

技術解説

次世代無線通信に対応したシグナル・アナライザ

A signal analyzer for next generation wireless communications

及川 国弘
Kunihiro Oikawa
志村 隆史
Takashi Shimura
宮内 康司
Koji Miyauchi
白須 英貴
Hideki Shirasu

あらまし

次世代無線通信システムの研究開発に十分な性能を持ち、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex)デジタル変調をはじめ、その他の通信規格に対応したデジタル変調解析オプションを搭載可能な、世界最高性能のシグナル・アナライザR3681を開発した。本内容は、このR3681で実現している「広ダイナミック・レンジ測定」「高確度レベル測定」「低位相雑音」を実現するための様々な技術と、「OFDM変調解析アルゴリズム」について紹介する。

The Signal Analyzer R3681, with the world's highest performance, has been developed with ample capabilities to research and develop next generation wireless communication systems, and is capable of installing digital modulation analysis options that meet OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) digital modulation and other communication specifications. This document introduces the various technologies that achieve the "wide dynamic range measurement," "highly accurate level measurement" and "low-phase noise" realized by this R3681 as well as information on the "OFDM modulation analysis algorithm."

1. まえがき

次世代無線通信システムの研究開発における測定器への要求は、更なる広帯域、広ダイナミック・レンジ、高確度化と同時に、新たな通信システムの開発や通信規格の変更に對してフレキシブルに対応できることである。これらの要求に對し、次の5項目を実現することで、次世代無線通信システムに對するR3681シグナル・アナライザ(写真1)を開発した。

1.1 変調解析帯域幅の拡大

通信データ量の増加に伴い、広帯域で多値変調方式を用いた通信システムの開発が行われている。無線LAN(IEEE802.11a)では、帯域幅20MHzの変調解析帯域幅が必要である。



写真1 R3681シグナル・アナライザ
Photo1 R3681 Signal Analyzer

1.2 ダイナミック・レンジ拡大

変調帯域幅の拡大、マルチキャリア方式への移行など、さらなる広帯域な無線通信が使用されている。そのため、隣接チャンネル漏洩電力(ACP)の測定ダイナミック・レンジの拡大が必要である。

1.3 レベル精度向上

チャンネルごとの電力を測定するためにパワー・メータと同等の測定精度が求められている。

1.4 位相雑音の低減

キャリア信号の位相雑音特性の悪化は変調精度の悪化、つまり通信品質の悪化を招く。特にOFDM信号のマルチキャリア化には、位相雑音特性が優れた周波数シンセサイザが必要である。

1.5 OFDM変調解析技術

無線LANや地上波デジタル放送で代表される次世代無線通信の変調方式であるOFDM方式に対応した、周波数誤差、変調精度などの解析アルゴリズムが必要である。また、新たな通信システムを開発する上で、任意のパラメータで解析できるような汎用性が求められている。

2 . ハードウェア構成

図1にR3681シグナル・アナライザの全体ブロック図を示す。RFモジュール、Localシンセサイザ・モジュール、IFモジュール、ADCモジュール、CPUモジュール、表示部に分かれる。市場要求である「変調解析帯域幅拡大」、「ダイナミック・レンジ拡大」、「レベル精度向上」、「位相雑音低減」に応えるため、各モジュールに新規開発した技術を使うことで、これらすべてに対し十分に満足できる性能を実現している。ここでは、それらの技術について説明する。

2.1 RFモジュールの設計

広ダイナミック・レンジ、広帯域のRFモジュールを開発する目的として以下の3点がある。

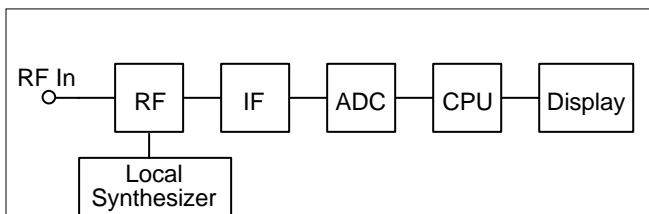


図1 R3681シグナル・アナライザ全体のブロック
Fig.1 Block diagram of R3681 signal analyzer

(1) W-CDMAのマルチキャリアの隣接チャンネル漏洩電力(ACP)測定

(2) 第4世代の移動体通信のACP測定に対応

(3) 広帯域変調信号に対応するためのRF帯域幅の確保

図2にこれらの要求を満たすために開発したRFモジュールのブロック図を示す。RF入力から2nd IF Out(421.4MHz)までの帯域幅:200MHz、3rd IF Out(21.4MHz)まで帯域幅:25MHzを確保し、IIP3=+27dBm、NF=17dBの特性を有している。

低雑音・低歪化を実現するために、図2の各回路のGain、NF、IP3をもとに、詳細なレベル・チャートを作成し、シミュレーションによる最適化を行った。その結果、低雑音・低歪化を実現する上で決めてとなる回路は、1st,2nd,3rd IF AMPと2nd, 3rd Mixerであった。これらについて新規回路開発、方式変更で対応し、変調解析帯域幅は変調解析用のBPFを用意することで、要求をみたとRFモジュールを実現することができた。

低雑音を達成するために、1st、2nd IF AMPにはHigh Gain & Low NFが求められる。1st、2nd IF AMPには90°ハイブリットを使用したFETバランスタイプを採用し、1st IF AMPでは、NF=1.6dB、Gain=13dB、OIP3=+40dBm、2nd IF AMPでは、NF=1.9dB、Gain=16dB、OIP3=+39dBmを実現した。3rd Mixerの前後のIF AMPには、従来方式の抵抗とコンデンサを用いたフィードバックAMPでは、歪み特性が良い(OIP3=+35dBm)反面、NFが悪い(6dB)という欠点があった。そこで図3に示すようなトランス・フィードバックAMPを新開発し、Gain=6dB、NF=3dB、OIP3=+46dBmを達成した。

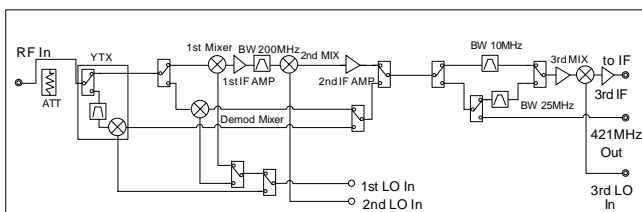


図2 RFモジュール・ブロック
Fig.2 Block diagram of RF module

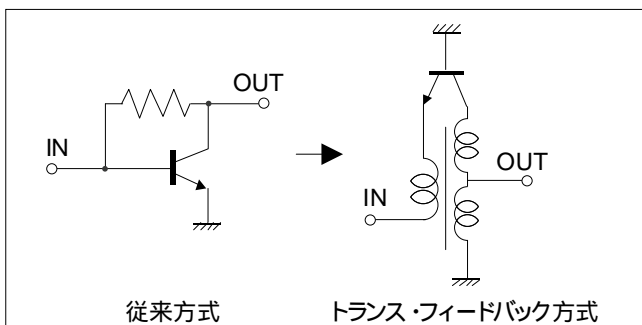


図3 従来方式とトランス・フィードバックAMP
Fig.3 Comparisons with trans feedback amp

2nd、3rd Mixerには低損失特性の他に低歪み特性が要求される。低歪みMixerを実現させるためには、バリア電圧の高いショットキー・ダイオードを用い、高いLOパワーで動作させることが一般的である。しかし、高いLOパワーは、消費電力の増加を招き、回路の小型化には向かない。そこで2nd、3rd Mixerには、ダイオード・ミキサとは異なりバリア電圧に依存しないFET Mixer方式を採用した。この結果、2nd Mixerは、Gain=-7dB、OIP3=+30dBm、3rd MixerはGain=-6dB、OIP3=+35dBmを実現できた。

2.2 IF・ADCモジュールの設計

従来のアナログ方式では、「部品毎の特性バラツキが大きく影響するため容易に安定した性能を得ることができない」、「ダイナミック・レンジが大きく取れない」などの欠点があり、次世代無線通信で要求されている高精度・高安定で広ダイナミック・レンジを満たすことができない、そこでこのモジュールをデジタル化することにより150dB/Hz以上の表示ダイナミック・レンジを実現した。

新たに開発したデジタル方式のIF・ADCモジュールのブロック図を図4に示す。この方式はプリフィルタ、アンチエイリアジング・フィルタ、A/Dコンバータ、デジタル・フィルタ、デジタル・ディテクタで構成される。

デジタル方式の利点は、部品毎の特性バラツキの影響がないため、高精度高安定の性能が得られること、A/Dデータのビット数の増加に比例してダイナミック・レンジを広げられることである。

ただし、モジュールの目標表示ダイナミック・レンジである155dB/Hzを実現するためには高速多ビットのA/Dコンバータ及びデジタルRBWフィルタが必要となる。

現在入手可能な高速A/Dコンバータは、100MHz程度でビット数は最大のもので14ビットである。14ビットでは必要なダイナミック・レンジを実現できない。このためA/Dコンバータを2つ使用し、入力信号のゲインに差を持たせた。入力信号レベルに応じてA/Dコンバータを選択し、データ処理を行い、18ビット/100MHz相当の広ダイナミック・レンジを実現した。A/Dコンバータを飽和させずに信号近傍でもダイナミック・レンジを確保するため、設定に応じた入力信号の帯域幅、ゲインの最適設定を行った。2つのA/Dコンバータの入力信号に時間差があると、使用するA/Dコン

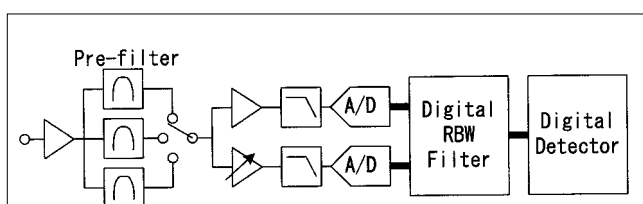


図4 新開発デジタルIFブロック図
Fig.4 Block diagram of the new digital IF

バータを切り換えた際にデータの不連続点が生じ、データ処理結果にスパイク状ノイズが現れる。データの連続性を保つため、2つのA/Dコンバータへのクロック時間差の補正回路を採用した。

また、目標としている広帯域、広ダイナミック・レンジのデジタルRBWフィルタを、入手可能なデジタル・フィルタ・デバイスで実現しようとする、内部で処理されるビット数、フィルタの処理速度が不足し、必要な性能を満たすことができない。そのため、RBWフィルタASICの新規開発を行った。このASICはデモジュレータ、CICデシメーションフィルタ、FIRフィルタから構成される。

このデジタル・フィルタは、必要なダイナミック・レンジを得ると共に、RBWを最小1Hzまで可能にし、また10MHz~1Hzの全範囲において急峻で安定したシェイプ・ファクタを実現した。

2.3 1st ローカル・シンセサイザ・モジュールの設計

キャリア信号の位相雑音特性の悪化は変調精度の悪化、隣接チャンネル漏洩電力の増加、つまり通信品質の悪化を招く。したがって、次世代通信のスペクトラム解析を行うには、位相雑音特性が優れた周波数シンセサイザを持った測定器が要求されている。

新たに開発した1st Local周波数シンセサイザ・モジュールのブロック図を図5に示す。すべてのオフセット周波数での位相雑音特性を改善するため、いくつかのオフセット周波数帯域に分解し、それぞれのオフセット周波数での位相雑音低減を行った。

オフセット周波数5kHz~100kHz付近の位相雑音は、YIG発振器をダウン・コンバートして位相比較するための、Sampling PLLの位相雑音で決定される。従来製品では最高でも400MHz帯のPLLであった。これは、YIG発振器の周波数範囲である4GHz~8GHzをサンプリングするのに10~20の通倍次数が必要になる。R3681ではこのSampling PLLを倍の800MHz帯に上げて、サンプリングの通倍次数5~10の半分に減らすことで、位相雑音を低減させている。通倍次数が半分にすることにより位相雑音特性は $20\log(2) \approx 6$ [dB]改善される。

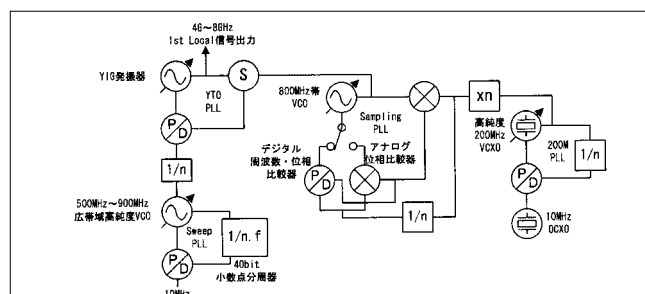


図5 R3681 1st Local シンセサイザ ブロック図
Fig.5 Block diagram of 1st local synthesizer

さらに、Sampling PLLの位相雑音は、位相比較器のフロア・ノイズが支配的である。従来製品では、安定して位相同期させることが可能なデジタル方式の周波数・位相比較器を使用していた。しかし、デジタル方式はフロア・ノイズがアナログ方式よりも悪いという欠点があった。R3681ではより低雑音にするために、周波数引き込みはデジタル方式を使用し、その後フロア・ノイズを低減させるためにアナログ位相比較器に切替えるという2段階の位相同期方式を採用して、アナログ・デジタル両者の欠点を補う形で位相雑音低減を実現した。

以上により、次世代の通信システムを研究開発のために十分な位相雑音特性を持った周波数シンセサイザ・モジュールを開発した。

3. 結果

これらの技術により実現できた諸性能を紹介する。図6にR3681の1GHzでの利得圧縮特性を示す。+10dBm以上の高いP1dBを実現している。図7に平均表示雑音レベルを示す。広帯域にわたり、低ノイズを実現している。表1にデジタルIF方式と従来方式の性能比較を示す。図8に800MHz高純度発振器をR3681で測定した波形を示す。ダイナミック・レンジ拡大により、入力信号のピークから、大きく下がったノイズ・レベルまで一度の掃引で測定可能となった。図9にリニアリティ特性を示す。デジタルIF方式では、補正無しで平坦な特性が得られている。図10に3種類のセンタ周波数における位相雑音特性を示す。目標のデジタル変調十分な低位相雑音を実現している。

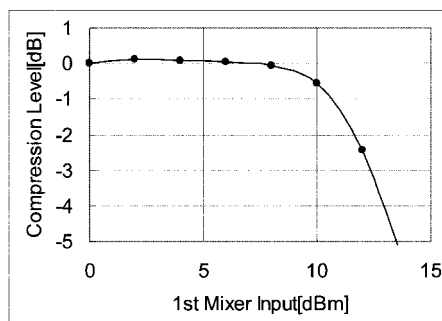


図6 R3681の利得圧縮特性
Fig.6 Gain Compression level of R3681

表1 方式による性能比較
Table.1 Performance comparison

項 目	デジタルIF	アナログIF
ダイナミック・レンジ	150dB	95dB
RBW 選択度	5 : 1	15 : 1

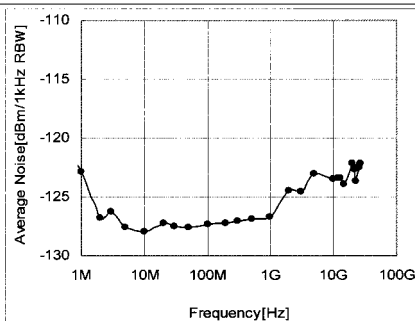


図7 R3681の平均表示雑音レベル特性
Fig.7 Average noise level of R3681

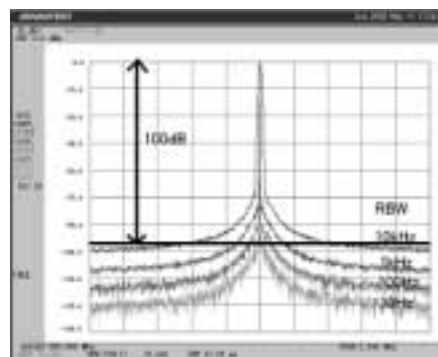


図8 R3681の管面表示ダイナミック・レンジ
Fig.8 Displayed dynamic range of R3681

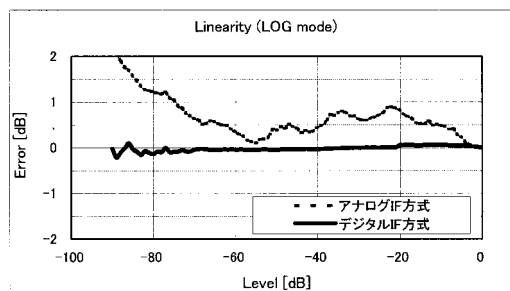


図9 ログ・リニアリティ
Fig.9 Log linearity of R3681

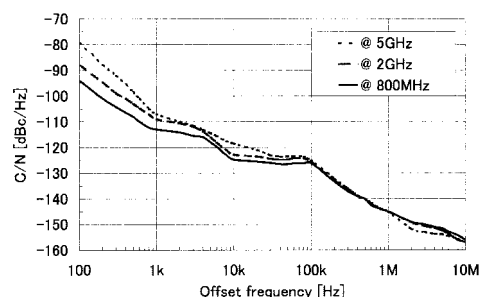


図10 ログ・リニアリティ
Fig.10 Log linearity of R3681

4 . OFDM変調解析部

次に、OFDMの変調解析アルゴリズムについて説明する。変調解析アルゴリズムは、AD変換された信号をソフトウェアで処理し、OFDMの周波数誤差、変調精度などの解析を行っている。ここでは、IEEE802.11aの変調解析を例にして説明する。

4.1 解析アルゴリズムの開発目標

変調解析のアルゴリズムは、以下の2点を目標とした。

- 1) 実稼動状態の信号を解析できること
 - 2) 規格に合致していない研究開発中の(ユーザが独自に作成した)OFDM信号を解析できること
- 実稼動の信号を解析するため、信号の長さや変調方式を自動的に判断できるようにした。

IEEE802.11aなどの規格による無線LANでは、同期をとるための既知パターンの信号が付加されているが、規格に合致しない信号ではこのような信号を使うことができない。そのため、規格に特化した既知パターン信号の情報を使わずに同期を取り、復調できるようにした。またFFTのサンプリング周波数、ガード・インターバル長、サブキャリアの数、種類などが変更可能である。

4.2 OFDM変調の概要

OFDMはOrthogonal Frequency Division Multiplexing(直交周波数分割多重)の略で、周波数の異なるキャリア(サブキャリアという)を変調して、合成する変調方式である。OFDMのスペクトルを図11に示す。矢印はサブキャリアの位置、sinc関数の曲線は各サブキャリアのスペクトルを示す。隣接するサブキャリアをスペクトルのヌル点に配置して干渉を避けつつ、サブキャリア周波数間隔を最小にしている点が、OFDMの特長である。

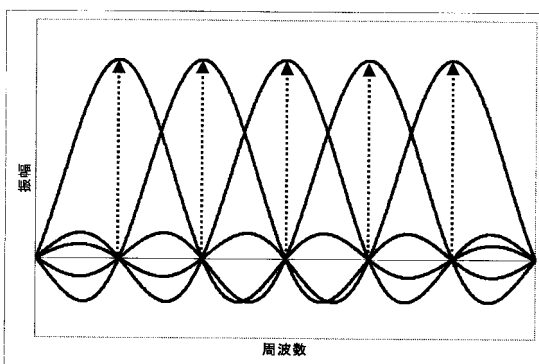


図11 OFDMのスペクトル
Fig.11 OFDM spectrum

0,1,0,0...の送信データを各サブキャリアごとに(例えばQPSK変調となるように)I,Q信号にマッピングし、逆FFTすることで、時間信号(有効シンボル)を得られる。IEEE802.11aでは、64ポイントのIFFTを行うことになっており、その内の52ポイント、つまり52本のサブキャリアが使用される。

OFDM変調の単位は、シンボルといい、このシンボルは有効シンボルとガード・インターバルから構成される。ガード・インターバルは有効シンボルの一部をコピーしたもので、ガード・インターバルを挿入することにより、マルチパスの影響を受けにくくなる。

OFDMシンボルをFFTすることにより、サブキャリアに分解でき、復調が可能となる。

4.3 IEEE802.11a規格信号の概要

IEEE802.11aの信号は、送信データが発生した時のみ発生するのでバースト状態で送信される。このバースト信号のことをフレーム(Frame)と呼び、送信プリアンブル部とペイロード部から構成されている。

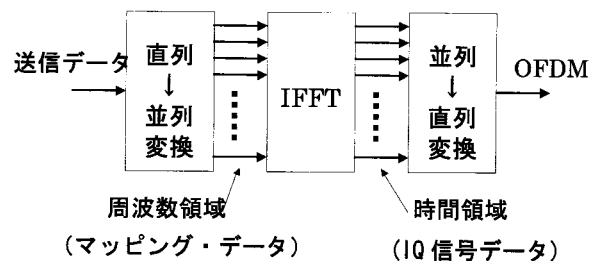


図12 OFDM信号発生原理
Fig.12 Principle of OFDM signal generation

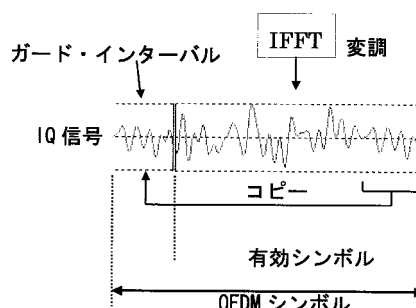


図13 OFDMシンボルの構造
Fig.13 Structure of OFDM symbol

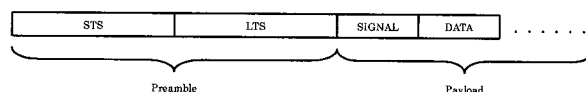


図14 IEEE802.11aのフレーム構造
Fig.14 Structure of IEEE802.11a frame

プリアンブル部は、ショート・トレーニング・シンボル(STS)とロング・トレーニング・シンボル(LTS)から成り、STSは同じ信号が10回繰り返された構造になっている。ペイロード部は、SIGNALとDATAから構成されており、SIGNALに信号の長さ、変調方式の情報が含まれる。

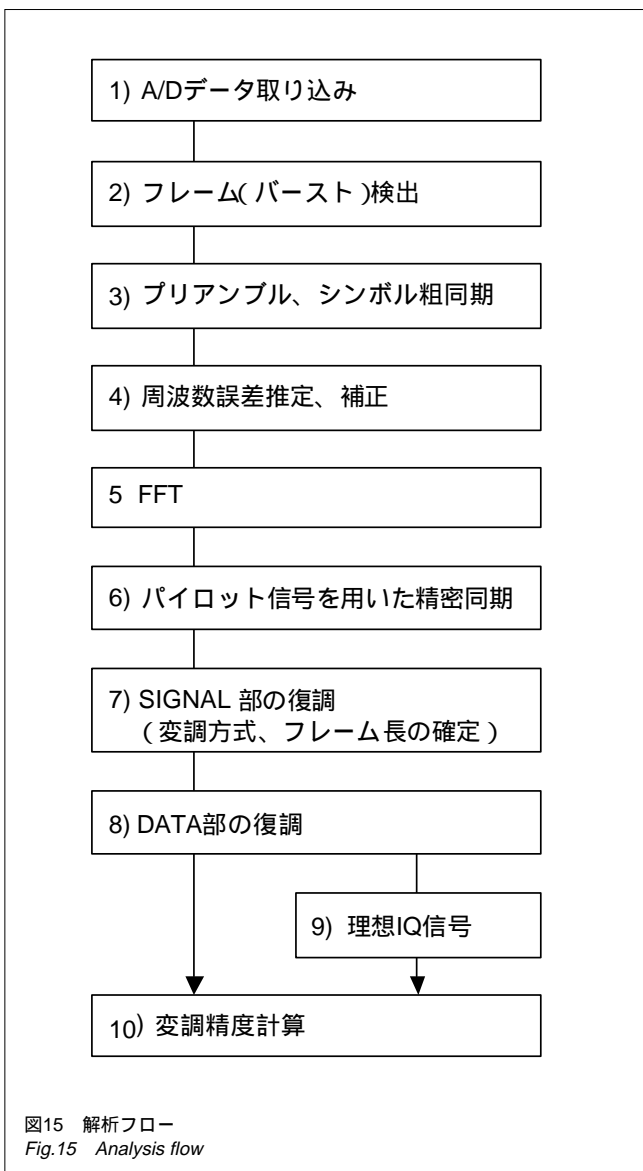
解析アルゴリズム詳細

4.4 解析フロー

信号解析フローを図15に示す。

被測定信号はIF周波数に変換されたのち、AD変換器にて量子化される。

解析アルゴリズムは、まずフレームを探し、次にプリアンブルを用いてシンボル同期を掛け、FFTによってサブキャリアに分離する。FFTした後、サブキャリアの位相を正確に求めるため、パイロット信号を用いて精密にシンボル



位置を探す(精密同期)。SIGNAL部を復調し、被測定信号の変調方式、フレームの長さを確定する。この情報をDATA部復調のために使う。DATA部の復調データを用いて理想IQ信号を計算し、精密同期を行った被測定IQ信号と比較することにより、変調精度を計算する。

4.5 プリアンブル、シンボル粗同期

プリアンブルは既知の信号であるので、計算によって作成した理想的なプリアンブル信号と、被測定信号との相互相関関数を計算すれば、プリアンブルの開始位置を検索することができる。

ペイロードのOFDMシンボルの開始位置は、プリアンブルの開始位置を基準にして決定する。

4.6 周波数誤差推定

被測定信号に周波数誤差を含んだままFFTを行うと、被測定信号とFFTの基本周期が一致しないため、FFTの結果は誤差を含んでしまう。このため、周波数誤差を補正してからFFTを行う必要がある。

ペイロードの周波数誤差の推定は、ガード・インターバルが、OFDM有効シンボルをコピーして作成したことを利用して計算する。シンボルごとに次式で計算し、測定フレーム内にわたって平均することで、周波数誤差を計算している。

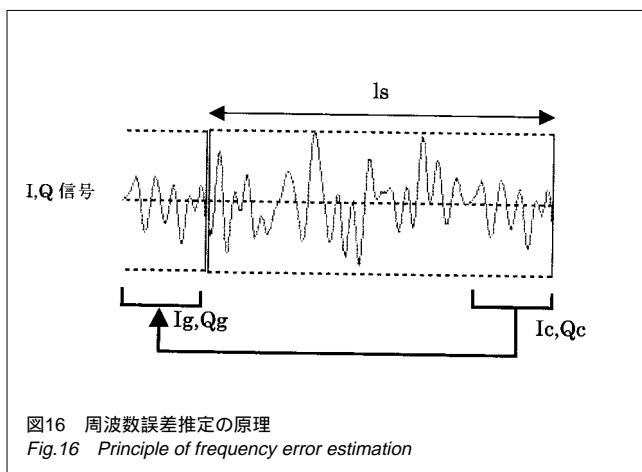
ガード・インターバルの信号	I_g, Q_g
コピー元の信号	I_c, Q_c
有効シンボル長	I_s (sec)
周波数誤差	f_{err} (Hz)

とすると、周波数誤差は次式で計算できる。

$$f_{err} = (I_c + jQ_c)(I_g - jQ_g) / (2 I_s)$$

4.7 パイロット信号を用いた精密同期

周波数誤差を補正してからFFTを行い、サブキャリアに分離する。そしてパイロット・サブキャリアの位相から、シンボルの時間シフトを精密に計算し、補正する。



時間領域のシフトは、周波数領域では周波数に比例した位相変化となる。すなわち時間関数を $h(t)$ 、そのフーリエ変換を $H(f)$ とする時、

$$h(t) \Leftrightarrow H(f)$$

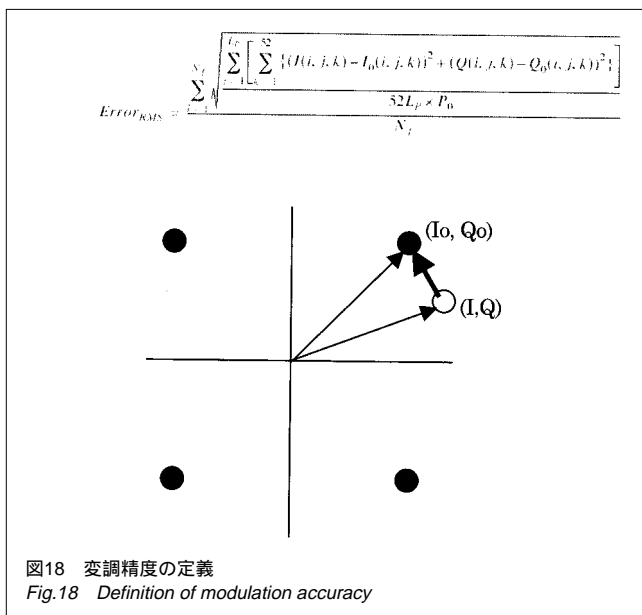
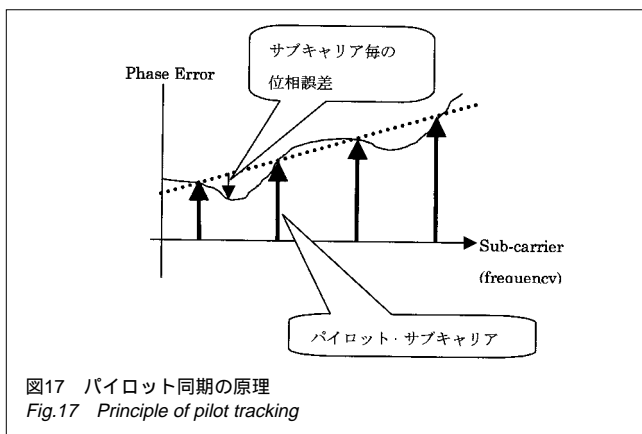
$$h(t-t_0) \Leftrightarrow H(f) \exp(-j2\pi f t_0)$$

の関係が成り立つ。周波数領域におけるパイロット・サブキャリアの位相回転を、最小2乗法を使って回帰直線で近似し、その傾きを求めることにより、時間シフト量を正確に求めることができる。

また、回帰直線を基準にした各サブキャリアの位相偏差が位相誤差となる。

4.8 変調精度計算

変調精度は、理想IQ信号(復調データから、計算で求める)と、被測定信号のIQ信号との距離で定義される。IEEE802.11a規格では、この距離を、フレーム内でRMS平均し、さらにフレーム数で加算平均することになっている。図18の式で I, Q は被測定信号、 I_0, Q_0 は理想信号、 L_p :パケッ



トの長さ(1フレームに含まれるシンボル数) N_f :測定するフレーム数、 P_0 :コンスタレーションの平均電力を表している。

4.9 イコライザ機能

IEEE802.11aでは、プリアンプのLTSを使ってイコライザ処理を行い、変調精度を測定することになっている。R3681ではチャンネル推定機能により、この処理を実現しているが、もう一つ同様な処理を行う機能としてイコライザ機能がある。

これは、変調精度の計算結果から得られた振幅、位相の周波数特性誤差を補正する機能である。例えば、SGの信号を測定した後、イコライザ機能を有効にすると、SG信号の周波数特性が補正された測定結果が得られる。その後SGとR3681の間にアンプ、フィルタなどDUTを挿入すると、DUTの周波数特性だけを測定することができる。

5. むすび

次世代無線通信にフレキシブルに対応可能な、広帯域、広ダイナミック・レンジ、高確度なR3681シグナル・アナライザを開発した。本内容では、広ダイナミック・レンジ測定、高確度レベル測定、低位相雑音を実現するためのハードウェア技術と、OFDM変調解析アルゴリズムについて紹介した。

今後、IEEE802.11b/g, 3GPP HSDPA, cdma2000 1xEV-DV, GSM/EDGEの解析ソフトウェアをデリバリしていく予定である。

筆者紹介



計測器事業本部 商品開発部門
第1開発部
及川 国弘 Kunihiro Oikawa



計測器事業本部 技術統括部
プラットフォーム開発部
志村 隆史 Takashi Shimura



計測器事業本部 商品開発部門
第1開発部
宮内 康司 Koji Miyauchi



計測器事業本部 商品開発部門
第1開発部
白須 英貴 Hideki Shirasu