Development of Islanding Preventive Device using Inter-harmonic Current Injection Method for 22, 33 kV Grid Interconnection

Yasuyuki Natsuda Member (Nissin Electric Co., Ltd., R&D Labs.)

Satoshi Uda Member (Nissin Electric Co., Ltd., R&D Labs.)

Shoji Nishimura Member (Nissin Electric Co., Ltd., R&D Labs.)

Fumio Yamamoto Member (The Kansai Electric Power Co., Inc., Energy Use R&D Labs.)

Hiromu Kobayashi Member (Central Research Institute of Electric Power Industry)

Keywords: inter-harmonics, distributed generation, grid interconnection, islanding preventive device, and active detection method

This paper describes the development of the new islanding preventive device using interharmonic current injection method for 22 kV or 33 kV electric power system interconnection and the demonstration test results at Akagi Test Center of CRIEPI. The usual islanding preventive device is limited for 6.6 kV electric power system interconnection use, because the impedance of a 22 kV or 33 kV electric power system is too small for the device to detect the islanding phenomena of the 22 kV or 33 kV electric power system. We have developed the new islanding phenomena detection method. These method is composed of the noise elimination technique using digital filter and the small-sized technique using more than one interharmonic.

Frequency of power system reaches a maximum fluctuation of about 0.2 Hz. The fluctuation of frequency causes a noise of measured interharmonics waves. We have made the point at issue clear by using fundamental wave and integer degree harmonics waves elimination filters. Figure 1 shows the effect of digital filtering using DFT(Discrete Fourier Transform) and Comb filters.

We have carried out an experiment on demonstration islanding tests with a real large scale 22 kV test facility at Akagi Test Center of CRIEPI (Fig. 2). As a result, we have made clear that the new islanding detection method is useful and does not malfunction. (Fig. 3)

Fig. 1. Effect of filtering

66kV/22kV transformer: 2MVA, j14.6% (at 10MVA base)

Generator: 150kW (synchronous machine)
150kW (induction machine)

Fig. 2. Testing power circuit

Fig. 3. Oscillograph of voltage wave form and susceptance

次数間高調波注入による 22, 33 kV 用単独運転検出装置の開発

正員 夏田 育千*   正員 宇田 怜史*
 正員 西村 莊治*   正員 山本 文雄**
 正員 小林 広武***

Development of Islanding Preventive Device using Inter-harmonic Current Injection Method for 22, 33 kV Grid Interconnection

Yasuyuki Natsuda*, Member, Satoshi Uda*, Member, Shoji Nishimura*, Member,
 Fumio Yamamoto**, Member, Hiromu Kobayashi***, Member

This paper describes the development of the new islanding preventive device using interharmonic current injection method for 22 kV or 33 kV electric power system interconnection and the demonstration test results at Akagi Test Center of CRIEPI. The islanding preventive device using interharmonic current injection method is limited for 6.6 kV electric power system interconnection use, because the impedance of a 22 kV or 33 kV electric power system is too small for the device to detect the islanding phenomena of the 22 kV or 33 kV electric power system. We have developed the new islanding phenomena detection methods. These methods are composed of the noise elimination technique using digital filter and the small-sized technique using more than one interharmonic.

キーワード：次数間高調波，分散電源，系統連系，単独運転検出，能動的方式

Keywords: inter-harmonic, distributed generation, grid interconnection, islanding preventive device, active detection method

1. はじめに

近年，環境やエネルギーコスト意識の高まりに伴い風力発電やコジェネレーション等の分散電源が積極的に導入されている。分散電源を逆流ありで系統に連系する際には，系統事故等により変電所の送り出し遮断器が開放されたとしても，分散電源が他の需要家に電力供給を継続する状態である単独運転状態となる可能性がある。この単独運転状態は電気保安などの面で問題がある。したがって，系統側の供給停止時には分散電源側の単独運転を速やかに検出して，系統から確実に解列する必要がある。この対策については，電気設備の技術基準の解釈^①に，電力会社の変電所と分散電源の間に通信線を設置する方式（以下，「転送遮断

方式」という）と分散電源に単独運転検出装置（能動的方式を1方式以上含むもの）を設置する方式の2種類が規定されており，何れか一方を選ぶようになっている。

転送遮断方式は，変電所側と分散電源側の双方に送受信装置および両者の間に専用通信線を必要とするなど，費用，スペース，保守運用などの問題がある。また，既存の単独運転検出装置についても，能動的方式については，有効電力変動による電圧変動などの電力品質悪化，複数台設置により検出感度低下などの課題が挙げられる。そこで，これらの課題を解決するために，日新電機と関西電力が非整数の次数の高調波（以下，「次数間高調波」という）の電流を系統側に注入して単独運転を検出する方式（「電気設備の技術基準の解釈」では「能動的方式」に分類される），およびこの方式を装備した分散電源の系統連系保護装置（以下，単独運転検出装置という）を共同開発し^②，2005年度末で150セット以上が主に6.6 kV系統に連系される分散電源に用いられている。図1に現在用いられている単独運転検出装置の外観写真を示す。

しかし，本方式を22, 33 kV系統に適用する場合は，6.6 kV系統の場合に比べ系統インピーダンスが小さいため，より大きな次数間高調波電流を注入することにより，当該次数間高調波成分の電圧および電流の検出感度を確保する必要があり，その結果，装置が大型になるか，適用できないと

* 日新電機（株）技術開発研究所
 〒615-8686 京都市右京区梅津高畝町 47
 R&D Labs., Nissin Electric Co., Ltd.
 47, Umezu-Takase-cho, Ukyo-ku, Kyoto 615-8686

** 関西電力（株）エネルギー利用技術研究所
 〒661-0974 尼崎市若王寺 2-11-20
 Energy Use R&D Labs., The Kansai Electric Power Co., Inc.
 3-11-20, Nakoji, Amagasaki 661-0974

*** (財)電力中央研究所 システム技術研究所
 〒201-8511 狛江市岩戸北 2-11-1
 Central Research Institute of Electric Power Industry
 2-11-1, Iwado, Kita, Komae 201-8511

図 1 現在の装置
Fig. 1. Current device.

いう問題点があった。そこで、本論文では、次数間高調波成分の電圧・電流の検出感度を低下させず、かつ装置の大型化も回避する新しい方式を提案し、さらに、この新しい方式に対する実規模系統での検証試験を行ったので、その結果を述べる。

2. 次数間高調波注入方式の原理と特長⁽²⁾

〈2・1〉 次数間高調波の定義 次数間高調波とは、整数次数の高調波の間に存在する非整数次数の高調波であり、具体例としては、整数次数の高調波である第 2 次高調波と第 3 次高調波の間の第 2.4 次高調波が次数間高調波である。言い換えれば、次数間高調波とは、系統周波数よりも低い周波数を基本波とする整数次数の高調波であり、具体例としては、基本波周波数を 2 Hz の場合の第 72 次高調波 (2 Hz × 72 = 144 Hz) が、系統周波数 60 Hz を基本波にした場合の第 2.4 次高調波 (60 Hz × 2.4 = 144 Hz) に相当する。

〈2・2〉 次数間高調波の特長 通常の電力系統の電圧には、次数間高調波成分はほとんど含まれていない。図 2 に 22 kV 系統の電圧に対する周波数特性の例を示す。これによると整数次数、特に奇数の整数次数の高調波成分は存在するが、次数間の周波数領域にはほとんど高調波は存在しない。したがって、次数間高調波は、分散電源が接続されている系統において次数間高調波電流を微量量注入し、連系点における注入周波数成分の電圧、電流を計測するだけで、整数次高調波電流を注入する場合に比べて高感度に分散電源から眺めた系統インピーダンスを監視することができるという特長を有している。

〈2・3〉 次数間高調波成分の計算方法 次数間高調波成分は、系統周波数よりも低い周波数の周期 (系統周波数の周期の整数倍) に対してフーリエ級数展開した各係数に対して離散的フーリエ変換 (DFT) 演算手法を用いて求めることができる。本論文では、式表示を簡素にするため、測定波形の次数間を含めた高調波成分の検討では、オイラー

図 2 22 kV 系統の周波数特性
Fig. 2. Example of frequency characteristics of 22 kV electric power system.

の恒等式の複素形式 ($e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$) を用いることとし、また、時間 (t) は次式のとおりの系統の標準周波数 (f_s) で正規化した値を用いる。

$$t = 2\pi f_s \times \text{時間} \dots\dots\dots (1)$$

フーリエ級数展開をする区間を系統標準周波数の周期の m 倍とすると、電圧または電流の次数間高調波の n 次係数 $X(n)$ は、電圧または電流の計測データ $x(t)$ を使って、(2) 式により算出される。

$$X(n) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} x(t) \cdot e^{-j(n-m)(t/m)} \cdot d\left(\frac{t}{m}\right) \\ = \frac{1}{2\pi \cdot m} \int_0^{2\pi \cdot m} x(t) \cdot e^{-jn \cdot t} \cdot dt \dots\dots\dots (2)$$

(2) 式において、系統の標準周波数の成分は $n = 1$ 、第 n 次高調波は $n \cdot m = \text{整数}$ の条件で算出される。 n 次と $(n+1)$ 次の間にある算出可能な次数間高調波成分次数は、 $n + k/m$ ($k = 1, 2, \dots, m-1$) であり、 $(m-1)$ 個の次数間高調波成分が算出される。すなわち、系統標準周波数の m 倍の周期に対してフーリエ級数展開をすることにより、「系統標準周波数 (例えば 60 Hz) ÷ m (例えば 30)」の周波数刻み (例えば 2 Hz) で次数間高調波成分を算出できることを示している。

今回の開発でも従来の装置と同様に $m = 30$ とし、フーリエ級数展開をする区間を 50 Hz 地域においては 0.6 秒、60 Hz 地域においては 0.5 秒とすることにより、1 秒以内での単独運転検出・解列を実現している。

〈2・4〉 単独運転検出方式の原理 本装置の単独運転検出の原理は、分散電源の連系点から系統側をみた次数間高調波成分のインピーダンスまたはアドミタンスを監視することにより、変電所の遮断器の開放、すなわち単独運転への移行を見つけるものであり、具体的には、分散電源の連系点から次数間高調波電流を系統側に注入し、連系点に

図3 22kV 系統の単相モデル

Fig.3. Single phase model of 22kV electric power system.

おける次数間高調波成分の電圧と電流を計測し、インピーダンスまたはアドミタンスを計算することにより監視するものである。

図3に次数間高調波成分(第 n 次)に対する単独運転発生時の22kV系統の単相モデルを示す。変電所より上位のインピーダンスを $ZS(n)$ 、線路のインピーダンスを $ZD(n)$ 、系統負荷のアドミタンスを $YL(n)$ とする。さらに、次数間高調波の周波数は電源周波数より大きく、 $ZS(n)$ と $ZD(n)$ は抵抗成分に比べリアクタンス成分が主流になるため、 $ZS(n) + ZD(n) = jX(n)$ と表す。また、電源周波数での系統負荷は、コンデンサにより力率改善されるため全体としてはほぼ抵抗負荷となるが、次数間高調波では周波数が大きいため、系統負荷のアドミタンスは力率改善用コンデンサの影響が大きくなるため、 $YL(n) = G + jB(n)$ と表す。したがって、単独運転発生前の分散電源の連系点から系統側をみた次数間高調波成分のインピーダンスおよびアドミタンスの値を $Z0(n)$ および $Y0(n)$ 、単独運転発生後の値を $Z(n)$ および $Y(n)$ とすると、これらは次式で示すことができる。

$$Z0(n) = \frac{G - j \left\{ B(n) - \frac{1}{X(n)} \right\}}{G^2 + \left\{ B(n) - \frac{1}{X(n)} \right\}^2} \dots\dots\dots (3)$$

$$Z(n) = \frac{G - jB(n)}{G^2 + B^2(n)} \dots\dots\dots (4)$$

$$Y0(n) = G + j \left\{ B(n) - \frac{1}{X(n)} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

$$Y(n) = G + jB(n) \dots\dots\dots (6)$$

上式によると、単独運転発生の前後で、インピーダンスでは実数(抵抗)と虚数(リアクタンス)の両方が変化するのに対し、アドミタンスでは実数(コンダクタンス)が変化せず、虚数(サセプタンス)のみが $1/X(n)$ の変化することになり、サセプタンスの変化で最も感度良く検出できるため、系統の監視はサセプタンスで行うことにした。一般的に配電線や変電所のリアクタンス成分は、負荷のリア

クタンス成分に比べて小さく、単独運転発生でリアクタンスの大きい負荷のみとなり、サセプタンスはほとんど零に変化する。負荷が変電所近傍であったとしても、この変化に大きな影響はない。しかし、まれなケースとして、配電線が長く、配電線のリアクタンスが負荷のリアクタンスに比べて十分小さくなければ、単独運転前後のサセプタンス変化が小さく、負荷の位置に関係なく単独運転検出が困難になる。次数間高調波注入方式の単独運転検出装置を適用する際は、系統定数を検討した上で適用可否を決定するので、このような特殊なケースでは単独運転検出装置は適用できないことになる。

〈2・5〉方式の特長 次数間高調波注入方式の特長については文献(2)で詳述しているが、その主な事項の概要と今回の開発品(22, 33kV用)との関係は以下の通りである。

(1) 電力品質への影響小 本方式では、定常的に系統に存在する量の少ない次数間高調波成分の電流を注入する方式のため、注入電流の量を少なく抑えることができ、今回の開発では、この注入電流による次数間高調波成分の系統電圧の歪を電源周波数の電圧に対して0.01%程度に抑えるものである。

(2) 複数台設置による相互干渉無 本方式の装置が変電所の同一変圧器からの系統に複数台設置されても、それぞれの装置が系統へ注入する次数間高調波電流の周波数を異なるものにすれば、それぞれの装置の監視する系統サセプタンスの周波数が異なるため、相互干渉を受けることは無い。今回の開発では、後述するように複数の次数間高調波電流を注入させるが、全て異なる周波数を使うため問題は発生しない。(実証試験例は文献(8)参照)

(3) 分散電源の種類と容量による適用制約無 分散電源の次数間高調波でのインピーダンスは、その種類と容量に関係なく、系統(上位系統)のインピーダンスより大きく(アドミタンスの場合は逆)、本装置の適用については、分散電源の発電機の種類と容量によって制約を受けることはない。今回の開発品は、22, 33kV連系の分散電源を対象にしているが、その場合も上記の適用制約は無い。ただし、検出に用いるサセプタンス値の整定値は、系統定数を考慮して決定しなければならない。

(4) 単相注入が可能 次数間高調波電流の注入を単相で行っても、電圧と電流の計測を三相分を行うことにより、正相成分のインピーダンスまたはアドミタンスを把握することが可能であるため、注入相を特定しない単相注入が可能となる。従って、単相注入にすることにより注入装置のコストダウンが可能となり、また、注入相を特定する必要が無いため、設置工事が容易となる。この点については、従来の6.6kV連系と今回の22, 33kV連系で条件は同じである。

3. デジタルフィルタによるノイズ除去

〈3・1〉抽出処理方法 安定したサセプタンス監視を行うためには、注入成分の大きさが、系統のバックグラウン

ドノイズに対して、十分に大きい必要がある。6.6kV 系統で使用されている現行装置では、0.1%程度の注入成分の電圧歪が必要である。しかし、22, 33 kV 系統では短絡容量が10 倍程度大きいので、これに応じて注入量を増やす必要があり、装置が大型化してしまう。これに対し、0.01%の電圧歪でも監視できるように SN 比を高めれば、6.6kV 系統の注入量のままで 22, 33 kV 系統に適用できる。系統のバックグラウンドノイズは、系統にもともと存在するものと測定波形の演算処理の過程で発生するものの2つがある。前者については、そのノイズが正規分布に従うガウス型白色雑音であると仮定すれば測定期間を長くしてデータ数を増やすことで改善される。しかし今回は 6.6kV 系統で使用している従来装置よりも検出時間を長くすることはできないので、系統にもともと存在するノイズの除去は行わない。そこで、今回は後者の測定波形の演算処理の過程で発生するノイズについて除去対策を行った。

わが国の系統周波数は、標準周波数に対して $\pm 0.1 \sim 0.2$ Hz 以内に収めることを目標に管理されている⁹⁾。したがって (1) 式におけるフーリエ級数の係数の計算は、固定した区間 (1) 式においては m/f_s) に対して行っているため、系統周波数が変動している条件下では演算処理の過程で次数間高調波成分にノイズが含まれることになる。

厳密に述べると、系統周波数が f_s から f に変動した場合、実際には、系統標準周波数 f_s の周波数成分は存在せず、 f_s を基準として (f/f_s) 次成分のみが存在することになるが、(2) 式で得られる次数間高調波を含む各次数の成分は、得られる次数が離散的であるため、 (f/f_s) の値が $n + k/m$ ($k = 1, 2, \dots, m-1$) と完全に一致しない限り、原理的には系統の周波数分布を求めることはできない。

そこで、強引に (1) 式を使って計算した場合を考察する。まず、測定波形 $x(t)$ は、 f のみの周波数成分が存在する振幅 A の正弦波とし、 $(f/f_s) = \alpha$ とすると下式となる。

$$x(t) = A \cdot e^{j\alpha t} \dots \dots \dots (7)$$

(7) 式を (2) 式に代入し n 次係数 $X(n)$ を求める。

$$\begin{aligned} X(n) &= \frac{A}{2\pi \cdot m} \int_0^{2\pi \cdot m} e^{j\alpha t} \cdot e^{-jn t} \cdot dt \\ &= \frac{A}{2\pi \cdot m} \cdot \frac{e^{j2\pi \cdot m \cdot (\alpha - n)} - 1}{j(\alpha - n)} \quad (n \neq \alpha) \\ &= A \quad (n = \alpha) \dots \dots \dots (8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |X(n)| &= \frac{A \sqrt{1 - \cos\{2\pi \cdot m \cdot (\alpha - n)\}}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot m \cdot (\alpha - n)} \quad (n \neq \alpha) \\ &= A \quad (n = \alpha) \dots \dots \dots (9) \end{aligned}$$

(9) 式で得られた n 次係数 $X(n)$ の絶対値の特性を、 $A = 1$, $m = 30$ (従来および今回の開発品で採用している値。〈2・3〉節参照。) および系統標準周波数 $f_s = 60$ Hz の条件下、系統周波数 f を f_s から 0.001 Hz, 0.01 Hz, 0.1 Hz 変動させた場合を図 4 に示す。これらの系統周波数は、(9) 式で計算される周波数成分が $f_s/m = 2$ Hz 間隔であること

図 4 バックグラウンドノイズの数値シミュレーション
Fig. 4. Computing background noise.

を考慮すると、実際の系統の周波数特性としては全て零である。しかし、これによると、系統標準周波数の次数である 1 次を中心に裾を引くように次数間高調波成分が発生している。以上が、系統周波数の変動している条件下で演算処理の過程で次数間高調波成分にノイズが含まれる原因である。

今回の開発では 0.01%の電圧歪でも監視できるようにするため、2 から 3 次の間の次数間高調波を採用する本装置では⁹⁾、0.01 Hz 程度の系統周波数の変動でも監視すべき信号がこのノイズによって隠れてしまう。

以上述べたように系統周波数が標準周波数からずれることにより演算過程で次数間高調波のノイズが発生するが、同様に系統に多く含まれる整数次数高調波が標準周波数の整数倍からずれる場合も演算過程で次数間高調波ノイズが発生する。

この対策としては、(7) 式の A の値を小さくすること、すなわち測定信号に含まれる基本波 (系統の標準周波数成分) とその整数次高調波を急峻な周波数特性を持つフィルタで除去することが有効である。アナログフィルタ (ラプラス変換の伝達関数が s の有理式で表現されるフィルタ) だけでは急峻な周波数特性と高速な応答性を併せ持った性能の実現が困難なので、図 5 のようにデジタルフィルタもあわせて用いることにした。

基本波除去のデジタルフィルタは、離散フーリエ変換 (DFT) で基本波成分を逐次抜き出し演算して、原信号から減算することにした。また、整数次高調波成分についても、コムフィルタ (櫛型フィルタ) を用いて、原信号から基本波の一周期まえの値を減算することにより、除去できる構成とした。

上記のフィルタについては、シミュレーションを実施することにより、定常特性および過渡特性について検討した。以下にその検討結果について述べる。

〈3・2〉 定常特性 まず、基本波除去フィルタの原理について述べる。時刻 t における原波形 $b(t)$ の基本波成分

図5 DFTを用いた抽出処理フィルタ

Fig. 5. Extraction processing DFT filter.

の瞬時値 $c(t)$ は、過去一周期 (2π) に対する複素フーリエ係数 ($\alpha_1 - j\beta_1$) に複素形式の基本波 ($e^{jt} = \cos t + j \sin t$) を乗じ、その実数部 ($\alpha_1 \cos t + \beta_1 \sin t$) をとることにより求まる。

$$\begin{aligned}
 c(t) &= \alpha_1 \cdot \cos t + \beta_1 \cdot \sin t \\
 &= \operatorname{Re}\{(\alpha_1 - j\beta_1) \times (\cos t + j \sin t)\} \\
 &= \operatorname{Re}\left\{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{t-2\pi}^t b(\tau) \cdot e^{-j\tau} \cdot d\tau \times e^{jt}\right\} \\
 &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_{t-2\pi}^t b(\tau) \cdot \operatorname{Re}\{e^{j(t-\tau)}\} \cdot d\tau \\
 &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_{t-2\pi}^t b(\tau) \cdot \cos(t-\tau) \cdot d\tau \\
 &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^t b(\tau) \cdot \cos(t-\tau) \cdot d\tau \\
 &\quad - \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{t-2\pi} b(\tau) \cdot \cos\{(t-2\pi)-\tau\} \cdot d\tau \quad \dots\dots\dots (10)
 \end{aligned}$$

上式を畳み込み積分であることを考慮してラプラス変換すると次式となる。

$$\begin{aligned}
 C(s) &= \frac{1}{\pi} \cdot B(s) \cdot \frac{s}{s^2 + 1} \\
 &\quad - \frac{1}{\pi} \cdot e^{-2\pi s} \cdot B(s) \cdot \frac{s}{s^2 + 1} \\
 &= \frac{1 - e^{-2\pi s}}{\pi} \cdot \frac{s}{s^2 + 1} \cdot B(s) \quad \dots\dots\dots (11)
 \end{aligned}$$

基本波除去フィルタの出力波形 $d(t)$ は次式となる。

$$d(t) = b(t) - c(t) \quad \dots\dots\dots (12)$$

上式をラプラス変換すると次式となる。

$$\begin{aligned}
 D(s) &= B(s) - C(s) \\
 &= \left\{1 - \frac{1 - e^{-2\pi s}}{\pi} \cdot \frac{s}{s^2 + 1}\right\} \cdot B(s) \quad \dots\dots\dots (13)
 \end{aligned}$$

したがって基本波除去フィルタの伝達関数 $H_0(s)$ は次式

となる。

$$H_0(s) = \frac{D(s)}{B(s)} = 1 - \frac{1 - e^{-2\pi s}}{\pi} \cdot \frac{s}{s^2 + 1} \quad \dots\dots\dots (14)$$

基本波除去フィルタの定常状態における周波数特性は、上式に $s = jn$ (n : 次数) を代入することにより求まる。

$$\begin{aligned}
 H_0(jn) &= 1 - \frac{1 - e^{-j2\pi n}}{\pi} \cdot \frac{jn}{-n^2 + 1} \\
 &= 1 - \frac{2}{\pi} \cdot \frac{n}{n^2 - 1} \cdot e^{-j\pi n} \cdot \sin(\pi n) \quad \dots\dots\dots (15)
 \end{aligned}$$

系統周波数は、標準周波数 (基本波) に対して最大 ± 0.2 Hz の範囲で変動する可能性があるため、このことも考慮し、基本波の除去帯域を広げるため基本波除去フィルタを2段のカスケードで構成した。その結果、基本波除去フィルタの総合の伝達関数 $H(s)$ は次式となる。

$$H(jn) = \left\{1 - \frac{2}{\pi} \cdot \frac{n}{n^2 - 1} \cdot e^{-j\pi n} \cdot \sin(\pi n)\right\}^2 \quad \dots\dots\dots (16)$$

次にコムフィルタの原理について述べる。時刻 t におけるコムフィルタの出力波形を $e(t)$ とすると、入力波形 $d(t)$ から基本波一周期まえの波形 $d(t - 2\pi)$ を減算することによって得られるため次式となる。

$$e(t) = d(t) - d(t - 2\pi) \quad \dots\dots\dots (17)$$

上式をラプラス変換すると次式となる。

$$\begin{aligned}
 E(s) &= D(s) - e^{-2\pi s} D(s) \\
 &= (1 - e^{-2\pi s}) \cdot D(s) \quad \dots\dots\dots (18)
 \end{aligned}$$

したがって基本波除去フィルタの伝達関数 $G(s)$ は次式となる。

$$G(s) = \frac{E(s)}{D(s)} = 1 - e^{-2\pi s} \quad \dots\dots\dots (19)$$

基本波除去フィルタの定常状態における周波数特性は、上式に $s = jn$ (n : 次数) を代入することにより求まる。

$$G(jn) = 1 - e^{-j2\pi n} \quad \dots\dots\dots (20)$$

(16) 式と (20) 式で示される基本波除去フィルタ、コムフィルタ、および両者を併用したフィルタの周波数特性を図6に示す。基本波除去フィルタは基本波成分のみを除去し、コムフィルタは基本波および整数次高調波を除去する特性を有していることがわかる。基本波除去フィルタは2段で使用している関係で、コムフィルタに比べ該当次数だけでなくその周辺の次数も除去する特性となっている。これは、基本波が整数次高調波に比べ通常十倍以上大きく、かつ基本波の周波数は最大で ± 0.2 Hz 変動する可能性があるため、基本波の除去を完全に行うためである。また、両者を併用したフィルタでは、整数次付近を除き、次数間の部分は増幅される特性になっており、注入する次数間高調波信号の検出感度を向上できることを示している。

図7に実際の系統に次数間高調波電流を注入したときの

図 6 抽出処理フィルタの周波数特性
Fig. 6. Frequency characteristics of filters.

図 7 抽出処理フィルタの効果
Fig. 7. Effect of filtering.

系統電圧の測定データに対して、フィルタを通す前と通した後の周波数特性を示す。その結果、基本波から引き起していたノイズが殆ど除去され、整数次の高調波も除かれている。系統電圧の 0.01% 程度の注入次数間高調波成分でも検出可能となることを示している。

〈3・3〉 過渡特性 電力系統における電圧・電流波形には、短時間で発生する過渡変動（例えば瞬時電圧低下状態、容量の大きな SC（力率改善用コンデンサ）投入、容量の大きな発電機やモータの並列、解列）が存在する。アナログフィルタは、原理的に過去の信号の乱れによる影響が指数関数的に無くなっていく。したがって、上述のように過去に非常に大きい波形の乱れがあると、相当時間その影響がフィルタ出力結果に残留する場合は考えられ、抽出結果への誤差等の影響が長い時間残留してしまう。これに対し DFT フィルタは、計測時点から遡って一定期間の計測データを演算に使用するので、使用する過去計測データの期間分を経れば過渡的に発生する電圧・電流変動の影響を無くすることができる。よってアナログフィルタに対して、図 8 のように、過去の影響を短時間でリセットすることができ、

図 8 過渡応答特性
Fig. 8. Transient response characteristics.

即応性に優れているといえる。

4. 複数の次数間高調波注入による大型化回避

図 9 に次数間高調波電流の注入方法を示す。

まず、直流電圧源をインバータのスイッチングにより n 次の次数間高調波の周波数で変化する方形波電圧源 $v(t)$ をつくる。 $v(t)$ は n 次の周波数の周期関数であるため、 n 次の周波数を基本波としたフーリエ級数展開でき、その結果、 k を n 次の次数間高調波電圧 $v(t)$ を基本波とした次数とすると $v(t)$ の k 次成分 $V(k)$ は、 $v(t)$ が奇関数であることを考慮し、次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} V(k) &= \frac{1}{n\pi} \int_0^{2n\pi} v(t) \cdot \sin(k \cdot nt) \cdot d(nt) \\ &= \frac{4}{\pi k} \quad (k: \text{奇数}) \\ &= 0 \quad (k: \text{偶数}) \dots\dots\dots (21) \end{aligned}$$

図 10 に $v(t)$ のピーク値を 1 で正規化した $V(k)$ の特性を示す。すなわち、方形波に含まれる周波数成分の値は、その基本波成分 ($k=1$ の場合) が最も大きく、周波数 (k の値) に逆比例して小さくなる。

そして、この電圧源 $v(t)$ を、リアクタンス L とコンデンサ C が直列接続された LC 共振回路を通して系統に接続することにより、系統側へ次数間高調波電流 $i(t)$ を注入するものである。

現行装置では、この LC 共振回路の共振周波数を n 次の次数間高調波の周波数にすることで、系統側へは n 次の次数間高調波の正弦波電流のみを注入している²⁾。ここで、 n

図9 次数間高調波電流の注入方法

Fig. 9. Injected circuit configuration of inverter.

図10 注入電圧と電流の周波数特性

Fig. 10. Frequency characteristics of injected voltage and current.

の値は、フリッカ周波数領域 (0.5~1.5 次), リアクトル付き力率改善用コンデンサの直列共振周波数 (4.1 次付近), リアクトル無し進相コンデンサと系統リアクタンス成分との並列共振周波数 (4.2 次付近) などを避けるために, 2 次から 3 次の間の次数を採用している²⁾。この方法の利点は, スイッチング周波数が数 kHz の PWM インバータを使った次数間高調波電源に比べ, スイッチング周波数が商用周波数の n 倍と小さいため, スイッチング回数を抑えることができ, スイッチングロスが小さい点である。しかし, LC 共振回路の L の値を大きくとる必要があり, L を実現する装置 (リアクトル) が大型になる欠点があった。

そこで今回この大型化を回避するため, リアクトルの鉄心を空心にし, また巻き線も短くすることにより, L の値を小さくし, LC 共振回路の共振周波数を高くした。その結果, 系統側へ注入される次数間高調波電流は, n 次に加え周波数の高い複数の n 次の整数倍の次数 ($n \times k$ 次 (k : 奇数)) も有する非正弦波電流である。この方法の他の利点は, バックグラウンドノイズの少ない高周波領域の次数間

高調波での系統監視を可能にする点である。また, リアクトルの巻き線を短くすることで巻き線損失の低減も可能である。なお, 前述した 4 次付近での問題点に対しては, 4 次付近でない複数の次数間高調波を使った監視を行うことにより回避できる。

図 9 に, 方形波インバータの周波数が 150 Hz ($n = 2.5$) における注入電流を, LC 共振回路の共振周波数が 150 Hz の場合 (単一の次数間高調波成分が含まれた注入電流), および 650 Hz の場合 (複数の次数間高調波成分が含まれた注入電流) の 2 つについて示す。後者については, 複数の次数が含まれているため, その波形は正弦波ではない。 $i(t)$ に含まれる n 次の k 倍の周波数成分 $I(k)$ は, 交流理論により次式で表せる。

$$I(k) = \frac{V(k)}{k \cdot n \cdot 2\pi f_s \cdot L - \frac{1}{k \cdot n \cdot 2\pi f_s \cdot C}}$$

$$= \frac{4}{\pi} \cdot \frac{n \cdot 2\pi f_s \cdot C}{k^2 \cdot m^2 - 1} \quad (k: \text{奇数})$$

$$= 0 \quad (k: \text{偶数}) \dots\dots\dots (22)$$

$$m = \frac{n \cdot f_s}{f_{LC}} \quad (f_{LC}: LC \text{ 共振周波数})$$

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I(k) \cdot \sin\{k \cdot (n \cdot 2\pi f_s \cdot t)\}$$

この電流波形の周波数特性を図 10 に示す。方形波の電圧源 $v(t)$ の周波数成分 $V(k)$ は, 周波数が高くなるほど小さくなるが, 注入電流 $i(t)$ の周波数成分 $I(k)$ は, LC 共振回路の共振周波数 ($k = 650 \text{ Hz}/150 \text{ Hz} \approx 4.3$) 付近までは増加しており, この増加している複数の次数間高調波を使えることを示している。

5. 実規模での模擬系統試験

〈5・1〉 試験条件 電力中央研究所赤城試験センターの需要地系統実験設備を使用した (図 11)。設備の概要は以下の通りである。

試験では, 単独運転の発生を容易にするため発電電力と負荷をバランスさせた。次数間高調波電流の注入は分散電源発電機の低圧側より行い, 電圧・電流計測 (監視取り込み) は 22 kV 側で行った。注入次数間高調波による電圧歪は単独運転前の 22 kV 側において 0.01% 程度である。

〈5・2〉 試験結果例: 条件 A 試験条件 A では, 同一送電線上に接続されている負荷 (分散電源の設置構内以外の) として, 誘導電動機が支配的な状態を設定した。図 12 に, 22 kV 系統における単独運転発生時前後の次数間高調波 (120 Hz/2.4 次, 360 Hz/2.4 × 3 = 7.2 次, 840 Hz/2.4 × 7 = 16.8 次) および高次高調波 (参考: 600 Hz/2.4 × 5 = 12 次) のサセプタンスの変化を, 表 1 に計算値と実測値を示す。単独運転が長く継続する条件であるが, いずれの周波数もサセプタンスの変化が安定し, 検出閾値の設定が可能であり, 単独運転検出が可能であることが確認できた。

66kV/22kV transformer: 2MVA, j14.6% (at 10MVA base)

Generator: 150kW (synchronous machine)

150kW (induction machine)

図 11 試験系統図

Fig. 11. Testing power circuit.

表 1 条件 A でのサセプタンスの計算値と
実測値 [ms]

Table 1. Calculated and measured susceptance values
[ms] on the condition-A.

Condition	120Hz (2.4 degree at 50Hz)		840Hz (16.8 degree at 50Hz)	
	Calculation	Measurement	Calculation	Measurement
Connecting	- 49.410	- 46.875	- 7.060	- 6.750
Islanding	- 0.516	- 0.395	- 0.074	- 0.220

図 12 電圧波形とサセプタンスの時間変化

Fig. 12. Oscillograph of voltage wave form and susceptance.

なお、この試験ケースでは、600 Hz は整数次高調波と周波数が一致してしまうため、判定には使用しない設定とした。

〈5・3〉 試験結果例：条件 B 試験条件 B では、同一送電線上に接続されている負荷として、誘導電動機 50%、抵抗負荷 50% の状態を設定した。図 12 に結果を示す。このケースでは、単独運転が長くは継続していないが、電圧が維持されている期間は、サセプタンスの変化が安定し、検出閾値（判定レベル＝整定値）の設定が可能であり、単独運転直後に即座に検出が可能であることが確認できた。

〈5・4〉 試験結果例：条件 C 試験条件 C では、単独運転状態を発生させることなく、配電線を切り替えた前後の状態を監視した。図 12 の結果によると、配電線切り替え前後のサセプタンスの変化量は、単独運転発生時の変化量に比べ小さいことが分かる。従って、単独運転検出のためのサセプタンスの監視整定値を、配電線切り替え時のサセプタンス変化範囲（シミュレーションによる事前計算）に含まれないように設定しておくことにより、配電線切り替えによる誤検出を防止できることが確認できた。

6. おわりに

本論文では、次数間高調波注入方式の単独運転検出装置を 6.6 kV 系統に比べ系統インピーダンスの小さい 22, 33 kV 系統に適用する場合の課題である電圧・電流の検出感度の低下および注入装置の大型化を回避する新しい方式を提案し、この新しい方式に対する実規模系統での検証試験を行った。その結果をまとめると次のようになる。

(1) 系統の標準周波数は最大 0.2 Hz 程度変動する可能性があるが、この変動に起因する測定波形の演算処理の過程で発生する次数間高調波成分のバックグラウンドノイズに対しては、事前に DFT で基本波成分を除去し、さらにコムフィルタで整数次数の高調波成分を除去することで解決できることを明らかにした。

(2) 注入装置の大型化の課題に対しては、その装置を構成するリアクトルの鉄心を空心にし、また巻き線の長さも短くすることにより L の値を小さくし、 LC 共振回路の共振周波数を高くした。その結果、注入電流は、従来よりも高い周波数成分を含めた複数の次数間高調波成分で構成され、バックグラウンドノイズの少ない高周波領域の次数間高調波での系統監視を可能にした。

(3) 上記の新しい方式に対して、実規模の 22 kV 系統において単独運転を発生させて検証を行った結果、単独運転検出ができることを検証するとともに、配電線切り替えにおいては誤動作しないことを確認した。

今後は、本方式の製品化をするとともに、検出時間の短縮化についても検討を進める予定である。

(平成 18 年 7 月 21 日受付，平成 18 年 12 月 1 日再受付)

文 献

- (1) 原子力安全・保安院電力安全課：電気設備の技術基準の解釈 (2004-10-1)

(一部改正)

- (2) F. Yamamoto, S. Nishimura, Y. Minowa, and Y. Natsuda: "An Advanced Islanding Detection Device for Dispersed Power Sources using Interharmonic Current", *J. IEIE Japan*, Vol.24, No.12, pp.943(57)–952(66) (2004-12) (in Japanese)
山本文雄・西村莊治・荻輪義文・夏田育千：「次数間高調波注入による単独運転検出装置の開発」，電気設備学誌，24，12，pp.943(57)–952(66) (2004-12)
- (3) Y. Natsuda, S. Nishimura, and F. Yamamoto: "Advanced Islanding Protection Method with Pulsed Injection Current for Dispersed Power Sources", *Proc. of 2004 Annual Conference of Power & Energy Society, IEE Japan*, No.413, pp.451–452 (2004-8) (in Japanese)
夏田育千・西村莊治・山本文雄：「パルス注入を用いた次数間高調波注入による単独運転検出方式」，平成 16 年電気学会電力・エネルギー部門大会，No.413，pp.451–452 (2004-8)
- (4) Y. Natsuda, S. Nishimura, and F. Yamamoto: "Advanced Islanding Protection Method using Interharmonic Injection for Dispersed Power Sources Interconnecting with 22-77 kV Power System", *2005 National Convention Record IEE Japan*, No.6-010, pp.16–17 (2005-3) (in Japanese)
夏田育千・西村莊治・山本文雄：「次数間高調波注入による特別高圧用単独運転検出方式の開発」，平成 17 年電気学会全国大会，No.6-010，pp.16–17 (2005-3)
- (5) Y. Natsuda, S. Nishimura, F. Yamamoto, and H. Kobayashi: "Test Results of Advanced Islanding Preventive Method using Interharmonics Current", *Proc. of 2005 Annual Conference of Power & Energy Society, IEE Japan*, No.173 (2005-8) (in Japanese)
夏田育千・西村莊治・山本文雄・小林広武：「次数間高調波注入による特別高圧用単独運転検出装置の検証試験結果」，平成 17 年電気学会電力・エネルギー部門大会，No.173 (2005-8)
- (6) Y. Natsuda, S. Uda, S. Nishimura, F. Yamamoto, and H. Kobayashi: "Development of Islanding Preventive Device using Interharmonic Current Injection Method", *The Paper of Joint Technical Meeting on Power Engineering and Power Systems Engineering, IEE Japan*, PE-05-127, PSE-05-134 (2005-9) (in Japanese)
夏田育千・宇田怜史・西村莊治・山本文雄・小林広武：「次数間高調波注入による 22, 33 kV 用単独運転検出装置の開発」，電気学会電力技術電力系統技術合同研究，PE-05-127, PSE-05-134 (2005-9)
- (7) 電気学会：新版電気工学ハンドブック，p.883 (1988-2)
- (8) M. Okamoto, S. Nishimura, Y. Minowa, and T. Shikata: "Development of Voltage Fluctuation Compensator having a function to prevent Islanding of a Grid-connected Wind Energy Conversion System Part 2—Islanding Operation Detection System for Dispersed Power Sources using Interharmonics Injection—", *Proc. of 2000 Annual Conference of Power & Energy Society, IEE Japan*, No.216 (2000-8) (in Japanese)
岡本光明・西村莊治・荻輪義文・志方俊彦：「系統連系保護機能付き電力変動補償装置の開発〔その 2〕～次数間高調波注入方式単独運転検出装置について～」，平成 12 年電気学会電力・エネルギー部門大会，No.216 (2000-8)

夏 田 育 千 (正員) 1967 年 7 月 10 日生。1992 年 3 月徳島大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月日新電機(株)入社。現在，技術開発研究所システム研究センター主任。主として，太陽光発電システム，分散電源の単独運転検出装置の開発・設計に従事。2004 年濫澤賞受賞。

宇 田 怜 史 (正員) 1979 年 9 月 16 日生。2004 年 3 月武蔵工業大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月日新電機(株)入社。現在，技術開発研究所システム研究センターに所属。主として，分散電源の単独運転検出装置の開発・設計に従事。

西村 莊治（正員） 1950 年 12 月 16 日生。1974 年 3 月名古屋大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月日新電機（株）入社。現在，技術開発研究所システム研究センター主幹。主として，電力系統の高調波計測，分散電源の単独運転検出装置の開発に従事。1998 年オーム技術賞，2004 年澁澤賞受賞。

小林 広武（正員） 1956 年 12 月 28 日生。1982 年 3 月北海道大学大学院工学研究科電子工学専攻修士課程修了。同年 4 月電力中央研究所入所。現在，システム技術研究所需要家システム領域上席研究員。主として，太陽光発電システム，需要地系統の研究に従事。工学博士。1993 年オーム技術賞，1994 年電気学術振興賞進歩賞，1997 年同論文賞受賞。太陽エネルギー学会会員。

山本文雄（正員） 1957 年 7 月 10 日生。1982 年 3 月神戸大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月関西電力（株）入社。現在，エネルギー利用技術研究所総合エネルギー研究室主任研究員。主として，分散電源の系統連系技術，新エネルギーの研究に従事。工学博士。2004 年澁澤賞受賞。電気設備学会会員。