 2003 (27.03.2003)

PCT

(10) International Publication Number  
WO 03/026152 A1

(51) International Patent Classification: H04B 1/38, H04Q 7/28 (74) Agents: ROSS, John, R. et al.; P.O. Box 2138, Del Mar, CA 92014 (US).

(21) International Application Number: PCT/US02/29098

(81) Designated States (national): AI, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GI, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(22) International Filing Date:  
13 September 2002 (13.09.2002)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:  
09/952,591 14 September 2001 (14.09.2001) US

(84) Designated States (regional): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, UJ, TM), European patent (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LI, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

(71) Applicant (for all designated States except US): TREX ENTERPRISES CORPORATION [US/US]; 10455 Pacific Center Court, San Diego, CA 92121-4339 (US).

(72) Inventors; and

Published:  
with international search report

(75) Inventors/Applicants (for US only): JOHNSON, Paul [US/US]; 208 E. Kamakoi Loop, Kihui, HI 96753 (US); LOYBERG, John [US/US]; 4925 Canterbury Drive, San Diego, CA 92116 (US); TANG, Kenneth, Y. [US/US]; 2729 Via Asoleado, Alpine, CA 91901 (US); OLSEN, Randal [US/US]; 2936 Avenida Theresa, Carlsbad, CA 92009 (US); KOLINKO, Vladimir [RU/US]; 12682 Torrey Bluff Drive, Apartment #227, San Diego, CA 92130 (US).

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.



WO 03/026152 A1

(54) Title: CELLULAR TELEPHONE SYSTEM WITH FREE SPACE MILLIMETER WAVE TRUNK LINE

(57) Abstract: A wireless cellular communication system in which groups of cellular base stations communicate with a central office via a narrow-band millimeter wave trunk line. The transceivers are equipped with antennas providing beam divergence small enough to ensure efficient spatial and directional partitioning of the data channels so that an almost unlimited number of transceivers will be able to simultaneously use the same millimeter wave spectrum. In a preferred embodiment the trunk line communication link operates within the 92 to 95 GHz portion of the millimeter spectrum. A large number of base stations are each allocated a few MHz portion of a 900 MHz bandwidth of the millimeter wave trunk line. A first transceiver transmits at a first bandwidth and receives at a second bandwidth both within the above spectral range. A second transceiver transmits at the second bandwidth and receives at the first bandwidth. Antennas are described to maintain beam directional stability to less than one-half the half-power beam width. In a preferred embodiment the first and second spectral ranges are 92.3-93.2 GHz and 94.1-95.0 GHz and the half power beam width is about 0.36 degrees or less.

WO 03/026152

PCT/US02/29098

**CELLULAR TELEPHONE SYSTEM  
WITH  
FREE SPACE MILLIMETER WAVE TRUNK LINE**

The present invention relates to wireless communications links and specifically to high data rate point-to-point links.

**BACKGROUND OF THE INVENTION**

Local Wireless Radio Communication

Local wireless communication services represent a very rapidly growing industry. These services include paging and cellular telephone services. The cellular telephone industry currently is in its second generation with several types of cellular telephone systems being promoted. The cellular market in the United States grew from about 2 million subscribers and \$2 million in revenue in 1988 to more than 60 million subscribers about \$30 billion in revenue in 1998 and the growth is continuing in the United States and also around the world as the services become more available and prices decrease.

FIG. 1 describes a typical cellular telephone system. A cellular service provider divides its territory up into hexagonal cells as shown in FIG. 1. These cells may be about 5 miles across, although in densely populated regions with many users these cells may be broken up into much smaller cells called micro cells. This is done because cellular providers are allocated only a limited portion of the radio spectrum. For example, one spectral range allocated for cellular communication is the spectral range: 824 MHz to 901 MHz. (Another spectral range allocated to cellular service is 1.8 GHz to 1.9 GHz) A provider operating in the 824-901 MHz range may set up its system for the cellular stations to transmit in the 824 MHz to 851 MHz range and to receive in the 869 MHz to 901 MHz range. The transmitters both at the cellular stations and in devices used by subscribers operate at very low power (just a few Watts) so signals generated in a cell do not provide interference in any other cells beyond immediate adjacent cells. By breaking its allocated transmitting spectrum and receive spectrum in seven parts (A-G) with the hexagonal cell pattern, a service provider can set up its system so that there is a two-cell separation between the same

WO 03/026152

PCT/US02/29098

frequencies for transmit or receive, as shown in FIG. 1. A one-cell separation can be provided by breaking the spectrum into three parts. Therefore, these three or seven spectral ranges can be used over and over again throughout the territory of the cellular service provider. In a typical cellular system each cell (with a transmit bandwidth and a receive bandwidth each at about 12 MHz wide) can handle as many as about 1200 two-way telephone communications within the cell simultaneously. With lower quality communication, up to about 9000 calls can be handled in the 12 MHz bandwidth. Several different techniques are widely used in the industry to divide up the spectrum within a given cell. These techniques include analog and digital transmission and several techniques for multiplexing the digital signals. These techniques are discussed at pages 313 to 316 in *The Essential Guide to Telecommunications, Second Edition*, published by Prentice Hall and many other sources. Third generation cellular communication systems promise substantial improvements with more efficient use of the communication spectra.

#### Other Prior Art Wireless Communication Techniques

##### Point-to-Point and Point-to-Multi-Point

Most wireless communication, at least in terms of data transmitted is one way, point to multi-point, which includes commercial radio and television. However, there are many examples of point-to-point wireless communication. Cellular telephone systems, discussed above, are examples of low-data-rate, point-to-point communication. Microwave transmitters on telephone system trunk lines are another example of prior art, point-to-point wireless communication at much higher data rates. The prior art includes a few examples of point-to-point laser communication at infrared and visible wavelengths.

##### Information Transmission

Analog techniques for transmission of information are still widely used; however, there has recently been extensive conversion to digital, and in the foreseeable future transmission of information will be mostly digital with volume measured in bits per second. To transmit a typical telephone conversation digitally utilizes about 5,000 bits per second (5 Kbits per second). Typical personal computer modems connected to the Internet operate at, for example, 56 Kbits per second. Music can be transmitted point to point in real time with good quality using MP3 technology at digital data

WO 03/026152

PCT/US02/29098

rates of 64 Kbits per second. Video can be transmitted in real time at data rates of about 5 million bits per second (5 Mbits per second). Broadcast quality video is typically at 45 or 90 Mbps. Companies (such as line telephone, cellular telephone and cable companies) providing point-to-point communication services build trunk lines to serve as parts of communication links for their point-to-point customers. These trunk lines typically carry hundreds or thousands of messages simultaneously using multiplexing techniques. Thus, high volume trunk lines must be able to transmit in the gigabit (billion bits, Gbits, per second) range. Most modern trunk lines utilize fiber optic lines. A typical fiber optic line can carry about 2 to 10 Gbits per second and many separate fibers can be included in a trunk line so that fiber optic trunk lines can be designed and constructed to carry any volume of information desired virtually without limit. However, the construction of fiber optic trunk lines is expensive (sometimes very expensive) and the design and the construction of these lines can often take many months especially if the route is over private property or produces environmental controversy. Often the expected revenue from the potential users of a particular trunk line under consideration does not justify the cost of the fiber optic trunk line. Digital microwave communication has been available since the mid-1970's. Service in the 18-23 GHz radio spectrum is called "short-haul microwave" providing point-to-point service operating between 2 and 7 miles and supporting between four to eight T1 links (each at 1.544 Mbps). Recently, microwave systems operating in the 11 to 38 GHz band have been designed to transmit at rates up to 155 Mbps (which is a standard transmit frequency known as "OC-3 Standard") using high order modulation schemes.

#### Data Rate and Frequency

Bandwidth-efficient modulation schemes allow, as a general rule, transmission of data at rates of about 1 to 8 bits per second per Hz of available bandwidth in spectral ranges including radio wave lengths to microwave wavelengths. Data transmission requirements of 1 to tens of Gbps thus would require hundreds of MHz of available bandwidth for transmission. Equitable sharing of the frequency spectrum between radio, television, telephone, emergency services, military and other services typically limits specific frequency band allocations to about 10% fractional bandwidth (i.e., range of frequencies equal to about 10% of center frequency). AM radio, at almost 100% fractional bandwidth (550 to 1650 kHz) is an anomaly; FM radio, at 20%

WO 03/026152

PCT/US02/29098

fractional bandwidth, is also atypical compared to more recent frequency allocations, which rarely exceed 10% fractional bandwidth.

#### Reliability Requirements

Reliability typically required for wireless data transmission is very high, consistent with that required for hard-wired links including fiber optics. Typical specifications for error rates are less than one bit in ten billion ( $10^{-10}$  bit-error rates), and link availability of 99.999% (5 minutes of down time per year). This necessitates all-weather link operability, in fog and snow, and at rain rates up to 100 mm/hour in many areas. On the other hand cellular telephone systems do not require such high reliability. As a matter of fact cellular users (especially mobile users) are accustomed to poor service in many regions.

#### Weather Conditions

In conjunction with the above availability requirements, weather-related attenuation limits the useful range of wireless data transmission at all wavelengths shorter than the very long radio waves. Typical ranges in a heavy rainstorm for optical links (i.e., laser communication links) are 100 meters, and for microwave links, 10,000 meters.

Atmospheric attenuation of electromagnetic radiation increases generally with frequency in the microwave and millimeter-wave bands. However, excitation of rotational modes in oxygen and water vapor molecules absorbs radiation preferentially in bands near 60 and 118 GHz (oxygen) and near 23 and 183 GHz (water vapor). Rain, which attenuates through large-angle scattering, increases monotonically with frequency from 3 to nearly 200 GHz. At the higher, millimeter-wave frequencies, (i.e., 30 GHz to 300 GHz corresponding to wavelengths of 1.0 centimeter to 1.0 millimeter) where available bandwidth is highest, rain attenuation in very bad weather limits reliable wireless link performance to distances of 1 mile or less. At microwave frequencies near and below 10 GHz, link distances to 10 miles can be achieved even in heavy rain with high reliability, but the available bandwidth is much lower.

WO 03/026152

PCT/US02/29098

#### Setting Up Additional Cells in a Telephone System is Expensive

The cost associated with setting up an additional cell in a new location or creating a micro cell within an existing cell with prior art techniques is in the range of about \$650,000 to \$800,000. (See page 895 Voice and Data Communication Handbook, Fourth Edition, published by McGraw Hill.) These costs must be recovered from users of the cellular system. People in the past have avoided use of their cellular equipment because the cost was higher than their line telephones. Recently, costs have become comparable.

#### The Need

Therefore, a great need exists for techniques for adding, at low cost, additional cells in cellular communication systems.

#### SUMMARY OF THE INVENTION

The present invention provides a wireless cellular communication system in which groups of cellular base stations communicate with a central office via a narrow-beam millimeter wave trunk line. The transceivers are equipped with antennas providing beam divergence small enough to ensure efficient spatial and directional partitioning of the data channels so that an almost unlimited number of point-to-point transceivers will be able to simultaneously use the same millimeter wave spectrum. In a preferred embodiment the trunk line communication link operates within the 92 to 95 GHz portion of the millimeter spectrum. A large number of base stations are each allocated a few MHz portion of a 900 MHz bandwidth of the millimeter wave trunk line. A first transceiver transmits at a first bandwidth and receives at a second bandwidth, both within the above spectral range. A second transceiver transmits at the second bandwidth and receives at the first bandwidth. Antennas are described to maintain beam directional stability to less than one-half the half-power beam width. In a preferred embodiment the first and second spectral ranges are 92.3-93.2 GHz and 94.1-95.0 GHz and the half power beam width is about 0.36 degrees or less. Thus, in this system the low frequency bandwidth is efficiently utilized over and over again by dividing a territory into small cells and using low power antenna. The higher frequency bandwidth is efficiently utilized over and over again by using transmitting antennae that are designed to produce very narrow beams directed at receiving

WO 03/026152

PCT/US02/29098

antennae. In a preferred embodiment cellular base stations are prepackaged for easy quick installation at convenient locations such as the tops of commercial buildings.

#### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

FIG. 1 is a sketch showing a prior art cellular network.

FIG. 2 is a sketch showing features of a single prior art cell.

FIG. 3 is a sketch of a preferred embodiment of the present invention.

FIG. 4 demonstrates up conversion from cell phone frequencies to trunk line frequencies.

FIG. 5 demonstrates down conversion from trunk line frequencies to cell phone frequencies.

FIG. 6 is a block diagram showing the principal components of a prepackaged cellular base station designed for roof-top installation.

FIG. 7 is a schematic diagram of a millimeter-wave transmitter of a prototype transceiver system built and tested by Applicants.

FIG. 8 is a schematic diagram of a millimeter-wave receiver of a prototype transceiver system built and tested by Applicants.

FIG. 9 is measured receiver output voltage from the prototype transceiver at a transmitted bit rate of 200 Mbps.

FIG. 10 is the same waveform as FIG. 9, with the bit rate increased to 1.25 Gbps.

FIGS. 11A and 11B are schematic diagrams of a millimeter-wave transmitter and receiver in one transceiver of a preferred embodiment of the present invention.

FIG. 12A and 12B are schematic diagrams of a millimeter-wave transmitter and receiver in a complementary transceiver of a preferred embodiment of the present invention.

FIGS. 13A and 13B show the spectral diagrams for a preferred embodiment of the present invention.

#### DETAILED DESCRIPTION OF PREFERRED EMBODIMENTS

A first preferred embodiment of the present invention comprises a system of linked millimeter-wave radios which take the place of wire or fiber optic links between the

WO 03/026152

PCT/US02/29098

cells of a cellular network. The use of the millimeter-wave links can eliminate the need to lay cable or fiber, can be installed relatively quickly, and can provide high bandwidth normally at a lower cost than standard telecom-provided wires or cable. Since the millimeter-wave links simply up and down convert the signal for point-to-point transmission, the data and protocols used by the original signals are preserved, making the link 'transparent' to the user. This embodiment supports a conventional system operating at standard cellular telephone frequencies, but it is equally applicable to other, newer technologies such as 1.8 GHz to 1.9 GHz PCS systems.

A typical prior art cell phone base station transmits in the 824-851 MHz band and receives in the 869-901 MHz band and is connected to mobile telephone switching office by wire connections which is in turn connected to a central office via a high speed wired connection. The central office performs call switching and routing. It is possible to replace both wired links with a millimeter-wave link, capable of carrying the signals from several cellular base stations to the central office for switching and routing, and then back out again to the cellular base stations for transmission to the users' cellular phones and other communication devices. A millimeter-wave link with 1 GHz of bandwidth will be capable of handling approximately 30 to 90 cellular base stations, depending on the bandwidth of the base stations. Since the cellular base stations are typically within a few miles (or less for micro cells) of each other, the millimeter-wave link would form a chain from base station to base station, then back to the central office. FIG. 3 illustrates the basic concept.

Most wireless computer networking equipment on the market today is designed according to IEEE standards 802.11a and 802.11b that describe a format and technique for packet data interchange between computers. In this equipment the 802.11b - formatted data is transmitted and received on one of eleven channels in the 2.4-2.5 GHz band and uses the same frequencies for transmit and receive. Therefore, in this preferred embodiment the cellular stations all operate on a slice of the 2.4 to 2.5 GHz band using equipment built in accordance with the above IEEE standards. An up/down converter is provided to up and down convert the information for transmittal on the millimeter wave links. The up/down converter is described below. Typically, base stations are organized in generally hexagonal cells in groups of 7 cells as shown in FIG. 1. In order to avoid interference, each of the 7 cells operate at a

WO 03/026152

PCT/US02/29098

different slice of the available bandwidth in which case each frequency slice is separated by two cells. If 3 different frequencies are used in the group of 7 cells, there is a one-cell separation of frequencies.

#### Cellular Base Station Transmission Back to Central Office

Cell phone calls are received in the 824-851 MHz band at each group of base stations, and up-converted to a 27 MHz slot of frequencies in the 91-93 GHz band for transmission over the link back to the central office. Each group of base stations is allocated a 27 MHz slice of spectrum in the 91-93 GHz band as follows:

Base Station Group Number	Base Station Frequency	Trunk Line Frequency
1	824 - 851 MHz	91.000 - 91.027 GHz
2	824 - 851 MHz	91.027 - 91.054 GHz
3	824 - 851 MHz	91.054 - 91.081 GHz
.	.	.
.	.	.
.	.	.
30	824 - 851 MHz	91.783 - 91.810 GHz
31	824 - 851 MHz	91.810 - 91.837 GHz
32	824 - 851 MHz	91.837 - 91.864 GHz

FIG.4 shows a block diagram of a system that converts the cellular base station frequencies up to the millimeter-wave band for transmission back to the central office. Each base station receives both the cell phone frequencies within its cell, and the millimeter-wave frequencies from the earlier base station in the chain. The cell-phone frequencies are up-converted to a slot (of spectrum) in the 91-93 GHz band and added to the 91-93 GHz signals from the earlier base station up the chain. The combined signals are then retransmitted to the next base station in the chain. Each base station has a local oscillator set to a slightly different frequency, which determines the up-converted frequency slot for that base station. The local oscillator may be multiplied

WO 03/026152

PCT/US02/29098

by a known pseudo-random bit stream to spread its spectrum and to provide additional security to the millimeter-wave link.

At the telephone company central switching office, each 27 MHz slot of frequencies in the 91-93 GHz band is downconverted to the cellular telephone band. If a spread-spectrum local oscillator was used on the millimeter-wave link, the appropriate pseudo random code must be used again in the downconverter's local oscillator to recover the original information. Once the millimeter-wave signals are downconverted to the cell phone band, standard cellular equipment is used to detect, switch, and route the calls.

**Central Office Transmission to Cellular Base Stations**

Cell phone calls leave the central office on a millimeter-wave link and each group of cellular base stations downconverts a 32 MHz slice of the spectrum to the cell phone band for transmission to the individual phones. The cellular base stations transmit (to the phones) in the 869-901 MHz band so each group of base stations requires a 32 MHz slice of the spectrum in the 91-93 GHz range on the millimeter wave link. The 1.024 GHz will support 32 base stations. Each group of base stations is allocated a 32 MHz slice of spectrum in the 91-93 GHz band as follows:

Base station #   Trunk Line Frequencies (link RX) converts to Base Station (cell TX)

Base Station Group Number	Trunk Line Frequency	Base Station Frequency
1	92.000 - 92.032 GHz	869 - 901 MHz
2	92.032 - 92.064 GHz	869 - 901 MHz
3	92.064 - 92.096 GHz	869 - 901 MHz
.	.	.
.	.	.

WO 03/026152

PCT/US02/29098

30	92.928 - 92.960 GHz	869 - 901 MHz
31	92.960 - 92.992 GHz	869 - 901 MHz
32	92.992 - 92.024 GHz	869 - 901 MHz

FIG. 5 shows a block diagram of a system that receives millimeter-wave signals from the central office and converts them to the cellular band for transmission by a cell base station. Each base station receives picks off the signals in its 32 MHz slice of the 91-93 GHz spectrum, down-converts this band to the cell phone band, and broadcasts it. The 91-93 GHz band is also retransmitted to the next base station in the chain. Each base station has a local oscillator set to a slightly different frequency, which determines the 32 MHz wide slot (in the 91-93 GHz band) that is assigned to that base station. If a spread-spectrum local oscillator was used on the up-conversion at the central office, then the appropriate pseudo random code must be used again in the down-converter's local oscillator (at each base station) to recover the original information.

At the telephone company central switching office calls are detected, switched, and routed between the various cellular base stations and the landline network. Each group of cellular base stations at the central office is represented by a 32 MHz wide slot of spectrum, which is up-converted to the 91-93 GHz band and sent out over a point-to-point link to the chain of several base stations. The local oscillator used to up-convert the signals may be spread-spectrum to provide additional security to the millimeter-wave link.

#### Prototype Demonstration of MM Wave T/R

A prototype demonstration of the millimeter-wave transmitter and receiver useful for the present invention is described by reference to FIGS. 1 to 4. With this embodiment the Applicants have demonstrated digital data transmission in the 93 to 97 GHz range at 1.25 Gbps with a bit error rate below  $10^{-12}$ .

WO 03/026152

PCT/US02/29098

The circuit diagram for the millimeter-wave transmitter is shown in FIG. 7. Voltage-controlled microwave oscillator 1, Westec Model VTS133/V4, is tuned to transmit at 10 GHz, attenuated by 16 dB with coaxial attenuators 2 and 3, and divided into two channels in two-way power divider 4. A digital modulation signal is pre-amplified in amplifier 7, and mixed with the microwave source power in triple-balanced mixer 5, Pacific Microwave Model M3001HA. The modulated source power is combined with the un-modulated source power through a two-way power combiner 6. A line stretcher 12 in the path of the un-modulated source power controls the depth of modulation of the combined output by adjusting for constructive or destructive phase summation. The amplitude-modulated 10 GHz signal is mixed with a signal from an 85-GHz source oscillator 8 in mixer 9 and high-pass filtered in waveguide filter 13 to reject the 75 GHz image band. The resultant, amplitude-modulated 95 GHz signal contains spectral components between 93 and 97 GHz, assuming unfiltered 1.25 Gbps modulation. A rectangular WR-10 wave guide output of the high pass filter is converted to a circular wave guide 14 and fed to a circular horn 15 of 4 inches diameter, where it is transmitted into free space. The horn projects a half-power beam width of 2.2 degrees.

The circuit diagram for the receiver is shown in FIG. 8. The antenna is a circular horn 1 of 6 inches in diameter, fed from a waveguide unit 14R consisting of a circular W-band wave-guide and a circular-to-rectangular wave-guide converter which translates the antenna feed to WR-10 wave-guide which in turn feeds heterodyne receiver module 2R. This module consists of a monolithic millimeter-wave integrated circuit (MMIC) low-noise amplifier spanning 89-99 GHz, a mixer with a two-times frequency multiplier at the LO port, and an IF amplifier covering 5-15 GHz. These receivers are available from suppliers such as Lockheed Martin. The local oscillator 8R is a cavity-tuned Gunn oscillator operating at 42.0 GHz (Spacek Model GQ410K), feeding the mixer in module R2 through a 6 dB attenuator 7. A bias tee 6 at the local oscillator input supplies DC power to receiver module 2R. A voltage regulator circuit using a National Semiconductor LM317 integrated circuit regulator supplies +3.3V through bias tee 6. An IF output of the heterodyne receiver module 2R is filtered at 6-12 GHz using bandpass filter 3 from K&L Microwave. Receiver 4R which is an HP Heretek Model DTM 180AA diode detector, measures total received power. The voltage output from the diode detector is amplified in two-cascaded microwave

WO 03/026152

PCT/US02/29098

amplifiers 5R from MiniCircuits, Model 2FL2000. The baseband output is carried on coax cable to a media converter for conversion to optical fiber, or to a Bit Error-Rate Tester (BERT) 10R.

In the laboratory, this embodiment has demonstrated a bit-error rate of less than  $10^{-12}$  for digital data transmission at 1.25 Gbps. The BERT measurement unit was a Microwave Logic, Model gigaBERT. The oscilloscope signal for digital data received at 200 Mbps is shown in FIG. 9. At 1.25 Gbps, oscilloscope bandwidth limitations lead to the rounded bit edges seen in FIG. 10. Digital levels sustained for more than one bit period comprise lower fundamental frequency components (less than 312 MHz) than those which toggle each period (622 MHz), so the modulation transfer function of the oscilloscope, which falls off above 500 MHz, attenuates them less. These measurement artifacts are not reflected in the bit error-rate measurements, which yield  $<10^{-12}$  bit error rate at 1.25 Gbps.

#### Transceiver System

A preferred embodiment of the present invention is described by reference to FIGS. 11A to 13B. The link hardware consists of a millimeter-wave transceiver pair including a pair of millimeter-wave antennas and a microwave transceiver pair including a pair of microwave antennas. The millimeter wave transmitter signal is amplitude modulated and single-sideband filtered, and includes a reduced-level carrier. The receiver includes a heterodyne mixer, phase-locked intermediate frequency (IF) tuner, and IF power detector.

Millimeter-wave transceiver A (FIGS. 11A and 11B) transmits at 92.3-93.2 GHz as shown at 60 in FIG. 13A and receives at 94.1-95.0 GHz as shown at 62, while millimeter-wave transmitter B (FIGS. 12A and 12B) transmits at 94.1-95.0 GHz as shown at 64 in FIG. 13B and receives at 92.3-93.2 GHz as shown at 66.

#### Millimeter Wave Transceiver A

As shown in FIG. 11A in millimeter-wave transceiver A, transmit power is generated with a cavity-tuned Gunn diode 21 resonating at 93.15 GHz. This power is amplitude modulated using two balanced mixers in an image reject configuration 22, selecting

WO 03/026152

PCT/US02/29098

the lower sideband only. The source 21 is modulated at 1.25 Gbps in conjunction with Gigabit-Ethernet standards. The modulating signal is brought in on optical fiber, converted to an electrical signal in media converter 19 (which in this case is an Agilent model HFCT-5912E) and amplified in preamplifier 20. The amplitude-modulated source is filtered in a 900 MHz-wide passband between 92.3 and 93.2 GHz, using a bandpass filter 23 on microstrip. A portion of the source oscillator signal is picked off with coupler 38 and combined with the lower sideband in power combiner 39, resulting in the transmitted spectrum shown at 60 in FIG. 13A. The combined signal propagates with horizontal polarization through a waveguide 24 to one port of an orthomode transducer 25, and on to a two-foot diameter Cassegrain dish antenna 26, where it is transmitted into free space with horizontal polarization.

The receiver unit at Station A as shown on FIGS 11B1 and 11B2 is fed from the same Cassegrain antenna 26 as is used by the transmitter, at vertical polarization (orthogonal to that of the transmitter), through the other port of the orthomode transducer 25. The received signal is pre-filtered with bandpass filter 28A in a passband from 94.1 to 95.0 GHz, to reject back scattered return from the local transmitter. The filtered signal is then amplified with a monolithic MMW integrated-circuit amplifier 29 on indium phosphide, and filtered again in the same passband with bandpass filter 28B. This twice filtered signal is mixed with the transmitter source oscillator 21 using a heterodyne mixer-downconverter 30, to an IF frequency of 1.00-1.85 GHz, giving the spectrum shown at 39A in FIG. 13A. A portion of the IF signal, picked off with coupler 40, is detected with integrating power detector 35 and fed to an automatic gain control circuit 36. The fixed-level IF output is passed to the next stage as shown in FIG. 11B2. Here a quadrature-based (I/Q) phase-locked synchronous detector circuit 31 is incorporated, locking on the carrier frequency of the remote source oscillator. The loop is controlled with a microprocessor 32 to minimize power in the "Q" channel while verifying power above a set threshold in the "I" channel. Both "I" and "Q" channels are lowpass-filtered at 200 MHz using lowpass filters 33A and 33B, and power is measured in both the "I" and Q channels using square-law diode detectors 34. The baseband mixer 38 output is pre-amplified and fed through a media converter 37, which modulates a laser diode source into a fiber-optic coupler for transition to optical fiber transmission media.

WO 03/026152

PCT/US02/29098

## Transceiver B

As shown in FIG. 12A in millimeter-wave transceiver B, transmit power is generated with a cavity-tuned Gunn diode 41 resonating at 94.15 GHz. This power is amplitude modulated using two balanced mixers in an image reject configuration 42, selecting the upper sideband only. The source 41 is modulated at 1.25 Gbps in conjunction with Gigabit-Ethernet standards. The modulating signal is brought in on optical fiber as shown at 80, converted to an electrical signal in media converter 60, and amplified in preamplifier 61. The amplitude-modulated source is filtered in a 900 MHz-wide passband between 94.1 and 95.0 GHz, using a bandpass filter 43 on microstrip. A portion of the source oscillator signal is picked off with coupler 48 and combined with the higher sideband in power combiner 49, resulting in the transmitted spectrum shown at 64 in FIG. 13B. The combined signal propagates with vertical polarization through a waveguide 44 to one port of an orthomode transducer 45, and on to a Cassegrain dish antenna 46, where it is transmitted into free space with vertical polarization.

The receiver is fed from the same Cassegrain antenna 46 as the transmitter, at horizontal polarization (orthogonal to that of the transmitter), through the other port of the orthomode transducer 45. The received signal is filtered with bandpass filter 47A in a passband from 92.3 to 93.2 GHz, to reject backscattered return from the local transmitter. The filtered signal is then amplified with a monolithic MMW integrated-circuit amplifier on indium phosphide 48, and filtered again in the same passband with bandpass filter 47B. This twice filtered signal is mixed with the transmitter source oscillator 41 using a heterodyne mixer-downconverter 50, to an IF frequency of 1.00-1.85 GHz, giving the spectrum shown at 39B in FIG. 13B. A portion of the IF signal, picked off with coupler 62, is detected with integrating power detector 55 and fed to an automatic gain control circuit 56. The fixed-level IF output is passed to the next stage as shown on FIG. 12B2. Here a quadrature-based (I/Q) phase-locked synchronous detector circuit 51 is incorporated, locking on the carrier frequency of the remote source oscillator. The loop is controlled with a microprocessor 52 to minimize power in the "Q" channel while verifying power above a set threshold in the "I" channel. Both "I" and "Q" channels are lowpass-filtered at 200 MHz using a bandpass filters 53A and 53B, and power is measured in each channel using a square-

WO 03/026152

PCT/US02/29098

law diode detector 54. The baseband mixer 58 output is pre-amplified and fed through a media converter 57, which modulates a laser diode source into a fiber-optic coupler for transition to optical fiber transmission media.

#### Very Narrow Beam Width

A dish antenna of two-foot diameter projects a half-power beam width of about 0.36 degrees at 94 GHz. The full-power beamwidth (to first nulls in antenna pattern) is narrower than 0.9 degrees. This suggests that up to 400 independent beams could be projected azimuthally around an equator from a single transmitter location, without mutual interference, from an array of 2-foot dishes. At a distance of five miles, two receivers placed 400 feet apart can receive independent data channels from the same transmitter location. Conversely, two receivers in a single location can discriminate independent data channels from two transmitters ten miles away, even when the transmitters are as close as 400 feet apart. Larger dishes can be used for even more directivity.

#### Backup Microwave Transceiver Pair

During severe weather conditions data transmission quality will deteriorate at millimeter wave frequencies. Therefore, in preferred embodiments of the present invention a backup communication link is provided which automatically goes into action whenever a predetermined drop-off in quality transmission is detected. A preferred backup system is a microwave transceiver pair operating in the 10.7-11.7 GHz band. This frequency band is already allocated by the FCC for fixed point-to-point operation. FCC service rules parcel the band into channels of 40-MHz maximum bandwidth, limiting the maximum data rate for digital transmissions to 45 Mbps full duplex. Transceivers offering this data rate within this band are available off-the-shelf from vendors such as Western Multiplex Corporation (Models Lynx DS-3, Tsunami 100BaseT), and DMC Stratex Networks (Model DXR700 and Altium 155). The digital radios are licensed under FCC Part 101 regulations. The microwave antennas are Cassegrain dish antennas of 24-inch diameter. At this diameter, the half-power beamwidth of the dish antenna is 3.0 degrees, and the full-power beamwidth is 7.4 degrees, so the risk of interference is higher than for MMW antennas. To compensate this, the FCC allocates twelve separate transmit and twelve separate

WO 03/026152

PCT/US02/29098

receive channels for spectrum coordination within the 10.7-11.7 GHz band. Sensing of a millimeter wave link failure and switching to redundant microwave channel is an existing automated feature of the network routing switching hardware available off-the-shelf from vendors such as Cisco, Foundry Networks and Juniper Networks.

The reader should understand that in many installations the provision of a backup system will not be justified from a cost-benefit analysis depending on factors such as costs, distance between transmitters, quality of service expected and the willingness of customers to pay for continuing service in the worse weather conditions.

#### Narrow Beam Width Antennas

The narrow antenna beam widths afforded at millimeter-wave frequencies allow for geographical portioning of the airwaves, which is impossible at lower frequencies. This fact eliminates the need for band parceling (frequency sharing), and so enables wireless communications over a much larger total bandwidth, and thus at much higher data rates, than were ever previously possible at lower RF frequencies.

The ability to manufacture and deploy antennas with beam widths narrow enough to ensure non-interference, requires mechanical tolerances, pointing accuracies, and electronic beam steering/tracking capabilities, which exceed the capabilities of the prior art in communications antennas. A preferred antenna for long-range communication at frequencies above 70 GHz has gain in excess of 50 dB, 100 times higher than direct-broadcast satellite dishes for the home, and 30 times higher than high-resolution weather radar antennas on aircraft. However, where interference is not a potential problem, antennas with dB gains of 40 to 45 may be preferred.

Most antennas used for high-gain applications utilize a large parabolic primary collector in one of a variety of geometries. The prime-focus antenna places the receiver directly at the focus of the parabola. The Cassegrain antenna places a convex hyperboloidal secondary reflector in front of the focus to reflect the focus back through an aperture in the primary to allow mounting the receiver behind the dish. (This is convenient since the dish is typically supported from behind as well.) The Gregorian antenna is similar to the Cassegrain antenna, except that the secondary mirror is a concave ellipsoid placed in back of the parabola's focus. An offset

WO 03/026152

PCT/US02/29098

parabola rotates the focus away from the center of the dish for less aperture blockage and improved mounting geometry. Cassegrain, prime focus, and offset parabolic antennas are the preferred dish geometries for the MMW communication system.

A preferred primary dish reflector is a conductive parabola. The preferred surface tolerance on the dish is about 15 thousandths of an inch (15 mils) for applications below 40 GHz, but closer to 5 mils for use at 94 GHz. Typical hydroformed aluminum dishes give 15-mil surface tolerances, although double-skinned laminates (using two aluminum layers surrounding a spacer layer) could improve this to 5 mils. The secondary reflector in the Cassegrainian geometry is a small, machined aluminum "lollipop" which can be made to 1-mil tolerance without difficulty. Mounts for secondary reflectors and receiver waveguide horns preferably comprise mechanical fine-tuning adjustment for in-situ alignment on an antenna test range.

#### Flat Panel Antenna

Another preferred antenna for long-range MMW communication is a flat-panel slot array antenna such as that described by one of the present inventors and others in U.S. Patent No. 6,037,908, issued 14 March 2000, which is hereby incorporated herein by reference. That antenna is a planar phased array antenna propagating a traveling wave through the radiating aperture in a transverse electromagnetic (TEM) mode. A communications antenna would comprise a variant of that antenna incorporating the planar phased array, but eliminating the frequency-scanning characteristics of the antenna in the prior art by adding a hybrid traveling-wave/corporate feed. Flat plates holding a 5-mil surface tolerance are substantially cheaper and easier to fabricate than parabolic surfaces. Planar slot arrays utilize circuit-board processing techniques (e.g. photolithography), which are inherently very precise, rather than expensive high-precision machining.

#### Coarse and Fine Pointing

Pointing a high-gain antenna requires coarse and fine positioning. Coarse positioning can be accomplished initially using a visual sight such as a bore-sighted rifle scope or laser pointer. The antenna is locked in its final coarse position prior to fine-tuning. The fine adjustment is performed with the remote transmitter turned on. A power

WO 03/026152

PCT/US02/29098

meter connected to the receiver is monitored for maximum power as the fine positioner is adjusted and locked down.

At gain levels above 50 dB, wind loading and tower or building flexure can cause an unacceptable level of beam wander. A flimsy antenna mount could not only result in loss of service to a wireless customer; it could inadvertently cause interference with other licensed beam paths. In order to maintain transmission only within a specific "pipe," some method for electronic beam steering may be required.

#### Beam Steering

Phased-array beam combining from several ports in the flat-panel phased array could steer the beam over many antenna beam widths without mechanically rotating the antenna itself. Sum-and-difference phase combining in a mono-pulse receiver configuration locates and locks on the proper "pipe." In a Cassegrain antenna, a rotating, slightly unbalanced secondary ("conical scan") could mechanically steer the beam without moving the large primary dish. For prime focus and offset parabolas, a multi-aperture (e.g. quad-cell) floating focus could be used with a selectable switching array. In these dish architectures, beam tracking is based upon maximizing signal power into the receiver. In all cases, the common aperture for the receiver and transmitter ensures that the transmitter, as well as the receiver, is correctly pointed.

The microwave backup links operate at approximately eight times lower frequency (8 times longer wavelength) than the millimeter wave link. Thus, at a given size, the microwave antennas have broader beam widths than the millimeter-wave antennas, again wider by about 8 times. A typical beam width from a 2-foot antenna is about 7.5 degrees. This angle is wider than the angular separation of four service customers from the relay tower and it is wider than the angular separation of the beam between the relay station and the radio antenna. Specifically, the minimum angular separation between sites serviced from the relay station is 1.9 degrees. The angular separation between receivers at radio antenna tower 79 and relay station 76 is 4.7 degrees as seen from a transmitter at facility 70. Thus, these microwave beams cannot be separated spatially; however, the FCC Part 101 licensing rules mandate the use of twelve separate transmit and twelve separate receive channels within the microwave 10.7 to 11.7 GHz band, so these microwave beams can be separated spectrally. Thus, the

WO 03/026152

PCT/US02/29098

FCC sponsored frequency coordination between the links to individual sites and between the links to the relay station and the radio antenna will guarantee non-interference, but at a much reduced data rate. The FCC has appointed a Band Manager, who oversees the combined spatial and frequency coordination during the licensing process.

#### Other Wireless Techniques

Any millimeter-wave carrier frequency consistent with U.S. Federal Communications Commission spectrum allocations and service rules, including MMW bands currently allocated for fixed point-to-point services at 57-64 GHz, 71-76 GHz, 81-86 GHz, and 92-100 GHz, can be utilized in the practice of this invention. Likewise any of the several currently-allocated microwave bands, including 5.2-5.9 GHz, 5.9-6.9 GHz, 10.7-11.7 GHz, 17.7-19.7 GHz, and 21.2-23.6 GHz can be utilized for the backup link. The modulation bandwidth and modulation technique of both the MMW and microwave channels can be increased, limited again only by FCC spectrum allocations. Also, any flat, conformal, or shaped antenna capable of transmitting the modulated carrier over the link distance in a means consistent with FCC emissions regulations can be used. Horns, prime focus and offset parabolic dishes, and planar slot arrays are all included.

Transmit power may be generated with a Gunn diode source, an injection-locked amplifier or a MMW tube source resonating at the chosen carrier frequency or at any sub-harmonic of that frequency. Source power can be amplitude, frequency or phase modulated using a PIN switch, a mixer or a bi-phase or continuous phase modulator. Modulation can take the form of simple bi-state AM modulation, or can involve more than two symbol states; e.g. using quantized amplitude modulation (QAM). Double-sideband (DSB), single-sideband (SSB) or vestigial sideband (VSB) techniques can be used to pass, suppress or reduce one AM sideband and thereby affect bandwidth efficiency. Phase or frequency modulation schemes can also be used, including simple FM, bi-phase, or quadrature phase-shift keying (QPSK). Transmission with a full or suppressed carrier can be used. Digital source modulation can be performed at any data rate in bits per second up to eight times the modulation bandwidth in Hertz, using suitable symbol transmission schemes. Analog modulation can also be

WO 03/026152

PCT/US02/29098

performed. A monolithic or discrete-component power amplifier can be incorporated after the modulator to boost the output power. Linear or circular polarization can be used in any combination with carrier frequencies to provide polarization and frequency diversity between transmitter and receiver channels. A pair of dishes can be used instead of a single dish to provide spatial diversity in a single transceiver as well.

The MMW Gunn diode and MMW amplifier can be made on indium phosphide, gallium arsenide, or metamorphic InP-on-GaAs. The MMW amplifier can be eliminated completely for short-range links. The mixer/downconverter can be made on a monolithic integrated circuit or fabricated from discrete mixer diodes on doped silicon, gallium arsenide, or indium phosphide. The phase lock loop can use a microprocessor-controlled quadrature (I/Q) comparator or a scanning filter. The detector can be fabricated on silicon or gallium arsenide, or can comprise a heterostructure diode using indium antimonide.

The backup transceivers can use alternative bands 5.9-6.9 GHz, 17.7-19.7 GHz, or 21.2-23.6 GHz; all of which are covered under FCC Part 101 licensing regulations. The antennas can be Cassegrainian, offset or prime focus dishes, or flat panel slot array antennas, of any size appropriate to achieve suitable gain.

#### Prefabricated Cellular Base Station

In a preferred embodiment a prefabricated base station is provided for quick and easy installation on commercial building roof-tops. All of the components of the base station as described above are pre-assembled in the prefabricated station. These components include the cellular transceiver for communication with users and the millimeter wave transceiver for operation as a part of the trunk line as described above.

-----

While the above description contains many specifications, the reader should not construe these as a limitation on the scope of the invention, but merely as

WO 03/026152

PCT/US02/29098

exemplifications of preferred embodiments thereof. For example, the 71.0-76 GHz and 81.0 to 86 GHz bands utilized for point to point trunk lines would work very well in the above applications. The present invention is especially useful in those locations where fiber optics communication is not available and the distances between communications sites are less than about 15 miles but longer than the distances that could be reasonably served with free space laser communication devices. Ranges of about 1 mile to about 10 miles are ideal for the application of the present invention. However, in regions with mostly clear weather the system could provide good service to distances of 20 miles or more. Accordingly the reader is requested to determine the scope of the invention by the appended claims and their legal equivalents, and not by the examples given above.

WO 03/026152

PCT/US02/29098

What is claimed is:

1. A cellular communications system providing wireless communication with system users and having a wireless millimeter wave trunk line for communicating with a telephone communication office, said system comprising:
  - A) a plurality of cellular base stations each of said base stations serving a communication cell, each of said base stations comprising:
    - 1) a low frequency transceiver for communicating with users within said cell at a cell phone radio frequency lower than 3 GHz,
    - 2) a high frequency transceiver for communicating with other base stations and the communications office as a part of said trunk line at a trunk line frequency higher than 60 GHz, said high frequency transceiver having up-converting equipment for converting said cell phone radio frequency to said trunk line frequency and down-converting equipment for down converting said trunk line frequency to said cell phone frequency.
  - B) at least one communications telephone office high frequency transceiver operating as a part of said trunk line in communication with said plurality of high frequency transceivers and the communications office at a frequency higher than 60 GHz.
2. A cellular communication system as in Claim 1 wherein each of said base station transceivers is configured to transmit to and receive from a second site through atmosphere digital information at rates in excess of 1 billion bits per second during normal weather said first transceiver comprising an antenna producing a beam having a half-power beam width of about 2 degrees or less.
3. A system as in Claim 1 wherein one of said high frequency transceivers are configured to transmit at frequencies in the range of about 92.3 to 93.2 GHz and to receive information at frequencies in the range of about 94.1 to 95.0 GHz.
4. A system as in Claim 1 and further comprising a back-up transceiver system operating at a data transmittal rate of less than 155 million bits per second configured continue transmittal of information between said first and second sites in the event of abnormal weather conditions.
5. A system as in Claim 4 wherein said backup transceiver system is a microwave system.

WO 03/026152

PCT/US02/29098

6. A system as in Claim 4 wherein said backup transceiver system is configured to operate in the frequency range of 10.7 to 11.7 GHz.
7. A system as in Claim 4 wherein said backup transceiver system is configured to operate in the frequency range of 5.9 to 6.9 GHz.
8. A system as in Claim 4 wherein said backup transceiver system is configured to operate in the frequency range of 13 to 23 GHz.
9. A system as in Claim 1 wherein both said high frequency transceivers are equipped with antennas providing a gain of greater than 40 dB.
10. A system as in Claim 9 wherein at least one of said antennas is a flat panel antenna.
11. A system as in Claim 9 wherein at least one of said antennas is a Cassegrain antenna.
12. A system as in Claim 9 wherein at least one of said antennas is a prime focus parabolic antenna.
13. A system as in Claim 9 wherein at least one of said antennas is an offset parabolic antenna.
14. A system as in Claim 1 wherein said high frequency transceivers are capable of transmitting and receiving at rates in excess of 1 billion bits per second and the antennas of both systems are configured to produce beam having half-power beam widths of about 0.36 degrees or less.
15. A system as in Claim 1 wherein one of said high frequency transceivers are configured to transmit at frequencies in the range of about 71-76 GHz.
16. A system as in Claim 1 wherein one of said high frequency transceivers are configured to transmit at frequencies in the range of about 81-86 GHz.

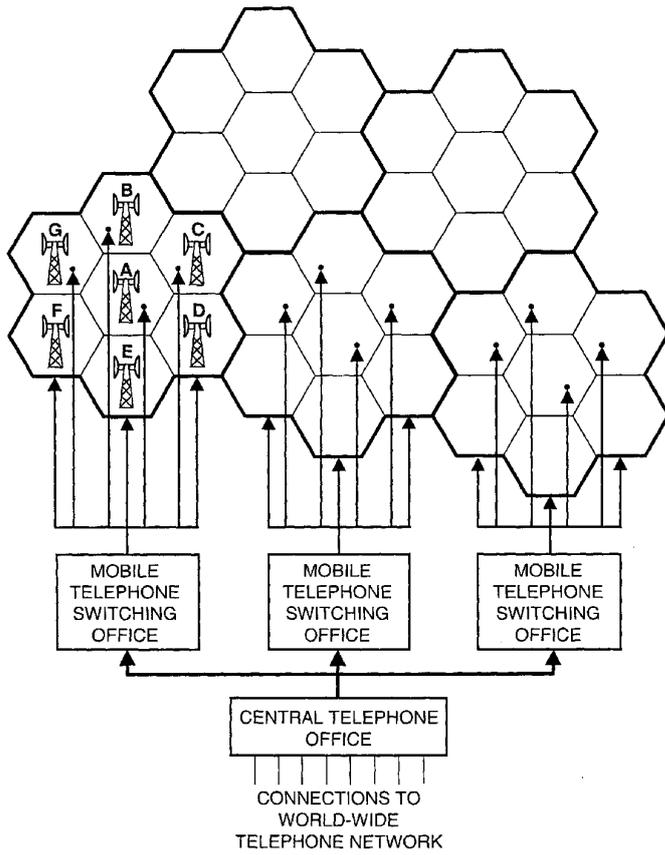


FIG. 1

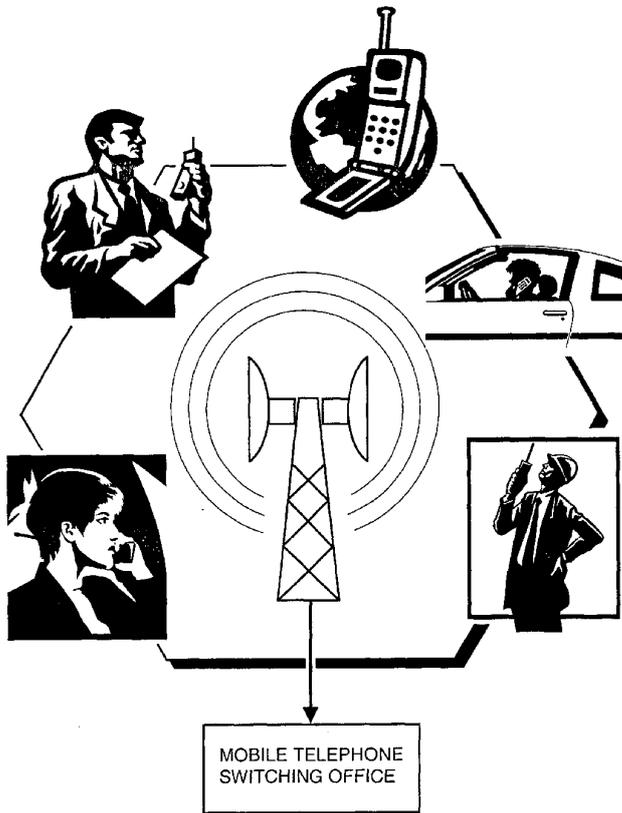


FIG. 2

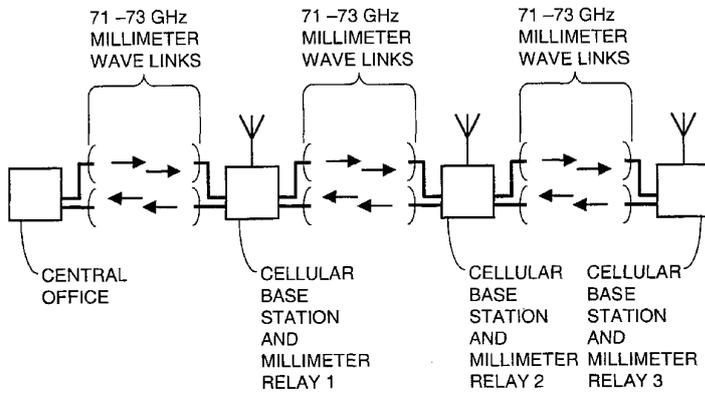


FIG. 3

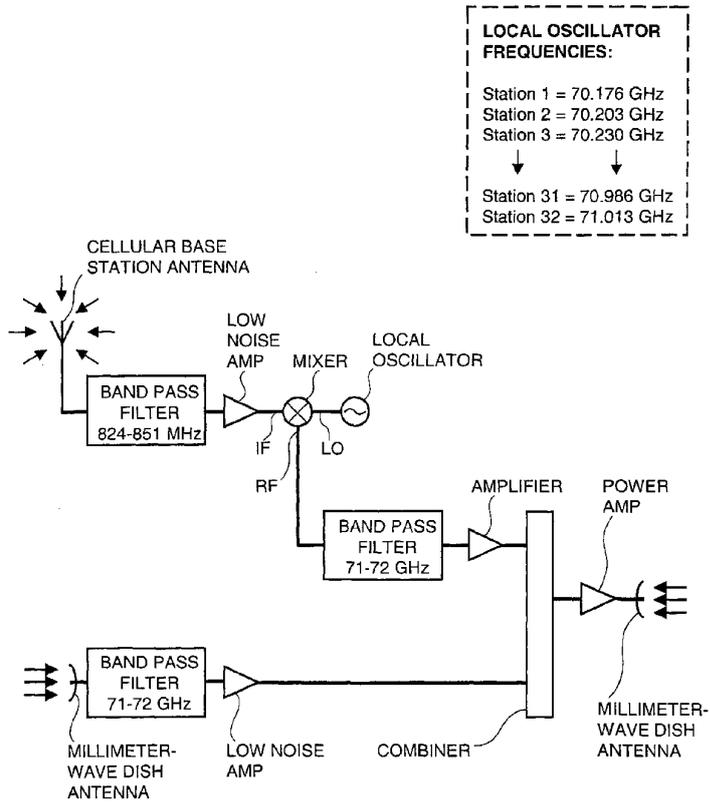


FIG. 4

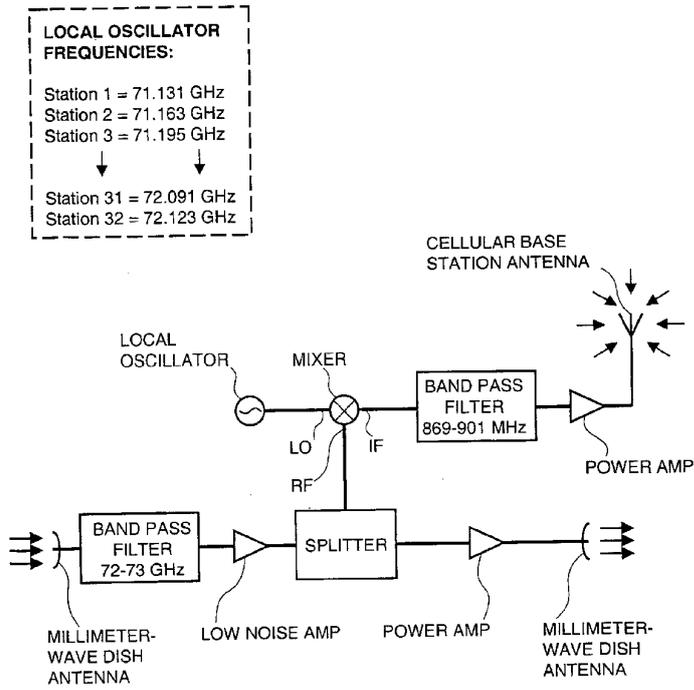


FIG. 5

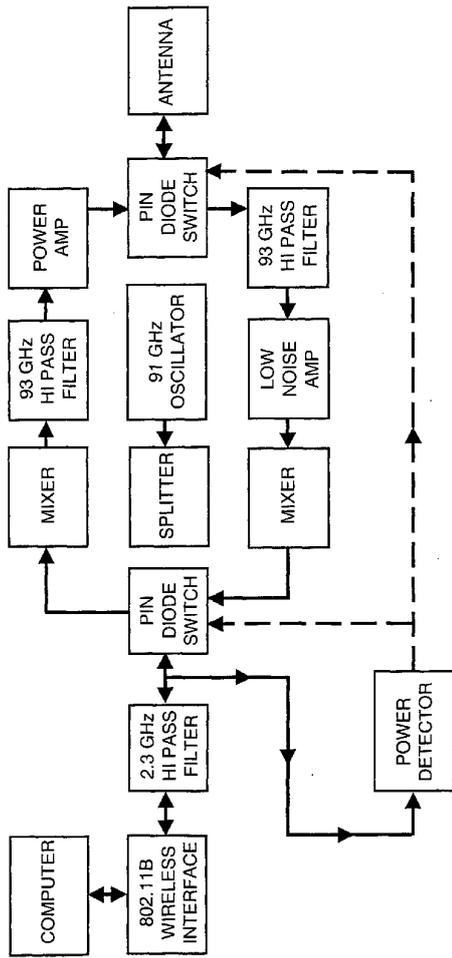


FIG. 6

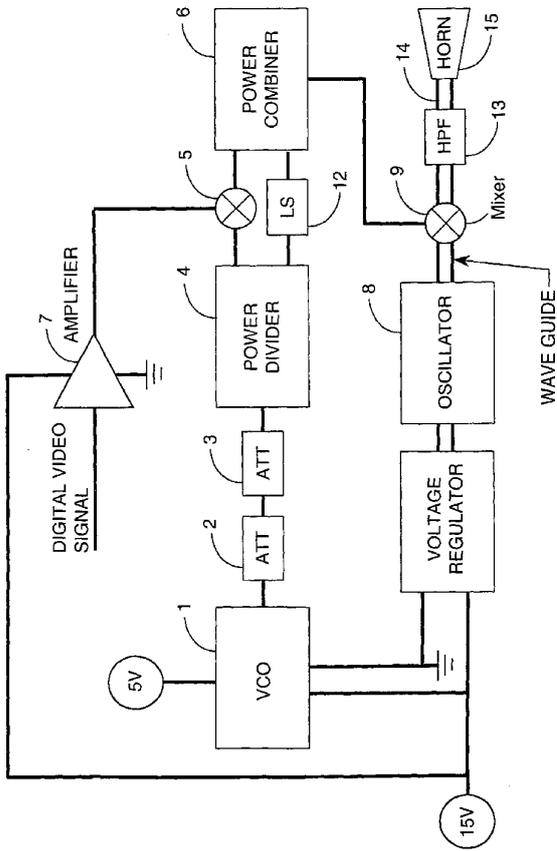


FIG. 7

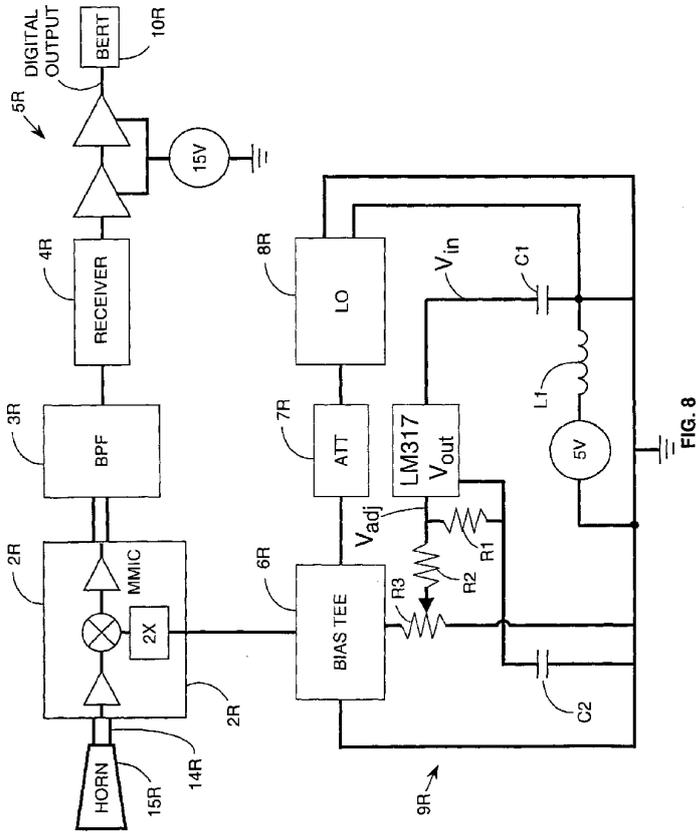
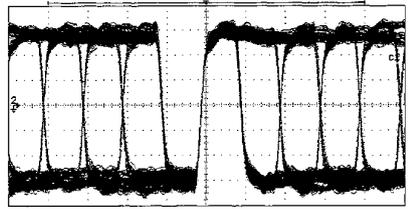
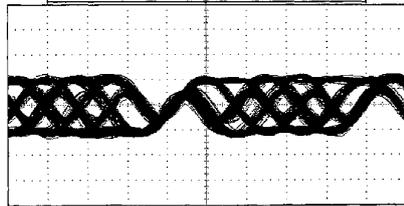


FIG. 8



-24.000 ns    1.000 ns    26.000 ns  
5.00 ns/div    Real time  
2    200 mV/  
0.00000 V  
RECEIVER SIGNAL FROM BERT 200

FIG. 9



-4.000 ns    1.000 ns    6.000 ns  
1.00 ns/div    Real time  
2    500 mV/  
0.00000 V  
RECEIVER SIGNAL FROM BERT 200

FIG. 10

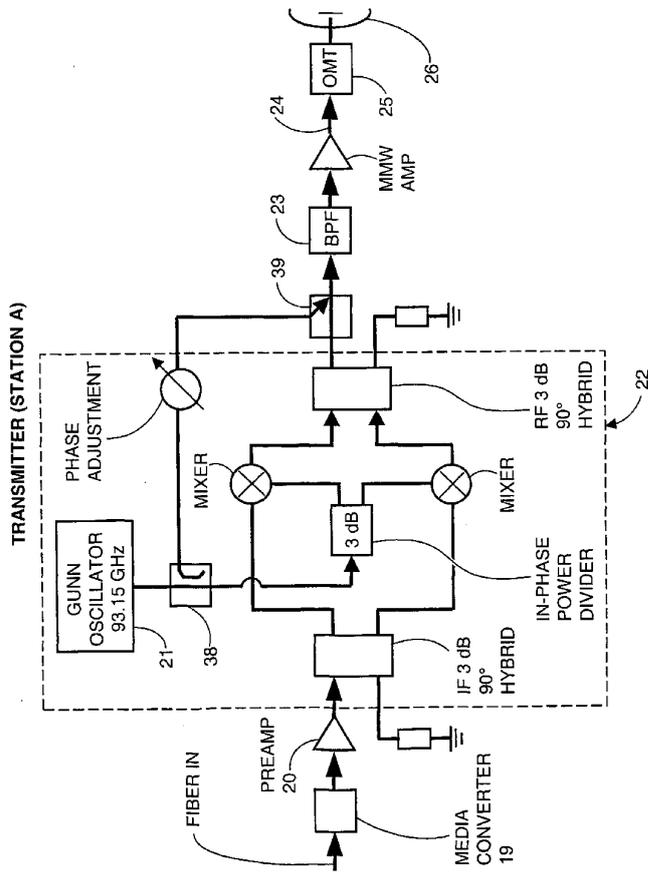


FIG. 11A

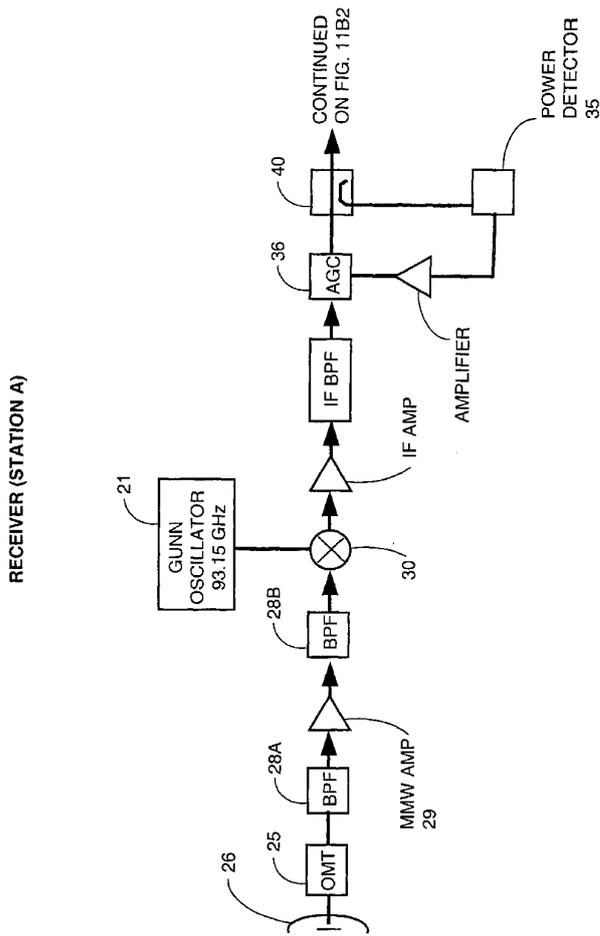


FIG. 11B1



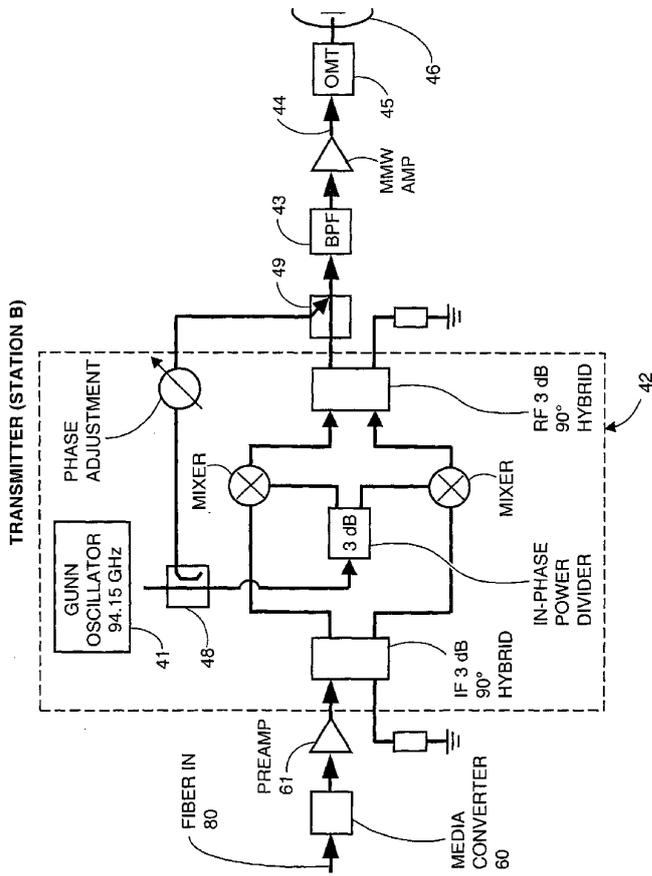


FIG. 12A

RECEIVER (STATION B)

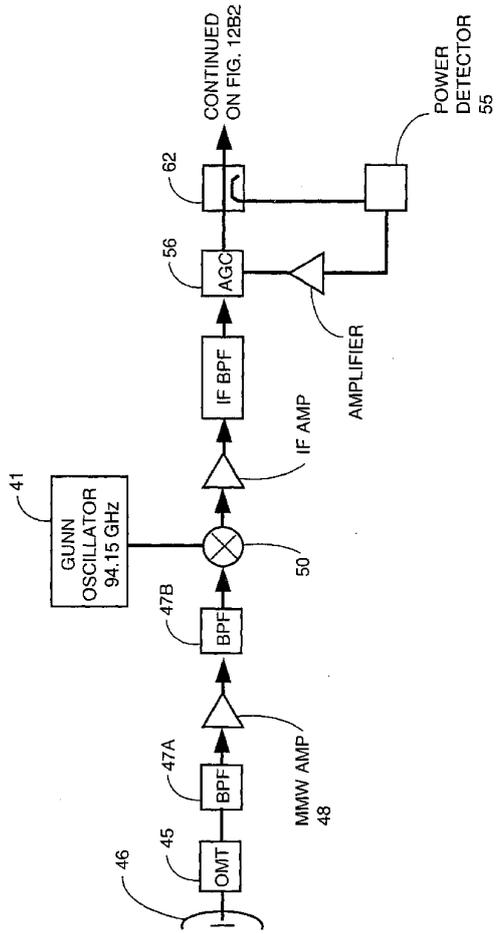
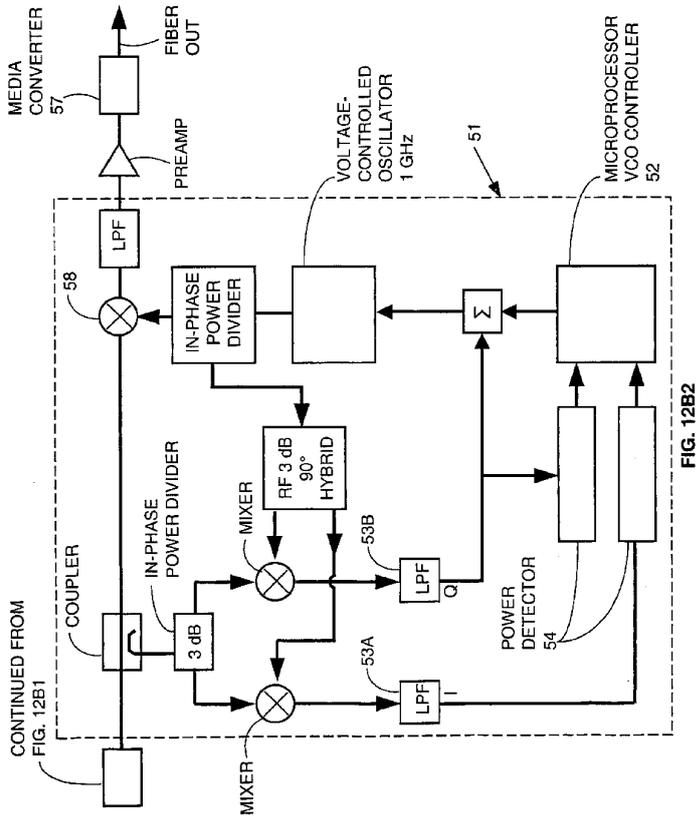


FIG. 12B1



CONTINUED FROM FIG. 12B1

FIG. 12B2

SPECTRUM PLANNING DIAGRAMS  
(STATION A)

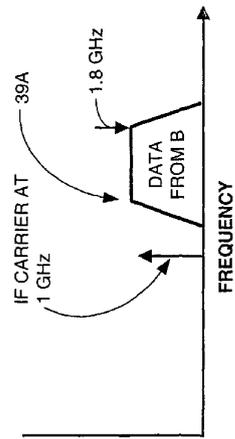
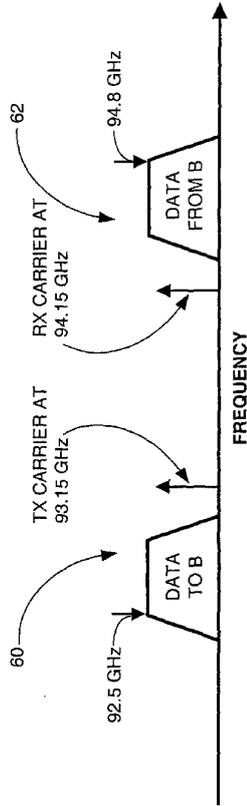


FIG. 13A

WO 03/026152

17/17

PCT/US02/29098

SPECTRUM PLANNING DIAGRAMS  
(STATION B)

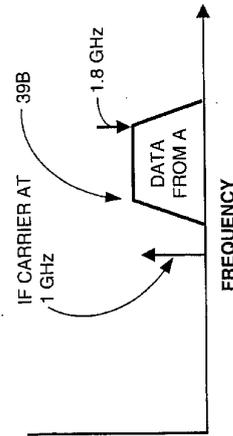
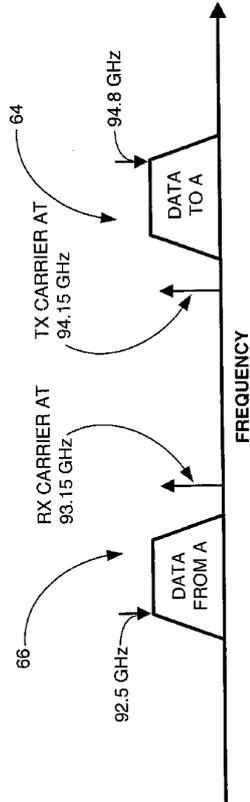


FIG. 13B

【 国際調査報告 】

<b>INTERNATIONAL SEARCH REPORT</b>		International application No. PCT/US02/29098
<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b>		
IPC(7) : H04B 1/38; H04Q 7/28 US CL : 455/561, 560, 426; 370/340, 338, 327 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b>		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) U.S. : 455/561, 560, 426, 10, 8, 9, 7, 25, 67.6, 67.1, 562, 505, 504, 445, 422, 403; 370/340, 338, 327, 328, 315, 465, 468, 310		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) Please See Continuation Sheet		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 6,175,737 B1 (KAO) 16 January 2001 (16.01.2001) see abstract, figures 1, 2, 5, 6, and 9-15, and column 4 line 45 - column 5 line 15	1-16
A	US 5,787,355 A (BANNISTER et al.) 28 July 1998 (28.07.1998), see entire document	1-16
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
<b>* Special categories of cited documents:</b> *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance *B* earlier application or patent published on or after the international filing date *I* document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art *R* document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 21 November 2002 (21.11.2002)	Date of mailing of the international search report 10 JAN 2003	
Name and mailing address of the ISA/US Comptroller of Patents and Trademarks Box PCT Washington, D.C. 20231 Facsimile No. (703)305-3230	Authorized officer RAFAEL PEREZ GURENNEZ Telephone No. 703-308-8996 <i>Rafael Perez Gurennez</i>	
Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1998)		

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/US02/29098

**Continuation of B. FIELDS SEARCHED Item 3:**

WIPO Database (<http://pcigazette.wipo.int/>)  
EPO Database (<http://ep.espacenet.com/>)  
IEEE Xplore Database (<http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/DynWdl.jsp>)  
EAST Databases (USPAT, US-PGPUB, IBM\_TDB, DERWENT, JPO, EPO)

search terms: base station, transceiver, cellular, wireless, trunk line, millimeter wave

## フロントページの続き

(81) 指定国 AP(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW

(特許庁注：以下のものは登録商標)

## イーサネット

(72) 発明者 ロヴァーグ, ジョン

アメリカ合衆国, カルフォルニア州 9 2 1 1 6, サン ディエゴ, カンタバリー ドライブ  
4 9 2 5

(72) 発明者 タング, ケネス, ワイ.

アメリカ合衆国, カルフォルニア州 9 1 9 0 1, アルパイン, ヴィア アソリード 2 7 2 9

(72) 発明者 オルセン, ランダール

アメリカ合衆国, カルフォルニア州 9 2 0 0 9, カールスバッド, アヴェニダ セレサ 2 9  
3 6

(72) 発明者 コリンコ, ヴラディミア

アメリカ合衆国, カルフォルニア州 9 2 1 3 0, サン ディエゴ, アpartment ナンバー  
2 2 7, トレイ バルッフ ドライブ 1 2 6 8 2

F ターム(参考) 5K011 DA01 DA02 DA03 DA06 DA23 JA01 KA01

5K067 AA41 DD57 EE10 EE16 EE33 EE34 KK02

5K072 AA29 BB13 BB27 CC02 CC32 DD11 DD16 DD17 GG12 GG13

GG39