1W-10

データと電力同時伝送のための干渉除去手法の初期的評価

杉山 佑介 † 山崎 景太 † 川原 圭博 ‡ 猿渡 俊介 † 渡辺 尚 ‡†
† 静岡大学 ‡ 東京大学 ‡† 大阪大学

1 はじめに

電波を利用したデータ伝送と無線電力伝送とを組み合わせることにより，ネットワーク機能と電力供給機能を兼ね備えたネットワークを構築できる．本稿では，同じ周波数帯でデータと電力を同時に伝送する技術を確立するための基礎実装・評価について述べる．具体的には，重畳したデータを分離できることを確認するため，電力信号が既知であることを利用して信号分離する干渉除去を用いた送信機と受信機を実装した．送信機と受信機は，ハードウェアとしてソフトウェア無線機である Universal Software Radio Peripheral N200 (USRP N200)，ソフトウェアとして USRP Hardware Driver (UHD) と C++を用いた．実機評価の結果として，干渉除去によるデータ分離の実現可能性を示す．

2 電力伝送信号干渉除去手法

図 1 に筆者らが目指している最終ゴールを示す．図 1 では，複数の無線アクセスポイントが協調して無線ノードに対してデータと電力を電波で同時伝送している．これまでの干渉除去手法は，バースト的に発生するデータ伝送同士が衝突した場合を想定していた [1, 2]．データ伝送ではパケットの中身が未知であるため，逐次干渉除去などのように片方のデータ伝送の中身を得てからもう一方のパケットを抽出するのが一般的であった．それに対して，電力伝送信号の干渉除去では，バースト的に発生するデータ伝送と定常的に発生している電力伝送が衝突した際に，電力伝送信号の波形が既知であることを利用する．

3 送信機と受信機の実装

3.1 全体像

図 2 に電力伝送信号干渉除去の実験装置を示す．電力伝送信号干渉除去の実験装置は，送信機 TX_1，TX_2，受信機 RX，送信・受信機制御 PC，外部クロック Fury Desktop から構成される．TX_1，TX_2，RX はそれぞれ USRP N200 を用いて実装して PC に接続した．Fury Desktop から出力される 10 MHz の信号を TX_1，TX_2，RX に入力することで，USRP N200 間の周波数偏差が小さくなるようにした．

図 3 に TX_1，TX_2 から送信される信号，RX が受信する信号を示す．TX_1 は Orthogonal Frequency-Division Multiplexing（OFDM）信号を定期間隔で送信することでバースト的に発生するデータ伝送を再現する．TX_2 は正弦波を連続して送信することで定常的に発生している電力伝送を再現する．RX は正弦波に OFDM 信号が衝突した信号を受信する．

本稿では，データ伝送で送信される信号をデータ信号，電力伝送で送信される信号を電力信号と呼ぶこととする．受信機 RX では，まず，電力信号を再現する．次に，受信信号から再現した電力信号を減算してデータ信号を取り出す．最後に取り出したデータ信号を復調する．

3.2 送信信号

TX_1 からはデータ伝送として OFDM 信号を送信する．サブキャリア数は 52，Fast Fourier Transform（FFT）長はガードバンドを考慮して 64 とした．プリアンブルとしてはフレーム検出およびチャネル補正のために 3 つの既知の OFDM シンボルを用いた．1 番目のシンボルは，自己相関処理によってフレーム位置の検出ができるようにサブキャリアの奇数番のみにサンプルを代入しているため，Inverse FFT（IFFT）後の波形の前半と後半が一致する．2 番目と 3 個目のシンボルは，それぞれチャネル補正のためのシンボルであり，52 個のサブキャリア全てに既知の値を代入している．データシンボルでは 48 サブキャリアに 1 次変調された信号点を，残りの 4 サブキャリアには Binary Phase-Shift Keying（BPSK）のパイロットシンボルを代入する．シンボル間干渉を防ぐために，IFFT 後の信号に cyclic prefix としてシンボル後半の 16 サンプルを先頭に付加する．

TX_2 からは電力伝送として正弦波を送信する．n をサンプル，A を振幅，N を正弦波 1 波長のサンプリング数だとすると送信される正弦波 $y[n]$ は次の式で表される．

$$y[n] = A\left(\cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + i\sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right)\right) \tag{1}$$

3.3 受信機の動作

図 5 に受信機の動作を示す．受信機では，1) 電力信号の再現，2) 受信信号からの電力信号の減算，3)OFDM 信号のシンボル同期，4)OFDM 復調，5)BPSK 復調の 5 つの動作を実行する．

1) 電力信号の再現では，受信信号からデータ信号が衝突していないサンプルを抽出して電力信号を再現する．電力信号を再現するために，受信信号から電力信号の振幅の粗推定と，高精度な推定の 2 段階で推定する．

粗推定では受信信号から式 (1) の N サンプルを取り出して，取り出したサンプルの中から振幅が最大となるサンプルの振幅を再現したい電力信号の振幅として推定する．正弦波 1 波長のサンプリング数 N は既知とする．

高精度な推定では，粗推定で推定した振幅を調整して受信した電力信号に高精度に近似した電力信号を再現する．まず，粗推定で推定した振幅に -0.01 から 0.01 までの値を 0.0001 刻みで足して，再現したい電力信号の振幅の候補を求める．次に，候補とした振幅をそれぞれ式 (1) の振幅 A に代入して電力信号の候補となる正弦波を

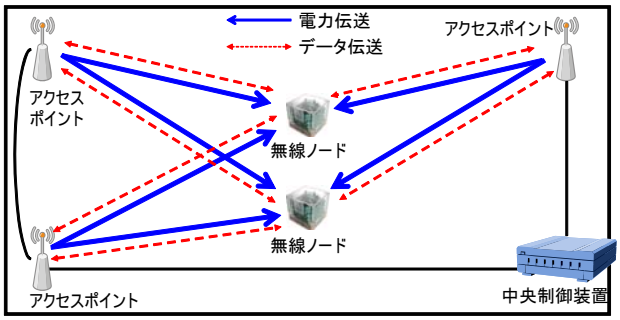

図 1: 最終ゴール

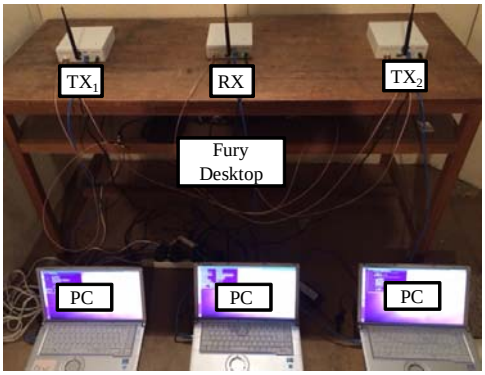

図 2: 電力伝送信号干渉除去の実験装置

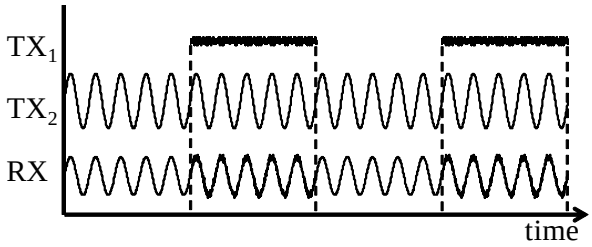

図 3: 時間軸上の送信・受信信号

Copyright ©2014 Information Processing Society of Japan.
All Rights Reserved.

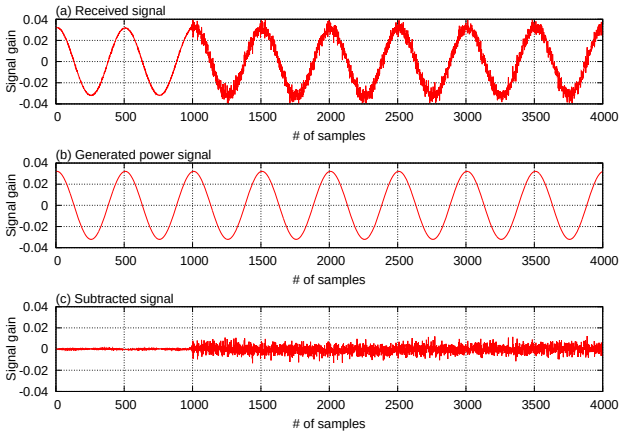

図 4: 減算前・後の信号

1 波長分生成する．最後に，生成した正弦波と受信信号との平均二乗誤差を取り，平均二乗誤差が最も小さくなる振幅を再現したい電力信号の振幅とする．生成した正弦波と平均二乗誤差を取る受信信号の開始位置は，粗推定で推定した振幅を式 (1) の振幅 A に代入して生成した 1 波長分の正弦波を用いて決定する．生成した正弦波と受信信号を 0〜N サンプル分シフトさせた信号との平均二乗誤差を取り，平均二乗誤差が最も小さくなる位置を平均二乗誤差を取る受信信号の開始位置とする．

2) 受信信号からの電力信号の減算では，受信波形から 1 つ目の動作で再現した電力信号を減算する．図 4(a)，(b)，(c) に受信信号，再現した電力信号，減算後の OFDM 信号を示す．図 4(a) の受信信号から図 4(b) の再現した電力信号を減算することで，図 4(c) の減算後の OFDM 信号が得られる．

3) OFDM 信号のシンボル同期では，フレームを検出する．減算後の OFDM 信号のプリアンブルの 1 シンボル目をシンボル同期に用いる．プリアンブルの 1 シンボル目のみ信号の前半と後半が一致するため，OFDM 信号の波長と半波長遅延させた OFDM 信号の波長が，半波長と cyclic prefix 分，48 サンプルの間一致する．半波長ウィンドウ幅の畳み込み積分で自己相関を算出すると，ピークは cyclic prefix 分，16 サンプルの間立つことが予想される．しかしながら，自己相関の値は正規化されていないため受信開始時の Automatic Gain Control（AGC）が収束していない場所では，受信電力自体が膨大になりピークが立ってしまう．受信開始時に AGC が正しく効いていない部分でピークを観測しないようにするために，自己相関の値を受信電力で除算することで正規化する．正規化された相関値を 16 サンプルのウィンドウ幅で移動平均を取ることで，フレームの開始地点にピークが立つ．ピークの検出では，実測により得られた値を閾値としてフレームの開始地点を決定する．

4) OFDM 復調では，cyclic prefix を削除して FFT 処理を行うことでサブキャリアを抽出する．Cyclic prefix の削除では，シンボル同期で発見したフレームの開始地点を元に減算後の OFDM 信号のシンボルの先頭 16 サンプルを削除する．

5) BPSK 復調では，抽出したサブキャリアからビット列を取得する．BPSK 復調では，取り出した信号の実数軸が 0 以上の場合は 1 を，0 より小さい場合は 0 を取得する．

4 動作検証

実装した電力伝送信号の干渉除去手法の基本特性の検証を行った．計測は電波暗室で実施した．電力比は，データ信号の RSSI を P_{data}，電力信号の RSSI を P_{energy} として $10\log_{10}(P_{data}/P_{energy})$ で算出した．サンプリングレートは 195.3125 ksps，中心周波数は 5.11 GHz を用いた．OFDM 信号としてペイロードサイズが 1500 Bytes のフレーム，電力信号である正弦波では，振幅 A を変化させ，サンプリング数 N は 500 で固定した．

まず，理論値と実測値の Signal to Noise Ratio（SNR）に対する Bit Error Rate（BER）を評価した．図 6 に SNR に対する BER の評価を示す．理論値の通信環境は Additive White Gaussian Noise（AWGN）環境を想定した．データ信号と電力信号の電力比は −31.23〜−5.57 dB である．BER が 0 であった場合には便宜的に 10^{-5} の位置に結果をプロットした．図 6 から理論値と実測による値の傾向が類似していることがわかる．電力伝送信号の干渉除去に成功していると考えられる．

次に，データ信号と電力信号の電力比に対するデコード率を評価した．評価では，データ信号同士の逐次干渉除去 [2] と比較した．図 7 に電力比に対するデコード率を示す．図 7 の X 軸はデータ信号と電力信号の計測（data and energy）では P_a がデータ信号の RSSI である P_{data}，P_b が電力信号の RSSI である P_{energy}，データ信号同士の計測では P_a が弱信号の RSSI である P_{weak}，P_b が強信号の RSSI である P_{strong} を意味する．

図 7 から次の 3 つのことがわかる．1 つ目は，電力比が小さい場合はフレームのデコード率が低いことである．電力比が小さい場合には AGC が電力信号を基準にゲインを制御するため，データ信号を受信するダイナミックレンジが小さくなるからだと考えられる．電力比が小さいとは，電力伝送の信号の方がデータ伝送の信号よりも大きいことを意味する．例えば −30 dB の時には電力信号の方がデータ信号よりも 1000 倍大きい．

2 つ目は，データ伝送と電力伝送の干渉除去では電力比が約 −20 dB 以上であればデコード率が 100 %となることである．電力伝送の電力がデータ伝送の電力よりも 100 倍程度の大きさであれば干渉除去可能であると考えられる．これよりも小さい電力比においてデータ信号を受信できるようにする場合には，アナログキャンセレーション技術等 [3] と組み合わせる必要がある．

3 つ目は，データ伝送と電力伝送の干渉除去の方がデータ伝送同士の逐次干渉除去よりも高いデコード率を達成していることである．データ伝送同士の逐次干渉除去の場合にはデータが未知であるため，逐次干渉除去における最初のフレームのデコードに失敗するともう一方のフレームのデコードも失敗するからだと考えられる．

5 おわりに

本稿では，同じ周波数帯でデータと電力を同時に伝送する技術を実現するためのデータ伝送と電力伝送の干渉除去技術について述べた．現在，意図的にデータ伝送と電力伝送を衝突させることで周波数利用効率を高める周波数共同利用型通信プロトコルの研究を進めている．

謝辞

本研究は総務省・2013 年度戦略的情報通信研究開発推進事業（SCOPE）の助成を受けて行った．

参考文献

[1] D. Halperin, T. Anderson and D. Wetherall: “Taking the sting out of carrier sense: Interference cancellation for wireless LANs”, Proceedings of the 14th ACM Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom’08), San Francisco, California, pp. 339–350 (2008).

[2] 杉山, 山崎, 猿渡, 渡辺：“ソフトウェア無線実験装置 Radio Ensembler による逐次干渉除去の実装について”, 電子情報通信学会総合大会 (2014).

[3] 中川, 杉山, 木崎, 猿渡, 渡辺：“中継全二重通信の実証に向けた無線通信装置の基礎的実装”, 情報処理学会全国大会 (2014).

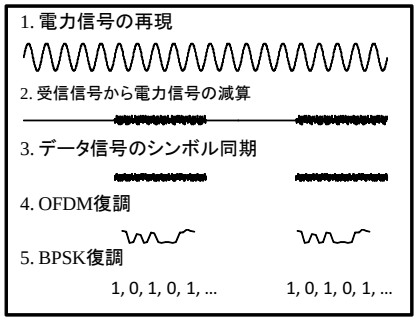

図 5: 受信機の動作

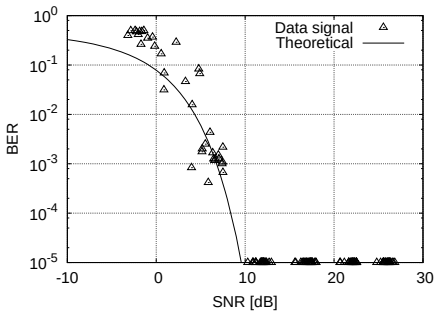

図 6: SNR に対する BER

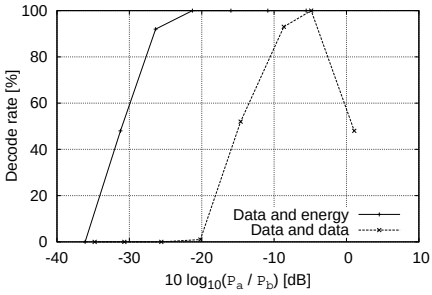

図 7: 電力比に対するデコード率

Copyright ©2014 Information Processing Society of Japan.
All Rights Reserved.