

■12群（電子情報通信基礎）- 6編（測定）

6章 通信測定

（執筆者：山崎俊雄）[2011年4月 受領]

■概要■

現在の情報通信ネットワークは、情報の伝送媒体の違いにより有線通信ネットワークと無線通信ネットワークの2種類に分かれる。今日までの情報通信技術の発展は目覚しく、有線通信ネットワークでは光通信技術の飛躍的な発展により大幅な高速化と大容量化が実現した。無線通信ネットワークではデジタル通信技術との融合により、携帯端末機器による大規模な移動無線通信システムが実現した。これらの情報通信ネットワークのインフラストラクチャーを構築し維持するためには、情報通信ネットワークを構成する個々の通信装置、通信機器が正しく動作し、所定の機能を発揮することを確実にしなければならない。

この目的を実現するために、情報通信ネットワークの様々な場面において、通信品質の評価に利用されているのが数々の通信用計測器である。アナログ信号による通信が主流であった時代には、通信測定の主な目的は伝送信号の振幅、位相、周波数といった基礎的な電気量を測定することに限られていた。しかし、デジタル信号による通信が主流となってからはその様相が一変する。伝送信号の基礎的な電気量を測定する作業自体は基本的には変わらないものの、今日の通信用計測器はそれらの基礎的な電気量の測定結果をもとにして、より複合的に情報処理を行い、伝送信号の品質状態を具体的に数値化し、あるいは可視化するということが求められるようになってきている。例えばデジタル通信機器の符号誤り率を測定すること、伝送装置のジッタを測定すること、光ファイバ線路の破断点を検出すること、IPネットワーク機器や携帯端末機器の接続試験を行うことなどである。

本章では、情報通信ネットワークの様々な場面の品質評価において必要となる測定項目を測定分野ごとに分類して解説する。まず(6-1節)では、通信の品質に影響を及ぼす種々の雑音についてその性質と測定方法を解説する。(6-2節)では有線通信ネットワークの評価に係る測定項目とその測定方法を解説する。(6-3節)では無線通信機器の評価に係る測定項目とその測定方法を解説する。(6-4節)では携帯端末機器を対象とした移動無線通信システムの評価に係る測定項目とその測定方法を解説する。(6-5節)では光通信システムの評価に係る測定項目とその測定方法を解説する。

【本章の構成】

本章では雑音測定(6-1節)、有線通信機器測定(6-2節)、無線通信機器測定(6-3節)、移動無線通信機器測定(6-4節)、光通信測定(6-5節)に関して、基礎的な理論、測定方法及び計測器による測定手法について述べる。

■12 群 - 6 編 - 6 章

6-1 雑音測定

(執筆者：内野政治) [2009年9月 受領]

いわゆる雑音と呼ばれる波形をオシロスコープで観測すると、一見して規則性をもたず、オシロスコープに映し出されている波形から、ほかの部分の推測することは困難であることが分かる。この事実が雑音の特徴づけている。

また、そのような波形をスペクトルアナライザのアベレージング機能を使って観測すると、その雑音固有のスペクトルが表示され、強さや他の信号に及ぼす影響度などを定量的に把握することが可能となる。このため、雑音測定においては、スペクトルアナライザの方がオシロスコープよりも有用である。

残念なことにスペクトルアナライザでは、試験用のランダム系列などによって変調された信号と、帯域通過フィルタによって帯域制限された雑音とを区別することはできない。このような場合の識別には、オシロスコープが役立つ。

6-1-1 雑音の分類

オシロスコープによって観測される波形の瞬時値の分布によって、雑音は2種類に分類される。その一つは熱雑音と呼ばれるもので、オシロスコープに何も繋がなくとも観測される雑音である。ほかの一つは、熱雑音にスパイク状の波形が重なったもので、インパルス状雑音と呼ばれるものである。インパルス状雑音は、CPUなどを搭載した電子回路の電源などでしばしば観測される。

また上記以外の雑音として、発振器や直流電源などで観測されるフリッカ雑音が知られている¹⁾。フリッカ雑音は時間経過と共に標準偏差が発散する性質があり、その測定には、周波数安定度測定器やシグナルソースアナライザなどの特殊な測定器が必要である。

上述のような分類は、主として雑音を測定するという目的に適した分類である。これ以外にも、雑音の発生源による分類方法もしばしばとられる。対象となる機器の内部から発生する雑音を内部雑音、機器の外部から到来する雑音を外部雑音と呼ぶ。いずれも機器の機能・性能を損なうものであり、存在しないことが望ましいものである。

雑音が発生する仕組みによって分類する場合もある。このような分類手法によって、雑音対策がいつそう容易になる。自動車の点火機構に起因して発生するイグニッション雑音、電灯線などの交流源により誘発されるハム雑音、天体の活動により発生する太陽雑音や銀河雑音、雷などである。イグニッション雑音やハム雑音を人工雑音、太陽雑音や銀河雑音、雷などを自然雑音と区別している場合もある。

人工雑音の中には、人間の社会活動と密接に関連するものがあり、雑音を観測する周波数帯によっては、都市地域と山間・田園地域で顕著な差を呈する。このため、都市雑音と呼ばれることもある。

6-1-2 熱雑音の測定

熱雑音は、抵抗体から発生する雑音で、絶対零度に冷却しない限り、排除することは困難である。極端に雑音を嫌う宇宙通信などにおいては、増幅器を液体窒素などで冷却し、可能

な限り熱雑音の低減を図るものもある。

温度 T の抵抗体の発する熱雑音の1Hz当たりの電力密度は、 kT [W/Hz] で与えられ^{*}、常温では -174 dBm/Hz となる。熱雑音の電力密度の真数は $10^{20.4}$ W/Hz と、極めて微小なため、数値の取り扱いが面倒である。このため、電力密度の代わりに抵抗体の温度をもって、その強さを表示することもあり、これを雑音温度と呼ぶ。雑音温度の異なる熱雑音を加法的に合成した雑音もまた熱雑音であり、その雑音温度は個々の熱雑音の雑音温度を加算したものとなる。

抵抗体から発生したままの段階では、電力密度の周波数特性は平坦であり、増幅器や回路網を通過することによって、固有のスペクトルを呈することになる。熱雑音波形の瞬時値の分布は正規分布であり²⁾、その包絡線の分布はレーリー分布、電力 a の分布は指数分布となる。また、熱雑音電力の振幅確率分布³⁾は $e^{-x/\bar{a}}$ で与えられる。ここで、振幅確率分布とは $a > x$ である確率を意味し、 \bar{a} は平均電力である。

上記の性質から、熱雑音は線型演算で閉じていることが分かる。すなわち、熱雑音を増幅しても、あるいは熱雑音どうしを加減算しても、得られるものは熱雑音であり、電力密度やスペクトルだけが変化する。

熱雑音の尖頭電力は、前述の理論的な分布からは特定できない。一方、スペクトルアナライザのピーク検波、最大値ホールド機能を使って尖頭電力を測定してみると、その実測値は平均電力よりも十数 dB 高くなることが分かる。また、若干の機種依存性も存在するケースも散見され、更なる調査研究が必要と考えられる。

熱雑音の平均電力を正確に測定するための専用受信機は、ラジオメータと呼ばれ⁴⁾、高精度な測定が可能であるものの、測定周波数や帯域幅が固定であるため、通信測定用としては、あまり利用されることはない。通常熱雑音測定には、雑音電力密度を表示できるスペクトルアナライザが多用される。平均電力の測定時間 T 秒で、分解能帯域幅 B Hz における熱雑音の平均電力を測定すると、不確かさは $1/\sqrt{BT}$ に比例する。

測定対象となる熱雑音は微弱である場合が多いため、低雑音の前置増幅器によって、測定可能な電力となるまで増幅する必要がある。この場合、前置増幅器の雑音指数が問題となる。

増幅器の雑音指数は、ノイズダイオードなどの標準雑音源を被測定増幅器の入力コネクタに直接接続し、被測定増幅器の出力を雑音指数測定器と接続して測定される。標準雑音源は雑音指数測定器から供給されるDC電源によって動作し、DC電源が供給されないときは室温、供給されているときは本体表面に表示される過剰雑音比[†]から定まる熱雑音を発生する。

前置増幅器の利得を A dB、雑音指数を NF dB とするとき、

$$-174 + NF + A \quad [\text{dBm}]$$

がスペクトルアナライザ単体の表示平均雑音レベルよりも10 dB以上高くなるよう、十分な利得を確保する。スペクトルアナライザと前置増幅器とを接続し、前置増幅器の入力コネクタを終端器で終端し、表示されるスペクトルをアベレージングし、あらかじめフロア雑音の電力密度を測定しておく。終端器を外し、測定対象となる雑音に接続し、そのときの電力密

^{*} k はボルツマン定数である。

[†] ENR: excess noise ratio とは、290K を基準温度とし、発生する雑音の雑音温度と基準温度との比をdBで表記したものの。

度を読み取り、フロア雑音の電力密度を差し引けば、測定対象の雑音の電力密度が分かる⁵⁾。

6-1-3 インパルス状雑音の測定

熱雑音に重畳されたスパイク状の雑音であり、測定対象となる雑音の帯域幅が受信機の帯域幅よりも広いのか、狭いかで異なった振幅確率分布になることが知られており、前者をクラス B 雑音、後者をクラス A 雑音と呼ぶ⁶⁾。通常観測されるインパルス状雑音はほとんどクラス B になる。

受信機の帯域幅やスペクトルアナライザの分解能帯域幅を狭めてゆくと、スパイク状の部分の尖頭電力は急激に減少し、熱雑音部分は緩慢に減少してゆき、究極的には熱雑音と区別がつかなくなる。このため、インパルス状雑音の特徴を抽出するには、可能な限り広帯域な測定が必要である。

インパルス状雑音を特徴づけるパラメータとしては、尖頭電力やインパルスの発生頻度や発生間隔などが挙げられ、振幅確率分布、平均交叉率、パルス間隔分布、パルス幅分布などの統計パラメータによって実測される^{3,7)}。

最も重要なパラメータは、尖頭電力や振幅確率分布である。尖頭電力は振幅確率分布の中に含まれているので、振幅確率分布を測定すれば尖頭電力の測定は必要ない。振幅確率分布を測定するためには既知のインパルス応答をもつ帯域通過フィルタが必要となる。インパルス応答が異なると、同じ設定の測定器で測っても異なった結果を得ることになる。通常、インパルス状雑音の測定には、インパルス帯域幅[‡] 1 MHz のガウス特性の分解能帯域幅フィルタが装備されたスペクトルアナライザなどを用いる。

測定の中心周波数が 1GHz 未満の場合、インパルス状雑音を含む妨害波全般については、準尖頭値という尺度で測定することが国際的に合意されている³⁾。定められた周波数帯ごとに規定の帯域幅の帯域通過フィルタを通過した信号を、規定回路定数の準尖頭値検波器で検波し、規定の機械的応答時定数をもつ指示計に表示する。指示値は包絡線の平均値と尖頭値の中間の値を示す。この詳しい測定回路や校正方法については、CISPR16-1-1 規格を参照されたい。

インパルス状雑音の測定には、前節で記述した熱雑音測定時の留意事項に加え、尖頭電力がスペクトルアナライザや前置増幅器の線型動作範囲を超えないよう常に留意する必要がある。この範囲を超えてしまうと、増幅器の飽和によってスパイクの尖端がなまってしまい、正しい尖頭電力よりも低い値を観測することになる。

このため、前置増幅器の 1dB 抑圧点は、スペクトルアナライザのそれよりも高くとる必要がある。さらにスペクトルアナライザの全帯域幅での尖頭値は、最大入力レベルよりも低くある必要がある。一般に、尖頭値電力は帯域幅が 2 倍になると、4 倍に増加する。

オシロスコープを使ってインパルス状雑音の波形を観測し、尖頭電力がスペクトルアナライザの線型動作範囲内に収まっているか確認する必要がある。あるいは、簡便な方法として、スペクトルアナライザの入力端に 3dB 程度の減衰器を挿入し、尖頭電力が 3dB 減衰するか確認する手法もある。

[‡] www.soumu.go.jp/joho_tsusin/policyreports/joho_tsusin/cispr/pdf/cispr16_1_1.pdf の 54 ページの E.7 節を参照

6-1-4 発振器雑音の測定

公称周波数 f_c Hz の発振器の時刻 t における出力を複素表現すると

$$I(t) + jQ(t) = V_0(1 + A(t))e^{j2\pi f_c t + j\phi(t)} \\ = V_0(1 + A(t))e^{j2\pi f_c(t - \tau(t))}$$

となる。ここで、 V_0 は発振器出力電圧の振幅、 $A(t)$ は振幅雑音成分、 $\phi(t)$ は位相雑音成分を意味する。特に、 $\tau(t) = -\phi(t)/2\pi f_c$ はジッタと呼ばれている⁸⁾。

振幅雑音はダイオード検波器などで、容易に抽出できるうえ、コンパレータやリミッタ回路などで、抑圧することも可能である。また、論理回路を駆動するクロック信号などでは、振幅雑音を無視する場合が多い。論理回路では高速性を追求するため、論理素子における入出力間の遅延時間や、その時間変動であるジッタ $\tau(t)$ 、あるいは、スキューと呼ばれる論理素子間の遅延時間のバラツキが問題となる。

共振回路にキャパティや LC 同調回路を用いる通常の自励発振器では、発振周波数の正規化変動成分すなわち $\tau(t)$ の導関数のスペクトルは、離調周波数 f に対して $1/f$ 雑音をもっており、周波数変動はフリッカ雑音になっている。このため、ジッタの低域成分は非常に複雑な動きをするので、ワンドと呼ばれることもある⁹⁾。ワンドを測定するためには、周波数安定度測定器などの専用の測定器を用いる^{1,10)}。

最近のオシロスコープでは、波形処理機能からジッタの分布や実効値・ピーク値などを測定できる。また、クロック信号は 2 値波形なので、論理値 0 のときの電圧と論理値 1 のときの電圧の中間の電圧を、クロック信号が正に交叉する時間を計測することで、 $\tau(t)$ を標準化できる⁸⁾。

しかし、オシロスコープを使った手法では、例えば水晶発振器などの低雑音発振器を測定する場合に、被測定信号を標準化する際のジッタが無視できない場合がある。また、スペクトルアナライザを使って発振器出力のスペクトルを測定する方法もあるが、スペクトルアナライザの局部発振器の位相雑音以下の発振器雑音を測定することはできない⁸⁾。

このような場合、図 6・1(a) のように、被測定発振器の出力を遅延させホモダイン検波する手法がある。原理的には周波数検波なので、FM 成分すなわち $\tau(t)$ を微分し 2π で除した成分を観測することになる。

また、 $\phi(t)$ の高域成分を測定する手法として、図 6・1(b) のようなフェーズロックループ (PLL) と併用する方法もある⁸⁾。図中の DCFM は局部発振器の発振周波数を制御する信号であり、PLL 時定数回路は測定可能な位相雑音の低域側遮断周波数を決定する低域通過フィルタである。

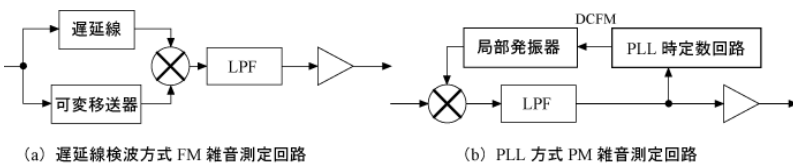


図 6・1 発振器雑音測定回路

最近では図 6・2 のような、局部発振器を二つ使用し、検出された 2 系統の位相雑音測定結果の相互相関を取ることで、局部発振器の雑音問題を回避するシグナルソースアナライザも市販されている。

すなわち、被測定発振器の雑音を N_{DUT} ，局部発振器の雑音をそれぞれ N_1 ， N_2 とする。図 6・2 の二つの PLL 回路からは、それぞれ被測定発振器と局部発振器の雑音が重畳された信号 $N_{DUT} + N_1$ ， $N_{DUT} + N_2$ が出力される。二つの局部発振器の雑音が互いに無相関であれば、これらの相互相関をとることによって、被測定発振器の雑音の自己相関成分のみが残存することになり、二つの局部発振器の雑音の影響を排除できる。

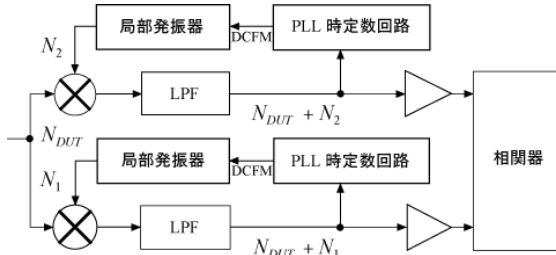


図 6・2 相互相関方式位相雑音測定回路

■参考文献

- 1) 吉村和幸, 大浦宣徳, 古賀保喜, “周波数と時間—原子時計の基礎原子時のしくみ,” 信学会, 1995.
- 2) W.B. Davenport, Jr. and W.L. Root, “An introduction to the theory of random signals and noise,” McGraw-Hill, Inc., 1958.
- 3) 清水康敬, 杉浦 行, “電磁妨害波の基本と対策,” 信学会, 1995.
- 4) N. Skou and D.L. Vine, “Microwave radiometer systems, second ed.,” Artech House, 2006.
- 5) 内野政治, “ラジオメータ法による UWB 機器からの実効放射電力測定,” 電学論 (B), vol.J87-B, no.6, pp.921-923, 2004.
- 6) D. Middleton, “Statistical-physical models of electromagnetic interference,” IEEE Trans. EMC, vol.19, no.3, pp.106-127, 1977.
- 7) M. Uchino, O. Tagiri, and T. Shinozuka, “Real-time measurement of noise statistics,” IEEE Trans.EMC, vol.43, no.4, pp.629-636, 2001.
- 8) K. Feher, “Telecommunications measurements, analysis, and instrumentation,” Prentice-Hall Inc., 1987.
- 9) S. Bregni, “Synchronization of digital telecommunications networks,” Jhon Wiley & Sons, 2002.
- 10) K. Mochizuki, M. Uchino, and M. Morikawa, “Frequency-stability measurement system using highspped ADCs and digital signal processing,” IEEE Trans. I&M, vol.56, no.5, pp.1887-1893, 2007.

■12群 - 6編 - 6章

6-2 有線通信機器測定

(執筆著者：浜田宏一) [2009年10月受領]

6-2-1 概要

有線通信は従来の音声伝達に加えインターネットの普及や映像データの増加によりデータ伝送の役割が増えた。インターネットからの大量のデータは大容量のコアネットワークを經由し、IPネットワークによってパケットに格納されて地域まで伝送され、PON (Passive Optical Network) などのアクセスネットワークで各家庭に届けられる。本章ではこれらのネットワークにおける特徴のある測定手法を説明する。

6-2-2 アクセスネットワーク測定

インターネットの爆発的普及をきっかけに様々なコンテンツやサービスが充実し、大容量のデータ通信能力が必要となった。当初は高価だった光ファイバ・ケーブルのコストが大きく低減したことや通信分野の規制緩和による事業者間競争が激化したことで、アクセスネットワークではFTTH (Fiber To The Home) を基軸としたブロードバンド情報ネットワークが近年急速に発展している。これらアクセスネットワークでは高品質で安定した情報を提供するために光ファイバ網の敷設・保守時の光信号特性やファイバ評価や、音声や IP 網で伝送する VoIP (Voice over Internet Protocol) の評価が重要とされている。

(1) 光ファイバの測定

アクセスネットワークにおける光ファイバの評価、維持にはその特性を正確に評価する測定器が必要である。FTTH などの光アクセス網では光ファイバの線路損失評価や破断点を評価する光パルス試験器 (OTDR : Optical Time Domain Reflectometer) や光損失測定を行う光源、可視光源、光パワーメータなどが広く使用されている。また、敷設されている光ファイバは急激な曲げ状態で長期間放置されると、断線する可能性がある。この曲げによる損失は特に長波長側で大きくなることから、光パルス試験器を用いた曲げ損失測定が光アクセス網の敷設・保守時に実施されている。

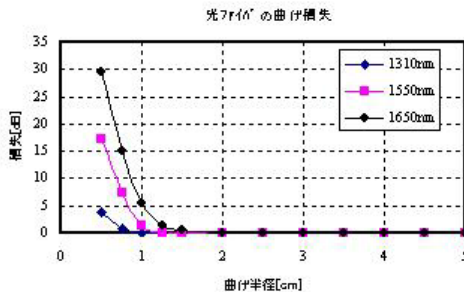


図 6.3 光ファイバの光パルス試験器測定波長対曲げ損失の一例

(2) PON 測定

PON (Passive Optical Network) は、シェアードアクセスとも呼ばれる Passive Double Star 型のネットワーク構成である。局舎からユーザ宅までの間に複数の光スプリッタ (光カプラ) と呼ばれる光受動素子で分岐させることで、ケーブルの短縮と中継機器の低減を図ったシステムである。

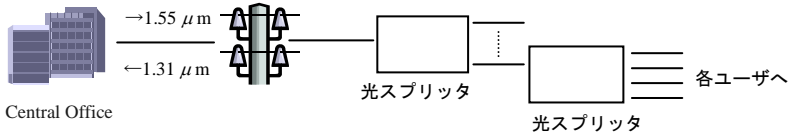


図 6・4 PON システムの構成例

PON システムでは光源、光パワーメータを用いた光損失測定や、上りと下りで波長が異なることから、光スペクトラムアナライザでの光信号特性を評価・測定する場合もある。また光ファイバの線路損失評価や破断点測定には光パルス試験器が用いられ、図 6・5 の測定結果例に示すとおり光スプリッタの分岐・損失評価や光スプリッタ前後の線路損失評価測定および破断点の検出を行う。

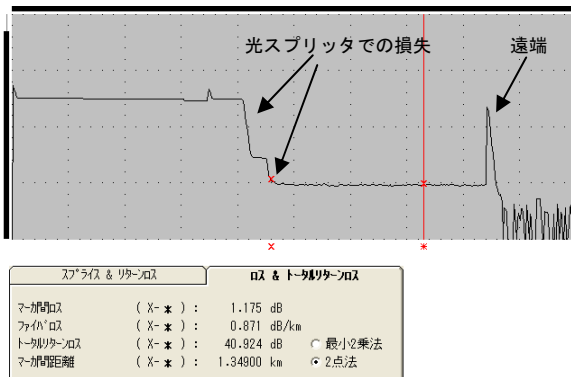


図 6・5 PON システムでの光パルス試験器測定波形の例

PON サービスでは Drop ケーブルで障害が発生した場合、ほかの分岐ユーザのサービスに影響がないようなトラブルシューティングが必要となる。そのため通信波長に依存しない保守波長で光パルス試験を行うことが重要である。具体的には、インサービス中でも試験が実施可能となるよう阻止フィルタや WDM カプラをシステムに挿入し 1.625/1.650 μ m を測定波長とする光パルス試験を行う。また、短波長 (780 nm) を測定波長とした障害点検出を行うこともある。

(3) VoIP 測定

VoIP (Voice over Internet Protocol) の試験では、シグナリング試験と品質評価がある。品質評価は、使用者が感じる通話の品質である QoE (Quality of Experience) を測定する。QoE には主観的指標として知られる MOS (Mean Opinion Score) や、客観的指標として知られる R 値などがある。MOS は、被験者が音声を聞いて 1 から 5 までの 5 段階評価をして平均を取ったものである。一方 R 値はパケットロスや遅延などの QoS (Quality of Service) に様々な環境要素を加味して算出されるもので ITU-T G.107 で次のように定義されている。

$$R = R_o - I_s - I_d - I_{e\text{-eff}} + A$$

R_o: Basic signal-to-noise ratio

I_s: Simultaneous impairment factor

I_d: Delay impairment factor

I_{e-eff}: Packet-loss dependent Effective Equipment impairment factor

A: Advantage factor

測定器では MOS を直接測定することは難しいため、R 値を測定しその R 値から MOS を推定することが行われる。

6-2-3 IP ネットワーク測定

IP ネットワークの品質を測定する主な項目にはスループット測定、遅延時間測定、フレーム損失率がある。測定には自由にレートを変えてフレームを送信でき、かつ受信しフレーム数をカウントできる測定器が必要となる。測定対象となる IP ネットワーク、スイッチ、ルータ、ハブなどの被測定物と測定器を図 6・6 のように接続し測定を行う。

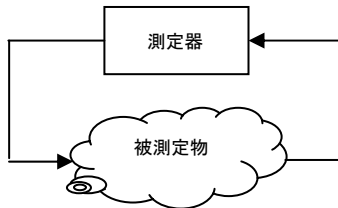


図 6・6 IP ネットワーク品質測定接続

(1) スループット測定

スループット測定は IP ネットワークで使用されるスイッチ、ルータ、ハブなど(被測定物)を評価する場合の代表的な測定であり、被測定物のデータ処理能力を表す。ある特定数のフレームをある特定のレート(フレーム間隔)で被測定物に送信し、その被測定物を通過した後の受信フレーム数が送信フレーム数と同数であるかカウントする。もし送信フレーム数よりも受信フレーム数が少なかった場合レートを落とし、再度テストを繰り返す。

スループット測定の結果は送信フレーム数と受信フレーム数が同数となる最も速いレートとなる。スループット測定の結果はフレームサイズで異なる場合がある。したがって最小、

最大のフレームサイズを含むいくつかのフレームサイズで測定すべきである。イーサネットの場合 64, 128, 256, 512, 1024, 1280, 1518 バイトのフレームサイズが一般的である。測定の結果は図 6・7 のような縦軸にレート、横軸にフレームサイズで表される。

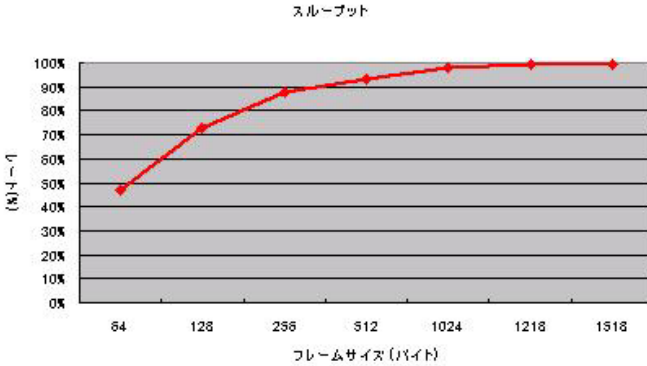


図 6・7 スループット測定結果

(2) 遅延時間測定

遅延時間測定は上記のスループット測定の結果の最も早いレート値で、フレームが送信されてから被測定物を通過し受信するまでの時間を測定する。被測定物に負荷がかかった条件下でフレームに与える遅延を評価する。

この測定にはフレームに時刻情報が記録 (タイムスタンプ) できる専用の測定器を使うことが望ましい。測定器からフレームが送出された時間をフレーム内のタイムスタンプ A を記録する。また被測定物を通過した後受信した時刻をタイムスタンプ B として記録する。

遅延時間はタイムスタンプ B からタイムスタンプ A を引いた時間となる。

測定結果は図 6・8 のように縦軸に遅延時間、横軸にフレームサイズで表される。



図 6・8 遅延測定結果

(3) フレーム損失率

フレーム損失率測定は特定の数のフレームを特定のレートで被測定物に送り、被測定物によって転送された後のフレーム数を数え、フレーム損失率を求める。

フレーム損失率測定は次の式で求められる。

$$((\text{受信フレーム数} - \text{送信フレーム数}) \times 100) \div \text{受信フレーム数}$$

測定結果は図 6・9 に示すとおり縦軸にフレーム損失率、横軸に受信フレームレートで表される。

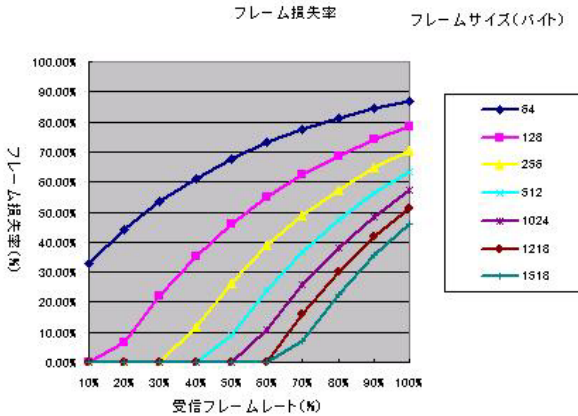


図 6・9 フレーム損失測定結果

(4) CPU 稼働率

ルータを使用する場合、スループット測定だけでは被測定物の性能を比較することが困難な場合がある。そのような場合被測定物に負荷をかけて CPU 稼働率を測定する方法がある。一般的にルータはパケットの転送に CPU の能力を使用しており、その稼働率が上がると転送能力が落ちる。

CPU 稼働率測定は特定のレートで被測定物にパケットを送出し続け、被測定物のモニタ機能で CPU の稼働率をモニタする。

測定結果は図 6・10 のように縦軸に CPU 稼働率、横軸にレートで表される。

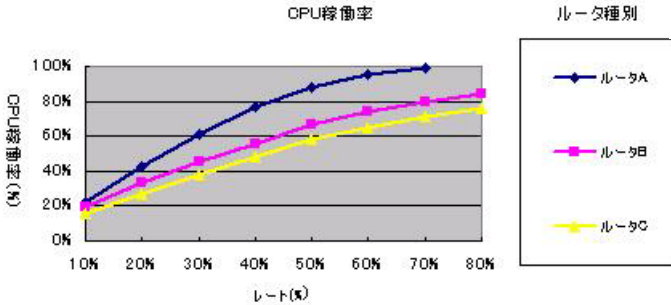


図 6・10 CPU 稼働率測定結果

6-2-4 コアネットワーク測定

コアネットワークとは、通信事業者間を接続する長距離基幹通信網を指す。ユーザと通信事業者を接続するアクセスネットワークを用いてユーザに提供するサービスの多様化、リッチコンテンツの登場により、コアネットワークの高速・大容量化が進んでいる。

コアネットワークでは光ファイバを用いた通信が一般的で、ネットワークの効率利用のため、高い伝送品質が求められる。ここでは、伝送品質を確保するための測定方法について記載をする。

(1) 符号誤り率測定

伝送品質評価は、伝送するデジタル信号の劣化度を符号誤り率として図 6・11 に示す評価系で測定する。

$$\text{符号誤り率} = \frac{\text{単位時間内の符号誤り 個数}}{\text{単位時間内のクロック 個数}}$$

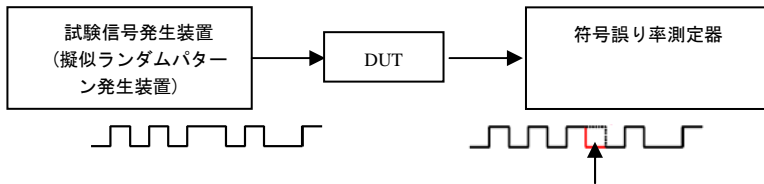


図 6・11 符号誤り率測定系

符号誤り率測定には、試験信号発生装置が発生する試験符号列（例：擬似ランダム信号）を被測定物（Device Under Test）となるコアネットワーク回線を通して、通過後符号誤り率を符号誤り率測定器で測定する。符号誤りの発生を抑えるために、通信回線及び装置の特性評価が重要である。

(2) アイマスク測定

装置の送信信号評価にアイマスク測定がある。これは被測定信号をクロック信号同期で重ね合わせてみるアイパターン法で測定し、信号品質が確保されていることを規定したマスクで評価する方法である。

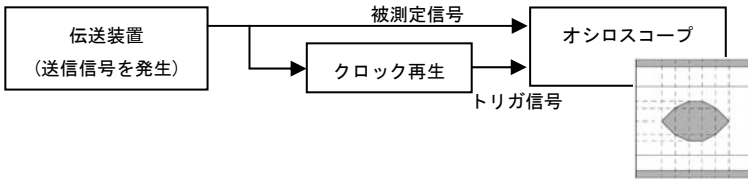


図 6・12 アイマスク測定系

本測定方法は視覚的に表示されるため、全貌をつかみやすいが、波形をサンプリングしているため発生率の低い現象が観測できない。

(3) ジッタ測定

発生確率の低い現象観測ができないアイマスク測定に対し、より厳密に評価する方法にジッタ測定がある。ジッタとは時間軸方向のタイミング変動である。

ジッタ測定には伝送装置の送信ジッタ特性評価方法としてのジッタジェネレーション測定とジッタ伝達測定、受信ジッタ特性評価方法としてのジッタ耐力測定が存在する。

ジッタジェネレーション測定は、送信信号に含まれる規定帯域内の時間軸方向の揺らぎを測定する方法である。

ジッタ伝達測定は、複数の伝送装置を経由して増加したジッタを抑圧するように PLL 回路による帯域制限がなされているが、そのループ帯域を測定する方法である。

ジッタ耐力測定は、受信部に入力する信号にジッタを印加し、受信部がどれだけのジッタ量に耐えられるかを測定する方法である。具体的には正弦波変調を印加した方法やストレスドレーバ測定がある。ストレスドレーバ測定は、時間軸方向のジッタに加え、振幅方向のノイズを更に加える S/N 劣化を伴う被測定信号の受信感度測定である。測定系を図 6・13 に記載する。

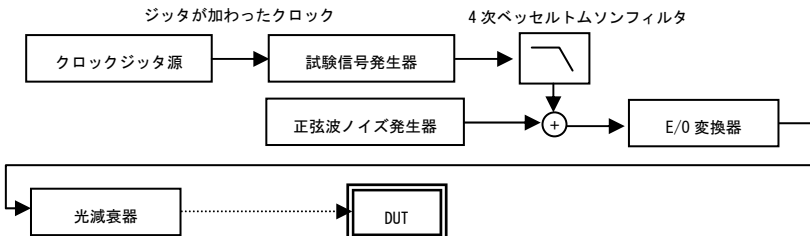


図 6・13 ストレスドレーバ測定系

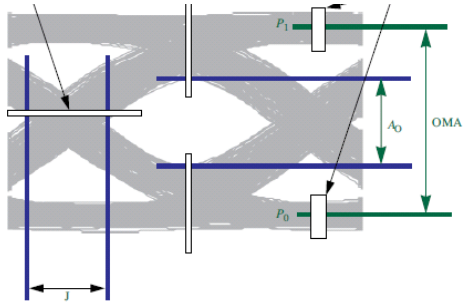


図 6・13 ストレスドレーバ測定波形

■12 群 - 6 編 - 6 章

6-3 無線通信機器測定

(執筆著者：土井 剛) [2009 年 11 月 受領]

ここでは、通信機器一般の性能評価や、適合試験で重要なパワー、周波数、変調測定と、受信機の性能評価に必要な項目などの基礎的な事項について述べる。

6-3-1 アナログ変調方式とデジタル変調方式

RF 信号に特定の規則で変化を与えることにより情報をのせることを変調といい、受信側にて、その信号から逆に情報を取り出すことを復調という。この特定の規則を変調方式という。波（ここでは RF 信号）の時間波形は、 $v(t) = A \times \sin(2\pi ft + \phi)$ と表すことができ、振幅 (A)、周波数 (f)、位相 (ϕ) のパラメータをもち、これらを変化させることにより情報を載せることが可能になる。

変調方式には、変調をかける情報（変調信号）の性質により、一般的にアナログ信号で変調をかけるアナログ変調方式とデジタル信号で変調をかけるデジタル変調方式とに分けることができる。

また、電波のどのパラメータに変調をかけるかにより、周波数変調方式、位相変調方式、振幅変調方式、位相と振幅を組み合わせた変調方式、またそれらを複数の電波（キャリア）にそれぞれ別の信号で変調をかけることにより、伝送できる信号量を増やす方法などがある。デジタル変調方式では、受信する際の感度を極力犠牲にせず大量のデータを送出するために、複数のパラメータやキャリアに変調をかける様々な工夫をしている。変調方式も従来のアナログ変調方式からデジタル変調方式に変えたものである。しかし、周波数変調、位相変調、振幅変調の応用であることはアナログ・デジタル変調方式のいずれも変わりはなく、したがって、デジタル変調技術全盛の現代においても、これらの基本的な測定技術は普遍的に求められる。

(1) 電力測定

電力測定は昨今のデジタル変調方式においても重要性は同じで、送出する信号がほかの通信などに妨害を与えないために、最も重要視される。電力はワット [W]、あるいは dBm (1mW を 0 dBm としたデシベル表記) にて表記される。近年では、測定の不確かさが重要となっており、特に電力測定においては不確かさの考慮が重要かつ困難な課題となっている。電力測定では、測定機自体のトレーサビリティだけでなく、計測器を使用する側も自分が行う測定に求められる確度と、それを実現するために必要な測定系を考慮する必要がある。

例えば、計測器と被測定信号源とのインピーダンスマッチングによる誤差、使用するケーブルの挿入損失と特性インピーダンス、安定な測定結果を得るために必要な測定時間長、などを考慮しなければならない。インピーダンスマッチングによる誤差は、被測定信号源の反射係数を Γ_1 、測定機（受信側）の反射係数を Γ_2 とした場合、最大誤差 U_{\max} は、おおよそ、

$$U_{\max} = 2 \times |\Gamma_1| \times |\Gamma_2|$$

となり、測定された電力が P [W] とすると、インピーダンスマッチングによる最大誤差は

$P \times U_{\max}$ となる。この値を最悪値として、周波数や電気長により誤差は変動する。RF 信号の電力測定では注意を要する誤差要因である。必要な測定精度に対して十分なインピーダンスマッチングが得られない場合は、測定系に固定減衰器を挿入し、インピーダンスの改善を図る手段もある。しかし測定できる電力が減衰するために測定できる最小レベルは悪化し、また固定減衰器の挿入損失を考慮する必要があり、測定後の処理が複雑になる。

デジタル変調システムでは、振幅の変化が雑音的に激しい場合が多く、また信号自体も間欠出力（バースト波）となる TDMA 方式もあり、時間平均の電力を測定するだけでは必要な電力を得られないこともある。移動体通信として世界的に利用されている GSM 通信方式では、出力はバースト波となっており、そのバースト出力時の電力を出力レベルとして定義しており、非送出時は含めない。また、単なる平均出力電力だけでなく、ピーク電力やバースト波の過渡応答特性も規定される。そのため、変調信号の電力測定は時間応答の遅いサーマルセンサを用いた Power Meter だけでは測定が困難になっている。

これを解決するため、近年の電力測定では、被測定信号をダウンコンバート、デジタルサンプリングし、計算により電力を求める手法が一般的に用いられる。このような測定機は、通信システムごとに電力測定の帯域や測定タイミングなどが定義されていることが多いため、ほかの測定も含めた通信システムごとの専用測定ソフトウェアを用いた計測器（送信機テスト）が用いられる。これは一般的にスペクトラムアナライザをベースに、専用のハードウェア及びソフトウェアを追加することで実現しており、送信機テストとしての機能と共にスペクトラムアナライザとしての機能も備える。図 6・15 に、送信機テストの内部構造を示す。このような測定機では、内部のダウンコンバータなどの誤差要因をキャンセルするために内部で校正値を記憶し、設定された周波数やレンジにより自動校正を行っている。しかし、被測定物のミスマッチによる誤差までは補正不可能である。

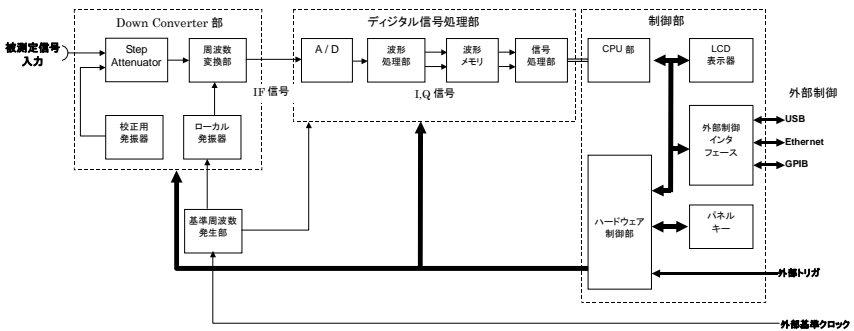


図 6・15 送信機テストの内部構造例

電力測定に関するほかの重要な評価項目として、隣接チャネル漏えい電力、占有帯域幅がある。

隣接チャネル漏えい電力は、送信機の 2 信号三次歪み特性や局部発振器の位相雑音により、隣接するチャネルに発生する不要電力であり、絶対レベルあるいは送信電力との比で表現さ

れる。

占有帯域幅は、送信機が出力する全チャンネルパワーの占める帯域幅で、ヘルツ [Hz] で示される。

隣接チャンネル漏えい電力や占有帯域幅の測定には、通常スペクトラムアナライザを用いるが、上記の専用測定機では FFT による高速測定が可能である。スペクトラムアナライザにおいても、チャンネル間隔や帯域幅を設定することで容易に測定できる専用機能を備えている。FFT 方式の場合は高速測定が可能で有利であるが、スペクトラムアナライザ方式の場合は、狭帯域の IF フィルタを使用して掃引測定するために残留歪みが少なく、そのため規格の厳しい基地局の測定においてダイナミックレンジの面で有利である。

(2) 周波数測定

周波数測定は、通信の品質維持はもちろん、電力と同様にほかの通信に妨害を与えないためにも重要である。周波数を測定する際は、通信システムの規格により、変調状態、あるいは無変調状態いずれかで測定するかが決められている。これは、実運用を考慮すると変調状態での測定が望ましいが、通信方式により専用の測定機が用意されていないこともあり、やむなく無変調状態での解析が認められている規格もある。

周波数の測定には、一般的に RF 周波数カウンタが用いられる。RF 周波数カウンタは大別して 2 種類の方式がある。一つは、被測定信号が一定時間に何回位相回転するかを測定するダイレクトカウンタ方式と、被測定信号の 1 周期の時間を測定し、その逆数から求めるレシプロカルカウンタ方式がある。また、カウンタの動作限界を超える高周波の場合は、ダウンコンバート、あるいは分周してカウント可能な周波数にまで下げてからカウントするのが一般的である。

しかし、周波数カウンタでは被測定信号がバースト状の場合は測定が困難となる。そのため、電力測定と同様に、各通信システム専用の測定ソフトウェアを搭載した送信機テストなどの測定機で信号処理により解析される場合が多い。

周波数の測定確度は、計測器内部に搭載されている基準発振器の周波数確度と、測定機の測定分解能により決定される。移動体の基地局に求められる周波数確度は一般的に高く、例えば 3GPP で規格される W-CDMA の基地局では、0.05ppm であり、当然、測定機に求められる周波数確度は厳しくなる。そのため、測定機に搭載される基準発振器ではこのような規格を満足しない場合もある。そのため、計測器には外部基準入力を設けてあり（一般的には 10MHz 入力）、必要に応じて更に周波数確度の高い外部基準信号源からの基準信号を入力することで、周波数測定確度を向上させることが可能となっている。

(3) 変調測定

ここでは、一般的なアナログ変調方式における変調測定について述べる。変調の確からしさは、通信品質を維持するために重要な要素であり、正常な通信維持のみならず、アナログ変調の場合は、そのまま音声信号の品質に影響する。

参考として、表 6・1 に ARIB STD-31 にて規定される空中線電力 1 mW 以下の陸上移動業務の無線局の主な規定を示す。アナログ変調方式では、測定の条件として変調周波数及び変調の深さ（周波数変調の場合は変移量）及び変調信号に対し規定された帯域制限フィルタをか

け、その信号により変調された状態にて測定される。測定機では、被測定信号の復調を行い、その変調度、変調周波数、歪み、雑音が規定どおりであるかを測定する。測定方法は、従来ではアナログ復調回路を用いて得た復調信号に、規定されたフィルタをかけた後、振幅や歪みの測定を行っていた。しかし最近では電力測定や周波数測定で述べたとおり、被測定信号をダウンコンバート、デジタルサンプリングし、計算により測定する手法が一般的に用いられる。

表 6・1 ARIB STD 31 空中線電力 1 mW 以下の陸上移動業務の無線局 (抜粋)

種別	基地局
通信方式	同報通信方式、複信方式又は半複信方式
チャンネル間隔	12.5kHz (6.25kHz インタリーブ)
電波型式	F3E 又はF3E, F2D
使用周波数	送信：454.05000～454.19375MHz, 受信：(413.70000～414.14375MHz)
送信装置	
空中線電力と許容偏差	1mW 以下, 許容偏差：+20%, -50%
周波数の許容偏差	$\pm 4 \times 10^{-6}$
変調方式, 変調周波数	周波数変調, 3000Hz 以内
隣接チャンネル漏えい電力	変調周波数1250Hz, 最大周波数偏移の60%変調より10dB 高い入力電圧において, 12.5kHz 離調の ± 4.25 kHz帯域内にて -60dBc以下
占有周波数帯幅	擬似音声 (白色雑音をCCITT 勧告G227のフィルタにより帯域制限したもの) を変調入力とし, そのレベルを1000Hzの変調周波数により周波数偏移最大許容値の70%より10dB大きい変調入力を加えた場合, 8.5kHz
総合歪及び雑音	(変調周波数1000Hz, 周波数偏移の最大許容値の70%の変調において, 装置の全出力とその中に含まれる不要成分の比) が, 20dB以上
受信装置	
基準感度	1000Hz の周波数で最大周波数偏移の60%までの変調された希望波を加えた場合にて, 12dB SINAD とするために必要な受信機入力電圧が, 2μ V以下
スプリアス・レスポンス	(基準感度より3dB 高い希望波入力電圧を加えた状態の下で, 400Hz の周波数で最大周波数偏移の60%まで変調された妨害波を加えた場合において, SINADが12dBとなるときのその妨害波入力電圧と基準感度との比)
	40dB 以上
隣接チャンネル選択度	(基準感度より3dB 高い希望波入力電圧を加えた状態で, 400Hz の周波数で最大周波数偏移の60%まで変調された妨害波で希望波から12.5kHz 離調を加えた場合において, SINADが12dB となるときのその妨害波入力電圧と基準感度との比) 40dB 以上
総合歪及び雑音	(1000Hz の周波数で最大周波数偏移の70%まで変調された 10μ V の受信機入力電圧を加えた場合において, 装置の全出力とその中に含まれる不要波成分の比) 20dB 以上

(4) 感度測定

通信の品質維持に必要な最低受信レベルを受信感度といい、受信機の性能を示す重要な要素である。感度を評価するパラメータとして、音声通信の場合は、SN 比や SINAD (Signal interference and distortion)、データ通信では BER (Bit Error Rate) で表されることが多い。SINAD とは、主に FM 方式の無線受信機の感度測定基準として用いられている値で、信号と雑音と歪みの総和に対する、雑音と歪みの和との比によって表され、単位は通常デシベル [dB] が用いられる。規格上は、SINAD がある値以上となるときの入力レベル（電力あるいは電圧振幅で規定）として表される。

受信すべき信号以外の信号に対する耐性、すなわち選択度を評価する項目として、主にブロッキング・スプリアス応答がある。スプリアス・レスポンスは、規定された受信信号レベルにおいて、受信周波数以外の（その通信システムが使用する周波数範囲内、外を含む）変調信号、あるいは無変調信号を規定のレベルで加えた際に通信の維持を確認する。アナログ音声通信の場合は、復調信号の S/N 比にて判断する。受信機器は、主にその受信ミキサのスプリアス応答特性により、特定の周波数の妨害波にてスプリアス特性の悪化が見られる。そのため、その不得意とする周波数での妨害波のみ加える試験をスプリアス・レスポンスとし、それ以外の、特に内部構造を意識しない試験をブロッキング試験と呼ぶこともある。また、隣接チャンネル選択度は、隣接した周波数チャンネルに高レベルの干渉波を加えた際の受信品質の規定で、主に受信フィルタの減衰量や局部発振器の位相雑音によるスペクトルの広がりに関係する。相互変調特性は、隣接チャンネルや次隣接チャンネルに妨害波を加えることで、2 信号三次歪みの影響を評価する項目である。

感度試験には、入力信号用途として用いる信号発生器が必要となる。信号発生器は、AM、FM、PM などのアナログ変調信号の発生と、直交変調器を内蔵したデジタル変調用の信号発生器がある。しかしデジタル変調通信システムでは通信プロトコルにて擬似的に通信状態にしなければ送受信の測定ができない場合も多く、その場合は必要な通信状態にするための専用通信機器が別途必要になる。携帯電話器のようなメジャーな通信システムでは、このような疑似通信装置を内蔵した測定機が存在し、送信・受信測定が 1 台で実現可能となっている。（詳細は 6-4 節を参照）

■12 群 - 6 編 - 6 章

6-4 移動無線通信機器測定

(執筆著：田河千博) [2009年9月 受領]

6-4-1 概要

アナログ方式からデジタル方式に移行することで急激に普及した移動無線通信では、通常のアナログ無線通信技術に加え、デジタル無線通信技術への対応や移動無線特有の現象であるフェージングへの対策、また携帯電話に代表される周波数の効率的運用方式であるセルラー方式 (cellular system) への対応など特殊な技術が要求される。したがって、これらの技術を取り込み実現される移動無線通信機器の試験に当たっても一般的な無線測定に加えて、移動無線特有の試験方法及び測定器があり、これらを「送信号測定」「受信信号測定」「その他の試験」に分けて説明する。

6-4-2 無線アクセス方式

各測定方法の説明に先立ち、移動無線通信の代表例である携帯電話におけるアクセス方式と主要測定項目の変遷について見てみる。移動無線通信の中でも特に携帯電話では単位周波数当たりの収容顧客数を増加させること、つまり周波数の利用効率を上げることが重要な課題であり、アナログ無線方式の時代から周波数分割多重 (FDMA: frequency division multiple access) 方式に加え、一つの基地局のカバー範囲を小さくすることで、ある基地局で利用した周波数を隣接しない基地局で再利用するというセルラー方式を導入してきている。更にこれがデジタル無線方式を使用する第2世代へと移行するにあたり時分割多重 (TDMA: time division multiple access) という新たな多重化方式を組み合わせることで利用効率の向上を図った。その後、符号分割多重 (CDMA: code division multiple access) 方式が開発されると、端末利用シーンの音声から情報への広がりに伴う通信速度の高速化の要求と相まって、高速通信が可能でかつ周波数利用効率を良くできるこの CDMA 方式が第3世代の携帯電話方式として世界の主流となっている。更に現在は、ユビキタス社会を支えるインフラとして、更なる高速化要求に応えるため OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 方式の実用化開発が進められている。

表 6・2 にアナログ、TDMA、CDMA 各方式での主要測定項目の一覧表を示す。特にデジタル方式では移動無線通信システムを成り立たせるためそれぞれの方式で特徴的な測定項目が存在する。次項からそれら特徴的な測定に関して個別に説明する。

表 6・2 主要測定項目

測定項目	アナログ方式	デジタル方式	
		TDMA	CDMA
周波数偏差	○	○	○
最大周波数偏移	○		
総合歪み及び雑音	○		
変調精度/EVM		○	○
コードドメインパワー/コードドメインエラー			○

測定項目	アナログ 方式	デジタル方式	
		TDMA	CDMA
送信電力	○	○	○
バースト送信過渡応答特性		○	(○)
キャリアオフ時漏えい電力		○	(○)
送信電力制御			○
占有周波数帯幅	○	○	○
隣接チャネル漏えい電力	○	○	○
スプリアス発射の強度	○	○	○
受信感度測定	○	○	○
AWGN 環境下での受信感度測定			○
マルチパス/フェージング環境下での受信感度測定			○

6-4-3 送信信号測定

移動無線通信機器の送信機能・性能を試験する送信信号測定は、信号が正しく出力されているかどうかを見る測定群と不要な信号が出力されていないかを見る測定群に分けられる。前者は周波数や送信電力、変調精度など出力信号そのものを確認するのに対し、後者は希望波外の周波数領域に不要な信号が出ていないかを確認するものである。

(1) 周波数偏差

アナログ方式の時代から測定されている項目ではあるが、信号が間欠的に出力される TDMA 方式では従来の周波数カウンタ法ではなく、位相軌跡法が一般的に用いられる。位相軌跡法とは、デジタル変調による変化分を取り除いた被測定信号の位相の軌跡から単位時間当たりの位相の変化の割合を求める方法である。信号をサンプリングした後、デジタル信号処理することにより求めるため、TDMA 方式だけではなくデジタル方式全般で有効な測定方法として定着している。

(2) 送信電力・送信電力制御

送信電力測定もアナログ方式の時代から測定されている項目であるが、TDMA 方式では間欠的に出力されている信号のオン状態の平均電力を求める必要があるため、サンプリングした信号をデジタル信号処理することで求める方法が一般的である。更に、CDMA 方式では送信電力のきめ細かい制御が周波数利用効率向上に必須のため、端末の送信電力制御機能が正常に動作しているかどうかを試験する測定項目が追加されている。

(3) 変調精度/コードドメインパワー/エラー

送信機の信号品質を評価するための測定項目であり、アナログ方式では最大周波数偏移や信号歪・S/Nなどで評価されていたが、デジタル方式では変調精度(modulation accuracy)やコードドメインパワー/エラー(code domain power/error)で評価を行う。変調精度は基準となる理想信号と被測定信号から前述の位相軌跡法で求めた周波数偏差(frequency error)を

取り除いた信号とのベクトル差（誤差ベクトル）の実行値として定義される。また、CDMA方式では各使用チャンネルが符号で多重化されているため、チャンネルごとの信号品質を確認するためには符号ごとの変調精度を求める必要がある。これがコードドメインパワー（もしくはエラー）である。更に信号品質を表すものに波形品質（waveform quality）があるが、これは受信した信号を逆拡散し狭帯域信号に戻したときに得られる電力の全電力に対する比を表現する相関値である。

これらの3項目は従来のアナログ式のスペクトラムアナライザやパワーメータでは測定できず、デジタル変調信号が扱えるシグナルアナライザを用いるのが一般的である。

(4) 隣接チャンネル漏えい電力／スプリアス

共にアナログ方式の時代から実施されている不要信号の有無を確認する測定項目である。隣接チャンネル漏えい電力（ACP: adjacent channel leakage power）は、搬送波の周波数から Δf 離れた周波数を中心とする規定の帯域内に落ち込む電力であり、デジタル方式では受信機に用いられるシステム固有の帯域制限フィルタを用いることで、より実体に近いかたちでの測定が要求される。スプリアス（spurious）は、送信信号の高調波発射、非高調波発射、寄生発射の電力であり、変調の過程で生ずる搬送波の近傍の発射は含まない。これらの測定にはスペクトラムアナライザを用いるのが一般的ではあるが、隣接チャンネル漏えい電力測定では帯域換算などの後処理を必要とする。

6-4-4 受信性能測定

移動無線通信機器はデジタル方式に移行することにより、各種の誤り訂正技術や信号合成技術が容易に利用できるようになり、受信感度（receiver sensitivity）の向上やマルチパス／フェージング環境下での受信性能の向上が図られてきている。特に信号が高速化・広帯域化されると、通信品質は信号自身の品質や受信感度よりもマルチパスやフェージングの影響を大きく受ける。したがって、受信性能の測定に際しても、従来の受信感度の測定に加えて、マルチパス／フェージング環境下での性能評価が重要になってきている。

(1) 受信感度

デジタル方式の受信感度は、受信機の復調信号のビット誤り率（BER: bit error rate）あるいはフレーム誤り率（FER: frame error rate）を測定することにより行われる。アナログ方式同様、受信機側で受信感度を測定する方法を図6・16に示す。ここで信号発生器はそれぞれの通信システムで規定されたフォーマットの変調信号を出力する。このときデータフォーマット中の通信チャンネルには擬似雑音（PN: pseudo noise）符号があてられ、受信機側で復調されたこの通信チャンネルの復調データがビット誤り率計で測定される。受信感度は受信機に規定のRF入力レベルを入れたときのBER値で評価される。

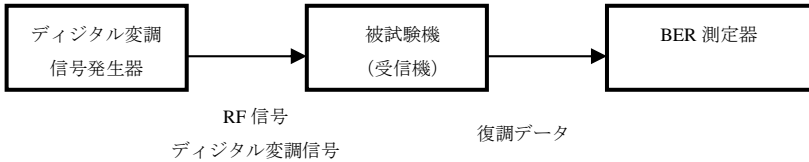


図 6・16 受信感度測定接続図

一方、デジタル方式の導入により高度化された接続プロトコルを利用した新しい感度測定方法がシステム規格に盛り込まれ、端末への搭載が義務化されてきている。これがループバック法 (loopback method) であり図 6・17 に接続図を示す。このとき端末は、擬似基地局により RF 信号上からプロトコルを用いてテストモードになるよう制御される。テストモードにおいて端末は RF 信号を受信し、データに誤り訂正などの処理を行った後、データを擬似基地局に対して RF 信号上で送り返す。疑似基地局側の測定器は端末からの折り返しデータにより BER 値を測定する。また、信号環境が悪い状態では、端末からのフレーム誤り情報を利用して FER 値を測定し、評価に用いる。擬似基地局は一般的にこれらの BER/FER 測定機能を合わせてもっている。

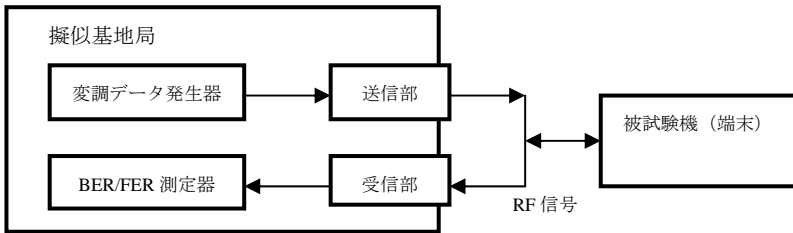


図 6・17 受信感度測定接続図 (ループバック法)

(2) AWGN/マルチパス/フェージング環境下での感度測定

この測定は CDMA 方式を用いた端末の受信機評価に用いられる。CDMA 方式を用いた通信システムでは複数の基地局が同一の周波数を使用しており、希望の基地局以外の基地局信号を AWGN (additive white gaussian noise) でシミュレートすることにより端末の実使用環境での性能を評価する。

更にマルチパス/フェージング環境は、端末が移動することにより生ずるマルチパス現象やフェージング現象発生時の受信性能を評価することになる。この場合、AWGN 信号も同時に入力される。図 6・18 にこれらの環境下での接続方法を示す。これらの環境下での受信感度は FER 値にて測定される。マルチパスやフェージング環境をシミュレートするチャンネルシミュレータは一般的に AWGN 発生機能を合わせもっている。

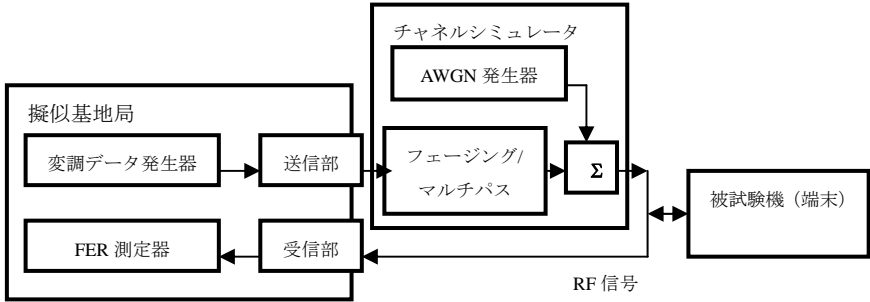


図 6・18 AWGN/マルチパス/フェージング環境下での受信感度測定接続図

6-4-5 その他の試験

(1) プロトコル試験

移動無線網でもデジタル方式の導入以降、システムの進化とサービスの多様化に伴い接続プロトコルの高度化や機能強化が進められており、更に固定網/インターネット網との融合が目指されている。ワールドワイドに広がる通信システムの場合、無線通信機器の相互接続性の確保が重要となり、機能試験としてのプロトコル試験が送受信の性能試験と同様必須となってきている。このような通信システムでは、システムの規格策定団体が相互接続性確保のための標準試験規格を定めており、送受信の性能試験のほか、ハンドオーバーなどの機能試験やプロトコル試験などを規定している。このようなプロトコル試験にはプロトコルテストやシグナリングテストといった試験機が使用される。

(2) エリア試験

無線通信の場合、基地局のカバー範囲内の電波強度分布を知ることは重要である。特にセルラー方式の場合、移動中も通信を途切れさせないため、隣接する基地局間のカバー範囲の確認はサービスの維持・向上という面で必須である。このための測定器として電界強度測定器が利用されてきたが、これもデジタル方式への対応として、基地局判別のための簡単な復調機能やデータ解析機能が搭載されてきている。

■12 群 - 6 編 - 6 章

6-5 光通信測定

(執筆者：谷本隆生) [2009 年 9 月 受領]

6-5-1 概要

近年、アクセス系では FTTH (Fiber To The Home) を基軸としたブロードバンド情報ネットワークが急速に進み、また基幹系においても波長分割多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing) 技術や超高速光伝送技術を用いた高速大容量伝送が実現されている。これらの光通信技術の進展を支えるキーテクノロジーの一つが光通信測定技術である。

光通信測定の歴史は比較的新しく、1980 年から光通信用測定器と測定法についての体系化が進められ、現在に至る。現在では、光ファイバ通信で用いられる光ファイバ、光コネクタ、光能動部品、光受動部品、光増幅器、光サブシステムなどを測定対象とし、光パワー測定、波長測定、光スペクトル測定、光損失測定、光周波数応答測定などの測定項目を測定する光測定器が開発されている。本章では、これらの測定項目のうち、いくつかの基本測定法を中心に説明を行う。

6-5-2 光損失測定

(1) 光挿入損失 (IL: Insertion Loss) 測定

光ファイバや光受動部品の光挿入損失 (IL) 測定は一般に、被測定物への入力光パワー (P_{in}) と出力光パワー (P_{out}) の対数差、すなわち $IL = -10 \cdot \log_{10} (P_{out} / P_{in})$ によって求められる。したがって、単一波長における光挿入損失測定には測定波長の安定化光源と光パワーメータを用いる。マルチモード光部品の測定時には、被測定物への入力光の励振モード状態によって測定値が変化するため、入力光の励振モードを制御する励振器 (例えば、コアの屈折率分布の異なる光ファイバを多段に接続して励振モード分布を全モード励振にしたもの) を挿入して測定を行う。なお、シングルモード光部品の場合には、この励振器は不要である。

光パワーメータは測定波長に応じてセンサを選択し、波長 $1\mu\text{m}$ 以下では受光素子に Si センサを、波長 $1\mu\text{m}$ 以上では Ge センサや InGaAs センサを使用する。InGaAs センサは、Ge センサに比べてノイズが小さいため、高精度パワー測定や微弱光測定に有効である。

安定化光源には、LED (Light Emitting Diode) 光源、FP-LD (Fabry-Perot Laser Diode) 光源、DFB-LD (Distributed Feedback Laser Diode) 光源、SLD (Super Luminescent Diode) 光源、白色光源などがある。LED 光源は光出力レベルが小さいものの、温度特性が良く、しかも光干渉しにくいことから、光損失の小さい光ファイバや光部品の光挿入損失測定に適する。FP-LD 光源は可干渉性が強いが、光出力パワーが大きいため、光損失の大きな長尺光ファイバや光部品の光挿入損失測定に用いる。DFB-LD 光源は光出力パワーが大きく、しかもスペクトルが狭線幅 (数 MHz ~ 数十 MHz) であるため、測定系で光の干渉が起こらないように、反射に十分に注意を払うことが必要である。

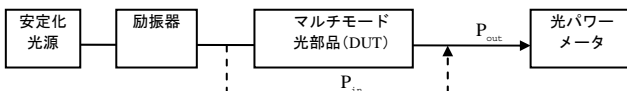


図 6・19 単一波長におけるマルチモード光部品の光挿入損失の測定例

光挿入損失の波長特性を測定する場合には、広帯域光源（白色光源、SLD 光源、LED 光源など）と光スペクトラムアナライザ，または波長可変光源と光パワーメータの組合せで測定を行う。

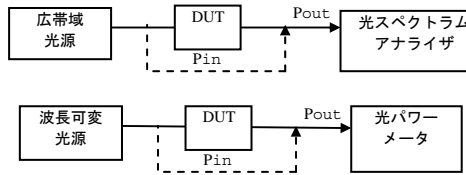


図 6・20 光挿入損失波長特性の測定例

(2) 光ファイバの光損失測定法

光ファイバの光損失測定における評価項目には、光ファイバの損失、ポイント欠陥、光導通・損失変動、マイクロバンド損失、及び、曲げ損失があり、測定法としてはカットバック法、挿入損失法、OTDR 法が挙げられる。

光ファイバにおける二つの断面間の損失は、 $A(\lambda) = |10 \cdot \log_{10}(P_1 / P_2)|$ [dB] で定義される。ここで、 P_1 ：断面 1 での光パワー、 P_2 ：断面 2 での光パワーである。また、長さ L の均一な光ファイバの単位長さ当たりの損失は、 $a(\lambda) = A(\lambda) / L$ [dB/単位長] で定義される。

カットバック法は、被測定光ファイバからの光出力パワーと、被測定光ファイバからカットバック長（例えば 2m）分、光ファイバを切断した後の光出力パワーの差から損失を求める方法である。この方法によれば、被測定光ファイバと測定器間の接続点の損失を除いた正確な損失測定を行うことができる反面、被測定光ファイバを切断する必要があるという欠点がある。カットバック法の測定では、任意の波長の安定化光源（例えば LED）の光を励振器とクラッドモード除去器を介して被測定光ファイバに入力し、被測定光ファイバからの出力光を光パワーメータで測定する。クラッドモード除去器は、光ファイバのクラッド領域を伝搬する放射モードが、カットバックされた短い試験光ファイバ中を伝搬しないようにするために用いる。

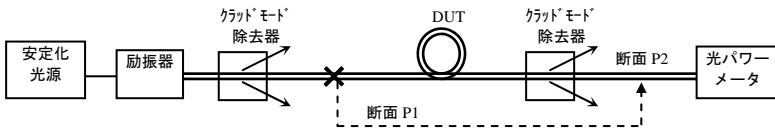


図 6・21 カットバック法によるマルチモード光ファイバの光損失の測定例

挿入損失法は、まずマスタコードを接続して断面 1 での光パワー (P_1) を測定し、次に被測定光ファイバを接続して断面 2 での光パワー (P_2) を測定する方法である。この方法はカットバック法より精度が落ちるが、被測定光ファイバを切断する必要がないため、現場での測定やコネクタ付きケーブルの測定には適する。

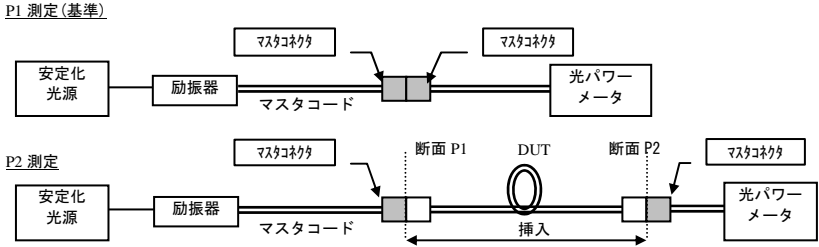


図 6・22 挿入損失法による光損失の測定例

OTDR 法 (光パルス試験法) は、被測定光ファイバの片端からの測定が可能な測定法で、光ファイバの全長に渡る損失を測定する方法である。片端から入射した光パルスは、光ファイバ中を伝搬して、光ファイバの材料に固有のレーリ散乱、及び接続点や破断点でのフレネル反射による戻り光を発生させるため、伝搬時間に対するこの戻り光のパワーを観測することにより、被測定光ファイバの長手方向の損失や接続点や破断点の特定を行うことができる。この測定法は、光ファイバ内の伝搬速度や光ファイバの後方散乱作用に影響されるため、光損失を正確に測定できない場合もあるが、非破壊にて被測定光ファイバの長手方向の損失変動解析や、接続などの位置の特定、光ファイバの長さの算出ができるなどの利点は非常に大きい。

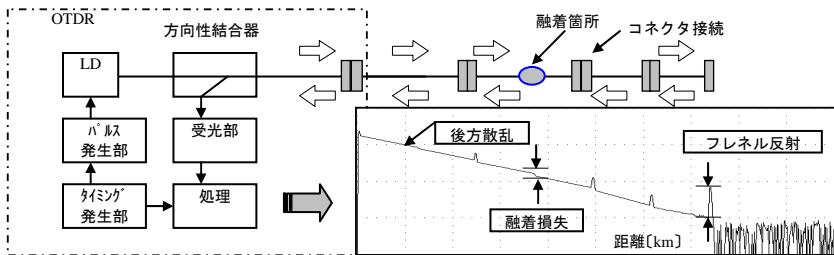


図 6・23 OTDR の測定例

6-5-3 光ファイバの分散測定

光通信では、光部品や光ファイバの分散が伝送帯域を制限するが、中でも伝送路である光ファイバの分散は大きく、そのデータ把握は光通信システム設計上、極めて重要である。マルチモード光ファイバでは、光ファイバを伝搬する各伝搬モードの群遅延差によってモード分散が生じ、伝送帯域が制限される。また、シングルモード光ファイバでは、光ファイバの材料に起因する材料分散と構造に起因する構造分散との総和である、波長による群遅延差によって発生する波長分散 (CD : Chromatic Dispersion) や、偏光状態による群遅延差によって発生する偏波モード分散 (PMD : Polarization Mode Dispersion) が伝送信号を劣化させ、伝送帯域を制限する。

(1) マルチモード光ファイバのモード分散測定

マルチモード光ファイバのモード分散は周波数応答特性に顕著に現れるため、その測定法としては周波数応答を測定する方法が一般に用いられる。主な周波数応答測定法には、周波数掃引したベースバンド信号で強度変調した光信号を光ファイバに入射して伝送前後の復調したベースバンド周波数特性の変化から直接測定する周波数掃引法と、光ファイバに光パルスを入射して伝送前後のパルス波形をフーリエ変換することにより周波数特性の変化から測定するパルス法があるが、測定の容易さや測定 SN の優位さから周波数掃引法が主流となっている。

周波数掃引法の測定系は、トラッキングジェネレータと E/O コンバータと O/E コンバータと RF スペクトラムアナライザと SGS 励振器（全モード励振器）から構成される。トラッキングジェネレータから出力される正弦波電気信号である周波数掃引信号は、LD (Laser Diode) からなる E/O 変換器で光強度変調され、被測定光ファイバに入射される。光ファイバ伝搬後の光信号は APD (Avalanche Photo Diode) からなる O/E 変換器で復調され、RF スペクトラムアナライザで復調信号の振幅特性が測定される。被測定ファイバ接続時の振幅特性から短尺ファイバ接続時の振幅特性を差し引き、被測定ファイバのベースバンド周波数特性を求める。ベースバンド周波数特性の低域での受信レベルを基準として減衰量が 6dB (振幅が 1/2) となる周波数を伝送帯域 (f_c) とする。マルチモード光ファイバのベースバンド周波数特性は被測定光ファイバへの光入射状態に大きく依存するため、SGS 励振器で光ファイバへの光入射状態を定常励振モードにして入射する。E/O 変換器に LD を用いた場合には LD 光の可干渉性によって、マルチモード光ファイバを伝搬する伝搬モード間の干渉 (スペックル干渉) を生ずることがある。この場合には、波長分散の小さい長波長域では LD に高周波を重畳してスペクトル線幅を広げることにより光干渉を抑える方法が、また波長分散の大きい短波長域ではアベレージャ (光ファイバに応力を加えて伝搬モードを強制的にランダムに変化させるもの) などを用いて、時間平均したベースバンド周波数特性から測定する方法が用いられる。

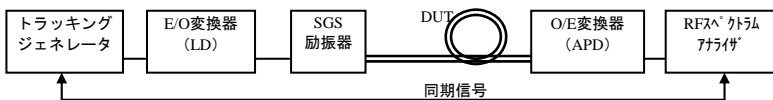


図 6・24 周波数掃引法によるマルチモード光ファイバの周波数特性の測定例

(2) 波長分散 (CD: Chromatic Dispersion) 測定

波長分散は波長に対する光伝搬遅延時間の変化を示す指標で、被測定物の単位長さ [km] 当たりの伝搬遅延時間差 [ps/km] に対する光源の波長幅 [nm] として、[ps/nm/km] の単位で表される。

シングルモード光ファイバの波長分散の測定方法には、変調位相シフト (MPS: Modulated Phase Shift) 法、微分位相法、波長掃引干渉 (SWI: Swept Wavelength Interferometry) 法、OTDR 法などがある。

変調位相シフト法は、異なる波長の光源を正弦波変調し、各光源間の復調信号の相対位相シフト量から伝搬遅延時間差を求める方法である。シングルモード光ファイバの測定では、

検出した群遅延時間差をセルマイヤ多項式や二次式にフィッティングさせて群遅延特性を求め、その微分式から波長分散特性を求める。この方式は、光ファイバに限らず、どのような光部品でも波長分散測定が可能であるが、測定ダイナミックレンジが30~40 dB程度しかないため光損失の大きな被測定物バースの測定が難しい。変調位相シフト法の測定系は、複数の波長の測定用LD、基準用LD、光电変換する受光器、位相比较器、演算処理を行う処理部からなり、測定用及び基準用LDを正弦波電気信号で強度変調し、各波長間の受信側での位相差を検出して、これを基に各波長間の伝搬遅延時間差を求める構成である。

微分位相法は、変調位相シフト法と同様の方法で位相を検出するが、セルマイヤ多項式フィッティングを行わず、近接する二つの波長間の位相変化を測定し、波長間隔と光ファイバ長から平均波長分散を求める方法である。

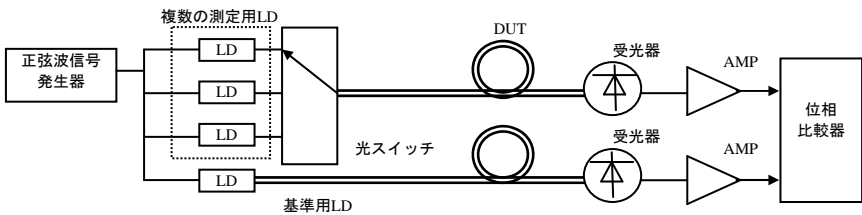


図 6・25 変調位相シフト法による波長分散の測定例

波長掃引干渉 (SWI : Swept Wavelength Interferometry) 法は、被測定光ファイバと基準光路との波長に対する遅延時間を光干渉計によって測定する方法で、短尺ファイバや光部品の測定に適する。光部品の群遅延時間 $\tau(\omega)$ と群遅延分散 $D(\omega)$ は、光の角周波数 (ω) (波長 λ , 真空中の光速 c との間に、 $\omega = 2\pi c / \lambda$ の関係がある) を用いると、 $\tau(\omega) = d\phi(\omega) / d\omega$, $D(\omega) = d\tau(\omega) / d\omega$ と定義できる。すなわち、群遅延時間 $\tau(\omega)$ は位相特性の角周波数微分と定義できるため、2 波長 (ω_1, ω_2) 間の位相変化を測定することにより演算によって算出することができ、 $\tau(\omega)$ から角周波数で微分した $D(\omega)$ や群遅延時間を波長で微分した波長分散 $D(\lambda)$ を求めることができる。この方式は、隣接する測定波長間の位相変化を π 程度に抑えないと測定ができなくなるという制約から、光干渉計の両アーム間の行路差が大きい被測定物の測定ができないという欠点がある反面、光損失の大きな被測定物の測定が可能であるという利点がある。

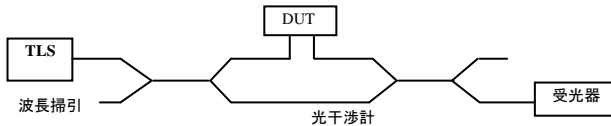


図 6・26 波長掃引干渉 (SWI) 法による波長分散の測定例

OTDR 法は、TOF (Time Of Flight) 法の一つで、OTDR 測定と同様に被測定光ファイバの

片端から測定光を入射し、反射光の戻りまでの時間を複数の波長で測定して群遅延を求める方法である。一般に、4波長以上にて群遅延を測定し、フィッティングを適用することで波長分散を算出する。

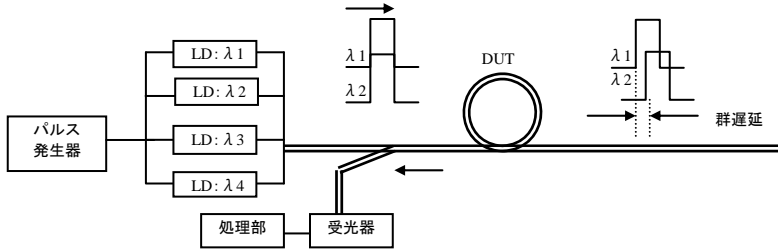


図 6・27 OTDR 法による波長分散の測定例

(3) 偏波モード分散 (PMD: Polarization Mode Dispersion) 測定

偏波モード分散は、光ファイバのコアの楕円性や屈折率の変化などによって発生し、二つの直交偏波モード間の伝搬遅延時間差を生ずる現象で、温度や応力などによる伝送路の環境変化により経時的に変動し、また光ファイバの長手方向におけるランダムモード結合によって波長依存性かつ統計的性質を有している。偏波モード分散は、波長と時間に対する遅延時間差 (DGD: Differential Group Delay) の平均値であるが、光通信伝送を評価するうえでは、偏波モード分散と同様に、特定の波長、かつある時間での遅延時間差) も評価することが重要である。PMD や DGD は、一般に ps 単位で表され、光ファイバの場合には、PMD が光ファイバの長さの平方根に比例することから ps/\sqrt{km} 単位で表される。偏波モード分散の主な測定法には、変調位相シフト法 (MPS: Modulation Phase Shift)、干渉法、固定アナライザ法、ジョーンズ・マトリクス法 (JME 法: Jones Matrix Eigen-analysis) などがある。

変調位相シフト法は、正弦波変調したレーザを被測定光ファイバに伝搬させ、被測定物への入力偏光状態を変えながら、伝搬後の光の位相遅延から最大及び最小となる遅延量から偏波モード分散の量を決定する方法である。光ファイバを測定する場合には、遅延量が最大及び最小となる (被測定光ファイバの主軸への入力時に対応) ように被測定光ファイバに入力する偏光状態を繰り返し変えながら測定することが必要である。この方法は、温度や振動などの外部環境変化の影響を受けやすく、フィールドでの測定にはあまり適さず、光部品の PMD 測定に適している。

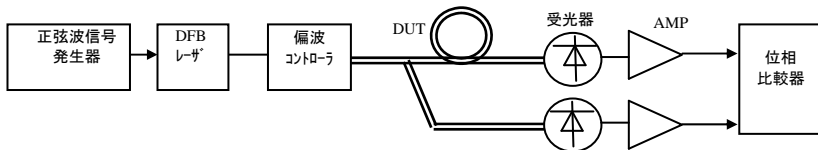


図 6・28 変調位相シフト法による偏波モード分散の測定例

干渉法は、広帯域光源と偏光子と検光子と光干渉計から構成され、光干渉計の一方の光路

長は可変できる構成となっている．光干渉計の光路長可変により形成される干渉パターンの形状と幅が偏波モード分散を示す．光部品や長尺ファイバの両方の測定が可能であるが，長尺ファイバを測定する場合にはモード・カップリング（直交する二つの主軸のモード変換）を考慮する必要がある．ただし，広帯域光源を用いた構成の場合には，狭い波長帯域幅の光部品（例えば WDM フィルタなど）の偏波モード分散を測定することはできない．

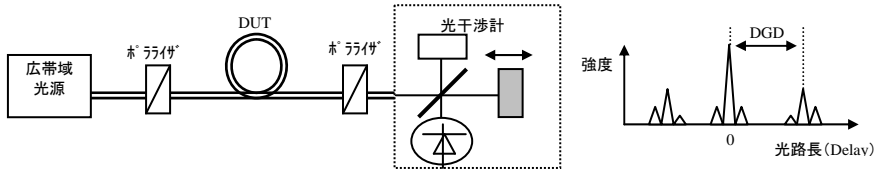


図 6・29 干渉法による偏波モード分散の測定例

固定アナライザ法は，LED などの広帯域光源と偏光子と検光子と光スペクトラムアナライザ，または波長可変光源と偏光子と検光子と光パワーメータで構成される．検出される信号は，波長変化と共に大きくなったり小さくなったりを繰り返し，極値（ピークと谷）の数，またはゼロ・クロッシングの数を数えることによって，平均の偏波モード分散を測定する．本方式は，広波長範囲での偏波モード分散測定であるが，この測定結果は数学的には単一波長で長時間をかけて得られた偏波モード分散値の平均値を示す．

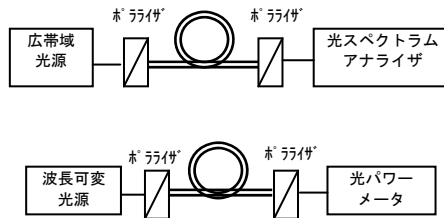


図 6・30 固定アナライザ法による偏波モード分散の測定例

ジョーンズ・マトリクス (JME) 法は，波長可変光源と偏波コントローラと偏波解析器で構成する．偏波コントローラで設定した三つの特定偏波状態 (SOP : State of Polarization) の光を被測定物に入力し，被測定物から出力した光の偏波状態 (SOP) を偏波解析器で解析し，入力 SOP とそれに対応した出力 SOP から被測定物のジョーンズ行列を求める．三つの特定偏波状態としては，例えば，相対的に 45 度の角度をなす三つの直線偏波 (0 deg, 45deg, 90deg) や，相対的に 60 度の角度をなす三つの直線偏波 (0 deg, 60deg, 120deg) を用いる．隣接する 2 波長におけるジョーンズ行列からそれらの波長の中間波長における群遅延時間差 (DGD 値) を算出し，各波長での DGD 値を平均することで偏波モード分散 (PMD 値) を求める．

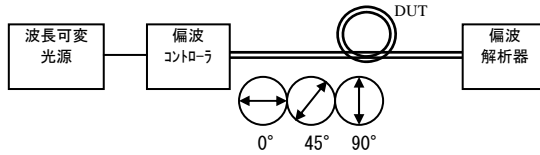


図 6・31 JME 法による偏波モード分散の測定例

6-5-4 光源の測定

光通信用の光源としては、マルチモード発振する FP-LD (Fabry-Perot Laser Diode) やシングルモード発振する DFB-LD (Distributed Feedback Laser Diode) などがある。光源の基本性能としては、波長、光出力パワー、発振スペクトル、光スペクトル半値幅、周波数応答特性 (周波数帯域、パルス応答特性)、I-L (順電流-光出力パワー) 特性、I-V (順電流-順電圧) 特性、ファーフールド特性などが挙げられ、そのほかにも、DFB-LD ではサイドモード抑圧比 (SMSR : Side Mode Suppression Ratio) や光スペクトル線幅、また、光 CATV の用途では、相対雑音強度 (RIN : Relative Intensity Noise) も重要な測定項目である。

(1) 光スペクトル (波長、光出力、発振スペクトル、スペクトル半値幅、SMSR) 測定

波長、光出力パワー、発振スペクトル、スペクトル幅、サイドモード抑圧比は、光スペクトラムアナライザを用いて測定することができる。光スペクトラムアナライザは、被測定光を波長ごとに光強度測定する測定器であり、その分光方式は分散分光方式と干渉分光方式とに大別される。分散分光方式は、回折格子などの分散素子を用いて被測定光を波長成分ごとに空間的に分離して光強度を測定する方式であり、また干渉分光方式は、マイケルソン干渉計など干渉計を用いて被測定光の干渉強度変化 (インターフェログラム) を測定し、それを逆フーリエ変換して光スペクトルを求める方式である。一般に、分散分光方式は広ダイナミックレンジ測定が可能であり、DFB-LD の SMSR 測定などの広ダイナミックレンジを必要とする測定には有利である。一方、干渉分光方式は、波長精度が高く、またコヒーレンス長の測定が可能であるという特徴がある。

以下に、データ解析の手法について記述する。FP-LD のようなマルチモード発振スペクトルを測定する方法として、IEC 62007-2 では RMS (Root Mean Square) 法が用いられ、また国内においては従来から包絡線法と n -dB 法も用いられている。これらは、すべて光スペクトラムアナライザで測定することができる。

RMS 法は、各発振スペクトルのピークの波長 (λ_i) と強度 (L_i) とから、全光パワー (P_0) と中心波長 (λ_c) と標準偏差 (σ) を算出し、 2.35σ を光スペクトルの半値全幅 (FWHM : Full Width at Half Maximum) とする。ここで、全光パワー : $P_0 = \sum P_i$, 中心波長 : $\lambda_c = (1/P_0) \cdot \sum (P_i \cdot \lambda_i) = \sum (P_i \cdot \lambda_i) / \sum P_i$, 半値全幅 : $\text{FWHM} = 2.35 \cdot \sigma = \{ (1/P_0) \cdot \sum P_i (\lambda_i - \lambda_c)^2 \}^{1/2}$ とする。

包絡線法は、各発振スペクトルのピークを結んだ包絡線が最大パワーの半値 (3dB ダウン) となるパワーとの交点の波長 (λ_a, λ_b) から、中心波長 (λ_c) と半値全幅 (FWHM) を求める。ここで、中心波長 : $\lambda_c = (\lambda_a + \lambda_b) / 2$, 半値全幅 : $\text{FWHM} = \lambda_b - \lambda_a$ である。

n -dB 法では、全測定ポイントにおける最大パワーからスペクトルの波形が n dB ダウンと

なるパワーとの交点の波長 (λ_a, λ_b) から中心波長 (λ_c) と n dB ダウン幅を求める. n -dB 法は, LED などの光スペクトル測定でよく用いられる. ここで, 中心波長: $\lambda_c = (\lambda_a + \lambda_b) / 2$, 半値全幅: FWHM (n -dB) = $\lambda_b - \lambda_a$ である.

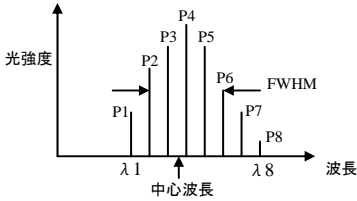


図 6・32 RMS 法

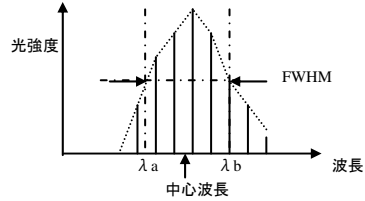


図 6・33 包絡線法

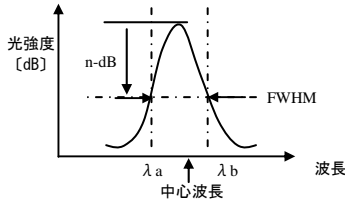


図 6・34 n -dB 法

サイドモード抑圧比 (SMSR) は, DFB レーザなどのようなシングルモード発振するレーザの評価指標の一つで, 発振波長の強度とその両サイドで発振するモードの強度の比を表す. SMSR も光スペクトラムアナライザで測定した光スペクトルから求められ, 一般に SMSR が 30 dB 以上あるスペクトルがシングルモードレーザの目安とされている.

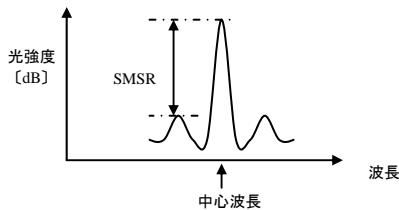


図 6・35 SMSR の測定

(2) 光スペクトル線幅測定

光スペクトル線幅は, シングルモードレーザのスペクトル幅を評価する指標で, その測定にはスペクトル線幅測定器を用いる. 光スペクトル線幅測定器は, 二つの光カプラとシングルモードファイバからなるマツハツェンダー干渉計と偏波制御器と受光器から構成される. 被測定光を光カプラで分岐し, 一方を遅延ファイバで遅延し, 再び光カプラで合波し, 光ビート信号を受光器で光電変換する. 遅延ファイバによる遅延時間が被測定光のコヒーレンス

時間に比べて十分に長い場合には、光カプラで合波された 2 光束は位相雑音特性が互いに相関がなく、同等の位相雑音特性をもった 2 光束とみなせ、ビート信号のビートパワースペクトルは光パワースペクトルの 2 倍のスペクトル広がりとなる。したがって、このビートパワースペクトルを RF スペクトラムアナライザで測定して、このビートパワースペクトル広がり の 6 dB ダウンの半幅幅 (半値半幅) を求めれば、被測定光のスペクトル線幅 (光パワースペクトルの半値全幅) が求まる。

スペクトル線幅の測定法には、遅延自己ヘテロダイン法と遅延自己ホモダイン法があり、光カプラで分岐した光の一方を、AO 変調器などの周波数シフタで光周波数を f_0 シフトさせ、合波後に周波数 f_0 を中心周波数とするビートスペクトルを観測するスペクトル線幅の測定法を遅延自己ヘテロダイン法といい、周波数シフトを行わない方法を遅延自己ホモダイン法という。遅延自己ホモダイン法は電気回路などの低周波数特性の影響を受けやすいという欠点があるが、広いスペクトル線幅を有するレーザ光の測定には適している。また、遅延自己ヘテロダイン法は低周波数特性の影響は受けにくい、広いスペクトル線幅の測定時、ビート信号の DC での折り返し (RF スペクトラムアナライザでのビート検出) が発生するため、スペクトル線幅が広い場合には適さない。スペクトル線幅の分解能 (Δf) と遅延ファイバ長 (L) は、 $L = 10^5 / \Delta f$ [km/Hz] の関係にある。例えば、スペクトル線幅 10 kHz の分解能を得るためには 10km 以上の遅延ファイバを用いる。

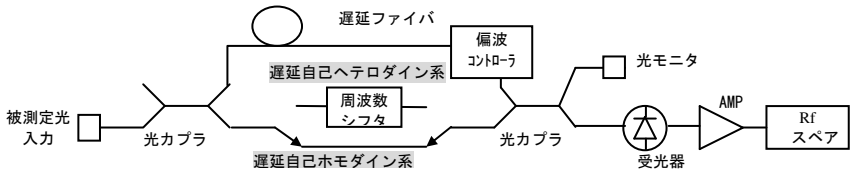


図6・36 スペクトル線幅の測定例

(3) 周波数応答特性の測定

周波数応答特性 (周波数帯域) は、トラッキングジェネレータと RF スペクトラムアナライザを用い、被測定光源を正弦波で強度変調し、その変調光を基準 O/E で復調してベースバンド信号の周波数特性を測定することによって測定することができる。一般に、測定した周波数特性の 6 dB ダウン (ベースバンド信号パワーが 1/2 となる) する周波数を遮断周波数とする。基準 O/E は周波数特性が既知である O/E で、その周波数特性は、光信号を振幅変調しながら変調周波数を広帯域に渡って掃引できる光スweepを用いて測定する。光スweepは、例えば、二つの半導体レーザを合波し、一方のレーザの周波数を変化させていくことによってヘテロダイン光スweepを構成することができる。

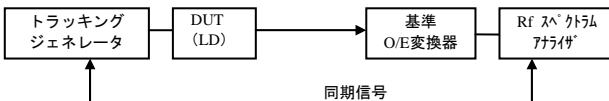


図6・37 光源の周波数応答 (周波数帯域) 特性の測定例

周波数特性（パルス応答特性）である立上り特性（ T_r ），立下り特性（ T_f ）は，被測定光源をパルスパターンジェネレータなどでパルス変調し，パルス光を高速 O/E で光電変換してオシロスコープで測定した波形から求める．一般に，ON 時に定常時の 10% から 90% に至るまでの時間を立上り時間（ T_r ），また OFF 時に定常時の 90% から 10% に至るまでの時間を立下り時間（ T_f ）と規定される．

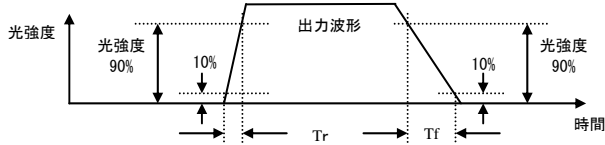


図 6・38 光源の立上り (T_r)，立下り (T_f) 特性の測定

(4) I-L（順電流-光出力パワー）特性の測定

I-L（順電流-光出力パワー）特性は，順方向の電流 (I_f) と光出力パワー (L) の関係を示す特性で，これから閾値電流 (I_{th}) や動作電流やキンクフリー光出力 (I-L 特性に不連続点がない) であることを確認する．I-V（順電流-順電圧）特性は，順方向の電圧 (V_f) と順方向の電流 (I_f) の関係を示す特性である．I-L, I-V 特性は，共に温度に大きく依存するため，温度コントローラによってケース温度を一定にした状態で測定するが，ケース温度を変化させることにより，閾値電流や動作電流の温度依存性を測定することも可能である．なお，動的 I-L 特性，及び動的 I-V 特性は，光源を高速パルス駆動して，I-L 及び I-V 特性を測定する方法で，パルス変調時における I-L のキンク特性を測定することができる．

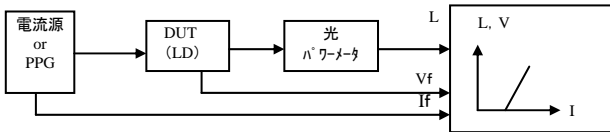


図 6・39 I-L, I-V 特性の測定例

(5) ファーフィールド特性の測定

ファーフィールド特性（静的特性）とは，レーザダイオードの活性層に対して水平垂直方向に広がる出射光の強度を平行方向，垂直方向で測定した遠視野像（ファーフィールドパターン）の強度分布をいう．この強度分布の 1/2 の強度の幅（半値全幅）をそれぞれ水平方向拡がり角 θ_h ，垂直方向拡がり角 θ_v といひ，角度 [deg.] で表す．光源の光出力を一定に保った状態で，光源の発光面に対して，受光器の受光面が同じ距離及び同じ角度で受光できるように，発光領域を中心とした円周上に受光器を移動させながら測定する．

(6) 相対雑音強度 (RIN) 測定

相対雑音強度 (RIN) は、無変調信号光の相対雑音測定である従来の RIN と、変調信号光の相対雑音強度測定である RIN-OMA (Optical Modulation Amplitude) に大別される。

RIN は、1Hz 帯域幅 (Δf) にノーマライズされた電氣的に測定された電気雑音パワー (N_e) と、光電流のパワー (P_i) との比と定義されるレーザ光の時間的な揺らぎを表すパラメータで、1/Hz, または dB[1Hz] 単位で表す。すなわち、

$$RIN = N_e / (P_i \cdot \Delta f) \quad [1/Hz], \quad RIN(dB) = 10 \cdot \log_{10}(RIN) \quad [dB/Hz]$$

である。RIN 測定は、無変調信号を用い、負荷に流れる雑音電流による電気雑音パワー (N_e) と、負荷で消費された信号パワー (P_i) をモニタして測定する。具体的には、DUT (光源) から入力された CW 光を高速 O/E で光電変換し、低ノイズアンプで増幅し、全雑音を RF スペクトラムアナライザで測定する。また、PD の平均光電流をデジタルマルチメータでモニタして、光電流のパワー (P_i) を求めるとともに、ショット雑音を算出する。全雑音から、暗状態で測定される雑音 (PD で発生するショット雑音や増幅器で発生する熱雑音) 及びショット雑音を差し引き、電気雑音パワー (N_e) を求め、光電流のパワー (P_i) と電気雑音パワー (N_e) を用いて RIN を算出する。光源への反射戻り光は雑音源となるため、測定系に光反射が発生しないように注意する。

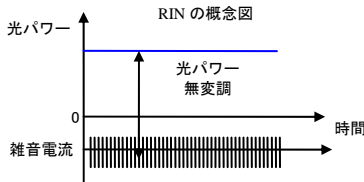
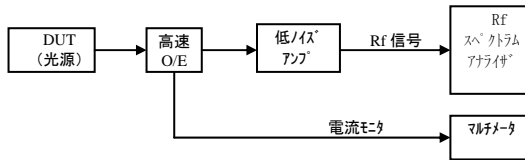


図 6-40 RIN-OMA の測定例

IEEE 802.3ac の定義では、RIN-OMA を、1Hz 帯域幅 (Δf) にノーマライズされた電氣的に測定された平均電気雑音パワー (N_{ave}) と、負荷によって消費された方形波変調の変調パワー (P_{mod}) との比、すなわち、 $RIN_OMA = N_{ave} / (P_{mod} \cdot \Delta f) [1/Hz]$, $RIN_OMA(dB) = 10 \cdot \log_{10}(RIN_OMA) [dB/Hz]$ としている。ちなみに、OMA は、光変調振幅を意味する。RIN-OMA 測定は、変調信号を用いるため、負荷に流れる平均電気雑音パワー (N_{ave}) と、負荷で消費された変調パワー (P_{mod}) をモニタして測定する。したがって、平均光パワーに変化がなく、消光比が高い場合には、RIN とほぼ同じ結果が得られる。

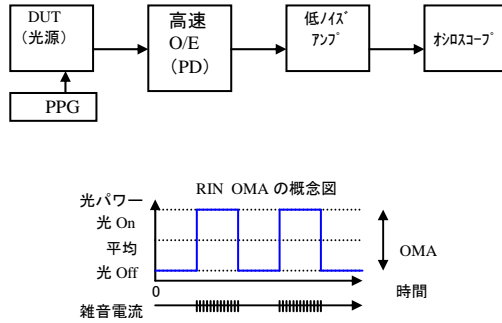


図 6・41 RIN_OMA の測定例

6-5-5 その他の測定

その他の測定としては、光反射減衰量、偏光関連の測定、光周波数（波長）測定、光チャープ、波形測定、光増幅器の測定などが挙げられる。

(1) 光反射減衰量測定 (ORL : Optical Return Loss)

光反射減衰量は、被測定物への入力パワーと被測定物からの反射パワーの比で、一般に dB 単位で表す。

光反射減衰量測定器は、トータル光反射減衰量を測定するものと、光反射減衰量の距離分布を測定するものとに大別することができる。

トータル光反射減衰量測定の基本構成としては、安定化光源と光カプラと光パワーメータから構成し、安定化光源の出力光を光カプラを介して被測定物に入力し、被測定物からの反射光を再び光カプラを介して光パワーメータに入力する。

光反射減衰量は、被測定物への入力パワーを P_{in} 、被測定物からの反射パワーを P_{test} とすると、光反射減衰量は、 $RL = -10 \cdot \log_{10}(P_{test} / P_{in})$ で表される。測定手順は、まず最初に、既知の反射率 R [%] の基準光反射器（全反射基準またはフレネル反射基準）を接続し、その反射パワー（基準値： P_{ref} [mW]）を光パワーメータで測定し、次に、被測定物を接続してその反射光（ P_{test} [mW]）を光パワーメータで測定する。これらの結果から、被測定物の光反射減衰量： $RL = -10 \cdot \log_{10}(P_{test} / P_{in}) = -10 \cdot \log_{10}\{R \cdot P_{test} / P_{ref}\}$ を算出する。しかし、被測定物の光反射減衰量が非常に小さいなど高精度の測定が必要な場合には、光カプラの後方散乱光や不要な反射光が存在し、これを除去する必要がある。この場合、被測定物への光コネクタを未接続かつ無反射な状態（グリスなどを用いる）にして反射光パワー P_0 [mW] を光パワーメータで測定し、この値を差し引いて、反射減衰量： $RL = -10 \cdot \log_{10}\{R \cdot (P_{test} - P_0) / (P_{ref} - P_0)\}$ を求める。

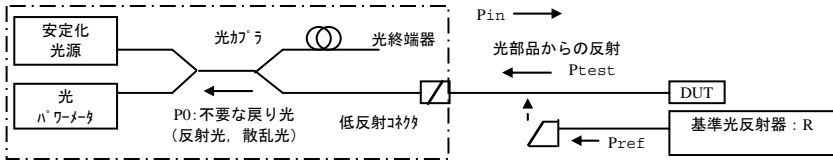


図 6・42 トータル光反射減衰の測定例

反射減衰量分布の測定法は、マイケルソン干渉計によって構成し、可干渉性の低い広帯域光源からの出力光は光カブラで 2 光束に分岐され、一方は移動ミラーに入射され、もう一方は被測定物に入射されて被測定物内部の反射位置からの反射光が受光器に入力する。広帯域光源は可干渉性が極めて低いため、両光路の光路長が一致したときのみ 2 光束は干渉する。移動ミラーを移動しながら、各反射位置、及びその位置での干渉信号強度を検出することにより、反射量分布を求めることができる。なお、反射率が既知の基準光反射器の反射量を基準とすることで、被測定物の反射位置と光反射減衰量を測定することができる。

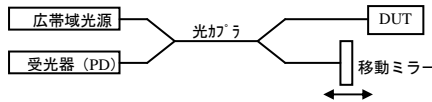


図 6・43 反射減衰量分布の測定例

(2) 偏波特性測定

40Gbps 伝送の実用化などの伝送速度の高速化や、偏波応用技術の進展と共に、偏波特性の測定は極めて重要となってきた。偏波関連の主な測定項目としては、偏波解析、偏光度 (DOP: Degree of Polarization)、偏波依存性損失 (PDL: Polarization Dependent Loss)、偏波消光比 (PER: Polarization Extinction Ratio) が挙げられる。

(a) 偏波解析と偏光度 (DOP) 測定

偏波解析と偏光度 (DOP) について、説明する。光波は磁界ベクトル成分と電界ベクトル成分を含むが、偏波は電界成分の方向で定義される。Z 方向に進む完全偏光の単色光の X 軸と Y 軸の電界成分は、正弦波で表される。これら X 軸と Y 軸の電界成分の相対振幅と位相によって偏波状態 (SOP: State of Polarization) は決まり、偏波解析はこの偏波状態 (SOP) を解析する。また、一般に、光源の出力光は、偏光成分と無偏光成分を含んでおり、光偏光度 (DOP: Degree of Polarization) は、全光パワーに対する、完全偏光の強度比を表したものである。光の偏波状態 (SOP) を表す方法として、ストークスパラメータと呼ばれる四つのパラメータ (S0, S1, S2, S3) と、ポアンカレ球表示があり、ストークスパラメータ (S0, S1, S2, S3) は、被測定光の全光強度 (S0)、水平直線偏光成分 (S1)、45 度直線偏光成分 (S2)、右円偏光成分 (S3) を表している。

ストークスパラメータの測定法は、光信号を 4 光束に分岐し、各光束について被測定光の全光強度 (It)、0 度の偏光子を透過した光強度 (I0)、45 度の偏光子を透過した光強度 (I45)、

1/4 波長板と 45 度の偏光子を透過した光強度 (I_{q45}) を測定し、各光強度 ($I_t, I_0, I_{45}, I_{q45}$) からストークスパラメータ (S_0, S_1, S_2, S_3) を次式, $S_0 = I_t, S_1 = 2 \cdot I_0 - I_t, S_2 = 2 \cdot I_{45} - I_t, S_3 = 2 \cdot I_{q45} - I_t$ を用いて算出する。また、偏光度 (DOP) は、全光パワーに対する完全偏光の強度比であるから、ストークスパラメータを用いて、 $DOP = \{(S_1 + S_2 + S_3)^{1/2}\} / S_0$ で表される。

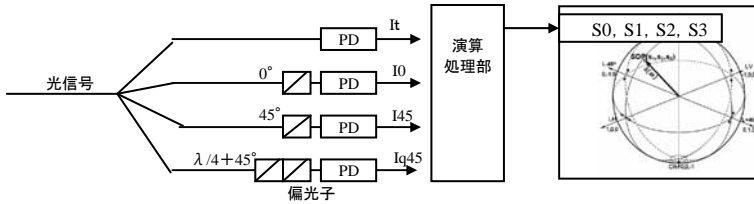


図 6・44 ストークスパラメータの測定例

(b) 偏波依存性損失 (PDL) 測定

偏波依存性損失 (PDL) は、被測定物に入力する光信号の偏波状態をランダムに変化させたときの受光パワーの最大 (P_{max}) と最小 (P_{mini}) との比であり、 $PDL = 10 \cdot \log_{10}(P_{max} / P_{mini})$ から算出される。

単一波長における PDL 測定は、レーザ光を偏波スクランブラによってすべての偏波状態を発生させて被測定物に入力し、被測定物の出力光の光パワーを測定し、測定結果から PDL (最大光パワーと最小光パワーの比) を求める。

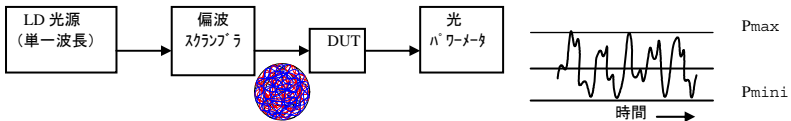


図 6・45 単一波長における PDL の測定例

PDL の波長依存性の測定法には、ジョーンズ・マトリクス (JME) 法とミュラー (Muller) 法が挙げられる。

偏波モード分散 (PMD) 測定でも用いた JME 法による PDL 測定法は、三つの既知の偏波状態を被測定物に入力し、それらの偏波状態に対応した偏波状態 (SOP) からジョーンズ行列 (2×2 の行列) を求め、更にジョーンズ行列から PDL を算出する方法である。

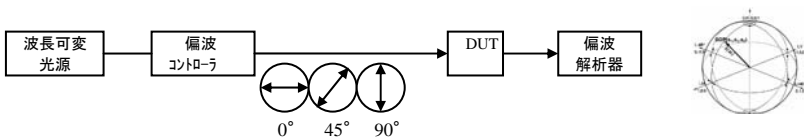


図 6・46 JME 法による PDL の測定例

ミューラー法は、四つの既知の偏波状態を被測定物に入力し、それらの偏波状態に対応した出力光パワーから PDL を算出する方法である。この方法は高速測定が可能である。

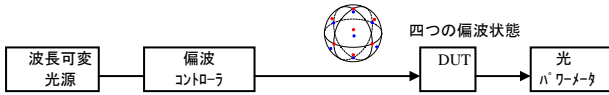


図 6・47 ミューラー法による PDL の測定例

(c) 偏波消光比 (PER) 測定

偏波消光比 (PER) は、最小偏光パワーと最大偏光パワーの比率を dB 単位で表したもので、その測定法は被測定光をグラントムソンなどの偏光プリズムを透過した光を光パワーメータに入力して、最小偏光パワー (P_{\min}) と最大偏光パワー (P_{\max}) を測定し、その値から偏波消光比 : $PER = 10 \cdot \log_{10}(P_{\max} / P_{\min})$ を算出する。



図 6・48 偏波消光比の測定例

(3) 光周波数測定

光周波数 (波長) 測定には、光スペクトラムアナライザや波長計が用いられるが、前者は 5 桁程度波長精度で、また後者は 6 桁程度以上の波長精度の測定が可能である。ここでは、後者の波長計について記述する。

一般に、波長計は光干渉計に基準波長 (He-Ne レーザ: 473.612467 THz, 真空波長 632.991060 nm) と被測定光を入力し、光干渉計で発生するそれぞれのフリンジカウンティングの比を測定して、二つの波長比から被測定光の波長を算出する。

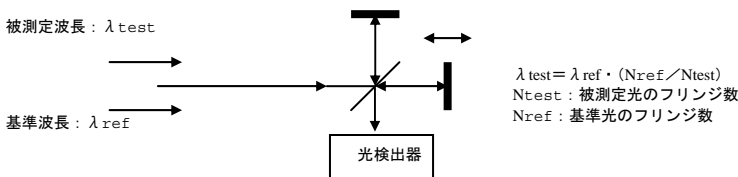


図 6・49 光干渉計を用いた波長計の原理

上記方式は He-Ne レーザといった可視光領域の基準を用いたのに対し、光通信帯の基準 (アセチレン安定化レーザ) を用い、基準光と被測定光の周波数差を測定する方法が提案されて

おり、9 桁から 10 桁の波長精度を実現している。アセチレン安定化レーザは、アセチレン分子が特定の周波数の光を吸収する性質を利用してレーザの周波数を安定化したものである。

測定原理は、基準とアセチレン安定化レーザを光周波数コムで通信帯に多数の側帯波を発生させ、それらの側帯波の中から適当な基準光を選択し、被測定光との周波数差を測定するものである。被測定光によっては、ビート信号の S/N を確保する目的などのために、光周波数コムの光信号を直接用いず、光周波数コムの後にバッファレーザを介在させる場合がある。被測定光の光周波数は、下式によって求めることができる。

$$f(\text{DUT}) = f(\text{C2H2}) + N \times f(\text{MW}) \pm f(\text{comb-buffer}) \pm f(\text{buffer-DUT})$$

$f(\text{DUT})$: 被測定光の光周波数

$f(\text{C2H2})$: アセチレン安定化レーザの光周波数

N : 光周波数コムの側帯波の次数

$f(\text{MW})$: 光周波数コムの変調周波数

$f(\text{comb-buffer})$: 光周波数コムとバッファレーザのビート周波数

$f(\text{buffer-DUT})$: バッファレーザと被測定光のビート周波数

測定の手順は、まず被測定光の波長（光周波数）を波長計で測定し、光周波数コムのどの次数の側帯波とのビートを観測するかを決定する。次に、それぞれの光ビート検出器で観測される二つのビート信号（光周波数コムとバッファレーザの光ビート信号、バッファレーザと被測定光の光ビート信号）を RF スペクトラムアナライザで観測する。その際、光ビート信号は各信号光の偏波によってビート強度が変化するため、偏波コントローラで偏波を適当な偏波状態に調整することが必要である。

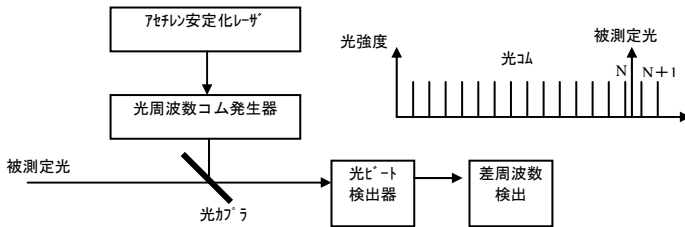


図 6・50 アセチレン安定化レーザと光周波数コムを用いた波長測定の場合

■参考文献

- 1) OITDA-PD01-2004, “偏波位相シフト法による光受動部品の偏波モード分散測定方法,” 光産業技術振興協会, 2004.
- 2) JIS C 5901, “光伝送用受動部品試験方法,” 光受動部品標準化委員会, 2001.
- 3) JIS C 6824, “マルチモード光ファイバ帯域試験方法,” 日本標準調査会, 1997.