差動位相偏移変調方式による配電線搬送信号伝送の高速化について

正員 鳥飼孝幸 (九州電機製造, 九州工大)

非会員 武末高明 (九州電機製造)

非会員 永村幸博 (九州電機製造)

非会員 久保田宏一 (九州電機製造)

正員 工藤富弘 (九州電機製造)

非会員 赤岩芳彦 (九州工大)

High Speed Data Communication through Distribution Power Line with Differential Phase Shift Keying

Takayuki Torikai, Member(Kyuki Electric Corporation, Kyushu Institute of Technology),
Takaaki Takesue, Non-member, Yukihiro Nagamura, Non-member, Kouiti Kubota, Non-member,
Tomihiko Kudoh, Member(Kyuki Electric Corporation),
Yoshihiko Akaiwa, Non-member(Kyushu Institute of Technology)

The distribution power line carrier system has been used for an automatic distribution control, in order to advance the highly reliable operation and labor saving on electric power supply in suburban districts. In this system, harmonics noise becomes a serious problem deteriorating the data communication performance.

This paper proposes a method in which the high speed data communication can be realized under harmonics noise by using DPSK(Differential Phase Shift Keying) and a comb filter. First, the performance of the system was computer-simulated using harmonics noise gathered from in-service power lines. Then, the capability of the system transmission rate to get at 120 bits per second (bps) was confirmed in the field experiment.

キーワード：配電線搬送方式, 差動位相偏移変調方式, くし形フィルタ

1. まえがき

電力への依存度が高い今日の社会では、電気事業者にとって、供給信頼度の確保は重要な責務である。加えて、冷房負荷の増加を主因とする夏季ピークの先鋭化による年間負荷率の低下、並びに省資源、省エネルギーへの対応も迫られている。配電系統においても、高信頼度化、負荷平準化、設備運用効率化および省力化などを図るために、配電系統の自動化が積極的に進められている。配電系統自動化の一環である線路用機器や線路用開閉器の監視制御を行なう系統監視制御⁽¹⁾における情報伝送手段としては、情報伝送路に電気事業者の既存設備である配電線を利用する配電線搬送方式⁽¹⁾が、経済的かつ運用面で自由度があるため主に郡部で使用されている。

配電線搬送方式は、配電線の線間を伝送路とする金属回

路方式⁽²⁾と、配電線と大地間を伝送路とする大地帰路方式⁽²⁾に大別できる。大地帰路方式は柱上変圧器の介在により低圧配電線まで信号が伝搬しないため、九州地区においては金属回路方式が主にもちいられている。系統監視制御では、制御および監視結果の返信を行なう必要がある。金属回路方式の場合、電源側から負荷端への下り信号は電圧信号⁽²⁾⁽³⁾で、負荷端から電源側への返信用の上り信号は電流アンサーバック信号という電流信号⁽²⁾⁽⁴⁾で通信を行う。しかし、伝送路として線間を利用するため、進相コンデンサー等の影響で高周波域での減衰が著しい伝送特性⁽²⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾を示し、一般的に信号周波数として用いられる1 kHz以下⁽²⁾では、商用周波及びその高調波雑音が信号に比して大きく、金属回路方式の大きな問題となっている。

従来の金属回路方式は、高調波雑音間を信号帯域とした伝送速度5 bps以下のASK(Amplitude Shift Keying)方式

図 1 金属回路方式の概要
Fig.1. Block diagram of metallic circuit carrier system.

がリップルコントロール信号⁽²⁾と電流アンサーバック信号とを組み合わせで実用化されている⁽²⁾。ASK方式よりも伝送速度の高速化を図るために、問題となっている高調波雑音の除去に有効なくし形フィルタ⁽⁷⁾を用いた、SS (Spread Spectrum) 方式⁽⁸⁾が提案されているが、符号化が特殊であり伝送速度は60 bpsである。また、比較的低レベルの偶数高調波雑音を信号帯域に含む伝送速度60 bpsのFSK (Frequency Shift Keying) 方式⁽⁹⁾や多値化により狭帯域化を行い高調波雑音間を信号帯域とする伝送速度50 bpsのPSK (Phase Shift Keying) 方式⁽¹⁰⁾等が提案されているが、伝送速度は50～60 bpsが限界とされてきた⁽²⁾。しかし、系統監視等の情報量の増加や停電時の迅速な対応への要求があり伝送速度の高速化が重要な課題となっている。

本論文では、差動位相移変調方式⁽¹¹⁾の復調において、高速伝送を可能とするためにくし形フィルタを用いて高調波雑音を除去するとともに、これに適した復調方式を提案する⁽¹²⁾ ⁽¹³⁾。まず、くし形フィルタによる高調波雑音除去の有効性を実配電系統の下り信号における電圧雑音や上り信号における電流雑音の実測データを用いて確認した後、提案方式による系統監視制御のフィールド実験を行うため、配電用変電所に設置する親局と配電系統の負荷側に設置する子局10台とを試作する。次に、それらの試作装置を用いて配電系統や負荷の形態が異なる郡部と市街地との2箇所の配電用変電所で、下り・上り信号ともに伝送速度120 bpsの系統監視制御のフィールド実験を実施し、その結果を報告する。

2. 金属回路方式による系統監視制御の概要

金属回路方式による系統監視制御は、親局から子局へ監視及び制御指令情報を伝送し、それに対して子局が応答するポーリング方式⁽¹⁴⁾である。図1にそのシステム構成を示す。営業所に設置してある中央処理装置からフィーダ2の子局Lに対し線路用機器の監視や制御指令を行なうと、その

指令内容が配電用変電所の親局の制御装置に専用線で伝送され、送信部はその指令を高圧配電線上に電圧の下り信号として重畳させる。電圧信号は柱上変圧器を介して低圧側の各子局で受信される。受信内容には子局Lへの指令という情報を含むため、子局Lのみが指令に応じた動作を行い、その指令に対する返信として、電流信号の上り信号を線路に送信する。上り信号は配電線の三相のうち二相を伝送路として、柱上変圧器を介してインピーダンスが最も低い電源側へ大部分が流入し、子局Lが接続されているフィーダ2の主CT (Current Transformer) を介して、親局の上り信号受信部で受信される。なお、主CTは負荷電流の計測用として一般に二つの相に設置されており、上り信号の伝送に用いる二つの相と少なくとも一つの相は一致するため、主CTの設置してある両相又はどちらか一方の相で受信される。受信内容は制御装置により専用線で営業所に伝送され、指令に対する結果を中央処理装置は確認することができる。

ある配電系統の下り信号受信箇所における、実測の電圧雑音の一例を商用周波電圧を100%とするパーセント表示で図2に、配電用変電所の主CTを介した上り信号受信点における実測の電流雑音の一例を高圧配電線での電流換算で

図 2 電圧雑音
Fig.2. Spectrum of voltage noise.

図 3 電流雑音
Fig.3. Spectrum of current noise.

図3に示す。図2, 3は各高調波雑音のレベルを精度良く示すために、遮断周波数120Hzで8次のバタワース形高域通過フィルタにより商用周波数を減衰させて示している。図中の番号は各高調波雑音の次数である。下り信号送信レベル約0.5%, 上り信号送信レベル約0.5Aに対して、雑音のほとんどを占める各高調波雑音は、低周波域でそのレベルが大きく信号対雑音比を劣化させている。また、高周波域での高調波雑音は低レベルとなるが、高周波となる程伝送路での減衰が著しく⁽¹⁾受信レベルの低下によりやはり問題となる。したがって、変調速度を上げることで伝送速度を向上させれば、その信号帯域に高調波雑音を含む事となりその除去が問題となる。これ以降、下り信号に関する雑音及び信号のレベルは商用周波電圧を100%とするパーセントで表現し、上り信号に関しても雑音及び信号のレベルは高压配電線での電流換算値で表す。

3. 差動位相偏移変調方式による伝送速度の高速化

高調波雑音を除去する有効な手段として、一般的にくし形フィルタが知られている。しかし、遅延時間に依存した一定の周波数間隔でのノッチ特性を周波数領域で有するため、その周波数間隔以上の信号帯域をもつ信号を歪ませることとなり、従来よりも高速に伝送する信号帯域が広い信号には有効ではない。そこで、本論文では、くし形フィルタによる配電系統の高調波雑音の除去を検討後、伝送速度を高速化した信号がくし形フィルタにより歪みを受けても信号伝送が可能な変復調方式を提案する。ここでのくし形フィルタは商用周波とその高調波雑音を除去するため、遅延時間を商用周波1周期として、その遅延波形との減算を行うものとする。また、受信処理にはDSP (Digital Signal Processor)を用いるため、サンプリング周波数 f_s でその周期 $T_s (= 1/f_s)$ の離散時間 nT_s をこれ以降 n として記述する。なお、高調波雑音除去のため、サンプリング周波数 f_s は、商用周波数 f_b の正の整数 N_b 倍として、

$$f_s = N_b \cdot f_b \quad \dots\dots\dots (1)$$

と選定する。

まず、くし形フィルタによる配電系統の金属回路での電圧及び電流の高調波雑音の除去を検討する。商用周波数 f_b の各 k 次の高調波雑音の振幅と位相が $\alpha_k(n)$ と $\beta_k(n)$ の n 時刻の高調波雑音 $h(n)$ を、

$$h(n) = \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k(n) \cdot \cos(k \cdot 2\pi n f_b / f_s + \beta_k(n)) \quad \dots (2)$$

とおくと、この高調波雑音 $h(n)$ はくし形フィルタにより、商用周波の1周期 $T_b (= N_b \cdot T_s)$ 以前の高調波雑音 $h(n - N_b)$ と減算する事で、

$$\begin{aligned} & h(n) - h(n - N_b) \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} \{ \alpha_k(n) \cdot \cos(k \cdot 2\pi n f_b / f_s + \beta_k(n)) \\ &\quad - \alpha_k(n - N_b) \cdot \cos(k \cdot 2\pi (n - N_b) f_b / f_s + \beta_k(n - N_b)) \} \\ &\quad \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

となり、各 k 次の高調波雑音の振幅と位相の変動が商用周波数 f_b に対して緩やかであれば、

$$\left. \begin{aligned} \alpha_k(n) &\simeq \alpha_k(n - N_b) \\ \beta_k(n) &\simeq \beta_k(n - N_b) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4)$$

で、(3)式の右辺はほとんど零となり高調波雑音を除去できる。また、商用周波数は負荷の変動により常に変化しており、それに伴い高調波雑音も変動するので、(4)式の条件を積極的に満足させるように、その変動している商用周波電圧からPLL (Phase Locked Loop)⁽¹⁵⁾を用いてサンプリング周波数を発生させることで、更なる高調波雑音除去性能の向上が期待できる。このように、商用周波電圧に同期したサンプリング周波数を用いる場合は、送信側の変調も商用周波電圧に同期して行う必要がある。

次に、高調波雑音の除去特性を持つくし形フィルタにより歪みを受けても高速伝送が可能な変復調方式の検討を行う。くし形フィルタで除去できる高調波雑音は、商用周波1周期 T_b において、振幅と位相が一定であるという仮定がある。信号はこの仮定に反して、商用周波1周期 T_b で送信波の振幅や位相を変化させ変調を行えば、高調波雑音の除去に用いるくし形フィルタにより、商用周波1周期 T_b 以前に受信された信号と現在受信されている信号との振幅や位相の変化分が抽出され復調できるのではないかと考えた。後述するように送信波は一定振幅となるので、振幅ではなく送信波の位相を送信データにより変化させ位相偏移変調とするのが有効である。商用周波1周期 T_b 以前の送信波と現在の送信波との位相差に情報を乗せるので、変調方式は差動位相偏移変調となる。商用周波1周期 T_b 以前の送信波との位相差を ϕ として変調した差動位相偏移変調信号の受信側のくし形フィルタでの出力 $r_1(n)$ は、受信信号レベルをA、搬送周波数を f_c とすると、

$$\begin{aligned} & r_1(n) \\ &= A \cos(2\pi n f_c / f_s - \phi/2) - A \cos(2\pi n f_c / f_s + \phi/2) \\ &= 2A \sin(\phi/2) \cdot \sin(2\pi n f_c / f_s) \quad \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

となり、その位相差 ϕ で搬送波の振幅が異なることとなり、くし形フィルタの歪みの影響で振幅偏移変調信号となる。送信データ1,0に対して位相差 ϕ を $\pi, 0$ として差動符号化を行った二値の差動位相偏移変調信号のくし形フィルタの出力 $r_1(n)$ は、(5)式より、

$$r_1(n) = \begin{cases} 2A \cdot \sin(2\pi n f_c / f_s) & \phi = \pi : 1 \\ 0 & \phi = 0 : 0 \end{cases} \dots (6)$$

と送信データの1,0により搬送波のオン・オフ信号となる。このように、二値の差動位相変調信号は高調波雑音の除去を行うくし形フィルタの歪みの影響で振幅偏移変調信号となるが、(6)式の振幅偏移変調信号の復調は可能である。ここでの差動位相変調は商用周波1周期 T_b 以前の送信波と現在の送信波との位相差に情報を乗せればよいから、商用周波1周期 T_b を N_d (正の整数 ≥ 1)タイムスロットに等分割して1タイムスロットに1データを割り当てることで、伝送速度 f_d は、

$$f_d = N_d \cdot f_b \dots (7)$$

として、商用周波数 $f_b (= 1/T_b)$ の N_d 倍と高速化できる。従って、送信側の符号化は N_d タイムスロット前のデータを参照する差動符号化とする。つまり、変調および復調を、現在送・受信している信号と N_d タイムスロット(商用周波1周期)以前に送・受信された信号との間で行うことにより、くし形フィルタの高調波雑音除去特性を維持したまま、伝送速度の向上ができるのである。

これより、伝送速度 f_d の二値の差動位相変調信号がくし形フィルタで歪みを受けた振幅偏移変調信号の復調を検討する。振幅偏移変調信号の復調には、振幅レベル判定のためのしきい値が必要となるが、そのしきい値は受信レベルに依存する。受信レベルは配電線を伝送路とするため、配電系統や負荷の形態により伝送特性が異なり、場所と時間により変化する。そこで搬送波の振幅情報つまり搬送周波数成分の抽出には、DFT(Discrete Fourier Transform)⁽¹⁶⁾の手法を用いて、1タイムスロット時間 T_d のサンプリング数を M 、

$$M = T_d / T_s \dots (8)$$

とする振幅偏移変調信号 $r_1(n)$ の M 個のデータ $r_1(n-k)$ ($k = 0, \dots, M-1$)と、受信側で発生させた振幅1で $r_1(n)$ の搬送波との位相差 θ の正弦波、余弦波との相関をとることで、搬送波の周波数成分 $r_2(n)$ を、

$$r_2(n)^2 = \left\{ \frac{2}{M} \sum_{k=0}^{M-1} r_1(n-k) \cdot \cos(2\pi k f_c / f_s + \theta) \right\}^2 + \left\{ \frac{2}{M} \sum_{k=0}^{M-1} r_1(n-k) \cdot \sin(2\pi k f_c / f_s + \theta) \right\}^2 \dots (9)$$

とする。 $r_2(n)$ は各 n 時刻で逐次算出し、搬送周波数 f_c を伝送速度 f_d の正の整数 L 倍に、

$$f_c = L \cdot f_d \dots (10)$$

選定すると、(9)式に(5)式を代入して、

$$r_2(n) = \sqrt{(2A \sin \frac{\phi}{2} \cdot \cos \theta)^2 + (2A \sin \frac{\phi}{2} \cdot \sin \theta)^2} = |2A \sin(\phi/2)| \dots (11)$$

と受信された搬送波との位相差 θ に依存することなく、(5)式の振幅情報を得ることができる。また、 f_c が(10)式を満足するように選定されなくても、 f_c が f_d よりある程度高い周波数であるか、選定した f_c が(10)式の近傍の周波数であれば、(9)式の積分が低域通過フィルタと等価となり近似的に(11)式の直流成分を抽出できる。この振幅情報 $r_2(n)$ から(6)式を考慮して1,0データへ復号化するしきい値は、くし形フィルタ出力の振幅偏移変調の振幅が $2A$ と0となるため、受信レベル A である。受信レベル A は伝送特性等に依存しており、その伝送特性も系統の形態や負荷の相異により場所や時間で変化する。各受信点で受信時刻での推定が必要となる。受信レベル A の推定には、情報ビットの前に送信される(6)式の位相差 ϕ を π とした数十ビットの同期ビットを用いる。この同期ビットは(11)式の $\sin(\phi/2)$ が1となるため、受信レベル A の n 時刻の推定値 $\tilde{A}(n)$ は、

$$\tilde{A}(n) = \frac{1}{2 \cdot N_a} \sum_{k=1}^{N_a} r_2(n-k) \dots (12)$$

と N_a 個の平均をとることで精度良く求めることができる。また、 n 時刻での同期ビットの検出は、

$$r_2(l) > \epsilon \quad n - N_c \leq l \leq n \dots (13)$$

と、最低受信レベル等を考慮して選定された ϵ 以上の搬送波成分 $r_2(n)$ が $N_c \cdot T_s$ 時間持続すれば、同期ビットであるとみなし信号検出を行う。信号検出後受信レベルの導出を行えば同期ビットのビット数が多くなるので、(13)式を満足して信号を検出した時刻 m に正確な受信レベルを得ることを考える。これは推定値 $\tilde{A}(n)$ の導出を逐次行い、それを得るためのデータ数 N_a を、信号検出のためのデータ数 N_c より小さくすることで、(12)式の推定で用いる全てのデータに受信された搬送波を含むこととなり実現できる。これより復号化のしきい値は信号検出時刻 m の受信レベル A の推定値である(12)式の $\tilde{A}(m)$ とする。このように同期ビットで信号の検出を行い、復号化のしきい値 $\tilde{A}(m)$ を決定した。(11)式で示される振幅情報 $r_2(n)$ は(9)式のようにタイムスロット時間の矩形窓を逐次移動させて計算を行うため、 $r_1(n)$ の振幅値はそのタイムスロットの終了時刻において導出される。これより、データ復号の判定はタイムスロット終了時に行う事とする。

データ復号の判定時刻は、同期ビットに続き送信される情報ビットの始まりを示す位相差 ϕ を零とした1ビットのスタートビットで決定する。そのために、信号検出時刻 m 以降の振幅情報 $r_2(n)$ ($n \geq m$)から、しきい値 $\tilde{A}(m)$ により1,0

図4 提案方式のブロック図
Fig.4. Block diagram of proposed method.

に二値化した信号 $r_3(n)$ を,

$$r_3(n) = \begin{cases} 1 & r_2(n) \geq \bar{A}(m) \\ 0 & r_2(n) < \bar{A}(m) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (14)$$

と発生させる。 $r_3(n)$ は送信データ1,0との関係である(6)式を考慮して二値化している。ここで振幅 $2A$ の同期ビットに続くスタートビットの1タイムスロット時間は $r_1(n)$ の振幅が零となる。振幅情報 $r_2(n)$ はスタートビットの終了時刻で零となり、その時刻がデータの判定時刻である。そのスタートビットの終了時刻は $r_2(n)$ の値が1タイムスロット時間 T_d で $2A$ から0に同じ傾きで減少するため、(14)式より $r_3(n)$ が零となってタイムスロット時間 T_d の半分の $T_d/2$ 時間後の時刻 κ である。これより、 λ ビット目の情報ビットのタイムスロットの終了時刻は κ 時刻からタイムスロット時間 T_d のサンプリング数 M の λ 倍である。その時刻 $\kappa + \lambda M$ を判定時刻として、振幅情報 $r_2(\kappa + \lambda M)$ を(14)式で二値化した信号 $r_3(\kappa + \lambda M)$ の値を復号データとする。ここで、スタートビットの振幅情報 $r_2(n)$ が零となる時刻を検出して、そのタイムスロットの終了時刻としなかったのは、雑音等により振幅零の判断が困難であると考えたからである。

最後に、提案する変復調方式のブロック図を図4に示す。送信側では Nd タイムスロット以前のデータを参照して差動符号化され、その出力の1,0データを1,-1に変換して搬送周波数を変調する。配電線の伝送路を通過後受信された差動位相偏移変調信号は、受信フィルタで信号帯域に制限されくし形フィルタで高調波雑音の除去を行い、振幅偏移変調信号となる。その後、搬送周波数の正弦波、余弦波の1タイムスロット長の係数と逐次相関をとり、検出レベルとその継続時間により同期ビットを検出し受信レベルの推定を行う。推定した受信レベルにより $r_2(n)$ を2値化し、スター

ト・ビットを検出後、判定クロックを発生させ、 $r_3(n)$ により復号化する。

4. 高調波雑音除去性能の確認

差動位相偏移変調の復調にくし形フィルタを用い、高調波雑音を除去して遅延時間の商用周波1周期 T_b を N_d タイムスロット時間に分割して伝送速度の高速化を行い、相関を用いて復号化する方式を示した。金属回路方式の大きな問題である高調波雑音のくし形フィルタによる除去性能を、下り信号の電圧雑音と上り信号の電流雑音の実測データを用

図5 高調波雑音除去性能評価システム
Fig.5. Block diagram of harmonics noise elimination performance test system.

表 1 PLL の仕様

Table 1. Specification of PLL circuit.

項目	内容
商用周波 BPF	60±5Hz パワース型3次対
位相比較器	RS フリップフロップ型
ループフィルタ	ラグリード型
VCO	CR 発振器
中心周波数	下り信号 3600Hz 上り信号 4560Hz
ロックアップタイム	100msec
自然周波数	45
ダンピングファクタ	0.7

いて、変動する商用周波電圧に同期させたサンプリング周波数と非同期のサンプリング周波数で評価する。ある配電用変電所の一つのバンクの3フィードを、フィード1, 2, 3として、各フィード一箇所の下り信号受信点でa-b相間

とc-a相間電圧雑音を採取し、また、配電用変電所の主CTを介した上り信号受信点における各フィードのa相とc相の電流雑音を採取した。a相とc相の電流雑音であるので、商用周波数に同期したサンプリング周波数を発生させる商用周波電圧はc-a相間電圧を用いることとして同時に採取している。もちろん、電圧雑音は同じ相間の商用周波電圧を商用周波同期に用いている。商用周波電圧に同期したサンプリング周波数をPLLで発生させるシミュレーションをソフト的に行うのは困難であると考え、PLL回路をハードで構成し、くし形フィルタを32ビットの浮動小数点DSPで処理する高調波雑音除去性能評価システムを図5のように製作した。標本化は表1に条件⁽¹⁵⁾を示すPLLを用いて商用周波電圧と同期をとったサンプリング周波数およびシンセサイザより発生させる非同期のサンプリング周波数の切り替えが可能であり、そのサンプリング周波数でサンプル&ホールドされた実測データを16ビットのAD変

表 2 電圧高調波雑音の除去率 (非同期)

Table 2. Elimination ratio of voltage harmonics noise.(asynchronized power-frequency)

		数値 d B															
高調波次数		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	平均値
74-9° 1	a-b相	27.94	50.06	33.14	45.76	29.72	42.77	24.53	38.94	13.17	35.10	14.74	31.71	19.96	29.61	18.87	30.40
	c-a相	26.68	51.64	29.89	47.43	24.69	40.88	17.91	40.15	15.67	34.93	15.36	34.58	17.94	34.92	16.88	29.97
74-9° 2	a-b相	27.88	51.89	21.58	48.63	16.86	42.03	18.32	34.24	20.69	38.09	15.70	25.99	21.25	21.99	22.27	28.49
	c-a相	24.15	52.17	22.52	50.51	24.47	43.70	21.31	42.83	29.83	40.55	18.38	36.41	25.30	36.14	25.35	32.91
74-9° 3	a-b相	29.07	50.45	24.75	46.80	30.90	43.12	17.41	40.24	15.22	38.52	11.18	37.50	14.64	36.59	12.98	29.96
	c-a相	25.72	49.87	31.36	45.63	32.99	42.13	23.08	33.28	16.97	35.01	16.95	34.05	12.37	28.91	7.42	29.05
平均値		26.91	51.02	27.21	47.46	26.61	42.44	20.43	38.28	18.59	37.03	15.39	33.37	18.58	31.36	17.29	30.13

表 3 電圧高調波雑音の除去率 (同期)

Table 3. Elimination ratio of voltage harmonics noise.(synchronized power-frequency)

		数値 d B															
高調波次数		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	平均値
71-9° 1	a-b相	27.22	65.15	34.08	64.95	29.31	54.64	25.40	43.82	14.61	38.08	18.55	33.88	21.21	31.01	18.60	34.70
	c-a相	28.14	61.68	29.59	69.16	24.82	45.14	18.20	44.26	17.12	36.58	13.11	36.18	18.98	39.03	17.88	33.33
71-9° 2	a-b相	27.82	64.25	25.24	65.83	25.16	54.54	39.48	45.40	27.24	44.61	19.12	45.06	29.63	30.56	29.03	38.20
	c-a相	26.01	62.22	24.15	67.04	24.86	44.58	23.19	50.72	30.49	47.69	20.00	37.11	25.76	41.00	25.69	36.70
71-9° 3	a-b相	30.39	61.77	25.13	65.14	31.76	54.36	17.62	46.42	15.28	44.02	11.37	43.41	13.19	44.73	11.56	34.41
	c-a相	26.88	64.14	31.75	69.01	34.10	54.76	21.57	35.97	18.61	40.66	17.07	36.46	12.25	31.28	8.14	33.51
平均値		27.74	63.20	28.32	66.86	28.34	51.34	24.24	44.43	20.56	41.94	16.54	38.68	20.17	36.27	18.48	35.14

表 4 電流高調波雑音の除去率 (非同期)

Table 4. Elimination ratio of current harmonics noise.(asynchronized power-frequency)

		[数値 d B]															
高調波次数		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	平均値
74-9° 1	a相	28.43	39.89	28.62	45.27	28.30	42.47	23.37	32.77	19.51	35.48	8.69	20.41	14.47	24.87	15.64	27.21
	c相	28.92	37.80	26.54	42.97	23.39	38.84	23.43	34.18	19.48	35.10	12.19	22.63	15.79	27.21	12.00	26.70
74-9° 2	a相	34.01	46.85	35.05	47.72	31.92	46.10	37.80	38.95	34.34	41.67	22.97	37.96	28.87	30.95	21.26	35.76
	c相	29.84	50.83	33.59	47.18	32.70	44.52	34.29	38.87	32.87	39.81	23.41	38.92	22.99	31.95	24.41	35.08
74-9° 3	a相	25.92	46.98	27.97	42.10	27.00	38.36	24.27	33.32	25.58	32.01	8.68	20.28	17.15	20.56	13.14	26.89
	c相	25.46	48.70	25.99	48.74	24.47	39.61	21.45	38.83	21.71	34.87	17.73	24.01	17.28	21.56	14.48	28.33
平均値		28.76	45.17	29.63	45.66	27.96	41.65	27.44	36.15	25.58	36.49	15.61	27.37	19.42	26.18	16.82	29.99

表 5 電流高調波雑音の除去率 (同期)

Table 5. Elimination ratio of current harmonics noise.(synchronized power-frequency)

		数値 d B															
高調波次数		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	平均値
74- β 1	a相	23.25	47.42	28.07	63.89	28.88	52.99	25.12	33.62	19.90	40.86	9.37	21.35	15.74	26.67	15.08	30.15
	c相	29.57	46.67	32.01	62.56	22.62	45.89	19.24	38.71	22.88	43.44	15.24	23.42	16.49	29.74	11.55	30.67
74- β 2	a相	33.30	51.25	35.92	54.33	31.23	58.03	39.00	40.84	35.09	50.14	25.42	44.89	29.68	30.37	21.22	38.71
	c相	31.08	56.33	34.53	59.53	30.88	59.42	35.32	48.20	33.96	45.35	24.80	48.14	21.89	38.96	23.94	39.49
74- β 3	a相	22.59	60.26	25.48	58.79	27.76	47.91	22.37	35.27	25.52	34.27	12.36	22.59	16.73	20.18	14.06	29.74
	c相	28.72	54.41	25.88	60.40	25.28	44.56	21.61	40.90	23.14	33.71	14.49	24.28	16.58	21.05	13.75	29.92
平均値		28.09	52.72	30.32	59.92	27.78	51.47	27.11	39.59	26.75	41.30	16.95	30.78	19.52	27.83	16.60	33.11

換器で量子化し、DSPで処理したくし形フィルタ後の離散波形を16ビットのD/A変換器にてクロック除去用の遮断周波数1.2kHzで4次のバタワース形低域通過フィルタを介し、アナログ波形として出力する。評価は信号伝送に要する時間の約1sec間での同じ時間の実測データ波形とそれの高調波雑音除去後の波形とを16ビットA/D変換器で分解能2.5HzのFFT(Fast Fourier Transform)アナライザ⁽¹⁷⁾で1kHzまでの周波数分析を各実験毎で500回行い、各高調波雑音の除去前と除去後のレベル差の平均値をdB表示で除去率としてパソコンで集計し評価の指標とする。なお、実測データは採取時に除去性能を精度良く導出するために、各高調波雑音に比しレベルの高い商用周波数を遮断周波数120Hzで8次のバタワース形高域通過フィルタにより減衰させている。まず、下り信号の電圧雑音における高調波雑音除去性能は、搬送周波数を考慮してサンプリング周波数を3600Hzとし、商用周波電圧と非同期とした場合を表2に同期をとった場合を表3に示す。表2、3はフィーダ1、2、3の負荷側の各1箇所におけるa-b相間電圧雑音とc-a相間電圧雑音での除去率である。フィーダや相の違いにより除去率は多少異なるようであるが、高調波雑音レベルの大きい奇数調波の除去率が、第3、5、7高調波雑音で51.0dB、47.5dB、42.4dBと高く、サンプリング周波数を商用周波電圧に同期をとると更に、63.2dB、66.9dB、51.3dBと除去率が10dB程度向上している。全体での除去率も非同期で30dBが期待され、同期をとると35dBと更に向上する。

次に、上り信号の電流雑音における高調波雑音除去性能は、搬送周波数を考慮してサンプリング周波数を4560Hzとし、商用周波電圧と非同期とした場合を表4に同期をとった場合を表5に示す。表4、5はフィーダ1、2、3の主CTを介して実測されたa相とc相の電流雑音での除去率である。電圧雑音と同様にフィーダや相の違いにより除去率は多少異なるようであるが、高調波雑音レベルの大きい奇数調波の除去率が、第3、5、7高調波雑音で45.2dB、45.7dB、41.7dBと高く、サンプリング周波数を商用周波電圧に同期をとると更に、52.7dB、59.9dB、51.5dBと除去率がやはり10dB程度向上する。全体での除去率も非同期で29dBが期

待され、同期をとると更に33dBとなる。電流雑音は奇数調波において、電圧雑音より除去率が低く、偶数調波では電圧雑音より除去率が高くなる傾向が有る。全体としては、多少電圧雑音の除去率が高いように思われるが、何れも本手法の適用により、信号周波数として一般的に用いられる1kHz以下のどの帯域を信号帯域としても各高調波雑音に対して平均的に29dB以上の除去率となり、レベルの高い奇数高調波雑音程除去率が高い。これより、図2、3から送信レベル(下り信号送信レベル0.5%, 上り信号送信レベル0.5A)に対して伝送路により高周波域で15dB程度の減衰を考慮しても十分な信号対雑音比となり、金属回路方式における伝送速度の高速化が期待できる。

5. フィールド実験

配電系統の電圧および電流雑音の実測データを用いた、くし形フィルタの高調波雑音除去性能の確認により、下り・上り信号の信号対雑音比の改善で伝送速度の高速化が期待できる。そこで系統及び負荷形態の異なる郡部と市街地の2箇所の変電所において、(7)式の N_d を2とした伝送速度120 bpsの下り・上り信号で実験条件を表6に示す提案方式のフィールド実験を行う。上り信号は各子局の接続相が異なり、親局の受信部で商用周波数の同期に用いる商用周波電圧の選定が困難であるため非同期としている。また、搬送周波数は(10)式を満足する周波数に選定すると(7),(10)式より高調波雑音の周波数と重なり、簡単に受信レベルを確認すること等が困難となるため、(10)式の近傍の周波数で、A/D変換器のダイナミックレンジ等を考慮してレベルの大きい第3、5高調波雑音を避け、1タイムスロット内に数波の搬送波が含まれるように選定した。なお、表6に示す実験条件で、伝送路での減衰は無いものとし、変調信号に実測雑音を加算した波形の復調・復号を下り信号も非同期のサンプリングとして簡易的なシミュレーションを行い、提案方式の送受信の可能性を確認している。

フィールド実験に際し、下り信号の送信部や上り信号の受信部および制御・集計装置で構成され、配電用変電所に設

表 6 通信方式

Table 6. Specification of communication system.

項目	下り信号	上り信号
変調方式	二値差動位相偏移変調	
復調方式	くし形フィルタと逐次相関	
伝送速度	120bps ($N_d=2$)	
搬送周波数	450Hz	570Hz
送信レベル	約0.5%	約0.5A
リトライ	3回	
サンプリングの同期、非同期	商用周波同期	非同期
伝送マフット	同期ビット	36ビット
	スタートビット	1ビット
	情報ビット	28ビット
	CRCビット	7ビット

図 6 送信部の構成
Fig.6. Block diagram of transmitter.

図 7 上り信号送信レベル特性
Fig.7. Transmitter current level of the remote telecontrol terminal unit.

表 7 受信部仕様

Table 7. Specification of receiver.		
項目	親局	子局
増幅器	100倍	30倍
受信フィルタ	570±60Hz チェビシェフ8次対	450±60Hz チェビシェフ8次対
サンプリング周波数	4560Hz (Nb=76,M=38)	3600Hz (Nb=60,M=30)
AD変換器	16ビット	16ビット
DSP	32ビット 浮動小数点	32ビット 浮動小数点
CD検出レベル (εの設定)	0.01A	0.01%
CD検出継続時間	220msec (Nc=1003)	220msec (Nc=792)
受信レベル推定時間	150msec (Na=684)	150msec (Na=540)

置される親局と各フィードに設置される下り信号の受信部や上り信号の送信部を有する子局10台とを試作した。親局の制御・集計装置は送受信の制御や成功率等の集計を行う装置である。親局と子局の送信部は図6に示す構成である。1,0送信データによる差動符号化と、変調信号を配電系統に注入する充放電用のトランジスタ T_1 , T_2 を制御する部分とを8ビットCPUで実現した。整流・平滑された直流成分を搬送周波数のタイミングで T_1 を導通させC1に電流を充電し次に T_2 を導通させ放電することで、変調信号を充放電電流として配電系統へ注入する⁽¹⁸⁾。充放電は親局では表1の条件のサンプリング周波数を8分の1分周した搬送周波数で商用周波に同期させ、子局では非同期の搬送周波数で行う。充放電による信号注入となるので、位相の変化点で充電(放電)の次に充電(放電)となる場合、半波は注入されないこととなるが、その時間は1タイムスロット時間に比して短時間なので受信には影響ないと考えた。ところで、下り信号は前述のように電圧信号であるが、注入される電流で配電系統の注入点インピーダンス⁽²⁾により誘起される電圧を信号として用いている。また、各子局の受信する線間の相が接続により異なるため、下り信号は3台の送信部を製作し三相へ、各相間の位相が120度異なる搬送波を各商用周波電圧に同期させて送信する。送信部の配電系統との結合装置は、従来数十Hzの狭帯域の特性であった⁽¹⁹⁾が、結合変圧器に1次から2次へ補助巻き線を設ける⁽²⁰⁾ことで、図7に系統に接続した上り信号送信部の送信レベル特性を示すように、また下り信号の送信部においても同様に、信号

図 8 受信部の構成
Fig.8. Block diagram of receiver.

帯域に比し通過帯域の十分な広帯域化を図っている。また、図7は高周波域での減衰を考慮して、多少右上がりの特性としている。

親局と子局の受信部は表7のような仕様で図8にその構成を示す。受信された信号は受信フィルタにより帯域制限され増幅後、下り信号は表1のPLLにより商用周波電圧の変動に同期をとり、上り信号は非同期のサンプリング周波数で、サンプル&ホールドを行いAD変換器で量子化する。

表 8 フィールド実験変電所の配電設備一覧表(郡部)

配電線名		同一バンク		
		フィーダ1	フィーダ2	フィーダ3
柱上変圧器 [合計kVA/台数]	電灯	439/21	893/38	294/24
	動力	380/24	20/2	104/8
	灯動	7412/350	4727/216	4709/264
	合計	8231/395	5640/256	5107/296
高圧需要家 [合計契約kW/台数]		1427/15	4695/20	3082/20
配電線 巨長	ケーブル[m]	48	211	46
	最大[km]	17.30	6.60	11.80
	純巨長[km]	20.84	10.94	16.55
	最大電流[A]	278	542	338

表 9 フィールド実験変電所の配電設備一覧表(市街地)

配電線名		同一バンク		
		フィーダ1	フィーダ2	フィーダ3
柱上変圧器 [合計kVA/台数]	電灯	1064/33	811/35	916/21
	動力	0/0	0/0	0/0
	灯動	10165/306	6394/196	3623/98
	合計	11229/339	7205/231	4539/119
高圧需要家 [合計契約kW/台数]		2404/14	5188/41	3333/13
配電線 巨長	ケーブル[m]	670	309	410
	最大[km]	3.36	3.85	3.51
	純巨長[km]	9.70	8.20	4.15
	最大電流[A]	526	579	405

このように離散化された信号はDSPを用いて、くし形フィルタにより高調波雑音を除去し振幅偏移変調信号となった離散信号の逐次相関をとり搬送波成分を抽出して、そのレベルが信号の検出のCD (Carrier Detect) 検出レベル以上で継続時間持続すれば、信号検出としてCD信号を出力し受信レベルを計算しスタートビットを検出して、搬送波の受信レベルによりデータを判定し復号を行う。復号された1,0データはCRC (Cyclic Redundancy Check) によりデータの誤りをチェック後受信データとしてRD (Receive Data) 信号を出力する。表7において、増幅率はCT比やトランス比等から、信号の同期ビットを検出するCD検出レベルは表6の送信レベルと伝送特性⁽²⁾を考慮して決定し、継続時間は300msecの同期ビットの3分の2程度としている。

金属回路を用いた系統監視制御のフィールド実験は、図1の中央処理装置と制御装置とを制御・集計装置とした構成で行う。配電用変電所に設置した制御・集計装置が各フィードの遠端・中端・近端に接続された10台の子局に対し順次、連続して数十秒毎に制御または監視指令を行う。その指令に

図9 くし形フィルタ前後スペクトル波形

Fig.9. Spectrums of received signal.

Top : before comb filter Bottom : after comb filter

表10 フィールド実験結果 (郡部)

Table 10. Results of field experiment.(suburban)

実施期間	平成元年2月20日～3月13日		
時間帯	8～20時	20～8時	合計
制御回数	12364回	13918回	26282回
制御成功回数	12348回	13915回	26263回
内訳	リトライ無	12142回	13774回
	1回目	148回	104回
	2回目	41回	33回
	3回目	17回	4回
総合成功率	99.87%	99.98%	99.93%
下り信号	伝送回数	12693回	14092回
	伝送成功回数	12495回	14073回
	伝送成功率	98.44%	99.87%
上り信号	伝送回数	12495回	14073回
	伝送成功回数	12348回	13915回
	伝送成功率	98.82%	98.88%

表11 フィールド実験結果 (市街地)

Table 11. Results of field experiment.(urban)

実施期間	平成元年3月30日～4月21日		
時間帯	8～20時	20～8時	合計
制御回数	18311回	18288回	36599回
制御成功回数	18311回	18268回	36579回
内訳	リトライ無	18062回	17999回
	1回目	233回	215回
	2回目	11回	36回
	3回目	5回	18回
総合成功率	100.00%	99.89%	99.95%
下り信号	伝送回数	18589回	18689回
	伝送成功回数	18464回	18496回
	伝送成功率	99.33%	98.97%
上り信号	伝送回数	18464回	18496回
	伝送成功回数	18311回	18268回
	伝送成功率	99.17%	98.77%

図10 受信各部波形

Fig.10. Time waves of received signal.

対して、送信部は下り信号を空きフィードから高圧配電線に重畳させ、柱上変圧器を介して子局で受信する。受信した指令に該当する子局は受信時刻と内容を記憶して記録として残して、正常受信であれば上り信号を子局から送信し、子局が接続されているフィードのa, c相またどちらかの相の上り信号受信部で復調・復号されCDとRD信号を出力する。制御・集計装置はCD信号で信号受信を確認し、受信データのRD信号と送信データから制御成功の是非を確認して、制御の成功回数等を集計する。2相で受信された場合はどちらか一方の受信が成功であれば制御成功としてい

図 11 結合装置外観図

Fig.11. Overview of the master coupler system.

図 12 子局外観図

Fig.12. Overview of the remote telecontrol terminal unit.

る。なお、下り信号送信後の指定の時間内でC D信号を確認できなければ、制御不成功として3回のリトライを行う。各子局の受信の記録と制御・集計装置から制御成功率、下り信号の伝送成功率、上り信号の伝送成功率を実験結果として集計する。

フィールド実験を行なった郡部及び市街地の変電所の配電設備一覧表を表8、9に示し、その結果を8~20時(昼間帯)と20~8時(夜間帯)の時間帯別として郡部を表10に市街地を表11に示す。郡部においては夜間帯および市街地では昼間帯の成功率が高くなっており、上り信号の送受信を商用周波電圧と非同期としたためか、どちらの変電所でも上り信号の伝送成功率がやや低めである。また、下り・上り信号の雑音での誤受信は確認されなかった。実験地で計測された受信フィルタにより帯域制限した上り信号のくし

形フィルタ前後のスペクトル波形を図9(図中の番号は高調波次数)に、受信の各部の波形を図10に示す。信号帯域の高調波雑音が除去され、約0.25Aで受信された微小な信号成分のみが抽出され復号されているのが観測される。このように信号対雑音比が改善され、総合的に制御成功率は郡部・市街地共に99.93%以上となり、下り・上り信号伝送において伝送速度120 bpsでの提案方式の有効性が確認された。図11に変電所に設置された結合装置と図12に電柱に取り付けられた子局の外観図を示す。

6. むすび

金属回路方式において伝送速度を向上させるために、高調波雑音除去特性を有するくし形フィルタを用いて、その遅延時間である商用周波1周期を N_d タイムスロットに分割するとともに相関により復号する方式を提案した。実配電系統の下り信号における電圧雑音と上り信号における電流雑音を採取し、その実測データを用いて提案方法の有効性を確認した。提案方式により下り・上り信号伝送共に伝送速度120 bpsの親局と子局を試作し、郡部と市街地での配電用変電所において系統監視制御のフィールド実験を行い、制御成功率99.93%以上とその実用性を確認できた。

今後は系統や負荷条件等が異なる他系統での有効性を確認し更に実用性を高め、上り信号に対してもサンプリング周波数の商用周波数への同期を検討し、高調波雑音の次に問題となるインパルス性雑音やバースト雑音等に対しても、ビット訂正機能やスタートビットの改良、データの判定点の最適な決定及びナイキストフィルタを用いた最適受信等を行い、更に受信を精度良いものとしたい。また、(5)式の振幅情報の復調を検討して多値化による伝送速度の高速化や高圧配電線よりも高周波域を信号帯域に用いる事が可能な低圧配電線における配電線搬送方式への適用を合わせて試みたい。

最後に、実験に際し、フィールド等を御提供頂きました九州電力殿と、共にフィールド実験を行った第一工場の関係各位および日頃ご指導をいただく福岡工業大学 相良節夫教授、中野和司教授に深く感謝の意を表します。

(平成8年4月25日受付)

文 献

- (1) 電協研, 配電自動化方式… 配電自動化専門委員会, 電協研第36巻第5号, (昭55)
- (2) 有賀, 他: 配電線における信号伝送特性の解明と配電線搬送方式の設計手法, 電中研総合報告122, (昭60)
- (3) 荻野, 他: 郡部地域における配電線の信号伝送特性試験報告, 電中研依頼報告69017, (昭44)

- (4) 中西, 他: 配電線における音声周波信号伝送特性の解析とその実証実験(主として信号電流返送方式の検討), 電中研研究報告 73005, (昭 48)
- (5) 荻野, 他: 配電線集中制御方式に関する配電線の信号伝送特性の基本的検討, 電中研研究報告 69019, (昭 44)
- (6) 荻野, 他: 60Hz 配電系統の信号伝送特性試験報告, 電中研依頼報告 70514, (昭 45)
- (7) A. バポーリス: アナログとデジタルの信号解析, p29(平元), 現代工学社
- (8) 伊東, 他: 配電線を伝送路とするスペクトル拡散通信に関する考察, テレビジョン学会技術報告 (平 6)
- (9) 有賀, 他: 配電線搬送方式による集中テレメータ方式の開発, 電中研研究報告 180050, (昭 56)
- (10) 及川, 他: 配電線搬送における信号伝送速度の高速化について, 平 2 電気学会全国大会 1157
- (11) 宮川, 他: デジタル通信方式, p175(昭 56), オーム社
- (12) 鳥飼, 他: 差動位相変調による配電線搬送信号伝送方式, 昭 63 電気学会九州連大 520
- (13) 鳥飼, 他: 差動位相変調を用いた配電線搬送信号伝送方式, 特許第 1990448 号, (出願昭 63)
- (14) (法) 情報処理学会: 情報処理ハンドブック, p961(昭 60), オーム社
- (15) 高松: わかる P L L の応用テクニック, p93(平元), 日本放送出版協会
- (16) 前田: デジタル信号処理の基礎, p135(昭 58), オーム社
- (17) "Portable Dual Channel FFT Analyzer CF-350", Instruction Manual, ONO SOKKI CO., LTD(1995)
- (18) "Static Frequency Converters Type FQB", Description, LANDIS&GYR(1978)
- (19) 松尾, 他: 負荷集中制御用の結合回路に進相コンデンサを利用する提案 (その 2), 電中研研究報告 178008, (昭 53)
- (20) 工藤, 他: 配電線搬送制御信号注入用広帯域特性を有する結合変圧器, 平 6 電気学会九州連大 513

鳥飼 孝幸

(正 員) 昭和 35 年 7 月 2 日生。60 年 3 月山口大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月九州電機製造(株)入社。現在, 同社技術本部 R・D センターおよび九州工業大学大学院情報工学研究科博士後期課程において, 配電線搬送方式の開発ならびに認識, 同定理論の応用研究に従事。平成元年度澁澤賞受賞。電子情報通信学会会員。

武末 高明

(非会員) 昭和 32 年 10 月 29 日生。55 年 3 月福岡大学工学部電気工学科卒業。61 年 4 月九州電機製造(株)入社。現在, 同社技術本部 R・D センターにて配電線搬送方式の開発に従事。平成元年度澁澤賞受賞。

永村 幸博

(非会員) 昭和 28 年 3 月 1 日生。47 年 3 月福岡県立工業高等学校電気科卒業。43 年 4 月九州電機製造(株)入社。現在, 同社第一工場配電制御部制御グループ課長。配電自動化機器の開発に従事。

久保田 宏一

(非会員) 昭和 8 年 4 月 16 日生。27 年 3 月福岡県立筑後高等学校電気科卒業。同年 4 月九州電力(株)入社。54 年 7 月九州電機製造(株)に出向。現在, 同社第一工場配電制御部次長。配電自動化機器の開発に従事。

工藤 富弘

(正 員) 昭和 15 年 3 月 7 日生。34 年 3 月弘前工業高等学校電気科卒業。同年 4 月大崎電気工業(株)入社。36 年より九州電機製造(株)に出向。現在, 同社第一工場配電制御部長。配電自動化機器の開発に従事。昭和 61 年度澁澤賞受賞。

赤岩 芳彦

(非会員) 昭和 20 年 10 月 14 日生。43 年九州大学工学部電子工学科卒。同年日本電気(株)入社, 中央研究所勤務。63 年より九州工業大学情報工学部電子情報工学科教授。平成 8 年 4 月より九州大学システム情報科学研究科教授となり現在に至る。移動通信システムの研究に従事。平成 3 年度電子情報通信学会論文賞, IEEE VTS Avant Garde 賞, 平成 6 年度電子情報通信学会業績賞受賞。電子情報通信学会会員, IEEE senior member, 工博。