

今どきの高周波測定技術と 測定器管理の基礎知識

～ その3 高周波電力測定器における確度評価の実際 ～

携帯端末機の画面を見れば、いま利用可能な基地局がそばにあるか否かがすぐに分かる。これは、電波の強さを常にモニタリングしているから分かるのであり、電波の強さ、すなわち高周波電力を測定することは日常的に極めて一般的な行為となっている。しかし、その測定基準とは一体何なのだろうか。普段気に留めることもない事象であるが、通信インフラを支える上で欠くことのできない測定アイテムであることに疑いはない。今回は高周波電力の較正方法について考察したいと思う。

アンリツカスタマーサポート株式会社
山崎 俊雄



取り替え同時比較法によるパワーメータの較正

はじめに

近年、情報通信端末や通信機能付きの家電製品が爆発的に普及したことで、電波の利用密度が格段に高まっている。

無線通信規格は近距離用から中長距離用まで用途による多様化が著しいが、ユーザが密集して通信パケット量が増大するエリアにおいては電波干渉の問題も深刻化している。多くの無線通信規格が共存して利用できるようにするためには、それぞれの機器が通信を行うための電波の出力を「必要十分な最小限度」に抑えることが肝心であり、そのためには電波の強さ（高周波電力）を正確に把握することが必要になる。

今回は、高周波電力測定の確度評価について考察する。まず、SI単位に接続する高周波電力の基準の獲得方法について簡単に触れる。一般に高周波電力はパワーメータやスペクトラムアナライザにより測定されるが、構造が単純であるパワーメータが基準として用いられることが多い。そこでパワーメータ同士の高周波電力の比較（較正）方法を説明する。併せて、比較測定時の注意事項などにも言及する。

高周波電力の基準とは

さて、実際の高周波電力の基準はどのようにすれば得られるのだろうか。その原理を図1に示す。

SI単位に直結する電気量として、比較的容易に利用できるものに直流電流（ I ）と直流抵抗（ R ）がある。

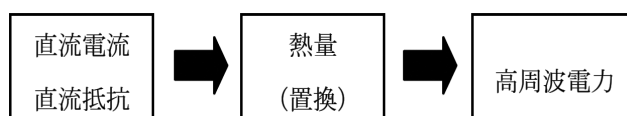


図1 熱置換法による高周波電力の確定

直流電力（ W ）は(1)式のように求めることができる。

$$W = I^2 \cdot R \quad \dots\dots (1)$$

(1)式による直流電力（ W ）を一旦熱量に変換し、比較測定によりそれと等価な高周波電力を確定する。この一連の工程を精密に行うことで高周波電力の基準を得ることができる。

実際の高周波電力の国家標準装置はカロリメータと呼ばれる測定器であり、一種の熱置換型の電力計である。図2にカロリメータの構造[1]を示す。外筒で囲まれた内側の空間は断熱材などが充填され、外界と隔離された静穏な温度状態が保たれている。

図3にカロリメータによる高周波電力測定の原理を示す。図2において、まずセンサ1の冷却素子に電流を加え、センサ1の底面を冷却する。次に、ヒータ（薄膜抵抗）に電流を加え今度は加熱する。このとき、センサ1の底面と温度基準ブロックとの温度差がなくなるようにヒータ電流を加減する。このときの電流を I_1 とすると、ヒータに加えられる直流電力（ P_1 ）は(2)式で求められる。

$$P_1 = I_1^2 \cdot R \quad \dots\dots (2)$$

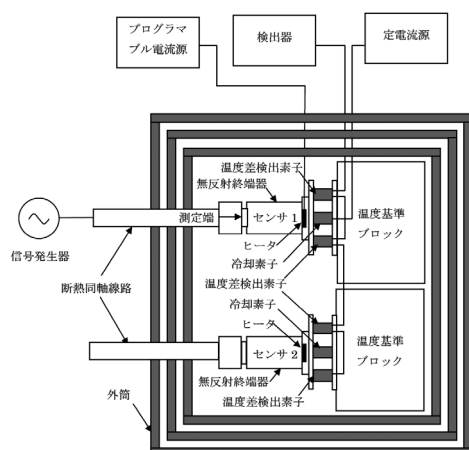


図2 カロリーメータの構造

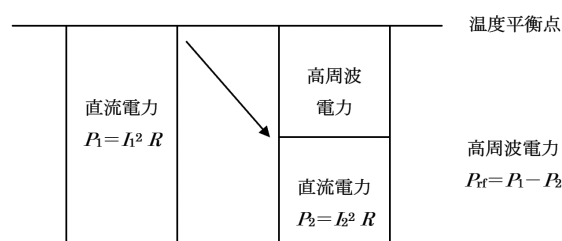


図3 直流電力置換による高周波電力測定

ただし、 R はヒータの直流抵抗値を示す。次に信号発生器から高周波電力を加える。すると、温度平衡状態が一時的に崩れるので、これを元の平衡状態に戻すために、今度はヒータの直流電力を差し引く。このときの電流を I_2 とすると、ヒータに加えられる直流電力 (P_2) は(3)式で求められる。

$$P_2 = I_2^2 \cdot R \quad \dots\dots (3)$$

結局、加えられた高周波電力 (P_{rf}) は(4)式で求められる。

$$P_{rf} = P_1 - P_2 \quad \dots\dots (4)$$

なお、センサ1とセンサ2の温度検出素子を逆極性で直列に配置することで、温度基準ブロックの温度変化等の影響を差し引く構造になっている。

高周波電力測定のモデル式

図3の手法で得られた高周波電力の基準は、比較測定によりパワーメータに移植される。しかし、高周波電力の基準が確定した信号発生器に、単純にパワーメータを接続して比較(校正)すればよいというわけではない。理由は、信号発生器と校正対象となるパワーメータの接続状態を考慮しなければ正しい高周波電力

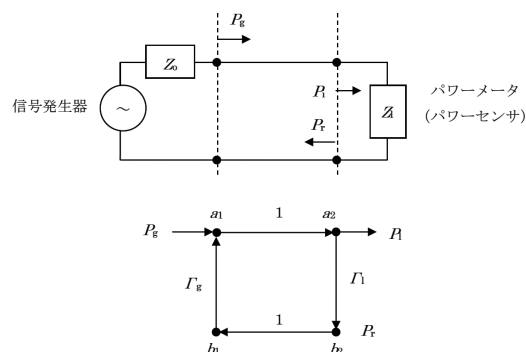


図4 信号発生器にパワーセンサを繋いだときのシグナルフローグラフ

測定ができないという事実があるからである。

図4に信号発生器にパワーメータを接続したときのシグナルフローグラフを示す。信号発生器からの高周波信号はパワーメータで一部が反射し、これが信号発生器側に戻り、そこでまた再反射する。図4において a_2, b_2 における信号の振幅を求めると(5)式が得られる。ただし、 Γ_g は信号源の電圧反射係数を、 Γ_1 はパワーメータの電圧反射係数を示す。

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= \frac{a_1}{1 - \Gamma_g \Gamma_1} \\ b_2 &= \frac{a_1 \Gamma_1}{1 - \Gamma_g \Gamma_1} \end{aligned} \right\} \dots\dots (5)$$

ここで、パワーメータへの入射電力 (P_i) と反射電力 (P_r) は(6)式で求められる。

$$\left. \begin{aligned} P_i &= \frac{|a_2|^2}{Z_0} = \frac{|a_1|^2}{Z_0} \frac{1}{|1 - \Gamma_g \Gamma_1|^2} \\ P_r &= \frac{|b_2|^2}{Z_0} = \frac{|a_1|^2}{Z_0} \frac{|\Gamma_1|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_1|^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots (6)$$

ただし、 Z_0 は測定系の特性インピーダンスを示す。ここで、パワーセンサで消費される電力 P_l は(7)式で求められる。

$$P_l = P_i - P_r = \frac{|a_1|^2}{Z_0} \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_1|^2} \quad \dots\dots (7)$$

ここで、 $|a_1|^2 / Z_0$ は P_g と等しいので、(7)式は(8)式のように表すことができる。

このとき、 Z_g と Z_l が整合していれば $P_l = P_g$ となり、パワーメータでは信号発生器からの高周波電力がすべ

$$P_1 = P_i - P_r = \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_1|^2} P_g \quad \dots\dots (8)$$

て消費され、パワーメータの表示値は P_g と等しくなる。実際には Z_g と Z_1 が完全には整合していないため、 P_1 は(8)式の右辺の係数分だけ P_g とは異なる数値を示すことになる。

P_1 がパワーメータの実際の表示値となることから、(8)式を P_g について解くと(9)式となる。

$$P_g = \frac{|1 - \Gamma_g \Gamma_1|^2}{1 - |\Gamma_1|^2} P_1 \quad \dots\dots (9)$$

ここで、 Γ_1 が十分小さいと見なせる場合、一般的に $|\Gamma_1 \Gamma_g|^2 = 0$ 、 $|\Gamma_1|^2 = 0$ と近似することができる。この近似を用いると、(9)式は(10)式ようになる。

$$P_g = (1 \pm 2|\Gamma_g||\Gamma_1|) P_1 \quad \dots\dots (10)$$

(10)式の Γ_1 と Γ_g はベクトル量であり、右辺の $\pm 2|\Gamma_1||\Gamma_g|$ は Γ_1 と Γ_g の位相量の変化から $-2|\Gamma_1||\Gamma_g|$ から $+2|\Gamma_1||\Gamma_g|$ までの何れかの値を取り得ることになる。

しかし、一旦信号発生器とパワーメータを接続してしまえば、内部の反射の状態を把握することは容易ではない。そこで、(10)式の $\pm 2|\Gamma_1||\Gamma_g|$ はそのままでは補正することができない「測定の不確かさ」の要因とみなされ「不整合不確かさ（またはミスマッチ不確かさ）」と呼ばれている。

パワーメータの校正方法 [2]

パワーメータには終端型と通過型の2つのタイプがあるが、ここではより高精度な測定が行える終端型のパワーメータの場合を取り上げる。

パワーメータの校正方法には、大きく分けて2つの方法がある。これからその方法をご紹介しますと思うが、その前にパワーメータの校正結果の表し方について確認をしておきたい。パワーメータの校正結果は一般的に校正係数 (K) で表されるが、その定義は(11)式のようになる。

$$\text{校正係数 } (K) = \frac{\text{パワーメータの指示値 } (P_1)}{\text{入射電力 } (P_i)} \quad \dots\dots (11)$$

ここで入射電力 (P_i) は、後に説明する信号発生器とパワーメータの接続において、標準のパワーメータの表示値 (P_s) と校正係数 (K_s) から計算により導く。また、終端型のパワーメータの場合、高周波電力を受けるパワーセンサ（検出器）に測定結果を表示するパワーメータ（表示器）を接続したときにパワーメータが示した表示値を校正することになる。

取り替え比較法

図5に取り替え比較法のブロック図を示す。信号発生器に整合器を接続し、整合器の出力側を測定端として、標準器と被校正器を交互に付け替えてお互いの電力表示値を比較する。求めようとする被校正器の校正係数 (K_d) は測定端で接触する3つの機器（整合器、標準器パワーセンサ、被校正器パワーセンサ）の電圧反射係数を考慮したとき、(12)式で求められる。

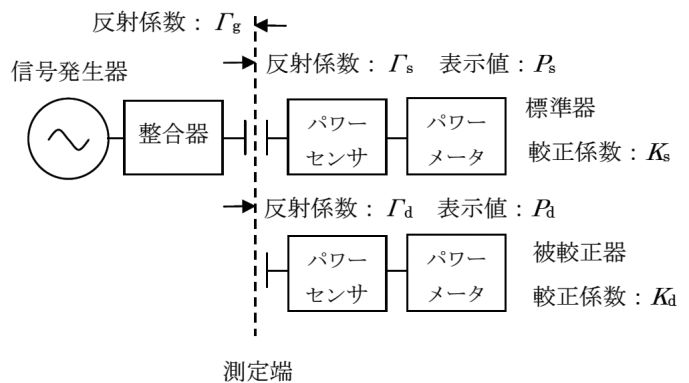


図5 取り替え比較法のブロック図

$$\text{校正係数 } (K_d) = K_s \frac{P_d |1 - \Gamma_g \Gamma_d|^2}{P_s |1 - \Gamma_g \Gamma_s|^2} \quad \dots\dots (12)$$

但し

K_s : 標準器パワーメータの校正係数

P_s : 標準器パワーメータの表示値

P_d : 被校正器パワーメータの表示値

Γ_s : 標準器パワーセンサの電圧反射係数

Γ_d : 被校正器パワーセンサの電圧反射係数

Γ_g : 整合器出力端の電圧反射係数

この方法は信号発生器に整合器を取り付けるだけの機器構成となり、比較的簡便に実施することができる。ただし、測定端に標準器を接続したときと、被校正器を接続したときとで整合状態が僅かに変わることがあり、結果として、標準器の接続時と被校正器の接続時

で測定端の出力電力が僅かながら変化することがあるので注意が必要である。

取り替え同時比較法

図6に取り替え比較法のブロック図を示す。信号発生器にパワースプリッタを接続し、整合器の出力側を測定端として取り替え比較法で問題となった測定端の出力電力の変化を、モニタ・パワーメータで監視することで解消している。求めようとする被校正器の校正係数 (K_d) は測定端で接触する3つの機器 (パワースプリッタ、標準器パワーセンサ、被校正器パワーセンサ) の電圧反射係数を考慮したとき、(13)式で求められる。

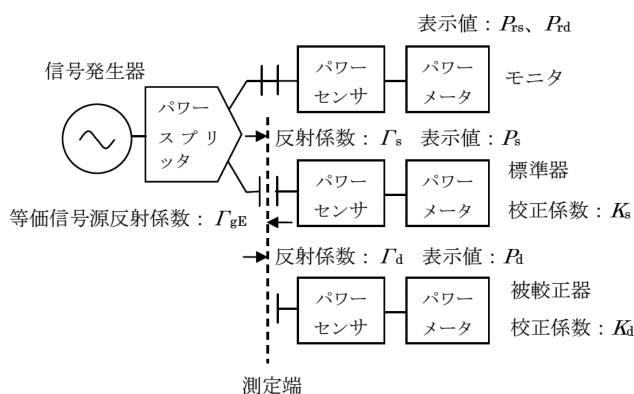


図6 取り替え同時比較法のブロック図

$$\text{校正係数 } (K_d) = K_s \frac{\frac{P_d}{P_{rd}} \left| 1 - \Gamma_{gE} \Gamma_d \right|^2}{\frac{P_s}{P_{rs}} \left| 1 - \Gamma_{gE} \Gamma_s \right|^2} \dots\dots (13)$$

但し

K_s : 標準器パワーメータの校正係数

P_s : 標準器パワーメータの表示値

P_d : 被校正器パワーメータの表示値

P_{rs} : 標準器パワーセンサ接続時のモニタ・パワーメータの表示値

P_{rd} : 被校正器パワーセンサ接続時のモニタ・パワーメータの表示値

Γ_s : 標準器パワーセンサの電圧反射係数

Γ_d : 被校正器パワーセンサの電圧反射係数

Γ_{gE} : パワースプリッタ測定端の等価信号源電圧反射係数

この方法は測定端の高周波電力を把握できるという点が特徴であり、現在最も高精度な校正が可能であると見なされている。ただし、パワースプリッタやモニ

タ・パワーメータを余分に用意しなければならないこと、信号発生器は出力電力の大きいものが必要になること、またパワースプリッタの等価信号源電圧反射係数 (Γ_{gE}) を評価することに手間が掛かることなどを克服しなければならない。

パワーメータ校正の注意点

パワーメータ（パワーセンサ）の校正において最も注意しなければならないことは、パワーセンサの測定端における不整合不確かさをどのようにして小さくするか、ということである。不整合不確かさは信号発生器の反射とパワーセンサの反射の相互作用でその大きさが決まることから、少なくともどちらか一方の反射が小さい状態が実現できればよい。一般的に、信号発生器の側で整合を取ることは難しい場合が多く、大抵はパワーセンサの反射が小さいことを確認した上で校正を実施することになる。

パワーセンサには熱応答型のサーマルセンサと高速応答型のダイオードセンサがあるが、一般的により小さい電圧反射係数が得られるのはサーマルセンサである。企業内標準のクラスであれば、できるだけサーマルセンサを設備したいところである。また、ダイオードセンサの中にもあらかじめ整合器 (Pad) を装着したものが高精度タイプとして市販されているので、校正用としてはできるだけこれらのタイプのパワーセンサを選択することが望ましい。

まとめ

高周波電力は、カロリメータを通じて熱に変換され、直流電力と比較されてSIに接続されている。複雑な電磁波の電力が熱置換で決定されるというのは何とも不思議であるが、通信インフラを支える基礎電気量として確定される意味は大きい。

企業内で使われる標準器としてのパワーメータを国家標準と比較校正する場合、非常に微小な熱量を取り扱うために、その作業は数日～数週間の時間をかけて慎重に行われている。スピードが求められる現代社会においても、維持すべき高周波電力の基準の移管には多大な時間がかかるという事実はかなり興味深い。

参考文献

- [1] 井上武海、山崎俊雄、佐藤恵子：「10 MHz ～ 40 GHz 電力の広帯域自動校正システム」、電気学会計測研究会資料、IM-95-17、1995年3月
- [2] 島岡一博、木下基：「比較校正方法の実演と不確かさバジェットの作成」、NMIJ 高周波クラブ第3回会合資料、2007年5月

リニューアルオープンした電波暗室の見学会と 電磁波ノイズ対策をテーマにした講演会

～ 電磁気学の基礎から電磁界シミュレーション、電波暗室での電磁波測定までを一挙に体感～

アンリツカスタマーサポート株式会社は、2015年12月2日、EMC試験用電波暗室のリニューアル改修工事の完了を記念して、アンリツ株式会社本社(神奈川県厚木市)において、同電波暗室の見学会と電磁波ノイズ対策をテーマにした記念講演会を開催致しました。前半はゲストスピーカーによる記念講演、後半はリニューアルオープンした電波暗室の施設見学を行い、定員を上回る66名の方にご参加を頂きました。

当社がEMC試験事業部門(EMCセンター)を開設したのは1999年。10m法電波暗室2基を擁し、大型製品からモジュール部品まで、多様な製品のEMC試験に対応してきました。電波暗室(1基)の空間寸法はおよそ20m×12m×7mで、搬入口寸法は2.4m×2.4m。直径5mのターンテーブルは自動車本体のEMC測定も可能です。見学会ではマイクロ波帯高出力アンパや高耐圧型イミューティ用アンテナ、チルト(アンテナ仰角制御)機構付きのアンテナマストなどを紹介し、見学者の関心を集めました。一般に落成直後の電波暗室を見学する機会はありませんことから、「真新しい電波暗室を直接見ることができてよかった」という声を多数頂戴致しました。

見学会に先立ち、「電磁波ノイズ」をテーマとして、ゲストスピーカーによる講演会を開催致しました。小暮技術士事務所小暮氏には、「ノイズ対策と電磁界シミュレーション」と題して、平行二線とマイクロストリップラインにおける電磁界分布を視覚的に説明して頂きました。株式会社アンブレット根日屋氏には、「高校生でも分かった電磁気学」と題して、複雑な数式を用いないマクスウェルの方程式の解説をしていただきました。電磁波ノイズの発生メカニズムを直感的な切り口で見事に解き明かす両氏の講演に、参加者から「とても分かり安かった」との声が寄せられていました。

電磁気学とノイズ発生メカニズムの理解を深め、その測定方法までを一挙に体感できるイベントとなりました。当社へのお問い合わせ、電波暗室の利用申し込みは下記URLを参照してください。

● <http://www.anritsu-customersupport.com/emc.aspx>

(文章、画像提供：アンリツカスタマーサポート株式会社)



リニューアルオープンした電波暗室内



* 見学会の様様 *



搬入口が大きく大型製品の EMC 試験も可能 (1 号電波暗室) (左)。チルト機構をもつアンテナマストと測定用アンテナ (2 号電波暗室) (右)。

* 講演会の様様 *



電磁界シミュレータでの解析結果を記念講演で説明する小暮技術士事務所所長小暮氏 (右)。斬新な切り口でマクスウェルの方程式を解説する株式会社アンブレット社長根日屋氏 (左)