

進化を続けるモバイル無線方式

～大阪万博の「夢の電話機」から第5世代まで～



2019年7月

A2A研究所 田代 務

目次

1 モバイル無線方式の変遷

- (1) 1970大阪万博での未来電話
- (2) 世代交代
- (3) 第1世代
- (4) 第2世代
- (5) 第3世代
- (6) 第3.9世代
- (7) 第4世代
- (8) 第5世代
- (9) 第5世代のアプリケーション

2 電波伝搬とアンテナ

- (1) 電波の分類
- (2) モバイル通信サービス用周波数
- (3) FDDとTDD
- (4) 電波の特性
- (5) 伝送レベルダイヤ
- (参考) デシベルとは
- (6) セルラーコンセプト
- (7) 基地局アンテナ
- (8) フェージング
- (9) 遅延スプレッド
- (10) ビームフォーミング
- (11) MIMOアンテナ
- (12) 複数アンテナの方式
- (13) マルチユーザ-MIMO
- (14) マッシュMIMO
- (15) 送信電力制御

3 信号処理と変調

- (1) UEの機能ブロック
- (2) デジタル信号の長所
- (3) 音声符号化
- (4) VoLTE
- (5) H265動画圧縮方式
- (6) 変調とは
- (7) 変調波の時間波形
- (8) 信号点の2次元ベクトル表現
- (参考) 信号点の複素数表現
- (9) 信号の復調
- (10) 符号誤り率特性
- (11) 符号誤り検出と訂正

(12) 最も簡単なFECの例

(13) FECの効果

(14) シャンノンの定理

(15) 主なFECの種類

(16) 多元接続方式 - 第1世代と第2世代

(17) 多元接続方式 - 第3世代 (1/2)

(18) 多元接続方式 - 第3世代 (2/2)

(19) 多元接続方式 -- 第4/5世代 (1/2)

(20) 多元接続方式 - 第4/5世代 (2/2)

4 LTEとNR

- (1) 信号の流れ
- (2) サブキャリア周波数間隔
- (3) リソースグリッドとリソースブロック
- (4) フレーム構造
- (5) 下リリンクの物理チャネルと信号
- (6) 上リリンクの物理チャネルと信号
- (7) 参照信号の配置例
- (8) UEがネットワークに繋がるまで
- (9) 非同期ランダムアクセス
- (10) ビーム・スweeping
- (11) AMC
- (12) スケジューリング
- (13) ヘテロジニアス・ネットワーク
- (14) C/U分離
- (15) 遅延時間の短縮
- (16) ネットワーク・スライス
- (17) エッジ・コンピューティング
- (18) 4G方式からの移行シナリオ

5 OFDMとMIMO

- (1) OFDM信号の複素表現
- (参考) 高速フーリエ変換
- (参考) IDFTとDFTの計算例
- (2) チャネル行列
- (3) チャネル行列の分解
- (4) チャネル行列の特異値分解例
- (5) 閉ループMIMO制御
- (6) LTEでのプリコーディング
- (7) マッシュMIMOアンテナ回路
- (8) アンテナ素子増加の効果

1. モバイル無線方式の変遷

(1) 1970大阪万博での未来電話

電気通信館で展示されたワイヤレステレホン

第1世代携帯電話が登場する約10年前の1970年に開催された大阪万博では、アメリカ館の「月の石」などとともに近未来の機器が多数紹介された。

その中には、「自動改札機」や「動く歩道」のように今では当たり前となるものから、「人間洗濯機」のように注目を集めたものの実用に至らなかったものもあった。

日本電信電話(現NTT)の電気通信館で人気を集めた展示の一つがワイヤレステレホン、後の携帯電話である。

館内百箇所のブースにて30分間無料で重さ660グラムの端末から全国への通話を楽しめた。館内の電波は屋内アンテナから隣室の交換機経由で全国の電話網につながる仕組みだったという。

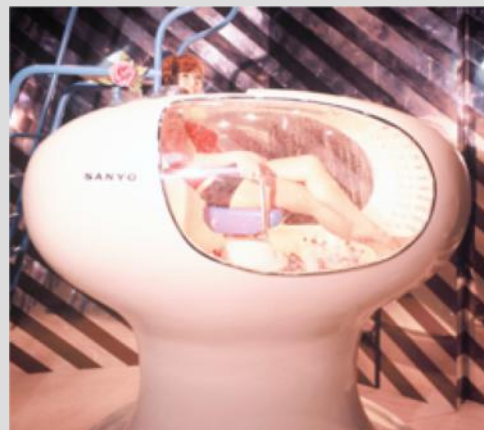
半年の会期間に延べ約60万人が体験したというこの万博未来電話は、一般人による世界初の大規模な携帯電話実験でもあった。

2025年の大阪万博では、果たしてどんな未来が見られるだろうか。

1970年 大阪万博での人気展示物より



NTT技術資料館写真より



人間洗濯機

今から約50年前には、携帯電話は近未来の生活を象徴する「夢の電話機」だった。以下では携帯電話端末をUE (User Equipment) と記述する。



1. モバイル無線方式の変遷

(2) 世代交代

約10年ごとに進化するモバイル通信方式

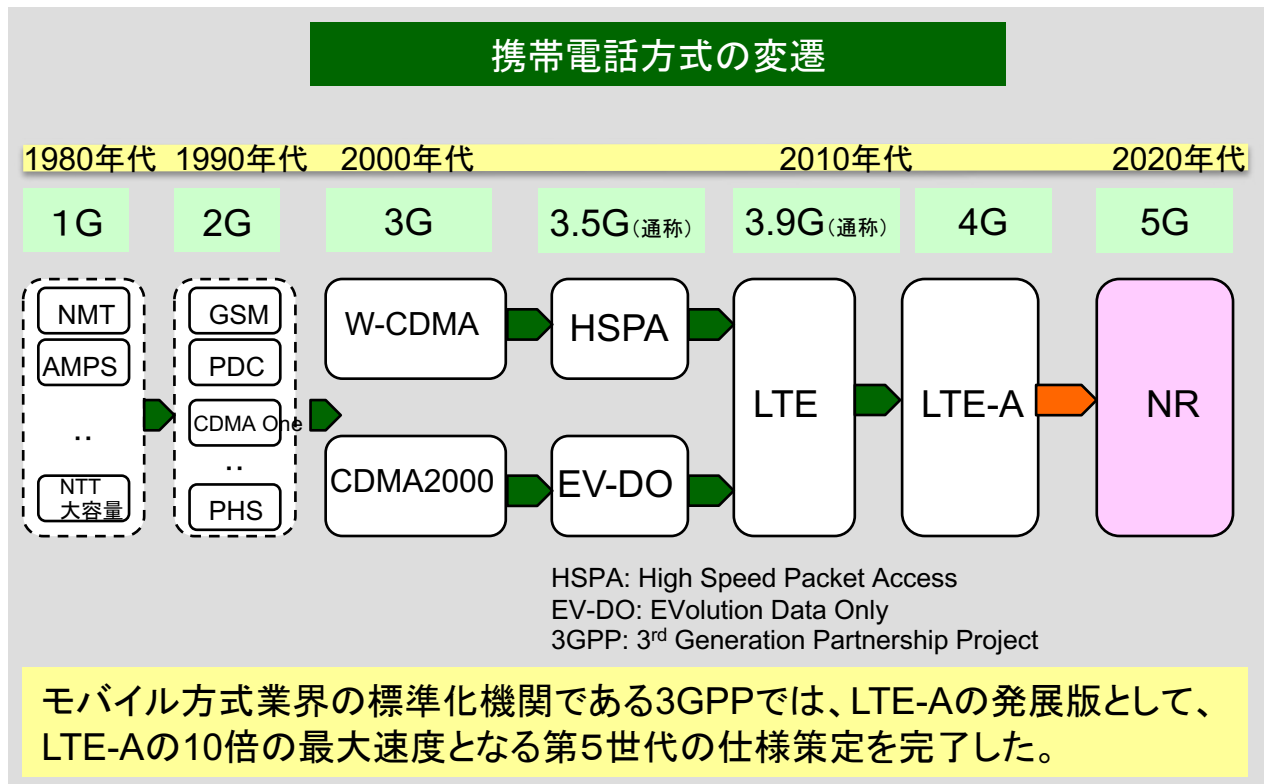
1980年代前半にアナログ通信方式の第1世代から始まった携帯電話は、1990年代にデジタル化される第2世代を経て、2000年代には、別名IMT2000方式と呼ばれる第3世代に移行する。

IMT2000では世界統一規格を目指すもののW-CDMAとCDMA2000の2方式に分かれてしまった。

第3世代後期にW-CDMAの後継方式として導入されたLTE (Long Term Evolution) は、第3世代でCDMA2000方式を採用した事業者もこぞってLTEを導入したため、LTEは事実上の世界統一規格になった。

その後、LTEと互換性をもちつつ高速化されたLTE-A (Advanced) が第4世代である。

そして2019年から各国で導入が始まった第5世代(5G)無線方式は、NR (New Radio) やNew RAT (Radio Access Technology) とも呼称され、4G方式との互換性に留意する一方で、多くの新規機能を盛り込んでいる。



1. モバイル無線方式の変遷

(3) 第1世代

アナログ変調方式の自動車電話から始まる

日本での初の移動通信システムは、1979年に東京23区内でサービスが開始された自動車電話だった。NTTが民営化される1985年には、肩掛け式のショルダーホン(重量3kg)が登場する。

セルラー方式を用いる移動通信システムでは、移動しながら通信ができるように位置登録やハンドオーバーの技術が導入された。

この第1世代では、固定電話網の加入者交換局のかわりに携帯基地局と通信制御局等を設置し、利用できるサービスは電話のみ、移動局(UE)は専らビジネス利用向けで全てレンタル制だった。

基地局とUE間の無線チャンネルにはアナログ変調(位相変調)によるFDMA(周波数多重アクセス)方式が使われた。

この第1世代には、NTT方式、米国AMPS方式、欧州TACS方式などがある。

主な第1世代セルラーシステムの無線諸元

項目		NTT	NTT	米国	欧州
			大容量	AMPS	TACS
送信 周波数帯	基地局	800MHz帯			
	移動局	900MHz帯			
無線 チャンネル	キャリア 間隔	55kHz	12.5kHz	60kHz インターリーブ	25kHz インターリーブ
変調方式		PM(位相変調)			
多重アクセス方式		FDMA			
送信 出力	基地局	25W	5W	45W	最大100W
	移動局	5W	1W	3W	7W



ショルダーホン100型
(出力5W, 3kg, 1985年, NTT)

第1世代はアナログ変調方式で、移動局はビジネス専用で携帯とは言い難い形状重量だった。



1. モバイル無線方式の変遷

(4) 第2世代

デジタル変調へ

1990年代に入ると、米国Digital AMPS方式，欧州GSM方式，日本のPDC方式などのデジタル・セルラー方式が実用化される。

この第2世代では、電話の音声信号をデジタル符号化することで、第1世代のアナログ方式よりもUEの送信電力を大幅に低減するとともに、多数の基地局を配置し、TDMAの多重アクセスを用いることで周波数利用の効率化も図られた。その結果、UEは小型軽量となる一方、システム容量は大きく増加した。

また、このデジタル化を契機に、固定電話網の多重回線にて専ら監視制御用であったスロットを転用することで、携帯電話番号宛てに140文字までのショートメッセージ送信ができるようになる。更に、UEに接続された外部装置と地上パケット網の間でのデータ伝送も可能になるなど、後のインターネット時代の萌芽とも言えるサービスが開始される。

欧州GSM方式は、日本や韓国を除くほぼ全世界にて廉価な小型UEが使用できるようになったため、現在でもなお広く使用されている。

主な第2世代セルラーシステムの無線諸元

項目	日本	米国	米国	欧州
	PDC	Digital AMPS	cdmaOne	GSM
周波数帯	800MHz, 1.5GHz	800MHz	800MHz	800MHz
無線チャネル キャリア間隔	25kHz インターリーブ	30kHz インターリーブ	1.25MHz	200kHz インターリーブ
変調方式	$\pi/4$ シフトQPSK	$\pi/4$ シフトQPSK	BPSK	GMSK
多重アクセス方式	3/6ch TDMA	3ch TDMA	CDMA	8ch TDMA
信号速度	42kbps	48.6kbps	1.2233Mbps	270kbps
音声符号化	11.2kbps VSELP 5.6kbps PSI-CELP	13kbps VSELP	8/13kbps Q-CELP/EVRC	22.8kbps RPE-LTP

PDC: Personal Digital Cellular
AMPS: Advanced Mobile Phone System

GSM: Global System for Mobile communications

第2世代のGSMはアジアアフリカ等で現在も広く利用されている。



1. モバイル無線方式の変遷

(5) 第3世代

IMT2000 (International Mobile Telecommunications 2000)

1990年代に普及が始まったインターネットの追い風を受け、第3世代ではデータ利用が急速に増加することになる。

当初は携帯事業者独自仕様だった電子メールやWebアクセスはiPhoneやアンドロイドOS搭載スマートフォンの登場により、PC同様に地上インターネットに接続可能になった。更に、画面の大型化やカメラの高精細化も手伝って、写真や動画の通信トラヒックが爆発的に増加する。

第3世代システムは、国際電気通信連合 (ITU) が標準化したIMT2000システムであり、① 西暦2000年頃に導入、②主に2000MHz帯を使用、③ 最大2000Kbpsの伝送が可能 との3つの意味が込められていた。

ITUは世界統一規格を目指したが、いずれも次の特性を持つと認定されたW-CDMAとCDMA2000などの複数方式に分かれることになった。

- ・異なる符号を用いることで、同じ周波数帯域幅に多くのユーザを収容できる。
- ・近接セル間で同一周波数を使用できるので管理が簡単になる。

W-CDMAとCDMA2000方式の比較

項目	W(Wideband)-CDMA	CDMA2000 1x
多元接続方式	CDMA	CDMA
帯域幅	5MHz	1.25MHz
チップレート	3.84Mcps	1.2288Mcps
フレーム長	10 ms	20 ms
音声速度	4.75k~12.2kbps	1k~8kbps
データ速度	~384kbps	~144kbps
ハンドオーバー	ソフトハンドオーバー	ソフトハンドオーバー
基地局間同期	非同期	同期

CDMA: Code Division Multiple Access 符号分割多重アクセス方式

なお、IMT-2000方式には上記に加え、TD-TDMA, SC-TDMA, MC-TDMA, OFDMA (WiMAX) の合計6方式が認定された。

W-CDMAとCDMA2000用の半導体チップは、米国クアルコム社がほぼ独占的な市場シェアを有していた。



1. モバイル無線方式の変遷

(6) 第3.9世代

LTE (Long Term Evolution)

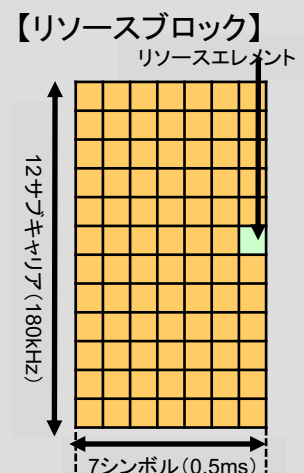
LTEはW-CDMAの後継方式として、下り100Mbps, 上り50Mbpsを達成する方式として3GPPが定めた規格である。(通称3.9G) 無線区間では、下りにOFDMが採用されるなどにより、3G(W-CDMA)や3.5G(HSPA)方式とは互換性がない。

第3世代ではCDMA2000方式を採用した事業者もLTEを導入したことにより、事実上の世界統一規格となった。LTEと互換性を持ち、高速化させたものがLTE-Advancedであり、ITUが第4世代と定義した、低速移動時(歩行中)に最大で下り1Gbps, 上り500Mbpsの通信が可能となった。

LTEでは、データ需要の急増に柔軟に対応できる拡張性(スケーラビリティ)を重視して、多重方式には地上デジタル放送やWi-Fi等で実績があるOFDMを採用するとともに、マルチパスによる符号間干渉や携帯端末送信機の非直線性などのモバイル環境を考慮した信号形式や回路構成としている。
また、LTEネットワークでは、全信号をIPパケット伝送するオールIP方式のシンプルな網構成とすることでパケット遅延時間の大幅短縮を図っている。

LTEの無線パラメータとリソースブロック

項目	諸元
変調・アクセス方式	上り SC-OFDMA 下り OFDM
帯域幅	1.4, 3, 5, 10, 15, 20MHz
最小TTI	1ms
サブキャリア周波数間隔	15kHz
サイクリック・プレフィクス長	4.7μs(第1シンボルのみ5.2μs), 又は 16.7μs(注)
サブキャリア変調方式	QPSK, 16QAM, 64QAM



OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex SC-OFDMA: Single Carrier OFDM Access
TTI: Transmission Time Interval (注) 16.7μsは広いセルエリアを用いるMBMS用

LTEでは、0.5msx180kHzの区画(リソースブロック)の2個(1ms x 180kHz)を単位にリソース割り当てが行われる。



1. モバイル無線方式の変遷

(7) 第4世代

LTE-A (Long Term Evolution Advanced)

第4世代では、異なった帯域や複数基地局との電波を同時に組合せて使用することができる次のような技術の導入が進んでいく。

- ・キャリアアグリゲーション (CA: Carrier Aggregation)

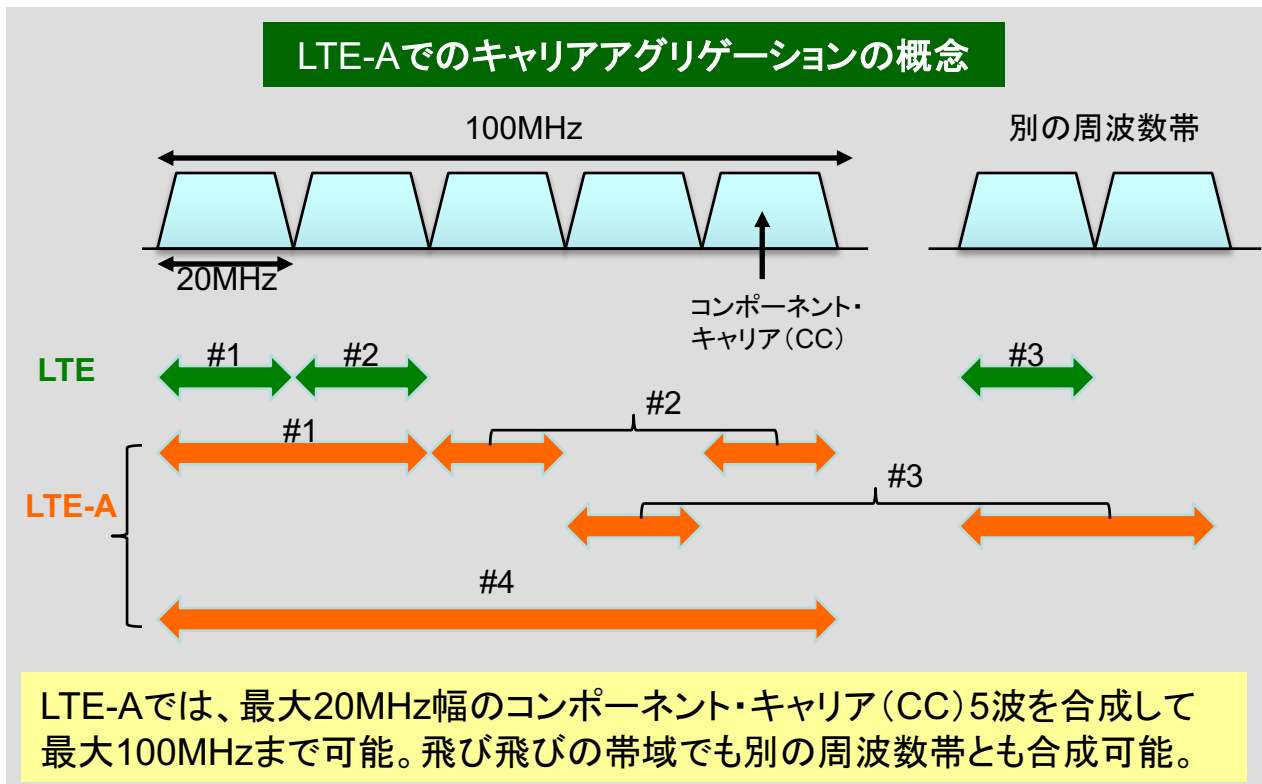
LTEではUEが送受信できるのは最大帯域幅20MHzの1波のみだが、LTE-Aでは、最大5波までの複数キャリアを束ねて同時使用できるようになった。このCAでは、隣接キャリア同士だけでなく、2GHz帯と800MHz帯のような異なった周波数帯域間での合成も可能になっている。

- ・MIMO (Multi Input Multi Output)

基地局、UEのアンテナ数として、それぞれ最大8, 4までを規定した。

- ・DC (Dual Connectivity)

マクロセル基地局とスモールセル基地局のような複数基地局が協調することで、1つのUEが複数基地局との同時通信を可能にするもの。





1. モバイル無線方式の変遷

(8) 第5世代

NR (New Radio)

5Gでは、モバイルブロードバンド(MBB)サービスの高度化に加え、あらゆるモノが無線でインターネットにつながるIoT(Internet of Things)や、車の自動運転等を支援する低遅延・高信頼の機能に関して次の数値目標を掲げている。

- enhanced Mobile BroadBand (eMBB)
ユーザ体感速度を最大で下り100Mbps, 上り10Mbpsとする。
- massive Machine-Type Communications (mMTC)
センサーや機械などの多数UEからの同時接続数を百倍にする。
- Ultra-Reliable and Low Latency Communications (URLLC)
無線区間の伝送遅延時間を1ミリ秒以下にする。

5Gでは24GHzを超えるミリ波帯(mmWave)などで、最大400MHzまでの帯域幅をTDDにて利用可能としている。また、LTEでは15kHz固定であったサブキャリア間隔を最大120kHzまで拡大可能にし、タイムスロット長はその拡大に伴って比例的に減少させることによって遅延時間の短縮や消費電力の削減を図っている。

ITUによる4G, 5G方式の主要特性

カテゴリ	4G (IMT-Advanced)	5G (IMT-2020)
最高データ速度	DL:1Gbps UL:50Mbps	DL:20Gbps UL:10Gbps
ユーザ体感速度	10Mbps	100Mbps
最大帯域利用効率	DL:15bps/Hz UL:6.75bps/Hz	DL:30bps/Hz UL:15bps/Hz
UE移動速度	350 km/h	500 km/h
遅延時間	10 msec	1 msec
接続UE密度	10万台/平方マイル	1千万台/平方マイル
最大帯域幅	20MHz/無線チャネル (チャネル合成で100MHz)	1GHz

DL (DownLink) : 基地局→UEの下りリンク, UL (UpLink) : UE→基地局の上りリンク

5Gでは、新たな周波数帯の使用などによるデータ高速化とともに、遅延時間の短縮や接続UE密度の増大により、多様なサービス提供が可能になる。

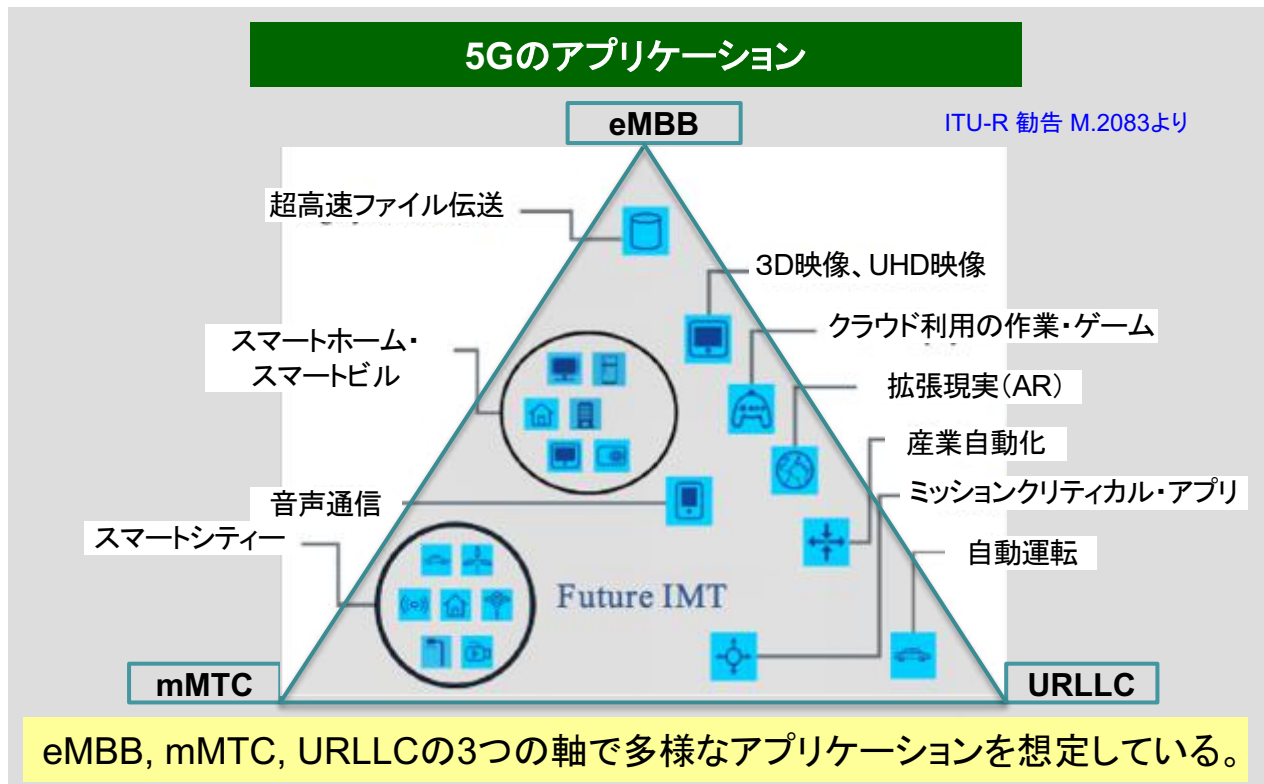
超高速、大量・低速、低遅延・高信頼の3つの軸

5Gでは、超高速伝送のeMBB, 大量のセンサや機械とのmMTC, 低遅延で高信頼なURLLCの3つの軸のうえで、新しいサービスや多様なアプリケーションが発展することを期待している。

eMBBでは、ギガビット級の速度でのファイル転送や、4K映像や3D映像の増加を見込んでいる。

mMTCでは、スマートメータによる自動検針、見守りや街灯監視等のスマートシティ、インフラの老朽化監視、自然環境監視等がある。

URLLCでは、自動運転支援、ロボットへの応用、遠隔からの建設機械制御や遠隔手術などが考えられる。





2. 電波伝搬とアンテナ

(1) 電波の分類

UHF帯からSHF帯に利用が拡大

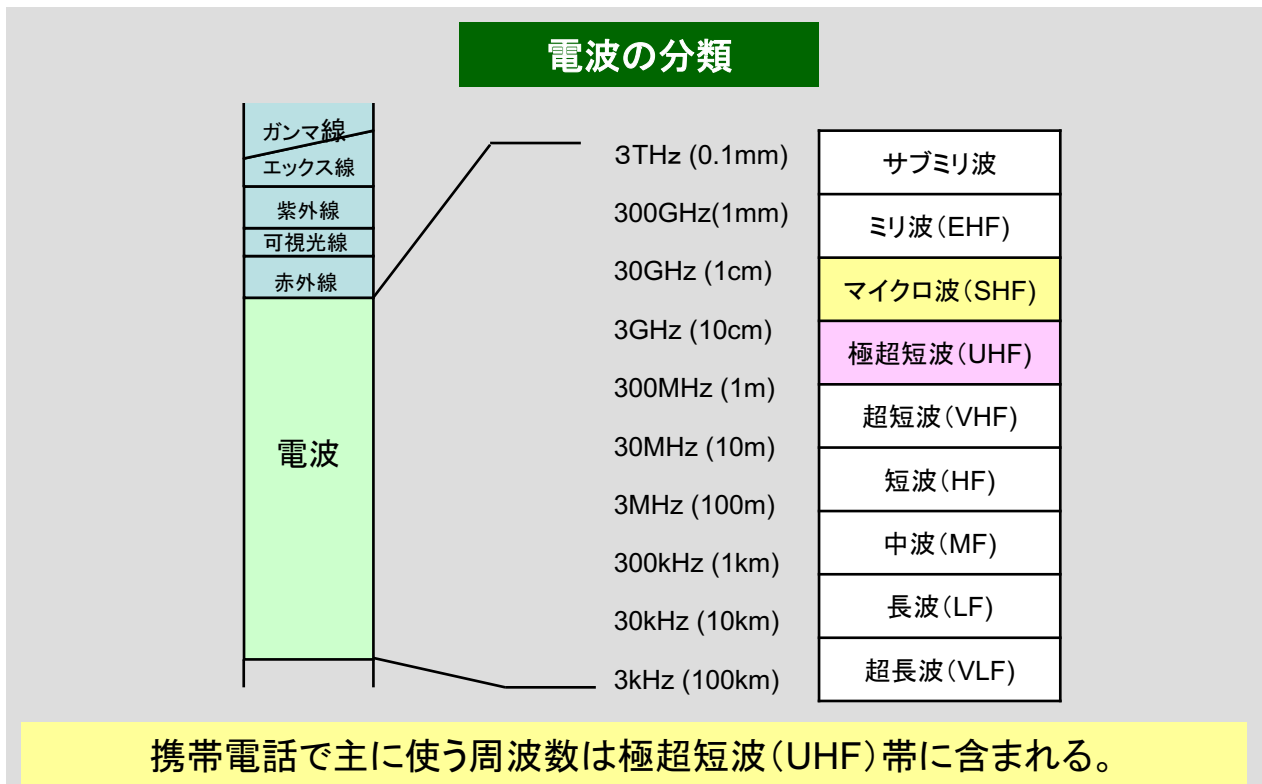
電波や光を含む電磁波は、その周波数によって下図に示すような様々な呼称がある。特に電波に分類される周波数では、10倍ごとに細分化された呼称が用いられている。

このうち、モバイル無線方式に使用される周波数の範囲(周波数帯、またはバンド)は、主に極超短波(UHF)帯に含まれる。この周波数帯には次の特徴がある。

- ・より高い周波数に比べて遠くまで届く。
- ・見通し外でも電波が回りこんで届く。
- ・より低い周波数に比べて、広い周波数帯が確保できる。
(多くのチャンネルを収容できる)

また、最新の5G NRでは、次の特徴があるマイクロ波(SHF)帯も使用される。

- ・UHF帯に比べて、広い周波数帯が確保できる。
- ・減衰が大きくなるとともに、直進性が強くなる。
- ・アンテナを小型化できるため、マッシュMIMO技術が適用できる。





2. 電波伝搬とアンテナ

(2) モバイル通信サービス用の周波数帯

5G方式向けに広帯域の割り当てが進む

これまで、大手3社によるモバイル通信サービスは専らUHF帯の無線周波数を使用してきたが、5G方式ではより広い帯域が必要となる。そこで総務省は、より高い周波数の割り当てを順次実施する。2018年4月の3.4GHz帯, 1.7GHz帯(追加)の割り当てにおいては、既存3社に加え新規に市場参入する楽天が取得した。

更に2019年4月には、3.7GHz, 4.5GHz, 28GHz帯にて5G基地局の開設計画を提出した4社に対して、合計で2GHz幅を超える広い帯域割り当てが行われた。割り当てに際しては、計画認定から5年後までに、全国4500の全対象メッシュ(10km x 10km)の50%以上に5G基地局を開設するなどの条件が付いている。

高い周波数を使用する5Gシステムは、超高速通信や低遅延通信に適する一方、電波減衰が大きいいため多数の基地局設置が必要となる。そこで、早期展開には次のような対応が重要と考えられる。

- ・事業者間での鉄塔や建物等のインフラシェアリング
- ・基地局とコアネットワーク間を結ぶ光ファイバーリンクの確保

モバイル通信事業者に割り当て済みの周波数帯 (PHS, WiMAX用を含む)

【単位: MHz】

2019年4月現在

MNO グループ	700 MHz	800 MHz	900 MHz	1.5 GHz	1.7 GHz	2 GHz	2.5 GHz	3.4 GHz	3.5 GHz	3.7 GHz	4.5 GHz	28 GHz
	FDD	FDD	FDD	FDD	FDD	FDD/ TDD	TDD	TDD	TDD	TDD	TDD	TDD
DoCoMo	20	30		30	40*	40		40	40	100	100	400
KDDI	20	30		20	40	40	50		40	200		400
Softbank	20		30	20	30	40/ 31.2	30	40	40	100		400
Rakuten					40					100		400

*東名阪のみ

2019年には、新規の高い周波数帯にて、4Gまでの展開に使用中の既存帯域の合計を上回る広い帯域が4事業者の5G展開計画に割り当てられた。

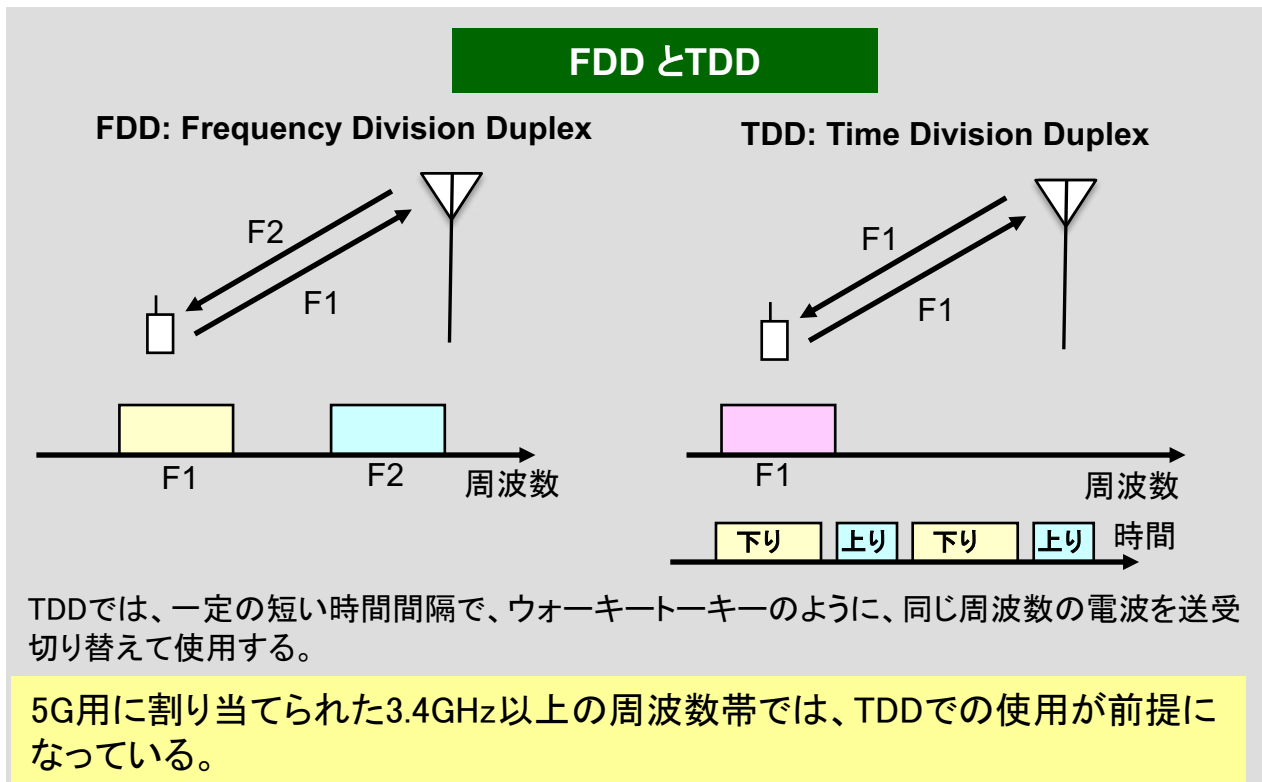
チャネルの双方化

無線通信で、相手と双方向の通信ができるように送信と受信のチャネルを設ける方式にはFDD(周波数分割複信)とTDD(時分割複信)がある。

FDDは、上りと下りに別々の周波数帯を使用する方式であり、上下方向の互いの電波が干渉なく使い簡単に実現できるので広く用いられている。その際、上下回線用には、同じ帯域幅(例:上り10MHz, 下り10MHz)が割り当てられる。

TDDは、同じ周波数帯を上下方向の回線が一定時間毎に交互に切り替え使用する方式であり、PHSやWiMAX等で使用されている。また、第5世代方式用に割り当てられた3.4GHz以上の帯域では専らTDDが使用される予定である。

TDDでは上下の通信需要に合わせて時間間隔を設定することで電波利用効率が高まるが、干渉防止のため全局が送受切替えタイミングを合わせるなど、FDDより高度な設計・管理が必要である。一方、周波数依存性がある伝搬特性の変動に応じて送信電力やアンテナビームの制御を行う場合には、上下方向に同じ周波数帯を用いるTDDの方がFDDより制御が容易になる利点がある。



媒体によって強さや方向が変化

電波(電磁波)には、通信の使用に適した次のような特性がある。

- ・光速(毎秒30万km)という超高速で遠方まで届く。
- ・媒体の振動で伝わる音波と異なり、真空中でも空間を伝搬する。

そこで、衛星や深宇宙探査ロケットとの通信も可能になるが、気体や液体中や、途中で物体があると反射、屈折、吸収、散乱等が起こり、電波の強さや方向が変化する。例えば、

- ・金属板に当たると、鏡のように反射する。
- ・上空にある電離層の中を通ると屈折する。これは、電子や電気を帯びた粒子の密度が地上高によって異なるため、電波の速度が異なるためである。
- ・雨や雪の粒子により吸収される。
- ・周波数が低くなると波の性質が顕著になり、回りこみや障害物を透過して建物内部などにも届く。

電波の特性

直進(真空中では光速で)

反射

金属板

吸収

雲や雨

屈折

電離層
短波

通り道にある物質や物体によって、電波の方向や強さが変化する。

伝搬損失は距離と波長に依存

無線通信システムは、送信機、伝播路、受信機の3つで構成される。送信機には、電気回路上の電圧・電流の変化を、空間を伝搬する電磁波に変換する送信アンテナが接続されている。(一方、受信機はその逆の働きをする。)送信機のアンテナ入力点での送信電力(P_t)、送信アンテナの利得(G_t)、受信アンテナの利得(G_r)、受信機入力での受信電力(P_r)には次の関係がある。

$$P_r = (P_t \times G_t \times G_r) / L_p$$

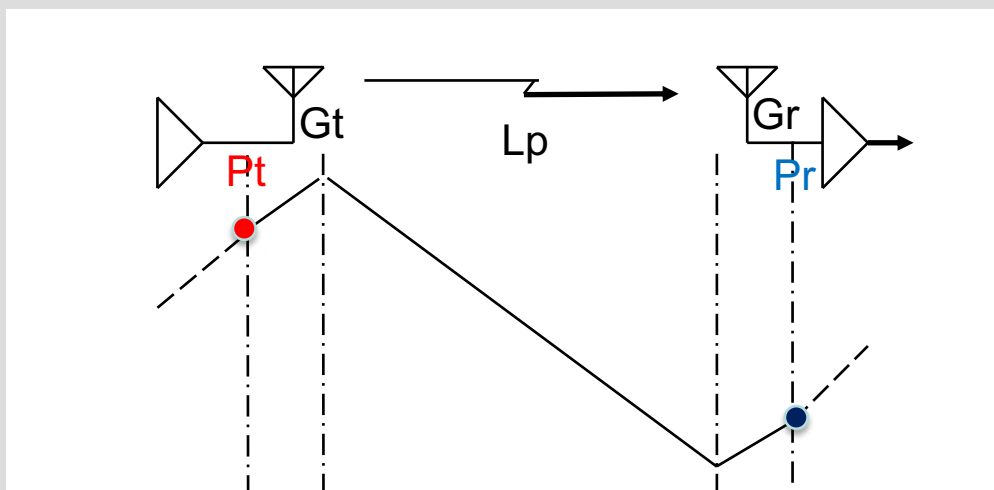
$$L_p = (4\pi)^2 (d / \lambda)^k$$

上式の L_p は伝播損失であり、送受信機間の距離(d)と波長(λ)で決まる。衛星通信のような自由空間伝搬では、同式中の指数 k は2であるが、減衰が大きい都市部では経験的に3.5で近似できる。各項をデシベルで表し、波長 λ のかわりに周波数 f (MHz), UEと基地局間の距離 d (km)で表すと次になる。

$$P_r = P_t + G_t - L_p + G_r \quad \text{ここでの } L_p \text{ は}$$

自由空間: $L_p = 32.4 + 20 \log(f) + 20 \log(d)$ 都市部: $L_p = 40.3 + 35 \log(f) + 35 \log(d)$

伝送路レベルダイヤ



送信10mW, アンテナ利得(送信0dB, 受信10dB), 周波数2GHz, 局間距離を1km とすると、受信電力は-78dBm (都市部 -136dBm) と小さくなる。



2. 電波伝搬とアンテナ

(参考) デシベルとは

掛け算を足し算で考える

自然現象に多い掛け算は計算が面倒であり、数値桁数が大きくなり過ぎるため、通信分野では、10を底とする対数の10倍であるデシベルでの足し算に直して扱うのが一般的である。

数値Aのデシベル値 L_A は次になる。

$$L_A = 10 \log_{10} A$$

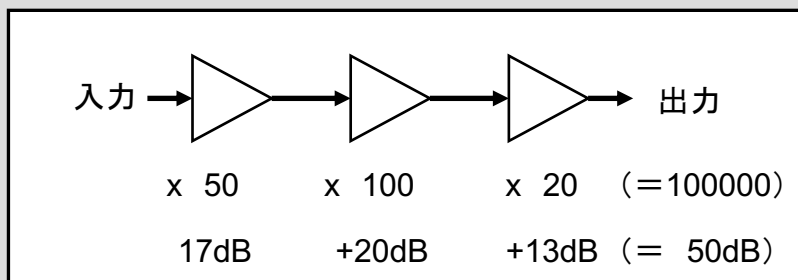
$\log(N \times M) = \log(N) + \log(M)$ より、 $L_{A \times B} = L_A + L_B$ となる。

例えば、電力では、1W(ワット)を基準としたデシベル値をdBW(デービーワット)、1mW(ミリワット)を基準としたデシベル値をdBm(デービーエム)と言う。
そこで、1dBW (1W) = 30dBm (1000mW)

なお、音圧の単位であるホンは、基準音圧(20マイクロパスカル)に対する音圧レベルのデシベル(dB)値になっている。

デシベル計算

【アンプの例】



ヘンミ計算尺株式会社
ホームページより

倍率 (比)	dB
1	0
2	3.0
3	4.8
5	7.0
10	10
20	13
50	17
100	20
1000	30
10000	40

計算尺は、対数を用いて掛け算を足し算に直して計算するもの

セルは基地局のカバーエリア

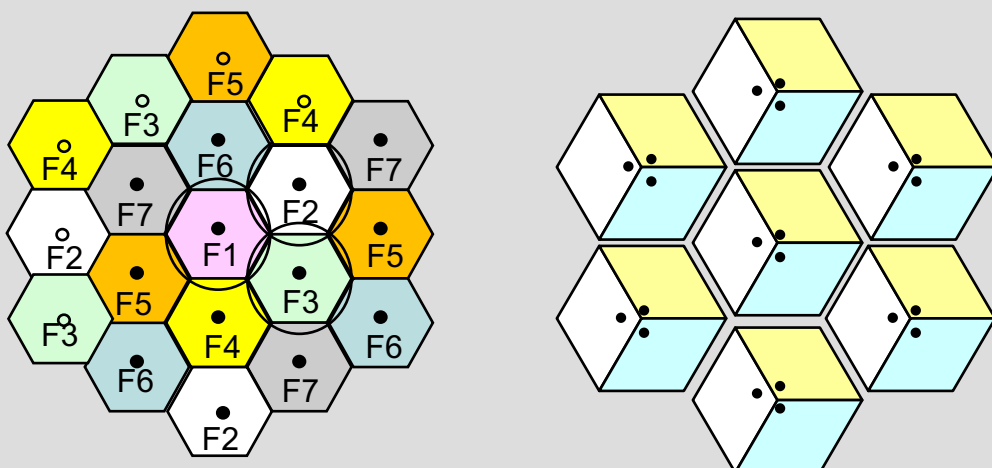
一つの基地局のカバーエリアを小区画を意味するセルという。
一つの基地局で同時通信できるUE数は限られるが、セルを多数配置することでサービスエリア全体では極めて多数のUEが同時通信できる。電波減衰を逆手にとったとも言えるだろう。

基地局を等間隔に設置して平面を隙間なくカバーするには、セル形状が六角形になるようにすると、4角形などに比べ互いのセルの重なりが最も小さくてすむ。

このセルラー方式は、同じ周波数を地理的に離れた空間で繰り返し(多重)利用するので空間分割多重と称している。左下図のように、全周波数帯を7分割して、7重に繰り返し使用する場合などがある。

都市部では、多数の基地局の設置場所確保が難しいので、互いに異なる方向に向けた複数のアンテナを1箇所にとめて設置する。この場合、1つのアンテナがカバーするエリアをセクターという。3本のアンテナにより、 120° ずつカバーする方式や、4本により 90° ずつカバーする方式が広く用いられている。

セルとセクター



隣接セルでは別の周波数を使うことにより、相互の干渉を避ける。セルを小さくすると、システム全体の同時利用者数を増加でき、UEの送信電力が少なくてできるので電池が長持ちする。

2. 電波伝搬とアンテナ

(7) 基地局アンテナ

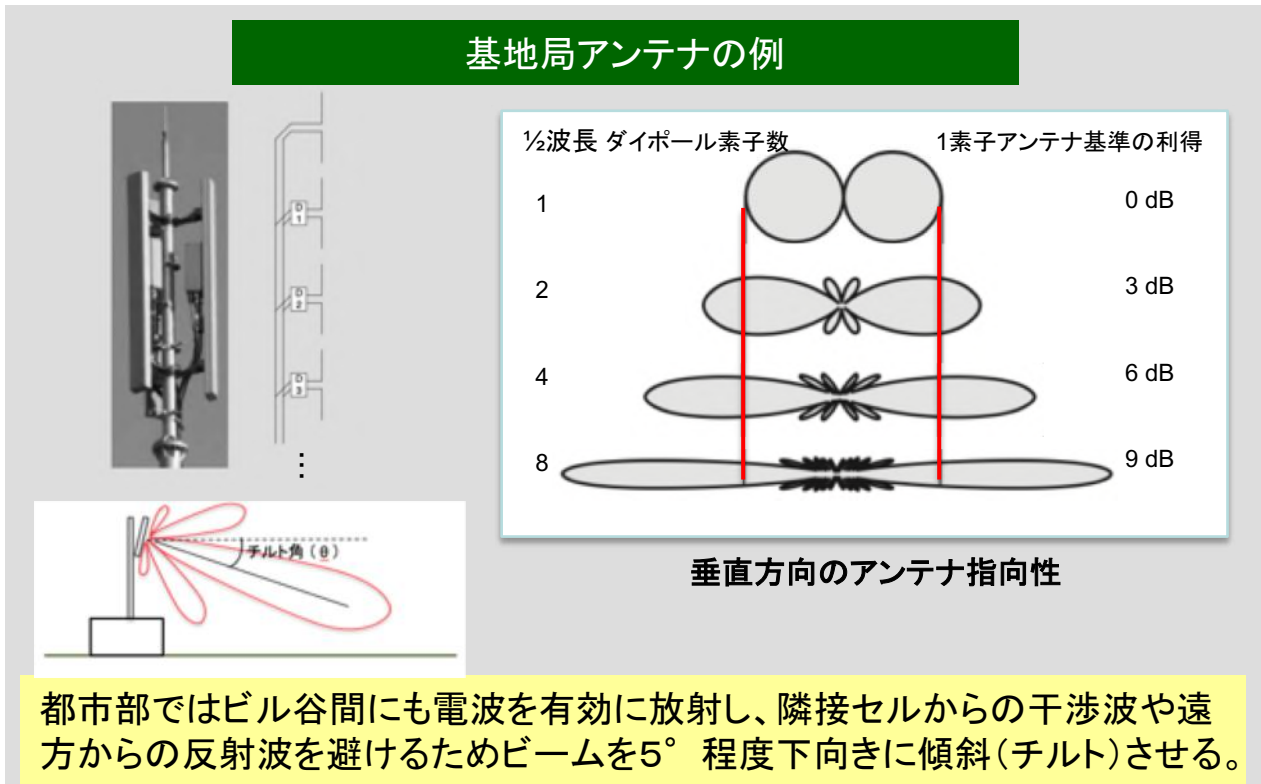
水平面では広角、垂直面では鋭い指向性

空間の各方向への電波送信（あるいは受信）強度を指向性と呼び、通常、水平面と垂直面内での全方向の指向性をデシベル単位のグラフで表す。携帯端末アンテナのように、いずれの方向にも（ほぼ）同じ指向性を有するアンテナを無指向性アンテナという。

基地局アンテナは水平面内では円形（無指向性）あるいは120, 60° といった広い角度をカバーする指向性を有するが、垂直面内では地表沿いに遠くまで届くように鋭い指向性とするセル/セクター面積を大きくできる。

そこで、数GHz以下の周波数帯では通常、ダイポールアンテナ素子を垂直方向に複数に並べ、それらの入出力を合成している。素子数を2,4,8のように増加すると、利得は1素子アンテナに比べてそれぞれ、3, 6, 9dBのように増加する。

なお都市部では、ビル谷間にも電波を有効に放射し、隣接セルからの干渉波や遠方からの反射波を避けるため、ビームを下方に傾けるチルトを行なっている。



マルチパスによる受信強度の時間的変動

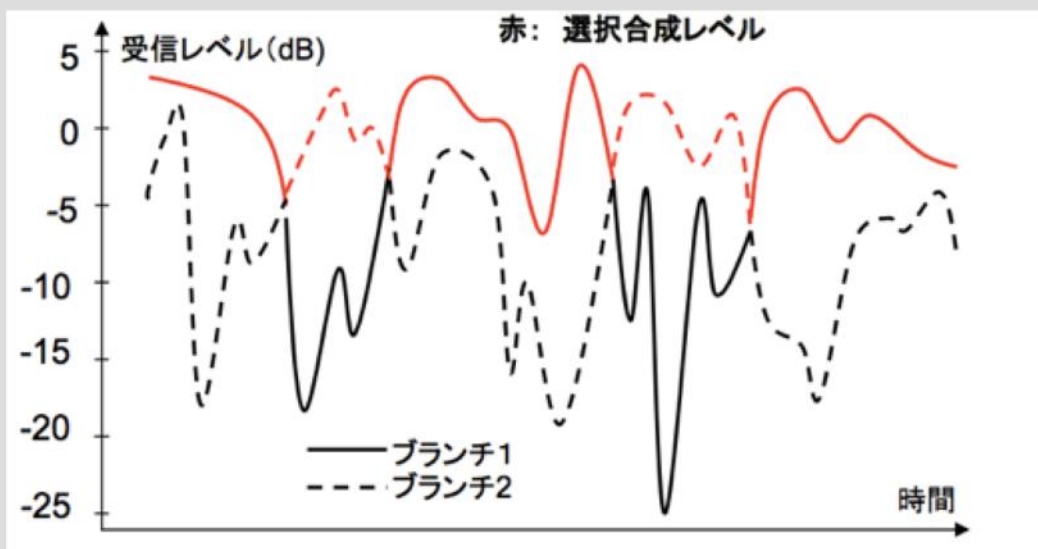
モバイル無線では直接波だけでなく、建物等による反射による複数の経路を経た電波が重なって受信側に到達する。その電波の波長は数センチから数十センチと短いので、UEの移動などに伴って、受信レベルが細かく変動するフェージング(Fading)が生じる。

それぞれの電波が相互に打ち消すような形で合成されると、受信レベルは瞬間的に20dB(百分の1)や 30dB(千分の1)まで低下することもある。

そこで、フェージング対策として、2本のアンテナ素子を用い、受信状態の良いアンテナを選択あるいは合成するダイバーシチを使用することが多い。ダイバーシチは2つの素子を一定間隔(波長の1/2)以上の距離だけ離すと、それぞれの受信信号はほぼ無相関になることを利用している。

モバイル無線では、通常、基地局とUEの双方でアンテナダイバーシチが用いられている。

フェージングとダイバーシチ



2つのアンテナ素子を一定距離以上離すと両素子での受信強度は同じように変化しないので、受信強度の高い方を選択すると安定した受信ができる。

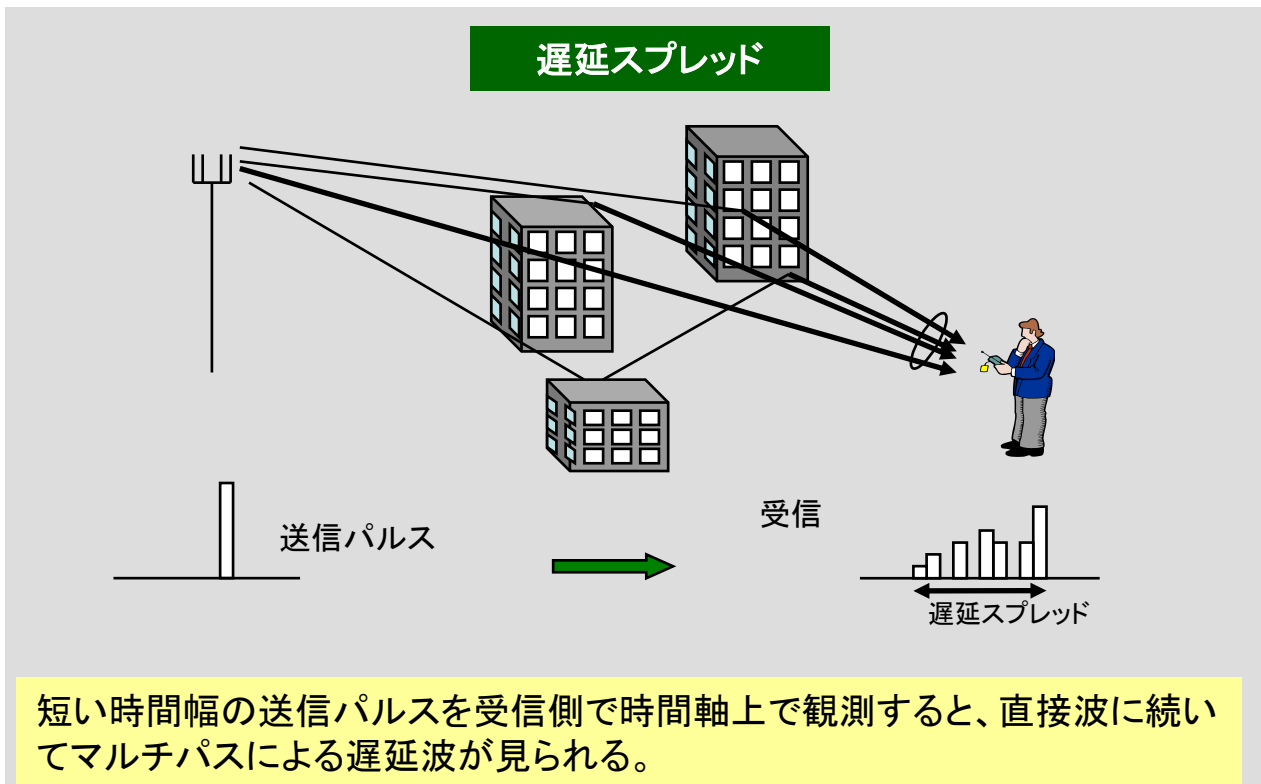
マルチパスによる受信信号の広がり

送信機から送信された短い時間幅のパルスを受信側で観測すると、マルチパスがある場合には、反射波や屈折波は最も早く受信される直接波より遅れて到達するため、受信信号は一定の広がりを持つようになる。

これを遅延スプレッドと言い、都心部での典型例では1マイクロ秒程度、伝播距離に換算すると300m程度の時間差に対応する広がりとなる。

そこで、信号をシングルキャリアにて送信し、その伝送速度を増加させていくと、シンボル間の間隔が次第に短くなり、マルチパスによる遅延波が後続シンボルと重なるようになって品質劣化(符号間干渉)が大きくなる。

一方、多数の低速サブキャリアを多重する第4世代のOFDM/OFDMAでは、各サブキャリア周波数は15kHzと低速固定であり、1シンボル長は67マイクロ秒とマルチパスでの遅延スプレッドに比べて十分長いので符号間干渉が生じることはない。



電子制御により通信相手方向にビームを指向

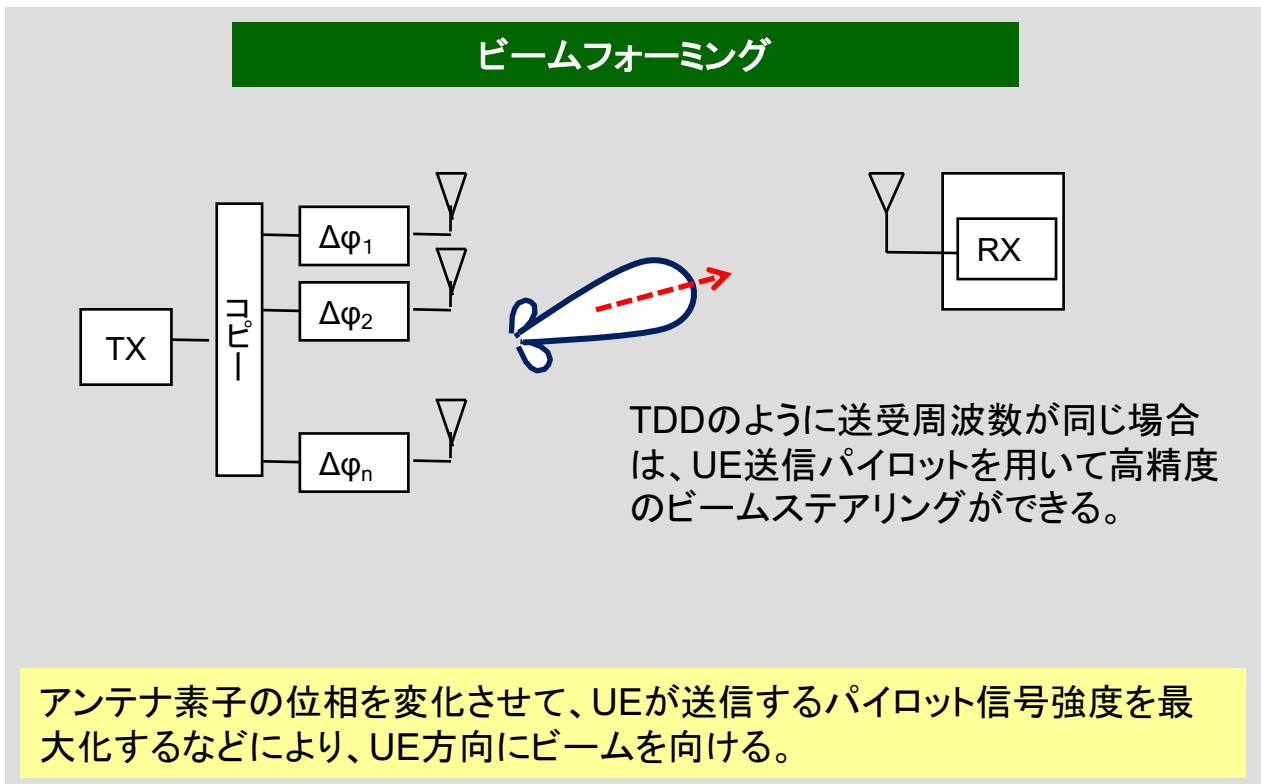
多くのアンテナ素子をもつ無線局では、各アンテナへの送信信号あるいは受信信号の位相や利得(振幅)を変えることで、これらの信号の合成であるビームの方向や形状を変化させ、受信側でのS/N改善を図ることができる。これを、ビーム形成の意味でビームフォーミング(Beamforming)と言う。

ビームフォーミングには大別して、2つの手法がある。

その一つは、特定UE方向への電力を最大化する手法(ビームステアリング)である。

他の一つは、複数UE間の干渉を最小化する手法(マルチステアリング)であり、他のUE方向からの電波の受信を抑えるとともに、その方向への送信を抑圧するように制御する。

ビームフォーミングを行うアンテナはアダプティブアレイ、あるいはスマートアンテナと呼ばれることがある。



送受ともに複数アンテナを用いる

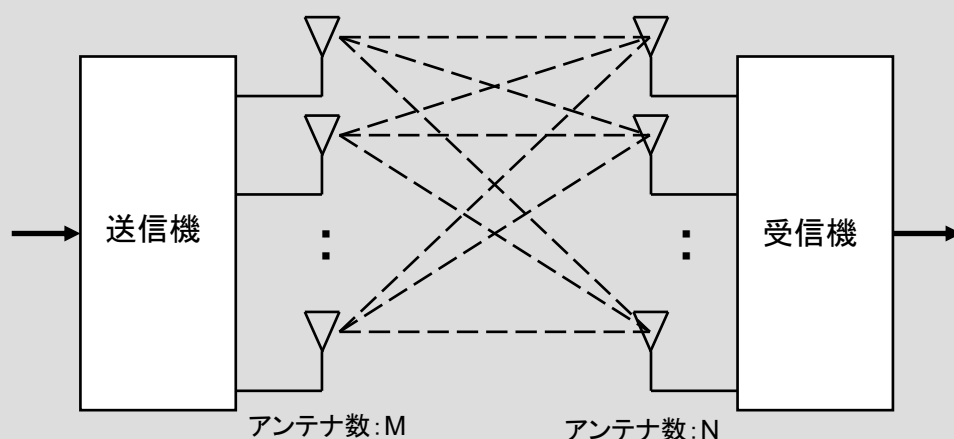
MIMOは送信側と受信側のそれぞれに、複数のアンテナと送受信回路を備えたものであり、各アンテナ間のチャネル状態(利得と相対位相)を知ることによって複数の独立した伝送路を作り、高速化する(空間多重)技術である。

MIMOで同時伝送できる最大ストリーム(レイヤー)数は、送受信アンテナの数のうち少ない方に等しい。例えば、MIMOを利用しない場合の通信速度を50Mbpsとすると、送信が3素子、受信2素子のMIMO利用では最大100Mbpsとなる。

ただし、MIMOの各ストリームのS/Nは単一アンテナでのS/Nより悪くなる。そこで、電波状態が悪い場合には、アンテナダイバーシティやビームフォーミングの方が勝るため、MIMOとこれらの技術とを電波状態により切り替えて使うのがいい。

第4世代では基地局側で最大8個、UE側で最大4個までの8x4MIMOが規定されている。第5世代では、28GHzといったサブミリ波の利用も考慮して、基地局では最大256、UEには最大32までのMIMOが規定されている。

MIMO (Multiple Input Multiple Output)



MIMOで同時伝送できる最大ストリーム(レイヤー)数は、送受信アンテナの数のうち少ない方に等しい。

4G仕様では最大8x4, 5G仕様では最大256x32のMIMOが規定されている。

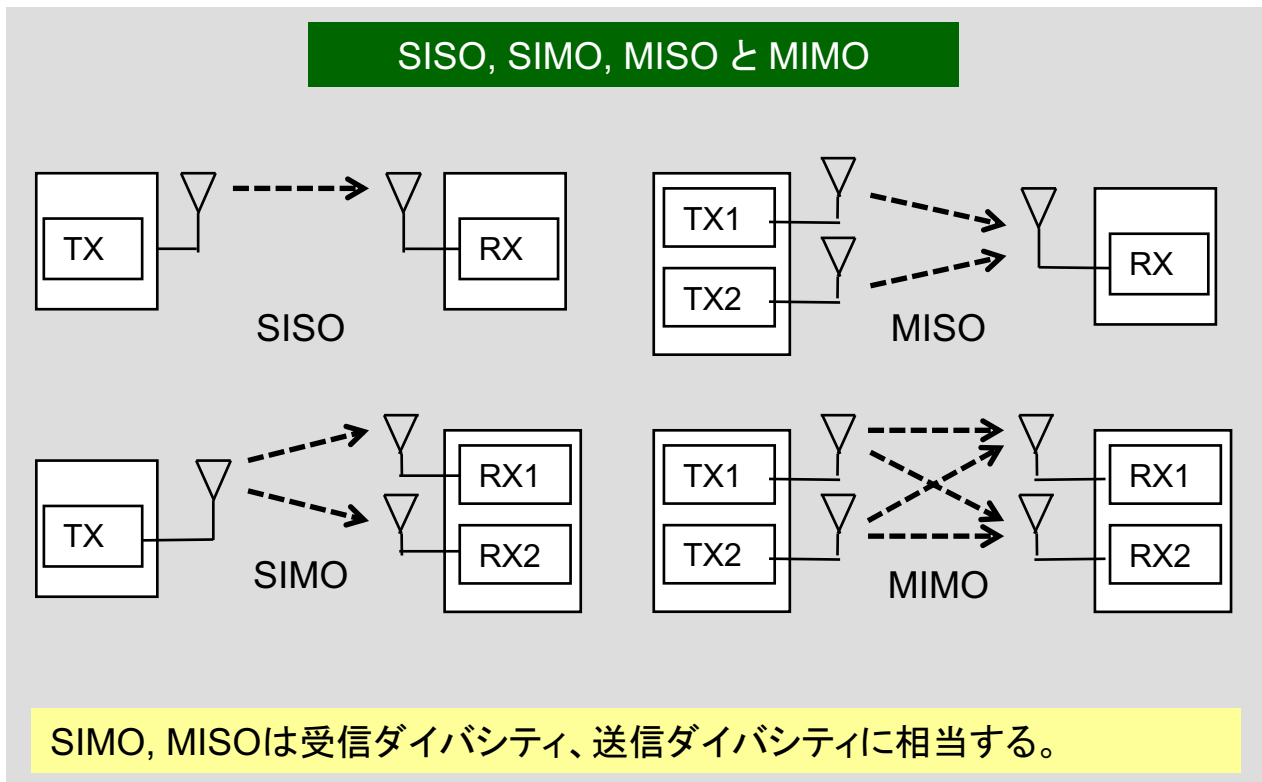
SISO, SIMO, MISO

多入力・多出力を意味するMIMOに対して、送信あるいは受信側のアンテナが一つである場合はSISO, SIMO, MISOと称される。

このうちSISO(単一入力・単一出力)は標準的な伝送モードである。

SIMO(単一入力・多出力)は、受信側のみが複数アンテナ(回路)をもつ方式であり、受信ダイバーシチに相当する。フェージングにより受信レベルが変動する時、2つのデータストリームを加算あるいは一方を選択することにより、受信S/Nが改善できる。

MISO(多入力・単一出力)は、送信のみ複数アンテナを持つ方式であり、送信ダイバーシチに相当する。空間周波数ブロック符号(SFBC)を用いるなどにより、フェージング環境下での受信S/Nが改善できる。しかし、SIMO, MISOとも、送受アンテナ間で同時に複数ストリームを伝送することによる通信容量の増加はできない。



MU-MIMOは空間多重の1種

MU-MIMOは、複数のレイヤーを空間的に分離し、時間と周波数位置が同じであるリソースブロックの各々を別々のユーザに割当て、同時並列に伝送するものであり、空間多重アクセスの一種である。いわば、基地局と各ユーザとの間で、別々のホースで水を供給するようなもの。

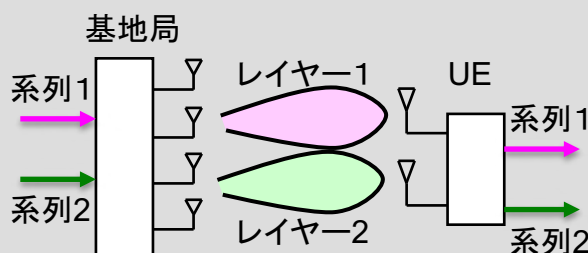
これに対して、送受信局が1対1のMIMO、即ち、1つのUEが複数レイヤーを同時使用する形態がシングルユーザMIMO(SU-MIMO)である。いわば、基地局と単一ユーザの間で複数のホースにて水を送るようなもの。

ここで各ホースの太さ(あるいは流量)に相当する伝送速度は、MIMOアンテナ特性と伝搬路の状態に依存し、条件の良いホースは太く、悪い場合は細くなる。

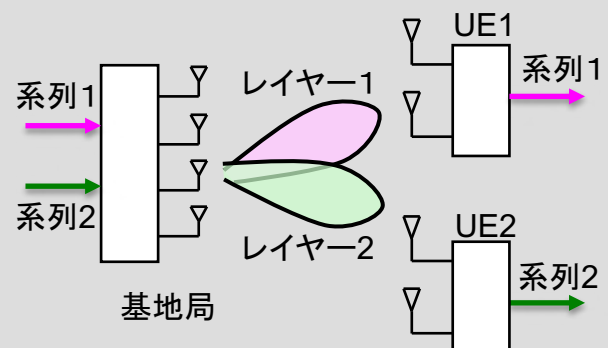
第4世代では8x4、第5世代では256x32までのMIMOが規定されているので、第5世代の規格では、条件が良ければ最大32UEの空間多重が可能になっている。

SU-MIMOとMU-MIMO

【シングルユーザMIMO】



【マルチユーザMIMO】



MU-MIMOは、SU-MIMOにて1つのUEが占有する複数のレイヤーを分離し、複数UEがそれぞれのレイヤーを使用するもの。

ビームフォーミングと空間多重

マッシブ(大規模)MIMOでは、主に次の2つの利用法を想定している。

1. ビームフォーミングによるエリア拡大

各アンテナ素子に給電する電波の位相と振幅を制御し、その出力を合成して鋭いビームを形成し、UE方向へのアンテナ利得を最大にする。

これによってセルエリア拡大の効果が得られる。

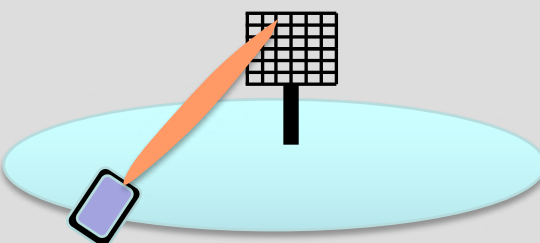
2. 空間多重によるセル容量拡大

マルチユーザMIMO (MU-MIMO) 技術を適用することで、複数UE宛てに複数ストリームを空間多重して同時伝送する。

その際、異なるストリーム間で干渉が生じないように、UEで測定された品質情報(CSI: Channel State Index)の返送を介して、送信側での高精度なプリコーディング処理と受信側での逆演算とが必要である。

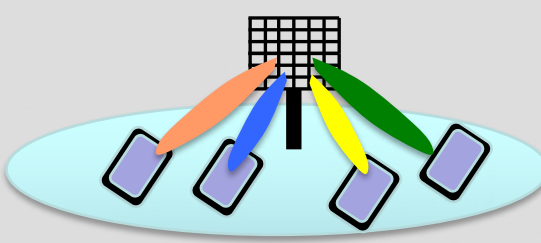
マッシブMIMOの利用法

【ビームフォーミング】



鋭いビームで伝搬ロスを補償して
エリアを拡大

【空間多重】



複数ユーザに同時伝送して
セル容量を増加

同一周波数を切り替え使用するTDDの場合には、チャンネル相対性があるため
チャンネル推定が容易になる。

マッシブMIMOは大きな可能性がある一方、高密度となるアンテナ回路の設計・製造や低コスト化が課題である。

上りリンクではRBごとのS/Nが一定となるように制御

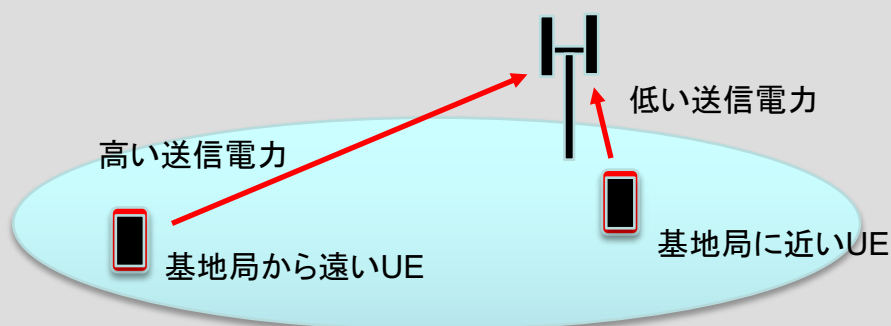
TPC(Transmission Power Control: 送信電力制御)は、伝搬状態による受信品質劣化を送信電力を高めることで補償し、一定受信品質を保つ方式である。

LTEでは、上りリンク(UE→基地局)のユーザデータチャネル(PUSCH)と制御チャネルの全てにTPCを適用する。一方、下りリンク(基地局→UE)では、制御チャネルにはTPCを適用するが、ユーザデータチャネル(PDSCH)にはTPCを適用せず、常時最大電力を送信している。

PUSCHでのTPCは、各UEが送信する品質測定用参照信号の受信結果をもとに、基地局がTPCコマンドを作成し、下り制御チャネル(PDCCH)にてUEに通知する。このTPCは距離減衰等による緩やかな変動の補償に留め、約10ms周期で制御する。残留するフェージング等の細かい変動はAMCで補償する。

基地局による各UEへのリソース割当ては刻々変化するので、TPCはRB(リソースブロック)ごとに、RB内のS/Nが常に一定となるように制御している。

TPC(送信電力制御)



フェージング等による細かい変動はAMC(Adaptive Modulation & Coding)にて補償する。LTE下りリンクのユーザデータチャネル(PDSCH)ではTPCを適用せず、基地局は常時最大電力で送信する。

基地局から遠いUEは送信電力を高めることで、一定の受信品質が得られるようにする。

3. 信号処理と変調

(1) UEの機能ブロック

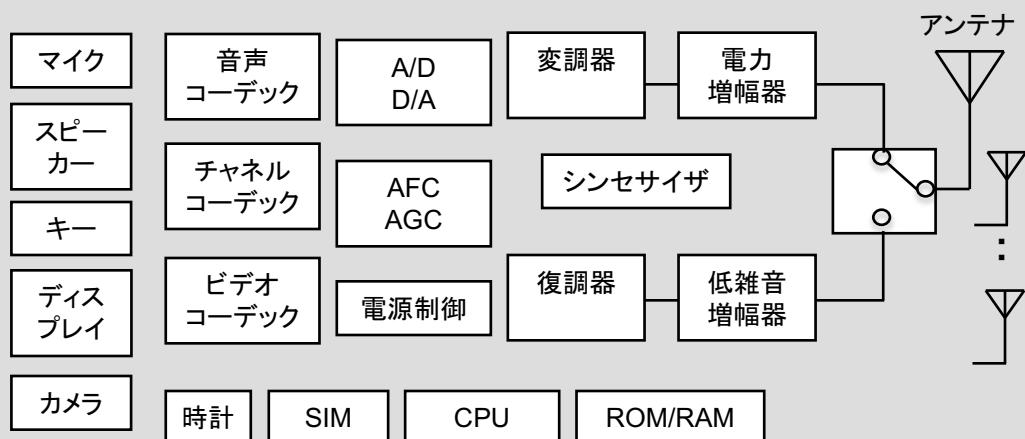
UEは無線局

UEは送信機と受信機をケースに詰め込んだ超小型トランシーバーであり、電波管理の対象となる無線局である。
その送信機の出力は最大数百-数十mWであり、電池容量が限られているため、電力効率が高いGaAs等のトランジスタアンプが用いられている。

一方、受信機入口での受信信号電力は極めて低く、送受の周波数が比較的接近しているが、第2世代以降では送受が同時に生じないため、アンテナ切替器を用いて送信から受信への漏れ込みを防止している。また、800MHz, 1.7GHz, 2.1GHzなどの多周波数帯や、3G/4Gの複数世代信号を処理できる送受信機能を有している。

変復調器を介してアナログ電気信号から変換されたデジタル信号は各種コーデックにて、データ、テキスト、音声、映像等の信号への符号復号が行われる。またUEには、画面表示や操作、スピーカーやマイク等のヒューマンインターフェイス用の各種部品、UE全体の制御や記憶機能を果たすCPUやメモリー、更には、Wi-Fi, Bluetooth, GPSなどの回路が組み込まれている。

モバイル端末の機能ブロック図



携帯電話の内部には多種のアンテナ、送受信機、信号処理回路やヒューマンインターフェイスなどの部品が詰め込まれている。

すべての情報を0と1にして送るデジタル通信

第1世代方式では、電話音声信号の連続的な波形を、そのままの形で送るアナログ通信だったが、第2世代からは、音声信号を含む全ての情報を0と1のビット列に変換して伝送するデジタル通信方式となっている。

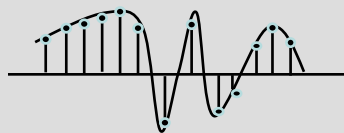
デジタル通信が優れているのは、

1. 受信側では、0か1のいずれかが送られたかを判定すればいいので、ノイズ(雑音)の影響を受けにくい。
2. 文字や画像などのあらゆる情報を送ることができる。
3. コンピュータや半導体技術を使って、ハードやソフトによる複雑な演算、高速処理、大容量記憶が可能となる。

デジタル通信を行うために、本来はアナログ信号である音声や画像を0と1のビット列に変換したり、漢字などの文字は2進数コードに対応させる情報源符号化が行われる。

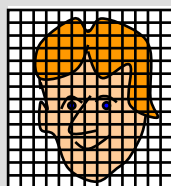
情報源の符号化

【音声】



一定間隔時点での信号レベルを2進数値で表す。(サンプリング処理)

【画像】



たて横のマス目(画素)ごとの色や明るさを2進数値で表す。

【文字】

「A」 → 「1000001」 2進数の文字コードで表す。

文字も音声も画像もサンプリング処理などにより0と1のビット列に変換する。



3. デジタル通信と信号処理

(3) 音声符号化

携帯電話は固定電話と符号化方式が異なる

固定電話では、音声レベルを8KHzの周期で各8ビットにデジタル化するので、そのビットレートは、64Kbps (8bit x 8KHz)になる。

一方、無線チャネルの伝送容量が限られているモバイル無線方式では、人間の声の特徴や耳の特性を利用し、高度なデジタル処理を行うことで、大幅にビットレートを落とすことのできる符号化を行っている。

PHSでは、波形符号化の一種であるADPCM方式を用い、サンプリング時点での音声レベル変化を符号化している。一般に波形符号化方式の音質は高いが、大幅な低レート化は困難である。

LPCは音素ごとのコードを送り、受信側で音素を復元・合成する方法であり、自動アナウンスや読み上げソフト等での技術に近い。

現在の多くのモバイル無線では、音声波形のエンベロープ(包絡線)と音素コードの両方を用いるハイブリッド方式を用い、通信環境や発声状況に応じて、そのビットレートを変化させている。

音声符号化方式

方式	分類	ビットレート(Kbps)	主な用途
PCM	波形符号化	64	固定電話
ADPCM		32	PHS
LPC	分析合成符号化	2.4-4.8	初期の軍用暗号通信
VSELP	ハイブリッド 符号化	11.2	PDC
EVR (SMV)		8 (1~8)	CDMA One (CDMA2000)
AMR		12.2 (4.75 ~ 12.2)	GSM, W-CDMA
EVS		5.9~128	LTE

近年では、ハイブリッド方式を用い、その符号化速度を通信環境に応じて変化させる方式が多くなっている。

VoLTEでは通話しながらデータ伝送も可能

LTEでの音声通信方式であるVoLTE (Voice over LTE)は、以下によって音声品質の改善を図るとともに、通話中の同時データ通信、呼び出し時間の短縮が行われている。

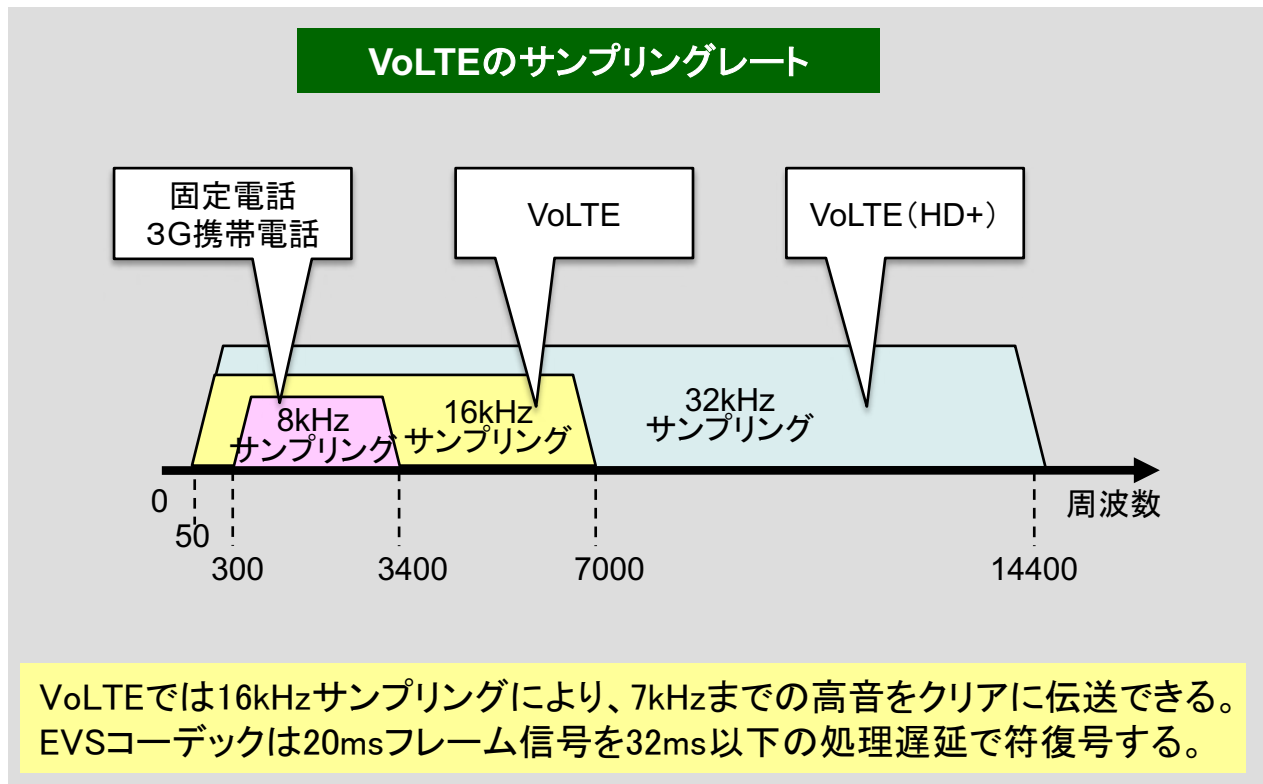
1. サンプリングレート

3Gでは、従来の固定電話網と同じく、8kHzのサンプリングレートをを用い、300Hz～3400Hzまでの音声を伝送していたが、UEとコアネットワーク間をIPパケット伝送するVoLTEでは、16kHzのサンプリングを用いて、50～7kHzの音声信号を伝送する。

この他、32kHz、48kHzでサンプリングする方式も登場している。

2. 音声符号化

3Gまでの無線区間には低ビットレート符号化が用いられたが、VoLTEではEVS (Enhanced Voice Service) 符号化により、背景雑音や背景音楽を含んだ音声を高品質で伝送する。5.9～128kbit/sの幅広いビットレートに対応し、20msの1フレーム単位で任意レートに切替可能などの柔軟性もある。



H264方式の2倍の圧縮効率

H.265 別称HEVC (High Efficiency Video Coding) は、ITU-Tが2013年にH.264/MPEG4 AVCを引き継ぐ動画圧縮方式として定めた規格である。

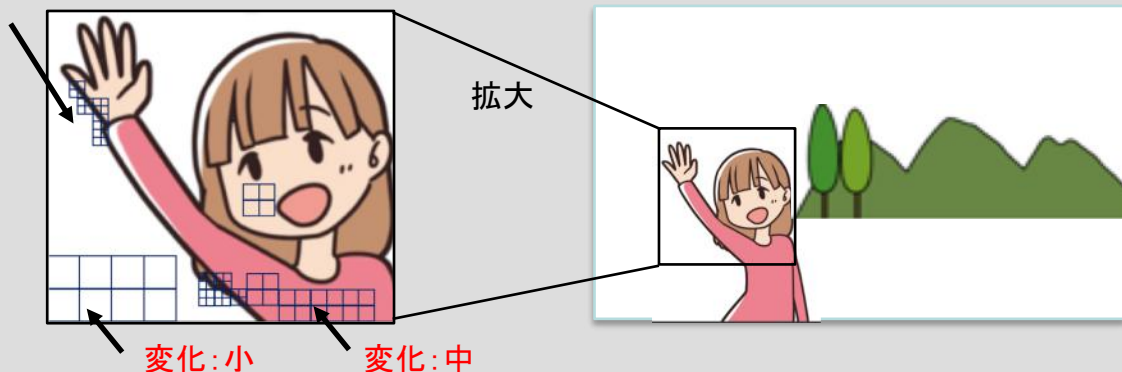
Windows、macOS、Android、iOSがデフォルトでサポートしており、UE向けの映像配信や4K,8Kの高精細映像に使用されている。

動画像の場合、符号化する画素は空間的に隣接する画素や、時間的に近い画素との相関が高いため、フレーム(画面)内予測とフレーム間予測という2つの予測が用いられる。このうち後者では、複数画素のブロック単位でシーンや物体の動きをベクトル情報として抽出し、送信する。受信側では、ブロック毎にベクトル情報を適用して最新フレームを構成する。

H265の基本方式はH.264/AVCのそれと同じであるが、予測ブロックサイズの大型化や予測精度の向上などにより、圧縮効率をH.264/AVCの約2倍、即ち、同等品質の動画像を1/2のビット数で送信可能になっている。

フレーム間予測でのブロックサイズ最適化

変化:大



変化の少ないブロックは大きいブロックで、変化が大きいブロックは小さいブロックとして符号化する「変化量に応じたブロックサイズの最適化」を行なっている。

ブロックごとに、動きの大きさと方向をベクトル情報として抽出し、送信する。H.265では、H264より大きなブロックサイズの選択が可能になっている。

情報を電気信号に乗せる

通信分野で「変調」とは、情報の伝送や記録のために、媒体(メディア)の電気的特性の一部を、情報に対応させて変化させることを言う。

たとえば、「のろし」や手旗信号も、遠くに情報を伝えるという意味では、広義の通信であり、煙のありなし、手旗の方向を情報に対応させて「変調」しているといえる。

アナログの電気通信では、正弦(サイン)波の3つの成分(振幅、周波数、位相)のいずれかを、情報に対応させ連続的に変化させるので、それぞれを振幅変調(AM)、周波数変調(FM)、位相変調(PM)という。

デジタル通信では、振幅、周波数、位相を、0か1かの2値に対応させて変化させるので、電鍵を叩くことに由来するキーイングという言葉を用いて、それぞれASK, FSK, PSKと呼んでいる。

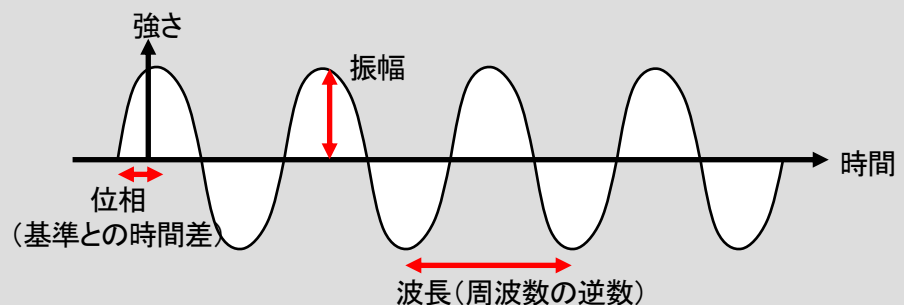
アナログ変調とデジタル変調

アナログ変調方式

AM: Amplitude Modulation (振幅変調)
 FM: Frequency Modulation (周波数変調)
 PM: Phase Modulation (位相変調)

デジタル変調方式

ASK: Amplitude Shift Keying (振幅偏移変調)
 FSK: Frequency Shift Keying (周波数偏移変調)
 PSK: Phase Shift Keying (位相偏移変調)



送信したい情報に合わせて電流や電波の振幅、周波数、位相のいずれかを変化させる。

PSK変調の波形

変調される高周波のことを情報を乗せて運ぶ波という意味で、搬送波(キャリア)と呼んでいる。

デジタル変調方式のうち、最も基本的で広く使われているのがBPSK(2相PSK)であり、情報の"0"には搬送波の位相を0度変化(変化なし)、“1”には180度だけ変化させる。ここで位相とは、基準となる搬送波に対する時間軸上のずれである。

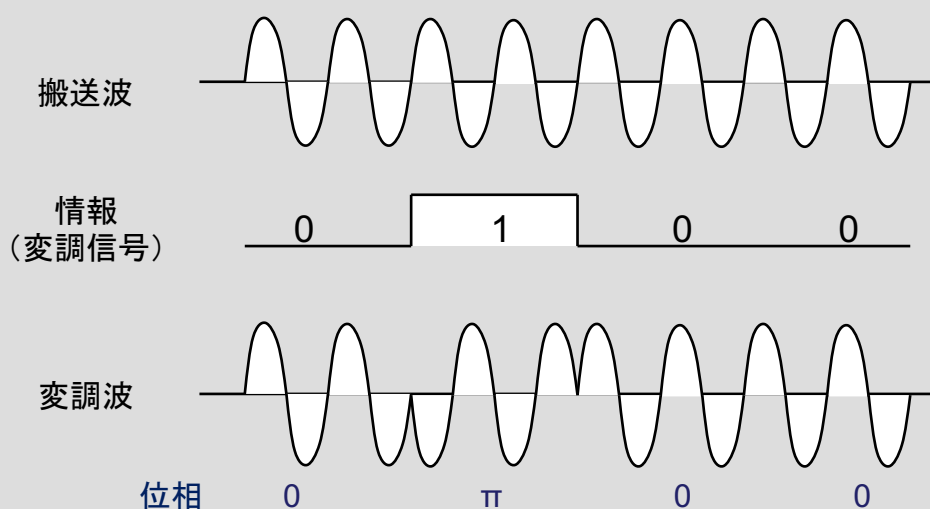
電気回路上にて搬送波(の電流や電圧)は次のように表される。

$$A(t) = A \sin(\omega_c t + \Phi)$$

ここで、Aは振幅、 ω_c は角周波数($2\pi \times f_c$)、 Φ は位相を示し、BPSKで変調された Φ は0または π (180°)の2つのいずれかの値をとる。

また、QPSK(4相PSK)での Φ は0, $\pi/4$ (45°), $\pi/2$ (90°), $3\pi/4$ (135°)のいずれかの値をとる。

BPSK(Binary Shift Keying) の時間波形



BPSKは、0/1の信号に対応させて、搬送波の位相を 0° (変化なし)、または 180° 変化(波形を反転)させる。

コンステレーション

ω_c の角周波数をもつ正弦波は、互いに90度位相のずれを持つsinとcosの2つの成分に分離できる。(三角関数の加法定理)

$$A(t) = A \sin(\omega_c t + \Phi) = A \cos\Phi \sin \omega_c t + A \sin\Phi \cos \omega_c t$$

通信では、高周波の搬送波 $\sin \omega_c t$, $\cos \omega_c t$ の係数にあたる $A \cos\Phi$, $A \sin\Phi$ が送信する情報によって変化する部分となる。そこで、より一般的に、

$$A(t) = I(t) \cos \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t$$

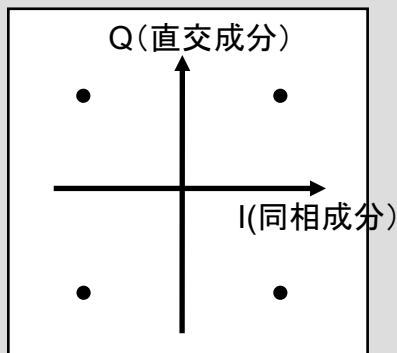
とし、 $I(t), Q(t)$ の組を $\cos \omega_c t$, $\sin \omega_c t$ をxy軸とする空間上に表すと、変調信号が「止まって見える」ようになる。これを星状配置(コンステレーション)という。

(I, Q)として(1,1),(1,-1),(-1,-1), (-1,1)の4つの信号点をもつのがQPSKである。また、16(64)QAM変調では16(64)個の信号点を有するコンステレーションになる。

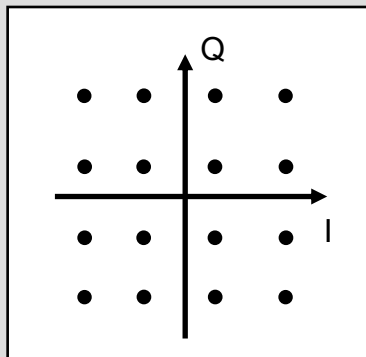
QAM: Quadrature Amplitude Modulation

コンステレーション

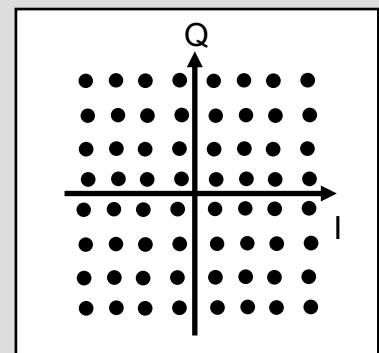
QPSK



16QAM



64QAM



5G方式では、伝搬状態が良い場合には256QAMも使用される。

コンステレーションは、あたかも、「搬送波という乗り物」上にて、乗り物状態の時間変化(情報)を見るようなもの。シグナルアナライザ画面で観測できる。

位相回転は $e^{j\theta}$ で表される

シンボル点の振幅、位相を示すIQ平面にて、直交成分を表すQ軸を虚数軸とすることで、シンボル点の座標は次の複素数で表わされる。

$$Z = I + jQ = A \cos \theta + jA \sin \theta = A e^{j\theta}$$

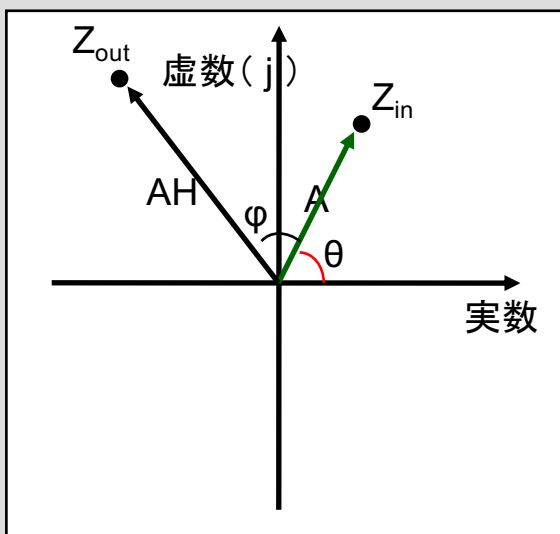
Aは振幅、 θ は位相角である。 j は $j^2 = -1$ となる虚数であり、これを i としないのは、電気工学で i は専ら「電流」を表すので紛らわしいため。 e は自然対数の底であるネイピア数(=2.718...)である。

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$$

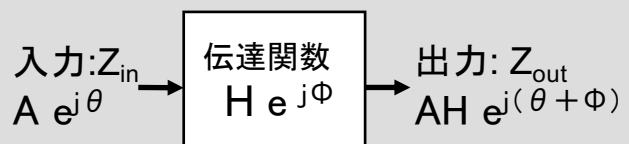
は、オイラーの公式であり $e^{j\theta}$ の乗算は複素平面上で原点を中心とした角度 θ の回転にあたる。

電気回路や伝搬路にて入力信号($A e^{j\theta}$)の振幅がH倍に、その位相が ϕ だけ遷移したとすると、出力信号は $AH e^{j(\theta + \phi)}$ となる。

変調信号点の複素表現



$$Z = A \cos \theta + j A \sin \theta = A e^{j\theta}$$



オイラーの公式にて、 $\theta = \pi$ として得られる $e^{j\pi} + 1 = 0$ はオイラーの等式であり、「博士の愛した数式」(小川洋子著)にも登場する美しい数式。

伝達関数が $H e^{j\phi}$ の回路を通すとシンボル点の振幅はH倍になり、位相は ϕ の回転を受ける。

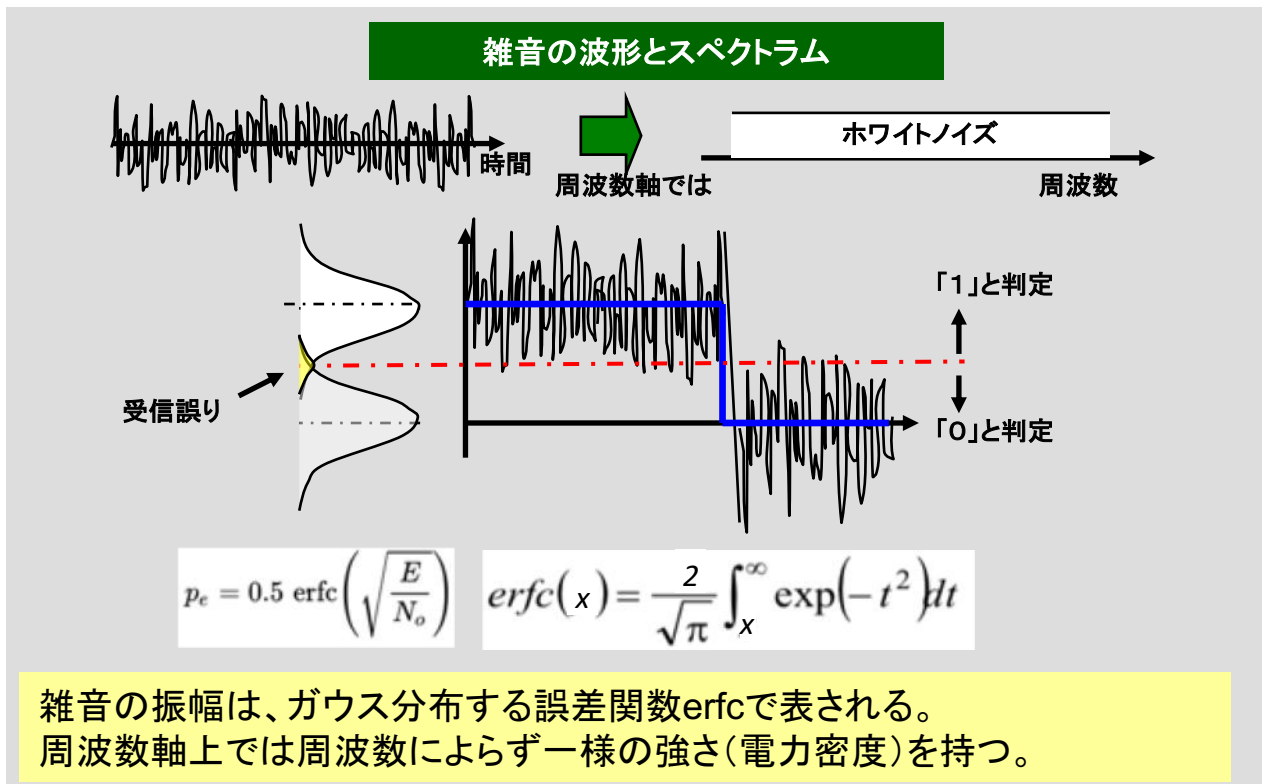
符号誤り

受信機でなぜ誤りが起こるのだろうか。

それは、送信機や受信機内部で信号波形が歪んだり、マルチパス伝播の結果、隣同士の符号が重なり合うことでも発生するが、一般には、様々な雑音(ノイズ)が混入するからである。

自然界では地上の物体や外部の天体が極めて微弱な電波を出している。また、受信機自身も熱を持つので、熱雑音と呼ばれる雑音を発生する。

受信機入力では、それらの雑音が信号の位相や振幅に重畳する。色々な光が交じり合うと白色になることに例えて、このような雑音は白色雑音(ホワイトノイズ)と呼ばれる。白色雑音の瞬時の振幅は、ガウス分布で表される確率分布となるので、復調器は、誤差関数の確率で誤った判定を下すことで符号誤りが発生する。





3. 信号処理と変調

(10) 符号誤り率特性

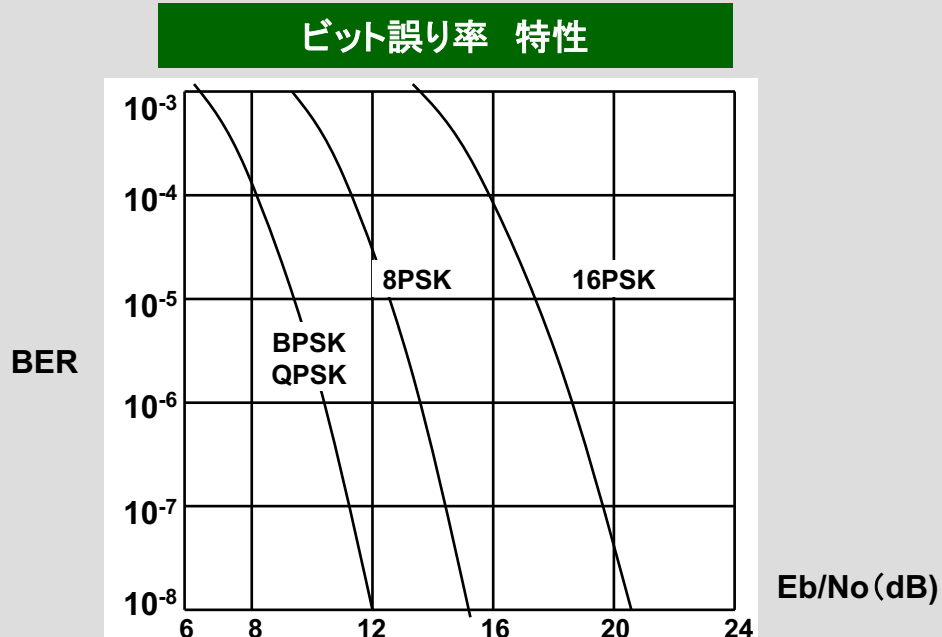
BPSKとQPSKが最も優れた特性をもつ

全ビット数に対する符号誤りビットの割合をBER (bit error rate: ビット誤り率) といい、通常、10の指数を用いて表す。例えば、伝送路のBERが 10^{-6} とは、 10^6 ビット、すなわち100万個のうち1個の割合でビット誤りがあることをいう。

各種デジタル変調方式のBERは、変調された信号の電力と、雑音電力の比で決定され、信号電力を増加するとBERは減少する。

BER特性(下図)では、普通、横軸を1ビットあたりの信号電力と1Hzあたりの雑音電力の比(E_b/N_0)に対して表す。

BPSKとQPSKは、最も優れたBER特性を有するので、携帯電話の上り回線のように、送信電力が限られる場合などに適している。一方、多値変調はBER特性は劣るが、信号電力の増加によりBERが改善できるので、下り回線に向けた方式といえる。



QPSKは正弦波と余弦波という互いに独立した2つの搬送波にBPSK変調を行うとみなせるので、BPSKと同じBER特性をもつ。



3. 信号処理と変調

(11) 符号誤りの検出と訂正

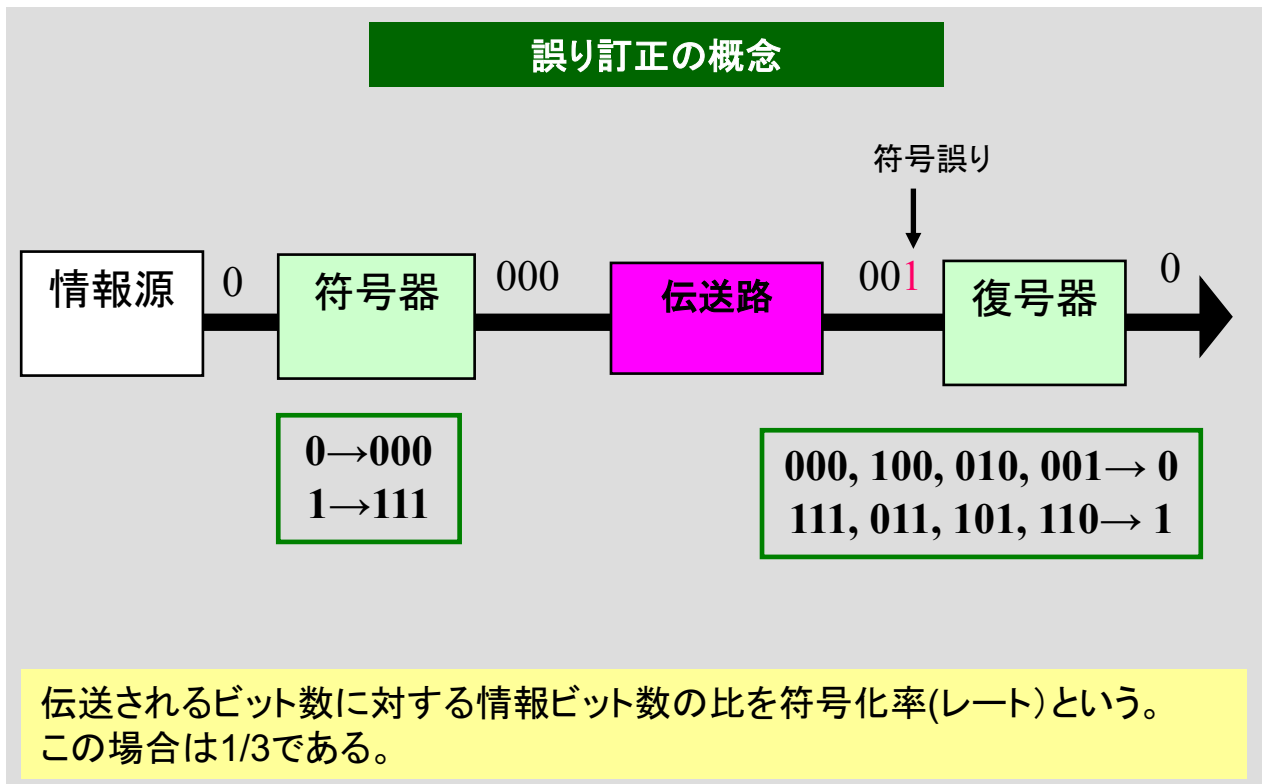
誤り検出・訂正用の冗長ビットを付加して送信

デジタル通信では、通信中の符号誤りをゼロ、又は極力少なくする必要がある。しかし、実際の伝送路では符号誤りが起こるので、これを検出・訂正する処理として、FECやARQなどが行われる。

FEC (Forward Error Correction) は、決められた規則で受信側が誤り検出や訂正ができるように余分のビットを付加して伝送する方式であり、逆方向チャンネルが必要なARQ (Automatic Repeat reQuest) と異なり一方向だけで動作する。

FECの最も単純な例は、元の情報ビットを3度繰り返し伝送する方法である。受信側は、3ビットの多数決により、0/1を決定する。下の場合、“111”の先頭2ビットが誤った場合も同じ“001”となるが、“000”が“001”に誤る確率の方が大きいので、「0」が送信されたものと判断する方が誤り率を改善できる。

なお、ARQはエラーフリーが要求される伝送で使用され、受信側で誤りが検出された(あるいはタイムアウトとなった)パケット全体の再送を逆方向チャンネルを用いて送信側に要求する方式である。





3. 信号処理と変調

(12) 最も簡単なFECの例

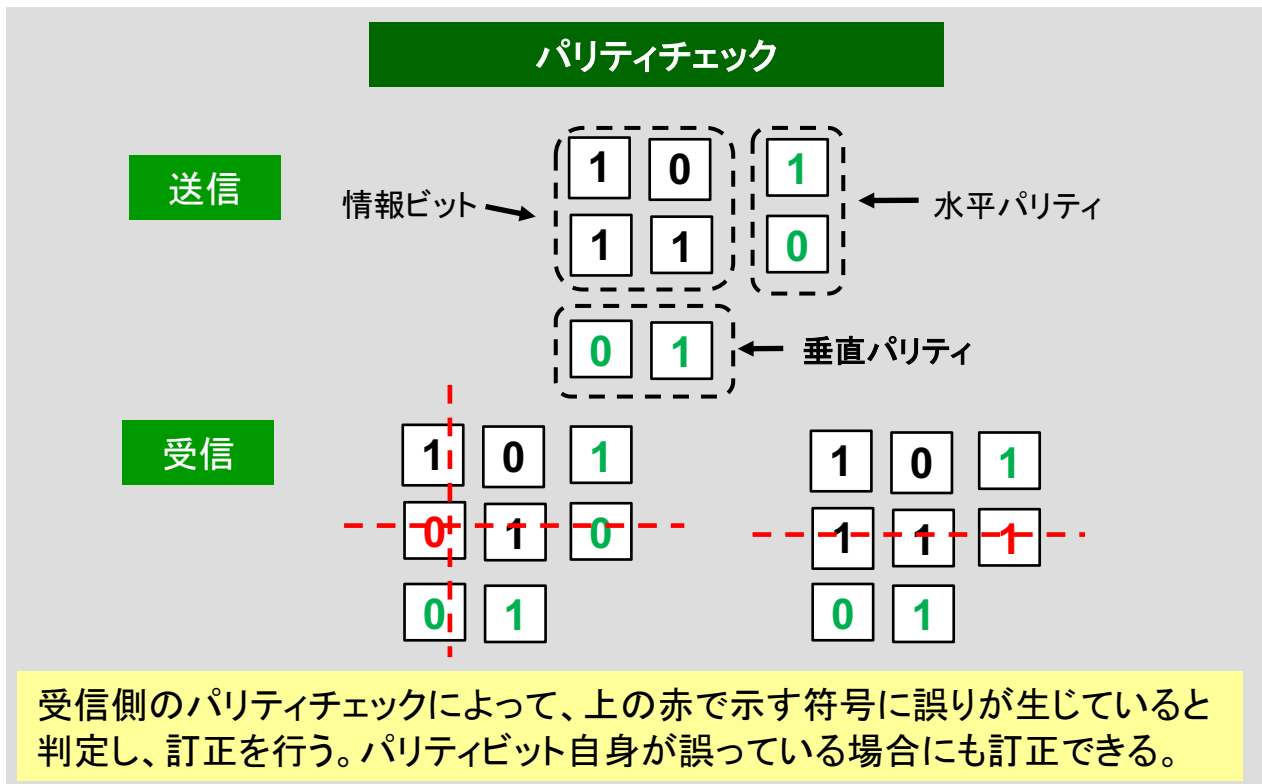
パリティチェック

記憶装置への記録の際などに用いられているパリティも誤り検出・訂正符号の一種である。

一組の情報ビット中の「1」の個数の奇偶によって、1または0とする検査ビット(パリティビット)1ビットを付加して送信する。受信側でも同じように、情報ビット中の「1」の個数を検査し、検査ビットの結果と比較して、合っていれば「誤りなし」、合っていなければ、「誤りあり」とする。この方法で1ビット誤りが検出できる。

更に、情報ビットを下図のように2次元に並べ、各行と各列のパリティを付加すると、1ビットの誤りであれば、受信側では誤りの位置がわかるので訂正することができる。

一般に、誤り検出や訂正用に余分の検査ビット(冗長ビット)を多く加えていくと、より多くのビット誤りの検出や訂正が可能になる。

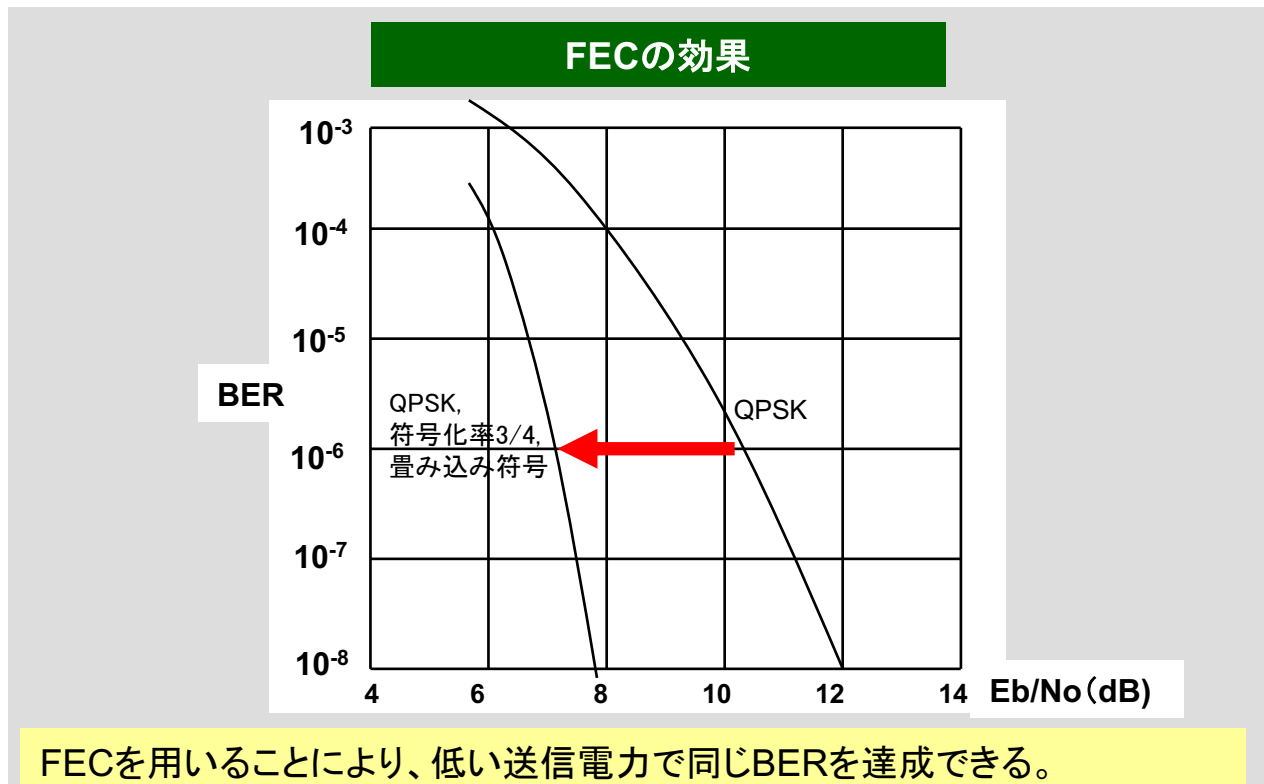


BER特性を大幅に改善

FECによる改善効果をBER特性例でみると下図になる。

これは、畳み込み符号という符号を用い、情報ビット3ビットに誤り訂正用ビットを1ビットの割合で付加した例であり、FECを使用しない場合に比べ、 10^{-6} のBER付近では約4dBの改善効果、つまり、送信電力を4dB下げられることを示している。同じ情報量を送る場合、誤り訂正用ビットの付加により、3割ほど余分な周波数帯域が必要になるが、送信電力を約半分にできるという大きな効果がある。

通常、FECは、最悪でもBERが 10^{-4} 程度の伝送路で使われる。これは100ビットを1パケットにする場合、100個のパケットあたり1ビットの誤りが起こる頻度に相当する。1パケット内に2ビット以上の誤りを含むパケットの数は、1ビット誤りを持つものに比べて格段に少ない。パリティの例でみたように、1ビット誤りは簡単に訂正できるので、FECの適用により劇的にBERが改善できるわけである。





3. 信号処理と変調

(14) シャノンの定理

伝送速度の理論上の上限値

シャノン・ハートレーの定理ともいう。

帯域幅がB(Hz)、信号電力と雑音電力の比がS/N(真数)の伝送路にて、誤りなく伝送できるビット数の上限値である通信容量C(bit) は次式で表される。

$$C = B \times \log_2(1 + S/N)$$

帯域に制限が有る場合でも、信号電力を増やすことで、際限なく通信容量が増加できることになる。

一方、逆に信号が雑音に埋もれてしまうような条件下、すなわち、S/Nが1以下でも情報伝達が可能なことも示している。

S/Nが悪い場合には、受信側で受信誤りを訂正するための余分の情報を付加することで、伝送速度は落ちるものの情報伝達が可能になる。通信容量は、Bを大きくして、信号を広い帯域に拡散させることでも確保できる。

シャノンの定理による通信容量の上限

S/N (dB)	1Hzあたりの通信容量上限(ビット)
10 ¹⁰ (100dB)	33.2
10 ⁵ (50dB)	16.6
10 (10dB)	3.46
1 (0dB)	1
10 ⁻¹ (-10dB)	0.14
10 ⁻² (-20dB)	0.014

【近似式による計算】

S/N>>1の場合、 $C \approx 0.332 \cdot B \cdot (S/N)$ (S/N)としてdBの数値を代入する。

S/N<<1の場合、 $C \approx 1.44 \cdot B \cdot (S/N)$ (S/N)として実数を代入する。

BとNが決まっている場合、信号電力の増加に対する通信容量の増加は、直線(比例)的でなく、対数的な増加にとどまる。



3. 信号処理と変調

(15) 主なFECの種類

ブロック符号と畳み込み符号

FECでは送信側は情報系列から計算される冗長ビット系列を情報系列に付加して送信する。一方、受信側では、受信した情報からの代数演算、あるいは、確率(尤度)計算によって伝送路で生じた符号誤りを訂正する。

FEC方式には、大別して固定長のブロックごとに符号化を行うブロック符号と、任意の長さのビット系列に適用する畳み込み符号がある。また、2種類の符号を連結使用すると、誤り訂正能力が更に向上する。

4G/5Gのユーザデータチャネル(PUSCHとPDSCH)では、4GにTurbo, 5GにLDPCがそれぞれ使用される。一方、制御チャネル(PUCCHとPDCCH)には、畳み込み符号の一種のTBCC(Tail-Baiting Convolutional Code), ブロック符号の一種のPolarが4G, 5Gのそれぞれにて使用される。

2つの畳み込み符号を組合せたTurbo符号や、疎行列パリティ検査符号を用いたLDPC(Low Density Parity Check)符号はシャノン限界に迫る優れた特性を有するFEC方式として、WiFi等でも使用されている。

主なFECの方式

種類	符号	特徴	衛星通信以外での利用
ブロック符号	BCH	ガロア有限体を元に最も研究されてきた巡回符号	(初期の)移動通信の制御回線
	RS	BCHの拡張。8ビット(バイト)単位で訂正する方式が多い	地上デジタル放送, CD, DVD, QRコード
	Golay	12ビットを24ビットに符号化	(初期の)移動通信制御回線
ブロック符号の変形	LDPC	シャノン限界に迫る特性	携帯電話, Wi-Fi, WiMAX
畳み込み符号	CC	ビタービ復号法を適用	携帯電話, Wi-Fi, WiMAX
畳み込み符号と多値変調	TC8PSK	トレリス符号化8PSK	デジタルTV放送
2つの畳み込み符号	Turbo	シャノン限界に迫る特性	携帯電話, WiMAX
接続符号	CC-RS	CCとRSの連結	デジタルTV放送
	CTC	畳み込み符号とターボ符号	携帯電話, WiMAX
	LDPC-BCH	LDPCとBCH符号の連結	欧州地上デジタル放送

近年は、TurboやLDPC, 接続符号が広く使われるようになった。

FDMAとTDMA

多元接続(マルチプルアクセス)とは、同時に複数の通信を可能にすることを言う。

第1世代のアナログ方式では、多元接続方式としてFDMAが使用された。FDMAでは、通信ごとに基地局が異なる周波数スロットを割り当てる。基地局側でチャンネル毎に多数の変復調器が必要であること、(デジタル化も可能だが、)多様なチャンネルの柔軟な収容が困難であり、周波数利用効率が悪いのが欠点だった。

これに対して、第2世代では個々の通信に短い時間(タイムスロット)の単位で通信チャンネルを順番に繰り返し割り当てるTDMAが使用されている。TDMAでは、基地局の変復調器を1つにできること、音声・データの両方を多重できるのでデジタル通信と相性がいいことから、日本以外の殆どの国で標準となったGSMの多元接続方式として長く使用されてきた。

その後の第3世代、第4世代の多元接続方式には、CDMA、OFDMAが用いられている。

FDMA (Frequency Division Multiple Access)

↑周波数

時間 →

同時でも声の高さの違いでわかるよ

TDMA (Time Division Multiple Access)

↑周波数

時間 →

10秒ずつ順番に話して

TDMAは、順番に割り当てられた時間だけ話すのに似ている。

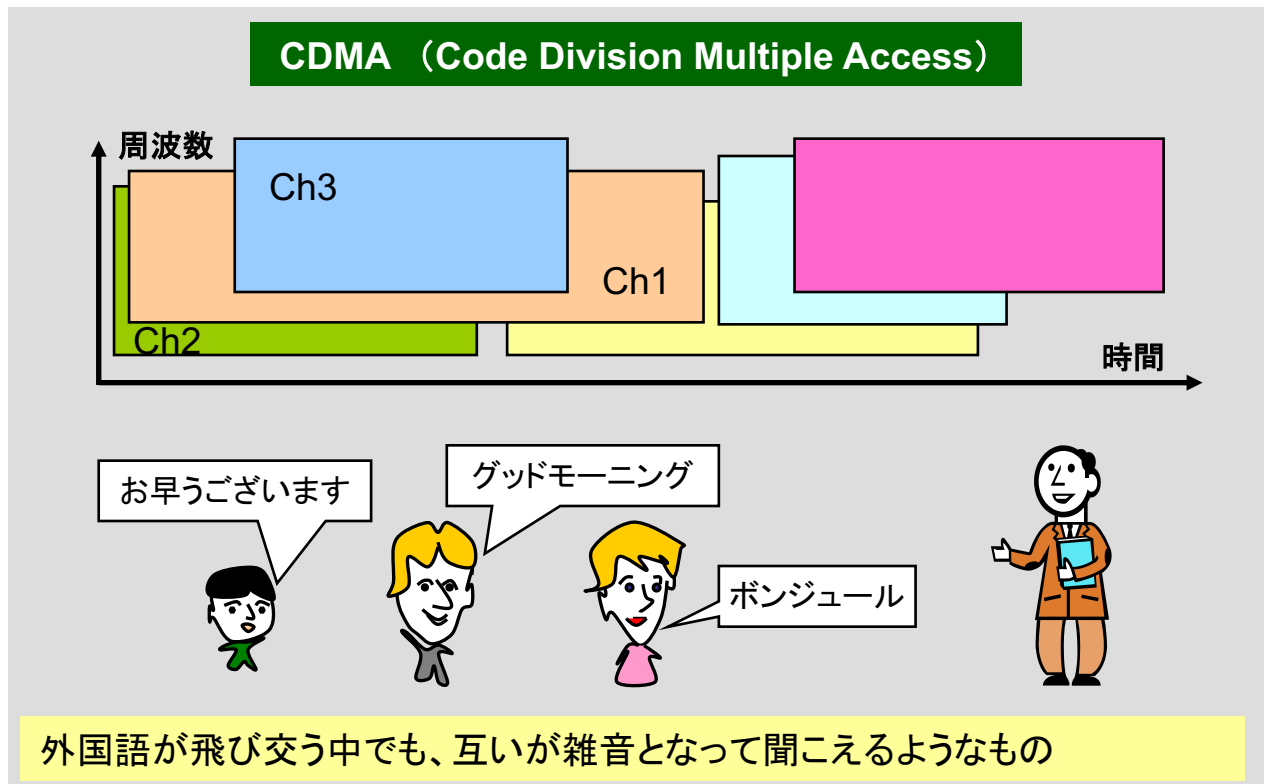
CDMA

第3世代では、W-CDMAとCDMA2000の多元接続方式としてCDMAが利用された。

CDMAの変調方式はスペクトラム拡散方式と呼ばれ、軍用暗号通信から民生用に発展した技術である。回路が複雑なため実用化が難しかったが、デジタル信号処理技術の進歩により実現可能になった。

CDMA方式では、個々の通信に異なるコード(拡散コード)を割り当て、これを送信情報に掛け合わせて広い帯域にスペクトラムを拡散させて送信する。多数のユーザは同時に時間と周波数を共有するが、各々の拡散コードが異なるため、相互は雑音のように扱われる。

CDMAには、①周波数利用効率の改善、②近接セル間で同一周波数の利用が可能 ③レイク受信やソフトハンドオーバーが可能などの長所がある。



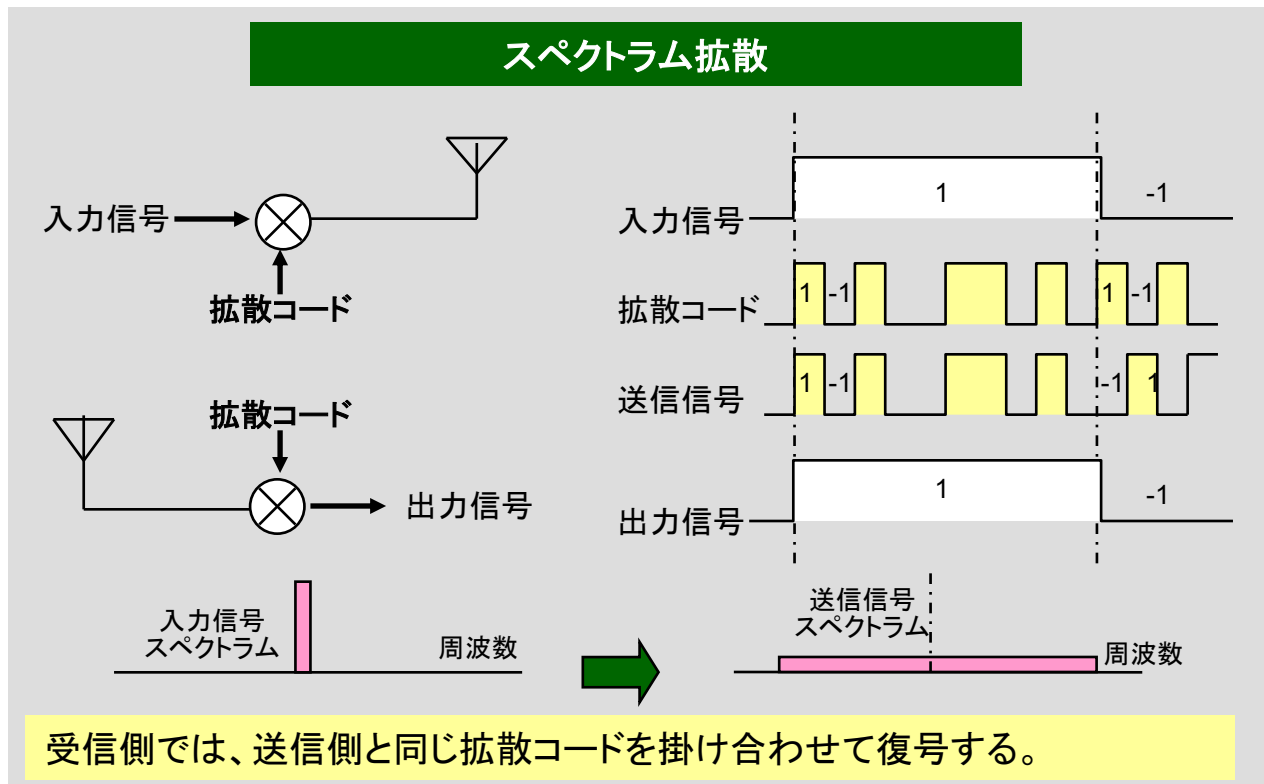
スペクトラム拡散

第3世代の多元接続方式であるCDMAでは、送信符号に送信符号のパルス周期に比べて非常に短いパルス周期をもつ拡散コードを掛け合わせて送信する。

一方、受信側は、同じ拡散コードを掛け合わせる逆拡散を行うことで元の信号が復元される。それは、 $1 \times 1, (-1) \times (-1)$ はいずれも1になるからである。

拡散コードは、異なる通信チャネル毎に別のコードが割り当てられ、互いの拡散コード間の相関は非常に少ないので、互いの拡散コードを掛け合わせるとほぼゼロとなることから、別の拡散コードで拡散された信号が重畳しても雑音のように扱われる。

このように、微小電力を広い周波数帯域に拡散するので、CDMAの変調方式は別名、スペクトラム拡散方式とも呼称される。



FDMA方式の変形に先祖返り

LTEやWiMAXでは、無線チャネルの多重方式にOFDM方式を採用している。

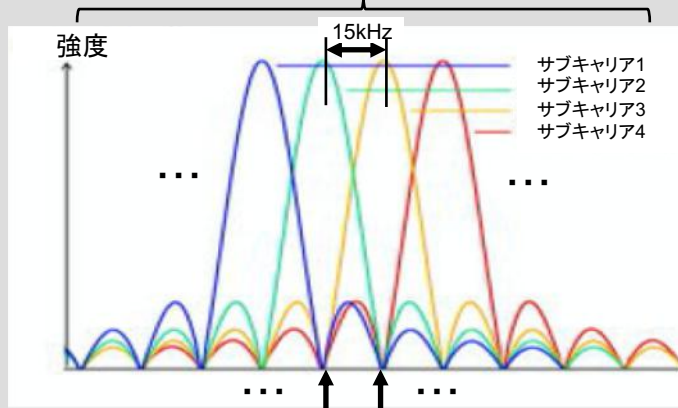
OFDMは、チャネル毎に異なる周波数の電波を使用するFDM方式での周波数間隔を極限まで狭めることで利用効率を改善した方式であり、すでに地上デジタル放送や無線LAN等で広く利用されている。サブキャリア数を連続的に増やしていくことで順次高速化できる拡張性(スケーラビリティ)や、MIMOアンテナとの相性が良いこともOFDMの大きな長所である。

デジタル信号変調波スペクトラムには山と谷が交互にあり、信号強度がゼロとなる周波数が等間隔に並んでいる。そこで、この谷の周波数に、別のサブキャリアの中心を配置することで互いのサブキャリアは混じり合わずに伝送できる。

OFDM波の受信や送信には、複雑な時間波形を多数の正弦波の周波数成分に分解する離散フーリエ変換/逆変換(DFT/IDFT)が必要となるが、その高速演算法(FFT:Fast Fourier Transform)と集積回路の高速化によって可能となった。

OFDM変調波スペクトラムとサブキャリア間の直交性

連続する12個のサブキャリアの組(180kHz)がリソースブロックの周波数軸での単位



各サブキャリアの中心周波数では他のサブキャリアのスペクトラムの谷になっている。

NサブキャリアによるOFDM信号は次になる。ここで X_k は第kサブキャリアの変調シンボル。

$$v(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k t/T}, \quad 0 \leq t < T$$

各サブキャリアの直交性は次式で示される。 $\delta_{k_1 k_2}$ は $k_1=k_2$ の時のみ1, それ以外は0。

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \int_0^T (e^{j2\pi k_1 t/T}) * (e^{j2\pi k_2 t/T}) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi (k_1 - k_2) t/T} dt \\ &= \delta_{k_1 k_2} \end{aligned}$$

サブキャリアの谷に他のサブキャリアを配置すると互いに干渉なく通信できる。

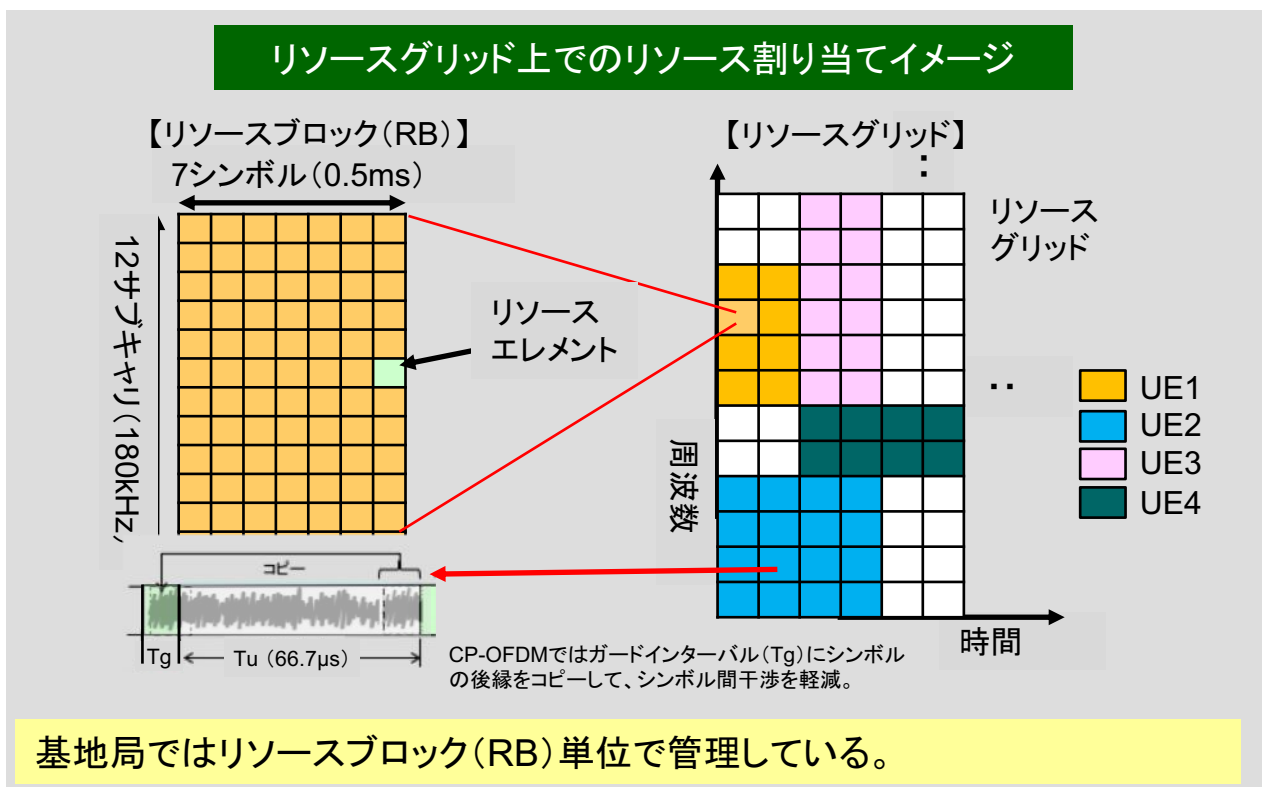
リソースブロック

サブキャリア間隔が15kHzのLTEでは、周波数軸上では連続する12個のサブキャリアの組(帯域180kHz)をリソース管理の単位としている。

一方、時間軸上では、連続する7個のシンボルを含む0.5msを1タイムスロットとして、リソース管理の最小単位としている。なお、LTEでは、サブキャリア間隔15kHzの逆数にあたる1シンボル区間(66.7 μ s)に、4.7 μ s(第1シンボルのみ5.2 μ s)のガードインターバルを付加している。

周波数軸上の180kHz幅と時間軸上の0.5msが占める区画をリソースブロック(RB)と呼ぶ。基地局がUEとの間で通信要求の都度行うリソース割当ては、時間軸上で連続する2個のRB(1ms長:サブフレーム)の単位で行っている。

なお、リソースブロックを構成する1つのシンボルをリソースエレメントと呼ぶ。また、リソースブロックにて格子状に構成されているリソース全体をリソースグリッドと呼んでいる。



送信側はIFFT, 受信側はFFTで一括変換

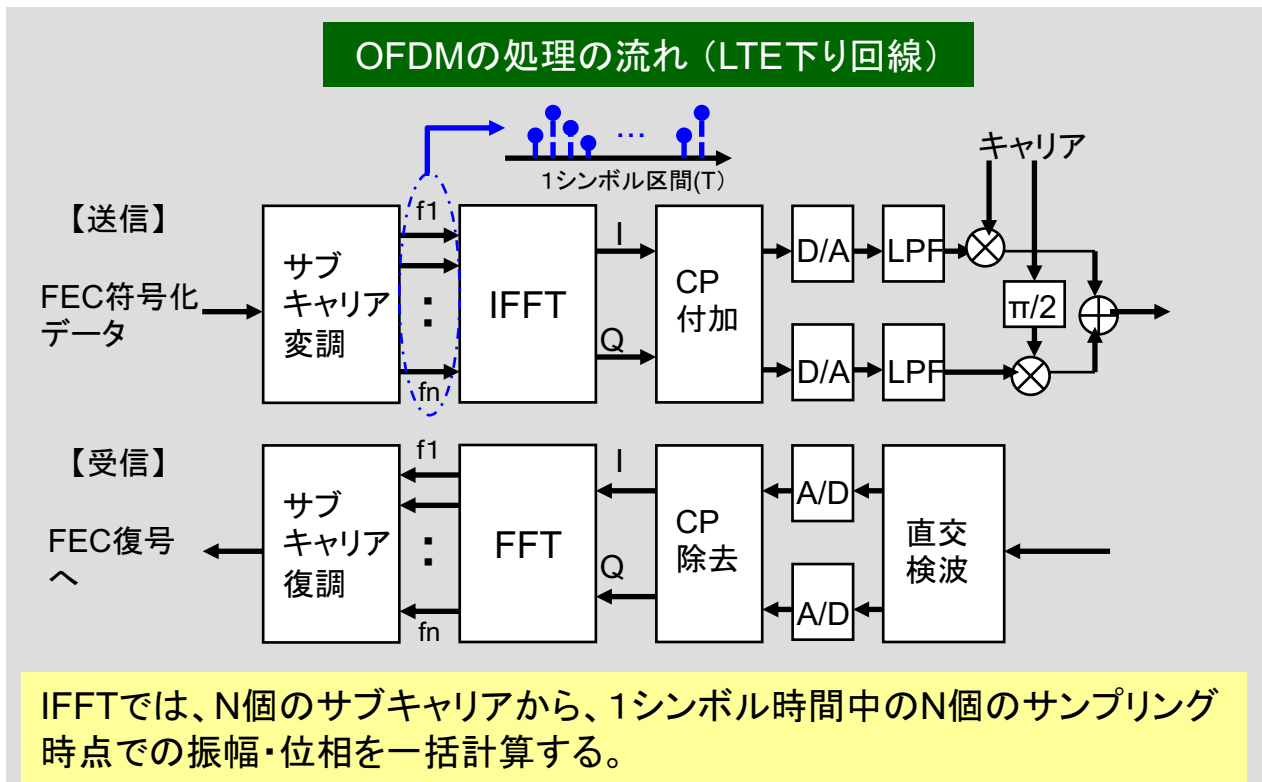
下り回線(基地局→端末)のOFDM変調信号は概略、次の順序で生成される。

- ・送信データ系列はサブキャリア変調(QPSK/16QAM/64QAM/256QAM)された後、N個のシンボルをN個のサブキャリアに直並列変換する。
- ・IFFTにより、1シンボル区間にあたるN個の時間領域信号に変換する。
- ・時間領域となった実部(I), 虚部(Q)の信号系列にて、シンボル間ガード・インターバル部分に、受信側でのチャネル推定(等化器)簡略化のため、直前OFDMシンボルの最終部分のコピー(CP: サイクリック・プレフィクス)を付加する。

一方、受信側であるUEでは、FFTを用いて送信側と逆の順序で復調される。

なお、LTE/LTE-Aの上り回線(UE→基地局)では、UE送信機の入出力非直線性に起因する信号歪み雑音を抑えるため、OFDM変調信号のスペクトラムを単一キャリアのそれのように変換する機能を加えている。

(参考)「LTE, LTEの基礎」



帯域幅200MHz以上の無線キャリアでは120kHzまでに拡大

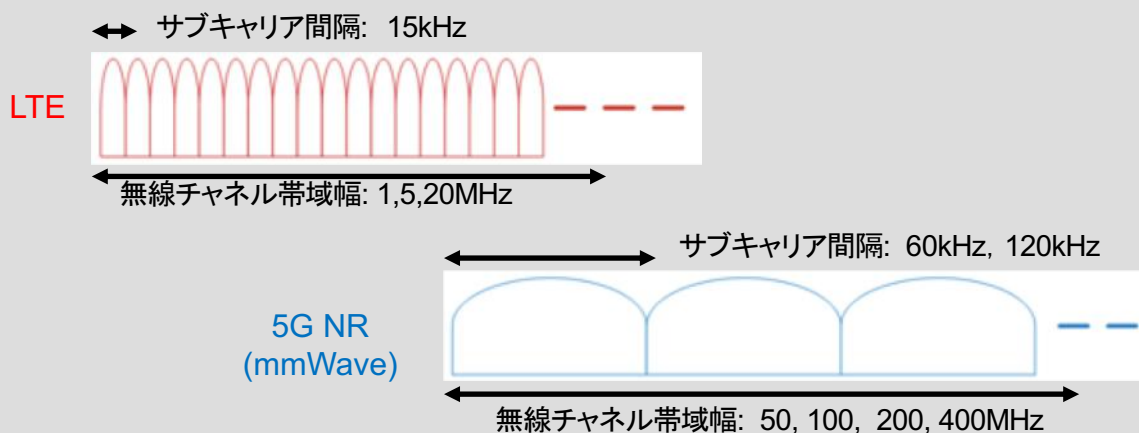
1つの無線キャリアで最大20MHzまでの帯域幅を使用する4Gでは、無線キャリアの帯域幅に関らずサブキャリア間隔を15kHz固定としている。

サブキャリア間隔を15kHzと低く抑えることで1シンボル時間が長くなるためマルチパスによる影響を抑えることができる。

しかし、無線周波数が高くなるにつれ、電波の直進性が高まるためマルチパスが少なくなる一方で、サブキャリア間隔が狭いと、搬送波周辺に発生する局部発信器からの位相雑音の影響が無視できなくなる。

そこで、24GHzを超えるミリ波帯(mmWave)などの高い周波数を利用する5G NRでは、最大400MHzまでの帯域幅をTDDにて利用するとともに、60kHzまたは120kHzの広いサブキャリア間隔を使用できるようにしている。

サブキャリア間隔の比較



24GHzを超える周波数での無線チャンネルでは、サブキャリア間隔をLTEでの15kHzの4, 8倍となる60kHz, 120kHzが使用できる。

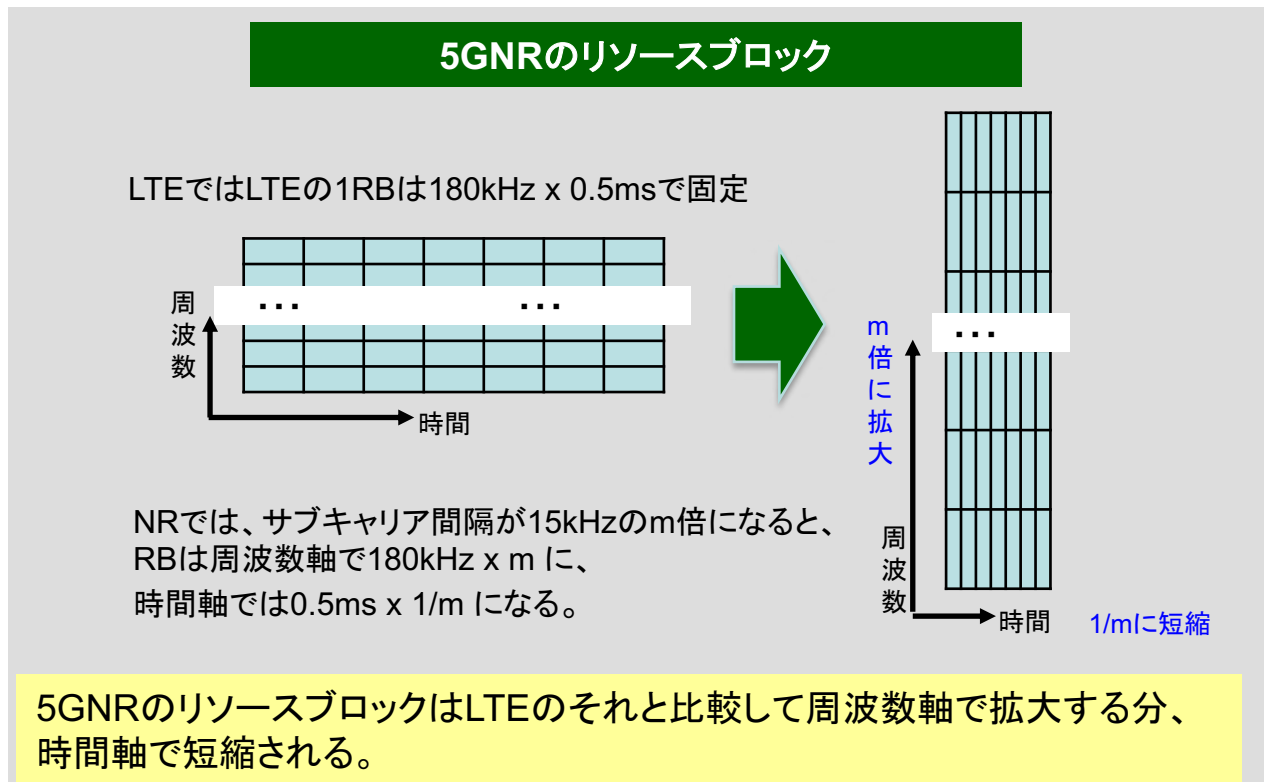
サブキャリア間隔の増加に応じてタイムスロット長を短縮

リソース割り当ての単位であるリソースブロックはLTEの場合と同様、周波数軸では連続するサブキャリア12波、時間軸では連続する7個のOFDMシンボルで構成される区画(計84シンボル)を1単位としている。

LTEでは無線キャリア帯域幅に関わらず、サブキャリア間隔は15kHz固定であるため、1リソースブロックは180kHz x 0.5msの区画で固定であるが、5G NRでは無線キャリア帯域幅に応じて複数種類のサブキャリア間隔が設定可能なため、サブキャリア間隔に連動してタイムスロット長が増減する。

例えば、サブキャリア間隔が30kHzとLTEのその2倍に増加すると、1タイムスロット長は1/2の0.25msになる。

このように、5G NRではLTEに比べて同量のデータ伝送に要する時間が短縮されるため、遅延時間短縮や消費電力の削減となる。





4. LTEとNR

(4) フレーム構造

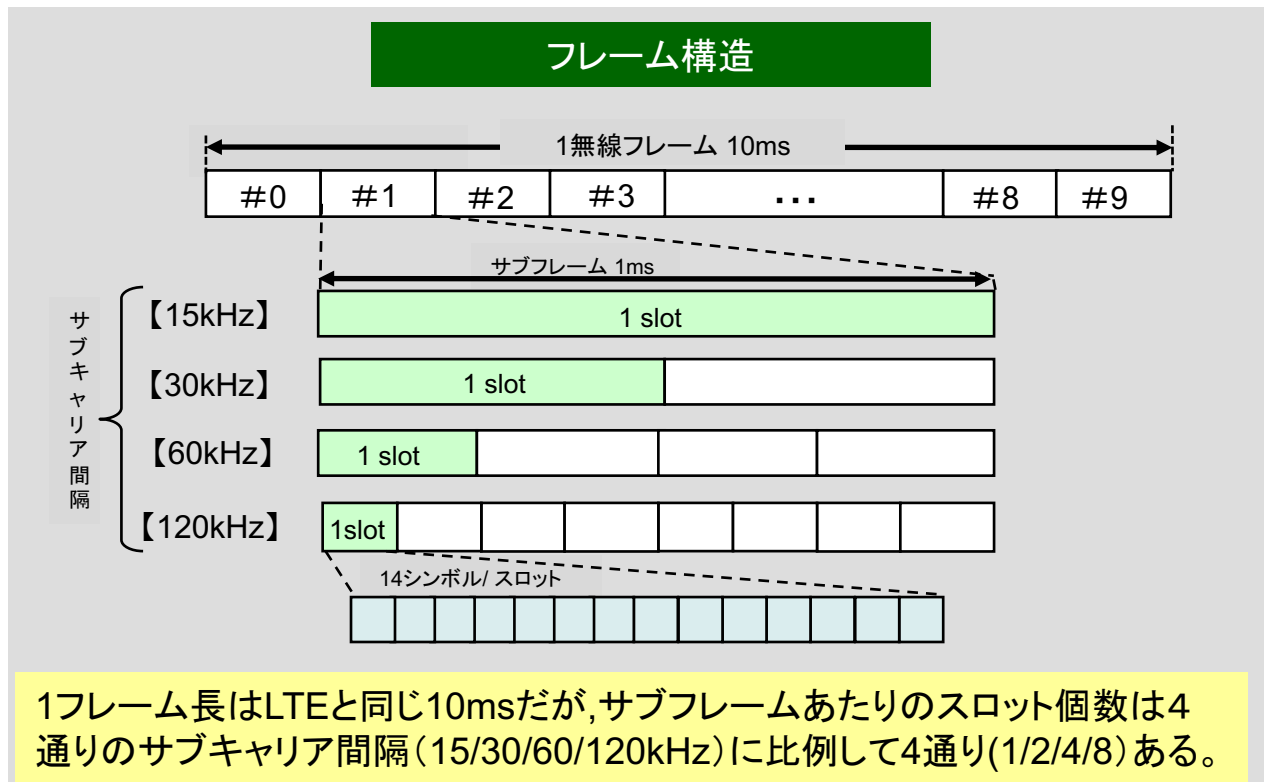
1無線フレームはLTEと同じ10ms

時間軸では、5GNRの1無線フレームはLTEと同じく、1ms長のサブフレーム10個を有する10ms長である。(注)

サブキャリア間隔が15kHz固定であるLTE/LTE-Aでは1サブフレーム内に14シンボルの組であるスロット1個が対応する。

一方、5GNRでのサブキャリア間隔は無線キャリアの帯域幅に応じて15,30,60,120kHzの4種類があるので、1サブフレーム内でのスロット数は、それぞれ1,2,4,8個となる。

(注) URLLCのため、遅延時間を抑える必要がある場合は、2ms長のTDD無線フレームの使用が可能である。





4. LTEとNR

(5) 下りリンクの物理チャンネルと信号

4G方式の一部仕様を変更・拡張

物理層チャンネルは次の目的に使用される。

PBCH: システム基本情報(MIB: Master Information Block)を常時放送

PDCCH: UEに上下回線リソースの割当やページング等の情報を通知

PDSCH: 下りデータトラフィックを伝送

なお、NRではPDSCH,PDCCHの符号化にそれぞれLDPC, Polar符号を使用するため、LTEでのTurbo, TBCCとは異なる。

PSS, SSSは、階層型セルサーチにより、UEでのセル固有の物理識別番号(PCID*1)の取得に用いる。LTEではPCIDは504通りだが、NRでは更に高密度の基地局配置も想定し、2倍(1008通り)としている。

参照信号(RS)は受信信号復調やビームフォーミング等での受信品質測定用であり、リソースグリッド上での挿入位置はLTEと異なる。PT-RSは高い周波数での位相雑音の影響軽減のために新たに導入された信号である。

下りチャンネル

2次変調方式	1次変調方式
CP-OFDM (CP: Cyclic Prefix)	PDSCH: QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM PDCCH/PBCH: QPSK

【物理層チャンネル】

略称	符号化	用途
PDSCH	LDPC	ユーザデータ
PDCCH	Polar	制御信号
PBCH	Polar	報知情報

*1) PCID: Physical Cell ID

【参照/同期信号】

名称	用途
DM-RS	PDSCH/PDCCH/PBCHの復調
PT-RS	PDSCHの位相追跡
CSI-RS	チャンネル品質情報
TRS	周波数のトラッキング
PSS/SSS	Primary/Secondary 同期信号

UEでの処理簡単化に加え、チャンネル間干渉低減や電力削減のため各RSは同一ビーム内にて局所的に集中配置される。



4. LTEとNR

(6) 上りリンクの物理チャンネルと信号

4G方式の一部仕様を変更・拡張

物理チャンネルは4G方式と比較すると、主に次の変更がある。

- ・データチャンネル変調方式に256QAM, $\pi/2$ -BPSKを追加
前者は主に高速通信、後者はM2M/IoT等の低速通信向け
- ・PUSCH, PUCCHの符号化にそれぞれLDPC, Polar符号を使用

物理チャンネルは次の目的で使用される。

PUSCH: 上りデータトラフィックを伝送

PUCCH: 割当要求などの制御信号やチャンネル品質情報(CSI)を伝送

PRACH: ランダムアクセス用のプリアンプル信号を送信

なお、NRのPUSCHの符号化はLDPCであり、LTEでのTurboとは異なる。

一方、参照信号(RS)のうち、基地局でのUE信号の復調に用いるDM-RSはUEデータ送信時のRU内に多重される。また、SRSは基地局側で上りリンクのチャンネル品質や受信タイミング測定に使用される。

上りチャンネル

2次変調方式	1次変調方式
CP-OFDM (SC-OFDMも可能)	$\pi/2$ -BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM (PUCCHは $\pi/2$ -BPSK, QPSK)

【物理層チャンネル】

略称	符号化	用途
PUSCH	LDPC	ユーザデータ
PUCCH	Polar	制御信号 (ハードACK, CSI, スケジュール要求)
PRACH	N/A	ランダムアクセス

【参照信号】

名称	用途
DM-RS	PUSCH/PUCCHの復調
PT-RS	PUSCHの位相追跡
SRS	品質やタイミング測定用

データチャンネルに256QAM, $\pi/2$ -BPSKを追加。PT-RSは6GHz以上の周波数での位相雑音の影響軽減のため新たに追加された参照信号である。

4G方式の一部仕様を変更・拡張

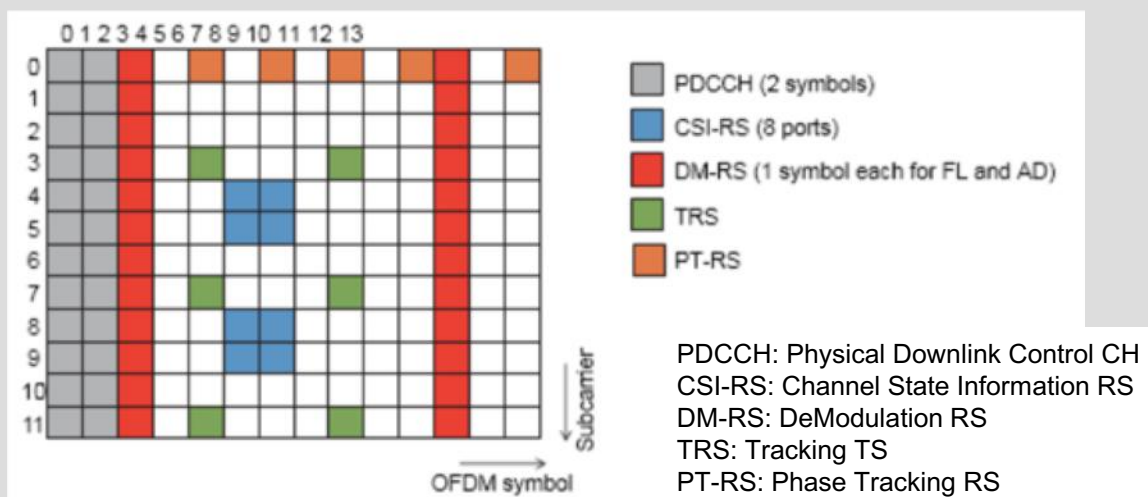
参照信号(RS)は受信信号の復調やMIMO等での受信品質測定のために用いるが、5G NRでのリソースグリッド上の挿入位置はLTEでのそれと異なる。例えば、LTEでは、基地局アンテナビーム毎にセル固有参照信号(CRS: Cell-specific Reference Signal)を常時送信しているが、常時送信は将来仕様検討の際の制約となるため5G NRでは規定せず、複数RSの組合せで同じ機能を実現する。

RSのうち、CSI-RSはチャネル状態情報推定用の参照信号である。

DM-RSは、チャネル特性の変動速度に追従したUEでのデータ復調を助けるもので、データチャネル先頭部分に加え、追加のマッピングも規定されている。TRSは周波数の追従を助けるRSであり、4サブキャリア、4OFDMシンボル間隔で挿入される。

PT-RSは高い周波数での位相雑音影響軽減のため新たに導入した信号であり、UE個別(UE-specific)のRSとして感度を有する時間軸上に繰り返し挿入される。

参照信号(RS)の配置例

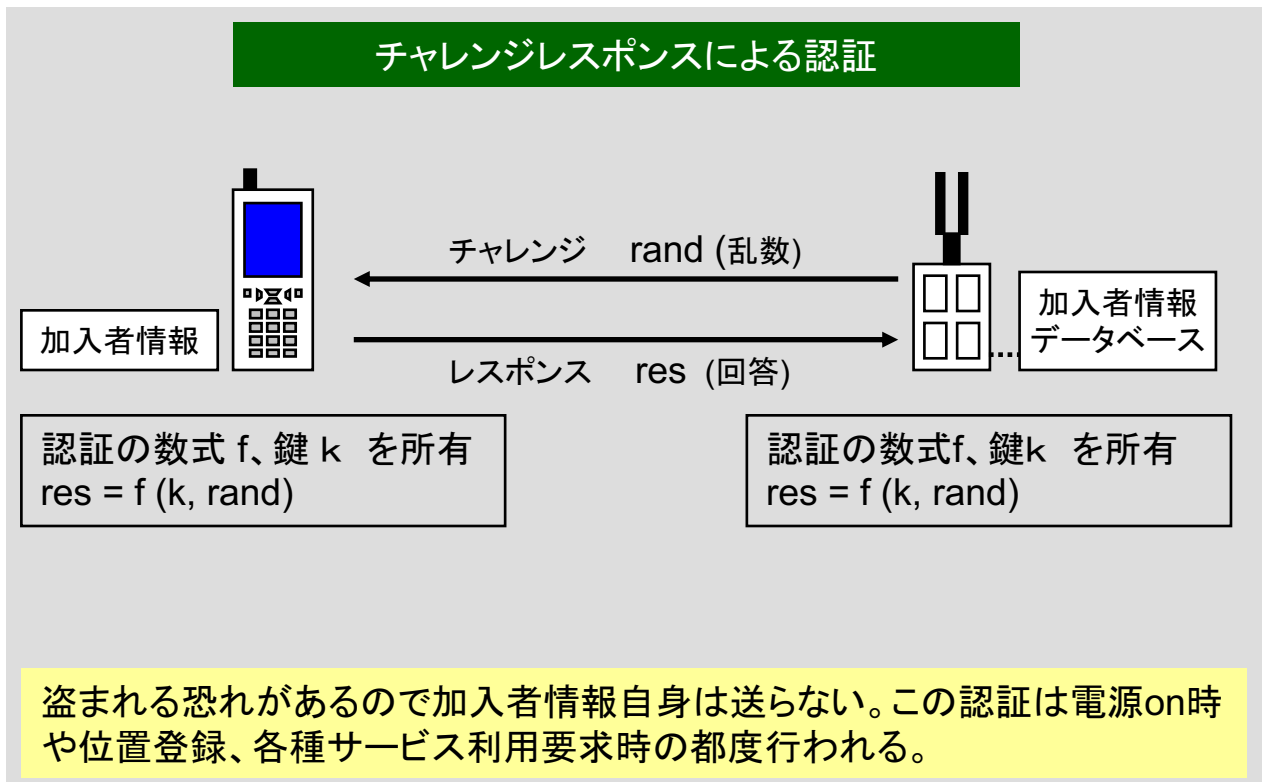


5G NRではUEでの処理簡単化に加え、チャネル間干渉低減や電力削減のため各RSは同一ビーム内にて局所的に集中配置する。

電源投入後の手順

UEの電源を入れた後には、次の手順でUEがネットワークに登録され、通信可能な待ち受け状態になる。

- (1) 加入者情報の読み出し：UEはUSIMカードから加入者情報を読み出す。
- (2) セルサーチとアタッチ：基地局の電波を受信し、セルの選択を行う。
5G NRでも概ねLTE同様に、①同期信号(SS)の検出 ②報知チャネル(PBCH)から報知情報を取得 ③ランダムアクセス(RA)による接続確立の手順をとる。
- (3) 認証：ネットワークは加入者情報等を用いて正当な端末であることをチャレンジレスポンス方式で確認する。
- (4) 位置登録：UEの現在位置を、位置登録エリアの単位でネットワークに登録することで、呼び出しなどに対応できるようにする。





4. LTEとNR

(9) 非同期ランダムアクセス

UEの初期同期確立などに使われる

NSRA(Non-Synchronized Random Access)信号は72サブキャリア(1.08MHz幅)と1サブフレーム(1ms長)からなり、UE通信開始時の初期同期確立や、ハンドオーバー後の再同期に使用される。

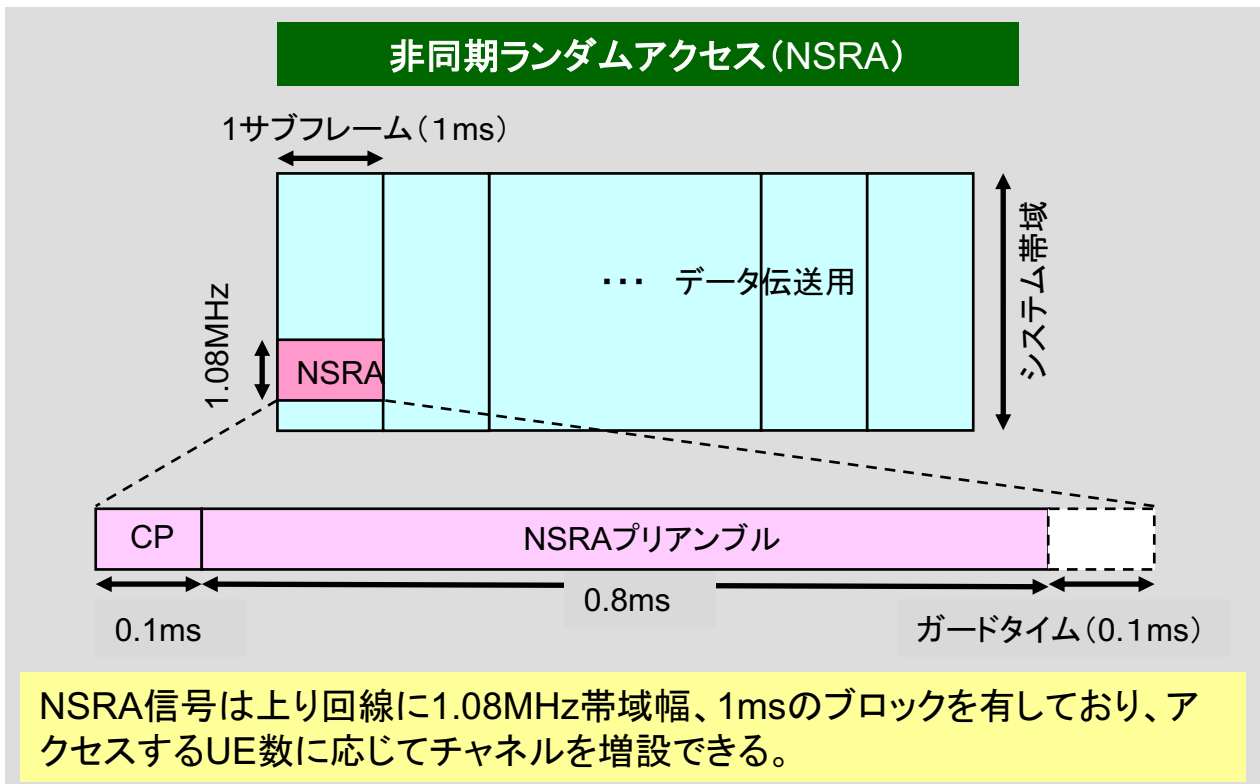
チャンネルはPRACH(Physical RA Channel)と呼称される。

長さ0.9msのバースト波内のNSRAプリアンブルには64種類のCAZAC(*)符号があり、UEは、このうちの一つをランダムに選択して符号多重アクセスする。

(*) CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto-Correlation): 高い自己相関特性を持つ符号系列

プリアンブル送信から初期同期確立までは次の手順となる。

1. プリアンブル送信後、一定時間以内に基地局から受信応答が得られない場合、送信電力を増加させて再送信する。一定量増加させても受信応答がない場合、符号を変え、再度ランピングする。
2. 基地局からの応答受信後は、基地局より下り制御チャンネルで報知される送信タイミング補正情報に基づきズレを補正して同期確立する。



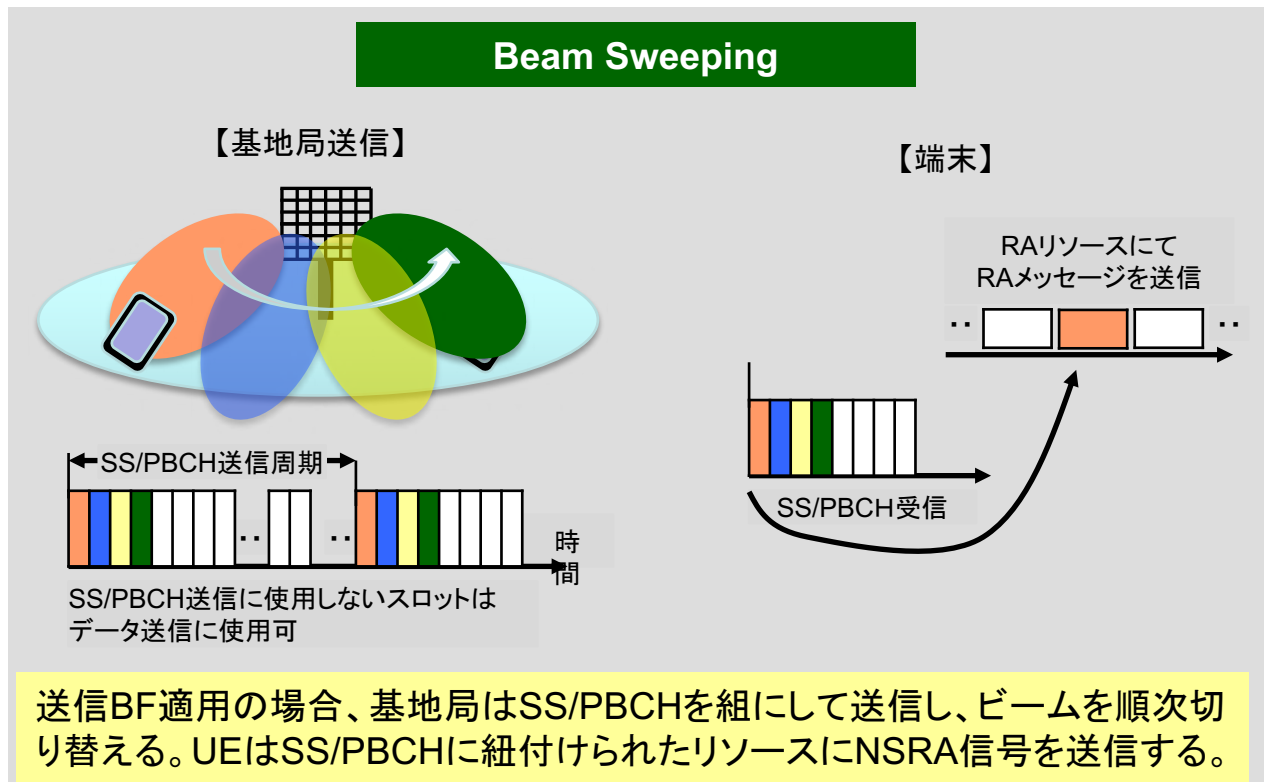
同期信号と報知情報の組を含むビームを掃引

5GNRでの初期アクセスは、概ねLTEと同様に、①同期信号(SS)の検出 ② PBCHからの報知情報の取得 ③ランダムアクセス(RA)による接続確立 の3つの手順をとる。

ただし、5GNRにてセル拡大のため基地局アンテナに送信ビームフォーミング (BF)を適用する場合には、ビームが細くなるためUEにてSS/PBCHが受信不能になる恐れがある。

そこで、基地局ではSSとPBCHを組にして同一ビーム内に送信するとともに、当該ビームの方向を順次切り替え送信するBeam Sweeping機能が追加された。

UEでは受信可能なビーム内のSS/PBCHブロック情報をもとに、無線フレームやスロットの時刻同期をとるとともに、SS/PBCHブロックに紐づけられたRAリソースにてRA信号を送信して初期アクセスを確立する。



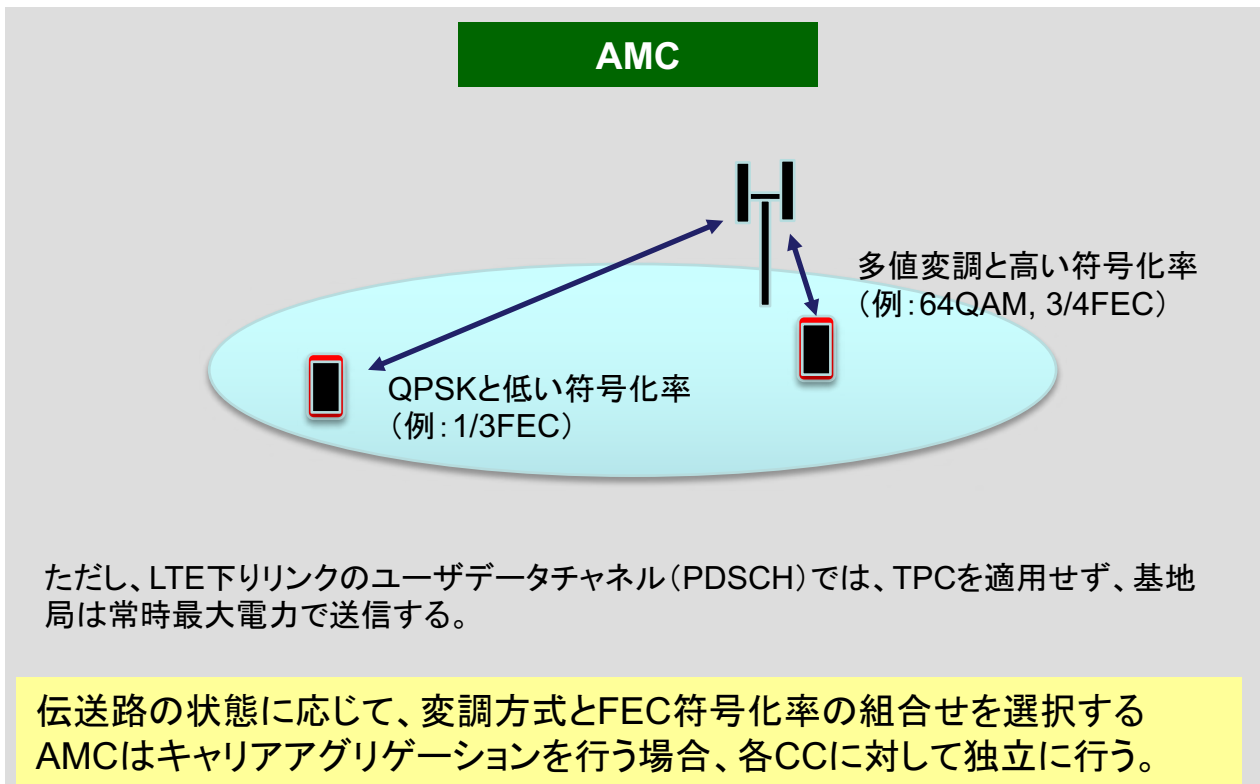
変調方式とFECを適応制御

LTEでは、上下リンクのデータチャンネルにQPSK, 16QAM, 64QAMを使用し、チャンネル符号化ではFEC符号化率が可変のターボ符号を用いている。

多値変調方式を用いると伝送ビット数が増加するが、信号点間の距離が小さくなり誤りが増加する。また、FEC符号化率を高めると冗長ビット数が減る分、情報伝送速度は上がるが、同じく誤りが増加する。

そこでLTEでは伝送路状態によって最適な変調方式とFEC符号化率の組合せを選択するAMC(Adaptive Modulation and channel Coding)によって、周波数利用効率、即ち、1Hzあたりのスループットを最大化している。

このAMCでは、品質測定用参照信号の受信結果の報告を受けることでRB単位の制御も可能ではあるが、そうすることで制御チャンネルに必要なビット数が増加し効率低下となるので、LTEでは、全RBに対して共通の変調方式と符号化率を適用している。



リソースブロックの割り当て

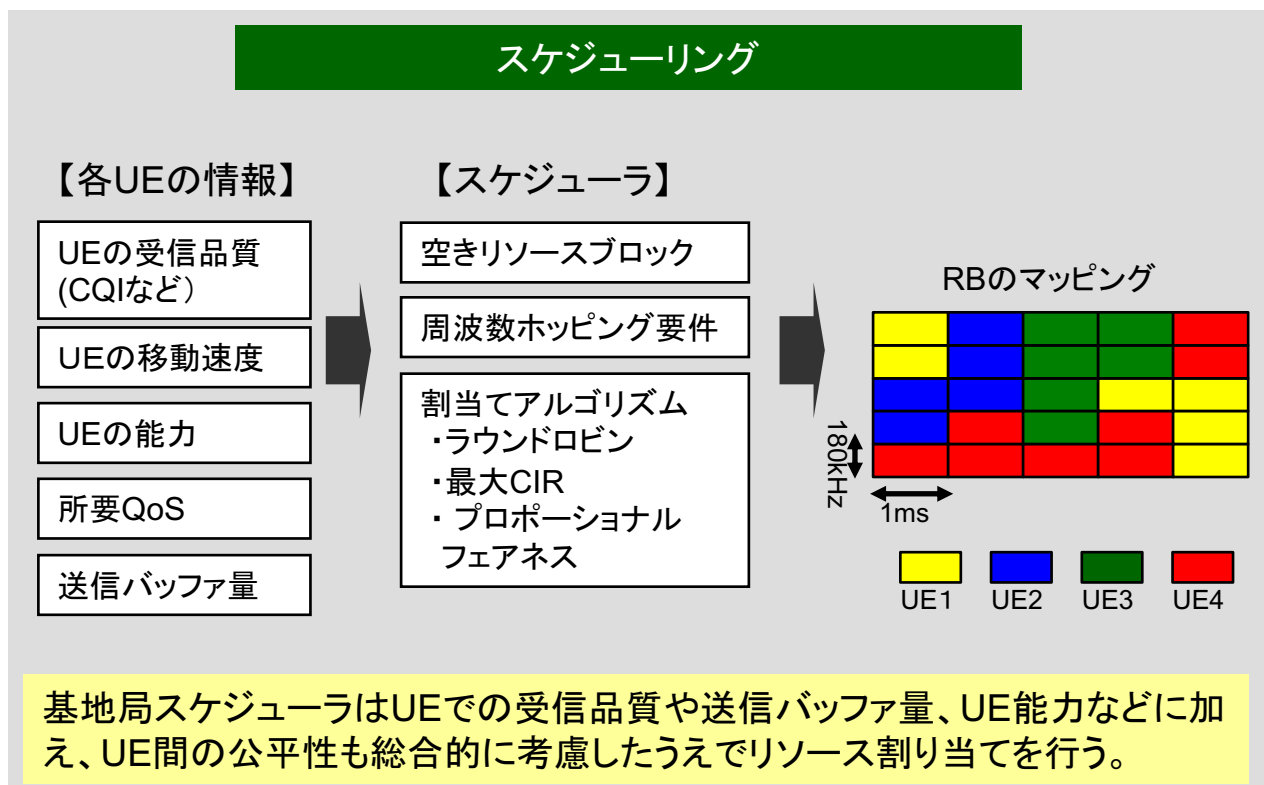
基地局では、要求するデータ伝送レートにもとづき、リソースグリッドの空き位置に、各UEとの間で使用するリソースブロック(RB)を割り当てるスケジューリングを行う。

その際、フェージング等の影響によってUEで受信品質が悪いサブキャリアが含まれるRBを割当て対象から除く場合もある。

最適な変調方式と符号化率を決定するAMCによるリンク適応制御は、UEにて測定され基地局に報告されるチャネル品質情報(CQI: Channel Quality Indicator)などに基づき、サブフレーム(1ms)ごとに実行できる。

なお、LTEでは、無線環境によってUE送信電力は増減されるが、基地局は常時、最大電力で送信する。

基地局では、UEからの伝搬環境情報(受信品質やドップラー周波数)、UE能力やQoS、更には通信待ちデータバッファ状態を総合的に考慮して、UEの伝送パラメータ選択とリソース利用の最適化を行う。



様々な周波数帯と無線技術で構成

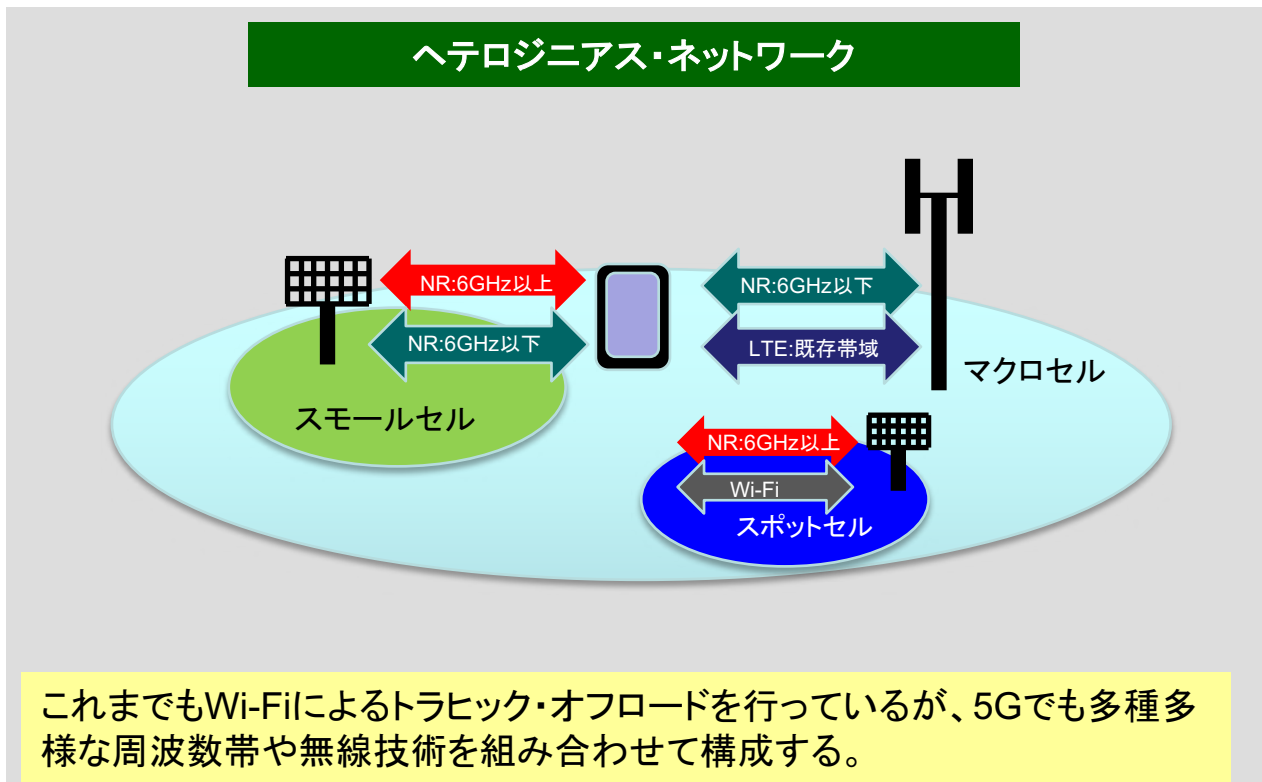
5G NRは、様々な周波数帯や無線技術から構成されるヘテロジニアス・ネットワークとなる。ヘテロジニアスとは「異質な、異種の」意味であり、「同質な、同種の」ホモジニアスの反対語。

●周波数帯:

800MHz、2GHzなどの既存の周波数帯に加え、6GHz以下の周波数帯や6GHz以上の周波数帯などの従来より高い周波数帯を活用する。

●無線技術:

ライセンス帯でのNRやLTEに加え、アンライセンス帯でのWi-Fiなどの様々な無線技術を合わせて使用する。

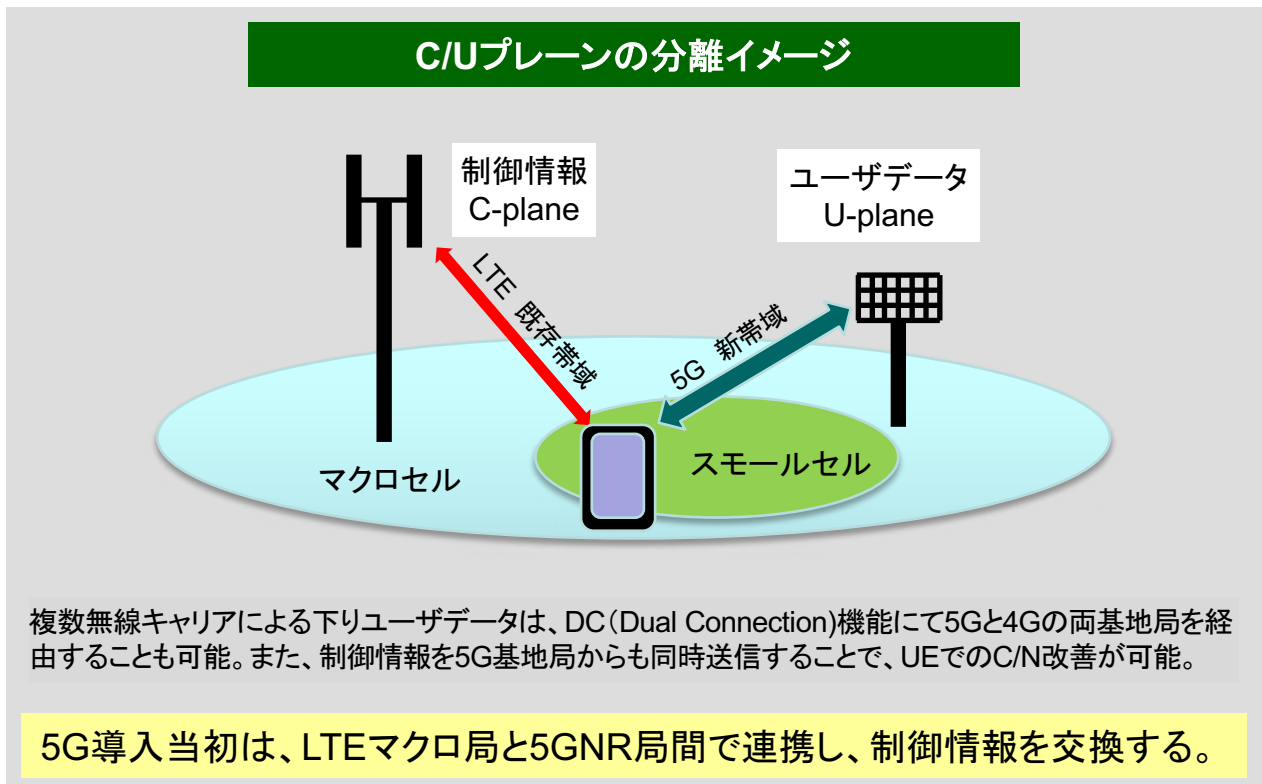


導入初期には制御情報をマクロセル経由で伝送

5G方式では、4GHz帯などの新しい無線帯域を使用した高速通信サービス等を利用者の多い都市部のスモールセルから開始するものと予想される。

その際、ユーザデータはスモールセル基地局との間で送受されるが、UEアタッチや認証、無線リソース割り当て、セル間ハンドオーバー等のUE移動管理のための制御信号は既存のLTEマクロセル局を経由するようになるだろう。

セル半径が小さいスモールセル経由で制御情報も送受すると、UE移動に伴い建物による電波の遮蔽等による接続や切断が頻繁に発生して非効率となり、スループット低下にもなるからである。





4. LTEとNR

(15) 遅延時間の短縮

TDDフレーム長の大幅短縮などにより実現

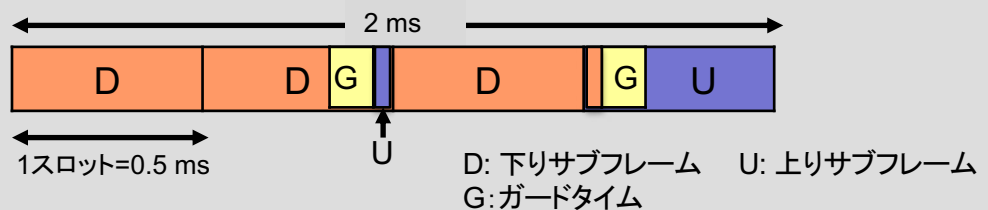
5G NRでは、車々間通信などの利用シーンを想定して、E2Eでの遅延時間を数ミリ秒程度に短縮することを目指し、無線区間の伝送遅延時間を1ミリ秒以下とする目標を設定している。

このためには、2ミリ秒のフレーム長を有するTDDフレームを用い、フレーム中央と端の2箇所です上下リンクを切り替え使用する構成をとることで上りから下り、下りから上りのいずれの場合でも、最大遅延時間が1ミリ秒以内となるように応答リンク設定が可能になる。

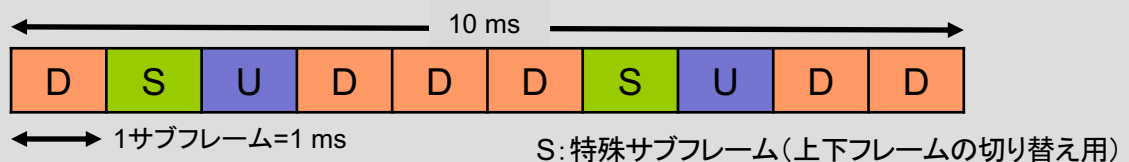
なお、基地局と端末間の電波伝搬時間は、光速(30万km/秒)を用いると、例えば距離3kmでは往復で20 μ 秒となるので無視できる。

5G NRでのTDDフレーム構成

無線区間での最大遅延時間を1msにするには、例えば、下のようなフレーム構成が必要。



【参考】 LTEで一般的なTDDフレーム構成 (1フレーム=10ms)



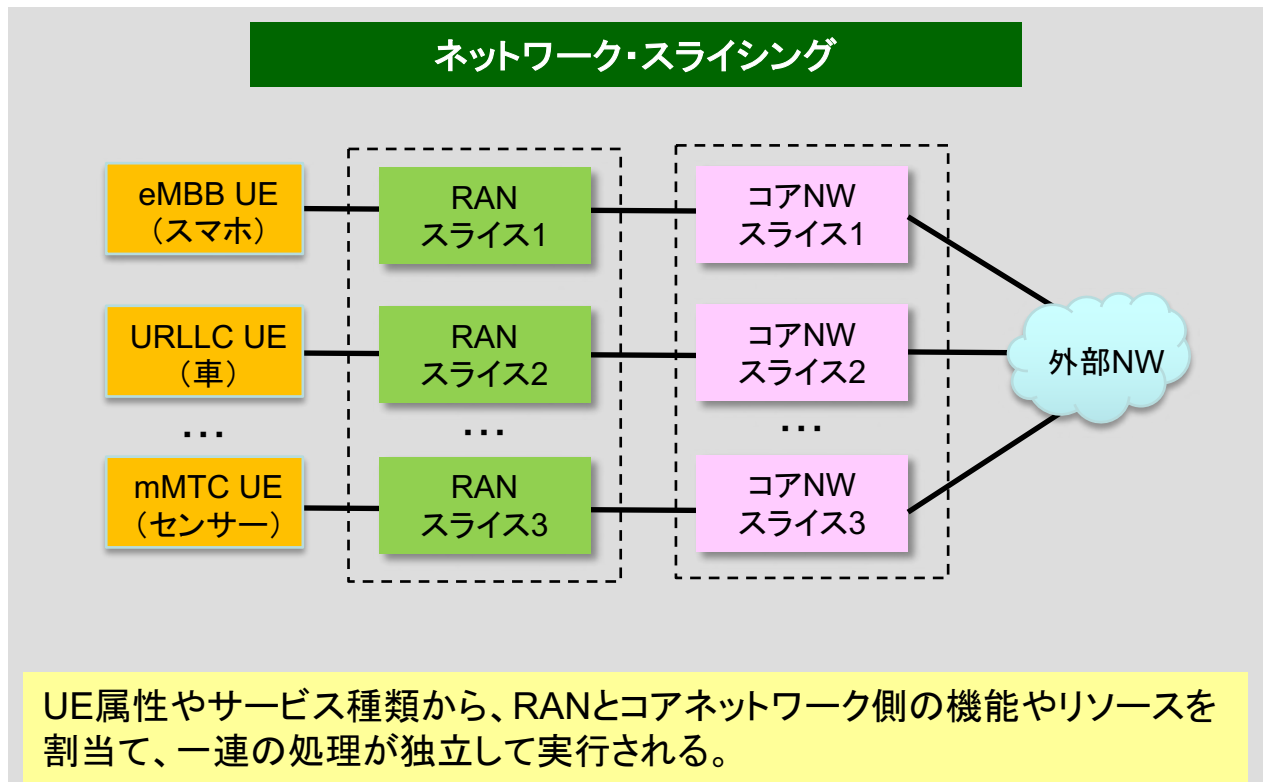
1フレームを2msに短縮することで、U/D間の最大遅延を1ms以下にできる。

サービス要求条件に対応したネットワーク機能を柔軟に構成

これまで人との通信が主体であり、UEが多種多様になったものの、UEへの要求条件は、それほど大きな差異はなかった。

しかし、5Gの世界になると、モノや機械との通信が多くなる一方で、超高速通信が必要なアプリが増加するなど、各サービスの要求条件は極めて異なってくる。そこで、基地局やコアネットワークの機能を同一あるいは固定的に構成するのではなく、各UEやサービス属性に応じた一連の処理を実施できることが望ましい。

5Gでは、UEアタッチ時に、UEやサービスの属性からネットワークスライスを設定することでアプリ・サービス毎に処理を分離する。このためにモバイルクラウドでは、ネットワーク機能やリソースを動的に管理し、柔軟に組み合わせる。

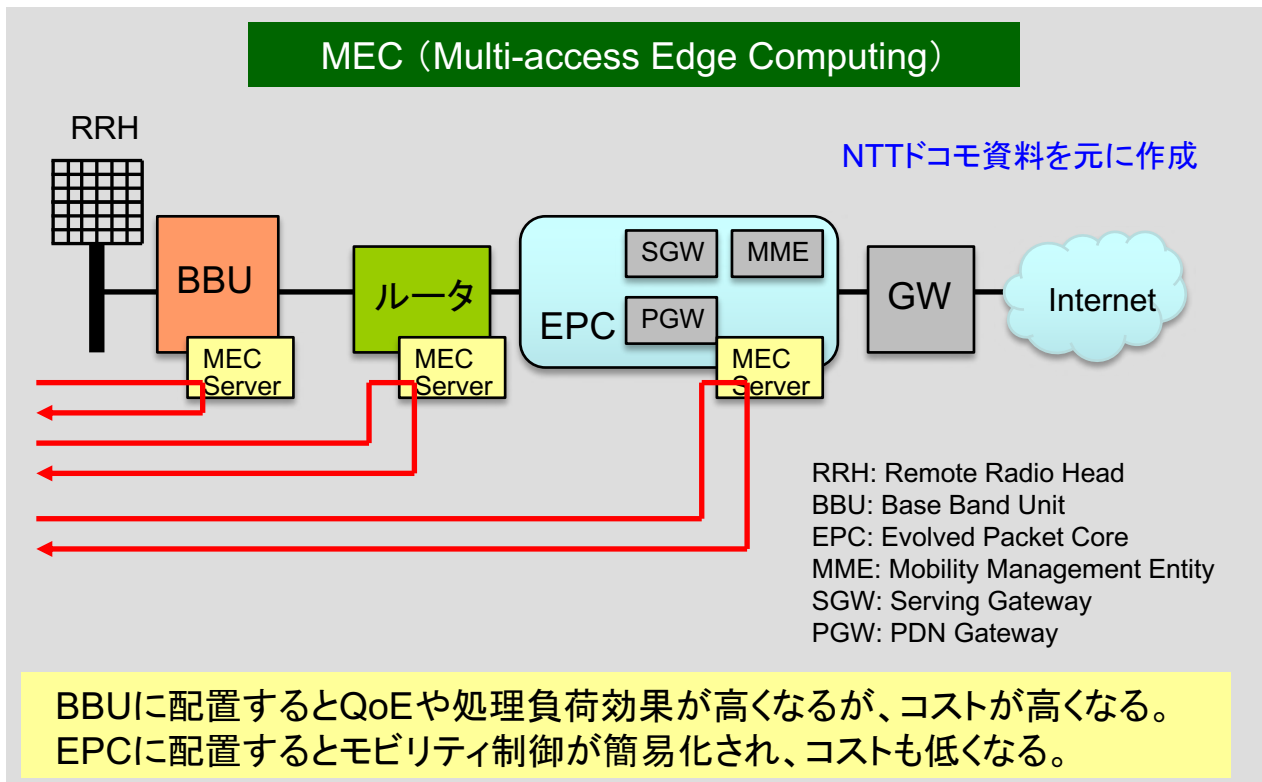


低遅延サービスと処理負荷の分散化を行う

5Gでは、車両の自動運転、建設機械の遠隔制御などの利用シーンを想定して、E2Eでの遅延時間を数ミリ秒程度に短縮することを目指している。

このために、基地局側設備のできるだけ端末にあたる場所(エッジ)にアプリケーションを収容するMEC(Multi-access Edge Computing)サーバーを配置することで応答時間を短縮する。

MECサーバーは、サービスの種類に応じてBBUやEPC等の異なった場所に設置することも検討されている。



SAとNSA

例えは次のような移行シナリオが検討されている。

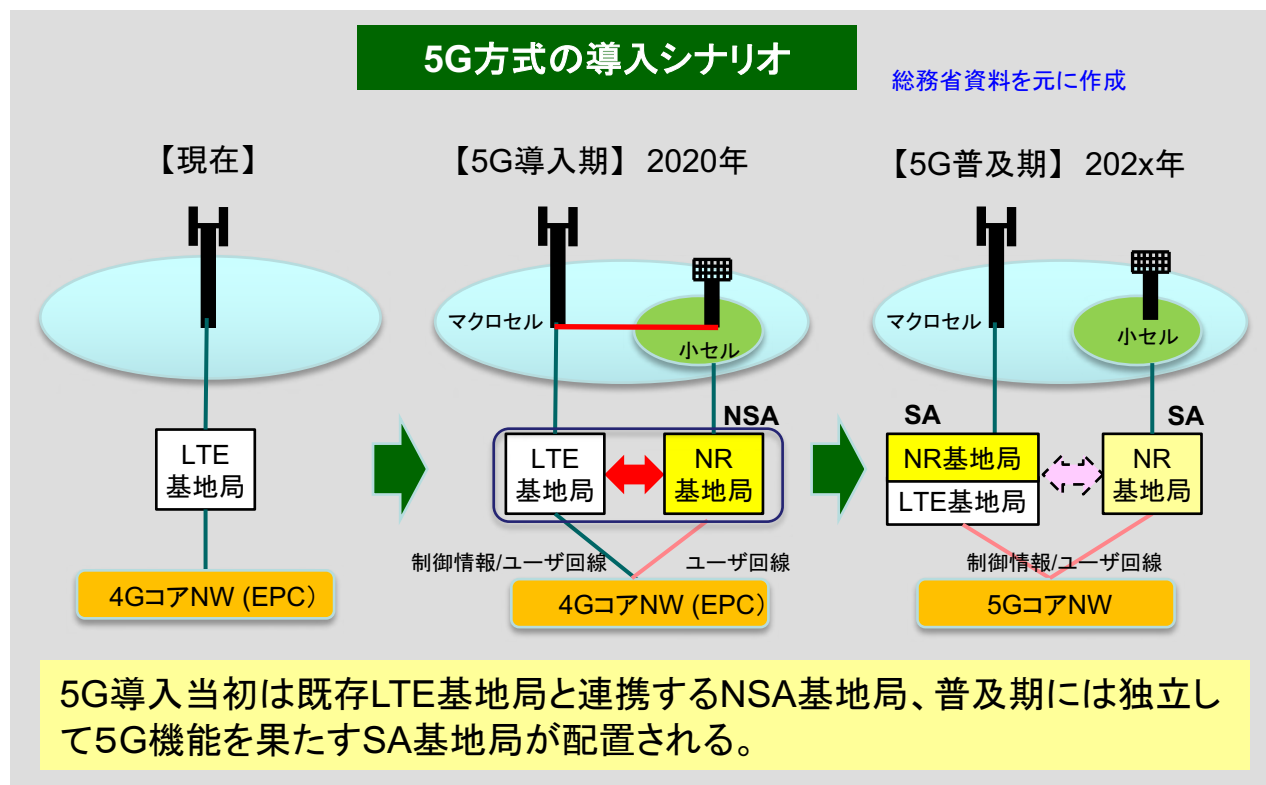
【2020年】

通信需要の高いエリアを対象に、5G用の新しい周波数帯を用いた「超高速」サービスを提供。5G NRに対応した基地局は、既存LTE基地局と連携するNSA(Non-Stand Alone)構成で運用する。

【202X年】

ネットワークスライシク等に対応した5Gコアネットワークが導入されるとともに、SA (Stand Alone)構成の5G NR基地局の運用が開始され、既存周波数帯域でのNR導入も進展する。

超高速、多数同時接続、高信頼・低遅延などの要求条件に対応した5Gサービスの提供が開始される。





5. OFDMとMIMO

(1) OFDM信号の複素表現

回転子を用いた行列表現

N個のサブキャリアを合成したOFDM時間軸信号を複素表現すると次のようになる。ここで、 X_k は第kサブキャリアの変調シンボルである。

$$F(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k t/T}, \quad 0 \leq t < T$$

$t = n \times (T/N)$, $n=0 \sim (N-1)$ の標本点では次のIDFTで表される。

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N}$$

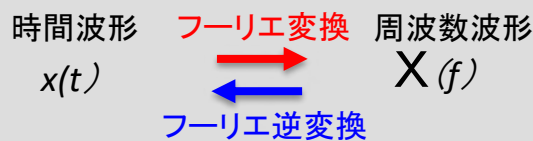
回転子
↓

一方、その逆変換であるDFTは周波数軸上の $n=0 \sim (N-1)$ の標本点にて右式で表される。

$$X_n = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j2\pi nk/N}$$

回転子
↓

離散フーリエ変換(DFT)と逆変換(IDFT)



【DFT】

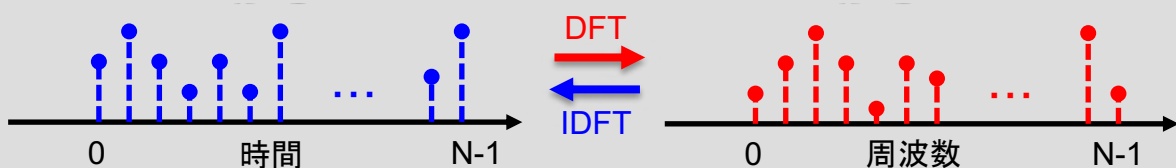
$$X_n = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j2\pi nk/N}$$

回転子
↓

【IDFT】

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N}$$

回転子
↓



離散点でのフーリエ変換であるDFT(時間領域⇒周波数領域)とIDFT(周波数領域⇒時間領域)は回転子の符号を逆にするだけで同様の計算になる。



5. OFDMとMIMO

(参考)高速フーリエ変換

DFTでの掛け算回数を減らす

DFTを $W = e^{-j2\pi/N}$ (回転子)で表すと次式になる。 $W^N = 1$ である。

$$X_n = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j2\pi nk/N} = \sum_{k=0}^{N-1} x_k W^{nk} \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

上式を行列表現であらわすと次式になる。

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ \vdots \\ X_n \\ \vdots \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W^0 W^0 & \cdots & W^0 \\ W^0 W^1 & \cdots & W^{N-1} \\ \vdots & & \vdots \\ W^0 W^n & \cdots & W^{n(N-1)} \\ \vdots & & \vdots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_n \\ \vdots \end{pmatrix}$$

以下では $N=4$ の場合について
 $W^4 = W^0$, $W^2 = -W^0$
などの規則性を考慮し、計算順序
を入れ替えることで簡単化している。

高速フーリエ変換 (N=4の場合)

$N=4$ として、 $W^2 = -W^0$, $W^4 = W^0$, $W^6 = W^2 = -W^0$, $W^8 = W^4 = W^0$ を代入すると、

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & W^2 & W^3 \\ W^0 & W^2 & W^4 & W^6 \\ W^0 & W^3 & W^6 & W^9 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & -W^0 & -W^1 \\ W^0 & -W^0 & W^0 & -W^0 \\ W^0 & -W^1 & -W^0 & W^1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}$$

上式にて行の入れ替え(第2行と第3行)を行い、行列を計算すると、

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_2 \\ X_1 \\ X_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W^0(x_0 + x_2) + W^0(x_1 + x_3) \\ W^0(x_0 + x_2) - W^0(x_1 + x_3) \\ W^0(x_0 - x_2) + W^1(x_1 - x_3) \\ W^0(x_0 - x_2) - W^1(x_1 - x_3) \end{pmatrix}$$

合計16回(4x4)の複素数掛け算が、合計8回(2x4)に減少している。

FFTでは、複素数掛け算回数をDFTの $\log_2 N/N$ 程度に減少できる。



5. OFDMとMIMO

(参考) IDFTとDFTの計算例

送信IDFT行列と受信DFT行列の積は単位行列のN倍に

1Hz間隔の4周波数に変調信号xがOFDM多重され、IDFTで時間軸上信号Xに変換される例を考える。この時、回転子(N=4, T=1)は $W = e^{j2\pi/4} = j$ となる。

$$X_n = \frac{1}{4} \sum_{k=0}^3 X_k (j)^{nk} \quad n=0,1,2,3 \quad \begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -j & -1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & j & -1 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix}$$

上式を行列表現であらわすと右になる。

一方、DFTでは、回転子 $W = e^{-j2\pi/4} = -j$ となる。

$$x_n = \sum_{k=0}^3 X_k (-j)^{nk} \quad n=0,1,2,3 \quad \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix}$$

上式を行列表現であらわすと右になる。

IDFTとDFTの例

上にて、送信ベクトルxからIDFTによる時間軸上ベクトルXへの変換を行列Tとの積で表すと

$$X = 1/4 \cdot T x$$

また、受信側での時間軸上ベクトルxから周波数軸上ベクトルXへの変換を行列Rとの積で表すと

$$x = R X \quad \text{この時、}$$

$$R = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{pmatrix} \quad T = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -j & -1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & j & -1 & -j \end{pmatrix} \quad \text{より} \quad R T = \begin{pmatrix} 4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 4 \end{pmatrix}$$

TとRは、ランク数(N)を無視すれば互いに逆行列の関係にある。

MIMO構成の表現

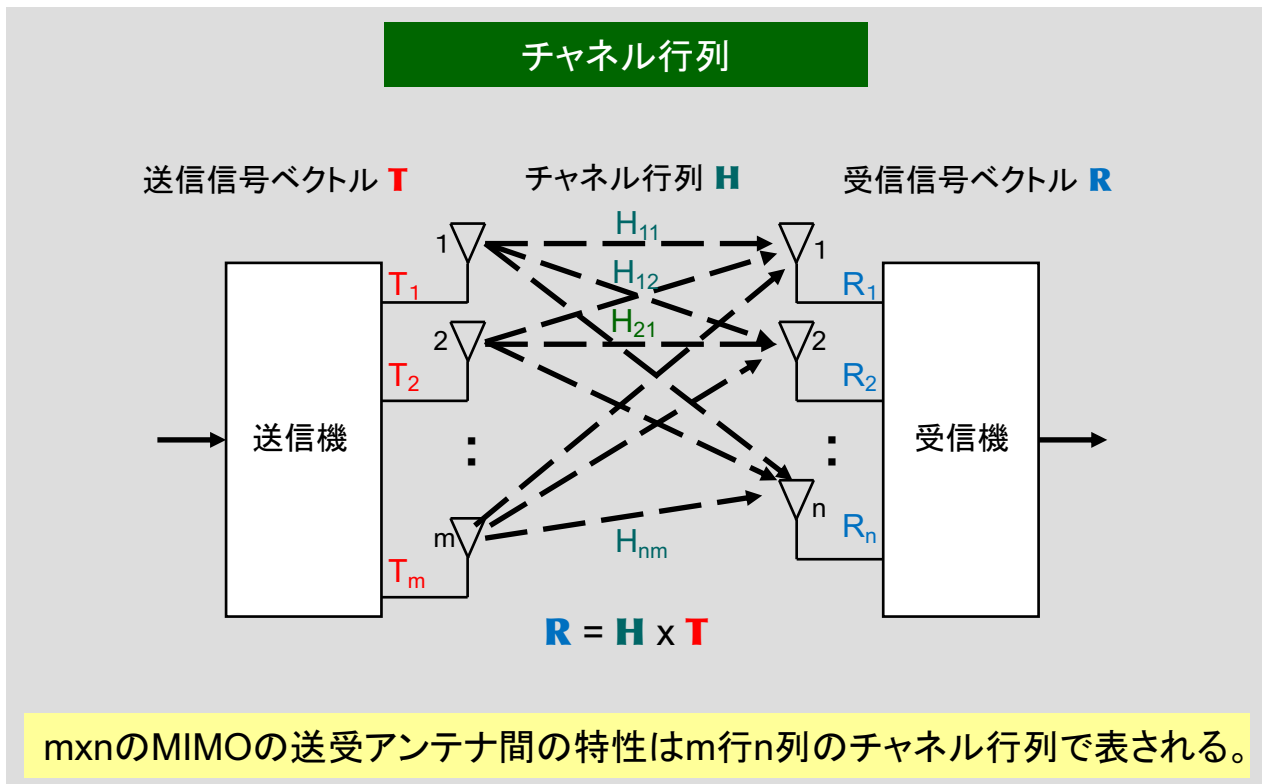
無線では複数の送信アンテナからの信号が混じり合って受信され、伝搬路の状態も絶えず変動するため単純ではない。しかし、複数アンテナ間での伝送状態を考慮した適切な信号処理を双方の局で行うことにより通信容量が増加できる。

送信 m 個、受信 n 個のアンテナで構成されるMIMOでは、送受の信号ストリームをそれぞれ m , n 個の成分をもつベクトル \mathbf{T} , \mathbf{R} 、MIMO伝送路を n 行 m 列の行列 \mathbf{H} で表すと次になる。

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \times \mathbf{T}$$

通信容量の最大化や安定した通信を行うため次の操作を行う。

- ・両局にて \mathbf{H} の各成分を知るために、送信の各アンテナから常時送信中の参照信号を受信側の各アンテナにて品質測定し、その結果を送信側に返送する。
- ・送信側はそのデータをもとに \mathbf{T} に適切なプリコーディングを行った後、送信する。
- ・受信側ではアンテナ出力信号に上記プリコーディングの逆操作を行い \mathbf{R} を得る。



仮想的な複数伝送路を作る

n 行 m 列(ランク r)のチャンネル行列 \mathbf{H} は、適当な行列 $\mathbf{E}_t, \mathbf{E}_r$ を用いることで、 r 行 r 列の正方行列で対角成分のみに正の値を有する対角行列 \mathbf{D} との次の積に分解できる。下の括弧は各行列の行と列の数を示す。

行列の添字 H は共役転置を意味し、 $\mathbf{E}_t^H \times \mathbf{E}_t = \mathbf{E}_r^H \times \mathbf{E}_r = \mathbf{I}$ (単位行列)となる。また、 \mathbf{D} の対角成分は特異値と称する $\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2}, \dots, \sqrt{\lambda_r}$ で表す。

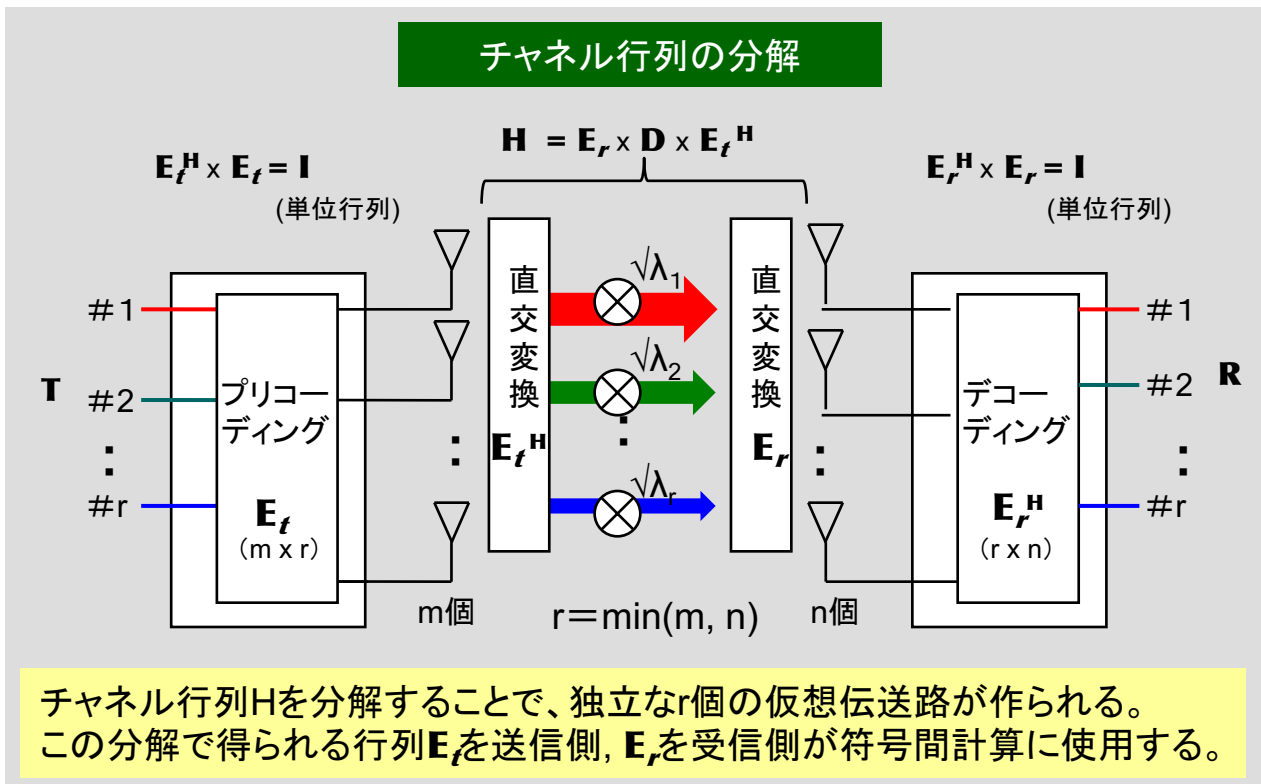
$$\mathbf{H} = \mathbf{E}_r \times \mathbf{D} \times \mathbf{E}_t^H$$

$(n \times m) \quad (n \times r) \quad (r \times r) \quad (r \times m)$

送信側では r 個の送信ストリームを表すベクトル \mathbf{T} を \mathbf{E}_t によりプリコーディングして、 m 個のアンテナに入力する。

受信側では、 n 個のアンテナからの信号に \mathbf{E}_r^H を乗算して得られる受信信号ベクトル \mathbf{R} の i 成分 r_i は、下式より \mathbf{T} の i 成分 t_i に特異値 $\sqrt{\lambda_i}$ を乗じたものになる。

$$\mathbf{R} = \mathbf{E}_r^H \mathbf{H} \mathbf{E}_t \mathbf{T} = \mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r \mathbf{D} \mathbf{E}_t^H \mathbf{E}_t \mathbf{T} = \mathbf{I} \mathbf{D} \mathbf{I} \mathbf{T} = \mathbf{D} \mathbf{T}$$





5. OFDMとMIMO

(4) チャネル行列Hの特異値分解

Aの特異値は $A \times A^H$ の行列固有値の平方根

n行m列 ($m \geq n$) の行列 A と、その随伴行列 A^H との積 AA^H はm行m列の正方行列となり、その固有値は全て非負となる。この時、行列 AA^H の固有値の平方根を特異値と呼ぶ。随伴行列 A^H とは、行列 A の転置共役によって得られる行列であり、 A のi行j列の成分と A^H のj行i列の成分とは複素共役になっている。

例えば、

$$A = \begin{bmatrix} 1 & -1-j \\ 1+j & j \end{bmatrix} \text{ では } A^H = \begin{bmatrix} 1 & 1-j \\ -1+j & -j \end{bmatrix}$$

A はユニタリ行列 U, V 即ち $U^H U = U U^H = V^H V = V V^H = I$ (単位行列) を用いて次のように表わせる。ここで、 Σ_1 は対角行列 (対角成分以外は全て0)

$$A = U \times \Sigma \times V^H$$

(n×m) (n×n) (n×m) (m×m)

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \Sigma_1 & \vdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & 0 \end{bmatrix}$$

↑ r
↓ m-r

$$\Sigma_1 = \text{diag}[\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r]$$

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_r > 0$$

特異値分解の例

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

【ケース1】

$$H = U \Lambda V^H = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^H$$

2x2MIMOにて、TX2 → RX2 が他の3つのパスと逆相になる場合、2個の特異値は等しくなり、独立した2個のストリームが等品質で伝送できる。

$$H = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\theta} \\ e^{j\theta} & 1 \end{bmatrix}$$

$$H = U \Lambda V^H = U \begin{bmatrix} \sqrt{2(1+\cos\theta)} & 0 \\ 0 & \sqrt{2(1-\cos\theta)} \end{bmatrix} V^H$$

2x2の近距離MIMOでは互いに斜めのパスではθの位相遅延が生じるが、損失差は(殆ど)ない。2個の特異値はθにより変動する一方、その2乗(固有値)の和はθによらず一定である。

“はじめてのMIMO入門”, RFジャーナルNo.34, p.51-52より

MIMOチャネル行列Hは送信、受信側に対応するユニタリ行列V, Uを用いて特異値分解できる。

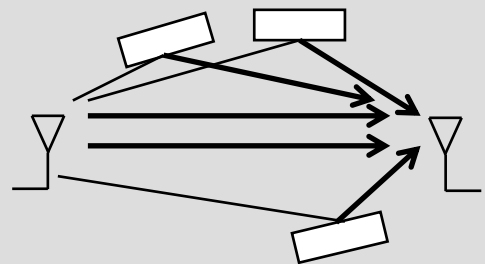
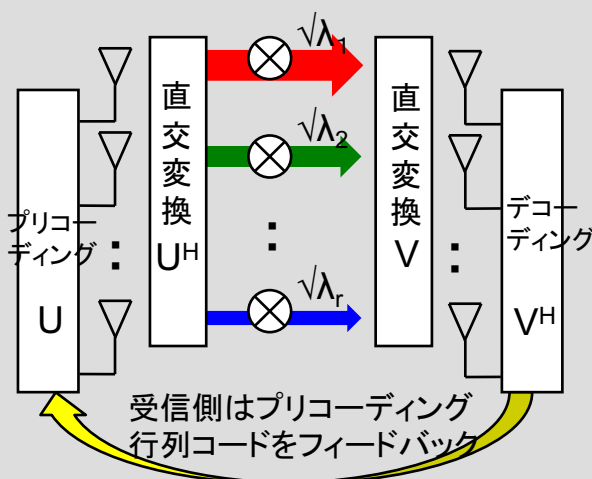
LTEでのMIMO適用方法

特異値 $\sqrt{\lambda_k}$ は、いわば各レイヤーの利得であり、回線の太さ(通信容量)に対応する。これが大きいレイヤーは、受信S/Nが高く64QAMで送っても雑音に打ち勝って受信できる。他方、特異値が小さいレイヤーでは低いS/NになるのでQPSKでも受信できないこともある。

前述したように送信側でのプリコーディングのためにUEは、基地局の複数アンテナから送信されているRS信号の受信強度情報を基地局に報告することになるが、電波環境、即ちチャネル行列値が絶えず変動することを考えると、その伝送量や処理遅延を減らす必要もある。

そこで、LTEでは、予め少数の代表的プリコーディング行列を定めておき、UEは、受信品質が最も高くなると予想されるその行列コードを返送するようにしている。また、基地局では受信環境に応じてレイヤー数(行列ランク数)を増減するランクアダプテーションを行っている。

チャネル行列情報の転送



建物等の反射などによって多くの独立のパスがあるとMIMOには有利。

特異値の大きいレイヤーは高いS/Nが得られるが、逆に小さいとS/Nが低いため、このレイヤーをなくす(ランク数を減らす)のがいい。

最適なビームを選択する

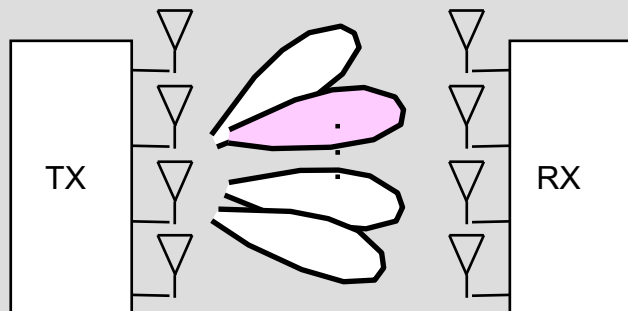
MIMOで使用するビームを決定するには、候補となるビームを1つずつ送り、どのビームが最も品質がいいかを判断する方法もあるが、LTEでは、参照信号(RS)を用いて一括で、最適なビームを選択している。ただし、選択できるビームの数はランクごとに16種類に限定している。

下図左表は、ランク1の場合の送信プリコーディングに対応するウェイトングである。右図は、これに相当する16個のビームのうち、次のサブフレームではいずれを使用するのが最も良いかをUEは判断し、そのコードを基地局に報告する。基地局は、UEから推奨されたビームを使用するか、あるいは他を使うかをオーバーライド決定して、UEに通知する。

チャンネル行列情報の転送

【4x4MIMO ランク1の場合】

Codebook Index	Weight
0	$[1 \ -1 \ -1 \ -1]^T$
1	$[1 \ -j \ 1 \ j]^T$
2	$[1 \ 1 \ -1 \ 1]^T$
3	$[1 \ j \ 1 \ -j]^T$
⋮	⋮
15	$[1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$



送信プリコーディング行列、ランク、変調・符号化率を推奨

UEでは、リファレンス信号の受信結果から、最も受信品質が良いと推定される送信ビームの候補を基地局に通知する。

基地局アンテナでは数百ものアンテナ素子を搭載

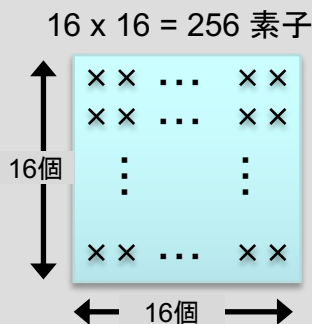
高い周波数帯を用いるNRでは、電波強度が周波数の2乗に比例して減衰する影響を補うために、多数のアンテナを用いることで利得を高めるビームフォーミング(BF)の適用が重要となる。

その際のアンテナ素子数は例えば28GHzの場合、基地局/移動局で最大256/32のように非常に多数となり帯域も広いため、LTEでのMIMOのようにアンテナ入出力信号を全デジタル処理するのは難しい。

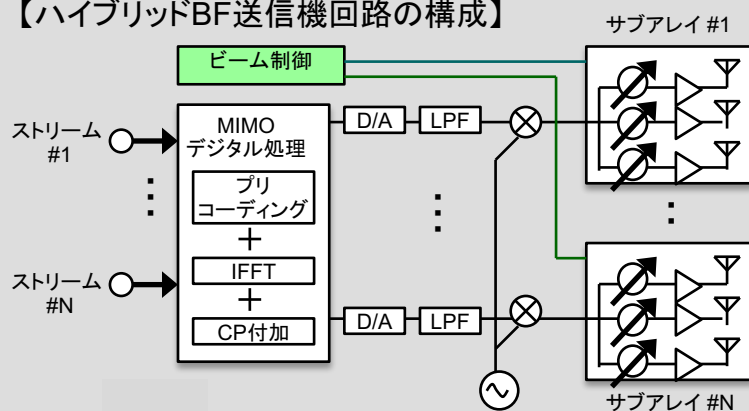
そこで、NRでは個々のアンテナ素子へのアナログ入出力信号の位相・振幅を変えて鋭いビームを生成するアナログBFや、下図のように一定数のアンテナ素子の組(サブアレイ)に対してアナログBFを適用して形成したビームを、複数ストリームのそれぞれに対応させるようなハイブリッドBF方式が考えられている。

マッシュブMIMOアンテナの例 (28GHz)

【アンテナ素子の配置】



【ハイブリッドBF送信機回路の構成】



三菱電機資料を元に作成

マッシュブMIMOアンテナでは、多数のアンテナ素子の広帯域信号を全デジタル処理するのは難しいため、アナログ方式が組合わされる見込みである。

ストリーム間の通信品質差が減少

マッシュMIMOでは、基地局アンテナの素子数を200x20というような数にまで高めることも検討されている。その際、アンテナ面を複数に分割して、同一建物の複数場所に設置したり、あるいは、複数の建物に設置することも考えられる。

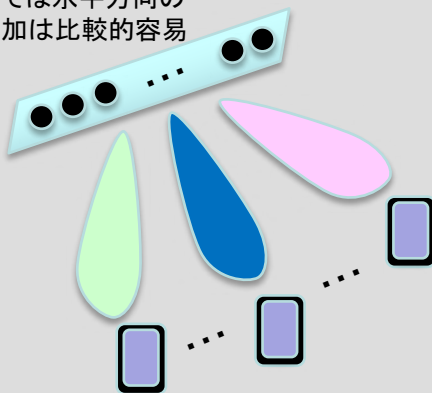
アンテナ素子数を20x20 → 50x20 → 200x20 のように増加していくと、MU-MIMOを適用して最大20ユーザに同時伝送する場合、基地局アンテナ数の増加につれ受信品質が改善していくと同時に、ユーザ間での受信品質のばらつきが次第に少なくなり、全ユーザに一定値以上の通信品質が確保できるようになる。

下図(文献1からの引用)は、20x20と200x20のMIMOアンテナのチャネル行列 H を複素ガウス乱数で1万通り生成させた場合の HH^H の最大固有値(λ_{\max})と最小固有値(λ_{\min})の累積確率分布を示している。

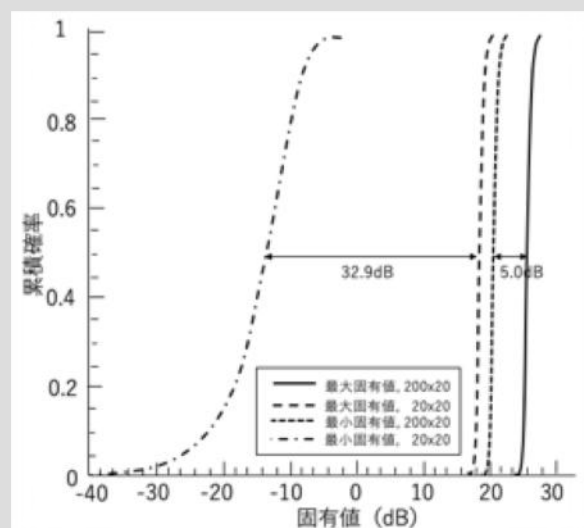
これを中央値で評価すると、20x20では約33dBの開きがあるのに対し、200x20では約5dBの差に留まり、ストリーム間の通信品質差が大きく減少している。

MIMOアンテナ素子増加による効果

基地局では水平方向の素子増加は比較的容易



右図: 文献1: “ HH^H の固有値分布”, 大鐘ほか、電子通信学会誌 Vol.101, No.11, 2018 より



基地局アンテナの素子増加していくに従い、MU-MIMO適用時のUE間の通信品質差を少なくすることができる。



【著者略歴】

田代 務

KDDIにて、衛星通信設備の設計や設備導入、研究開発計画の策定、人材育成、海外事業等に従事。ワシントン事務所長、KDDアメリカ副社長、IP事業企画部部長の後にKDDIを退職し、2003年に同僚と株式会社A2A研究所を設立。現在は、主に衛星通信やモバイル通信関係の調査や技術支援を行っている。東大工学部電子工学修士修了。静岡県出身。

主な著書 「どこでもワーク、いつでもラーニング」、「携帯電話の仕組み」、「衛星通信のしくみ」など。
(以上、A2A研究所ウェブサイト www.a2a.jp にて公開中)

