

適応最小分散法を用いる全二重フィルタ転送型リレーにおける干渉抑圧

竹腰 雄斗[†] (学生員) 宮嶋 照行^{†a)} (正員)
 杉谷 栄規[†] (正員)

Interference Suppression for Full-Duplex Filter-and-Forward Relaying Using Adaptive Minimum Variance Method

Yuto TAKEKOSHI[†], Student Member, Teruyuki MIYAJIMA^{†a)},
 and Yoshiki SUGITANI[†], Members

[†] 茨城大学大学院理工学研究科, 日立市

Graduate School of Science and Engineering, Ibaraki University, 4-12-1 Nakanarusawa, Hitachi-shi, 316-8511 Japan

a) E-mail: teruyuki.miyajima.spc@vc.ibaraki.ac.jp

DOI:10.14923/transfunj.2021JAL2001

あらまし 本論文では, 全二重伝送を行うフィルタ転送型リレー局における自己干渉と符号間干渉の同時抑圧法を提案する. 適応最小分散法を用いてフィルタを調節することで, トレーニング信号やサイクリックプリフィックスを用いずに干渉抑圧できることを示す.

キーワード 全二重伝送, リレー伝送, 自己干渉, 符号間干渉, ハードウェア不完全性

1. まえがき

単一周波数全二重リレー伝送は, リレー伝送によるカバレッジ領域拡大に加え, 同一周波数における同時送受信により半二重リレー伝送と比べて最大2倍の周波数利用効率が達成可能である [1]. しかし全二重リレー伝送では, リレー局が送信した信号を自ら受信する自己干渉 (SI: Self Interference) が問題となる.

この問題に有用な SI キャンセラでは, SI 推定のためにトレーニング信号を用いるが, これは伝送効率を劣化させる. 文献 [2], [3] では, トレーニング信号を用いずに SI をキャンセルする手法が提案されている. しかし, これらは線形フィードバックフィルタを用いるため, ハードウェアの不完全性の影響を受けやすいことが指摘されている [4]. 一方, フィードフォワード FIR (Finite Impulse Response) フィルタを用いるフィルタ転送型リレーでは, ハードウェア不完全性の影響を受けにくいことが示されている [4]. 文献 [4] では, サイクリックプレフィックス (CP: Cyclic Prefix) 付き OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送を想定し, CP の存在を利用した適応アルゴリズムにより FIR フィルタを調節する. リレー伝送では, 送信局からリレー局を経て受信局に至る実質的な通信路が長くなるため, 大きい遅延時間をもつ符号間干渉 (ISI: Inter-Symbol Interference) が存在し, これを補償する

ためには長い CP が必要になる. しかし CP は冗長な信号であり, 長い CP の利用は伝送効率の観点から望ましくない. 一方, リレー局において SI に加えて ISI も FIR フィルタにより抑圧すれば, 受信局における干渉抑圧の負担を減らせるが, そのような検討はこれまでにない.

本論文では, CP なし OFDM 伝送を想定し, 全二重フィルタ転送型リレー局において干渉を抑圧する手法を提案する. 適応最小分散法 [5] を用いることで, リレー送信機にハードウェアの不完全性が存在する場合に, トレーニング信号と CP を用いずに SI と ISI を同時に抑圧できることを示す.

2. 全二重フィルタ転送型リレー

検討する全二重フィルタ転送型リレーシステムを図 1 に示す. 送信局は 1 本の送信アンテナを備える. N 個のデータシンボル s_k からなる第 n データブロック $\mathbf{s}_n = [s_{nN} \cdots s_{(n+1)N-1}]^T$ に逆離散フーリエ変換 (IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform) を適用して OFDM 信号 $\mathbf{u}_n = [u_{nN} \cdots u_{(n+1)N-1}]^T = \mathbf{F}^H \mathbf{s}_n$ を得る. ここで, \mathbf{F} は N 点 DFT 行列である. 送信局は u_k を送信する.

リレー局は D 本の受信アンテナと 1 本の送信アンテナをもつ. 時刻 k の受信信号 $\mathbf{r}_k = [r_k^{(1)} \cdots r_k^{(D)}]^T$ は,

$$\mathbf{r}_k = \sum_{i=0}^{M_h} \mathbf{h}_i u_{k-i} + \sum_{j=0}^{M_c} \mathbf{c}_j \bar{t}_{\text{non},k-d_{\text{relay}}-j} + \mathbf{v}_k \quad (1)$$

と表せる. ここで, $\mathbf{h}_k = [h_k^{(1)} \cdots h_k^{(D)}]^T$, $\mathbf{c}_k = [c_k^{(1)} \cdots c_k^{(D)}]^T$ はそれぞれ通信路次数 M_h , M_c の送信局-リレー局間, リレー局送受信アンテナ間の通信路のインパルス応答, $\bar{t}_{\text{non},k}$ はリレー局送信信号, $\mathbf{v}_k = [v_k^{(1)} \cdots v_k^{(D)}]^T$ は雑音, d_{relay} はリレー局の処理遅延である. 受信信号に含まれる ISI と SI を同時に抑圧するため FIR フィルタを用いて受信信号を処理する. 時刻 k のフィルタ出力は次式で与えられる.

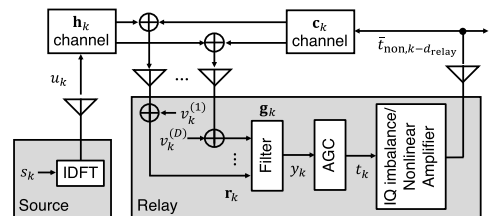


図 1 全二重フィルタ転送型リレーシステムモデル
 Fig. 1 Full-duplex filter-and-forward relaying system model.

$$y_k = \sum_{i=0}^{M_g} \mathbf{g}_i \mathbf{r}_{k-i} = \mathbf{g}^H \mathbf{r}[k]. \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{g}_k = [g_k^{(1)} \cdots g_k^{(D)}]^T$ は次数 M_g のフィルタ係数、 $\mathbf{g} = [\mathbf{g}_0^T \cdots \mathbf{g}_{M_g}^T]^T$ 、 $\mathbf{r}[k] = [\mathbf{r}_k^T \cdots \mathbf{r}_{k-M_g}^T]^T$ 。フィルタ出力 y_k が発散しないように自動利得制御 (AGC: Automatic Gain Control) を行い $t_k = \sqrt{\frac{P_0}{P_y[k]}} y_k$ を得る。ここで、 P_0 は所定送信電力、 $P_y[k] = (1 - \varepsilon)P_y[k-1] + \varepsilon|y_k|^2$ である。

リレー局送信機におけるハードウェアの不完全性として IQ インバランスと増幅器非線形性を考慮する。周波数選択性 IQ インバランスを次数 M_T の FIR フィルタによりモデル化することで $\tilde{t}_k = \eta_{T,I}^T \mathbf{t}_k + \eta_{T,Q}^T \mathbf{t}_k^*$ を得る。ここで、 $\eta_{T,I} = \frac{1}{2}\{(\alpha_T + \beta_T)\xi_{T,I} + (\alpha_T - \beta_T)\xi_{T,Q}\}$ 、 $\eta_{T,Q} = \frac{1}{2}\{(\alpha_T + \beta_T)\xi_{T,I} - (\alpha_T - \beta_T)\xi_{T,Q}\}$ 、 $\xi_{T,I} = [\xi_{T,I,0} \cdots \xi_{T,I,M_T}]^T$ 、 $\xi_{T,Q} = [\xi_{T,Q,0} \cdots \xi_{T,Q,M_T}]^T$ 、 $\alpha_T = \cos \phi_T + j\gamma_T \sin \phi_T$ 、 $\beta_T = \gamma_T \cos \phi_T + j \sin \phi_T$ 、 $\mathbf{t}_k = [t_k \cdots t_{k-M_T}]^T$ 、 γ_T は振幅誤差、 ϕ_T は位相誤差である。また、増幅器の入出力特性として Rapp モデルを用いると、リレー送信信号は、 $\tilde{t}_{\text{non},k} = \tilde{t}_k \{1 + (|\tilde{t}_k|/A_0)^{2\rho}\}^{-1/2\rho}$ と表せる。ここで、 A_0 は飽和電圧、 ρ は平滑係数である。

3. フィルタ設計

SI と ISI を同時に抑圧するためのフィルタ設計を考える。フィルタ出力 y_k を次のように書き換える。

$$y_k = \mathbf{g}^H \mathbf{h}^{(d)} u_{k-d} + \mathbf{g}^H \mathbf{H}_{\text{isi}} \tilde{\mathbf{u}}[k] + \mathbf{g}^H \mathbf{C} \tilde{\mathbf{t}}_{\text{non}}[k - d_{\text{relay}}] + \mathbf{g}^H \mathbf{v}[k]. \quad (3)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{u}}[k] = [u_k \cdots u_{k-d+1} \cdots u_{k-M_h-M_g}]^T$ 、 $\tilde{\mathbf{t}}_{\text{non}}[k] = [\tilde{t}_{\text{non},k} \cdots \tilde{t}_{\text{non},k-M_c-M_g}]^T$ 、 $\mathbf{v}[k] = [\mathbf{v}_0 \cdots \mathbf{v}_{M_g}]^T$ 、 $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{(M_g+1)D \times (M_c+M_g+1)}$ は $\mathbf{C}_0 = [\mathbf{c}_0 \cdots \mathbf{c}_{M_c}]$ を要素とするブロックトリアップリックス行列 [4]、 $\mathbf{h}^{(d)}$ は $\mathbf{H}_0 = [\mathbf{h}_0 \cdots \mathbf{h}_{M_h}]$ を要素とするブロックトリアップリックス行列 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{(M_g+1)D \times (M_h+M_g+1)}$ の第 $d+1$ 列、 \mathbf{H}_{isi} は \mathbf{H} から $\mathbf{h}^{(d)}$ を除いた行列、 d は等化遅延である。式 (3) において、右辺各項は順に、希望成分、ISI 成分、SI 成分、雑音成分を表す。このとき、 $\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{isi}}^H \\ \mathbf{C}^H \end{bmatrix} \mathbf{g} = \mathbf{0}$ を満たす $\mathbf{g} \neq \mathbf{0}$ が得られれば、たとえ IQ インバランスと増幅器非線形性が存在しても SI と ISI を同時に抑圧できる。行列が横長であれば $\mathbf{g} \neq \mathbf{0}$ が存在するので、 $(M_g+1)D > M_h + M_c + 2M_g + 1$ を満たせば良い。この条件は受信アンテナ数 D を増やすことで満たされる。通信路が未知の状況で、このよ

うな \mathbf{g} を求めることが次の問題である。

希望成分を保持しながら、SI と ISI 成分を抑圧するために、次の拘束付き分散最小化問題を考える。

$$\min_{\mathbf{g}} E[|y_k|^2] \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{g}^H \mathbf{h}^{(d)} = 1. \quad (4)$$

SI 成分がフィルタ \mathbf{g} に依存するため、式 (4) に対する \mathbf{g} の最適解を解析的に求めることは困難である。そこで適応的に \mathbf{g} を求めることを考える。式 (4) では通信路の知識 $\mathbf{h}^{(d)}$ を必要とするが、適応最小分散法 [5] を用いれば $\mathbf{h}^{(d)}$ が不要となる。適応最小分散法では、新たな変数 \mathbf{w} を導入し、以下の評価関数を考える。

$$J(\mathbf{g}, \mathbf{w}) = \mathbf{g}^H \mathbf{R}_r \mathbf{g} + \lambda^H (\mathbf{A}^H \mathbf{g} - \mathbf{w}) + (\mathbf{g}^H \mathbf{A} - \mathbf{w}^H) \lambda. \quad (5)$$

ここで $\mathbf{R}_r = E[\mathbf{r}[k] \mathbf{r}^H[k]]$ 、 λ はラグランジュ乗数ベクトル、 \mathbf{A} は $\mathbf{h}^{(d)} = \mathbf{A} \mathbf{h}'$ となる行列 [5]、 $\mathbf{h}' = [\mathbf{h}_0^T \cdots \mathbf{h}_{M_g}^T]^T$ 。式 (5) の J が最小となるように \mathbf{g} を決定し、同時に J が最大となるように \mathbf{w} を決定すれば良い。確率的勾配法を適用することで以下の適応アルゴリズムを得る。

$$\mathbf{g}[k+1] = \Pi_A^+ \left(\mathbf{g}[k] - \mu_g \mathbf{r}[k] \mathbf{r}^H[k] \mathbf{g}[k] \right) + \mathbf{A} \mathbf{w}[k], \quad (6)$$

$$\mathbf{w}[k+1] = \mathbf{w}[k] + \frac{\mu_w}{\mu_g} \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{w}[k] \mathbf{w}^H[k]}{\mathbf{w}^H[k] \mathbf{w}[k]} \right) \times \left(\mu_g \mathbf{A}^H \mathbf{r}[k] \mathbf{r}^H[k] \mathbf{g}[k] - \mathbf{A}^H \mathbf{g}[k] \right). \quad (7)$$

ここで、 μ_g, μ_w はステップサイズ、 $\Pi_A^+ = \mathbf{I} - \mathbf{A} \mathbf{A}^H$ である。初期値 $\mathbf{g}[0], \mathbf{w}[0]$ を与え、式 (6), (7) を収束するまで繰り返す。 $\mathbf{w}[k+1]$ は更新のたびに正規化を行う。

4. シミュレーション結果

シミュレーションにより提案手法の有効性を確認する。諸元は以下のとおりである。変調方式は QPSK、 $N = 64$ 、 $M_h = 2$ 、 $M_c = 1$ 、 $M_g = 12$ 、 $D = 9$ 、 $d = 6$ 、 $d_{\text{relay}} = 1$ 、 $P_0 = 1$ 、 $\varepsilon = 0.5$ 、 $\phi_T = 4^\circ$ 、 $\gamma_T = 0.2$ 、 $\eta_{T,I} = \eta_{T,Q} = [1.0 \ 0.05 \ 0.01]^T$ 、 $\rho = 2$ 、IBO (Input Back-Off) = 2 dB。 $\mathbf{g}[0] = [\mathbf{1}_D \ 0 \cdots 0]^T$ 、 $\mathbf{1}_D$ は全ての要素が 1 の長さ D のベクトル、 $\mathbf{w}[0] = \mathbf{1}_{D(M_g+1)}^T / \sqrt{D(M_g+1)}$ 。 $h_k^{(d)}, c_k^{(d)}$ は平均 0、分散 $\sigma_k^2 = \lambda \exp(-\alpha k)$ の複素ガウス乱数、 $\alpha = 0.1$ 、 λ は $\sum_k \sigma_k^2 = 1$ とするための正規化係数。予備実験結果に従い、更新回数は 64000 回 (1000 OFDM シンボル相当) とした。ステップサイズについて、 μ_g と μ_w が $\{1, 2, 5\} \times \{10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}\}$ と

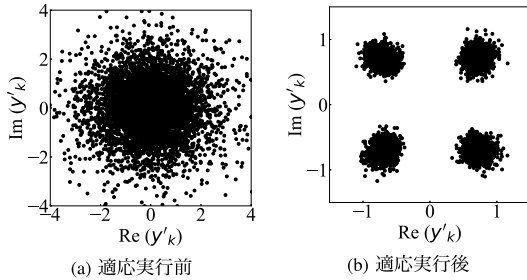


図2 フィルタ出力の散布図
Fig. 2 Scatter plots of filter outputs.

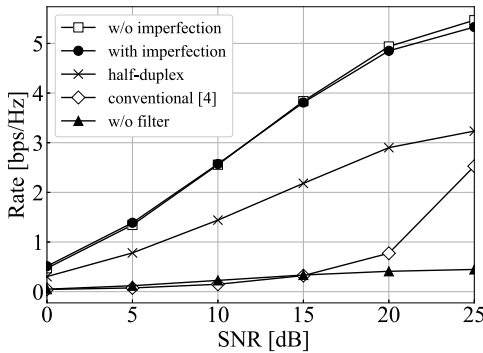


図3 伝送速度特性
Fig. 3 Rate performance.

1×10^{-6} の 10 値のいずれかを取るものとし、合計 100 通りの組み合わせのうち、受信 SNR が 25dB のときに最も伝送速度が高くなるものを選び $\mu_g = 5 \times 10^{-4}$ 、 $\mu_w = 1 \times 10^{-4}$ とした。

図 2 に、適応アルゴリズム実行前後のフィルタ出力 $y'_k = y_k / (\mathbf{g}^H \mathbf{h}^{(d)})$ の散布図を示す。リレー受信 SNR は 25dB とする。適応前は SI と ISI の影響によりフィルタ出力は乱れているが、適応後は SI と ISI が抑圧されたため QPSK 信号点が分離できている。

図 3 に伝送速度特性を示す。全二重伝送の伝送速度は、 $I = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log_2(1 + \text{SINR}^{(i)})$ を 100 試行に渡って平均することで求めた。第 i サブキャリアの SINR は、 $N_b = 1000$ OFDM ブロックに渡る平均 $\text{SINR}^{(i)} = \sum_{n=1}^{N_b} |s_{nN+i}|^2 / \sum_{n=1}^{N_b} |z_{nN+i} - s_{nN+i}|^2$ で求めた。ここで、 $[z_{nN} \cdots z_{(n+1)N-1}]^T = \mathbf{F}[y'_{nN} \cdots y'_{(n+1)N-1}]^T$ である。試行ごとに通信路が異なる。比較のため、半二重伝送 (half-duplex) と従来手法 [4] の結果も示す。半二重伝送では SI が存在しない環境で適応アルゴリズムを動作させ、伝送速度は I に $1/2$ を乗じて求めた。従来手法では、長さ $N_{\text{CP}} = 16$ の CP を用いるため、伝

送速度は I に $N/(N + N_{\text{CP}})$ を乗じて求めた。図 3 より、フィルタを用いない場合 (w/o filter) は干渉の影響により伝送速度が極めて低いことがわかる。また、半二重伝送に比べて、全二重伝送が約 1.7 倍の伝送速度を達成している。更に、ハードウェアの不完全性が存在する場合 (with imperfection) でも、不完全性が存在しない場合 (w/o imperfection) と同等の性能が得られている。従来手法は大きく性能が劣化しているが、これは、CP 利用による伝送速度の劣化に加えて、十分に自己干渉を抑圧できていないためである。

5. むすび

全二重フィルタ転送型リレーにおける干渉抑圧法を提案し、トレーニング信号と CP を用いることなく SI と ISI を抑圧でき、送信機 IQ インバランスと非線形増幅器が存在する場合でも干渉抑圧性能が劣化しないことを確認した。十分な干渉抑圧性能を得るために必要な受信アンテナ数が多くなる傾向があるため、受信アンテナが少ない場合に適した改良が今後必要である。また、他の手法との詳細な比較、様々な条件下での評価、パラメータの最適化などの検討が必要である。

謝辞 本研究は JSPS 科研費 JP20K04479 の助成を受けた。

文 献

- [1] G. Liu, F.R. Yu, H. Ji, V.C. Leung, and X. Li, "In-band full-duplex relaying: A survey, research issues and challenges," *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol.17, no.2, pp.500–524, 2nd Quart., 2015. DOI: 10.1109/COMST.2015.2394324
- [2] E.A. Rodriguez and R.L. Valcarce, "Cancelling self-interference in full-duplex relays without angle-of-arrival information," *Proc. IEEE ICASSP*, Vancouver, Canada, pp.4731–4735, May 2013. DOI: 10.1109/ICASSP.2013.6638558
- [3] K. Hayashi, M. Kaneko, M. Noguchi, and H. Sakai, "A single frequency full-duplex radio relay station for frequency domain equalization systems," *Proc. IEEE/CIC Int. Conf. Commun. China (ICCC)*, Xi'an, China, pp.33–38, Dec. 2013. DOI: 10.1109/ICCCChina.2013.6671085
- [4] T. Miyajima, H. Teshimori, and Y. Sugitani, "Adaptive self-interference suppression for full duplex filter-and-forward relaying," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol.9, no.10, pp.1701–1704, Oct. 2020. DOI: 10.1109/LWC.2020.3001656
- [5] Z.D. Xu and M.K. Tsatsanis, "Adaptive minimum variance methods for direct blind multichannel equalization," *Signal Process.*, vol.73, pp.125–138, June 1999. DOI: 10.1016/S0165-1684(98)00188-1

(2021 年 3 月 15 日受付, 5 月 18 日再受付,
6 月 4 日早期公開)